

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

# Traité d'Électricité

PUBLIÉ SOUS LA DIRECTION DE JACQUES NEIRYNCK

VOLUME XVI

## ÉLECTRONIQUE DE RÉGLAGE ET DE COMMANDE

Hansruedi Bühler



ÉDITIONS GEORGI



TRAITÉ D'ÉLECTRICITÉ

**XVI**  
**ÉLECTRONIQUE DE RÉGLAGE**  
**ET DE COMMANDE**



# **TRAITÉ D'ÉLECTRICITÉ**

DE L'ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE  
PUBLIÉ SOUS LA DIRECTION DE JACQUES NEIRYNCK

VOLUME XVI

## **ÉLECTRONIQUE DE RÉGLAGE ET DE COMMANDE**

par Hansruedi Bühler



EDITIONS GEORGI

Cet ouvrage fait partie d'une série de vingt-deux volumes  
dont les titres sont les suivants :

- I INTRODUCTION À L'ÉLECTROTECHNIQUE
- II MATÉRIAUX DE L'ÉLECTROTECHNIQUE
- III ÉLECTROMAGNÉTISME
- IV THÉORIE DES RÉSEAUX DE KIRCHHOFF
- V ANALYSE ET SYNTHÈSE DES SYSTÈMES LOGIQUES
- VI ANALYSE ET TRAITEMENT DES SIGNAUX
- VII ÉLECTRONIQUE: DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEUR
- VIII ÉLECTRONIQUE: CIRCUITS
- IX TRANSDUCTEURS ÉLECTROMÉCANIQUES
- X MACHINES ÉLECTRIQUES
- XI MACHINES SÉQUENTIELLES
- XII ÉNERGIE ÉLECTRIQUE
- XIII HYPERFRÉQUENCES
- XIV CALCULATRICES
- XV ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE
- XVI ÉLECTRONIQUE DE RÉGLAGE ET DE COMMANDE
- XVII MESURES
- XVIII TÉLÉCOMMUNICATIONS
- XIX FILTRES ÉLECTRIQUES
- XX TRAITEMENT NUMÉRIQUE DES SIGNAUX
- XXI ÉLECTROACOUSTIQUE
- XXII HAUTE TENSION

Deuxième édition  
ISBN (série): 2-604-00002-4  
ISBN (ce volume): 2-604-00018-0  
© 1979 Editions Georgi  
CH-1813 St-Saphorin  
Imprimé en Suisse

## INTRODUCTION

### **Place du volume XVI dans le Traité d'Electricité**

Le volume XVI traite de l'électronique de réglage et de commande. Il fait suite au volume XV qui est consacré à l'électronique de puissance. Dans le domaine de l'électronique de réglage et de commande, le problème consiste à construire et appliquer des dispositifs permettant le traitement de signaux analogiques et logiques. Les puissances en jeu sont en général faibles. Ces dispositifs sont destinés, dans la plupart des cas d'application, à commander des convertisseurs statiques, décrits dans le volume XV.

Pour la réalisation des dispositifs de réglage et de commande, on utilise des modules analogiques, décrits dans le volume VII, et des modules logiques, décrits dans le volume V. L'assemblage de ces éléments en des montages concrets est le résultat de longs développements et recherches dans l'industrie. Ces dispositifs doivent s'intégrer dans des systèmes complets. Le but de ce volume du Traité d'Electricité est la présentation, la description et l'analyse des dispositifs les plus importants utilisés dans le domaine des réglages industriels, ainsi que la description de quelques cas d'application. On peut distinguer trois parties :

- la première partie (chapitres 1 à 5) est consacrée à la présentation des dispositifs; on y travaille au niveau 2 (théorie des circuits) et au niveau 3 (schémas fonctionnels)
- la deuxième partie (chapitres 6 à 8) traite de l'intégration de ces dispositifs dans des systèmes; on y travaille au niveau 3 (schémas fonctionnels) et 4 (systèmes, où l'on fait aussi appel à des notions de la théorie du réglage automatique)
- la troisième partie (chapitres 9 à 13) est destinée au traitement plus approfondi d'un domaine d'application, celui des entraînements réglés, où l'on travaille au niveau 3 (schémas fonctionnels) et au niveau 4 (systèmes).

L'électronique de réglage et de commande ne s'occupe donc pas seulement des dispositifs électroniques, mais s'intègre dans un contexte plus large, où l'aspect du système est prédominant. On doit résoudre des problèmes pratiques et théoriques, des problèmes appartenant au domaine de l'électronique de faible puissance, de l'électronique de puissance, des machines électriques et des installations industrielles.

### **Organisation générale du volume XVI**

Le chapitre 1 donne une introduction à l'électronique de réglage et de commande. On présente les modules standard et on donne une classification des équipements selon leur mode de fonctionnement.

Le chapitre 2 traite des considérations générales sur les équipements de réglage et de commande. Il s'agit de la description des organes d'alimentation et d'une indication sur l'influence et la protection contre des perturbations. Enfin, on fait quelques remarques concernant la disposition mécanique.

Les organes de consigne et de mesure sont présentés au chapitre 3. Ces organes sont indispensables pour imposer une valeur de consigne et pour capter la valeur réelle dans des circuits de réglage. Le domaine très vaste des organes de mesure ne permet pas une description détaillée de chacun d'entre-eux. On doit se limiter à la présentation du principe de base et des caractéristiques essentielles.

Le chapitre 4 est consacré aux régulateurs. On y présente les propriétés des régulateurs électroniques en commençant par les régulateurs standard du type P (proportionnel), PI (proportionnel-intégrateur) et PID (proportionnel-intégrateur-dérivateur). Une grande importance est donnée à la détermination des coefficients (constantes de temps) en fonction des valeurs des composants (résistances et condensateurs) et vice versa. Des régulateurs adaptatifs sont aussi mentionnés parce que leur application est souvent indispensable pour obtenir des performances élevées. On présente en plus les circuits de lissage et les dispositifs non linéaires qui sont souvent utilisés en relation avec les régulateurs. Enfin, les régulateurs à action à deux ou trois positions sont présentés. Ces régulateurs possèdent un fonctionnement discontinu.

Les organes de commande sont décrits au chapitre 5. Ces organes font office d'interfaces entre les régulateurs et le système à régler et permettent dans la plupart des cas d'intervenir sur des convertisseurs de courant ou des convertisseurs de fréquence, c'est-à-dire d'intervenir sur des dispositifs appartenant à l'électronique de puissance.

Le chapitre 6 présente quelques principes généraux de la technique des systèmes de réglage. On y indique d'une manière générale les bases pour le réglage de grandeurs principales, la limitation de grandeurs auxiliaires et l'imposition du point de fonctionnement. On traite ensuite des méthodes très importantes utilisées pour le réglage et le contrôle des convertisseurs de courant, des variateurs de courant et des convertisseurs de fréquence. Dans ce chapitre, on travaille uniquement au niveau des schémas fonctionnels qui permettent de faire une abstraction et de mettre en évidence l'essentiel des circuits de réglage.

Dans le chapitre 7 sont résumées quelques méthodes particulières concernant l'étude théorique des circuits de réglage, méthodes qui sont utilisées spécialement dans le domaine de l'électronique industrielle. On y présente plusieurs critères permettant de déterminer d'une manière relativement simple les coefficients optimaux d'un régulateur afin qu'un circuit de réglage ne soit pas seulement stable, mais aussi bien amorti. On montre aussi l'importance des petites constantes de temps sur la stabilité et la rapidité d'un circuit de réglage.

Le chapitre 8 est consacré à l'étude de quelques cas particuliers de réglages dans le domaine de l'électronique industrielle. On y traite des problèmes se posant lors de l'utilisation des convertisseurs de courant dans des circuits de réglage. On montre d'abord le schéma équivalent d'un convertisseur de courant où l'on distingue la conduction continue et la conduction intermittente. Une étude plus approfondie est réservée aux circuits de réglage de courant, mentionnant le besoin d'utiliser dans certains cas des régulateurs adaptatifs. L'influence de l'ondulation ne peut pas être négligée et nécessite souvent l'emploi et le dimensionnement des circuits de lissage.

Les chapitres 9 à 13 sont destinés à présenter d'une manière plus approfondie un

domaine d'application très important de l'électronique industrielle, à savoir le domaine des entraînements réglés. Les entraînements électriques à vitesse variable les plus importants sont décrits dans leurs aspects pratiques et théoriques. Le chapitre 9 donne un bref aperçu des exigences posées aux entraînements réglés et présente les différentes possibilités pour faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu, d'un moteur asynchrone et d'un moteur synchrone. Dans le chapitre 10 sont résumées les bases concernant le comportement statique et dynamique des moteurs électriques, particulièrement en vue de leur application dans des circuits de réglage.

Dans les chapitres 11, 12 et 13 sont alors traités des exemples concrets d'entraînements réglés respectivement avec moteur à courant continu, moteur asynchrone et moteur synchrone. On y présente le schéma de principe des circuits de réglage concernés et on détermine ensuite les fonctions de transfert du système à régler. Enfin, on analyse le comportement des circuits de réglage de courant et de vitesse. On détermine entre autres les coefficients optimaux des régulateurs. Dans chaque cas, des réponses indicielles sont présentées pour illustrer le comportement dynamique des circuits de réglage.

À la fin du volume, on trouve des indications bibliographiques. On s'est limité à ne mentionner que des livres permettant un approfondissement général de l'électronique de réglage et de commande. Pour cette raison, on n'a pas introduit de numéros de rappel dans le texte.

### Conventions

Le Traité d'Electricité est composé de volumes (vol.) repérés par un chiffre romain (vol. XV). Chaque volume est partagé en chapitres (chap.) repérés par un nombre arabe (chap. 2). Chaque chapitre est divisé en sections (sect.) repérées par deux nombres arabes séparés par un point (sect. 2.3). Chaque section est divisée en paragraphes (§) repérés par trois nombres arabes séparés par deux points (§ 2.3.11). Les références internes stipulent le volume, le chapitre, la section ou le paragraphe du Traité auquel on renvoie. Dans le cas de la référence à une partie du même volume, on omet le numéro de celui-ci.

Un terme apparaît en *italique maigre* la première fois qu'il est défini dans le texte.

Les équations hors texte sont numérotées continûment par chapitre et repérées par deux nombres arabes placés entre parenthèses et séparés par un point (3.14). Les figures et les tableaux sont numérotés continûment par chapitre et repérés par deux nombres arabes précédés de Fig. (Fig. 4.12).



## TABLE DES MATIÈRES

	INTRODUCTION . . . . .	v
CHAPITRE 1	INTRODUCTION À L'ÉLECTRONIQUE DE RÉGLAGE ET DE COMMANDE	
	1.1 Modules standard . . . . .	1
	1.2 Classification selon le mode de fonctionnement . . . . .	4
CHAPITRE 2	CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES SUR LES ÉQUIPEMENTS DE RÉGLAGE ET DE COMMANDE	
	2.1 Introduction . . . . .	9
	2.2 Organes d'alimentation. . . . .	10
	2.3 Perturbations sur les équipements de réglage et de commande . . . . .	16
	2.4 Protection contre les perturbations . . . . .	21
	2.5 Disposition mécanique . . . . .	26
CHAPITRE 3	ORGANES DE CONSIGNE ET DE MESURE	
	3.1 Introduction . . . . .	29
	3.2 Organes de consigne. . . . .	29
	3.3 Indications générales sur les organes de mesure . . . . .	35
	3.4 Organes de mesure les plus importants. . . . .	38
	3.5 Convertisseur de mesure . . . . .	45
CHAPITRE 4	RÉGULATEURS	
	4.1 Introduction . . . . .	47
	4.2 Régulateur PI . . . . .	53
	4.3 Régulateur PID . . . . .	58
	4.4 Régulateurs adaptatifs . . . . .	67
	4.5 Circuits de lissage . . . . .	75
	4.6 Dispositifs non linéaires . . . . .	81
	4.7 Régulateurs à action à deux ou trois positions. . . . .	96
CHAPITRE 5	ORGANES DE COMMANDE	
	5.1 Introduction . . . . .	103
	5.2 Amplificateurs à transistors . . . . .	104
	5.3 Variateurs de courant continu à transistors de commutation . . . . .	107

	5.4	Dispositifs de commande de gâchettes . . . . .	113
	5.5	Dispositifs de contrôle pour variateurs de courant continu . . . . .	123
<b>CHAPITRE 6</b>		<b>PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA TECHNIQUE DES SYSTÈMES DE RÉGLAGE</b>	
	6.1	Introduction . . . . .	129
	6.2	Réglage et limitation . . . . .	133
	6.3	Imposition du point de fonctionnement. . . . .	136
	6.4	Réglage des convertisseurs de courant . . . . .	138
	6.5	Réglage et contrôle des convertisseurs de courant bidirectionnels . . . . .	140
	6.6	Réglage et contrôle des variateurs de courant continu. . . . .	145
	6.7	Réglage et contrôle des convertisseurs de fréquence . . . . .	147
<b>CHAPITRE 7</b>		<b>ÉTUDE DES CIRCUITS DE RÉGLAGE</b>	
	7.1	Introduction . . . . .	153
	7.2	Critères de stabilité . . . . .	158
	7.3	Critère sur l'amortissement . . . . .	162
	7.4	Ajustement optimal des constantes de temps d'un régulateur . . . . .	167
	7.5	Système à régler avec comportement intégral . . . . .	170
	7.6	Influence de petits retards. . . . .	175
<b>CHAPITRE 8</b>		<b>CAS PARTICULIERS DE RÉGLAGES DANS LE DOMAINE DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE</b>	
	8.1	Introduction . . . . .	181
	8.2	Schéma équivalent d'un convertisseur de courant. . . . .	181
	8.3	Circuit de réglage de courant . . . . .	191
	8.4	Influence de l'ondulation, circuits de lissage . . . . .	195
	8.5	Réglage du courant d'excitation . . . . .	203
<b>CHAPITRE 9</b>		<b>ENTRAÎNEMENTS RÉGLÉS</b>	
	9.1	Introduction . . . . .	209
	9.2	Variation de la vitesse d'un moteur à courant continu . . . . .	213
	9.3	Variation de la vitesse d'un moteur asynchrone . . . . .	215
	9.4	Variation de la vitesse d'un moteur synchrone. . . . .	221
<b>CHAPITRE 10</b>		<b>COMPORTEMENT STATIQUE ET DYNAMIQUE DES MOTEURS ÉLECTRIQUES</b>	
	10.1	Introduction . . . . .	225
	10.2	Moteurs à courant continu . . . . .	227
	10.3	Moteurs asynchrones . . . . .	233
	10.4	Moteurs synchrones . . . . .	244

CHAPITRE 11	ENTRAÎNEMENTS RÉGLÉS AVEC MOTEURS À COURANT CONTINU	
	11.1 Introduction . . . . .	255
	11.2 Fonctions de transfert . . . . .	257
	11.3 Réglage du courant d'induit . . . . .	263
	11.4 Réglage de vitesse . . . . .	267
CHAPITRE 12	ENTRAÎNEMENTS RÉGLÉS AVEC MOTEURS ASYNCHRONES	
	12.1 Introduction . . . . .	275
	12.2 Fonctions de transfert . . . . .	278
	12.3 Réglage de vitesse . . . . .	284
CHAPITRE 13	ENTRAÎNEMENTS RÉGLÉS AVEC MOTEURS SYNCHRONES	
	13.1 Introduction . . . . .	295
	13.2 Caractéristiques statiques . . . . .	302
	13.3 Fonctions de transfert . . . . .	308
	13.4 Réglage des courants . . . . .	315
	13.5 Réglage de vitesse . . . . .	320
	BIBLIOGRAPHIE . . . . .	327
	INDEX ANALYTIQUE . . . . .	329
	GLOSSAIRE . . . . .	335



## INTRODUCTION À L'ÉLECTRONIQUE DE RÉGLAGE ET DE COMMANDE

### 1.1 MODULES STANDARD

#### 1.1.1 Généralités

L'électronique de réglage et de commande dispose de modules standard analogiques et logiques (voir sect. XV.1.2). Il est possible de composer des organes et des équipements de réglage et de commande à l'aide de ces modules.

Selon le mode de fonctionnement, on peut distinguer des

- *modules analogiques*
- *modules logiques.*

Les premiers interviennent de manière continue entre certaines limites de fonctionnement, tandis que les deuxièmes interviennent de manière discontinue entre deux niveaux distincts.

On définit ici les *modules standard de base* des blocs fonctionnels présentant une fonction simple, comme les amplificateurs opérationnels, les portes logiques, etc. A l'aide de ces modules de base, il est possible de réaliser des organes avec des fonctions plus complexes.

Depuis l'apparition des circuits intégrés, on trouve aussi des modules standard avec des fonctions plus complexes, comme les compteurs, les registres, etc., parmi les modules logiques. Il existe des convertisseurs analogiques-numériques et des convertisseurs numériques-analogiques qui sont à considérer comme *modules hybrides*.

Les modules standard étaient autrefois fabriqués au moyen d'éléments discrets. Les semiconducteurs (transistors, diodes), les résistances et les condensateurs étaient montés sur des circuits imprimés, puis surmoulés pour former des modules sous forme de blocs enfichables.

Aujourd'hui, l'électronique de réglage et de commande fait presque exclusivement appel aux circuits intégrés. Les avantages en sont évidents :

- dimensions réduites
- faible puissance dissipée
- tolérances plus strictes
- meilleure qualité.

On dispose d'une gamme très vaste de modules pour de multiples applications. Ainsi, il est indispensable d'étudier très attentivement les catalogues, les feuilles de caractéristiques et les notices d'application fournis par les divers fabricants.

Pour les applications relevant du domaine de l'électronique industrielle, il existe des séries de modules spéciaux dont les caractéristiques répondent aux spécifications industrielles (tolérances, fiabilité, insensibilité aux perturbations parasites). Le choix d'un module doit se faire dans l'une ou l'autre de ces séries, selon les conditions spéciales d'utilisation requises. Toutefois, il est inutile d'employer des modules aux spécifications élevées lorsque cela n'est pas absolument indispensable. En effet, le prix d'un tel module est plus élevé et il peut être plus sensible aux perturbations parasites.

Les modules de base seront décrits brièvement dans les paragraphes suivants.

### 1.1.2 Modules analogiques

Les modules analogiques les plus importants sont représentés schématiquement à la figure 1.1. Ce sont l'amplificateur opérationnel et le multiplicateur (voir vol. VIII).

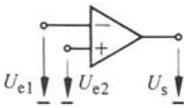
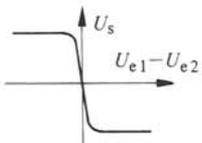
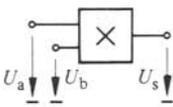
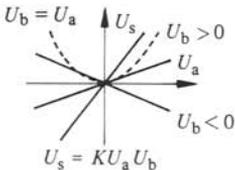
No	Désignation	Symbole	Fonction
1	Amplificateur opérationnel		
2	Multiplicateur		

Fig. 1.1 Modules analogiques.

L'amplificateur opérationnel est utilisé pour effectuer toutes les opérations linéaires, principalement comme amplificateur de réglage. Il permet également de réaliser quelques fonctions non linéaires. Les applications les plus importantes seront traitées au chapitre 4.

Le multiplicateur permet de former le produit de deux tensions. Son application s'étend surtout aux régulateurs adaptatifs. C'est en effet pour de tels dispositifs qu'il est nécessaire de faire varier certains paramètres en fonction d'une tension continue. Le multiplicateur permet également de réaliser des fonctions quadratiques et, à l'aide d'amplificateurs opérationnels supplémentaires, il rend possible les divisions et les racines carrées.

### 1.1.3 Modules logiques

Les modules logiques sont très variés (voir vol. V). Il y a des modules simples (portes OU, portes ET) et des modules complexes (registres, compteurs, etc.). Par la suite, on se limitera à citer les modules simples qui seront utilisés dans les chapitres suivants pour la description du fonctionnement des différents dispositifs.

La figure 1.2 regroupe les principaux modules logiques simples avec leurs symboles, selon les normes CEI. On donnera ici une simple énumération des modules et quelques remarques concernant leurs applications dans le domaine de l'électronique industrielle.

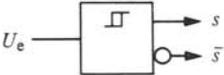
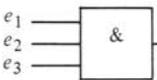
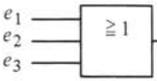
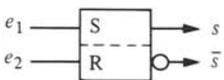
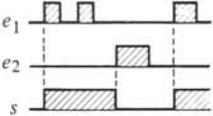
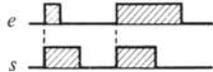
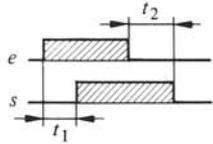
No	Désignation	Symbole	Fonction
1	Bascule de Schmitt		
2	Inverseur		$s = \bar{e}$
3	Porte ET		$s = e_1 e_2 e_3$
4	Porte OU		$s = e_1 + e_2 + e_3$
5	Bascule bistable		
6	Bascule monostable		
7	Temporisateur		
8	Entrées dynamiques		$0 \rightarrow 1$ Commutant au changement du signal $1 \rightarrow 0$

Fig. 1.2 Modules logiques simples.

La bascule de Schmitt (No 1) est en toute rigueur un module hybride : elle fournit un signal de sortie logique  $s$  en fonction d'une tension analogique  $U_e$  à l'entrée, selon la caractéristique indiquée à la figure 1.2. La bascule de Schmitt sert aussi à régénérer les niveaux de tension des signaux logiques, et à augmenter la vitesse de commutation.

L'inverseur (No 2) fournit un signal logique de sortie, inverse à celui à l'entrée. Il permet de régénérer les niveaux de tension, mais n'influence pas la vitesse de commutation.

Les portes ET et OU (Nos 3 et 4) peuvent être des modules avec amplificateurs incorporés ou des portes passives contenant uniquement des diodes. Elles remplissent la fonction logique ET ou bien OU.

Le fonctionnement des bascules bistable et monostable (Nos 5 et 6) est explicité à la figure 1.2 à l'aide de diagrammes séquentiels.

Les temporisateurs à enclenchement ou déclenchement retardés (No 7) permettent de retarder l'apparition ou la disparition d'un signal logique à la sortie, par rapport au signal logique d'entrée.

Les bascules et les temporisateurs peuvent être équipés d'entrées dynamiques (No 8). Le basculement a lieu au changement de niveau des signaux d'entrée. Ces bascules sont sensibles, soit au flanc montant (le signal d'entrée passe de 0 à 1), soit au flanc descendant (le signal d'entrée passe de 1 à 0), selon les propriétés de l'entrée dynamique.

## 1.2 CLASSIFICATION SELON LE MODE DE FONCTIONNEMENT

### 1.2.1 Généralités

A la section XV.1.2, on a donné une classification possible des organes et des équipements de réglage et de commande, en distinguant les équipements analogiques, digitaux et hybrides.

Indépendamment de la nature des signaux traités, les principaux organes constituant les équipements de réglage et de commande peuvent être subdivisés selon leur fonction en :

- organes d'entrée
- organes de traitement de signaux
- organes de sortie.

Par la suite, on décrira le principe fondamental de différents équipements. Le fonctionnement des organes avec des signaux analogiques est indiqué dans les blocs par un petit demi-cercle  $\cap$ , tandis que le fonctionnement avec des signaux digitaux est indiqué par le symbole  $\#$ . Malgré la représentation simplifiée, les schémas des figures 1.3 à 1.7 sont valables même dans le cas de réglages ou de commandes multivariables.

### 1.2.2 Equipement de réglage analogique

Un *équipement de réglage analogique*, selon la figure 1.3, comprend des *organes d'entrée* 1, composés d'*organes de consigne* 1a et d'*organes de mesure* 1b. Les signaux analogiques fournis par ces éléments sont appliqués aux *organes de traitement de signaux* 2. Ces derniers sont subdivisés en organes servant à former l'écart de réglage 2a (*comparateurs de valeurs de consigne et réelle*), en *amplificateurs de réglage* 2b et en *organes non linéaires* 2c. Ces organes sont aussi désignés de manière abrégée par *régulateurs*. Les interconnexions entre les différents organes peuvent être plus complexes

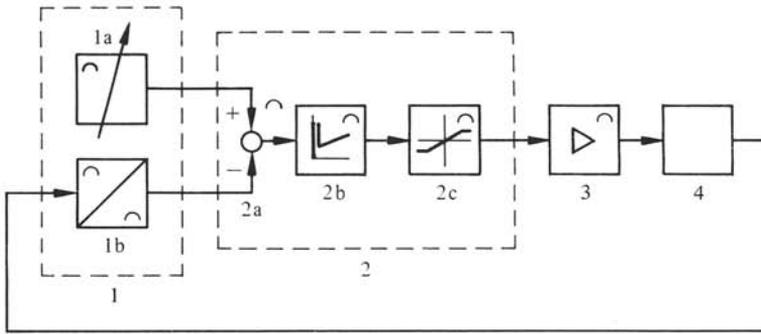


Fig. 1.3 Équipement de réglage analogique.

que celles représentées à la figure 1.3, qui n'est qu'une représentation schématique. De même, il se peut qu'un équipement de réglage comporte plusieurs réglages. En dernier lieu, les *organes de sortie* 3, qui ont essentiellement la tâche d'amplification en puissance, agissent sur le *système à régler* 4. Ces organes de sortie sont aussi appelés *organes de commande*.

On rappelle brièvement qu'un équipement de réglage est caractérisé par la contre-réaction du signal de sortie du système à régler (valeur réelle) et la comparaison continue entre la valeur de consigne et la valeur réelle.

Dans ce volume, on traitera essentiellement les équipements de réglages analogiques. Les divers organes (organes d'entrée, régulateurs et organes de commande) seront décrits de manière détaillée aux chapitres 3, 4 et 5.

### 1.2.3 Équipement de commande digital

La figure 1.4 représente un *équipement de commande digital*. On y distingue les organes d'entrée pour des ordres de commande extérieurs 1a (boutons-poussoir, commutateurs, tableaux de programmation, etc.) et pour des ordres de commande dépendant du système à commander 1b (interrupteur de fin de course, détecteur de proximité, bascules de Schmitt, etc.).

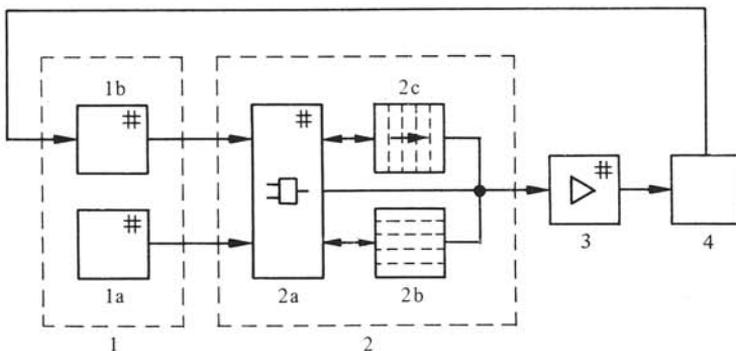


Fig. 1.4 Équipement de commande digital.

Les organes de traitement de signaux 2 comportent des organes de commutation 2a (logique combinatoire), des mémoires 2b et des registres ou compteurs 2c. Les interconnexions entre ces divers organes sont généralement assez complexes.

Les organes de sortie 3 servent d'intermédiaires entre les organes de traitement de signaux et le système à commander 4.

La différence entre un réglage et une commande apparaît clairement sur les figures 1.3 et 1.4. Un réglage est caractérisé, comme on l'a déjà mentionné, par une boucle de contre-réaction restant toujours en fonction et une comparaison entre les valeurs de consigne et réelle. Une commande ne possède pas ces caractéristiques. Les signaux dépendant du système à commander 4, et agissant sur les organes d'entrée 1b, ne produisent une intervention que pour des états particuliers du système à commander.

### 1.2.4 Equipement hybride

La configuration d'un *équipement hybride* varie de manière assez sensible en fonction de l'application particulière. Les figures 1.5 à 1.7 représentent les trois configurations les plus caractéristiques de ce genre d'équipements. Dans les paragraphes suivants, on décrira brièvement les caractéristiques essentielles de chaque configuration fondamentale.

Il est évidemment possible de réaliser d'autres configurations à partir des équipements indiqués schématiquement dans les figures 1.5 à 1.7.

### 1.2.5 Equipement de réglage hybride avec régulateur analogique-digital

La figure 1.5 montre un équipement de réglage hybride avec *régulateur analogique-digital*. Les organes d'entrée 1, le comparateur des valeurs de consigne et réelle 2a, et éventuellement un *filtre correcteur* 2b fonctionnent avec des signaux analogiques.

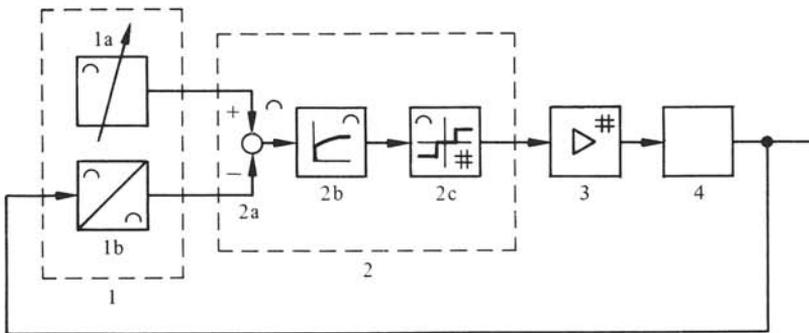


Fig. 1.5 Equipement de réglage hybride avec régulateur analogique-digital.

Des *régulateurs à action à deux ou trois positions* 2c sont connectés à la sortie du filtre correcteur. Ces organes sont caractérisés par un signal analogique à l'entrée et des signaux digitaux à la sortie.

Le fonctionnement des organes de sortie 3 est de type digital. Ces organes interviennent sur le système à régler 4.

Ce mode de réglage doit être appliqué lorsque le système à régler exige, à son entrée, une action tout-ou-rien, comme c'est le cas par exemple pour des chaudières, des variateurs de courant continu, etc. Une structure similaire est généralement adoptée pour des réglages en temps optimal.

### 1.2.6 Equipement de réglage hybride avec régulateur digital

La figure 1.6 représente schématiquement un équipement de réglage hybride avec *régulateur digital*. Les organes de mesure 1b font office de convertisseurs analogiques-numériques.

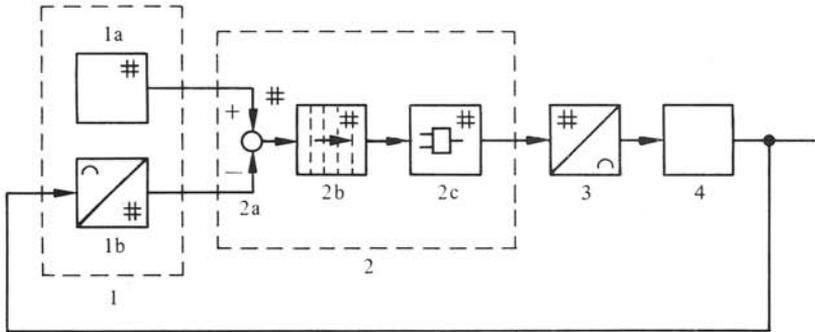


Fig. 1.6 Equipement de réglage hybride avec régulateur digital.

Les organes de consigne 1a, ainsi que tous les organes de traitement de signaux 2, fonctionnent de manière digitale.

Si le système à régler 4 exige une action continue (signal analogique), les organes de sortie 3 effectuent la conversion digital-analogique requise, en plus de l'amplification en puissance.

En principe, la configuration de la figure 1.6 s'applique également aux systèmes de réglage par calculateurs de processus. Dans ce cas, les fonctions des organes de traitement de signaux, ainsi que celles des organes de consigne sont programmées dans le calculateur numérique. Dans ce but, on fait de plus en plus appel à des microprocesseurs.

De tels réglages entièrement digitaux s'imposent lorsqu'il s'agit de satisfaire des exigences de grande précision, comme par exemple pour des commandes numériques de machines-outils, ou lorsqu'on doit résoudre des problèmes très complexes.

### 1.2.7 Equipement hybride avec réglage et commande mixte

La figure 1.7 représente enfin la configuration d'un équipement hybride avec *réglage et commande mixte*. Ce dernier résulte, en principe, de la combinaison des figures 1.3 et 1.4. On peut remarquer cette configuration dans la majorité des installations industrielles.

On obtient un comportement particulier s'il existe des interconnexions entre la partie analogique et la partie digitale des organes de traitement de signaux 2, comme

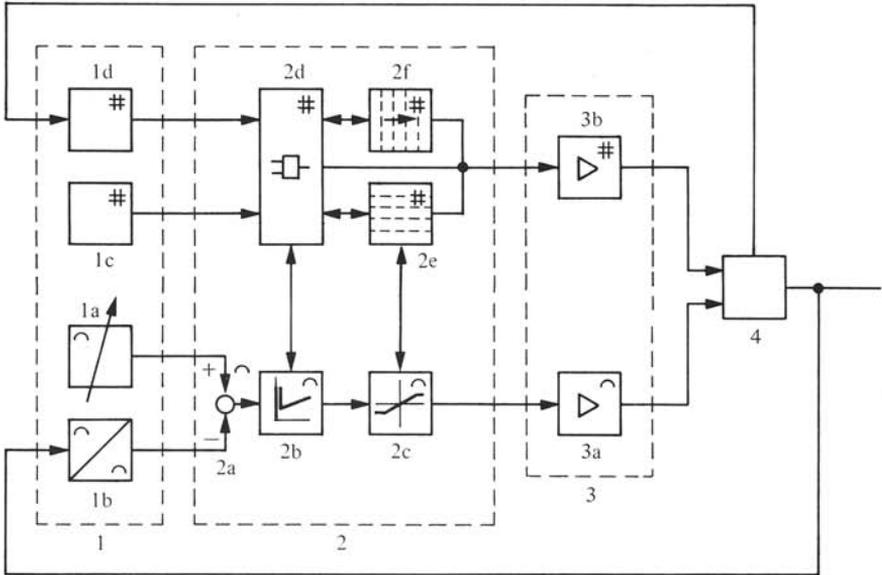


Fig. 1.7 Equipement hybride avec réglage et commande mixte.

indiqué à la figure 1.7. Selon l'état de fonctionnement, la partie digitale peut intervenir pour modifier l'ajustage ou la structure de la partie analogique et vice versa. Cette configuration permet de réaliser des *réglages adaptatifs*, propres à satisfaire des exigences et des spécifications élevées.

## CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES SUR LES ÉQUIPEMENTS DE RÉGLAGE ET DE COMMANDE

### 2.1 INTRODUCTION

Quelques considérations générales peuvent être faites au sujet des équipements de réglage et de commande, indépendamment du fait qu'il s'agit d'équipements analogiques, digitaux ou hybrides. Elles ont trait aux problèmes d'alimentation, de disposition mécanique et d'installation, en liaison avec la protection contre les perturbations. Ces problèmes seront traités dans les sections suivantes.

La figure 2.1 montre une représentation schématique d'une installation basée sur la fonction remplie par les différentes parties constituant l'installation. On y distingue des organes de consigne, des organes de mesure, ainsi que des régulateurs et des organes de commande. Les organes de consigne, les régulateurs, les organes de commande et, parfois même, les organes de mesure nécessitent une *alimentation* qui, dans la plupart des cas, doit être stabilisée. La figure 2.1 présente également la relation

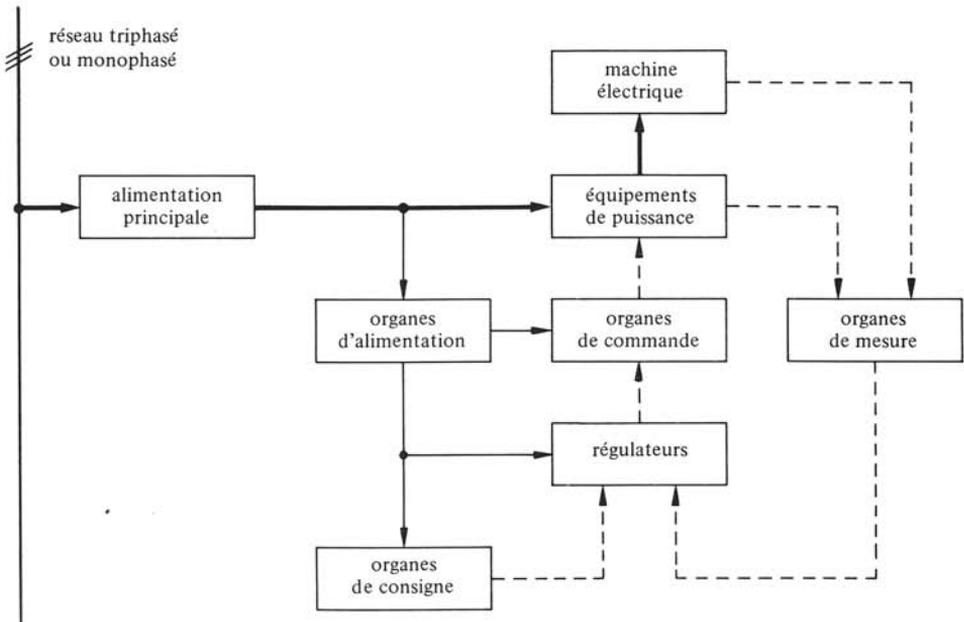


Fig. 2.1 Représentation schématique d'une installation.

existant entre l'équipement de réglage, celui de puissance (par exemple un convertisseur de courant) et la machine asservie (par exemple une machine électrique).

L'alimentation principale reliée au réseau triphasé ou monophasé comprend l'interrupteur principal, les protections contre les surcharges et les court-circuits, ainsi qu'un éventuel transformateur permettant l'adaptation de l'équipement de puissance à la tension du réseau, ou son isolation galvanique par rapport à ce dernier.

Si une partie de l'installation doit être en mesure de fonctionner même en cas de panne du réseau alternatif, l'alimentation est assurée par un réseau à courant continu, constitué par des accumulateurs qui normalement sont chargés par le réseau alternatif à l'aide de redresseurs.

Les problèmes concernant les organes d'alimentation (alimentation stabilisée), soit par réseau alternatif, soit par réseau continu, seront traités brièvement à la section 2.2. Pour plus de détails, voir chapitre VIII.8.

Les organes de l'électronique de réglage et de commande devront être conçus de façon à être le moins sensible aux perturbations provoquées par les équipements de puissance. Les causes de ces perturbations et les mesures de protection seront décrites aux sections 2.3 et 2.4.

Enfin, la section 2.5 donnera quelques indications concernant la disposition mécanique des organes de réglage et de commande.

## 2.2 ORGANES D'ALIMENTATION

### 2.2.1 Généralités

La valeur des tensions auxiliaires  $+U_a$  et  $-U_a$ , servant à alimenter les modules analogiques et logiques et d'autres montages annexes, est généralement comprise entre  $\pm 5$  V et  $\pm 25$  V, suivant le type d'éléments et le fabricant. La tension auxiliaire la plus utilisée pour alimenter des modules analogiques sous forme de circuits intégrés est de  $\pm 15$  V, tandis que pour l'alimentation des modules logiques une tension unique suffit normalement ( $+ 5$  V pour les modules TTL,  $+ 15$  V pour les modules CMOS).

Les modules analogiques admettent des variations de cette tension auxiliaire d'environ  $\pm 0,5 \dots \pm 2\%$ , selon les exigences de qualité, en particulier en ce qui concerne la constance de la dérive du point zéro. Par contre, dans le cas de certains modules logiques, ces variations peuvent être de  $\pm 5 \dots \pm 10 \dots \pm 20\%$ , sans que le bon fonctionnement de l'équipement logique soit compromis. L'alimentation des modules logiques exige moins de précautions que l'alimentation des modules analogiques, qui nécessite habituellement une stabilisation.

Pour l'alimentation de ces modules et montages, on fait appel à des organes d'alimentation. Les puissances en jeu vont de 10 W à 1 kW environ. Si dans une installation se trouvent des dispositifs analogiques et logiques, on doit prévoir deux organes d'alimentation séparés, à cause des niveaux de tensions auxiliaires différents.

### 2.2.2 Alimentation par réseau alternatif

Nous considérons en premier lieu l'alimentation à partir d'un réseau alternatif de 220 V ou 380 V.

Si les variations de la tension alternative sont inférieures aux variations admissi-

bles par les modules utilisés, on peut adopter l'organe d'alimentation simple représenté à la figure 2.2. Ce montage comprend un transformateur TR, deux ponts redresseurs RE, ainsi que deux cellules de lissage composées d'une bobine d'induction  $L$  et d'un condensateur  $C$ . Les deux tensions auxiliaires  $+U_a$  et  $-U_a$  ont le *point zéro* 0 en commun.

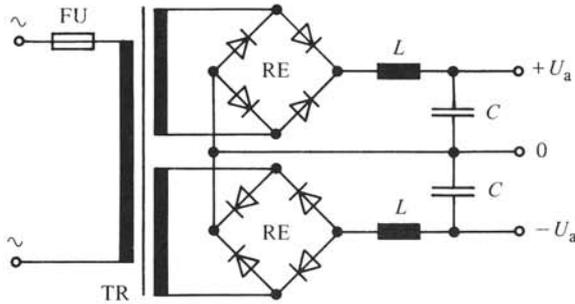


Fig. 2.2 Organe d'alimentation simple pour alimentation par réseau alternatif.

Comme protection contre des surcharges, un fusible lent FU est inséré au primaire du transformateur. Ce fusible, choisi selon le courant de charge nominal, doit supporter le courant d'enclenchement du transformateur et des cellules de lissage.

### 2.2.3 Stabilisation simple

Si les variations de la tension du réseau alternatif dépassent les valeurs admissibles, il est nécessaire de prévoir une stabilisation. Un montage de stabilisation simple est représenté à la figure 2.3. Ce montage consiste en un transistor T, une diode Zener Z et une résistance R. Il permet de stabiliser la tension auxiliaire positive. Pour la stabilisation de la tension auxiliaire négative, on doit remplacer le transistor npn par un transistor complémentaire pnp et l'on doit inverser la polarité de la diode Zener.

La tension, non stabilisée  $U_{a1}$  doit être plus grande que la tension auxiliaire stabilisée  $U_a$ , et ceci en tenant compte de la valeur minimale la plus défavorable que peut prendre la tension du réseau alternatif.

Le transistor T est monté en émetteur-suiveur. Les modules alimentés et branchés entre  $+U_a$  et le point zéro 0 (ils ne sont pas indiqués sur la figure 2.3) font office

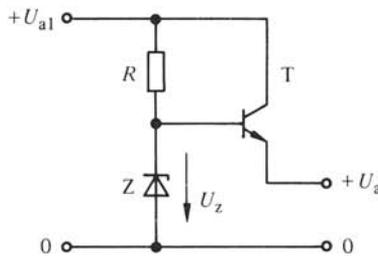


Fig. 2.3 Montage de stabilisation simple.

de résistance d'émetteur. La tension d'entrée de l'émetteur-suiveur est égale à la tension  $U_z$ , maintenue pratiquement constante par la diode Zener Z. Entre la base et l'émetteur du transistor apparaît une petite chute de tension, fonction de la caractéristique du transistor et du courant consommé par la charge alimentée par la tension  $U_a$ . Cette chute de tension est nettement plus petite que la tension  $U_z$ . Ses variations n'influencent que peu la tension  $U_a$ , qui reste ainsi pratiquement constante.

#### 2.2.4 Organe d'alimentation à stabilisation élevée

Si la stabilisation obtenue par le montage de la figure 2.3 n'est pas suffisante, ou si le transistor T est parcouru par un courant élevé, on doit avoir recours à des étages amplificateurs intermédiaires. Les stabilisations très poussées, telles qu'on les trouve dans des équipements de réglage de haute qualité, effectuent la comparaison de la tension auxiliaire  $U_a$  avec la tension  $U_z$  de la diode Zener. La différence ainsi obtenue est amplifiée par un amplificateur opérationnel et appliquée aux étages amplificateurs intermédiaires à transistors.

La figure 2.4 présente schématiquement un montage complet d'un *organe d'alimentation stabilisé*. Les tensions non stabilisées sont obtenues selon le montage de la figure 2.2. La diode Zener  $Z_c$  donne une tension constante de consigne pour la tension auxiliaire  $+U_a$ . Cette dernière est divisée par le diviseur de tension  $R_1, R_2$ , et comparée avec la tension Zener à l'aide de l'amplificateur opérationnel A; on utilise dans ce but les entrées (+) et (-). La sortie de l'amplificateur opérationnel influence la base du transistor auxiliaire  $T_a$  par l'intermédiaire de la résistance de base  $R_{ba}$ . Le transistor auxiliaire  $T_a$ , à son tour, agit sur la base du transistor T. Ces deux transistors T et  $T_a$  forment un montage Darlington. Lors d'une variation de la tension auxiliaire  $U_a$ , l'amplificateur opérationnel intervient, par l'intermédiaire du transistor auxiliaire  $T_a$ , sur le courant de base du transistor T, afin de maintenir la tension  $U_a$  constante.

Le montage pour la tension auxiliaire  $-U_a$  est symétrique par rapport au point zéro 0. Les transistors  $T'$  et  $T'_a$  sont du type complémentaire, c'est-à-dire des transistors pnp.

Pour l'alimentation des deux amplificateurs opérationnels A, on a besoin des tensions auxiliaires  $+U'_a$  et  $-U'_a$ , avec  $+U'_a > +U_a$ . Dans ce but, on utilise des diodes Zener  $Z_a$  permettant une stabilisation convenable de ces tensions auxiliaires internes.

Il existe des circuits intégrés contenant, dans un seul boîtier, l'amplificateur A, la stabilisation de la tension de comparaison, ainsi que la stabilisation de la tension auxiliaire interne. La réalisation d'organes d'alimentation stabilisés est ainsi facilitée.

Les organes d'alimentation sont habituellement protégés contre les surcharges et les court-circuits par un fusible FU au côté alternatif (voir fig. 2.4). Parfois, on prévoit aussi une limitation de courant agissant sur l'amplificateur opérationnel, afin de limiter le courant de sortie à une valeur maximale admissible.

#### 2.2.5 Organe d'alimentation à commutation

La différence entre la tension non stabilisée (aux bornes du redresseur RE) et la tension stabilisée (tension auxiliaire  $U_a$ ) se trouve entre le collecteur et l'émetteur du transistor T. Ce dernier, chargé par le courant de sortie, présente une dissipation assez importante, avec des pertes Joule qui diminuent sensiblement le rendement de l'organe d'alimentation.

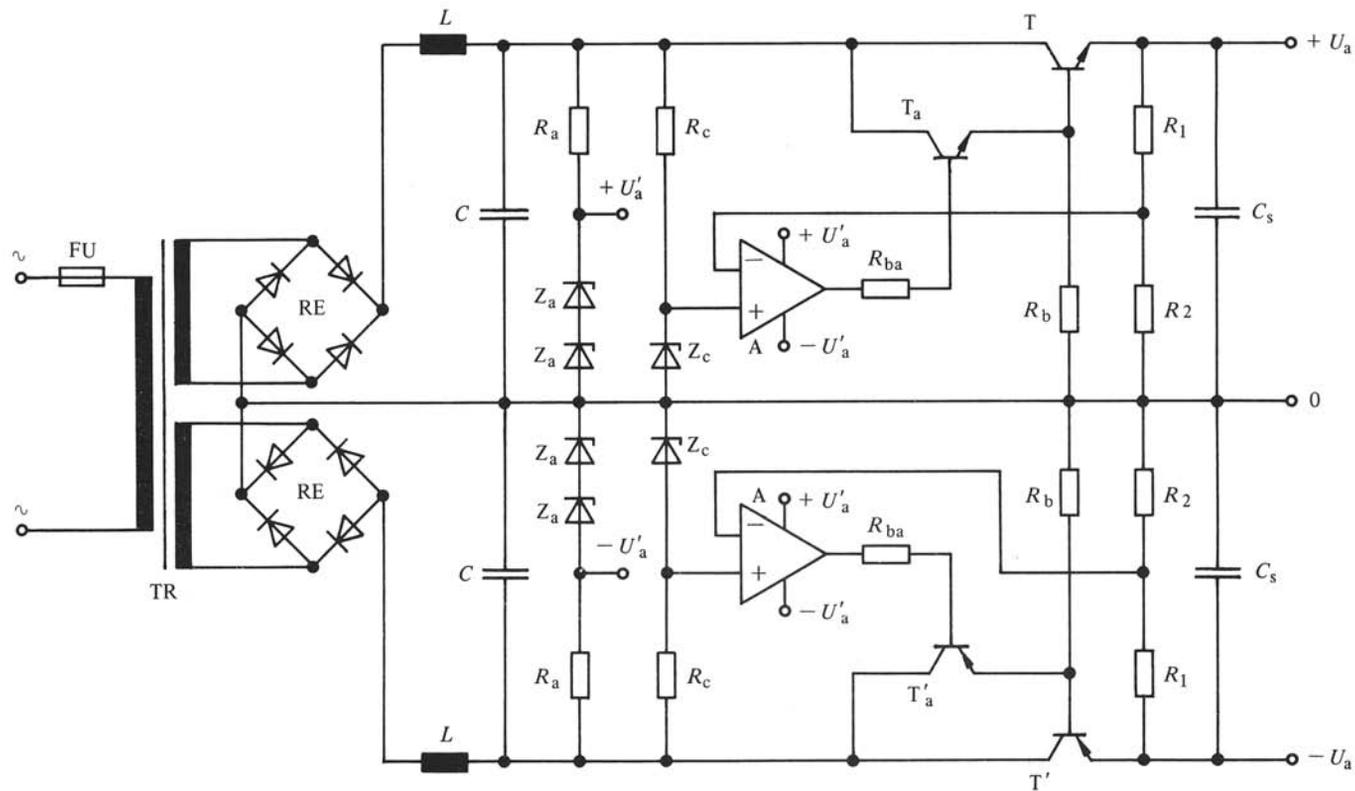


Fig. 2.4 Organe d'alimentation stabilisé, alimentation par réseau alternatif.

Pour réduire la dissipation et par conséquent aussi la chaleur produite, spécialement dans des organes d'alimentation à puissance de sortie élevée, on fait fonctionner le transistor T comme un commutateur, c'est-à-dire complètement enclenché ou déclenché. L'enclenchement et le déclenchement se fait par une modulation à une fréquence de quelques 10 kHz (fonctionnement en hâcheur). La valeur moyenne de la tension auxiliaire  $U_a$  est une fonction du rapport entre les temps d'enclenchement et de déclenchement. Il est nécessaire de prévoir à la sortie un deuxième circuit de lissage  $LC$ , afin de lisser la tension auxiliaire  $U_a$ .

Le montage de la figure 2.4 doit être modifié. Après l'amplificateur opérationnel A, on doit insérer un dispositif de modulation similaire au montage qui sera décrit à la section 5.5.

### 2.2.6 Alimentation par réseau continu

Dans certains cas, il est nécessaire d'alimenter les équipements de réglage et de commande par un réseau continu, constitué par un accumulateur. Cette mesure doit être prise si l'équipement doit rester en fonctionnement même en cas de défaillance du réseau alternatif.

L'adaptation de la tension continue  $U_d$  aux niveaux des tensions auxiliaires  $+U_a$  et  $-U_a$  est réalisée au moyen d'un *convertisseur de tension continue*, fonctionnant comme un hâcheur. Un montage simple de ce type, utilisant deux transistors npn et un transformateur, est représenté à la figure 2.5.

L'ensemble formé des deux transistors  $T_1$  et  $T_2$ , et du transformateur TR constitue un oscillateur qui fournit une tension pratiquement rectangulaire. Le transformateur possède une saturation bien prononcée (voir caractéristique de magnétisation  $\Phi(i_\mu)$  représentée à la figure 2.5). Les deux moitiés de l'enroulement primaire, avec le nombre de spires  $N_p$ , sont reliées en série avec les collecteurs des transistors  $T_1$  et  $T_2$ .

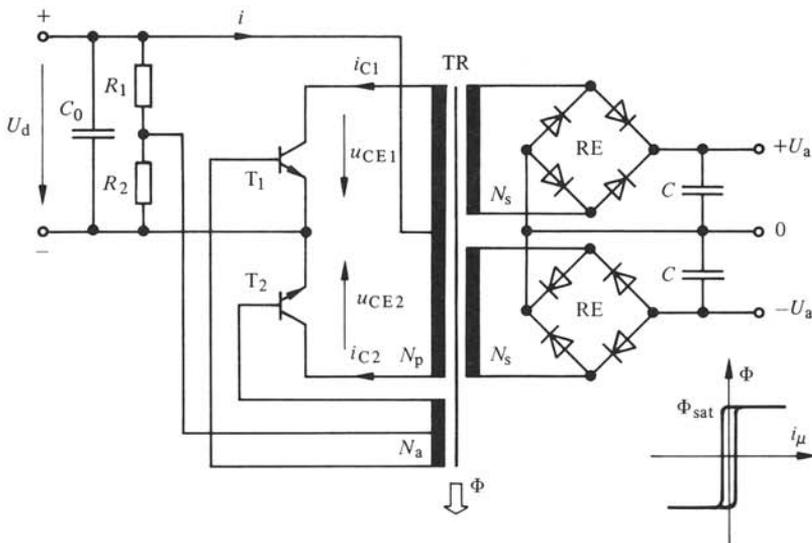


Fig. 2.5 Organe d'alimentation pour alimentation par réseau continu.

Les deux moitiés de l'enroulement auxiliaire, avec le nombre de spires  $N_a$ , sont reliées aux bases de ces mêmes transistors, dans le sens d'une réaction positive. Ce montage produit une oscillation de forme rectangulaire, comme on le décrira ci-dessous.

Le diviseur de tension  $R_1, R_2$  fournit une tension de polarisation commune aux bases des transistors et fixe ainsi leur point de fonctionnement. Celui-ci doit être choisi de manière telle que les transistors travaillent en commutation, c'est-à-dire qu'ils sont alternativement saturés et bloqués.

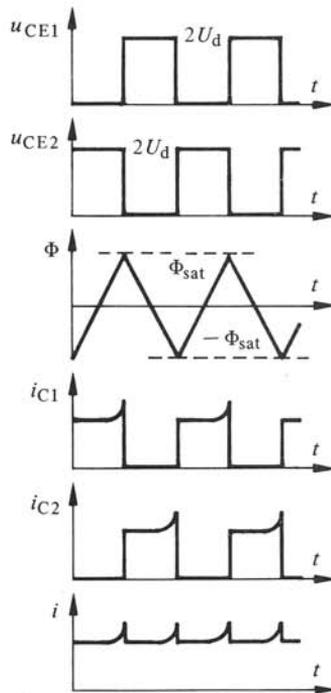


Fig. 2.6 Fonctionnement du montage de la figure 2.5.

Le fonctionnement découle de la figure 2.6. Lorsque le transistor  $T_1$  est conducteur (saturé), on a la tension  $u_{CE1} \approx 0$ . La tension  $U_d$ , qui est constante, apparaît à la moitié supérieure de l'enroulement primaire. Le flux  $\Phi$  augmente linéairement en fonction du temps. Dans la moitié inférieure de l'enroulement primaire, la même tension  $U_d$  est induite; la tension aux bornes du transistor  $T_2$  bloqué vaut ainsi  $u_{CE2} = 2 U_d$ . Les tensions induites dans les deux moitiés de l'enroulement auxiliaire  $N_a$  garantissent que le transistor  $T_1$  reste saturé et le transistor  $T_2$  bloqué. Lorsque le flux  $\Phi$  atteint la valeur de saturation  $\Phi_{sat}$ , le courant d'aimantation  $i_\mu$  augmente rapidement en provoquant des pointes de courant sur le courant de collecteur  $i_{C1}$  et sur le courant global  $i$ . A cause de la saturation, on a, pendant un court instant  $\Phi = \text{constant}$ , et aucune tension n'est alors induite dans les enroulements. Le transistor  $T_2$  commence maintenant à conduire, parce que la tension induite dans l'enroulement auxiliaire  $N_a$  est nulle. Avec  $T_2$  partiellement conducteur, on obtient une certaine tension négative aux bor-

nes de la moitié inférieure de l'enroulement primaire. Le flux  $\Phi$  diminue et les tensions induites aux deux moitiés de l'enroulement auxiliaire  $N_a$  provoquent finalement un blocage complet du transistor  $T_1$ , tandis que le transistor  $T_2$  devient complètement conducteur. Le flux  $\Phi$  diminue maintenant linéairement en fonction du temps, jusqu'à ce que  $\Phi = -\Phi_{\text{sat}}$ . Ensuite,  $T_1$  devient de nouveau conducteur,  $T_2$  se bloque, et ainsi de suite.

La fréquence de l'oscillation est déterminée par la tension  $U_d$ , par le nombre de spires  $N_p$ , ainsi que par l'induction de saturation du circuit magnétique. Plus le rapport  $U_d/N_p$  est grand, plus la fréquence est élevée. De tels oscillateurs travaillent normalement à des fréquences comprises entre 1 et 10 kHz environ.

Le condensateur  $C_0$  n'a aucune influence sur la fréquence. Il sert à lisser les impulsions de courant produites par l'oscillateur au moment de la commutation, et évite ainsi une réaction sur le réseau continu.

La tension continue hâchée peut être transformée et adaptée à l'aide de deux enroulements secondaires, avec le nombre de spires  $N_s$ . En redressant les tensions secondaires au moyen des redresseurs RE, on obtient les tensions continues auxiliaires  $+U_a$  et  $-U_a$ , avec  $U_a = U_d N_s/N_p$ . Comme la tension hâchée est d'allure pratiquement rectangulaire à une fréquence relativement élevée, le lissage est assuré par les condensateurs  $C$ ; des bobines d'induction (selfs de lissage) ne sont normalement pas nécessaires.

Le cas échéant, on prévoit une stabilisation, si la tension du réseau continu est susceptible de varier sensiblement. On peut utiliser à cet effet les montages stabilisateurs décrits aux paragraphes précédents (voir fig. 2.3 et 2.4).

## 2.3 PERTURBATIONS SUR LES ÉQUIPEMENTS DE RÉGLAGE ET DE COMMANDE

### 2.3.1 Causes des perturbations

Les circuits des équipements de réglage et de commande travaillent avec des signaux de faible amplitude en tension et courant. Ces équipements sont toujours liés aux installations à courant fort (convertisseurs de courant, machines électriques, etc.). Par une génération de tensions perturbatrices, les installations à courant fort peuvent empêcher le bon fonctionnement des dispositifs analogiques et logiques. Ces *tensions perturbatrices* sont transmises par des voies capacitives, inductives ou éventuellement galvaniques.

Les *perturbations* provoquées peuvent être *aléatoires* ou *périodiques*. Ces dernières apparaissent généralement à la fréquence de 50 Hz ou à des harmoniques supérieures. Les convertisseurs de courant ou de fréquence produisent, à des harmoniques élevées, de très fortes perturbations qui ont des répercussions défavorables sur les circuits des équipements de réglage et de commande.

Les perturbations aléatoires sont dues aux enclenchements et déclenchements de consommateurs; elles ont une allure impulsionnelle.

Lors de l'enclenchement d'un consommateur sur un réseau alternatif, dans le cas le plus défavorable, la tension fait un saut brusque de 0 à la valeur de crête. Lors du déclenchement, la tension peut faire un saut brusque de la valeur de crête à 0. Ces variations brutales provoquent des impulsions parasites par couplage capacitif. L'enclen-

chement de consommateurs inductifs sur un réseau alternatif provoque de fortes pointes transitoires de courant induisant des tensions perturbatrices. Ce phénomène est prononcé lors de l'enclenchement de circuits magnétiques saturables (par exemple des transformateurs à vide).

Lors du déclenchement d'un consommateur (en particulier à courant continu), les fortes variations du courant induisent des tensions perturbatrices, tandis que les points de tension apparaissant aux bornes du consommateur perturbent les circuits des équipements de réglage et de commande par couplage capacitif.

Les divers modes de couplage seront décrits brièvement dans les paragraphes suivants.

### 2.3.2 Couplage capacitif

La figure 2.7 montre schématiquement le *couplage capacitif* existant entre une *ligne de signalisation* *s* et une *ligne à courant fort* *f*. La ligne de signalisation relie un *émetteur* *E* (organe de mesure par exemple) à un *récepteur* *R* (amplificateur de réglage par exemple). Pour simplifier les calculs, on admet que la capacité  $C_{fs}$  entre les deux lignes, et les capacités contre la masse  $C_{fm}$  et  $C_{sm}$  sont concentrées en un point de la ligne.

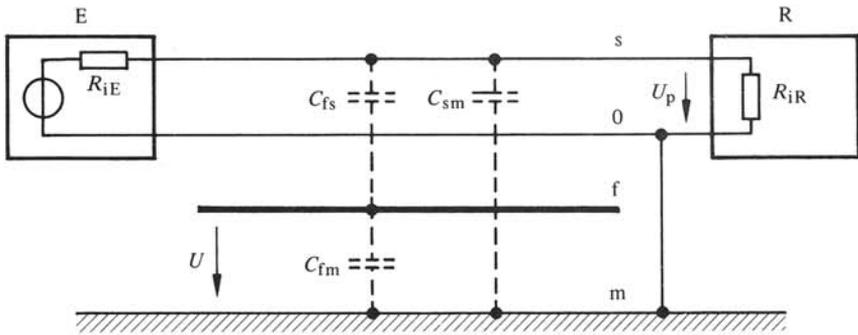


Fig. 2.7 Perturbation par couplage capacitif.

La tension  $U$  (plus précisément sa variation) entre la ligne à courant fort  $f$  et la masse  $m$  provoque une tension perturbatrice  $U_p$  à l'entrée du récepteur  $R$  qui se superpose à la tension utile fournie par l'émetteur  $E$ . Cette tension perturbatrice peut être déterminée à l'aide du schéma équivalent de la figure 2.8. Les deux résistances internes  $R_{iE}$  et  $R_{iR}$  sont réunies pour former la résistance  $R_i$ , où

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_{iE}} + \frac{1}{R_{iR}} \quad (2.1)$$

En général, la résistance interne  $R_{iR}$  du récepteur est très élevée par rapport à la résistance interne  $R_{iE}$  de l'émetteur, de sorte que

$$R_i \cong R_{iE} \quad (2.2)$$

Le rapport entre la tension perturbatrice  $U_p$  et la tension  $U$  de la ligne à courant fort est donné par le diviseur de tension formé par  $R_i$  et  $C_{sm}$  en parallèle (impédance résultante  $Z$ ), et la capacité  $C_{fs}$ . La capacité  $C_{fm}$  n'a aucune influence sur la tension

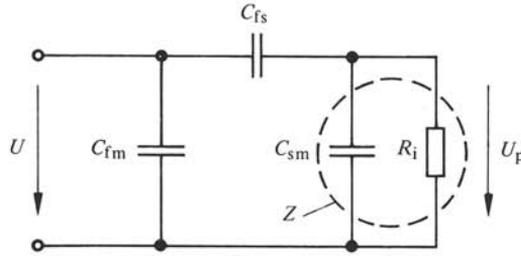


Fig. 2.8 Schéma équivalent pour déterminer la tension perturbatrice dans le cas du couplage capacitif.

perturbatrice  $U_p$ . Selon le principe d'un diviseur de tension, on peut écrire

$$\frac{U_p}{U} = \frac{Z}{Z + \frac{1}{s C_{fs}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{s C_{fs}} \frac{1}{Z}} \quad (2.3)$$

avec

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_i} + s C_{sm} = \frac{1 + s R_i C_{sm}}{R_i} \quad (2.4)$$

On déduit  $U_p$  de ces deux équations

$$U_p = \frac{1}{1 + \frac{1 + s R_i C_{sm}}{s R_i C_{fs}}} U = \frac{s R_i C_{fs}}{1 + s R_i (C_{fs} + C_{sm})} U \quad (2.5)$$

Pour des variations de tension rapides (impulsions périodiques ou phénomènes d'enclenchement), on trouve avec  $s \rightarrow \infty$

$$U_p = \frac{C_{fs}}{C_{fs} + C_{sm}} U \quad (2.6)$$

Dans ces cas, la tension perturbatrice est déterminée par le rapport des capacités  $C_{fs}$  et  $C_{fs} + C_{sm}$ .

La constante de temps  $R_i (C_{fs} + C_{sm})$  [voir équation (2.5)] détermine la fréquence de coupure. Plus la résistance interne  $R_i$  est petite, plus la constante de temps est petite et plus la fréquence de coupure est élevée. Dans ce cas, seules les perturbations à haute fréquence ont une influence défavorable.

### 2.3.3 Couplage inductif

La figure 2.9 représente schématiquement le *couplage inductif*. La ligne à courant fort  $f$ , parcourue par un courant  $I$ , produit un champ magnétique. La boucle formée par la ligne de signalisation  $s$  et son retour  $0$  embrasse le flux totalisé  $\Psi$ . La tension induite par la variation du flux totalisé est

$$U_i = \frac{d\Psi}{dt} = L_{fs} \frac{dI}{dt} \quad (2.7)$$

où  $L_{fs}$  est l'inductance mutuelle entre la ligne à courant fort  $f$  et la boucle formée par

la ligne de signalisation  $s$  et son retour  $0$ . Des variations rapides du courant  $I$  produisent une tension induite élevée.

Pour la tension perturbatrice  $U_p$  à l'entrée du récepteur, on obtient

$$U_p = \frac{R_{iR}}{R_{iR} + R_{iE}} U_i \quad (2.8)$$

Dans le cas normal,  $R_{iR} \gg R_{iE}$ , la tension perturbatrice devient

$$U_p \cong U_i \quad (2.9)$$

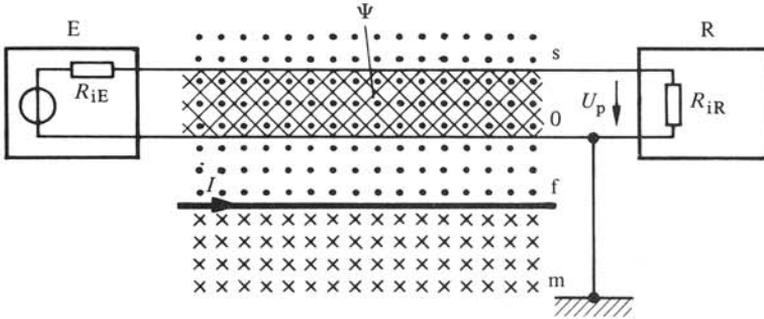


Fig. 2.9 Perturbation par couplage inductif.

### 2.3.4 Couplage galvanique

A la figure 2.10 est représenté un cas de *couplage galvanique* où la ligne à courant fort  $f$  sert de retour à la ligne de signalisation  $s$ . La chute de tension le long de la ligne  $f$  est

$$U_i = RI + L \frac{dI}{dt} \quad (2.10)$$

où  $R$  est la résistance et  $L$  l'inductance de la ligne  $f$  sur la longueur qui sert de retour à la ligne de signalisation.

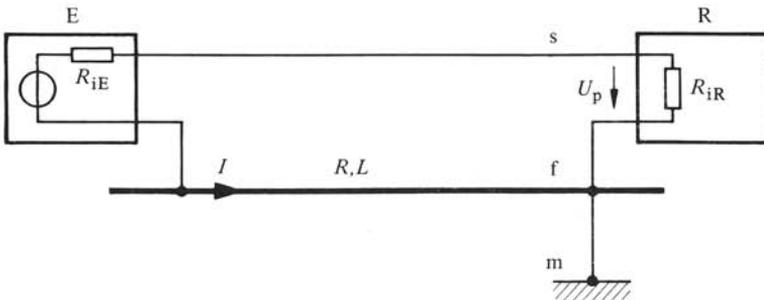


Fig. 2.10 Perturbation par couplage galvanique.

Pour la tension perturbatrice  $U_p$ , les équations (2.8) et (2.9) restent valables. Cette tension peut atteindre sans autre une valeur de plusieurs volts. Comme l'équation (2.10) le montre, il faut également tenir compte de l'inductance  $L$  de la ligne  $f$ .

### 2.3.5 Couplage par masse

Un cas spécial de couplage galvanique est le *couplage par masse* qui se produit lorsque la masse sert de retour à la ligne de signalisation  $s$ , comme indiqué à la figure 2.11. Différents courants circulent dans la masse. Celle-ci n'étant pas un conducteur parfait, elle ne se trouve pas partout au même potentiel. Entre deux points éloignés, il existe des différences de potentiel  $U_m$  (*tension de masse*) de plusieurs volts. Il n'est pas possible de définir plus précisément la tension  $U_m$ . Cette tension s'introduit dans le circuit de signalisation et, pour le cas normal où  $R_{iR} \gg R_{iE}$ , on obtient

$$U_p \cong U_m \quad (2.11)$$

Le même effet apparaît si la ligne de retour 0 est maintenue (indiquée en pointillé à la figure 2.11), et si l'émetteur E et le récepteur R sont mis à la masse à des points différents.

On mentionne déjà ici que les couplages galvaniques et par masse sont à bannir (exécution correcte du câblage, voir paragraphe 2.4.2).

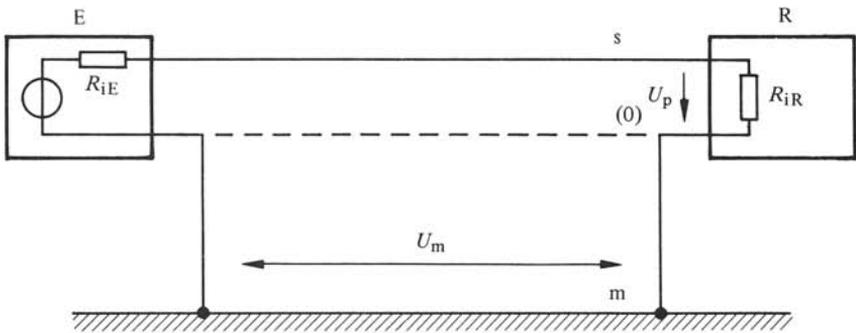


Fig. 2.11 Perturbation par couplage par masse.

### 2.3.6 Couplage combiné

En règle générale, plusieurs de ces couplages sont superposés. Les couplages galvaniques ou par masse peuvent produire des tensions perturbatrices continues, alors que les couplages capacitifs et inductifs ne produisent que des tensions perturbatrices alternatives ou transitoires.

### 2.3.7 Perturbations sur les tensions auxiliaires

Il est aussi possible que des perturbations apparaissent sur les tensions auxiliaires et dérangent ainsi le bon fonctionnement des dispositifs de réglage et de commande. Ces perturbations sont transmises du réseau d'alimentation aux tensions auxiliaires par l'intermédiaire de l'organe d'alimentation.

La figure 2.12 présente un cas spécial de couplage capacitif. Entre les enroulements primaire et secondaire d'un transformateur, il existe une capacité  $C_{ps}$ . Par l'intermédiaire de cette capacité, des tensions perturbatrices apparaissant sur le réseau d'alimentation par rapport à la masse peuvent être transmises au secondaire du transformateur et, après le redressement (voir fig. 2.2), sur les tensions auxiliaires.

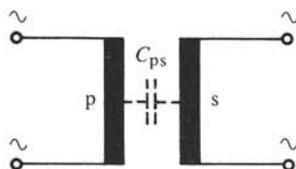


Fig. 2.12 Perturbation par couplage capacitif sur le transformateur d'alimentation.

De même, des tensions perturbatrices apparaissant entre les deux lignes d'alimentation peuvent être transmises au secondaire du transformateur par le chemin du couplage inductif.

## 2.4 PROTECTION CONTRE LES PERTURBATIONS

### 2.4.1 Sensibilité des dispositifs électroniques aux perturbations

Les dispositifs analogiques et digitaux ont une sensibilité différente aux perturbations.

Les perturbations diminuent la précision des dispositifs analogiques (par exemple : amplificateur opérationnel avec réseaux de contre-réaction), car les perturbations se superposent au signal utile. La *sensibilité aux perturbations* dépend de l'amplification et de la largeur de bande du dispositif. Plus grandes sont ces deux grandeurs, plus grande est la sensibilité aux perturbations. Il existe, en fonction de ces grandeurs, une limite pour la tension perturbatrice au-dessus de laquelle le dispositif analogique est complètement surmodulé; dans ce cas, la fonction produite par les dispositifs est erronée. En tout cas, on constate que les perturbations, même petites ont une influence sur la sortie du dispositif analogique. L'erreur augmente avec l'importance de la perturbation.

Les dispositifs digitaux, par contre, présentent un seuil au-dessous duquel ils sont insensibles aux perturbations; seules les perturbations supérieures à ce seuil entraînent un fonctionnement erroné. Les bascules ayant des entrées dynamiques sont particulièrement sensibles aux impulsions perturbatrices. Une perturbation petite, mais présentant une variation rapide, suffit souvent à provoquer un basculement intempestif. Le même effet est constaté si des perturbations, transmises par l'organe d'alimentation, apparaissent sur la tension auxiliaire.

Les dispositifs analogiques et digitaux doivent être conçus de façon à ce qu'ils soient aussi insensibles que possible aux perturbations extérieures. Dans ce but, on doit observer les points suivants :

- la tension continue auxiliaire et la gamme de fonctionnement (excursion de tension) doivent être aussi grandes que possible
- la puissance de commande des divers dispositifs ne doit pas être trop faible
- la rapidité des dispositifs électroniques, liée à leur fréquence de coupure, ne doit pas être plus grande que nécessaire pour le fonctionnement normal.

Pour les deux premières conditions, une limite supérieure est surtout imposée par la puissance dissipée. Seule une valeur relativement faible est compatible avec la dissipation maximum tolérée par les circuits intégrés. Le cas échéant, la fréquence de

coupure (troisième condition) peut être réduite par des circuits  $RC$  supplémentaires, si ceci est compatible avec la rapidité exigée en fonctionnement normal.

Les points précédents sont à prendre en considération dès le moment où l'on procède au choix des modules analogiques et logiques.

#### 2.4.2 Mesures de protection contre les perturbations

Un choix approprié des modules analogiques et logiques, comme mentionné au paragraphe précédent, n'est en règle générale pas suffisant pour éliminer toutes les influences perturbatrices. On doit faire appel à d'autres mesures qui sont discutées ci-dessous.

On peut supprimer l'influence des perturbations, soit au niveau de la source des perturbations, soit au niveau de l'équipement de réglage et de commande.

Une intervention au niveau de la source des perturbations n'est possible que si cette dernière présente une puissance limitée, sans que les dépenses relatives aux dispositifs de déparasitage soient beaucoup trop élevées. Une mesure simple, mais très efficace, consiste à monter une diode en antiparallèle avec la bobine des aimants, des contacteurs ou des relais alimentés en courant continu. On supprime de cette manière les pointes de tension qui apparaissent à l'instant du déclenchement de ces éléments. Il en résulte une forte diminution des perturbations transmises par couplage capacitif.

Généralement, les *mesures de protection* sont prises sur les équipements de réglage et de commande. Elles consistent surtout à réduire les couplages indésirables décrits à la section précédente.

La méthode de protection la plus simple consiste à poser les lignes de signalisation aussi loin que possible des câbles à courant fort, et de n'effectuer des croisements que perpendiculairement. Cependant, pour des raisons de place, cette mesure n'est pas toujours applicable; elle est aussi souvent insuffisamment efficace. Il est donc indispensable de prévoir d'autres dispositions.

Dans les deux paragraphes suivants, on décrira les mesures permettant l'élimination ou, tout au moins, une forte réduction des couplages capacitifs et inductifs. Les couplages galvaniques ou par masse peuvent être évités par une exécution de tout le câblage des circuits de signalisation avec des câbles bifilaires. Le retour n'est à connecter à la masse qu'en un seul point, à savoir au côté récepteur.

Dans des cas critiques, on doit même faire appel à une transmission symétrique (par rapport à la masse) et reconstituer le signal original par un récepteur à entrées différentielles.

#### 2.4.3 Blindage

En appliquant un *blindage*  $b$  autour de la ligne de signalisation  $s$  et de son retour  $0$ , on peut éliminer le couplage capacitif (voir fig. 2.13). Le blindage est constitué d'une gaine métallique (composée par exemple de brins de cuivre fins) isolée à l'intérieur contre les deux conducteurs  $s$  et  $0$  et à l'extérieur contre le contact vers la masse. Une extrémité du blindage est mise à la terre. Grâce au blindage, il n'existe plus de capacité directe entre la ligne à courant fort  $f$  et la ligne de signalisation  $s$ . Il y a maintenant deux capacités, l'une,  $C_{fb}$ , entre la ligne à courant fort  $f$  et le blindage  $b$ , et l'autre,  $C_{bs}$ , entre le blindage et la ligne de signalisation  $s$ . Le blindage étant mis à la terre, la

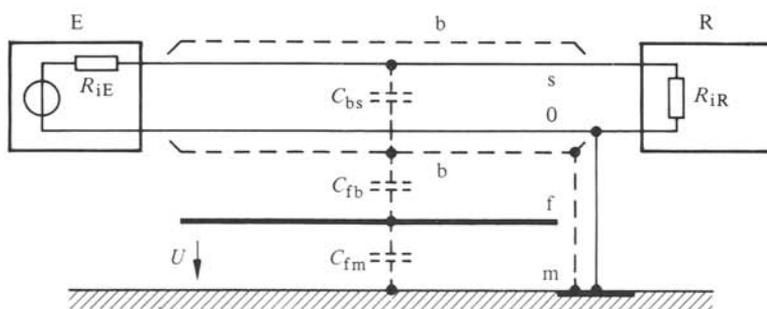


Fig. 2.13 Blindage évitant le couplage capacitif.

tension  $U$  charge la capacité  $C_{fb}$ , mais n'a aucune influence sur la ligne de signalisation. La tension perturbatrice à l'entrée du récepteur R est donc nulle.

Il est important que le blindage ne soit mis à la terre qu'en un seul point. On doit absolument éviter de mettre le blindage à la terre à ses deux extrémités. En effet, soit à cause de la tension de masse  $U_m$ , soit par couplage inductif dans la boucle formée par le blindage et la terre, on aurait une chute de tension le long du blindage. Cette dernière serait transmise à la ligne de signalisation  $s$  par la capacité  $C_{bs}$  (qui, en réalité, est distribuée uniformément le long du blindage) et amènerait une tension de perturbation dans le circuit de signalisation.

La mise à la terre du retour 0 du circuit de signalisation et du blindage  $b$  doit se faire par deux conducteurs séparés. Si la ligne de signalisation est relativement courte, on peut mettre le blindage à la masse au côté récepteur (comme indiqué à la figure 2.13). Si, par contre, la ligne de signalisation est longue (quelques 100 m), il est plus judicieux de mettre le blindage à la masse au côté émetteur.

#### 2.4.4 Torsade

Pour éviter ou, au moins, fortement réduire le couplage inductif, il faut que la ligne de signalisation  $s$  soit *torsadée* avec le retour 0 (voir fig. 2.14). Par conséquent, le flux est embrassé alternativement dans le sens positif, puis dans le sens négatif, de telle manière que le flux totalisé est nul. Ainsi, aucune tension ne peut être induite dans le circuit de signalisation.

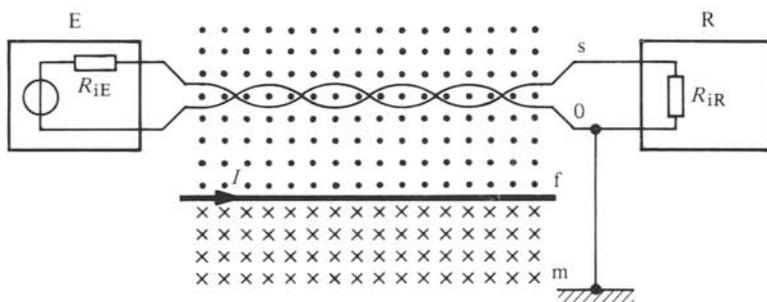


Fig. 2.14 Torsade évitant le couplage inductif.

Dans la pratique, on utilise des *câbles bifilaires* torsadés et blindés qui permettent d'éviter les couplages capacitifs et inductifs.

#### 2.4.5 Mesures de protection sur l'alimentation

Afin d'éviter que des perturbations puissent passer du réseau alternatif aux tensions auxiliaires, par l'intermédiaire des organes d'alimentation, on peut prévoir un montage selon la figure 2.15.

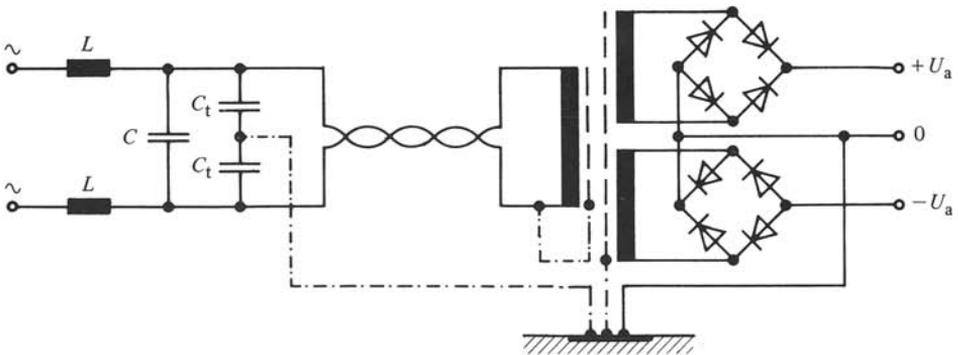


Fig. 2.15 Mesures de protection sur l'alimentation.

Un filtre  $LC$  réduit considérablement les perturbations de fréquences élevées, superposées au réseau alternatif. Ce filtre doit être symétrique. Les condensateurs  $C_t$  permettent de filtrer (avec les bobines d'induction  $L$ ) les perturbations qui apparaissent sur les lignes d'alimentation par rapport à la masse. Cependant, pour le dimensionnement des condensateurs  $C_t$ , on doit respecter les conditions de sécurité qui limitent le courant admissible dans le conducteur de masse.

En outre, il est recommandé de torsader les fils d'alimentation du primaire; on évite ainsi une diffusion du champ magnétique provoqué par le courant au primaire du transformateur d'alimentation, et on diminue en même temps le couplage inductif de ce circuit avec des lignes à courant fort.

Entre les enroulements primaire et secondaire du transformateur d'alimentation, il faut prévoir deux *écrans métalliques* isolés l'un de l'autre. L'écran voisin de l'enroulement primaire est à connecter à une borne de l'enroulement primaire, l'autre écran est à mettre à la terre. Ces deux écrans diminuent notablement le couplage capacitif entre le primaire et le secondaire (voir fig. 2.12).

Des écrans doivent être également prévus pour les autres transformateurs, par exemple pour le transformateur alimentant les dispositifs de commande de gâchettes (voir sect. 5.4) ou pour celui qui transmet les impulsions d'allumage aux gâchettes des thyristors.

#### 2.4.6 Mesures de protection sur l'installation

La figure 2.16 représente schématiquement l'exécution correcte des connexions dans une installation. On y indique deux amplificateurs avec l'organe d'alimentation ( $-U_a$ ,  $0$ ,  $+U_a$ ) et le châssis qui contient ces dispositifs.

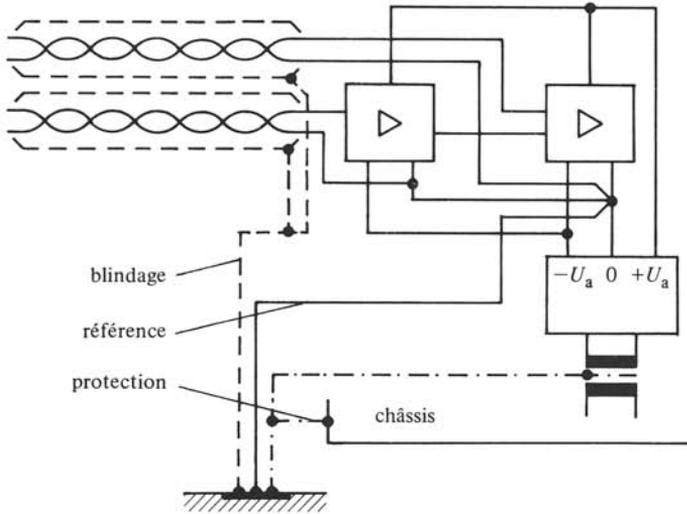


Fig. 2.16 Mise à la terre d'une installation.

Comme déjà mentionné, on utilise des câbles blindés et torsadés pour les lignes de signalisation. Le retour est à connecter directement à la borne de zéro de l'amplificateur correspondant. Pour plusieurs lignes de signalisation, posées dans le même tracé, on ne doit jamais utiliser un retour commun, afin d'éviter le couplage galvanique entre les circuits de signalisation.

Les connexions entre deux dispositifs très voisins ne sont généralement pas critiques. Il n'est pas nécessaire de blinder ou de torsader la connexion véhiculant le signal. La ligne de zéro entre les amplificateurs voisins peut être utilisée comme retour. Afin d'éviter un couplage galvanique trop important par cette dernière connexion, il est nécessaire que la ligne de zéro soit aussi courte que possible et qu'elle présente une section suffisante pour que sa résistance soit extrêmement faible. La même observation est à faire pour les connexions des tensions auxiliaires  $+U_a$  et  $-U_a$ .

Les connexions plus longues entre divers étages, châssis ou armoires, sont plus délicates. Il est souvent nécessaire d'utiliser du câble blindé et torsadé pour réaliser les connexions critiques.

Les lignes de zéro des différents organes d'alimentation, pour les équipements analogiques et les équipements logiques, sont à relier en un seul point qui doit être choisi soigneusement, afin d'éviter des couplages galvaniques entre les deux systèmes, ou des boucles dans lesquelles peuvent être induites des tensions perturbatrices.

Les mises à la masse et à la terre doivent être effectuées avec soin. Il est favorable d'utiliser une grosse plaque de cuivre reliée elle-même à la terre. Sur cette plaque, on visse séparément trois systèmes de mise à la terre par des câbles isolés et ayant une section suffisante. Ces trois systèmes sont :

- le système de référence, c'est-à-dire le zéro commun à tous les dispositifs
- le système de blindage (les connexions de tous les blindages)
- le système de protection au toucher, c'est-à-dire les connexions contre terre

des divers tiroirs, châssis et armoires. On connecte également les écrans des transformateurs à ce système. Ces derniers sont habituellement parcourus par des courants relativement élevés qui pourraient perturber le système de blindage s'ils étaient reliés à celui-ci.

Dans le domaine de l'électronique industrielle, l'exécution d'une installation peu sensible aux perturbations est assez difficile. La pose des câbles, le blindage, la mise à la terre, etc. exigent une grande expérience. Il est indispensable de tenir compte de ces problèmes et de les résoudre soigneusement. En effet, une installation mal disposée peut rendre inutilisables les meilleurs dispositifs de réglage et de commande.

## 2.5 DISPOSITION MÉCANIQUE

### 2.5.1 Généralités

Pour la disposition de leurs équipements de réglage et de commande, tous les fabricants adoptent pratiquement le même système. Très souvent, les équipements de réglage et de commande sont combinés avec des équipements de puissance. La disposition mécanique est réalisée au moyen de :

- cartes enfichables
- tiroirs
- bacs à cartes
- racks
- cadres pivotants
- armoires.

Tous ces éléments sont standardisés afin de permettre une fabrication économique.

### 2.5.2 Cartes enfichables

Les modules analogiques et logiques, qui se présentent presque exclusivement sous la forme de circuits intégrés de dimensions extrêmement réduites, sont montés sur des *cartes enfichables* avec les composants annexes. Les connexions sur une carte sont réalisées selon la méthode des circuits imprimés. Les dimensions des cartes enfichables sont normalisées. Selon les normes européennes, les dimensions standard sont  $100 \times 160$  mm. Dans des cas particuliers, on peut utiliser des cartes européennes doubles dont les dimensions sont  $233,4 \times 160$  mm. Cependant, selon les normes particulières utilisées par les fabricants, on trouve aussi des cartes avec des dimensions différentes. Les connexions vers l'extérieur sont réalisées en prévoyant, le long d'un bord de la carte, une série de contacts compatibles avec un connecteur. Les cartes de matériel isolant sont souvent renforcées par un cadre métallique servant également de barre de guidage. Le bord opposé aux contacts est doté d'un panneau frontal de dimensions réduites, pouvant contenir les bornes de contrôle et les potentiomètres d'ajustage dont l'accessibilité en service normal doit être possible. Si l'installation est soumise à des vibrations mécaniques (c'est notamment le cas, par exemple, sur les engins de traction), le cadre métallique est renforcé et les modules, ainsi que les autres éléments se trouvant sur la carte, sont surmoulés de façon à être protégés contre les effets de ces vibrations.

### 2.5.3 Tiroirs et bacs à cartes

Les cartes enfichables sont logées dans des *tiroirs* ou des *bacs à cartes* ayant la forme d'un châssis et possédant une largeur normalisée de 19 pouces. Le connecteur correspondant aux contacts de la carte est vissé à l'arrière du châssis.

Les connexions électriques entre les divers connecteurs sont réalisées à l'aide de fils soudés ou amarrés par *wire-wrapping* aux chevilles des connecteurs. Le *wire-wrapping* est un procédé consistant à enrouler le fil autour de la cheville à l'aide d'un outil spécial en forme de pistolet. La connexion ainsi réalisée est plus solide et exige moins de temps qu'une soudure. Ce procédé n'est à employer que dans la fabrication en série. Un changement des connexions, souvent nécessaire dans des montages expérimentaux et dans des prototypes, est dangereux et peut provoquer des faux contacts.

Si l'équipement possède différents types de cartes, il est nécessaire de prévoir un dispositif détrompeur, pour éviter d'enficher une carte à la mauvaise place. A cet effet, on fraise une encoche dans le bord de la carte comportant les contacts et l'on introduit une came dans le connecteur correspondant. Il est ainsi impossible d'enficher une carte ailleurs que sur le connecteur dont la came est placée au même endroit que l'encoche.

Les organes de sortie d'une certaine puissance ne peuvent pas être logés sur des cartes enfichables. On prévoit alors de petits châssis ayant la hauteur d'une carte et une largeur supérieure à celle d'une carte. Ils sont dotés de connecteurs spéciaux pouvant conduire des courants assez importants. Il est ainsi possible de loger l'ensemble de petits équipements de réglage et de commande avec les organes de sortie dans un tiroir ou dans un bac à cartes. Cette disposition est possible pour des puissances de 1 à 5 kW environ pour les organes de sortie.

Si ces derniers présentent une puissance plus élevée, on doit les loger dans des tiroirs ou des bacs à cartes séparés.

### 2.5.4 Racks et armoires

Les tiroirs ou les bacs à cartes sont placés dans des *racks*, sorte de grands châssis, normalement dotés d'un coffrage latéral et d'une porte à l'arrière. Des glissières permettent d'extraire les tiroirs pendant le service normal, afin d'effectuer des contrôles d'entretien ou des dépannages. Les bacs à cartes, par contre, sont vissés de façon fixe, ce qui rend plus difficile l'accès direct. Les connexions entre les différents tiroirs ou bacs à cartes et le rack sont réalisées à l'aide de câbles et connecteurs multipolaires.

Une autre solution consiste à visser les bacs à cartes, de manière permanente, à des *cadres pivotants*. Ces derniers sont montés dans des racks ou *armoires* standardisés. Pour le contrôle et la recherche de pannes, il est possible de faire pivoter ces cadres afin d'effectuer des mesures sur la partie arrière, là où se trouvent les connexions entre les divers étages.

Si la puissance des organes de sortie (convertisseurs de courant ou de fréquence) dépasse 50 à 100 kW environ, cette partie de l'équipement doit être placée dans des armoires séparées. Les connexions entre les éléments des circuits à courant fort (diodes, thyristors, interrupteur, etc.) sont alors réalisées à l'aide de vis (voir aussi sect. XV.3.7).

Les connexions entre les bornes de courant fort et celles de l'électronique de réglage et de commande sont souvent exécutées à l'aide de fiches serties.

### 2.5.5 Ventilation

Certains organes, tels que les organes de sortie (équipements d'électronique de puissance) et les organes d'alimentation, peuvent dissiper une puissance assez importante, entraînant l'échauffement de l'air ambiant. Les organes présentant cet échauffement doivent être placés dans la partie supérieure du rack ou du cadre pivotant, de manière à éviter que l'air chaud n'augmente la température d'autres organes. Ceci pourrait, en effet, provoquer une dérive excessive du point de fonctionnement des amplificateurs opérationnels et compromettre de façon sensible la précision des équipements de réglage.

Il est souvent nécessaire d'installer des ventilateurs au-dessus des racks ou des armoires, afin d'en extraire l'air chaud. Cette mesure est en tout cas indispensable pour la partie comprenant l'électronique de puissance, où un refroidissement forcé doit toujours être prévu.

Il est évident que les divers radiateurs de dissipation devront être disposés de manière à permettre une libre circulation de l'air autour des surfaces de refroidissement.

Lors de l'installation de ventilateurs, on veillera à ce que la poussière ne soit pas aspirée, car ceci pourrait compromettre le bon fonctionnement des circuits électroniques. On doit alors aspirer, de l'extérieur, de l'air propre et non corrosif ou prévoir des filtres.

Les racks ou les armoires doivent être installés de préférence dans des locaux adéquats et dépoussiérés. Cette exigence doit en particulier être respectée dans le cas d'installations volumineuses, où l'on prévoit souvent des locaux séparés pour accueillir les équipements électroniques.

## ORGANES DE CONSIGNE ET DE MESURE

### 3.1 INTRODUCTION

Parmi les organes d'entrée se trouvent les organes de consigne et les organes de mesure. Ils sont utilisés en particulier dans des équipements de réglage analogiques (voir § 1.2.2). Par la suite, on se limitera à la description d'organes d'entrée fonctionnant de manière analogique.

La section 3.2 sera consacrée aux organes de consigne. Leur tâche consiste à fournir une grandeur de consigne ajustable. Cette grandeur de consigne est normalement exprimée au moyen d'une tension continue, dont la valeur maximale est en général 10 à 15 V.

Les sections 3.3 à 3.5 traiteront des organes de mesure. Après quelques indications générales à la section 3.3, on présentera brièvement les organes de mesure les plus importants, tels qu'ils sont utilisés dans des circuits de réglage (sect. 3.4). Ces organes de mesure sont aussi dénommés *capteurs*. A la section 3.5, on décrira encore un convertisseur de mesure. Ce dernier est employé dans des grandes installations pour normaliser les instruments de mesure.

### 3.2 ORGANES DE CONSIGNE

#### 3.2.1 Potentiomètre

L'élément le plus simple en mesure de délivrer une tension continue ajustable est le potentiomètre où le curseur est déplacé à la main. La figure 3.1 indique une variante possible : la *tension de consigne*  $U_c$  peut être variée entre 0 et  $U_a$ , où  $U_a$  est la tension continue d'alimentation. Cette dernière provient normalement d'un organe d'alimentation stabilisé, qui fournit aussi les tensions auxiliaires pour les modules analogiques.

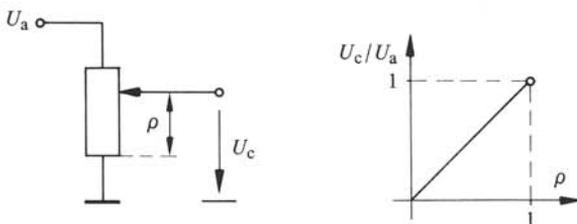


Fig. 3.1 Potentiomètre comme organe de consigne (tension de consigne d'une seule polarité).

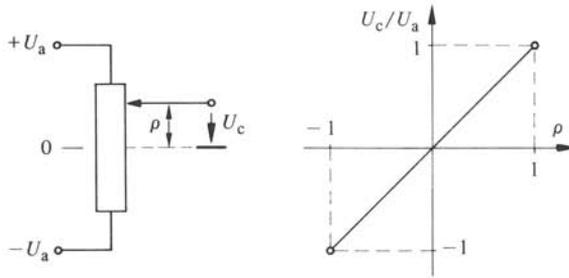


Fig. 3.2 Potentiomètre comme organe de consigne (tension de consigne positive et négative).

Le montage de la figure 3.2 permet de faire varier la tension de consigne  $U_c$  de façon continue entre la limite positive  $+U_a$  et la limite négative  $-U_a$ . Toutes les tensions sont mesurées par rapport au point zéro commun de l'équipement de réglage et de commande. Ce *point zéro* (masse) est indiqué comme d'habitude par un petit trait.

En désignant par  $\rho$  la *position relative du curseur* du potentiomètre, la tension de consigne  $U_c$  est donnée par

$$U_c = \rho U_a \quad (3.1)$$

Pour la disposition de la figure 3.1, on a  $0 \leq \rho \leq 1$ , tandis que pour celle de la figure 3.2, la position relative est comprise entre les limites  $-1 \leq \rho \leq +1$ . Dans ce dernier cas,  $\rho$  est mesurée à partir du milieu du potentiomètre et peut prendre des valeurs positives et négatives.

Cette relation linéaire n'est valable que pour le potentiomètre non chargé. Normalement, ce dernier est chargé par une résistance  $R_c$ , comme l'indique la figure 3.3 dans le cas d'une tension de consigne variant uniquement entre 0 et  $U_a$ . On peut écrire

$$U_c = \frac{R_c}{R_i + R_c} \rho U_a \quad (3.2)$$

où  $R_i$  est la résistance interne du potentiomètre par rapport à la position du curseur. Dans cette expression, le premier terme tient compte de la charge du potentiomètre qui provoque une réduction de la tension par rapport à la valeur idéale  $\rho U_a$ . La résis-

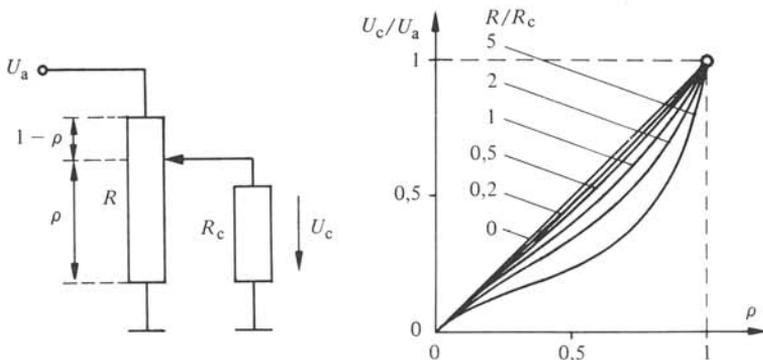


Fig. 3.3 Influence d'une charge sur le potentiomètre comme organe de consigne.

tance interne  $R_i$  est donnée par la mise en parallèle de  $\rho R$  et  $(1 - \rho) R$ , c'est-à-dire

$$R_i = \frac{\rho R (1 - \rho) R}{\rho R + (1 - \rho) R} = \rho (1 - \rho) R \quad (3.3)$$

Ainsi on tire

$$U_c = \frac{\rho}{1 + \rho(1 - \rho) \frac{R}{R_c}} U_a \quad (3.4)$$

Les caractéristiques résultantes, pour diverses valeurs de  $R/R_c$ , sont également indiquées à la figure 3.3. En général, on souhaite une caractéristique aussi linéaire que possible entre  $U_c$  et  $\rho$ . Dans ce cas, il faut que  $R/R_c \ll 1$ . Dans des cas spéciaux, on désire un ajustage plus fin pour de petites tensions de consigne par une caractéristique non linéaire. Il faut alors choisir  $R/R_c \gg 1$ .

### 3.2.2 Potentiomètre avec servomoteur

Parfois, il est nécessaire que la grandeur de consigne varie lentement avec une vitesse de variation constante. Dans ce but, le curseur du potentiomètre est entraîné par un petit servomoteur de type à courant continu ou asynchrone monophasé. Le *servomoteur* à courant continu possède deux enroulements d'excitation en série. Chaque enroulement peut être enclenché simultanément avec l'induit par un bouton-poussoir (voir représentation schématique à la figure 3.4). Selon l'enroulement d'excitation enclenché, le servomoteur tourne en avant ou en arrière en augmentant ou en diminuant la position du curseur et par conséquent aussi la tension de consigne. La variation subsiste tant que le bouton-poussoir est pressé.

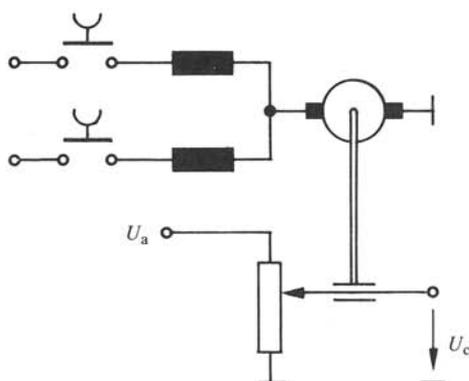


Fig. 3.4 Potentiomètre avec servomoteur.

### 3.2.3 Intégrateur de montée

Dans quelques cas d'application, on exige que la tension de consigne  $U_c$  augmente ou diminue avec une pente bien définie jusqu'à la nouvelle valeur  $U_c^*$  ajustée préalablement à la main sur un potentiomètre. Dans ce but, on utilise un *intégrateur de*

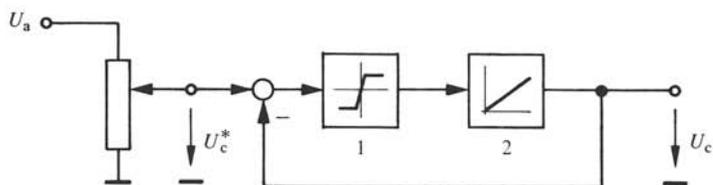


Fig. 3.5 Schéma bloc d'un intégrateur de montée.

*montée*, dont le schéma bloc est indiqué à la figure 3.5. Son fonctionnement découle de la figure 3.6. La différence entre  $U_c^*$  et  $U_c$  est appliquée à l'entrée d'un limiteur 1 possédant une amplification très élevée. A l'entrée de l'intégrateur 2, qui se trouve en série avec le limiteur, apparaît pendant des phénomènes transitoires, une tension constante positive ou négative. La sortie de l'intégrateur, c'est-à-dire la tension  $U_c$ , varie linéairement en fonction du temps avec une pente constante jusqu'à ce que  $U_c = U_c^*$ . A ce moment, une tension nulle apparaît à l'entrée de l'intégrateur et  $U_c$  reste constante. L'intégrateur de montée ayant la forme d'un circuit de réglage, chaque déviation de  $U_c$  par rapport à  $U_c^*$  sera réglée immédiatement et  $U_c$  restera égale à  $U_c^*$  jusqu'au prochain ajustement de  $U_c^*$ . Avec une caractéristique asymétrique du limiteur 1, on peut obtenir une pente de montée différente de celle de descente.

Des montages, permettant la réalisation de la comparaison entre  $U_c^*$  et  $U_c$ , du limiteur et de l'intégrateur, seront décrits au chapitre 4.

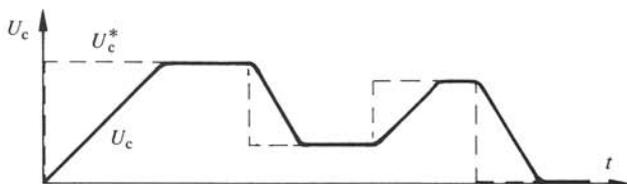


Fig. 3.6 Fonctionnement d'un intégrateur de montée.

### 3.2.4 Filtre pour la valeur de consigne

Dans certains cas, l'ajustement optimal des organes de réglage est différent pour une variation de la grandeur de consigne ou pour une variation de la grandeur perturbatrice. Si le circuit de réglage fonctionne de manière optimale pour une variation de la grandeur perturbatrice, on constate un amortissement trop faible pour des variations de la grandeur de consigne. Pour avoir dans les deux cas un comportement optimal, avec un seul ajustement des organes de réglage, on doit faire appel à un *filtre pour la valeur de consigne* (voir sect. 7.5).

La figure 3.7 montre le montage, qui est composé d'un circuit  $RC$  et d'un amplificateur opérationnel en montage suiveur. Celui-ci est nécessaire afin d'éviter une charge sur le circuit  $RC$  par les organes alimentés par la tension  $U_c$ .

Après une variation brusque de  $U_c^*$ , la tension de consigne  $U_c$  ne varie que lentement selon la constante de temps  $RC$ .

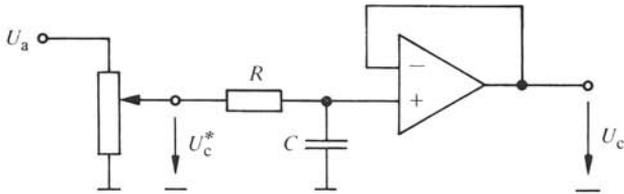


Fig. 3.7 Filtre pour la valeur de consigne.

On peut aussi réaliser le filtre de la valeur de consigne à l'entrée de l'amplificateur de réglage (voir § 4.5.7).

### 3.2.5 Source de tension de consigne stabilisée

Comme on l'a déjà mentionné, la tension auxiliaire  $U_a$  alimentant le potentiomètre est identique à la tension d'alimentation des modules analogiques. Si, pour des exigences très élevées, la stabilité (constance) de cette tension est insuffisante, on prévoit une source séparée avec une double stabilisation qui peut être réalisée, par exemple, à l'aide de deux diodes Zener (voir fig. 3.8, position 1). Ce montage est alimenté par la tension préstabilisée  $U_a$ .

Les variations de la tension du réseau d'alimentation n'ont alors pratiquement plus d'influence sur la tension de consigne  $U_c$ . Les variations de celle-ci sont uniquement dues à la dérive thermique de la tension Zener. Cet effet résiduel peut être éliminé en plaçant le montage stabilisateur dans une enceinte thermostatée 2 (voir fig. 3.8), où la température est maintenue très constante ( $\pm 0,1^\circ\text{C}$  par exemple) à l'aide d'un dispositif de réglage incorporé et composé d'un capteur de température 3, d'une résistance de chauffage 4 et d'un régulateur 5. La température à l'intérieur de l'enceinte doit être plus élevée que la température ambiante maximale dans laquelle l'équipement peut être amené à fonctionner.

Il existe aujourd'hui des stabilisateurs à circuits intégrés qui possèdent une compensation interne pour éliminer les effets de la température. Ces dispositifs permettent de réaliser des stabilisateurs efficaces et moins encombrants.

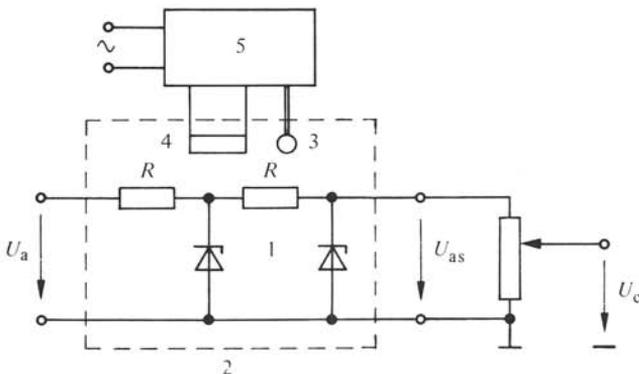


Fig. 3.8 Source de tension de consigne stabilisée.

Pour obtenir une stabilité (constance) élevée de la tension de consigne  $U_c$ , il est indispensable d'employer, pour le potentiomètre de consigne, un potentiomètre de précision.

### 3.2.6 Transducteur inductif

Lorsqu'il est nécessaire de varier très fréquemment la tension de consigne, l'utilisation de potentiomètres n'est pas opportune à cause de leur usure trop rapide. Un environnement corrosif, dégradant le bon contact du curseur, peut aussi empêcher l'utilisation de potentiomètres. Dans ces cas spéciaux, on fait appel à des *transducteurs inductifs*, permettant de fournir une tension variable sans présenter de contacts mobiles.

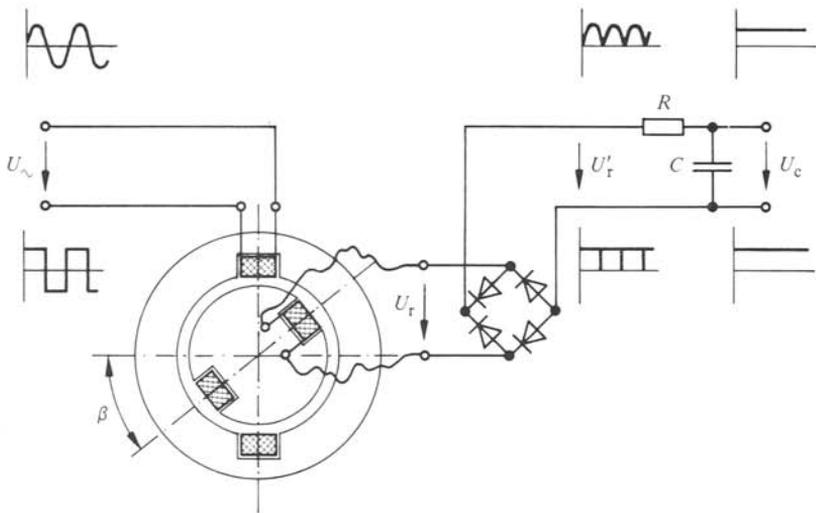


Fig. 3.9 Transducteur inductif comme organe de consigne.

Le principe de fonctionnement de ces transducteurs inductifs est indiqué à la figure 3.9. Ils sont constitués d'un petit stator portant une bobine fixe et d'un rotor dont la bobine peut être tournée de  $90^\circ$ . A la bobine fixe, on applique une tension alternative auxiliaire  $U_\sim$  d'une amplitude constante. Aux bornes de la bobine rotori- que apparaît une tension alternative  $U_r$ , qui est fonction de l'angle  $\beta$ , à savoir

$$U_r = U_{r \max} \sin \beta \quad (3.5)$$

Cette tension est redressée par un pont redresseur (tension  $U'_r$ ), puis lissée par un circuit  $RC$ . On obtient ainsi une tension continue de consigne  $U_c$ , qui varie en fonction de l'angle de position  $\beta$  selon une loi sinusoïdale (voir caractéristique de la figure 3.10).

Avec une répartition spéciale des deux bobines le long de l'entrefer, il est possible d'obtenir une caractéristique très linéaire sur une large gamme de variation de l'angle  $\beta$  (voir caractéristique de la figure 3.11).

Ces transducteurs inductifs fonctionnent normalement avec une fréquence de la tension d'alimentation  $U_\sim$  de 400 ou 500 Hz. Ceci permet de réduire remarquable-

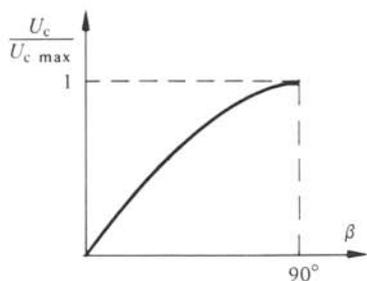


Fig. 3.10 Caractéristique d'un transducteur inductif normal.

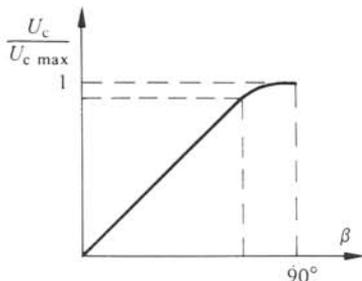


Fig. 3.11 Caractéristique d'un transducteur inductif spécial avec linéarité dans une large gamme.

ment les dimensions du transducteur inductif par rapport à une alimentation à 50 Hz. Pour obtenir une tension de consigne constante, il est indispensable que l'amplitude de la tension d'alimentation  $U_{\sim}$  soit très constante. On atteint facilement une bonne constance avec une tension rectangulaire, parce qu'il suffit d'imposer ses limites positives et négatives. Cette tension rectangulaire possède, en plus, l'avantage de fournir une tension déjà bien lissée après le redressement. Ainsi, les dispositifs de lissage sont plus simples à réaliser.

### 3.2.7 Transducteur capacitif

Une variante au transducteur inductif, décrit au paragraphe précédent, est le *transducteur capacitif*. Il est aussi peu sensible à l'usure et à un environnement corrosif.

Un condensateur variable, composé de lames fixes et de lames mobiles (par rotation) permet de faire varier une tension alternative. Cette tension, à fréquence élevée, est captée par les lames mobiles. Selon la configuration géométrique, il est possible de réaliser différentes caractéristiques entre la tension captée et l'angle de rotation. Le transducteur capacitif doit, en général, être suivi d'un amplificateur, afin d'éviter de charger le condensateur variable.

## 3.3 INDICATIONS GÉNÉRALES SUR LES ORGANES DE MESURE

### 3.3.1 Généralités

Les *organes de mesure* servent à la conversion d'une grandeur physique en une tension continue représentant normalement la valeur réelle à l'entrée d'un régulateur. Ces organes de mesure sont donc en principe des convertisseurs analogiques-analogiques (voir représentation schématique de la figure 3.12). A une grandeur d'entrée  $X$  (grandeur physique) correspond une grandeur de sortie, ou grandeur mesurée, sous forme d'une tension continue  $U_{xM}$ .

Dans la plupart des cas, les organes de mesure se trouvent dans des circuits de réglage. Leur comportement statique et dynamique a une influence sur la stabilité du circuit de réglage fermé. On doit donc connaître leur fonction de transfert  $G(s)$ . Une méthode équivalente consiste à déterminer leur facteur de transfert  $K$  pour le comportement statique et leur réponse indicielle pour le comportement dynamique.

Soit  $X_n$ , la valeur de référence de  $X$ , et  $U_{xMn}$  celle de  $U_{xM}$ . Il faut que  $X_n$  et

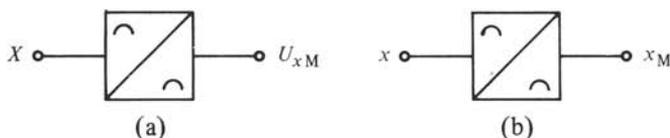


Fig. 3.12 Représentation schématique d'un organe de mesure : (a) en grandeurs absolues; (b) en grandeurs relatives.

$U_{xMn}$  correspondent au même point de fonctionnement. On obtient ainsi, pour la grandeur physique exprimée en grandeurs relatives :

$$x = \frac{X}{X_n} \quad (3.6)$$

La grandeur mesurée relative est donnée par

$$x_M = \frac{U_{xM}}{U_{xMn}} \quad (3.7)$$

Pour plus de détails concernant les grandeurs relatives, voir paragraphe 7.1.5.

### 3.3.2 Caractéristique statique

Normalement, la *caractéristique statique*  $x_M = f(x)$ , reliant la grandeur mesurée à la grandeur physique, est linéaire. Si, de plus, il y a proportionnalité selon la caractéristique de la figure 3.13, on a

$$x_M = x \quad (3.8)$$

et le facteur de transfert est

$$K = 1 \quad (3.9)$$

Cependant, les organes de mesure présentent parfois une caractéristique non linéaire (voir fig. 3.14). On a alors

$$x_M = f(x) \quad (3.10)$$

Le facteur de transfert varie suivant le point de fonctionnement. Sa valeur peut être

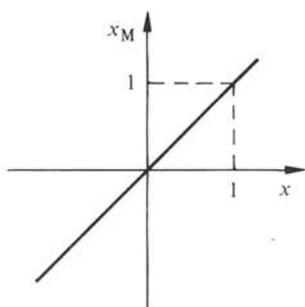


Fig. 3.13 Caractéristique linéaire et proportionnelle d'un organe de mesure.

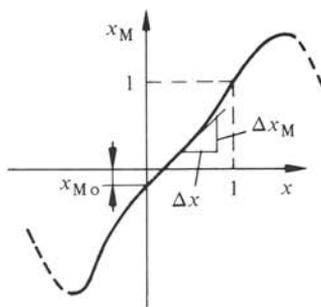


Fig. 3.14 Caractéristique non linéaire d'un organe de mesure.

déterminée par linéarisation locale de la caractéristique (fig. 3.14). On obtient

$$K = \frac{\Delta x_M}{\Delta x} \quad (3.11)$$

À l'intérieur de la gamme de mesure, la caractéristique non linéaire doit être bien définie. Le point de fonctionnement ne peut pas se déplacer sur les portions en pointillé de la caractéristique de la figure 3.14. Le facteur de transfert  $y$  change en effet de signe, ce qui entraîne l'instabilité du circuit de réglage fermé, mis à part le fait que la grandeur mesurée  $x_M$  n'est plus une mesure unique pour la grandeur physique  $x$ .

Il va sans dire que les organes de mesure doivent fonctionner de manière irréprochable jusqu'aux limites prévues du fonctionnement normal. De plus, l'effet d'une surcharge éventuelle doit être étudié en détail, ainsi que les dépassements transitoires lors de phénomènes de réglage.

### 3.3.3 Décalage du point zéro (offset)

Si dans les organes de mesure sont incorporés des amplificateurs, il est possible qu'un décalage de la caractéristique statique puisse se produire. Ceci se manifeste en particulier par un décalage du point zéro  $x_{M0}$  (*offset*), de sorte que la caractéristique ne passe plus par l'origine. Ce décalage est représenté à la figure 3.14.

Afin d'éviter des erreurs de mesure excessives, il est indispensable d'ajuster périodiquement le point zéro à l'aide de potentiomètres adéquats qui se trouvent à l'intérieur de l'organe de mesure. En général, ces organes de mesure possèdent un commutateur avec des positions "fonctionnement normal" et "ajustage du point zéro", afin de faciliter cette opération.

### 3.3.4 Comportement dynamique

Comme déjà mentionné, le comportement dynamique des organes de mesure influence de manière prononcée la stabilité des circuits de réglage. Il est donc important de connaître la fonction de transfert ou la réponse indicielle de ces organes. Le cas idéal est celui d'un comportement proportionnel sans retard (courbe 1 de la figure 3.15). Certains organes de mesure approchent ce comportement de manière satisfaisante. D'autres, par contre, présentent un retard non négligeable (courbe 2 de la figure 3.15). Dans la plupart des cas, ce retard peut être exprimé par une ou deux constantes de temps.

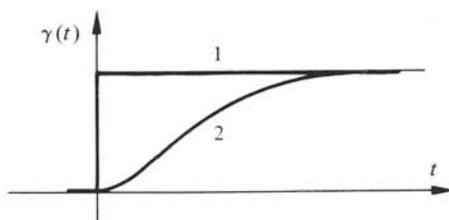


Fig. 3.15 Réponse indicielle d'un organe de mesure.

Ces retards sont souvent introduits par des *circuits de lissage* placés à la sortie d'un redresseur, afin de réduire l'ondulation provoquée par ce dernier. En effet, pour le réglage, seule la valeur moyenne du signal est intéressante. Le circuit de lissage doit présenter une atténuation assez forte à la pulsation de l'harmonique la plus importante. Ceci entraîne un déphasage important, pouvant compromettre sérieusement la stabilité du circuit de réglage fermé. L'importance de ces questions exige que l'on étudie en détail les circuits de lissage. C'est ce que nous ferons à la section 4.5 en ce qui concerne leur réalisation et à la section 8.4 en ce qui concerne leur dimensionnement.

Si le facteur de transfert est  $K = 1$  et si les retards de l'organe de mesure sont négligeables par rapport aux autres petites constantes de temps dans le circuit de réglage, l'organe de mesure n'intervient pas explicitement dans l'étude de stabilité du circuit de réglage. Dans les autres cas, on doit introduire un bloc de transfert dans la boucle de contre-réaction du circuit de réglage et en tenir compte lors de l'étude de stabilité.

### 3.4 ORGANES DE MESURE LES PLUS IMPORTANTS

#### 3.4.1 Généralités

Les figures 3.16 à 3.19 donnent un résumé des organes de mesure d'usage le plus courant. On y représente également leurs symboles, leurs caractéristiques et leurs réponses indicielles. Il s'agit d'organes de mesure pour courant et tension (fig. 3.16), puissance, flux magnétique et fréquence (fig. 3.17), vitesse et déplacement (fig. 3.18) ainsi que température, pression, débit et force mécanique (fig. 3.19). Par la suite, on décrira brièvement le principe de fonctionnement de ces organes de mesure. Cette énumération n'est pas exhaustive. Elle a pour but de présenter quelques principes de mesure les plus importants, en se limitant à des organes de mesure analogiques.

#### 3.4.2 Mesure de courant continu

La mesure de courant continu est effectuée à l'aide de *transformateurs de courant continu*, basés sur le principe des amplificateurs magnétiques ou de l'effet de Hall (voir No 1 de la figure 3.16).

Une méthode de mesure très efficace fait appel au *principe de compensation*. Un circuit magnétique possède deux enroulements. Le premier est parcouru par le courant à mesurer, tandis que le deuxième (en général d'un nombre de spires plus élevé) conduit un courant de compensation fourni par un amplificateur. Ce courant de compensation est ajusté automatiquement par l'amplificateur, de sorte que le flux magnétique, mesuré par une sonde de Hall, soit nul. Le courant de compensation circule aussi au travers d'une résistance de précision. La tension entre les bornes de la résistance est ainsi une mesure pour le courant.

Selon le principe de fonctionnement et la construction, la caractéristique est unidirectionnelle (ne mesurant que la valeur absolue) ou bidirectionnelle (en tenant compte de la polarité du courant continu  $I_d$ ).

Pour le transformateur de courant continu se basant sur le principe de l'amplificateur magnétique, la réponse indicielle présente une petite constante de temps à cause du lissage nécessaire sur la tension de sortie. Par contre, ce retard est négligeable pour les transformateurs de courant continu se basant sur l'effet de Hall.

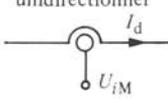
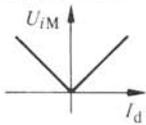
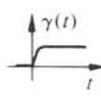
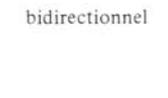
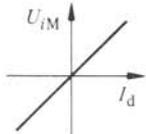
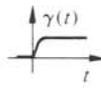
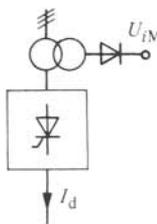
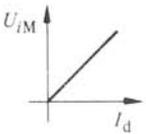
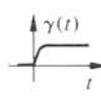
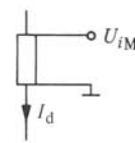
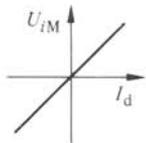
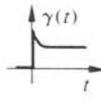
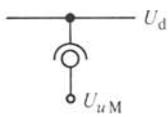
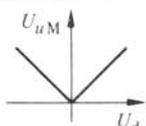
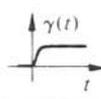
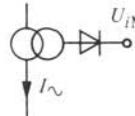
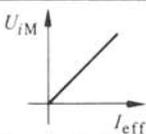
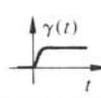
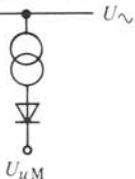
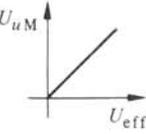
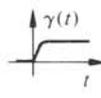
No	Mesure de	Organe	Symbole	Caractéristique	Réponse indicielle
1	courant continu	transformateur de courant continu	unidirectionnel 		
			bidirectionnel 		
2		transformateur de courant côté réseau alternatif 			
3		shunt 			
4	tension continue	transformateur de tension continue 			
5	courant alternatif	transformateur de courant 			
6	tension alternative	transformateur de tension 			

Fig. 3.16 Organes de mesure pour courant et tension.

Le transformateur de courant continu rend possible une séparation galvanique entre le circuit de mesure et le circuit à courant fort.

Dans le cas d'installations avec convertisseurs de courant, il est possible de mesurer le courant continu directement sur le réseau alternatif, à l'aide d'un transformateur

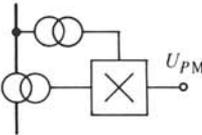
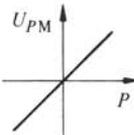
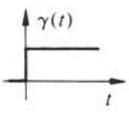
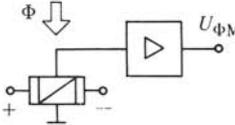
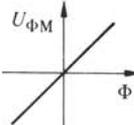
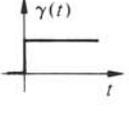
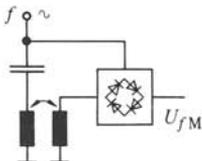
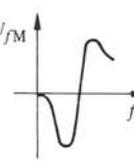
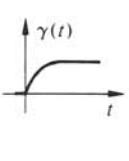
No	Mesure de	Organe	Symbole	Caractéristique	Réponse indicielle
1	puissance	transformateurs de mesure et multiplificateur			
2	flux magnétique	sonde de Hall			
3	fréquence	circuit oscillant et discriminateur			

Fig. 3.17 Organes de mesure pour puissance, flux magnétique et fréquence.

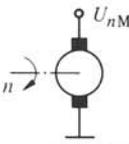
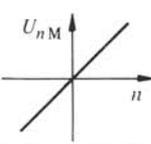
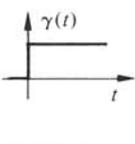
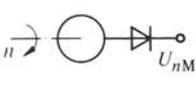
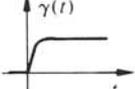
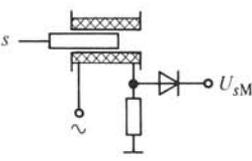
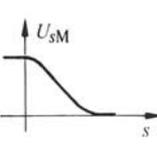
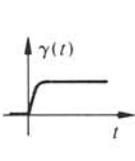
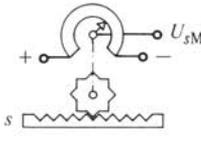
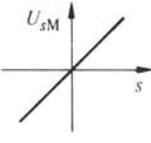
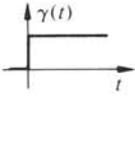
No	Mesure de	Organe	Symbole	Caractéristique	Réponse indicielle
1	vitesse	dynamo tachymétrique			
2		alternateur tachymétrique			
3	déplacement	capteur inductif			
4		potentiomètre			

Fig. 3.18 Organes de mesure pour vitesse et déplacement.

de courant (alternatif) normal, suivi d'un redresseur (No 2 de la figure 3.16). Il est judicieux d'effectuer la mesure sur les trois courants du réseau triphasé. Ainsi, les dépenses pour les circuits de lissage sont faibles, de plus, la constante de temps due au lissage reste très petite.

Dans ce cas aussi, on obtient une séparation galvanique entre le circuit de mesure et le circuit à courant fort.

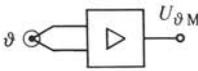
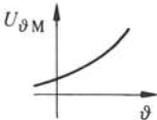
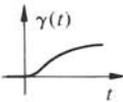
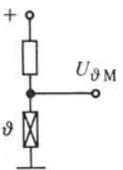
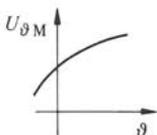
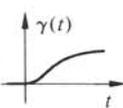
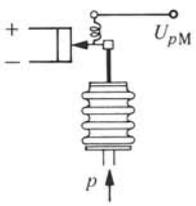
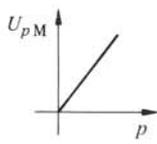
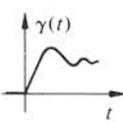
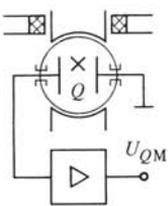
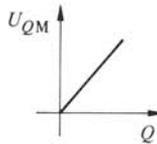
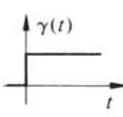
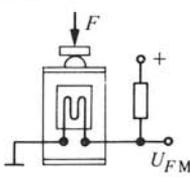
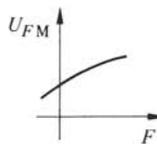
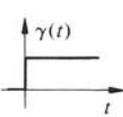
No	Mesure de	Organe	Symbole	Caractéristique	Réponse indicelle
1	température	thermocouple			
2		thermomètre à résistance			
3	pression	manomètre élastique			
4	débit	débitmètre inductif			
5	force mécanique	dynamomètre avec extensomètres à résistance			

Fig. 3.19 Organes de mesure pour température, pression, débit et force mécanique.

Les *shunts* ne sont utilisés que pour des cas très simples ou pour des mesures de précision de courants continus (No 3 de la figure 3.16). La liaison galvanique entre circuit à courant fort et circuit de mesure résultant de leur utilisation peut constituer un inconvénient, car une mise à la masse correcte est très difficile.

La réponse indicielle présente une impulsion superposée due à l'inductance du shunt. On doit minimiser cette inductance par une construction adéquate, afin d'éviter des perturbations (bruit) sur la grandeur mesurée.

### 3.4.3 Mesure de tension continue

Pour la mesure de tension continue, on fait appel à des *transformateurs de tension continue* basés sur le principe des amplificateurs magnétiques ou sur l'effet de Hall (No 4 de la figure 3.16). Le cas échéant, ces dispositifs peuvent aussi posséder une caractéristique bidirectionnelle.

Concernant la séparation galvanique et le retard sur la réponse indicielle, les observations faites pour le transformateur de courant continu restent valables.

### 3.4.4 Mesure de courant et tension alternatifs

Les courants et tensions alternatifs sont mesurés à l'aide de transformateurs de courant ou de tension normaux, suivis de redresseurs (No 5 et 6 de la figure 3.16). Il est avantageux d'effectuer la mesure sur les trois phases et d'utiliser, pour le redressement, un pont triphasé. Ceci permet de diminuer sensiblement l'amplitude des harmoniques et par conséquent de réduire la constante de temps due au lissage.

On obtient, comme grandeur mesurée, une tension continue qui est proportionnelle à la valeur efficace  $I_{\text{eff}}$  ou  $U_{\text{eff}}$ , respectivement du courant et de la tension alternatifs, à condition que ces grandeurs ne s'écartent pas trop de la forme sinusoïdale.

### 3.4.5 Mesure de puissance

La mesure de puissance dans un réseau alternatif s'effectue à l'aide de transformateurs de mesure et de multiplicateurs analogiques (voir No 1 de la figure 3.17). La grandeur ainsi obtenue est une tension continue proportionnelle à la puissance active  $P$ .

Dans le cas d'une mesure monophasée, la grandeur mesurée présente une forte composante alternative à 100 Hz, qui demande un lissage assez important. En appliquant la mesure sur les trois phases et en sommant les tensions de sortie des trois multiplicateurs, les composantes alternatives se compensent et, théoriquement, la grandeur mesurée est complètement lisse. En réalité, à cause des asymétries, il reste un certain taux d'harmoniques, nécessitant un lissage faible.

Si l'on ne prend pas la tension simple (tension de phase), mais une tension déphasée de  $90^\circ$  par rapport à celle-ci (ce qui est facile à réaliser dans un système triphasé symétrique en utilisant des tensions composées adéquates), la grandeur mesurée est proportionnelle à la puissance réactive  $Q$ .

On peut aussi mesurer la puissance à l'aide d'un équipage de mesure électrodynamique qui contient en plus un enroulement de compensation. Le courant qui le traverse est fourni par un amplificateur et ajusté automatiquement, de sorte que la position de l'équipage de mesure reste constante (application du principe de compensation). L'équipage de mesure produit un couple qui est compensé par le couple opposé produit

par l'enroulement de compensation. Le courant de compensation circule aussi au travers d'une résistance de précision. La tension entre les bornes de cette résistance est une mesure pour la puissance. Il est évident que ce procédé de mesure est moins rapide que la solution électronique.

### 3.4.6 Mesure de flux magnétique

Pour la mesure de flux magnétique, on fait appel à des sondes de Hall (No 2 de la figure 3.17). Il s'agit d'une petite plaque rectangulaire de matériel semiconducteur. Entre deux bornes, on applique une tension continue qui provoque la circulation d'un courant constant dans la direction longitudinale. Dans la direction transversale, on peut alors capter une petite tension qui est proportionnelle au flux magnétique  $\Phi$  traversant la sonde de Hall. Cette tension doit être amplifiée par un amplificateur.

### 3.4.7 Mesure de fréquence

La mesure de fréquence peut être effectuée à l'aide d'un circuit oscillant et d'un *discriminateur* (No 3 de la figure 3.17). Ce dernier fournit une tension continue dont la valeur dépend du déphasage des deux tensions alternatives appliquées aux diagonales du discriminateur. Ce dispositif de mesure permet une mesure très sensible de la fréquence  $f$ , mais seulement à l'intérieur d'une gamme de fréquence relativement étroite, à cause de sa caractéristique non linéaire.

La tension de sortie du discriminateur présente des harmoniques très prononcées qui rendent indispensable un lissage important entraînant un retard sur la réponse indicielle.

### 3.4.8 Mesure de vitesse

Pour la mesure de vitesse (de rotation), on utilise d'habitude une *dynamo tachymétrique* (voir No 1 de la figure 3.18). Celle-ci est une petite génératrice à courant continu avec une excitation par aimants permanents. Entre les deux balais du rotor, on obtient une tension continue proportionnelle à la vitesse  $n$ , dont la polarité est une indication pour le sens de rotation.

Dans certains cas, les balais peuvent présenter un inconvénient à cause de l'usure ou de mauvais contacts dans un environnement corrosif. On fait alors appel à un *alternateur tachymétrique* (No 2 de la figure 3.18). C'est un petit alternateur synchrone avec un rotor à pôles permanents. La tension de l'enroulement triphasé est redressée. Elle est proportionnelle à la vitesse de rotation  $n$ . Une détection du sens de rotation n'est cependant pas possible. L'ondulation de la tension redressée présente à de faibles vitesses un certain inconvénient, car, dans ce domaine de fonctionnement, un lissage parfait de la tension ondulée introduirait des retards inadmissibles. A noter que la fréquence de la tension fournie par le générateur tachymétrique est elle aussi proportionnelle à la vitesse et que, par conséquent, la fréquence d'ondulation varie aussi.

### 3.4.9 Mesure de déplacement

La mesure d'un déplacement (chemin parcouru) est réalisée à l'aide d'un capteur inductif ou d'un potentiomètre (No 3 et 4 de la figure 3.18).

La gamme de mesure d'un *capteur inductif* est limitée à quelques millimètres. Son principe de fonctionnement est basé sur la variation de la réactance d'une bobine par suite de l'introduction d'un noyau ferromagnétique. La tension redressée aux bornes d'une résistance en série avec le capteur inductif est une mesure (non linéaire) pour le déplacement  $s$ .

Lé plus souvent, on utilise des capteurs inductifs beaucoup plus efficaces se basant sur le principe d'un pont. On obtient ainsi une caractéristique linéaire (entre certaines limites) et bidirectionnelle, par rapport au point milieu.

L'utilisation d'un potentiomètre bobiné entraîne une précision assez limitée, à cause des gradins existant entre deux spires et à cause du jeu entre la crémaillère et la roue dentée.

### 3.4.10 Mesure de température

La mesure de température est effectuée à l'aide de thermocouples ou de thermomètres à résistance (No 1 et 2 de la figure 3.19).

Les *thermocouples* fournissent une tension continue de quelques mV, variant en fonction non linéaire de la température  $\vartheta$ . Il est nécessaire d'amplifier cette petite tension.

Les *thermomètres à résistance* exploitent le phénomène de la forte variation de la résistivité de certains métaux (par exemple platine) en fonction de la température. Avec un diviseur de tension, composé d'une résistance variable avec la température et d'une résistance normale, on obtient une tension pour la grandeur mesurée qui est fonction non linéaire de la température  $\vartheta$ .

Les réponses indicielles des organes de mesure de température présentent normalement des retards considérables, qui souvent se composent de deux ou plusieurs constantes de temps.

### 3.4.11 Mesure de pression

Pour la mesure de la pression de gaz ou de liquides, on peut utiliser des *manomètres élastiques* (No 3 de la figure 3.19). La pression est transformée d'abord en un déplacement. Ce dernier est ensuite mesuré par un potentiomètre ou un capteur inductif. La tension ainsi obtenue est pratiquement proportionnelle à la pression  $p$ .

La réponse indicielle présente une allure oscillatoire amortie, à cause du système oscillant mécanique formé par le manomètre élastique.

### 3.4.12 Mesure de débit

Le passage de liquides dans une conduite (mesure de débit) peut être mesuré par un *débitmètre inductif* (No 4 de la figure 3.19). Il est constitué d'un court tube en matériel isolant, qui est inséré dans la conduite. On applique un champ magnétique constant par deux pôles excités à l'aide d'un courant continu. Il se produit alors dans le liquide circulant, une tension induite, qui est proportionnelle à la vitesse et, par conséquent, au débit  $Q$  du liquide. Dans ce but, il est nécessaire que ce dernier possède une certaine conductivité. La petite tension induite peut être captée à l'aide de deux électrodes de mesure et amplifiée par un amplificateur.

### 3.4.13 Mesure de force mécanique

Pour la mesure d'une force mécanique (traction ou pression), on fait appel à un *dynamomètre* avec des extensomètres à résistance, jauge de contrainte (expression anglaise : strain gauge), que l'on trouve au No 5 de la figure 3.19. Leur résistance électrique varie d'une manière non linéaire avec l'allongement. Ce dernier est proportionnel à la force mécanique  $F$  exercée sur un support de jauge métallique. Avec une résistance constante mise en série avec la jauge de contrainte, on obtient une tension  $U_{FM}$ , qui est une mesure non linéaire de la force  $F$ . Pour augmenter la sensibilité, on utilise souvent quatre extensomètres formant un pont de mesure.

D'autres organes de mesure de force mécanique font appel à la propriété de certains matériaux magnétiques, dont la perméabilité  $\mu$  varie considérablement si ce matériel est soumis à une force mécanique. L'effet piézo-électrique est également utilisé pour construire des organes de mesure de force mécanique.

## 3.5 CONVERTISSEUR DE MESURE

### 3.5.1 Disposition

Dans des grandes installations, il est indispensable d'indiquer les valeurs mesurées à l'aide d'instruments indicateurs, d'enregistreurs, de compteurs, etc. dans le poste de commande. Parfois, la puissance des organes de mesure n'est pas suffisante pour alimenter plusieurs instruments. En plus, les distances entre le lieu de la mesure et le poste de commande sont souvent assez élevées (plusieurs centaines de mètres), ainsi, la résistance des lignes de transmission (lignes de signalisation) joue un rôle non négligeable. Finalement, des perturbations peuvent fausser des signaux ayant une puissance trop faible (voir sect. 2.4).

Dans ce but, on utilise souvent des convertisseurs de mesure, comme indiqué schématiquement à la figure 3.20. La grandeur mesurée  $U_{xM}$  sous la forme d'une tension continue, et obtenue par un organe de mesure 1 quelconque (voir sect. 3.4), est transformée dans le convertisseur de mesure 2 en courant continu imposé  $I_{xM}$ . Ce courant est fonction de  $U_{xM}$  et reste indépendant de la charge. Cette dernière est formée, par exemple, par une longue ligne de transmission 3, par un instrument indicateur

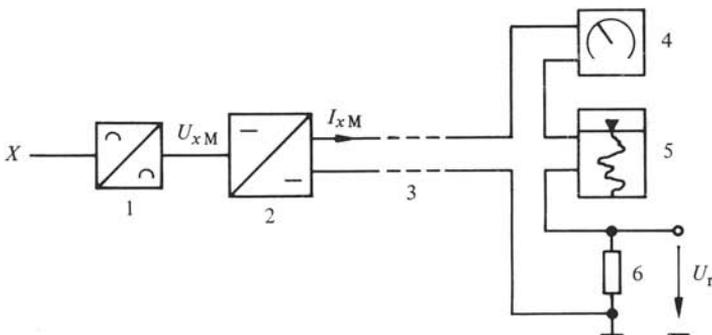


Fig. 3.20 Représentation schématique de la disposition d'un convertisseur de mesure.

4, par un enregistreur 5 et par une résistance de précision 6 montés en série. Aux bornes de la résistance 6, on obtient la tension  $U_r$ , qui peut être utilisée comme valeur réelle à l'entrée d'un régulateur. C'est à ce point que le circuit est mis au point zéro commun de l'équipement de réglage et de commande.

Parfois, l'organe de mesure 1 et le convertisseur de mesure 2 forment un seul dispositif, fournissant le courant imposé  $I_{xM}$  sans l'intermédiaire d'une tension continue. Ces dispositifs de mesure fournissant un courant continu imposé font appel au principe de compensation. Ils sont surtout construits pour la mesure de grandeurs pneumatiques et utilisés dans des processus chimiques ou métallurgiques.

### 3.5.2 Caractéristique

Normalement, toute la gamme de mesure, comprenant éventuellement des valeurs positives et négatives de la grandeur  $X$  à mesurer, tenant compte des valeurs maximales qui peuvent apparaître en cas de surcharge ou de dépassements transitoires, est reproduite par un courant imposé, variant entre 0 et 20 mA, ou entre 4 et 20 mA (voir caractéristiques aux figures 3.21 et 3.22). Ainsi, il est facile de normaliser les instruments pour les postes de commande. L'équipage de mesure est toujours le même. Ainsi, seuls le cadran et son échelle doivent être adaptés de cas en cas.

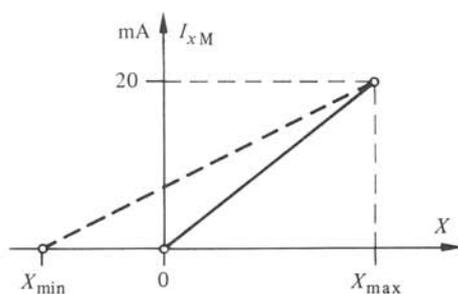


Fig. 3.21 Caractéristique d'un convertisseur de mesure, courant imposé variant entre 0 et 20 mA.

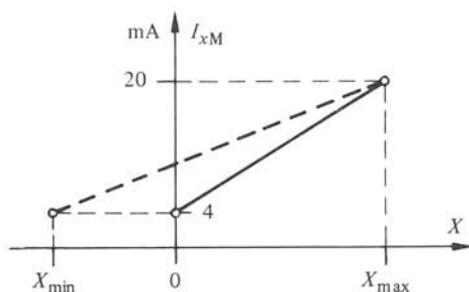


Fig. 3.22 Caractéristique d'un convertisseur de mesure, courant imposé variant entre 4 et 20 mA.

La gamme de fonctionnement entre 4 et 20 mA possède l'avantage qu'une interruption ou un court-circuit dans la ligne de transmission ou dans les instruments annexes est très facile à détecter, parce que le courant  $I_{xM} = 0$  n'apparaît en aucun point de fonctionnement normal.

## RÉGULATEURS

## 4.1 INTRODUCTION

## 4.1.1 Généralités

Les régulateurs d'une part ont la tâche de comparer la valeur réelle avec la valeur de consigne et d'autre part doivent stabiliser le circuit de réglage. Dans ce but, on utilise, dans le domaine des réglages industriels, des *régulateurs standard* du type PI (proportionnel-intégrateur) ou PID (proportionnel-intégrateur-dérivateur). Leurs montages et leur fonctionnement seront décrits aux sections 4.2 et 4.3. On donnera, dans les paragraphes suivants, quelques indications générales sur les régulateurs et en particulier sur les amplificateurs opérationnels qui sont employés pour la réalisation de ces régulateurs. Par conséquent, ces derniers sont souvent appelés *amplificateurs de réglage*. Ils traitent les signaux sous forme de tension continue.

Les coefficients des régulateurs standard sont ajustables. Une fois ajustés, les coefficients restent fixes. L'ajustage optimal n'est donc possible que pour un seul point de fonctionnement du système à régler. Si les caractéristiques statiques et dynamiques de ce dernier varient dans de larges domaines, il y a des points de fonctionnement où l'amortissement dans le circuit de réglage n'est plus satisfaisant, et où il peut même apparaître un risque d'instabilité. Dans ces cas critiques, on doit faire appel à des *régulateurs adaptatifs*. Leurs coefficients sont variables en fonction d'une tension de contrôle qui doit dépendre du point de fonctionnement, de sorte que le circuit de réglage est toujours stabilisé d'une manière optimale. Quelques possibilités de réalisation des régulateurs adaptatifs seront présentés à la section 4.4.

Dans les réglages industriels il est souvent nécessaire d'introduire des *circuits de lissage*, soit pour réduire l'ondulation sur la tension de sortie de l'organe de mesure (voir § 3.3.4), soit que la grandeur à régler présente déjà de fortes ondulations. Ceci est notamment le cas si le système à régler contient des convertisseurs de courant, des variateurs à courant continu ou des convertisseurs de fréquence (voir sect. XV.7.2 et XV.12.6). On montrera à la section 4.5 que l'on peut combiner avantageusement les circuits de lissage avec les amplificateurs de réglage.

Parfois, les régulateurs doivent aussi présenter des caractéristiques non linéaires. Il est assez souvent nécessaire de limiter la tension de sortie d'un régulateur, par exemple pour éviter une intervention trop brutale du régulateur lors de l'apparition de phénomènes transitoires importants. Les montages de limitation seront décrits à la section 4.6. Dans la même section, on présentera aussi des générateurs de fonctions non linéaires, comme on en a besoin, par exemple, pour linéariser la

caractéristique non linéaire d'un organe de mesure. Dans les réglages à temps optimal, on fait aussi appel à des caractéristiques non linéaires. Toujours dans la section 4.6, on décrira des dispositifs de formation de valeur maximale ou minimale qui permettent, par exemple, de rendre opérante la tension la plus grande (ou la plus petite) de deux ou plusieurs tensions.

Enfin, la section 4.7 sera consacrée aux régulateurs à action à deux ou trois positions. Ces dispositifs hybrides sont à employer si le système à régler exige à son entrée une intervention par tout ou rien.

#### 4.1.2 Amplificateur opérationnel

Le symbole d'un *amplificateur opérationnel* est représenté par la figure 4.1. Il possède une entrée "moins" (-) et une entrée "plus" (+). Une tension appliquée entre l'entrée (-) et le point zéro, avec l'entrée (+) reliée à ce point zéro, provoque, en plus de l'amplification, une inversion de signe sur la tension de sortie  $U_s$ . Par contre, une tension appliquée entre l'entrée (+) et le point zéro, auquel est reliée l'entrée (-), est amplifiée sans inversion de signe. Pour plus de détails, voir chapitre VIII.3.

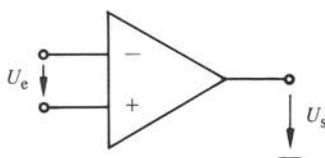


Fig. 4.1 Symbole d'un amplificateur opérationnel.

La flèche de la tension d'entrée est donc orientée de l'entrée (-) vers l'entrée (+), parce que dans les montages suivants, l'entrée (+) est en général liée au point zéro (éventuellement par l'intermédiaire d'une résistance). Selon cette convention, la *tension d'entrée*  $U_e$  provoque une inversion de signe sur la *tension de sortie*  $U_s$ .

Dans les schémas de principe, les tensions auxiliaires  $+U_a$  et  $-U_a$  nécessaires pour le fonctionnement des amplificateurs opérationnels ne sont pas représentées. Ces tensions auxiliaires sont très souvent désignées par  $+V_{cc}$  et  $-V_{cc}$ .

Pour l'analyse de montages contenant des amplificateurs opérationnels, on fait habituellement les suppositions suivantes en correspondance avec un amplificateur opérationnel idéal :

- amplification (en tension) infinie
- résistance d'entrée infinie
- résistance de sortie nulle
- courants d'entrée nuls.

La première supposition implique que la tension d'entrée  $U_e$  entre les entrées (-) et (+) est nulle pour une tension de sortie finie.

En réalité, ces suppositions sont assez bien vérifiées. Parfois, il s'avère nécessaire de tenir compte de l'amplification finie et en particulier de sa réponse harmonique (voir par exemple § 4.3.7). Souvent les courants d'entrée (courants de polarisation) ne sont pas négligeables. Pour éviter que ces derniers ne provoquent un décalage en ten-

sion, on doit veiller à ce que les résistances des circuits externes, vues des entrées (-) et (+), soient égales. Cette précaution est superflue si l'amplificateur opérationnel possède des entrées à FET dont le courant de polarisation est extrêmement faible.

#### 4.1.3 Comparaison des valeurs de consigne et réelle

La différence entre la valeur de consigne  $x_c$  et la valeur réelle  $x_r$  est appelée *écart de réglage*

$$x_e = x_c - x_r \quad (4.1)$$

Pour former l'écart de réglage, on utilise presque exclusivement la comparaison à l'aide de *résistances de comparaison*  $R_c$  et  $R_r$ . Elles sont reliées à l'entrée (-) d'un amplificateur opérationnel (voir fig. 4.2).

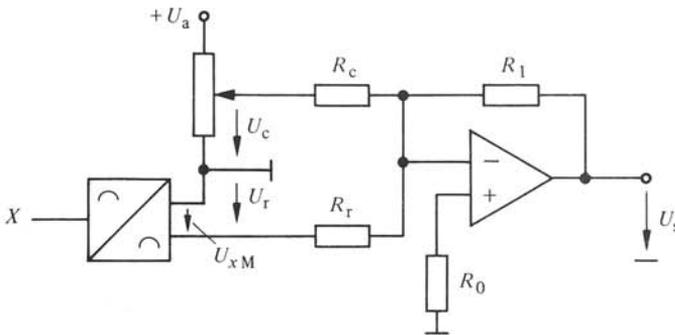


Fig. 4.2 Comparaison des valeurs de consigne et réelle.

La *tension de consigne*  $U_c$  de polarité positive est fournie par un potentiomètre (voir § 3.2.1). La *tension réelle*  $U_r$  est égale à la grandeur mesurée  $U_{xM}$  d'un organe de mesure (voir § 3.3.1). Cette tension est appliquée avec la polarité négative par rapport au point zéro commun.

Afin d'obtenir une comparaison précise et constante entre les valeurs de consigne et réelle, on doit, en général, utiliser des résistances de précision pour les résistances  $R_c$  et  $R_r$ .

Admettons que l'amplificateur opérationnel ait une amplification (en tension) infinie et un courant d'entrée négligeable. La deuxième supposition exige que la somme des courants incidents sur le noeud commun aux trois résistances  $R_c$ ,  $R_r$  et  $R_1$  doit être nulle. En plus, on peut admettre que l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel possède le même potentiel que le point zéro commun, puisque la tension  $U_e$  entre les entrées (-) et (+) est nulle car l'amplification est supposée infinie. On a donc

$$\frac{U_c}{R_c} - \frac{U_r}{R_r} + \frac{U_s}{R_1} = 0 \quad (4.2)$$

De cette relation, on obtient pour la tension de sortie  $U_s$

$$U_s = -\frac{R_1}{R_c} \left( U_c - \frac{R_c}{R_r} U_r \right) \quad (4.3)$$

La tension de sortie  $U_s$  présente un changement de signe par rapport à la tension de consigne  $U_c$ .

Dans le domaine de l'électronique industrielle, il n'est pas usuel d'utiliser les entrées (+) et (-) de l'amplificateur opérationnel pour former la différence entre les valeurs de consigne et réelle, parce que cela comporterait, dans le cas général d'un amplificateur de réglage, des difficultés pour l'élaboration des réseaux de contre-réaction. Si l'on n'utilise que l'entrée (-), il est indispensable que les deux tensions  $U_c$  et  $U_r$  possèdent des polarités différentes.

#### 4.1.4 Compensation du courant de polarisation

L'influence du courant de polarisation (courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel) s'annule lorsque la valeur équivalente des résistances connectées aux entrées (-) et (+) est la même pour chaque entrée. Il est donc nécessaire de relier l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel au point zéro commun par une résistance  $R_0$  (voir fig. 4.2). Dans ce cas particulier, la valeur de cette résistance doit être égale à la mise en parallèle des résistances  $R_r$ ,  $R_c$  et  $R_1$ , donc

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_r} + \frac{1}{R_1} \quad (4.4)$$

La résistance  $R_0$  peut être supprimée si le courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel est extrêmement faible. Dans ce cas, on peut relier l'entrée (+) directement avec le point zéro commun.

#### 4.1.5 Introduction de grandeurs relatives

A l'aide des tensions de référence  $U_{cn}$ ,  $U_{rn}$  et  $U_{sn}$ , qui doivent correspondre à un seul point de fonctionnement, on peut introduire des grandeurs relatives (voir § 7.1.5). Dans le cas particulier de la comparaison des valeurs de consigne et réelle, on désigne par  $x_c$  la *valeur de consigne* (relative), par  $x_r$  la *valeur réelle* (relative) et par  $x_s$  le *signal de sortie* (relatif). Entre les tensions et les grandeurs relatives existent les relations

$$U_c = x_c U_{cn} \quad (4.5)$$

$$U_r = x_r U_{rn} \quad (4.6)$$

$$U_s = -x_s U_{sn} \quad (4.7)$$

Il est judicieux de référer la tension de sortie  $U_s$  à une valeur de référence négative  $-U_{sn}$ . Ainsi, le changement de signe dû à l'amplificateur opérationnel n'apparaît plus dans les relations exprimées en grandeurs relatives.

Normalement, dans les schémas blocs des circuits de réglage, on ne tient pas compte d'éventuels changements de signe des régulateurs et d'autres dispositifs, parce que ces changements de signe dépendent fortement de la réalisation particulière de ces dispositifs. C'est seulement dans la réalisation pratique qu'il faut tenir compte des changements de signe, afin d'obtenir l'intervention correcte des régulateurs. Le cas échéant, on peut compenser un changement de signe en appliquant pour  $U_c$  une tension négative et pour  $U_r$  une tension positive.

En introduisant les relations (4.5) à (4.7) dans (4.3), on tire

$$x_s = \frac{R_1 U_{cn}}{R_c U_{sn}} \left( x_c - \frac{R_c U_{rn}}{R_r U_{cn}} x_r \right) \quad (4.8)$$

Le signal de sortie  $x_s$  doit être proportionnel à l'écart de réglage  $x_e$  selon la relation (4.1) : on constate que le facteur de  $x_r$  dans (4.8) doit être égal à 1.

Par conséquent, entre les tensions de référence  $U_{cn}$  et  $U_{rn}$ , et les résistances de comparaison  $R_c$  et  $R_r$ , la relation suivante doit être respectée

$$\frac{U_{cn}}{R_c} = \frac{U_{rn}}{R_r} \quad (4.9)$$

C'est la *relation fondamentale* pour la comparaison des valeurs de consigne et réelle dans tous les régulateurs. Les résistances  $R_c$  et  $R_r$  permettent une pondération des tensions  $U_{cn}$  et  $U_{rn}$ .

#### 4.1.6 Régulateur P

En tenant compte de (4.9), l'équation (4.8) se réduit à

$$x_s = K (x_c - x_r) = K x_e \quad (4.10)$$

avec le facteur de transfert

$$K = \frac{R_1 U_{cn}}{R_c U_{sn}} = \frac{R_1 U_{rn}}{R_r U_{sn}} \quad (4.11)$$

La deuxième expression découle de la relation fondamentale (4.9).

Le signal de sortie  $x_s$  est donc proportionnel à l'écart de réglage  $x_e$ . Le montage de la figure 4.2 réalise non seulement la comparaison des valeurs de consigne et réelle, mais aussi la fonction d'un régulateur proportionnel, le *régulateur P*.

On remarque que le facteur de transfert  $K$  ne dépend pas seulement des résistances montées sur l'amplificateur opérationnel, mais aussi des tensions de référence  $U_{sn}$  et  $U_{cn}$  ou  $U_{sn}$  et  $U_{rn}$ .

#### 4.1.7 Configuration générale d'un amplificateur de réglage

Les amplificateurs de réglage sont composés d'un amplificateur opérationnel et d'un réseau de contre-réaction adéquat. Cette contre-réaction a pour but de donner à l'amplificateur de réglage une fonction de transfert déterminée, apte à stabiliser le circuit de réglage. En plus, on réalise, sur les amplificateurs de réglage, la comparaison entre valeur de consigne et valeur réelle (voir § 4.1.3).

Généralement, on utilise des régulateurs standard tels que les régulateurs P (proportionnel), PI (proportionnel-intégrateur) et PID (proportionnel-intégrateur-dérivé).

Dans le cas le plus général, le montage extérieur de l'amplificateur de réglage consiste en trois quadripôles, dont deux bornes de chacun d'eux sont reliées au point zéro commun (voir fig. 4.3). Les admittances  $Y_c(s)$ ,  $Y_r(s)$  et  $Y_f(s)$  donnent les relations entre les courants de sortie (pour le quadripôle court-circuité à la sortie) et les tensions d'entrée. Selon la théorie générale des quadripôles (voir chap. IV.6), ces ad-

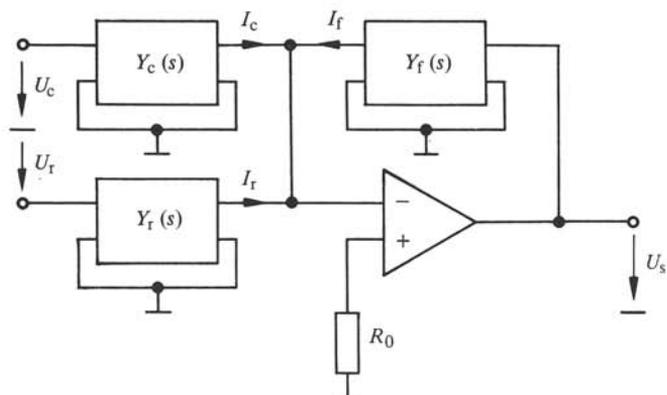


Fig. 4.3 Configuration générale d'un amplificateur de réglage.

mittances correspondent aux admittances de transfert en court-circuit  $Y_{21}$ . Afin de simplifier l'écriture, on omet ici l'indice 21.

Ainsi, on peut établir les relations suivantes

$$I_c = Y_c(s) U_c \quad (4.12)$$

$$I_r = -Y_r(s) U_r \quad (4.13)$$

$$I_f = Y_f(s) U_s \quad (4.14)$$

Ces trois courants doivent respecter l'équation

$$I_c + I_r + I_f = 0 \quad (4.15)$$

Pour la tension de sortie, on obtient

$$U_s = -\frac{Y_c(s)}{Y_f(s)} \left[ U_c - \frac{Y_r(s)}{Y_c(s)} U_r \right] \quad (4.16)$$

En introduisant les grandeurs relatives selon les relations (4.5) à (4.7), on obtient le signal de sortie

$$x_s = \frac{Y_c(s) U_{cn}}{Y_f(s) U_{sn}} \left[ x_c - \frac{Y_r(s) U_{rn}}{Y_c(s) U_{cn}} x_r \right] \quad (4.17)$$

La comparaison entre valeur de consigne et réelle n'est respectée que pour

$$\frac{Y_r(s) U_{rn}}{Y_c(s) U_{cn}} = 1 \quad (4.18)$$

Dans ce cas, la comparaison est correcte, même pour des phénomènes transitoires. Si la relation (4.18) n'est vérifiée que pour  $s = 0$ , la comparaison entre valeurs de consigne et réelle est correcte seulement en régime établi. Dans ce cas particulier, il faut distinguer le comportement transitoire de la valeur de consigne de celui de la valeur réelle lors de l'étude de stabilité.

### 4.1.8 Fonction de transfert

A l'aide de la *fonction de transfert*  $G_R(s)$  d'un régulateur, on peut transformer l'équation (4.17). En tenant compte de (4.18), on obtient la forme générale

$$x_s = G_R(s) (x_c - x_r) = G_R(s) x_e \quad (4.19)$$

qui correspond au schéma bloc représenté à la figure 4.4.

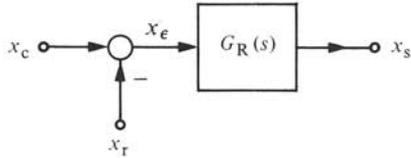


Fig. 4.4 Schéma bloc d'un régulateur.

## 4.2 RÉGULATEUR PI

### 4.2.1 Généralités

La figure 4.5 représente le schéma de principe d'un *régulateur PI* (proportionnel-intégrateur). Il possède un circuit de contre-réaction formé d'un condensateur  $C_1$  mis en série avec la résistance  $R_1$ .

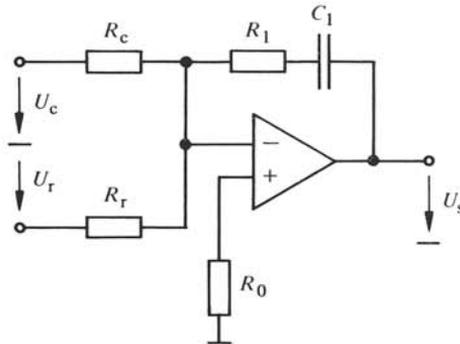


Fig. 4.5 Schéma de principe d'un régulateur PI.

Dans le cas présent, les trois quadripôles se réduisent à de simples bipôles. En comparant avec la configuration générale de la figure 4.3, on tire

$$Y_c(s) = \frac{1}{R_c} \quad (4.20)$$

$$Y_r(s) = \frac{1}{R_r} \quad (4.21)$$

$$Y_f(s) = \frac{1}{R_1 + \frac{1}{s C_1}} = \frac{s C_1}{1 + s R_1 C_1} \quad (4.22)$$

Si l'on introduit ces expressions dans la relation générale (4.17), en tenant compte de la relation fondamentale (4.9), on tire

$$x_s = \frac{1 + s R_1 C_1}{s R_c C_1} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} (x_c - x_r) \quad (4.23)$$

#### 4.2.2 Compensation du courant de polarisation

Pour le calcul de la résistance  $R_0$  située à l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel, on peut considérer les courants de polarisation comme constants. La compensation doit se faire en considérant le régime établi, c'est-à-dire pour  $s = 0$ . Ainsi, l'impédance du circuit  $R_1, C_1$  dans la contre-réaction devient infinie. Par conséquent, seules les résistances  $R_c$  et  $R_r$ , qui apparaissent en parallèle par rapport à l'entrée (-), sont à prendre en considération. On obtient donc

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_r} \quad (4.24)$$

#### 4.2.3 Fonction de transfert

Dans le cas présent (régulateur PI), la fonction de transfert résulte de la comparaison entre les équations (4.19) et (4.23). On en tire

$$G_R(s) = \frac{1 + s T_n}{s T_i} \quad (4.25)$$

où la constante de temps

$$T_n = R_1 C_1 \quad (4.26)$$

est appelée *dosage de la corrélation d'intégrale*. Par contre, la constante de temps

$$T_i = R_c C_1 \frac{U_{sn}}{U_{cn}} = R_r C_1 \frac{U_{sn}}{U_{rn}} \quad (4.27)$$

est la *constante de temps d'intégration*. L'équivalence des deux expressions de  $T_i$  découle de la relation fondamentale (4.9). La constante de temps d'intégration  $T_i$  est proportionnelle au produit  $R_c C_1$  et au rapport des tensions de référence  $U_{sn}/U_{cn}$ , ou proportionnelle à  $R_r C_1$  et  $U_{sn}/U_{rn}$ .

#### 4.2.4 Réponse harmonique

L'allure du module de la réponse harmonique, tracée à l'aide de l'approximation par droites, est donnée à la figure 4.6.

Pour des pulsations  $\omega$  élevées, la réponse harmonique est constante et égale à la composante proportionnelle. Ce résultat est obtenu d'une manière simple en transformant l'équation (4.25), à savoir

$$G_R(s) = \frac{1}{s T_i} + \frac{T_n}{T_i} = \frac{1}{s T_i} + K \quad (4.28)$$

où la *composante proportionnelle* est

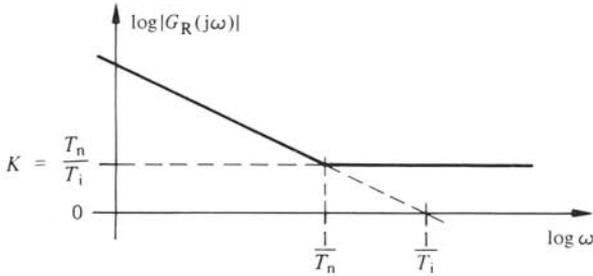


Fig. 4.6 Réponse harmonique d'un régulateur PI.

$$K = \frac{T_n}{T_i} = \frac{R_1 U_{cn}}{R_c U_{sn}} = \frac{R_1 U_{rn}}{R_r U_{sn}} \quad (4.29)$$

Elle est égale au facteur de transfert du régulateur P. Ce résultat est évident puisque le régulateur PI se réduit à un régulateur P en court-circuitant le condensateur  $C_1$ .

La réponse harmonique présente une *pulsation de coupure* à  $\omega = 1/T_n$ .

La prolongation de la droite de pente  $-1$ , inhérente à la *composante intégrale* selon le premier terme de (4.28), coupe l'axe  $\log |G_R(j\omega)| = 0$  ou  $|G_R(j\omega)| = 1$  à  $\omega = 1/T_i$ .

#### 4.2.5 Réponse indicielle

L'expression de la fonction de transfert selon (4.28) se prête particulièrement bien à la détermination de la réponse indicielle  $\gamma_R(t)$ . A partir de la relation générale, on obtient

$$L[\gamma_R(t)] = \frac{1}{s} G_R(s) = \frac{1}{s^2 T_i} + \frac{K}{s} \quad (4.30)$$

d'où l'on tire par la transformation de Laplace inverse

$$\gamma_R(t) = \frac{t}{T_i} + K \quad (4.31)$$

Cette réponse indicielle est représentée à la figure 4.7. A l'instant initial ( $t = 0$ ), on observe un saut égal à  $K$ , correspondant à la composante proportionnelle. Ensuite  $\gamma_R(t)$  augmente linéairement en fonction du temps  $t$  en correspondance avec la composante intégrale.

La constante de temps  $T_n$ , en tenant compte de (4.29), peut aussi être exprimée par

$$T_n = K T_i \quad (4.32)$$

On peut donc déterminer  $T_i$  et  $T_n$  expérimentalement à partir de la réponse indicielle, comme indiqué à la figure 4.7.

La valeur de la réponse indicielle augmente pour  $t \rightarrow \infty$  théoriquement jusqu'à  $\gamma_R(t) \rightarrow \infty$ . En réalité, la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel est limitée par sa tension de saturation. Pour enregistrer expérimentalement la réponse indicielle, il est nécessaire d'appliquer à l'entrée de l'amplificateur de réglage une petite variation

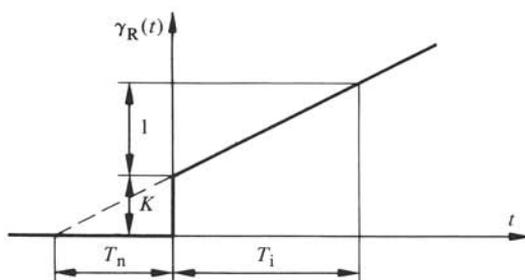


Fig. 4.7 Réponse indicielle d'un régulateur PI.

de la tension  $U_c$  (ou  $U_r$ ), de sorte que la tension de sortie reste, pour une grande partie du phénomène transitoire, dans les limites données par la saturation, afin de relever correctement la composante intégrale.

#### 4.2.6 Détermination des éléments

Pour l'emploi d'un régulateur PI dans un circuit de réglage, on donne normalement les constantes de temps  $T_i$  et  $T_n$ . Ces valeurs sont déterminées à partir d'une étude de stabilité assurant que le circuit de réglage est stable et bien amorti (voir chap. 7). Il s'agit ensuite de choisir les éléments de l'amplificateur de réglage, c'est-à-dire les résistances  $R_c$ ,  $R_r$  et  $R_1$  et la capacité  $C_1$ .

En premier lieu, on choisit  $R_c$  et  $R_r$ , en tenant compte de la charge admissible par les organes de consigne et de mesure, tout en se conformant à la relation fondamentale (4.9). Le choix devrait être fait, en général, entre les limites de 10 et 100 k $\Omega$ . De l'équation (4.27), on tire ensuite la capacité  $C_1$ , à savoir

$$C_1 = \frac{T_i}{R_c} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} \quad (4.33)$$

Enfin, la résistance  $R_1$  découle de (4.26)

$$R_1 = \frac{T_n}{C_1} \quad (4.34)$$

Cependant, un inconvénient résulte du fait que la constante de temps d'intégration ne peut pas être ajustée à l'aide d'un potentiomètre (résistance variable). On modifie donc souvent le montage représenté à la figure 4.5 comme on le décrira au paragraphe suivant.

#### 4.2.7 Ajustage de la constante de temps d'intégration par un potentiomètre

Le montage de la figure 4.8 permet l'ajustage de la constante de temps d'intégration  $T_i$  par la position du curseur du potentiomètre  $R$ . Ce dernier est branché entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et le point zéro commun.

Le circuit de contre-réaction se présente alors sous forme d'un quadripôle. Pour

l'admittance  $Y_f(s)$ , on obtient

$$Y_f(s) = \frac{I_f}{U_s} = \frac{\rho}{R_1 + R_i + \frac{1}{s C_1}} \quad (4.35)$$

avec  $0 \leq \rho \leq 1$ , où  $\rho$  est la position relative du curseur;  $R_i$  est la résistance interne du potentiomètre. Cette dernière dépend de la position  $\rho$  du curseur, à savoir

$$R_i = \frac{1}{\frac{1}{\rho R} + \frac{1}{(1-\rho)R}} = \rho(1-\rho)R \quad (4.36)$$

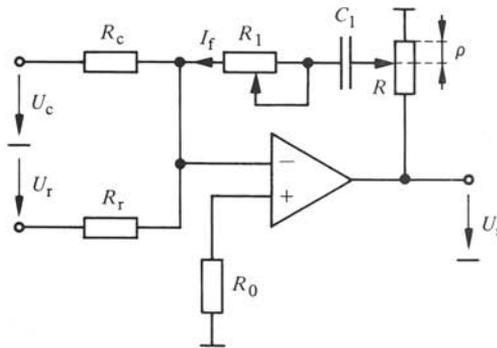


Fig. 4.8 Schéma de principe d'un régulateur PI avec potentiomètre pour l'ajustage de la constante de temps d'intégration.

De la relation générale (4.17) découle le signal de sortie

$$x_s = \frac{1 + s(R_1 + R_i) C_1}{s \rho R_c C_1} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} (x_c - x_r) \quad (4.37)$$

En comparant cette relation avec les expressions (4.19) et (4.25), on obtient, pour les constantes de temps,

$$T_i = \rho R_c C_1 \frac{U_{sn}}{U_{cn}} = \rho R_r C_1 \frac{U_{sn}}{U_{rn}} \quad (4.38)$$

et

$$T_n = (R_1 + R_i) C_1 \cong R_1 C_1 \quad (4.39)$$

La deuxième relation pour  $T_n$  est valable pour  $R_i \ll R_1$ , condition qui est normalement satisfaite.  $R_i$  devient maximale pour  $\rho = 0,5$  et l'on a  $R_i = R/4$ . La constante de temps d'intégration  $T_i$  est proportionnelle à  $\rho$  et peut être ajustée facilement.

A la figure 4.9, on a indiqué schématiquement l'influence d'une variation de  $\rho$  et de  $R_1$  sur l'allure de la réponse harmonique. En augmentant  $\rho$ , on décale la réponse harmonique vers le bas, tout en maintenant inchangée la pulsation de coupure  $\omega = 1/T_n$ . Si, par contre,  $R_1$  est augmentée, la pulsation de coupure  $\omega = 1/T_n$  se déplace vers la

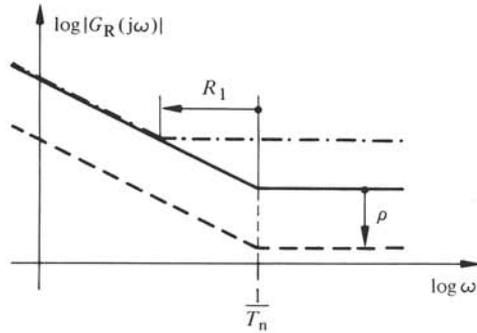


Fig. 4.9 Indication schématique de l'influence d'une augmentation de  $\rho$  et de  $R_1$  sur la réponse harmonique d'un régulateur PI.

gauche en augmentant la composante proportionnelle et en laissant inchangée la composante intégrale (droite de pente  $-1$ ).

### 4.3 RÉGULATEUR PID

#### 4.3.1 Généralités

Le régulateur PID (proportionnel-intégrateur-dérivateur) possède un quadripôle comme circuit de contre-réaction. Le schéma de principe correspondant est représenté par la figure 4.10. Par rapport au régulateur PI, on a ajouté un circuit RC composé de  $R_2$  et  $C_2$ .

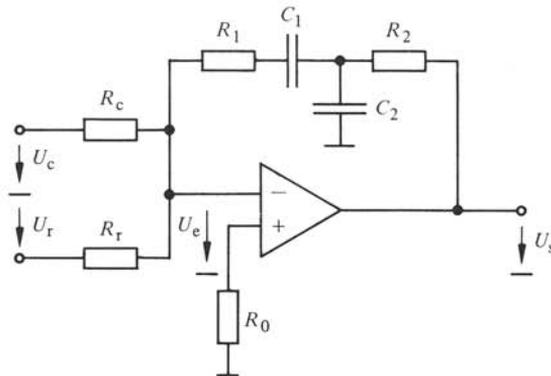


Fig. 4.10 Schéma de principe d'un régulateur PID.

Les admittances  $Y_c(s)$  et  $Y_f(s)$  sont identiques à celles d'un régulateur PI [voir équations (4.20) et (4.21)]. Pour déterminer  $Y_f(s)$ , on fait appel à la figure 4.11, qui représente le schéma équivalent du circuit de contre-réaction, en supposant que l'entrée  $(-)$  de l'amplificateur opérationnel se trouve au niveau du point zéro commun. A l'aide de l'impédance intermédiaire  $Z$ , on obtient selon le principe du diviseur de tension

$$U_i = \frac{Z}{R_2 + Z} U_s = \frac{1}{1 + R_2/Z} U_s \quad (4.40)$$

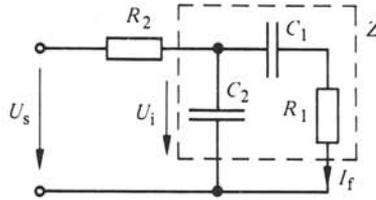


Fig. 4.11 Schéma équivalent du circuit de contre-réaction de la figure 4.10.

avec

$$\frac{1}{Z} = s C_2 + \frac{1}{R_1 + 1/s C_1} = s C_2 + \frac{s C_1}{1 + s R_1 C_1} \quad (4.41)$$

Le courant  $I_f$  nous intéresse particulièrement. Il est donné par

$$I_f = \frac{U_i}{R_1 + 1/s C_1} = \frac{s C_1}{1 + s R_1 C_1} U_i \quad (4.42)$$

d'où

$$Y_f(s) = \frac{I_f}{U_s} = \frac{s C_1}{(1 + s R_1 C_1)(1 + s R_2 C_2) + s R_2 C_1} \quad (4.43)$$

Si l'on introduit ce résultat, en tenant compte des expressions (4.20) et (4.21), dans la relation générale (4.17), on obtient, en respectant la relation fondamentale (4.9) pour la comparaison des valeurs de consigne et réelle

$$x_s = \frac{(1 + s R_1 C_1)(1 + s R_2 C_2) + s R_2 C_1}{s R_c C_1} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} (x_c - x_r) \quad (4.44)$$

### 4.3.2 Compensation du courant de polarisation

Dans le cas d'un régulateur PID, l'impédance du circuit de contre-réaction devient, elle aussi, infinie en régime établi. La résistance  $R_0$  pour la compensation du courant de polarisation dépend donc uniquement de  $R_c$  et de  $R_r$ , à savoir

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_r} \quad (4.45)$$

Cette expression correspond à celle d'un régulateur PI.

### 4.3.3 Fonction de transfert

Une comparaison entre (4.44) et (4.19) montre que, pour le régulateur PID, la fonction de transfert est donnée par

$$G_R(s) = \frac{(1 + s T_n)(1 + s T_v)}{s T_i} \quad (4.46)$$

avec

$$(1 + s T_n)(1 + s T_v) = (1 + s R_1 C_1)(1 + s R_2 C_2) + s R_2 C_1 \quad (4.47)$$

et

$$T_i = R_c C_1 \frac{U_{sn}}{U_{cn}} = R_r C_1 \frac{U_{sn}}{U_{rn}} \quad (4.48)$$

Dans le deuxième terme de (4.48), on a tenu compte de la relation fondamentale (4.9).

La constante de temps d'intégration  $T_i$  est identique à celle d'un régulateur PI. On remarque toutefois au numérateur deux constantes de temps distinctes  $T_n$  et  $T_v$ . La constante de temps  $T_n$  est (comme dans le cas du régulateur PI) dénommée dosage de la corrélation d'intégrale, tandis que  $T_v$  est appelée *dosage de la corrélation de dérivée*.

#### 4.3.4 Détermination des constantes de temps $T_n$ et $T_v$

Les constantes de temps  $T_n$  et  $T_v$  du régulateur PID sont définies par l'équation (4.47). Leurs valeurs dépendent des éléments  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_2$  et  $C_2$  du circuit de contre-réaction. Pour trouver une relation entre ces grandeurs, on écrit l'équation (4.47) sous la forme

$$1 + s(T_n + T_v) + s^2 T_n T_v = 1 + s(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1) + s^2 R_1 C_1 R_2 C_2 \quad (4.49)$$

En égalant terme à terme les deux membres en  $s$  et  $s^2$ , on obtient les deux équations suivantes

$$T_n + T_v = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1 \quad (4.50)$$

$$T_n T_v = R_1 C_1 R_2 C_2 \quad (4.51)$$

De la deuxième relation, on tire

$$T_v = \frac{R_1 C_1 R_2 C_2}{T_n} \quad (4.52)$$

Introduite dans (4.50), il en résulte, après une multiplication par  $T_n$ , l'équation de deuxième ordre en  $T_n^2$

$$T_n^2 - (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1) T_n + R_1 C_1 R_2 C_2 = 0 \quad (4.53)$$

On obtient la même équation en  $T_v$ , en éliminant d'abord  $T_n$ . Les racines de ces équations quadratiques respectivement en  $T_n$  et  $T_v$  sont

$$T_{n,v} = \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1}{2} \pm \sqrt{\frac{(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1)^2}{4} - R_1 C_1 R_2 C_2} \quad (4.54)$$

Lorsque  $T_n \geq T_v$ , le signe positif est valable pour  $T_n$ , tandis que le signe négatif donne la valeur de  $T_v$ .

#### 4.3.5 Réponse harmonique

L'allure du module de la réponse harmonique (approximation par droites) est indiquée à la figure 4.12. On distingue trois parties différentes : une droite de pente  $-1$  pour de petites valeurs de  $\omega$  (composante intégrale), une droite horizontale pour des valeurs moyennes de  $\omega$  (composante proportionnelle) et une droite de pente  $+1$

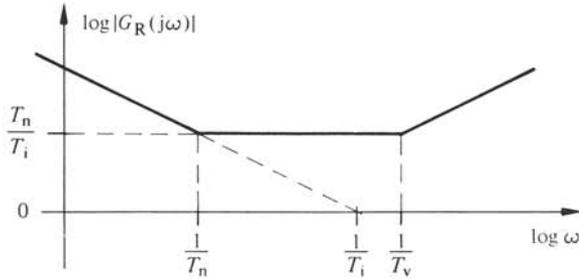


Fig. 4.12 Réponse harmonique d'un régulateur PID.

pour des valeurs élevées de  $\omega$  (*composante dérivée*). Ces trois parties découlent de la fonction de transfert (4.46).

La prolongation de la droite de pente  $-1$  correspondant à la composante intégrale coupe l'axe  $\log \omega$  (correspondant à  $\log |G_R(j\omega)| = 0$  ou  $|G_R(j\omega)| = 1$ ) à  $\omega = 1/T_i$ . Les deux pulsations de coupure à  $\omega = 1/T_n$  et  $1/T_v$  délimitent respectivement la composante proportionnelle et la composante dérivée. La position de la droite horizontale correspond à une valeur de la réponse harmonique égale à  $T_n/T_i$  (voir fig. 4.12) comme dans le cas d'un régulateur PI.

#### 4.3.6 Réponse indicielle

Comme point de départ pour déterminer la réponse indicielle, on transforme la fonction de transfert selon (4.46) sous la forme

$$G_R(s) = \frac{1}{s T_i} + \frac{T_n + T_v}{T_i} + s \frac{T_n T_v}{T_i} \quad (4.55)$$

On en tire

$$L[\gamma_R(t)] = \frac{1}{s} G_R(s) = \frac{1}{s^2 T_i} + \frac{T_n + T_v}{s T_i} + \frac{T_n T_v}{T_i} \quad (4.56)$$

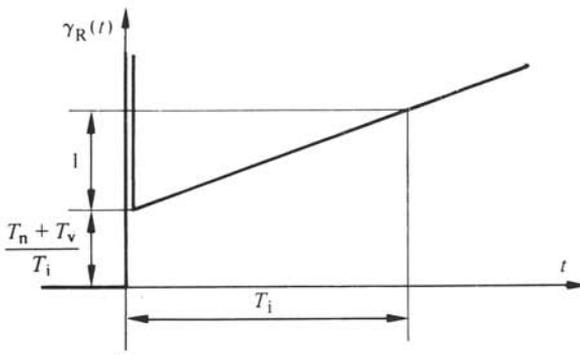


Fig. 4.13 Réponse indicielle d'un régulateur PID.

et par la transformation de Laplace inverse

$$\gamma_R(t) = \frac{t}{T_i} + \frac{T_n + T_v}{T_i} + \frac{T_n T_v}{T_i} \delta(t) \quad (4.57)$$

Le troisième terme  $T_n T_v / T_i$  dans (4.56), indépendant de  $s$ , donne, après la transformation de Laplace inverse, une impulsion de Dirac  $\delta(t)$  multipliée par le facteur  $T_n T_v / T_i$ .

La réponse indicielle est représentée à la figure 4.13. En  $t = 0$  apparaît une impulsion de Dirac, tandis que pour  $t > 0$ , on a, en principe, le comportement d'un régulateur PI dont la composante proportionnelle est égale à  $(T_n + T_v) / T_i$ . On remarque que la composante proportionnelle ainsi définie ne correspond pas à la valeur définie par la réponse harmonique (fig. 4.12). Cette différence provient du fait que la représentation par droites de la réponse harmonique n'est qu'une approximation. La différence est d'autant plus élevée que  $T_n$  et  $T_v$  sont voisins.

### 4.3.7 Influence d'une amplification finie

En réalité, l'impulsion de Dirac apparaissant sur la réponse indicielle n'est pas observable. La fonction de transfert donnée par l'équation (4.46) est idéalisée par le fait qu'on suppose infinie l'amplification (en tension) de l'amplificateur opérationnel. Le calcul de la fonction de transfert avec une amplification finie est relativement complexe. On se limitera par la suite à une déduction qualitative, qui donne des résultats satisfaisants, à l'aide de la réponse harmonique (voir fig. 4.14).

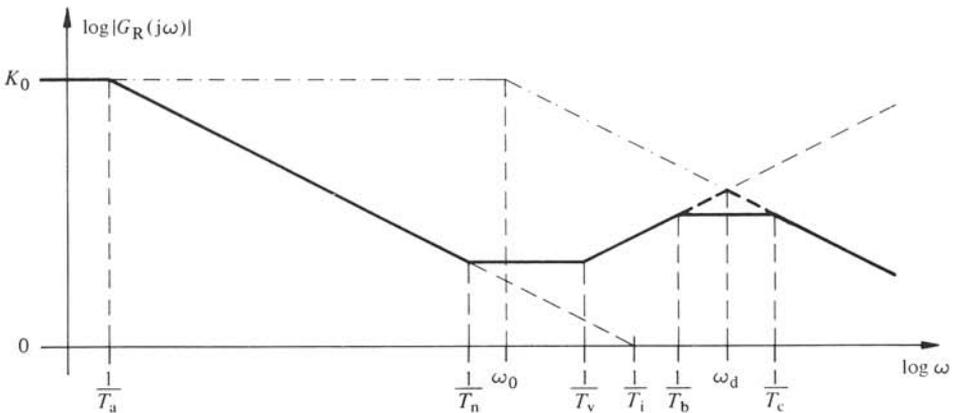


Fig. 4.14 Réponse harmonique d'un régulateur PID en tenant compte d'une amplification finie de l'amplificateur opérationnel.

Pour de très petites valeurs de  $\omega$ , c'est-à-dire pour  $\omega \rightarrow 0$ , les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , dans le circuit de contre-réaction, présentent une impédance  $1/\omega C$  très élevée : on peut considérer la boucle de contre-réaction comme étant ouverte. La tension de sortie est donc

$$U_s = -A_0 U_e \quad (4.58)$$

$A_0$  est l'amplification statique et  $U_e$  est la tension entre l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel et le point zéro commun. Cette tension dépend de  $U_c$  et  $U_r$  où les résis-

tances  $R_c$  et  $R_r$  forment un diviseur de tension (voir figure 4.10). Pour  $U_e$ , on obtient

$$U_e = \frac{R_r}{R_c + R_r} U_c - \frac{R_c}{R_c + R_r} U_r \quad (4.59)$$

Si l'on introduit des valeurs relatives, on trouve pour le signal de sortie  $x_s = -U_s/U_{sn}$

$$x_s = A_0 \frac{R_r}{R_c + R_r} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} \left( x_c - \frac{R_c U_{rn}}{R_r U_{cn}} x_r \right) = K_0 (x_c - x_r) \quad (4.60)$$

où

$$K_0 = A_0 \frac{R_r}{R_c + R_r} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} = A_0 \frac{U_{rn}}{U_{cn} + U_{rn}} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} \quad (4.61)$$

est le facteur de transfert de l'amplificateur de réglage pour  $\omega \rightarrow 0$ . Ce facteur de transfert est  $K_0 \gg 1$ . Pour de très petites valeurs de  $\omega$ , la réponse harmonique est limitée à  $K_0$  (voir fig. 4.14).

Pour des valeurs moyennes de  $\omega$ , la réponse harmonique est déterminée par le réseau de contre-réaction et l'amplification finie n'a pratiquement aucune influence. Dans ce domaine de  $\omega$ , l'allure de la réponse harmonique correspond pratiquement au cas d'un amplificateur de réglage idéal. L'asymptote de la composante intégrale  $1/sT_i$  coupe l'horizontale donnée par  $K_0$  à la pulsation de coupure  $\omega = 1/T_a$ . La composante intégrale devient opérante pour  $\omega > 1/T_a$ .

Pour des valeurs très élevées de  $\omega$ , les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  du réseau de contre-réaction présentent pratiquement un court-circuit. C'est particulièrement le condensateur  $C_2$  qui provoque un court-circuit du réseau de contre-réaction vers le point zéro commun, en éliminant l'efficacité de la contre-réaction. Le facteur de transfert dépend de nouveau de l'amplification finie de l'amplificateur opérationnel. Dans ce domaine de  $\omega$ , on doit tenir compte de sa réponse harmonique (droites en traits mixtes de la figure 4.14) qui dépend de la pulsation de coupure  $\omega_0$ .

La droite de la composante dérivée (pente +1) et celle de l'amplificateur opérationnel (pente -1) se coupent à  $\omega_d$ . Pour  $\omega > \omega_d$ , la réponse harmonique de l'amplificateur de réglage est égale à celle de l'amplificateur opérationnel. La composante dérivée n'est opérante qu'entre  $\omega = 1/T_v$  et  $\omega_d$ .

En réalité, on constate l'apparition d'oscillations mal amorties à une pulsation  $\omega$  très élevée (proche de  $\omega_d$ ). Ceci provient du fait que la boucle formée par le réseau de contre-réaction et l'amplificateur opérationnel se trouve très proche de la limite de stabilité. Effectivement pour  $\omega$  très élevée, le réseau de contre-réaction provoque un déphasage proche de  $-90^\circ$ , comme on le voit en (4.43) avec  $s \rightarrow \infty$ . De même, l'amplificateur opérationnel présente un déphasage proche de  $-90^\circ$ , de sorte que le déphasage total vaut presque  $180^\circ$ .

Pour pallier cet inconvénient, on doit monter en série avec le condensateur  $C_2$  de la figure 4.10 une résistance de faible valeur. Celle-ci amène le déphasage du réseau de contre-réaction vers  $0^\circ$  pour  $\omega \rightarrow \infty$ . Ceci permet de rendre la boucle de contre-réaction bien amortie. Comme on le démontrera au paragraphe 4.5.5, cette résistance introduit une constante de temps de filtrage dans l'amplificateur de réglage. Il en résulte une pulsation de coupure à  $\omega = 1/T_b$  (voir fig. 4.14). A cause de l'amplificateur opérationnel, on obtient une autre pulsation de coupure à  $\omega = 1/T_c$ .

A l'allure de la réponse harmonique représentée à la figure 4.14 correspond la

fonction de transfert

$$G_R(s) = K_0 \frac{(1 + s T_n)(1 + s T_v)}{(1 + s T_a)(1 + s T_b)(1 + s T_c)} \quad (4.62)$$

où la constante de temps  $T_a$  est très élevée, alors que les constantes de temps  $T_b$  et  $T_c$  sont très petites.

Pour des applications pratiques, on peut considérer que  $1 \ll s T_a$  et  $T_v \gg T_b > T_c$ . Ainsi, l'équation (4.62) se réduit à

$$G_R(s) \cong K_0 \frac{(1 + s T_n)(1 + s T_v)}{s T_a} = \frac{(1 + s T_n)(1 + s T_v)}{s T_i} \quad (4.63)$$

comme dans le cas idéal. La constante de temps  $T_a$  est donc

$$T_a = K_0 T_i \quad (4.64)$$

Le cas échéant, les petites constantes de temps  $T_b$  et  $T_c$  sont à prendre en considération lors de l'étude de stabilité du circuit de réglage.

#### 4.3.8 Détermination des éléments

L'analyse de la stabilité d'un circuit de réglage fournit les constantes de temps  $T_i$ ,  $T_n$  et  $T_v$  et il faut en déduire les valeurs des éléments  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_2$  et  $C_2$ . On commence par fixer les valeurs des résistances de comparaison  $R_c$  et  $R_r$ , comme dans le cas d'un régulateur PI (voir § 4.2.6). Ce choix étant fait,  $C_1$  découle de l'équation (4.48), à savoir

$$C_1 = \frac{T_i}{R_c} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} = \frac{T_i}{R_r} \frac{U_{rn}}{U_{sn}} \quad (4.65)$$

Les constantes de temps  $T_n$  et  $T_v$  sont fonction des valeurs des éléments  $R_1$ ,  $R_2$  et  $C_2$ . On peut choisir de façon plus ou moins arbitraire un de ces éléments, par exemple,  $C_2$ . Les relations

$$R_1 C_1 + R_2 (C_1 + C_2) = T_n + T_v \quad (4.66)$$

$$R_1 C_1 R_2 C_2 = T_n T_v \quad (4.67)$$

[voir aussi les équations (4.50) et (4.51)] donnent, pour  $R_1$  et  $R_2$

$$R_1 = \frac{1}{2 C_1} \left[ (T_n + T_v) + \sqrt{(T_n + T_v)^2 - 4 T_n T_v \frac{C_1 + C_2}{C_2}} \right] \quad (4.68)$$

$$R_2 = \frac{1}{2 (C_1 + C_2)} \left[ (T_n + T_v) - \sqrt{(T_n + T_v)^2 - 4 T_n T_v \frac{C_1 + C_2}{C_2}} \right] \quad (4.6)$$

Pour que le réseau de contre-réaction soit réalisable, il faut que

$$\frac{C_1 + C_2}{C_2} \leq \frac{(T_n + T_v)^2}{4 T_n T_v} \quad (4.70)$$

Cette condition est en général satisfaite, si l'on fixe  $C_2 \gg C_1$ . Il est à noter que le cas

$T_n = T_v$  ne peut pas être réalisé : on aurait

$$\frac{(T_n + T_v)^2}{4 T_n T_v} = 1 < \frac{C_1 + C_2}{C_2} = 1 + \frac{C_1}{C_2} \quad (4.71)$$

en contradiction avec l'inégalité (4.70).

La figure 4.15 présente un abaque permettant de déterminer  $R_1$  et  $R_2$  en fonction de  $T_v/T_n$  avec  $C_1/C_2$  comme paramètre.

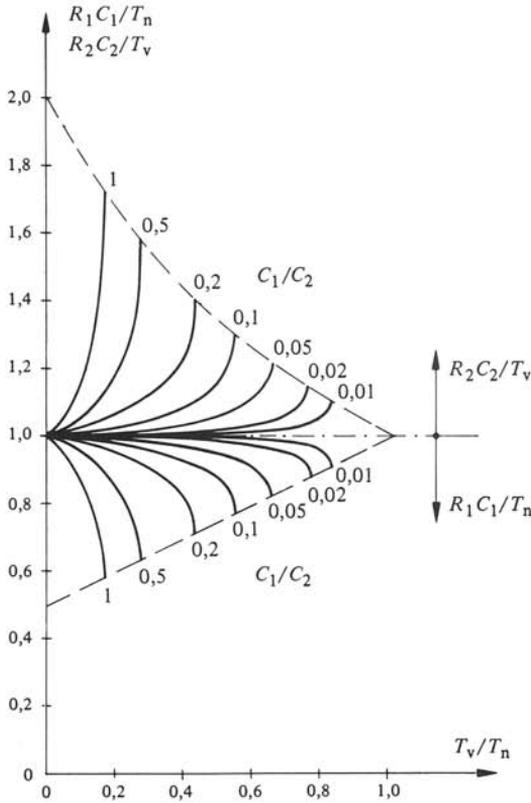


Fig. 4.15 Abaque pour déterminer les résistances  $R_1$  et  $R_2$  d'un régulateur PID.

Le montage d'un régulateur PID selon la figure 4.10 présente deux désavantages. D'une part, il n'est pas possible d'ajuster la constante de temps d'intégration  $T_i$  à l'aide d'un potentiomètre. D'autre part, il y a une dépendance entre les deux circuits  $R_1 C_1$  et  $R_2 C_2$  ne permettant pas d'ajuster les constantes de temps  $T_n$  et  $T_v$  d'une manière indépendante.

#### 4.3.9 Ajustage indépendant des constantes de temps

Le montage représenté par le schéma de principe de la figure 4.16 permet d'éviter les inconvénients mentionnés à la fin du paragraphe précédent. En connectant le réseau de contre-réaction au curseur d'un potentiomètre  $R$  situé à la sortie de l'ampli-

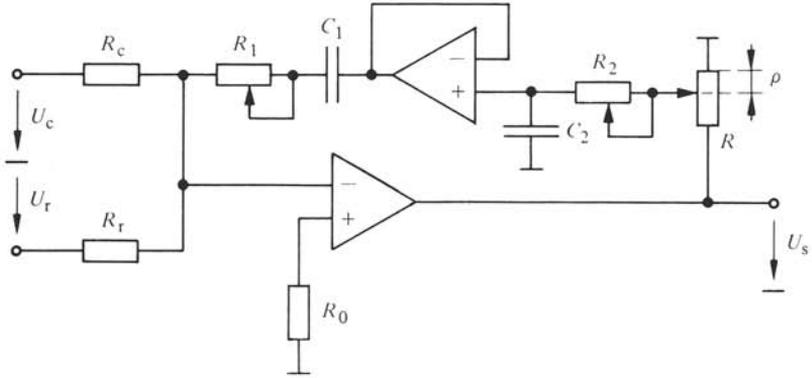


Fig. 4.16 Schéma de principe d'un régulateur PID avec ajustage indépendant des constantes de temps.

ificateur opérationnel, il est possible de faire varier la constante de temps d'intégration  $T_i$  d'une manière simple. Ce montage correspond à celui déjà étudié pour le régulateur PI (voir fig. 4.8).

On obtient une séparation entre les deux circuits  $RC$  en utilisant un deuxième amplificateur opérationnel en montage suiveur, inséré dans le réseau de contre-réaction.

On trouve pour l'admittance du réseau de contre-réaction avec la supposition que  $R/4 \ll R_2$

$$Y_f(s) = \rho \frac{s C_1}{1 + s R_1 C_1} \frac{1}{1 + s R_2 C_2} \quad (4.72)$$

d'où l'on tire à l'aide de la relation générale (4.17)

$$x_s = \frac{(1 + s R_1 C_1) (1 + s R_2 C_2)}{s \rho R_c C_1} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} (x_c - x_r) \quad (4.73)$$

Une comparaison avec l'expression (4.46) de la fonction de transfert du régulateur PID

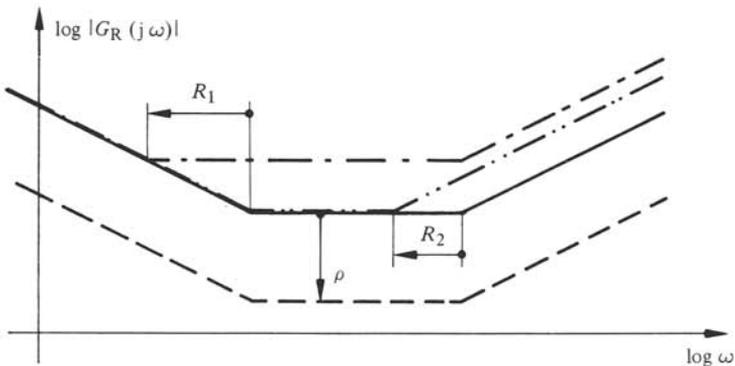


Fig. 4.17 Indication schématique de l'influence d'une augmentation de  $\rho$ ,  $R_1$  et  $R_2$  sur la réponse harmonique d'un régulateur PID.

montre que les constantes de temps sont maintenant données par

$$T_i = \rho R_c C_1 \frac{U_{sn}}{U_{cn}} = \rho R_r C_1 \frac{U_{sn}}{U_{rn}} \quad (4.74)$$

$$T_n = R_1 C_1 \quad (4.75)$$

$$T_v = R_2 C_2 \quad (4.76)$$

d'où il découle que  $T_i$  dépend de  $\rho$ ,  $T_n$  de  $R_1$  et  $T_v$  de  $R_2$ . La réalisation du cas particulier avec  $T_n = T_v$  ne pose aucune difficulté.

L'influence d'une augmentation de  $\rho$ ,  $R_1$  et  $R_2$  sur l'allure de la réponse harmonique est indiquée schématiquement à la figure 4.17.

## 4.4 RÉGULATEURS ADAPTATIFS

### 4.4.1 Généralités

Les caractéristiques des amplificateurs de réglage traités aux paragraphes précédents sont déterminées par les résistances  $R$  et les capacités  $C$ . Dans un cas d'application spécifique, les valeurs de ces éléments sont choisies une fois pour toutes et restent ensuite fixes. Pour satisfaire des exigences élevées, il est parfois nécessaire de faire appel à des régulateurs adaptatifs en fonction des caractéristiques statiques et dynamiques variables d'un système à régler.

Dans ce but, il existe selon le cas particulier deux possibilités : d'une part, la variation continue des coefficients d'un régulateur en maintenant sa structure (par exemple régulateur PI), d'autre part, le changement de structure du régulateur (par exemple passage d'un régulateur PI à un régulateur I et vice-versa). Dans le premier cas, l'adaptation se fait à l'aide de signaux analogiques sous forme de tension continue. Ils agissent sur un multiplicateur analogique, combiné avec l'amplificateur de réglage. Dans le deuxième cas, la commutation d'une structure à l'autre est réalisée à l'aide de commutateurs électroniques, commandés par des signaux logiques.

Quelques possibilités pour la réalisation de régulateurs adaptatifs seront présentées dans les paragraphes suivants. Comme introduction, on présente d'abord l'adaptation d'une constante de temps et ensuite deux variantes pour un régulateur PI. Par la suite, on présentera un montage qui permet le changement de structure d'un régulateur PI à un régulateur I. Enfin, on traitera brièvement le problème de l'imposition d'une valeur initiale à la composante intégrale d'un régulateur PI ou PID.

### 4.4.2 Adaptation proportionnelle d'une constante de temps

Nous allons d'abord étudier les possibilités existantes pour adapter la constante de temps d'un dispositif de retard du premier ordre. La figure 4.18 présente une première possibilité.

De la condition selon laquelle la somme des courants à l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel doit être nulle, on peut établir pour le montage indiqué à la figure 4.18

$$\frac{U_e}{R} + \frac{U_m}{1/sC} + \frac{U_s}{R} = 0 \quad (4.77)$$

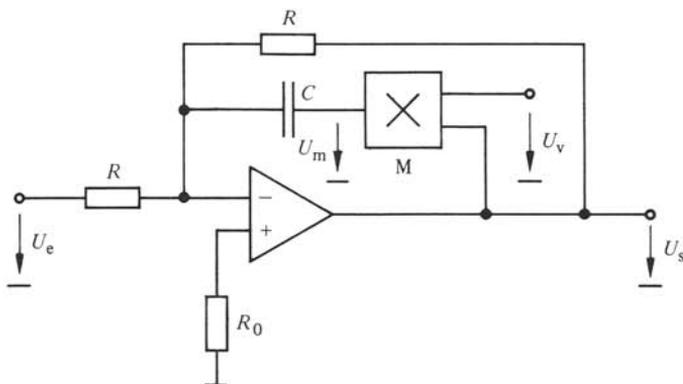


Fig. 4.18 Schéma de principe d'une adaptation proportionnelle d'une constante de temps pour un dispositif de retard du premier ordre.

La tension de sortie du multiplicateur M est donnée par

$$U_m = K_m U_v U_s \quad (4.78)$$

$K_m$  est un facteur constant, inhérent au multiplicateur. Le plus souvent celui-ci est égal à  $K_m = 0,1 \text{ V}^{-1}$ .  $U_v$  est la *tension de contrôle* variable, permettant l'adaptation de la constante de temps. Avec la relation (4.78), on peut éliminer la tension  $U_m$ . De l'équation (4.77), on tire après quelques modifications

$$U_s = - \frac{1}{1 + s R C K_m U_v} U_e \quad (4.79)$$

La constante de temps

$$T = R C K_m U_v \quad (4.80)$$

est donc proportionnelle à la tension de contrôle  $U_v$ .

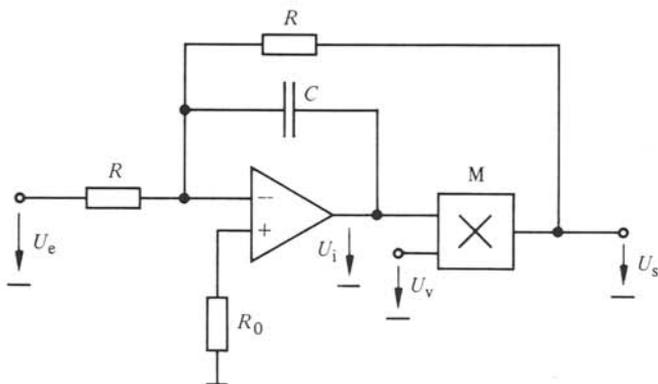


Fig. 4.19 Schéma de principe d'une adaptation inversement proportionnelle d'une constante de temps pour un dispositif de retard du premier ordre.

#### 4.4.3 Adaptation inversement proportionnelle d'une constante de temps

Pour le montage représenté à la figure 4.19, on peut établir la relation

$$\frac{U_e}{R} + \frac{U_i}{1/sC} + \frac{U_s}{R} = 0 \quad (4.81)$$

La tension de sortie du multiplicateur M est maintenant égale à la tension de sortie  $U_s$ , d'où

$$U_s = K_m U_v U_i \quad (4.82)$$

Cette relation permet d'éliminer la tension intermédiaire  $U_i$  et l'on tire

$$U_s = - \frac{1}{1 + sRC/K_m U_v} U_e \quad (4.83)$$

La constante de temps

$$T = RC/K_m U_v \quad (4.84)$$

est maintenant inversement proportionnelle à la tension de contrôle  $U_v$ . Elle varie donc hyperboliquement avec  $U_v$ .

Dans ce cas, il faut veiller à ce que l'amplificateur opérationnel ne soit pas saturé en régime normal. Ceci peut apparaître, lorsque la tension  $U_v$  est très faible.

L'utilisation de l'un ou l'autre des deux montages dépend de l'adaptation la plus favorable de la constante de temps, proportionnelle ou inversement proportionnelle à la tension de contrôle.

#### 4.4.4 Régulateur PI avec adaptation proportionnelle de la constante de temps d'intégration

La figure 4.20 montre un régulateur PI où l'on a introduit un multiplicateur dans le circuit de contre-réaction.

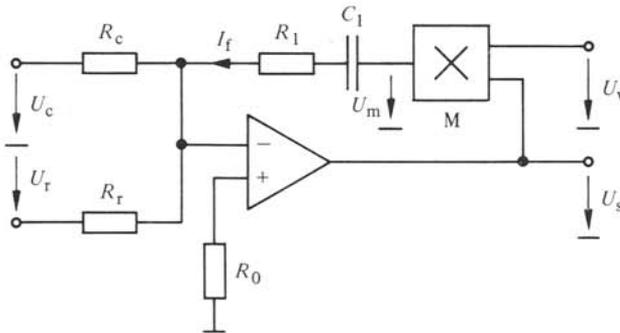


Fig. 4.20 Schéma de principe d'un régulateur PI avec adaptation proportionnelle de la constante de temps d'intégration.

La tension de sortie du multiplicateur M est donnée par la relation (4.78). L'admittance  $Y_f(s)$  du circuit de contre-réaction est donc donnée par

$$Y_f(s) = \frac{I_f}{U_s} = \frac{s C_1 K_m U_v}{1 + s R_1 C_1} \quad (4.85)$$

Par conséquent, le signal de sortie  $x_s$  du régulateur PI découle de la relation générale (4.17) en respectant la relation fondamentale (4.9) pour la comparaison des valeurs de consigne et réelle. On tire

$$x_s = \frac{1 + s R_1 C_1}{s R_c C_1 K_m U_v} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} (x_c - x_r) \quad (4.86)$$

Par rapport à l'équation (4.23) d'un régulateur PI normal, on constate que le dénominateur présente maintenant le facteur supplémentaire  $K_m U_v$ . La constante de temps d'intégration est donc

$$T_i = R_c C_1 K_m U_v \frac{U_{sn}}{U_{cn}} = R_r C_1 K_m U_v \frac{U_{sn}}{U_{rn}} \quad (4.87)$$

et le dosage de la corrélation d'intégrale

$$T_n = R_1 C_1 \quad (4.88)$$

La constante de temps d'intégration du régulateur PI peut donc être adaptée par la tension  $U_v$  et, plus précisément,  $T_i$  varie proportionnellement avec  $U_v$ .

Lorsqu'il s'agit de faire varier la constante de temps d'intégration  $T_i$  de manière inversement proportionnelle à  $U_v$ , on ne doit pas disposer le multiplicateur dans le circuit de contre-réaction, mais à la sortie de l'amplificateur opérationnel, comme dans le montage représenté par la figure 4.19.

Cependant, la constante de temps  $T_n$  reste invariable. S'il est aussi nécessaire de faire varier cette dernière, il faut modifier le montage de la figure 4.20 comme on le décrira dans le paragraphe suivant.

#### 4.4.5 Régulateur PI avec adaptation proportionnelle des deux constantes de temps

La figure 4.21 représente un montage d'un régulateur PI permettant l'adaptation des deux constantes de temps. Le circuit de contre-réaction est composé : d'un dispositif de retard du premier ordre, contenant un premier multiplicateur  $M_1$  pour l'adaptation selon la figure 4.18, d'un deuxième multiplicateur  $M_2$  et du condensateur  $C$ . Comme le système de retard du premier ordre change le signe entre les tensions  $U_s$  et  $U_i$ , il est nécessaire d'appliquer au deuxième multiplicateur la tension de contrôle  $U_{vi}$  avec la polarité négative.

L'admittance  $Y_f(s)$  du circuit de contre-réaction est donnée par

$$Y_f(s) = \frac{I_f}{U_s} = \frac{s C K_{mi} U_{vi}}{1 + s R_1 C_1 K_{mn} U_{vn}} \quad (4.89)$$

où  $K_{mi}$  est le facteur du multiplicateur  $M_2$  commandé par la tension  $U_{vi}$  et  $K_{mn}$  celui du multiplicateur  $M_1$  commandé par la tension  $U_{vn}$ .

De l'équation générale (4.17), on tire le signal de sortie  $x_s$  du régulateur

$$x_s = \frac{1 + s R_1 C_1 K_{mn} U_{vn}}{s R_c C K_{mi} U_{vi}} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} (x_c - x_r) \quad (4.90)$$

La constante de temps d'intégration est

$$T_i = R_c C K_{mi} U_{vi} \frac{U_{sn}}{U_{cn}} = R_r C K_{mi} U_{vi} \frac{U_{sn}}{U_{rn}} \quad (4.91)$$

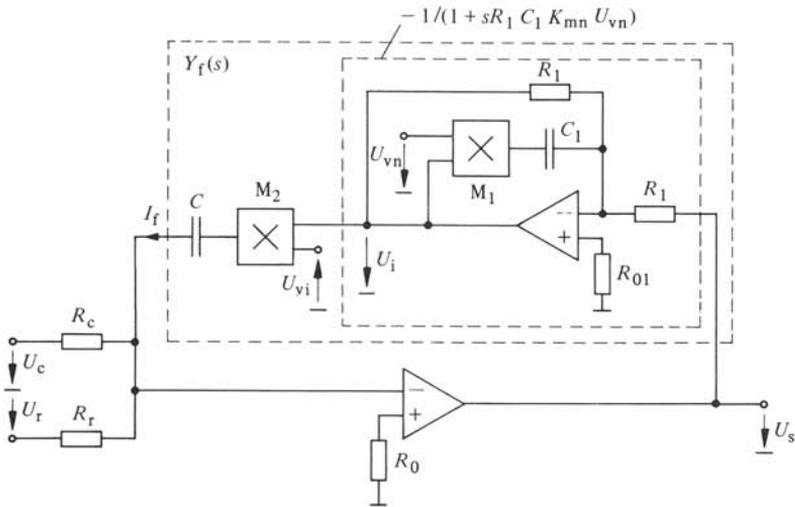


Fig. 4.21 Schéma de principe d'un régulateur PI avec adaptation proportionnelle des deux constantes de temps.

et le dosage de la corrélation d'intégrale

$$T_n = R_1 C_1 K_{mn} U_{vn} \quad (4.92)$$

Il est maintenant possible d'adapter les deux constantes de temps indépendamment l'une de l'autre grâce aux tensions de contrôle  $U_{vi}$  et  $U_{vn}$ .

On peut aussi construire un régulateur PID adaptatif de la même manière. Dans ce cas, il est nécessaire de prévoir, dans le circuit de contre-réaction, un deuxième dispositif de retard du premier ordre adaptatif, monté en série avec celui qui est indiqué à la figure 4.21.

#### 4.4.6 Commutation à l'aide de FET

La commutation à l'aide de FET (Field Effect Transistor) est particulièrement favorable pour la réalisation de régulateurs adaptatifs à structure variable. Dans ces cas, on utilise le FET pour enclencher et déclencher des résistances à l'entrée d'un amplificateur opérationnel.

Le comportement d'un FET à canal p comme commutateur peut être déduit de sa caractéristique représentée à la figure 4.22 (voir chap. VII. 7). Lorsque la tension  $U_{GS}$ ,

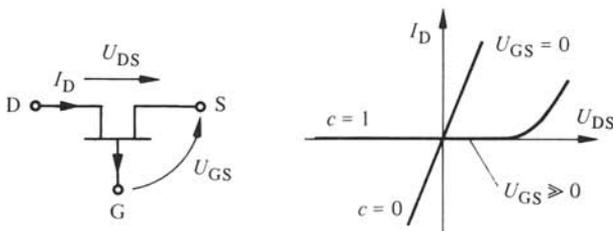


Fig. 4.22 Symbole et caractéristique d'un FET.

entre la base (gate)  $G$  et la source  $S$ , est nulle, le FET conduit et présente une résistance interne  $R_i$  de quelques 10 à 100  $\Omega$ . Si, par contre, cette tension est suffisamment positive ( $U_{GS} \gg 0$ ), soit comprise environ entre 5 et 10 V, le FET est bloqué et sa résistance interne est pratiquement infinie et cela dans une gamme de  $U_{DS}$  comprenant toutes les tensions négatives, jusqu'à  $U_{DS} \cong +1$  V. La tension  $U_{DS}$  est mesurée entre le drain  $D$  et la source  $S$ .

Si le FET est connecté par sa source  $S$  à l'entrée ( $-$ ) d'un amplificateur opérationnel (voir fig. 4.23), la tension  $U_{GS}$  est sensiblement égale à la tension de commande  $U_{cm}$ , car la tension à l'entrée de l'amplificateur opérationnel est pratiquement nulle. Afin d'éviter que la tension aux bornes  $D$  et  $S$  du FET bloqué puisse devenir plus grande que +1 V environ, afin de rendre ce FET conducteur, on monte une diode vers le point zéro commun. Cette diode limite la tension aux bornes du FET (entre  $D$  et  $S$ ) à quelques dixièmes de Volt. Si le FET est conducteur ( $U_{cm} = 0$ ), la diode ne déränge pas, parce que la tension  $U_{DS}$  reste très petite.

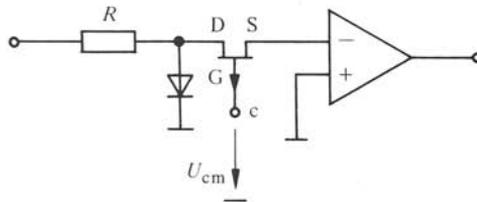


Fig. 4.23 FET connecté à l'entrée d'un amplificateur opérationnel.

La tension de commande  $U_{cm}$  peut être dérivée d'un signal logique. Le signal de commande  $c = 1$  ( $U_{cm} = 5$  V par exemple) provoque l'état de blocage du FET. Par contre, le signal de commande  $c = 0$  ( $U_{cm} = 0$  V) entraîne la conduction du FET, comme indiqué dans la caractéristique de la figure 4.22.

Le signal logique de commande  $c$  déclenche le commutateur électronique pour  $c = 1$  et l'enclenche pour  $c = 0$ .

Il existe des circuits intégrés comprenant plusieurs FET et diodes dans le même boîtier.

#### 4.4.7 Régulateur adaptatif à structure variable

La figure 4.24 représente le schéma de principe d'un régulateur adaptatif permettant le passage de la structure PI à la structure I et vice-versa. Ce régulateur possède deux étages. Un premier étage avec l'amplificateur opérationnel  $A_1$  présente une structure variable. Comme on le démontrera par la suite, on obtient un comportement PD (proportionnel-dérivateur) ou P (proportionnel), selon l'état de conduction des FET  $F_1$  et  $F_2$ . Le deuxième étage avec l'amplificateur opérationnel  $A_2$  présente un comportement I (intégrateur). Par conséquent, le régulateur global possède un comportement PI (proportionnel-intégrateur) ou I (intégrateur). Il faut remarquer qu'entre la tension de sortie  $U_s$  et la tension de consigne  $U_c$  il n'y a pas de changement de signe (mise en série de deux amplificateurs opérationnels).

Supposons que les signaux de commande digitaux soient

$$c_1 = 0 \quad ; \quad c_2 = 1 \quad (4.93)$$

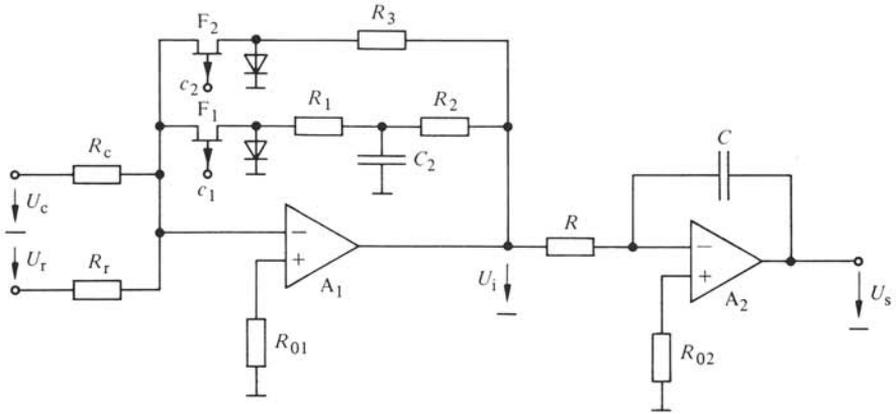


Fig. 4.24 Schéma de principe d'un régulateur adaptatif à structure variable (structure PI et I).

Le FET  $F_1$  est donc conducteur et le FET  $F_2$  est bloqué. Le circuit de contre-réaction composé des résistances  $R_1$  et  $R_2$  et du condensateur  $C_2$  est actif. On obtient l'admittance  $Y_f(s)$  à partir de l'équation (4.43) en faisant le passage à la limite  $C_1 \rightarrow \infty$ . On en tire

$$Y_f(s) = \frac{1}{R_1(1 + s R_2 C_2) + R_2} \quad (4.94)$$

La tension intermédiaire  $U_i$  découle de (4.16), avec  $Y_c(s) = 1/R_c$  et  $Y_r(s) = 1/R_r$

$$U_i = - \frac{R_1(1 + s R_2 C_2) + R_2}{R_c} \left( U_c - \frac{R_c}{R_r} U_r \right) \quad (4.95)$$

Pour le deuxième étage, on trouve facilement que

$$U_s = - \frac{1}{s R C} U_i \quad (4.96)$$

En éliminant  $U_i$ , on obtient après introduction de grandeurs relatives (où il faut poser  $U_s = +x_s U_{sn}$ ) et en tenant compte de la relation fondamentale (4.9)

$$x_s = \frac{R_1 + R_2}{R} \frac{1 + s R_1 R_2 C_2 / (R_1 + R_2)}{s R_c C} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} (x_c - x_r) \quad (4.97)$$

Cette expression correspond à celle d'un régulateur PI. En particulier, la constante de temps d'intégration est

$$T_i = \frac{R}{R_1 + R_2} R_c C \frac{U_{sn}}{U_{cn}} = \frac{R}{R_1 + R_2} R_r C \frac{U_{sn}}{U_{rn}} \quad (4.98)$$

et le dosage de la corrélation d'intégrale

$$T_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} R_2 C_2 \quad (4.99)$$

On va étudier un deuxième état pour les signaux de commande digitaux, à savoir

$$c_1 = 1 ; \quad c_2 = 0 \quad (4.100)$$

Maintenant le FET  $F_1$  est bloqué et le FET  $F_2$  est conducteur. Dans la contre-réaction de l'amplificateur  $A_1$ , seule la résistance  $R_3$  est opérante. Avec  $Y_f(s) = 1/R_3$ , on obtient

$$U_i = -\frac{R_3}{R_c} \left( U_c - \frac{R_c}{R_r} U_r \right) \quad (4.101)$$

Pour le deuxième étage, la relation (4.96) est toujours valable. Ainsi l'on obtient pour le signal de sortie en grandeurs relatives

$$x_s = \frac{R_3}{R} \frac{1}{s R_c C} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} (x_c - x_r) \quad (4.102)$$

On a maintenant un comportement intégrateur où la constante de temps d'intégration est

$$T_i = \frac{R}{R_3} R_c C \frac{U_{sn}}{U_{cn}} = \frac{R}{R_3} R_r C \frac{U_{sn}}{U_{rn}} \quad (4.103)$$

Selon la valeur de  $R_3$  par rapport à  $R_1 + R_2$ , on peut réaliser les constantes de temps d'intégration différentes pour chaque configuration. Lors du choix des éléments, on doit veiller à ce que la tension intermédiaire  $U_i$  reste toujours dans les limites imposées par la saturation de l'amplificateur opérationnel.

Le montage de la figure 4.24 présentant deux étages possède un avantage important : aucun saut de tension ne peut apparaître sur le signal  $x_s$  lors de la commutation d'une structure à l'autre. Ces commutations ne provoquent donc pas d'à-coups et de discontinuités dans le circuit de réglage.

#### 4.4.8 Valeur initiale pour la composante intégrale

Un cas particulier de régulateur adaptatif se présente lorsqu'il est nécessaire d'imposer une *valeur initiale* pour la composante intégrale lors de l'enclenchement d'un régulateur PI ou PID. Ceci est souvent indispensable non seulement pour réduire la durée du phénomène transitoire au moment de l'enclenchement, mais surtout si une mauvaise valeur initiale du signal de sortie  $x_s$  pourrait provoquer une surcharge temporaire du système à régler.

Un montage adéquat est représenté à la figure 4.25 dans le cas d'un régulateur PI.

Si les signaux de commande logiques sont

$$c_1 = 0 ; \quad c_2 = 1 ; \quad c_3 = 1 \quad (4.104)$$

le FET  $F_1$  est conducteur et les deux autres sont bloqués. Le montage travaille en fonctionnement normal comme un régulateur PI.

Si par contre

$$c_1 = 1 ; \quad c_2 = 0 ; \quad c_3 = 0 \quad (4.105)$$

le FET  $F_1$  est bloqué et les deux autres sont conducteurs. Par conséquent, les résistances de comparaison  $R_c$  et  $R_r$  sont déclenchées. Sur l'amplificateur opérationnel intervient la tension  $U_e$  par l'intermédiaire de la résistance  $R_e$ . Dans le circuit de contre-réaction se trouve la résistance  $R_f$  en parallèle avec  $R_1$  et  $C_1$ .

L'admittance  $Y_f(s)$  de cette contre-réaction est

$$Y_f(s) = \frac{1}{R_f} + \frac{s C_1}{1 + s R_1 C_1} = \frac{1 + s (R_1 + R_f) C_1}{R_f (1 + s R_1 C_1)} \quad (4.106)$$

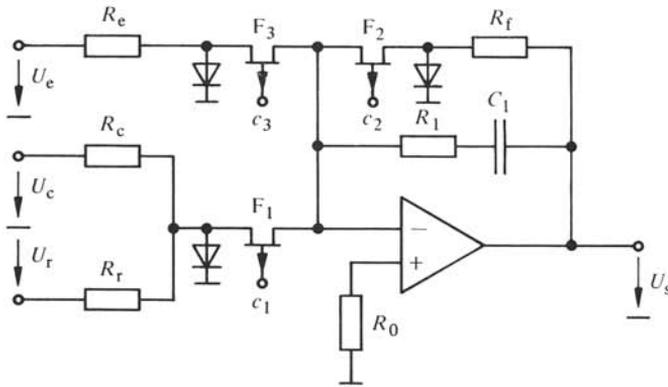


Fig. 4.25 Schéma de principe d'un régulateur PI avec imposition de la valeur initiale pour la composante intégrale.

Par analogie avec la relation (4.16), on obtient

$$U_s = - \frac{R_f}{R_e} \frac{1 + s R_1 C_1}{1 + s (R_1 + R_f) C_1} U_e \quad (4.107)$$

En régime établi, la tension de sortie atteint la valeur  $-U_e R_f / R_e$ , tension à laquelle se charge le condensateur  $C_1$ . Afin que le temps d'adaptation de la tension soit bref, il faut que la résistance  $R_f$  soit très faible par rapport à  $R_1$ . Cependant cette valeur ne peut pas être choisie librement, car cette résistance charge l'amplificateur opérationnel, et ceci même en fonctionnement normal lorsque  $U_s$  est positive, à cause de la diode combinée avec le FET  $F_2$ .

Si l'on passe de nouveau à la configuration des signaux de commande indiquée en (4.104), la tension de sortie  $U_s$  part de la valeur initiale imposée selon la relation (4.107).

Enfin, si les signaux de commande logiques sont

$$c_1 = 1 ; \quad c_2 = 0 ; \quad c_3 = 1 \quad (4.108)$$

les FET  $F_1$  et  $F_3$  sont bloqués et  $F_2$  est conducteur. Cet état correspond au cas précédent, en posant  $R_e = \infty$ . On tire de (4.107) que dans ce cas la tension de sortie tend vers la valeur  $U_s = 0$ .

## 4.5 CIRCUITS DE LISSAGE

### 4.5.1 Généralités

La tension continue fournie par les organes de mesure est souvent ondulée ou présente des perturbations superposées à fréquence élevée. Puisque seule la valeur moyenne est intéressante pour le réglage, il est indispensable d'éliminer l'ondulation par des *circuits de lissage*, appelés aussi *filtres de lissage*.

Dans ce but, on utilise dans le domaine de l'électronique industrielle des circuits *RC* passifs ou actifs. Dans ce deuxième cas, les circuits *RC* sont combinés avec des amplificateurs opérationnels. Ces montages seront présentés dans les trois paragraphes suivants. Souvent, les circuits de lissage sont aussi combinés directement avec les circuits *RC* des amplificateurs de réglage (voir § 4.5.5).

Les circuits de lissage influencent la stabilité des circuits de réglage. Les problèmes inhérents au choix optimal des constantes de temps des circuits de lissage seront étudiés à la section 8.4.

#### 4.5.2 Circuit de lissage passif du premier ordre

Le circuit de lissage le plus simple est indiqué à la figure 4.26. Il présente la relation entre la tension de sortie  $U_s$  et la tension d'entrée  $U_e$

$$U_s = \frac{1/sC}{R + 1/sC} U_e = \frac{1}{1 + sRC} U_e \quad (4.109)$$

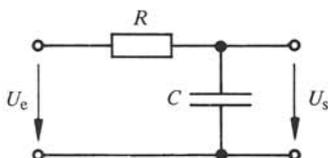


Fig. 4.26 Circuit de lissage simple.

Si la tension de sortie  $U_s$  et la tension d'entrée  $U_e$  se réfèrent à la même tension de référence, la fonction de transfert est

$$G(s) = \frac{1}{1 + sT} \quad (4.110)$$

avec la constante de temps

$$T = RC \quad (4.111)$$

Ce circuit de lissage présente donc le comportement d'un *dispositif de retard du premier ordre*.

#### 4.5.3 Circuit de lissage passif du deuxième ordre

Pour déterminer la fonction de transfert du double circuit  $RC$  de la figure 4.27, on fait avantageusement appel à la configuration du diviseur de tension indiqué à la figure 4.28. Les éléments  $C_1$ ,  $R_2$  et  $C_2$  sont concentrés, dans l'impédance  $Z$ , pour effectuer un calcul intermédiaire. On en tire successivement

$$U_i = \frac{Z}{R_1 + Z} U_e = \frac{1}{1 + R_1/Z} U_e \quad (4.112)$$

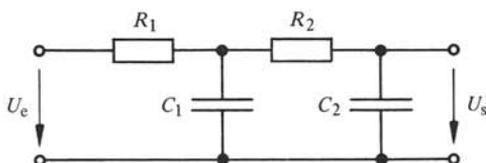


Fig. 4.27 Circuit de lissage double.

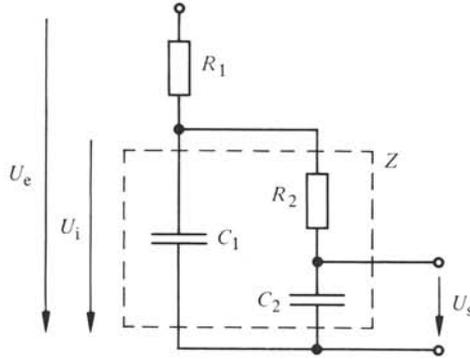


Fig. 4.28 Schéma équivalent du circuit de lissage double de la figure 4.27.

avec

$$\frac{1}{Z} = s C_1 + \frac{1}{R_2 + 1/s C_2} = s C_1 + \frac{s C_2}{1 + s R_2 C_2} \quad (4.113)$$

d'où l'on tire

$$\begin{aligned} U_i &= \frac{1}{1 + s R_1 C_1 + s R_1 C_2 / (1 + s R_2 C_2)} U_e = \\ &= \frac{1 + s R_2 C_2}{(1 + s R_1 C_1) (1 + s R_2 C_2) + s R_1 C_2} U_e \end{aligned} \quad (4.114)$$

La tension de sortie  $U_s$  est liée à la tension intermédiaire  $U_i$  par

$$U_s = \frac{1/s C_2}{R_2 + 1/s C_2} U_i = \frac{1}{1 + s R_2 C_2} U_i \quad (4.115)$$

En éliminant  $U_i$ , on obtient pour la tension de sortie

$$U_s = \frac{1}{(1 + s R_1 C_1) (1 + s R_2 C_2) + s R_1 C_2} U_e \quad (4.116)$$

La fonction de transfert est donc donnée par

$$G(s) = \frac{1}{(1 + s T_1) (1 + s T_2)} \quad (4.117)$$

Lorsque

$$R_1 C_2 \ll R_1 C_1 + R_2 C_2 \quad (4.118)$$

ou, ce qui est équivalent,  $R_1 \ll R_2$ , on a approximativement

$$T_1 \cong R_1 C_1 \quad (4.119)$$

$$T_2 \cong R_2 C_2 \quad (4.120)$$

Si la relation (4.118) n'est pas respectée, on doit appliquer le procédé développé au paragraphe 4.3.4 afin de déterminer les constantes de temps  $T_1$  et  $T_2$ .

Ce circuit de lissage possède le comportement d'un *dispositif de retard du deuxième ordre*.

Afin d'éviter que les circuits de lissage passifs ne soient chargés par les éléments alimentés par la tension  $U_s$ , il est en général nécessaire de monter un amplificateur opérationnel en montage suiveur à la sortie du circuit de lissage. A ce moment, on peut aussi combiner les circuits  $RC$  directement avec un amplificateur opérationnel, comme le démontrera un exemple dans le paragraphe suivant.

#### 4.5.4 Circuit de lissage actif du deuxième ordre

La figure 4.29 montre la possibilité de réaliser un circuit de lissage actif du deuxième ordre. A l'entrée se trouve un circuit  $RC$  avec les deux résistances  $R/2$  et le condensateur  $C_1$ , tandis qu'en contre-réaction avec l'amplificateur opérationnel est situé un deuxième circuit  $RC$  avec les éléments  $R$  et  $C_2$ .

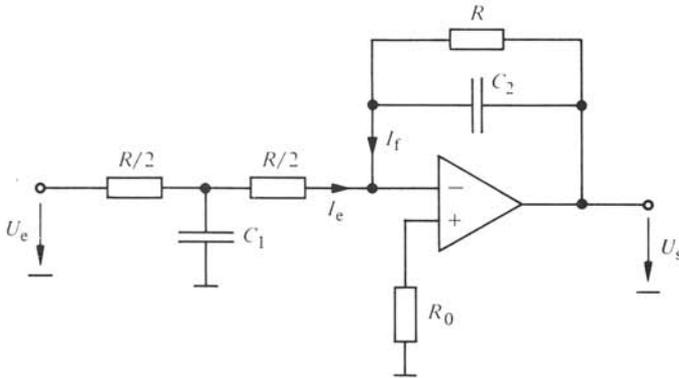


Fig. 4.29 Circuit de lissage actif du deuxième ordre.

L'étude de ce montage peut se baser sur les relations générales démontrées au paragraphe 4.1.7. Dans le cas présent, on doit tenir compte du fait que le montage ne possède qu'une seule entrée avec la tension  $U_e$ . Le réseau compris entre  $U_e$  et l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel est un quadripôle.

Le schéma équivalent pour ce circuit d'entrée est représenté à la figure 4.30, compte tenu du fait que l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel se trouve pratiquement au niveau du point zéro commun. A l'aide de ce schéma équivalent, on tire

$$I_e = \frac{Z}{R/2 + Z} \frac{U_e}{R/2} = \frac{1}{1 + R/2 Z} \frac{U_e}{R/2} \quad (4.121)$$

avec

$$\frac{1}{Z} = s C_1 + \frac{1}{R/2} = \frac{1 + s R C_1 / 2}{R/2} \quad (4.122)$$

d'où découle

$$Y_e(s) = \frac{I_e}{U_e} = \frac{1}{R(1 + s R C_1 / 4)} \quad (4.123)$$

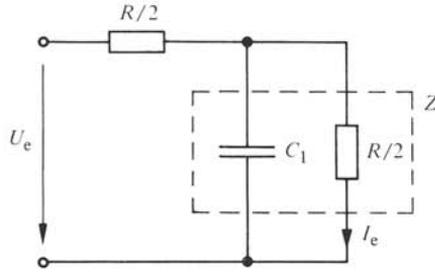


Fig. 4.30 Schéma équivalent du circuit d'entrée de la figure 4.29.

L'admittance de la contre-réaction est égale à

$$Y_f(s) = \frac{1}{R} + s C_2 = \frac{1 + s R C_2}{R} \quad (4.124)$$

Par analogie avec la relation (4.16), la tension de sortie est donnée par

$$U_s = - \frac{Y_e(s)}{Y_f(s)} U_e = - \frac{1}{(1 + s R C_1 / 4) (1 + s R C_2)} U_e \quad (4.125)$$

A l'aide de grandeurs relatives, avec  $U_e = x_e U_{en}$  et  $U_s = -x_s U_{sn}$ , où l'on pose  $U_{sn} = U_{en}$ , on obtient la fonction de transfert

$$G(s) = \frac{1}{(1 + s T_1) (1 + s T_2)} \quad (4.126)$$

où les constantes de temps sont

$$T_1 = R C_1 / 4 \quad (4.127)$$

$$T_2 = R C_2 \quad (4.128)$$

Le montage de la figure 4.29 présente donc la fonction de transfert d'un dispositif de retard du deuxième ordre.

#### 4.5.5 Régulateur PID avec circuits de lissage

Un exemple de combinaison d'un régulateur PID avec des circuits de lissage est représenté à la figure 4.31. Dans ce cas, les deux circuits d'entrée dépendant de  $U_c$  et  $U_r$  sont des quadripôles, contenant chacun un condensateur, respectivement  $C_c$  et  $C_r$ . En plus, une résistance  $R_3$  est insérée dans le circuit de contre-réaction en série avec le condensateur  $C_2$ . Comme on le démontrera, on obtient ainsi le comportement d'un circuit de lissage du deuxième ordre, superposé au comportement d'un régulateur PID.

Pour le circuit d'entrée de la tension de consigne  $U_c$ , on obtient par analogie avec l'équation (4.123)

$$Y_c(s) = \frac{1}{R_c (1 + s R_c C_c / 4)} \quad (4.129)$$

et pour le circuit d'entrée de la tension réelle  $U_r$

$$Y_r(s) = \frac{1}{R_r (1 + s R_r C_r / 4)} \quad (4.130)$$

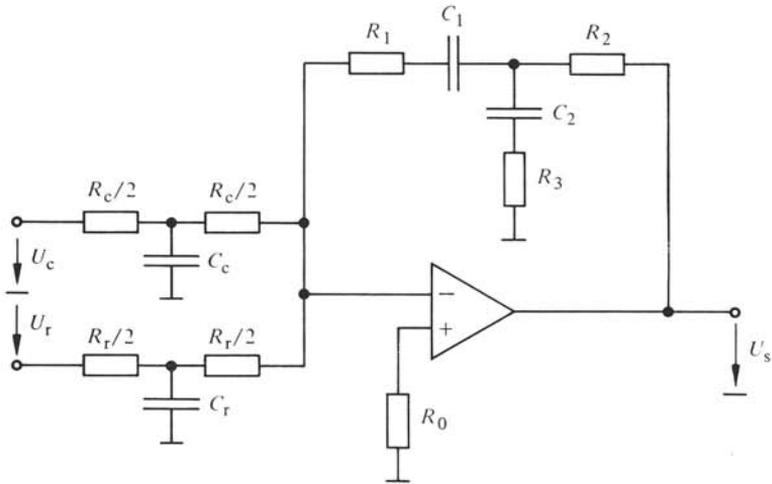


Fig. 4.31 Schéma de principe d'un régulateur PID avec circuits de lissage.

Le circuit de contre-réaction est représenté par le schéma équivalent de la figure 4.32. Il est similaire à celui de la figure 4.11. L'impédance  $Z$  est maintenant donnée par

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_3 + 1/s C_2} + \frac{1}{R_1 + 1/s C_1} = \frac{s C_2}{1 + s R_3 C_2} + \frac{s C_1}{1 + s R_1 C_1} \quad (4.131)$$

Les équations (4.40) et (4.42) sont toujours valables. Ainsi, on tire

$$Y_f(s) = \frac{s C_1 (1 + s R_3 C_2)}{(1 + s R_1 C_1) (1 + s R_2 C_2) + s R_2 C_1 + s R_3 C_2 [1 + s (R_1 + R_2) C_1]} \quad (4.132)$$

Si l'on suppose

$$R_c C_c = R_r C_r \quad (4.133)$$

et si l'on tient compte de la relation fondamentale (4.9) pour la comparaison des valeurs de consigne et réelle, on déduit de la relation générale (4.17)

$$x_s = \frac{(1 + s R_1 C_1) (1 + s R_2 C_2) + s R_2 C_1 + s R_3 C_2 [1 + s (R_1 + R_2) C_1]}{s R_c C_1 (1 + s R_c C_c / 4) (1 + s R_3 C_2)} \cdot \frac{U_{cn}}{U_{sn}} (x_c - x_r) \quad (4.134)$$

Par rapport à l'équation (4.44), on constate la présence des facteurs  $(1 + s R_c C_c / 4)$  et  $(1 + s R_3 C_2)$  au dénominateur, et du terme  $s R_3 C_2 [1 + s (R_1 + R_2) C_1]$  au numérateur. Cette dernière expression ne change pas le caractère PID du régulateur, tandis que les deux facteurs supplémentaires au dénominateur provoquent un comportement analogue à celui d'un circuit de lissage du deuxième ordre, avec les constantes de temps

$$T_1 = R_c C_c / 4 \quad (4.135)$$

et

$$T_2 = R_3 C_2 \quad (4.136)$$

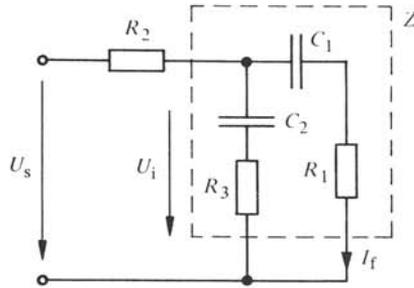


Fig. 4.32 Schéma équivalent du circuit de contre-réaction de la figure 4.31.

#### 4.5.6 Régulateur PID avec filtre pour la valeur de consigne

Pour terminer cette section, consacrée aux circuits de lissage, on mentionnera encore la possibilité de combiner le filtre pour la valeur de consigne avec un régulateur PID. Dans ce cas, le filtre ne sert pas au lissage d'une ondulation, mais il doit être introduit sur la valeur de consigne pour réduire le dépassement de la grandeur réglée, lors de variations de la valeur de consigne, à cause des raisons mentionnées au paragraphe 3.2.4.

Au lieu d'utiliser le montage séparé selon la figure 3.7, on peut faire appel au montage de la figure 4.31. Dans ce cas, on omet le condensateur  $C_r$  (c'est-à-dire on a  $C_r = 0$ ). Ainsi le filtrage n'intervient pas sur la valeur réelle, mais uniquement sur la valeur de consigne. Une variation de cette dernière est retardée par la constante de temps  $R_c C_c / 4$ .

Il est évident que cette même disposition peut aussi être prévue sur l'entrée d'un régulateur PI.

## 4.6 DISPOSITIFS NON LINÉAIRES

### 4.6.1 Généralités

Pour la réalisation de *dispositifs non linéaires*, on fait appel à de petites diodes en utilisant leur caractéristique qui est fortement non linéaire entre le domaine de conduction et le domaine de blocage. Dans ce but, des diodes spéciales de type à fil d'or sont particulièrement appropriées. Celles-ci possèdent une tension directe faible (0,2 à 0,3 V) avec une petite résistance différentielle et une résistance de blocage très élevée. Comme on le montrera ci-dessous, ces diodes sont combinées avec des résistances et des amplificateurs opérationnels. Il est ainsi possible de construire des limiteurs, des générateurs de fonctions non linéaires, ainsi que des dispositifs de formation de valeur maximale ou minimale.

### 4.6.2 Limitation avec diodes en contre-réaction

Une méthode possible pour limiter la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel prévoit une contre-réaction par deux diodes, comme l'indique la figure 4.33 pour le cas d'un amplificateur inverseur avec limitation. La sortie de l'amplificateur opérationnel est reliée par les potentiomètres  $P_1$  et  $P_2$  aux tensions auxiliaires  $-U_a$  et

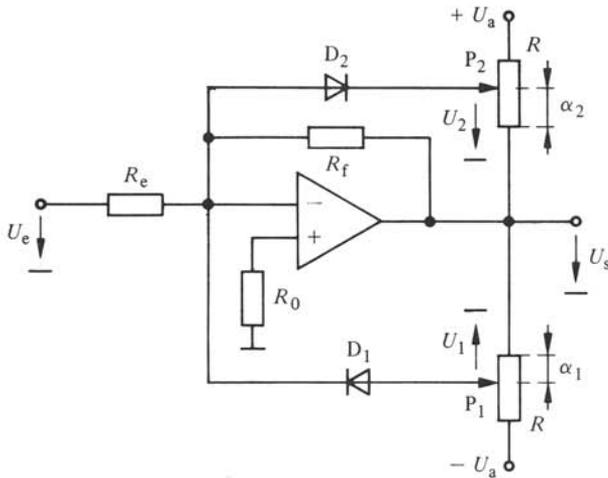


Fig. 4.33 Limitation avec diodes en contre-réaction sur un amplificateur inverseur.

$+U_a$  constantes, qui correspondent aux tensions d'alimentation des amplificateurs opérationnels.

Lorsque les tensions au curseur des potentiomètres par rapport au point zéro commun sont  $U_1 < 0$  et  $U_2 > 0$ , les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont bloquées et n'ont aucune influence sur le fonctionnement de l'inverseur. On a donc

$$U_s = -\frac{R_f}{R_e} U_e \quad (4.137)$$

Dans le cas des diodes bloquées, les tensions  $U_1$  et  $U_2$  sont données par

$$U_1 = (1 - \alpha_1) U_s - \alpha_1 U_a \quad (4.138)$$

$$U_2 = (1 - \alpha_2) U_s + \alpha_2 U_a \quad (4.139)$$

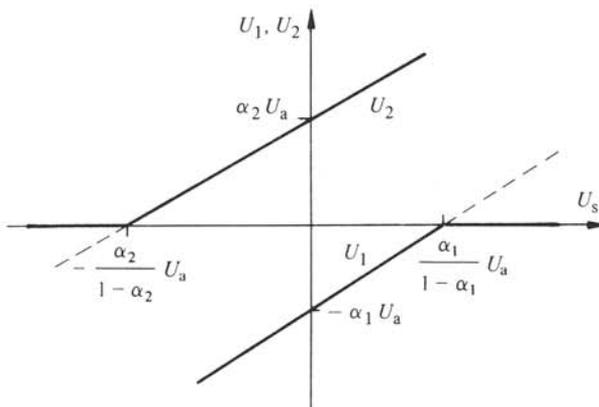


Fig. 4.34 Tensions  $U_1$  et  $U_2$  du montage limiteur selon la figure 4.33.

avec les positions relatives des curseurs  $0 \leq \alpha_1 \leq 1$  et  $0 \leq \alpha_2 \leq 1$ . L'allure de ces tensions en fonction de la tension de sortie  $U_s$  est représentée à la figure 4.34.

En supposant des diodes idéales, lorsque la tension  $U_1$  atteint la valeur zéro, la diode  $D_1$  conduit. Le curseur du potentiomètre  $P_1$  est alors relié directement à l'entrée de l'amplificateur opérationnel. La tension  $U_1$  est donc maintenue à la valeur zéro. La résistance  $\alpha_1 R$  du potentiomètre  $P_1$  se trouve en parallèle avec la résistance de contre-réaction  $R_f$ .

Pour  $R \ll R_f$ , la variation de la tension de sortie est donnée par

$$\Delta U_s = - \frac{\alpha_1 R}{R_e} \Delta U_e \quad (4.140)$$

Si, de plus,  $R \ll R_e$ , on voit que la tension de sortie ne varie que très peu en fonction de la tension d'entrée  $U_e$ . La tension de sortie reste pratiquement limitée à la valeur

$$U_s = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} U_a \quad (4.141)$$

Cette relation est déduite de l'équation (4.138), où l'on a posé  $U_1 = 0$ .

De (4.141), on tire la position  $\alpha_1$  du curseur pour limiter la tension de sortie à la valeur  $U_s$ , à savoir

$$\alpha_1 = \frac{U_s}{U_a + U_s} \quad (4.142)$$

Le même phénomène se produit lorsque la tension  $U_2$  devient égale à zéro, c'est-à-dire lorsque la diode  $D_2$  conduit. La variation de la tension de sortie est

$$\Delta U_s = - \frac{\alpha_2 R}{R_e} \Delta U_e \quad (4.143)$$

La tension de sortie reste alors limitée à la valeur

$$U_s = - \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2} U_a \quad (4.144)$$

d'où l'on tire la position  $\alpha_2$  du curseur afin de limiter la tension de sortie à  $U_s < 0$

$$\alpha_2 = \frac{-U_s}{U_a - U_s} \quad (4.145)$$

La caractéristique résultante est représentée à la figure 4.35. Pour que la limitation soit aussi parfaite que possible, il faut que  $R \ll R_e$ . La valeur minimale de  $R$  est déterminée par le courant maximal de sortie que peut fournir l'amplificateur opérationnel et par la charge admissible sur les tensions auxiliaires  $-U_a$  et  $+U_a$ . Ces conditions sont à examiner attentivement de cas en cas.

### 4.6.3 Limitation sur un amplificateur de réglage

Ce montage limiteur peut être utilisé également pour la limitation de la grandeur de sortie d'un amplificateur de réglage. En combinant des limiteurs avec des régulateurs PI, PID, ou, dans le cas général, avec des amplificateurs opérationnels présentant des condensateurs en contre-réaction, il faut veiller à ce que le réseau de limitation à diodes

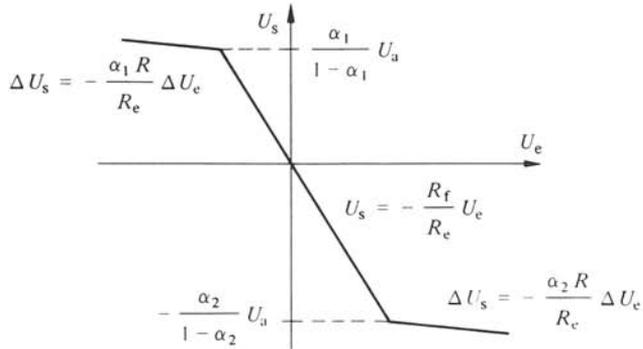


Fig. 4.35 Caractéristique de limitation du montage de la figure 4.33.

et le réseau  $RC$  de contre-réaction soient reliés à la sortie du même amplificateur opérationnel, comme l'indique la figure 4.36 pour le cas d'un régulateur PI.

Les limiteurs n'entrent en fonction que lors d'une surcharge ou, ce qui est le plus fréquent, pendant des phénomènes de réglage transitoires, lors de grandes et brusques variations, par exemple, pendant le démarrage et le freinage d'un entraînement réglé. En fonctionnement normal, les limiteurs sont inopérants et n'ont aucune influence sur le fonctionnement du régulateur PI ou PID. En limitation, la tension de sortie  $U_s$  présente une légère dépendance par rapport à  $U_c$  et  $U_r$ , similaire à la caractéristique de la figure 4.35. La tension de sortie est limitée aux valeurs données par les équations (4.141) et (4.144).

Comme déjà mentionné, il est indispensable de monter les éléments de limitation sur l'amplificateur de réglage lui-même. Un montage en cascade d'un amplificateur de réglage et d'un limiteur séparé n'est pas admissible. Nous allons en donner les raisons à l'aide des figures 4.37 et 4.38, pour le cas d'un régulateur PI. Les mêmes phénomènes se présentent pour un régulateur PID.

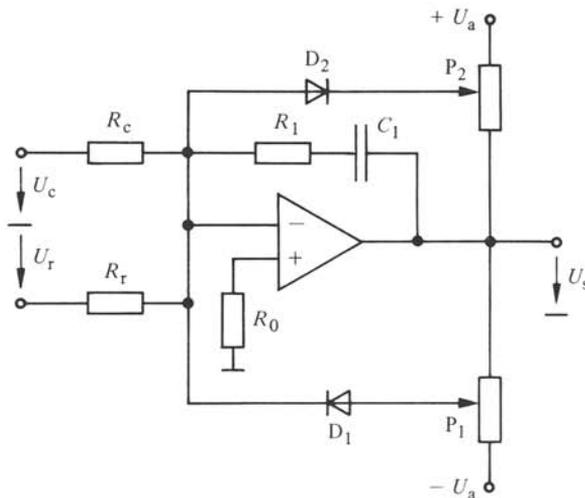


Fig. 4.36 Limitation avec diodes en contre-réaction sur un amplificateur de réglage PI.

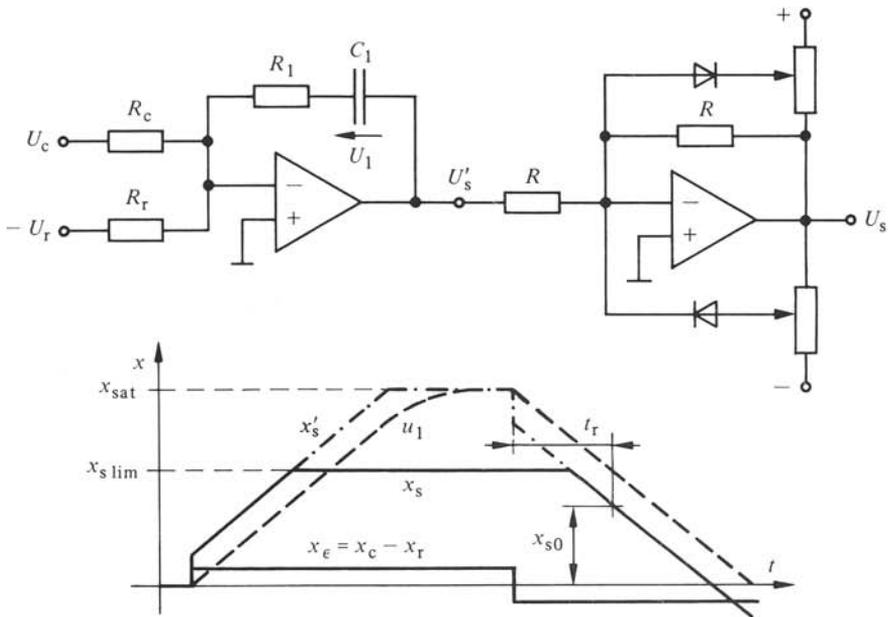


Fig. 4.37 Fonctionnement d'un montage en cascade d'un amplificateur de réglage avec un limiteur.

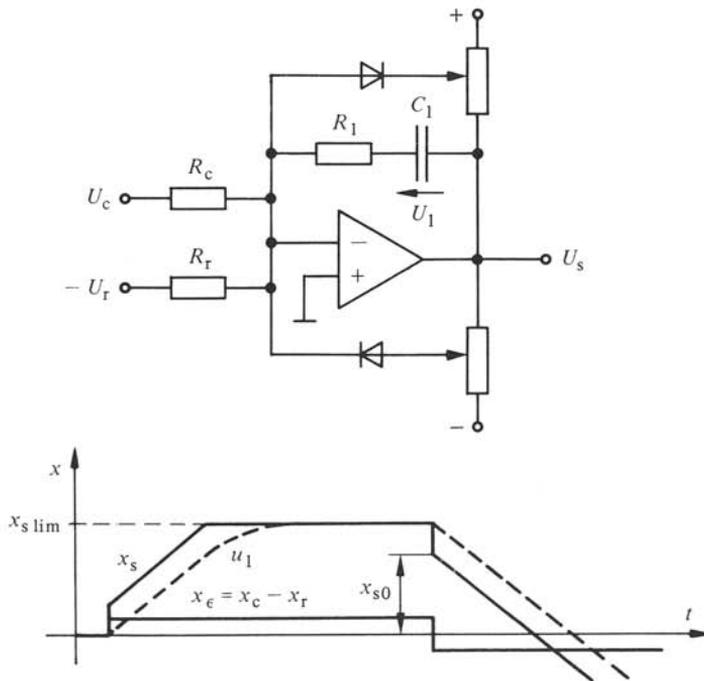


Fig. 4.38 Fonctionnement d'un amplificateur de réglage avec limitation en contre-réaction.

On examine d'abord le cas d'un montage en cascade (fig. 4.37). Lors d'une variation brusque de l'écart de réglage  $x_\epsilon = x_c - x_r$ , le signal de sortie  $x_s = U_s/U_{sn}$  évolue conformément au comportement d'un régulateur PI. Pendant le temps où  $x_s$  reste limité à  $x_{s\text{lim}}$ , le signal de sortie  $x'_s = U'_s/(-U_{sn})$  de l'amplificateur de réglage augmente jusqu'à la saturation  $x_{\text{sat}}$  normale de l'amplificateur opérationnel. La tension relative  $u_1 = U_1/(-U_{sn})$  aux bornes du condensateur  $C_1$  augmente d'abord linéairement en fonction du temps et ensuite, l'amplificateur de réglage étant en saturation, exponentiellement jusqu'à  $u_1 = x_{\text{sat}}$ . Si l'on modifie maintenant brusquement l'écart de réglage dans l'autre sens, le signal  $x'_s$  diminue (comportement PI). Cependant, le signal de sortie global  $x_s$  reste d'abord constant et égal à la valeur de limitation  $x_{s\text{lim}}$  et c'est seulement plus tard, lorsque  $x'_s < x_{s\text{lim}}$  que le signal de sortie  $x_s$  commence à varier avec un retard non négligeable par rapport à la variation de l'écart de réglage.

Si, par contre, les circuits de limitation sont combinés directement avec l'amplificateur de réglage (voir fig. 4.38), la tension relative  $u_1$  aux bornes du condensateur  $C_1$  reste limitée à  $x_s = x_{s\text{lim}}$ . Le signal de sortie en grandeurs relatives est maintenant donné par  $x_s = U_s/(-U_{sn})$ . Au moment de la variation de l'écart de réglage  $x_\epsilon$  dans le sens opposé, le signal de sortie  $x_s$  diminue immédiatement à la valeur  $x_{s0}$  déterminée par la composante proportionnelle et ensuite linéairement en fonction du temps en relation avec la composante intégrale.

Dans le cas d'un montage en cascade, on observe le temps de retard  $t_r$  jusqu'à ce que  $x_s$  ait atteint la valeur  $x_{s0}$  (voir fig. 4.37). Ce temps de retard peut être néfaste pour la stabilité du circuit de réglage lors de grandes variations. On aura, dans tous les cas, un prolongement trop élevé du phénomène transitoire lors du retour au fonctionnement normal, après un fonctionnement en limitation.

#### 4.6.4 Limitation par un pont à diodes

Un autre montage limiteur est représenté à la figure 4.39. Il s'agit d'un pont à diodes, qui est alimenté au travers des résistances  $R_1$  et  $R_2$ , par les tensions auxiliaires  $+U_a$  et  $-U_a$ . Les tensions de limitation sont ajustables à l'aide des potentiomètres  $P_1$  et  $P_2$ . Un amplificateur opérationnel en montage suiveur empêche le pont à diodes d'être chargé, d'une manière indéfinie, par les éléments alimentés par la tension de sortie  $U_s$ .

Lorsque la tension d'entrée  $U_e$  se trouve entre les limites  $U_1 \geq U_e \geq U_2$ , les diodes  $D_1$  à  $D_4$  conduisent et la tension  $U_s = U'_s$  est égale à la tension d'entrée  $U_e$ , et ceci à condition que les quatre diodes présentent la même tension directe. Les diodes  $D_5$  et  $D_6$  sont alors bloquées.

Si  $U_e > U_1$ , la diode  $D_3$  se bloque et la diode  $D_5$  devient conductrice. La diode  $D_4$  reste conductrice. Elle impose à la borne supérieure de la résistance  $R_2$  la tension  $U_e$ , plus élevée que la tension  $U_1$ . Par conséquent, la diode  $D_2$  se bloque. La diode  $D_1$  conduit, grâce au courant, circulant au travers de la résistance  $R_0$ . Aux bornes de cette résistance apparaît la tension  $U'_s = U_1$ . La tension de sortie  $U_s = U'_s$  est maintenant égale à la tension  $U_1$  et indépendante de la tension d'entrée  $U_e$ . Si, par contre,  $U_e < U_2 < 0$ , la diode  $D_4$  se bloque et la diode  $D_6$  devient conductrice. Les diodes  $D_2$  et  $D_3$  conduisent également, tandis que la diode  $D_1$  se bloque. La tension de sortie est alors  $U_s = U'_s = U_2$ .

La tension de sortie  $U_s$  reste donc limitée entre les limites données par les ten-

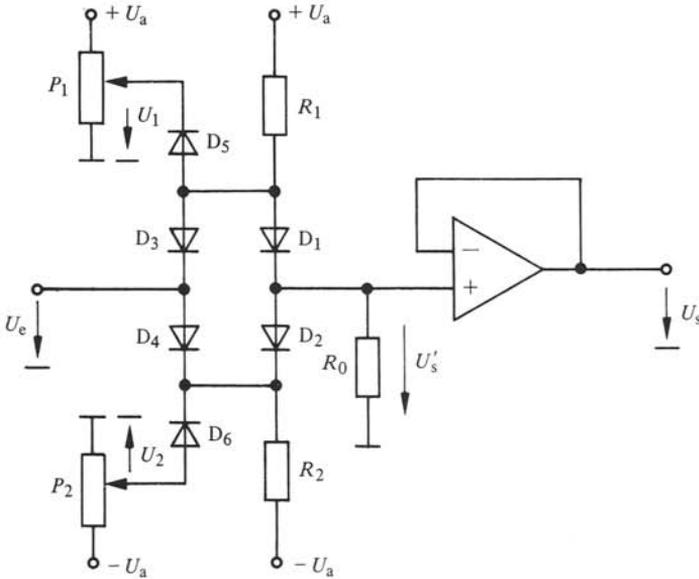


Fig. 4.39 Limitation par un pont à diodes.

sions  $U_1$  et  $U_2$ . La caractéristique de limitation est représentée à la figure 4.40. Dans le domaine de limitation, la tension de sortie  $U_s$  reste absolument constante. Dans les cas nécessitant une limitation parfaite, on doit faire appel au montage limiteur avec pont à diodes.

Ce même montage peut aussi être utilisé pour limiter le signal de sortie d'un régulateur. Dans ce cas, la sortie de l'amplificateur opérationnel du régulateur doit être reliée avec l'entrée du montage limiteur de la figure 4.39. Il faut ensuite brancher le réseau de contre-réaction inhérent au régulateur PI ou PID à la sortie de l'amplificateur suiveur du limiteur, de sorte que la limitation soit opérante à l'intérieur de la boucle de contre-réaction, pour les raisons évoquées dans le paragraphe précédent.

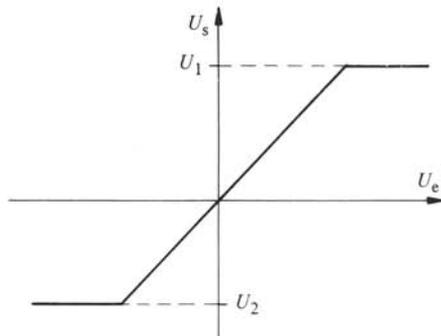


Fig. 4.40 Caractéristique de limitation du montage de la figure 4.39.

#### 4.6.5 Générateurs de fonctions non linéaires : montage de base

Les limiteurs décrits aux paragraphes précédents présentent une caractéristique non linéaire assez simple. Pour certaines applications, il est nécessaire de réaliser une caractéristique non linéaire d'allure plus générale.

On décrira ci-dessous le principe de réalisation de telles caractéristiques. La méthode la plus utilisée consiste à combiner un amplificateur opérationnel avec des réseaux diodes résistances.

Le montage de la figure 4.41 est une extension du principe du limiteur présenté au paragraphe 4.6.2. Des résistances sont branchées en série avec les diodes. Afin de permettre un ajustage aisé de la caractéristique non linéaire, il est parfois utile de remplacer les résistances  $R_{1a}$  et  $R_{1b}$ ,  $R_{2a}$  et  $R_{2b}$ , etc. par des potentiomètres.

Ce montage permet de réaliser la caractéristique représentée à la figure 4.42. Il en résulte qu'on peut ainsi faire une approximation d'une fonction non linéaire par l'utilisation de diodes. Il est évident qu'il est possible de prévoir un nombre de diodes infé-

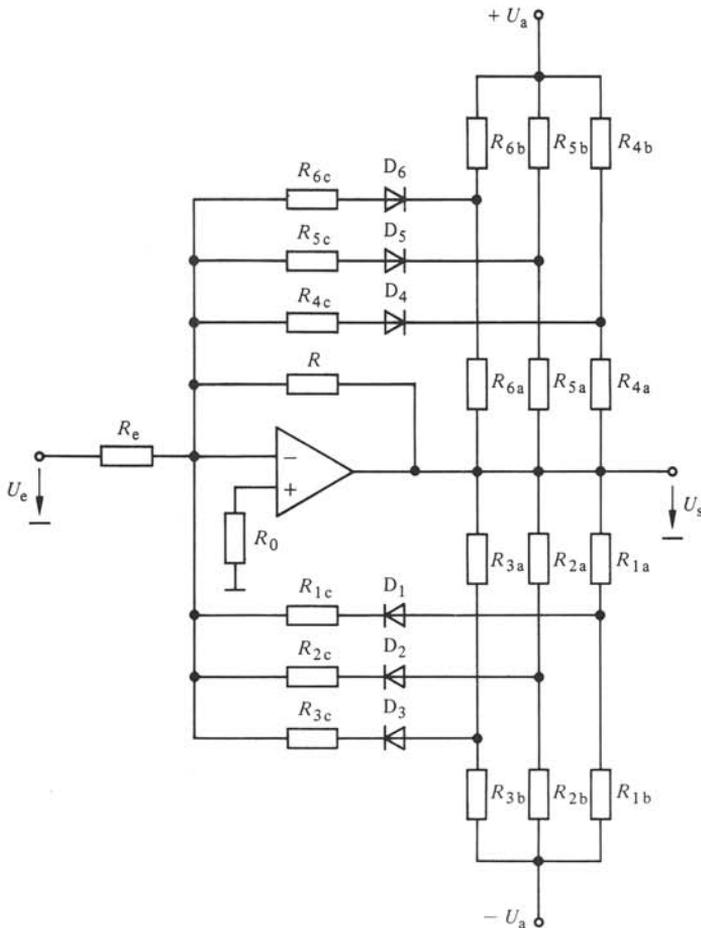


Fig. 4.41 Générateur de fonctions non linéaires avec réseau diodes résistances en contre-réaction.

rieur ou supérieur à celui de l'exemple de la figure 4.41. Le nombre de diodes dépend en fait de la précision avec laquelle on veut réaliser l'approximation d'une courbe par des droites. L'approximation nécessaire dépend aussi de la non-linéarité de la courbe.

#### 4.6.6 Générateurs de fonctions non linéaires : fonctionnement

La tension de sortie  $U_s$  à laquelle chacune des diodes  $D_1$  à  $D_6$  commence à conduire est donnée selon les équations (4.141) et (4.144) par

$$U_{sk} = \pm \frac{R_{ka}}{R_{kb}} U_a \quad (4.146)$$

Le signe est déterminé par l'inverse de la polarité de la tension auxiliaire qui alimente le réseau diodes résistances. Il est donc positif pour la partie alimentée par  $-U_a$  et négatif pour la partie alimentée par  $+U_a$ .

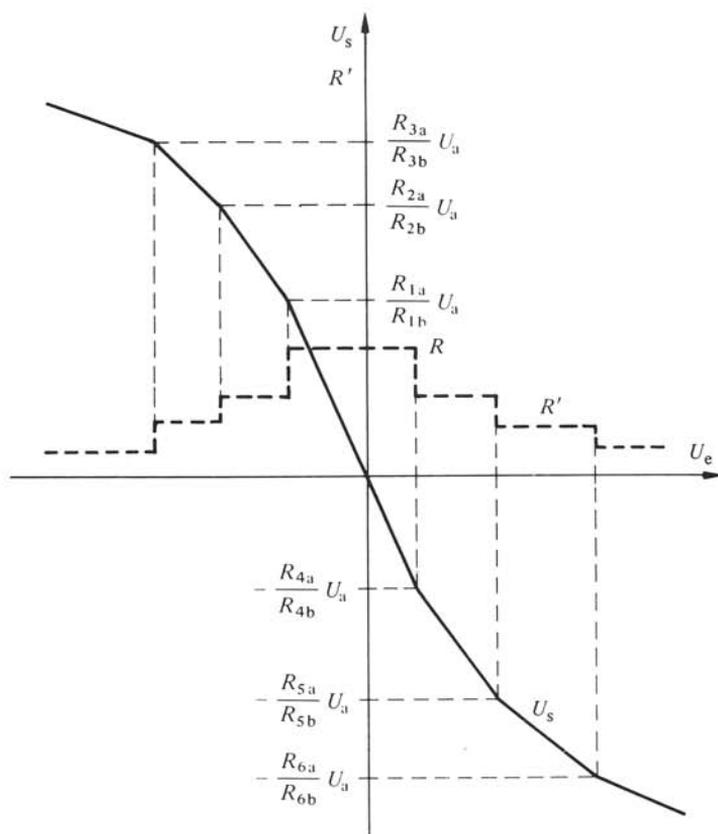


Fig. 4.42 Caractéristique non linéaire du montage de la figure 4.41.

Lorsque, pour de faibles valeurs de la tension de sortie, toutes les diodes sont bloquées, la relation entre la variation de la tension de sortie et la variation de la tension d'entrée est donnée par

$$\Delta U_s = - \frac{R}{R_e} \Delta U_e \quad (4.147)$$

Si seule la diode  $D_1$  conduit, le schéma équivalent du montage est celui de la figure 4.43. Ce schéma équivalent n'étant valable qu'à partir de la tension de sortie qui, selon la relation (4.146), fait conduire la diode  $D_1$ , on doit désormais considérer de petites variations. Supposons une petite variation de la tension de sortie  $\Delta U_s$ . La tension  $U_1$  varie en conséquence. Soit  $\Delta U_{10}$  la variation à vide (c'est-à-dire pour  $\Delta I_1 = 0$ ) et  $R_{1i}$  la résistance interne du diviseur de tension  $R_{1a}, R_{1b}$ . La variation de  $U_1$  est alors donnée par

$$\Delta U_1 = \Delta U_{10} - \Delta I_1 R_{1i} = \frac{R_{1b}}{R_{1a} + R_{1b}} \Delta U_s - \Delta I_1 \frac{R_{1a} R_{1b}}{R_{1a} + R_{1b}} \quad (4.148)$$

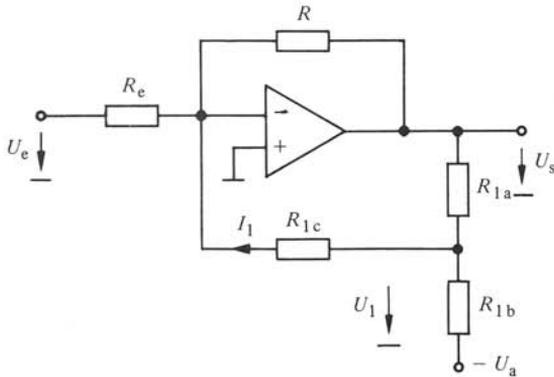


Fig. 4.43 Schéma équivalent du montage de la figure 4.41 avec la diode  $D_1$  seule conductrice.

De plus, pour  $\Delta U_1$ , on a la relation

$$\Delta U_1 = \Delta I_1 R_{1c} \quad (4.149)$$

car on peut considérer l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel comme étant au potentiel du point zéro commun. En combinant ces deux relations, on obtient

$$\Delta I_1 = \frac{\Delta U_s}{R_1} \quad (4.150)$$

avec

$$R_1 = R_{1a} + R_{1c} + \frac{R_{1a} R_{1c}}{R_{1b}} \quad (4.151)$$

Cette résistance équivalente  $R_1$  est montée en parallèle avec  $R$ . La résistance de contre-réaction est donc donnée par

$$R' = \frac{R R_1}{R + R_1} \quad (4.152)$$

On a alors

$$\Delta U_s = - \frac{R'}{R_e} \Delta U_e \quad (4.153)$$

Pour chaque diode en régime de conduction, une résistance équivalente supplémentaire  $R_2, R_3$ , etc. vient se placer en parallèle avec les résistances  $R$  et  $R_1$ . La valeur de la résistance  $R'$ , déterminante pour la contre-réaction, diminue donc lorsque le nombre de diodes conductrices augmente. Pour l'inverse de  $R'$ , on a

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots \quad (4.154)$$

L'allure de la résistance de contre-réaction  $R'$ , qui dépend de la tension de sortie, est indiquée schématiquement à la figure 4.42. Par conséquent, le facteur de transfert entre la variation de la tension de sortie et la variation de la tension d'entrée diminue avec la diminution de la résistance  $R'$ .

En tenant compte de la résistance non linéaire  $R'$ , le fonctionnement du dispositif de la figure 4.41 peut être représenté schématiquement par un simple montage inverseur avec une résistance non linéaire  $R'$  en contre-réaction (voir fig. 4.44). La non-linéarité de  $R'$  est une fonction de la tension de sortie  $U_s$ .

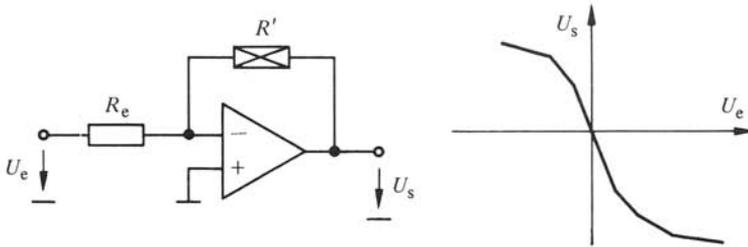


Fig. 4.44 Représentation schématique d'un générateur de fonctions non linéaires avec une résistance non linéaire dans la contre-réaction.

Pour le dimensionnement des résistances  $R_{ka}, R_{kb}$  et  $R_{kc}$ , la caractéristique non linéaire, dont l'approximation se réalise par des droites, donne pour chaque tronçon le point de coupure (tension  $U_{sk}$ ) et la pente (relation  $R'/R$ ). Avec ces deux indications, les trois résistances ne sont pas définies d'une manière unique. Il existe un degré de liberté dans le choix de ces valeurs. On peut poser, par exemple,  $R_{kc} = 0$ .

#### 4.6.7 Générateurs de fonctions non linéaires : autres montages

La pente de la courbe non linéaire du montage considéré diminue lorsque la valeur absolue de la tension d'entrée augmente (voir fig. 4.42). Cette caractéristique présente donc un effet de saturation. Afin de réaliser une caractéristique non linéaire dont la pente augmente en fonction de la valeur absolue de la tension d'entrée, on place le réseau diodes résistances en parallèle avec la résistance d'entrée  $R_e$ . Ceci correspond à une résistance non linéaire  $R'_e$  à l'entrée d'un amplificateur inverseur, comme le montre schématiquement la figure 4.45. Cette résistance non linéaire  $R'_e$  (c'est-à-dire

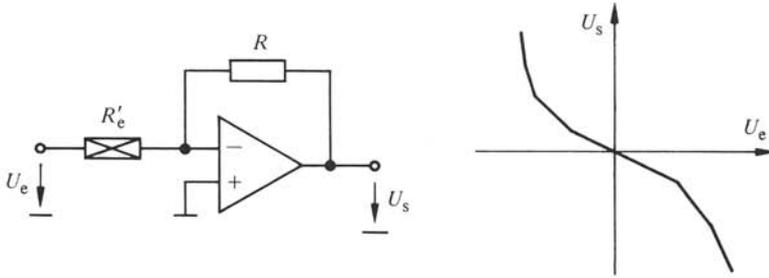


Fig. 4.45 Représentation schématique d'un générateur de fonctions non linéaires avec une résistance non linéaire à l'entrée.

les points de coupure) dépend maintenant de la tension d'entrée  $U_e$ . On obtient

$$\Delta U_s = - \frac{R}{R'_e} \Delta U_e \quad (4.155)$$

Pour réaliser une caractéristique non linéaire quelconque, on doit combiner les montages des figures 4.44 et 4.45. La figure 4.46, représente de manière simplifiée, à l'aide de résistances non linéaires, une possibilité de réaliser une caractéristique non linéaire, dont la pente augmente et diminue en fonction de la valeur absolue de la tension d'entrée.

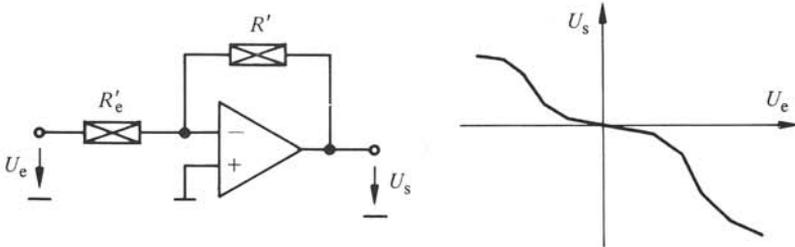


Fig. 4.46 Représentation schématique d'un générateur de fonctions non linéaires avec des résistances non linéaires à l'entrée et dans la contre-réaction.

Lorsque la courbe non linéaire présente des extrêmes, il est indispensable de décomposer la courbe donnée en deux courbes distinctes, d'allure semblable à celle de la courbe de la figure 4.46. Le principe de cette méthode est représenté à la figure 4.47, à l'aide d'un exemple concret. Les deux tensions  $U_{s1}$  et  $U_{s2}$ , représentant chacune une relation non linéaire par rapport à la tension d'entrée  $U_e$ , sont soustraites à l'aide d'un troisième amplificateur opérationnel dont on utilise les entrées (-) et (+). Pour réaliser la caractéristique  $U_{s2} = f(U_e)$  où la tension  $U_{s2}$  reste à zéro pour une gamme assez large de la tension d'entrée  $U_e$ , il faut que la résistance d'entrée fixe (donc non connectée à une diode) soit  $R_e = \infty$ .

#### 4.6.8 Dispositif de formation de la valeur absolue

Dans certains cas, on doit générer une fonction non linéaire qui ne dépend que de la valeur absolue de la tension d'entrée. C'est un cas particulier où la fonction non

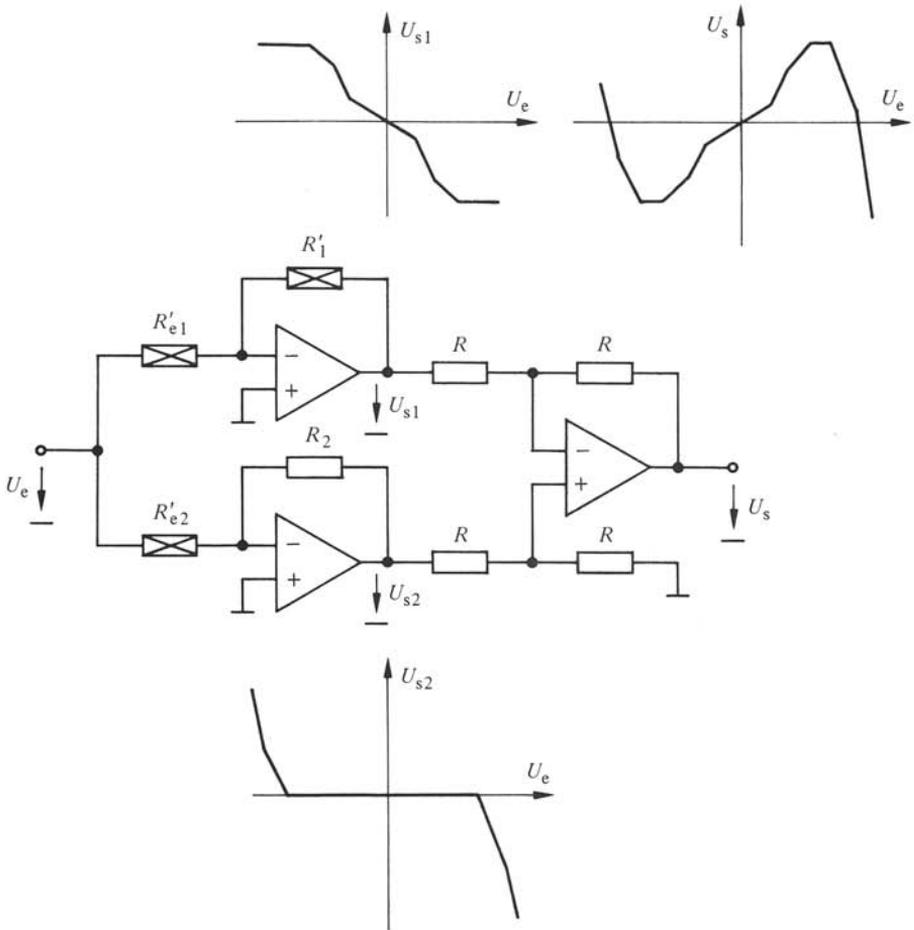


Fig. 4.47 Représentation schématique d'un générateur de fonctions non linéaires pour la réalisation de fonctions présentant des extrêmes.

linéaire présente un extrême (minimum ou maximum) à  $U_e = 0$ . Dans ces cas, il est judicieux de former d'abord la valeur absolue de la tension d'entrée et de générer ensuite la fonction non linéaire pour une seule polarité de la tension.

La figure 4.48 montre un montage qui permet d'obtenir à la sortie une tension  $U_s$ , égale à la valeur absolue de la tension d'entrée  $U_e$ . L'amplificateur opérationnel  $A_1$  possède deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  dans la contre-réaction. L'amplificateur opérationnel  $A_2$  présente un montage sommateur avec une pondération différente des tensions  $U_e$  et  $U'_e$ . On a

$$U_s = -(U_e + 2 U'_e) \quad (4.156)$$

Lorsque la tension d'entrée  $U_e$  est positive, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel  $A_1$  est négative et en valeur absolue égale à la tension d'entrée  $U_e$  augmentée par la tension directe de la diode  $D_1$  qui conduit dans ce domaine de fonction-

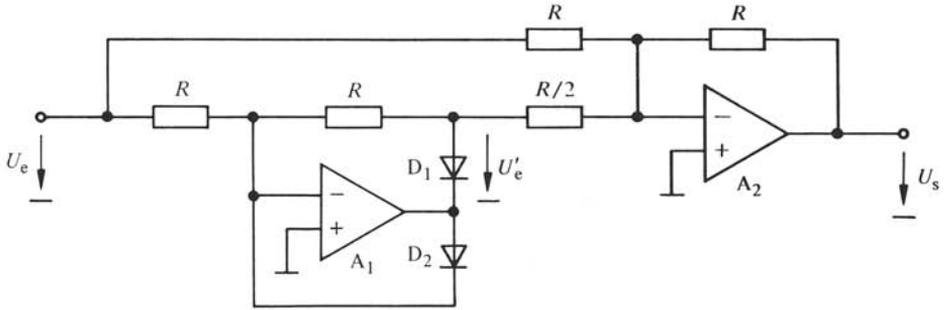


Fig. 4.48 Dispositif de formation de la valeur absolue.

nement. La tension  $U'_e$  est donc égale à  $-U_e$  et, par conséquent, on obtient pour la tension de sortie, selon l'équation (4.156),  $U_s = U_e$ .

Si, par contre, la tension d'entrée  $U_e$  est négative, la diode  $D_2$  conduit et maintient la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel à une valeur légèrement positive, correspondant à la tension directe de la diode  $D_2$ . Par conséquent, la diode  $D_1$  est bloquée. Étant donné que l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel  $A_1$  se trouve au potentiel du point zéro commun, la tension  $U'_e$  est nulle. Selon (4.156), on tire  $U_s = -U_e$ . La tension d'entrée étant négative, dans ce domaine de fonctionnement, on obtient une valeur positive pour la tension de sortie  $U_s$ .

Ce montage fournit donc bien une tension de sortie  $U_s$  égale à la valeur absolue de la tension d'entrée  $U_e$ .

#### 4.6.9 Dispositifs de formation de valeur maximale ou minimale

Un genre spécial de dispositifs non linéaires est constitué par les dispositifs de formation de valeur maximale ou minimale. Ils sont caractérisés par deux ou plusieurs entrées et une sortie, et permettent la sélection de la tension la plus grande (ou la tension la plus petite) apparaissant aux entrées.

La figure 4.49 donne le montage d'un dispositif de formation de valeur maximale avec deux entrées. Ce dispositif présente aux entrées deux diodes  $D_1$  et  $D_2$ , qui sont reliées par leur cathode à une résistance branchée à son tour à la tension auxiliaire négative  $-U_a$ . La diode  $D_c$ , reliée par une autre résistance à la tension auxiliaire positive  $+U_a$ , sert à compenser la tension directe des diodes placées aux entrées.

Pour  $U_{e1} > U_{e2}$ , la diode  $D_1$  est conductrice, tandis que la diode  $D_2$  est bloquée. Un courant circule de  $U_{e1}$ , à travers la diode  $D_1$  et la résistance, vers la source de tension auxiliaire  $-U_a$ , en imposant la tension  $U_{e1}$  moins la tension directe de la diode  $D_1$  au point commun de connexion des cathodes. À l'anode de la diode  $D_c$ , qui est toujours conductrice, on obtient une tension  $U'_s$  égale à la tension  $U_{e1}$ . La tension de sortie est donc  $U_s = U_{e1}$ . Si, par contre,  $U_{e2} > U_{e1}$ , c'est la diode  $D_2$  qui est conductrice et l'on a  $U_s = U_{e2}$ . À la sortie apparaît donc la tension d'entrée la plus grande.

Ces relations peuvent être généralisées pour plusieurs tensions d'entrée. Chacune d'elles doit être reliée à une diode, dont les cathodes doivent être reliées ensemble.

Le montage d'un dispositif de formation de valeur minimale se différencie du

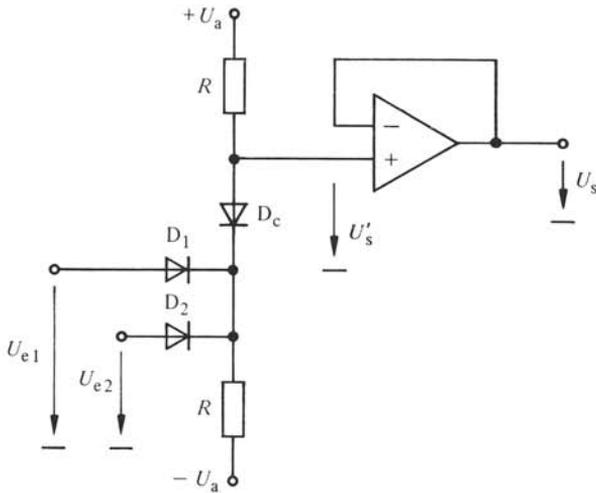


Fig. 4.49 Dispositif de formation de valeur maximale.

montage précédent par le fait que le sens de conduction des diodes est inversé (voir fig. 4.50).

Si  $U_{e1} < U_{e2}$ , on remarque un courant circulant de  $+U_a$  à travers la résistance et la diode  $D_1$ . La diode  $D_1$  est conductrice et la diode  $D_2$  bloquée. C'est maintenant la tension d'entrée la plus petite qui apparaît à la sortie.

Ces relations peuvent aussi être généralisées pour plusieurs tensions d'entrée. Dans ce cas, il faut prévoir une diode pour chaque entrée et toutes les diodes sont à connecter ensemble par leurs anodes.

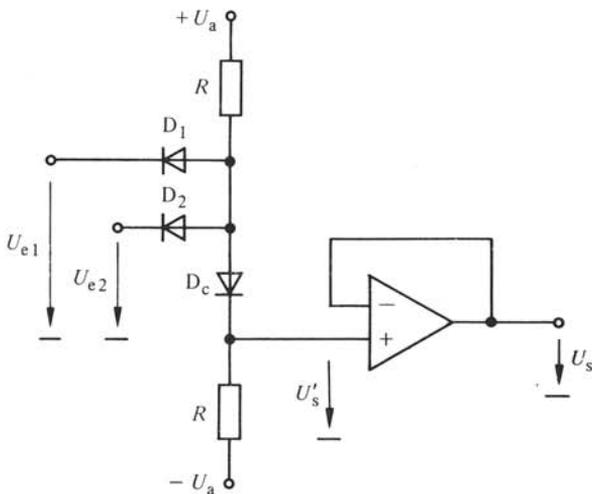


Fig. 4.50 Dispositif de formation de valeur minimale.

Ces dispositifs sont conçus selon le même principe que les portes à diodes formant des portes OU et des portes ET. Cependant, dans le cas présent, ces dispositifs ne traitent pas des signaux logiques, mais des signaux analogiques.

## 4.7 RÉGULATEURS À ACTION À DEUX OU TROIS POSITIONS

### 4.7.1 Généralités

Les régulateurs et dispositifs annexes étudiés jusqu'à présent sont caractérisés par le fait que les signaux d'entrée et de sortie sont des signaux analogiques, variant de manière continue entre les limites données par la saturation ou par la limitation imposée par les limiteurs.

Lorsque le système à régler exige une action tout ou rien à son entrée, on doit avoir recours à des régulateurs à action à deux ou trois positions. Ce sont en principe des dispositifs hybrides, car à l'entrée est appliqué un signal analogique sous forme de tension continue, tandis que le signal de sortie est de type digital. Ce signal est formé d'un ou deux signaux binaires, selon que le régulateur est respectivement à deux ou trois positions.

Le régulateur à action à deux positions permet d'enclencher et de déclencher un dispositif, comme on en a besoin, par exemple, pour un réglage de chauffage (brûleur enclenché ou déclenché) ou pour commander un variateur de courant continu (contacteur statique enclenché ou déclenché).

Le régulateur à action à trois positions permet d'enclencher un dispositif selon deux modes différents, par exemple marche avant ou arrière d'un servomoteur à vitesse constante. En plus, il existe une position où ce dispositif est déclenché.

Par la suite, on décrira le principe de réalisation de ces régulateurs hybrides.

### 4.7.2 Régulateur à action à deux positions

Le principe d'un régulateur à action à deux positions est représenté schématiquement à la figure 4.51. La différence entre la valeur de consigne  $x_c$  et la valeur réelle  $x_r$ , c'est-à-dire l'écart de réglage  $x_e$ , est appliquée à l'entrée d'une bascule de Schmitt qui fournit le signal logique de sortie  $s$ . En augmentant  $x_e$ , le signal de sortie est  $s = 1$  pour  $x_e \geq x_{ea}$  (voir la caractéristique indiquée à la figure 4.51). En diminuant  $x_e$ , le signal de sortie passe à  $s = 0$  pour  $x_e \leq x_{eb}$ . Les points de basculement  $x_{ea}$  et  $x_{eb}$  doivent être symétriques par rapport à l'origine de  $x_e$ . La différence  $x_{ea} - x_{eb}$  est appelé *hystérèse*  $x_{eh}$ .

Dans une boucle de réglage qui contient un régulateur à action à deux positions, le fonctionnement ne peut être que quasi stationnaire. Autrement dit, le système à

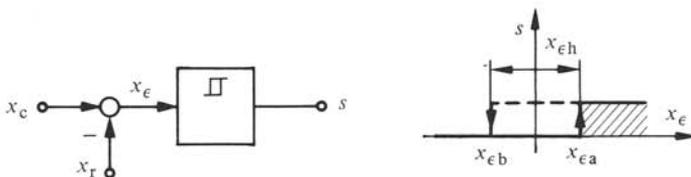


Fig. 4.51 Représentation schématique d'un régulateur à action à deux positions.

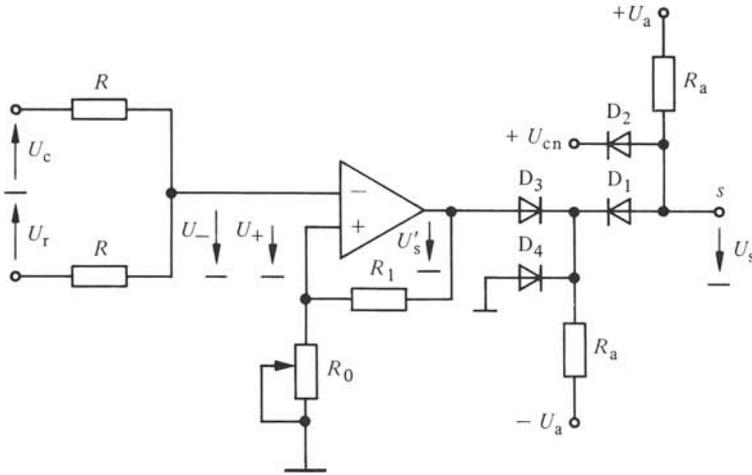


Fig. 4.52 Réalisation d'un régulateur à action à deux positions à l'aide d'un amplificateur opérationnel.

régler est enclenché et déclenché à des intervalles réguliers. La fréquence de cette commutation dépend, d'une part, du comportement dynamique du système à régler et, d'autre part, de l'hystérèse du régulateur à action à deux positions. Il est nécessaire que l'hystérèse soit ajustable.

La figure 4.52 représente une réalisation d'un régulateur à action à deux positions à l'aide d'un amplificateur opérationnel. Ce dernier possède une *réaction positive* (résistances  $R_1$  et  $R_0$ ) provoquant un basculement rapide de la tension de sortie  $U'_s$ . Les diodes  $D_1$  à  $D_4$  constituent un montage en cascade de dispositifs de formation de valeur maximale et minimale et limitent  $U_s$  à  $U_{cn}$  (tension de commutation nominale des modules logiques, en général 5 V), par la diode  $D_2$ , et à 0, par la diode  $D_4$ , en formant ainsi le signal logique  $s$ .

En définissant la tension entre l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel et le point zéro commun par  $U_+$ , et la tension entre l'entrée (-) et le point zéro commun par  $U_-$ , on a les relations

$$U_+ - U_- > 0 : U'_s = U_{sat} \quad (4.157)$$

$$U_+ - U_- < 0 : U'_s = -U_{sat} \quad (4.158)$$

où  $U_{sat}$  est la tension de saturation à la sortie de l'amplificateur opérationnel. Pour les tensions  $U_+$  et  $U_-$ , on déduit de la figure 4.52 les relations

$$U_+ = \frac{R_0}{R_0 + R_1} U'_s \quad (4.159)$$

$$U_- = \frac{U_r - U_c}{2} = -\frac{U_c}{2} \quad (4.160)$$

Il faut remarquer que la tension de consigne  $U_c$  est appliquée avec la polarité négative, tandis que la tension réelle  $U_r$  est positive, contrairement à l'usage en vigueur pour les amplificateurs de réglage traités aux sections précédentes. Les deux résistances  $R$  for-

ment un diviseur de tension pour  $U_c$  et  $U_r$ . Pour cette raison, le facteur  $1/2$  apparaît dans l'équation (4.160).

On peut déterminer les *seuils de basculement* en posant  $U_+ - U_- = 0$ . On suppose d'abord  $U'_s = -U_{sat}$ , correspondant à  $U_s = 0$  et  $s = 0$ . On tire des équations (4.159) et (4.160)

$$U_+ - U_- = -\frac{R_0}{R_0 + R_1} U_{sat} + \frac{U_\epsilon}{2} = 0 \quad (4.161)$$

d'où découle le seuil de basculement supérieur

$$U_{\epsilon a} = 2 \frac{R_0}{R_0 + R_1} U_{sat} \quad (4.162)$$

Si l'on a, par contre,  $U'_s = U_{sat}$ , correspondant à  $U_s = U_{cn}$  et  $s = 1$ , on tire

$$U_+ - U_- = \frac{R_0}{R_0 + R_1} U_{sat} + \frac{U_\epsilon}{2} = 0 \quad (4.163)$$

d'où résulte le seuil de basculement inférieur

$$U_{\epsilon b} = -2 \frac{R_0}{R_0 + R_1} U_{sat} \quad (4.164)$$

L'hystérèse est donnée par

$$U_{\epsilon h} = U_{\epsilon a} - U_{\epsilon b} = 4 \frac{R_0}{R_0 + R_1} U_{sat} \quad (4.165)$$

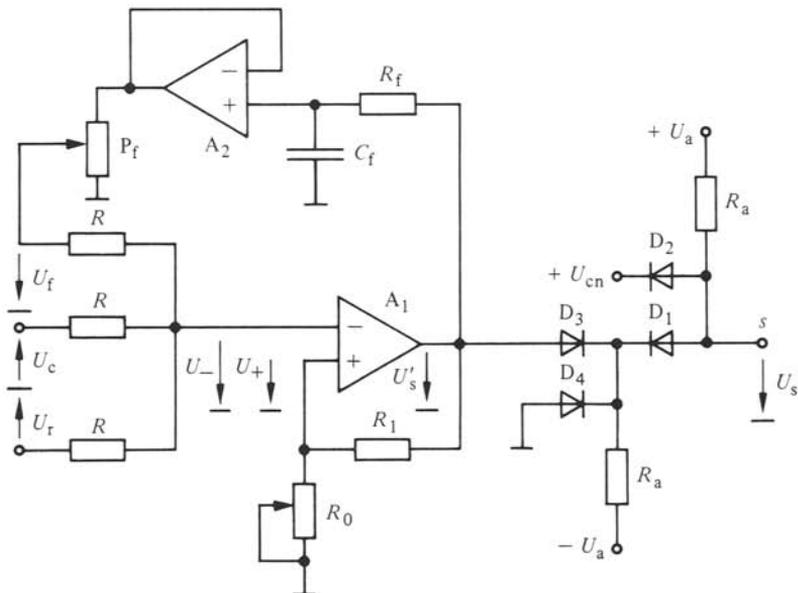


Fig. 4.53 Régulateur à action à deux positions avec contre-réaction.

L'hystérèse est donc ajustable, dans une large gamme, à l'aide de la résistance  $R_0$  qui est réalisée par un potentiomètre dont une partie est court-circuitée. Les seuils de basculement  $U_{\epsilon a}$  et  $U_{\epsilon b}$  se déplacent symétriquement par rapport à  $U_{\epsilon} = 0$ .

#### 4.7.3 Régulateur à action à deux positions avec contre-réaction

Comme on l'a déjà indiqué, l'enclenchement et le déclenchement d'un régulateur à action à deux positions dépend du comportement dynamique du système à régler, ainsi que de l'hystérèse du régulateur. En particulier, dans les cas où le système à régler présente des grands retards (constantes de temps élevées), le comportement du circuit de réglage peut devenir peu satisfaisant. Dans ces circonstances, il est judicieux de munir d'une contre-réaction le régulateur à action à deux positions (circuit RC). Ainsi, il est possible d'améliorer notablement le comportement des circuits de réglage. Les durées d'enclenchement et de déclenchement dépendent maintenant essentiellement des coefficients de la contre-réaction inhérents au régulateur.

Un montage avec un simple circuit RC de contre-réaction est représenté à la figure 4.53 et son fonctionnement découle de la figure 4.54. La contre-réaction est constituée par un circuit RC comprenant la résistance  $R_f$ , le condensateur  $C_f$ , l'amplificateur opérationnel  $A_2$  et le potentiomètre  $P_f$ .

Trois résistances  $R$  lient l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel principal  $A_1$  aux tensions  $-U_c$ ,  $U_r$  et  $U_f$ . La tension  $U_-$  est maintenant égale à

$$U_- = \frac{U_r - U_c + U_f}{3} = - \frac{U_{\epsilon} - U_f}{3} \quad (4.166)$$

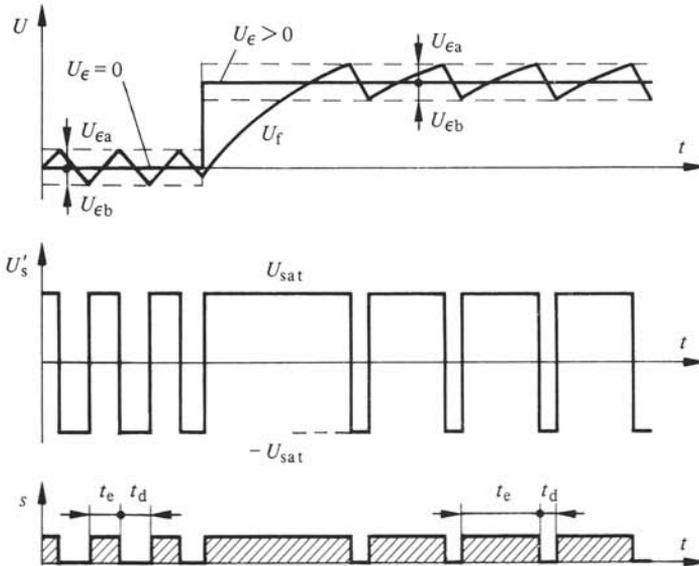


Fig. 4.54 Fonctionnement du montage de la figure 4.53.

La tension de contre-réaction  $U_f$  varie exponentiellement en fonction du temps, et provoque un basculement continu du régulateur à actions à deux positions dès que  $U_-$  a atteint la valeur  $U_+$  selon la relation (4.159) où il faut poser  $U'_s$  égale à  $+U_{\text{sat}}$  ou  $-U_{\text{sat}}$  selon l'état de commutation. Pour  $U_e = 0$ , la tension  $U_f$  varie entre  $U_{e_a}$  et  $U_{e_b}$ . Les durées d'enclenchement et de déclenchement  $t_e$  et  $t_d$  du signal de sortie  $s$  sont égaux (voir fig. 4.54). Lorsque  $U_e$  passe à une valeur positive, on constate d'abord un enclenchement prolongé. Ensuite,  $U_f$  varie autour de  $U_e > 0$  selon les seuils de basculement  $U_{e_a}$  et  $U_{e_b}$ . La durée d'enclenchement  $t_e$  est maintenant supérieure à la durée de déclenchement  $t_d$ . Le contraire se produit ( $t_e < t_d$ ) lorsque  $U_e < 0$ .

Le régulateur à action à deux positions possède, grâce à la contre-réaction, des propriétés similaires à celles d'un régulateur PD (proportionnel-dérivateur). À l'aide d'un double circuit RC dans la contre-réaction, il est possible d'obtenir un comportement similaire à celui d'un régulateur PID. Dans ce cas, le double circuit RC de contre-réaction correspond à celui d'un régulateur PID normal (voir sect. 4.3).

#### 4.7.4 Régulateur à action à trois positions

Le schéma de principe d'un régulateur à action à trois positions est représenté à la figure 4.55. L'organe à action à trois positions est composé de deux bascules de Schmitt, qui réagissent selon l'écart de réglage  $x_e = x_c - x_r$ . Le signal logique de sortie  $s_2$  est fourni par une sortie inversée.

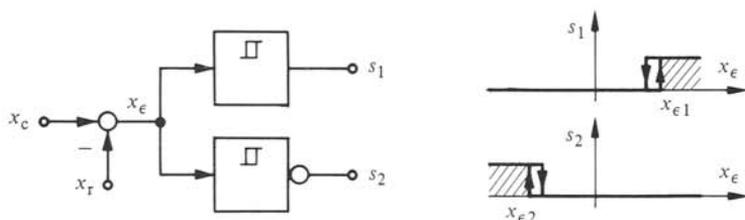


Fig. 4.55 Représentation schématique d'un régulateur à action à trois positions.

Un circuit de réglage contenant un organe à trois positions possède normalement un point de fonctionnement stable, pour lequel on a  $s_1 = s_2 = 0$ . Afin de ne pas compromettre la stabilité du système, il est indispensable que l'hystérèse des bascules de Schmitt soit aussi petite que possible. Les points de basculement  $x_{e1}$  et  $x_{e2}$  pour les signaux  $s_1$  et  $s_2$  doivent être ajustables et symétriques par rapport à l'origine de  $x_e$ .

Une réalisation d'un régulateur à trois positions, à l'aide d'amplificateurs opérationnels, est représentée à la figure 4.56. Un premier amplificateur opérationnel  $A_0$  effectue la comparaison des valeurs de consigne et réelle (voir § 4.1.3). À la sortie apparaît la tension  $K(U_c - U_r) = KU_e$ . Le facteur  $K$  peut être ajusté à l'aide du potentiomètre P.

Les deux autres amplificateurs opérationnels  $A_1$  et  $A_2$  associés à leur montage extérieur forment chacun un organe à action à deux positions, similaire à celui du montage de la figure 4.52. Il existe une différence en ce qui concerne le montage d'entrée. À l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel  $A_1$  (correspondant au signal de sortie  $s_1$ ), on applique une tension positive et constante. Sa valeur est déterminée par

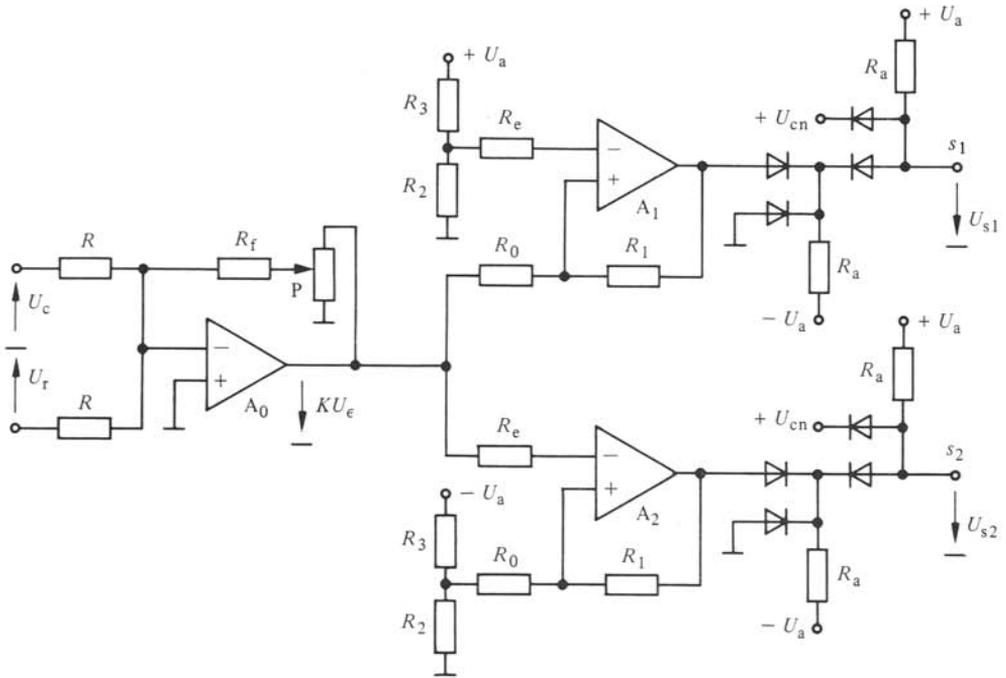


Fig. 4.56 Réalisation d'un régulateur à action à trois positions à l'aide d'amplificateurs opérationnels.

les résistances  $R_2$  et  $R_3$ . A l'entrée (+) est connectée la résistance  $R_1$  (réaction positive) et la résistance  $R_0$ . L'hystérèse est de nouveau donnée par les résistances  $R_0$  et  $R_1$  [voir équation (4.165)]. Afin de maintenir l'hystérèse la plus petite possible, il faut que  $R_1 \gg R_0$ . Pour une première étude, on peut considérer  $R_1 \rightarrow \infty$ . Dans ce cas, seule la tension  $KU_\epsilon$  apparaît à l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel  $A_1$ . Pour que la tension de sortie de cet amplificateur opérationnel soit positive (signal logique  $s_1 = 1$ ) il faut que la tension  $KU_\epsilon$  soit plus élevée que la tension à l'entrée (-). Cette dernière est déterminante pour le seuil de basculement. On obtient avec

$$KU_\epsilon = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_a \quad (4.167)$$

le seuil de basculement

$$U_{\epsilon 1} = \frac{1}{K} \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_a \quad (4.168)$$

A l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel  $A_2$ , on applique la tension  $KU_\epsilon$ , tandis qu'à l'entrée (+) apparaît une tension de valeur négative et constante, déterminée par le diviseur de tension formé par les résistances  $R_2$  et  $R_3$ . La tension de sortie de cet amplificateur opérationnel est positive (signal logique  $s_2 = 1$ ) si la tension à l'entrée (+) est plus élevée que celle de l'entrée (-). Les conditions suivantes imposent

le seuil de basculement

$$K U_{\epsilon} = - \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_a \quad (4.169)$$

d'où l'on tire

$$U_{\epsilon 2} = - \frac{1}{K} \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_a \quad (4.170)$$

Etant donné que  $U_a$ ,  $R_2$  et  $R_3$  sont constantes, on remarque que les seuils de basculement  $U_{\epsilon 1}$  et  $U_{\epsilon 2}$  des signaux logiques  $s_1$  et  $s_2$  peuvent être ajustés par le facteur  $K$ , c'est-à-dire par le potentiomètre  $P$ . Les seuils de basculement sont symétriques par rapport à  $U_{\epsilon} = 0$ .

Il est aussi possible de munir l'organe à action à trois positions d'une contre-réaction similaire à celle de la figure 4.53. Il est ainsi possible de donner à ce régulateur à action à trois positions un comportement similaire à celui d'un régulateur PD ou PID.

## ORGANES DE COMMANDE

## 5.1 INTRODUCTION

Les *organes de commande*, appelés souvent *organes de réglage*, ont un rôle d'interface entre les régulateurs et le système à régler. Comme organes de sortie, ils ont essentiellement la tâche d'amplification en puissance, de sorte que les signaux de sortie des régulateurs à faible puissance, correspondant à la tension de commande à l'entrée des organes de commande, puissent intervenir sur le système à régler. Le plus souvent, la sortie des organes de commande est sous forme de tension ou de courant continu.

Selon la puissance de sortie des organes de commande, il existe différentes solutions pour la réalisation de ces organes. Pour des puissances allant jusqu'à quelques 100 W, on fait appel à des *amplificateurs à transistors*. Ils réalisent l'amplification de manière continue. Leurs montages principaux seront décrits à la section 5.2.

Pour des puissances de sortie situées entre 100 W et 10 à 20 kW environ, il est possible d'utiliser des transistors de commutation dans des *variateurs de courant continu* fonctionnant en commutation à pulsation. Ces montages, qui seront présentés à la section 5.3, donnent une variante très intéressante au variateur de courant continu à commutation forcée (voir chap. XV.12). Ces derniers sont utilisés lorsque la puissance demandée est plus élevée et lorsque le réseau d'alimentation est un réseau continu. Les méthodes de contrôle de ces variateurs de courant continu à pulsation seront décrites à la section 5.5.

Cependant, l'organe de commande le plus utilisé dans le domaine de l'électronique industrielle est le convertisseur de courant, dont les montages et leurs fonctionnements sont présentés aux chapitres XV.5 à XV.7. A la section 5.4, on décrira les *dispositifs de commande de gâchettes*, qui permettent le contrôle de ces convertisseurs de courant.

Bien que le convertisseur de courant soit l'organe de commande par excellence, il est souvent utile, pour l'analyse de son comportement dans des circuits de réglage, de décomposer le convertisseur de courant muni de sa commande de gâchettes en deux parties. La première partie, correspondant au fonctionnement idéal, forme l'organe de commande proprement dit (au sens de la théorie du réglage), tandis que la deuxième partie, qui tient compte de la chute de tension inductive, est à combiner avec le système à régler. Le schéma équivalent d'un convertisseur de courant sera déduit à la section 8.2.

En général, les organes de commande font partie intégrante des circuits de réglage. Leur comportement statique et dynamique influence considérablement la stabilité du circuit de réglage. On déterminera, par conséquent, dans les sections suivantes, la fonction de transfert des différents types d'organes de commande.

## 5.2 AMPLIFICATEURS À TRANSISTORS

### 5.2.1 Généralités

Lorsqu'il s'agit de fournir à la sortie de l'organe de commande une puissance allant de 1 W à quelques 100 W, on utilise des amplificateurs à transistors. Une puissance de cet ordre de grandeur est nécessaire, par exemple, pour exciter la bobine d'une valve électromagnétique placée à l'entrée d'un amplificateur hydraulique ou pneumatique (par exemple pour un réglage de turbine). Une autre application peut consister à alimenter des petits servomoteurs de faible puissance.

On décrira différentes possibilités. Si le courant dans la charge ne doit être que positif, on peut monter la charge en série avec le collecteur ou avec l'émetteur du transistor. Si, par contre, le courant doit changer de signe, il faut alors utiliser des montages push-pull.

Selon la puissance requise à la sortie, il peut être nécessaire de prévoir un ou plusieurs étages préamplificateurs, ou d'utiliser des amplificateurs opérationnels de puissance, afin d'alimenter le transistor présenté dans les montages suivants.

### 5.2.2 Charge en série avec le collecteur

La figure 5.1 présente un montage simple, qui peut être utilisé lorsque le courant de sortie ne change pas de signe. La charge ohmique et inductive  $R, L$  est reliée en série avec le collecteur d'un transistor de puissance T. Une résistance d'émetteur  $R_E$  sert à la linéarisation de la caractéristique. La résistance  $R_B$  limite le courant de base en cas de saturation du transistor. Dans ce montage, le transistor T fonctionne pratiquement comme source de courant. Il est indispensable que la tension d'alimentation  $U_a$  soit beaucoup plus élevée que la valeur maximale de la *tension de commande*  $U_{cm}$ .

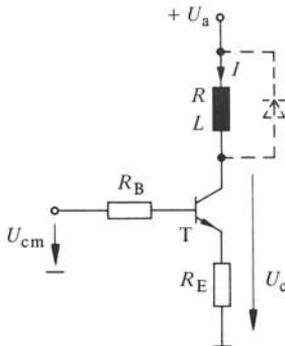


Fig. 5.1 Amplificateur à transistor, charge en série avec le collecteur.

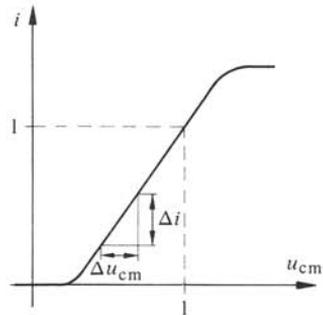


Fig. 5.2 Caractéristique statique du montage de la figure 5.1

La caractéristique statique entre le courant de charge  $I$  et la tension de commande  $U_{cm}$  présente une certaine non-linéarité. Elle est limitée par la saturation du transistor. Cette caractéristique peut être relevée expérimentalement ou calculée à l'aide des caractéristiques du transistor. Il est judicieux de référer le courant  $I$  à sa valeur nominale  $I_n$  et la tension de commande  $U_{cm}$  à sa valeur nominale  $U_{cmn}$  ( $I_n$  et  $U_{cmn}$  doivent correspondre au même point de fonctionnement). Ainsi, il est possible de représenter la caractéristique statique de l'organe de commande en grandeurs relatives (voir fig. 5.2).

Pour de petites variations, on peut linéariser la caractéristique. Le facteur de transfert est donné par

$$K_{cm} = \frac{\Delta i}{\Delta u_{cm}} \quad (5.1)$$

Pour le comportement dynamique, il faut tenir compte de l'inductance  $L$  de la charge et de la résistance résultante dans le circuit parcouru par le courant  $I$ . Celle-ci se compose de la résistance  $R$  de la charge et de la résistance interne  $R_i$  de la source de courant. Cette résistance est donnée par

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_c}{\Delta I} \right|_{u_{cm} = \text{const}} \quad (5.2)$$

où  $\Delta U_c$  est la variation de la tension entre le collecteur et le point zéro (voir fig. 5.1) pour une variation  $\Delta I$  du courant dans la charge. Ce dernier est égal au courant de collecteur lorsque le transistor conduit.

La résistance interne  $R_i$  ne dépend pas seulement des caractéristiques du transistor, mais aussi de la valeur des résistances  $R_B$  et  $R_E$ .

Ainsi, la fonction de transfert de l'organe de commande est donnée par

$$G_{cm}(s) = \frac{K_{cm}}{1 + s T_{cm}} \quad (5.3)$$

avec la constante de temps

$$T_{cm} = \frac{L}{R + R_i} \quad (5.4)$$

Etant donné qu'en général  $R_i \gg R$ , on constate que la constante de temps  $T_{cm}$  est très inférieure à la constante de temps  $L/R$  de la charge. Par conséquent, la constante de temps introduite par l'organe de réglage est faible.

Lorsque la tension de commande  $U_{cm}$  varie très rapidement, le courant  $I$  dans la charge est également soumis à des variations rapides. Ce phénomène fait apparaître de fortes surtensions aux bornes de l'inductance  $L$ . Ces surtensions chargent aussi le transistor et peuvent entraîner sa destruction.

Pour éviter cet inconvénient, il s'avère souvent nécessaire de connecter une diode en *antiparallèle* avec la charge inductive, comme indiqué en pointillé à la figure 5.1. Cette diode entraîne un ralentissement du phénomène transitoire lors de grandes variations.

### 5.2.3 Charge en série avec l'émetteur

Un autre montage, utilisable dans le cas d'un courant de sortie uniquement positif, est représenté à la figure 5.3. Ici, la charge est reliée en série avec l'émetteur. Il s'agit donc d'un montage émetteur suiveur. Par conséquent, le transistor  $T$  fonctionne pratiquement comme source de tension. La tension d'alimentation  $U_a$  doit être légèrement supérieure à la valeur maximale de la tension de commande  $U_{cm}$ .

La résistance  $R_o$  permet, en relation avec la résistance  $R_B$ , de compenser le seuil que présente la caractéristique liant le courant de collecteur et la tension base émetteur.

Ainsi, la caractéristique statique est très linéaire (à part l'effet de la saturation);

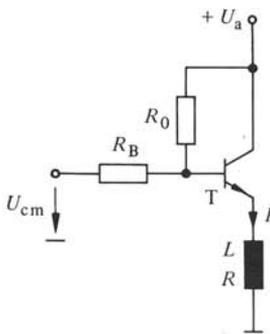


Fig. 5.3 Amplificateur à transistor, charge en série avec l'émetteur.

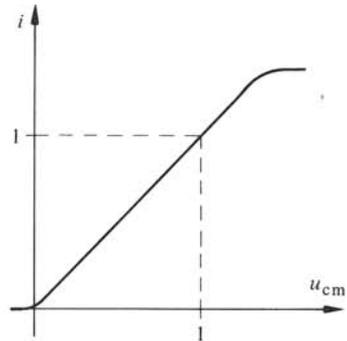


Fig. 5.4 Caractéristique statique du montage de la figure 5.3.

en plus, il existe proportionnalité. Cette caractéristique est représentée, de nouveau exprimée en grandeurs relatives, à la figure 5.4.

Le facteur de transfert est pratiquement égal à

$$K_{cm} = 1 \quad (5.5)$$

A cause du montage émetteur suiveur, la tension aux bornes de la charge ohmique et inductive est toujours très proche de la tension de commande  $U_{cm}$ . Par conséquent, la résistance interne du transistor n'intervient pas dans les phénomènes transitoires. La constante de temps à introduire dans la fonction de transfert (5.3) est donc donnée par

$$T_{cm} = \frac{L}{R} \quad (5.6)$$

Dans ce cas, la constante de temps  $T_{cm}$  de l'organe de commande est égale à celle de la charge, et l'on n'obtient pas de réduction, contrairement au montage de la figure 5.1.

Pour des variations rapides de la tension de commande  $U_{cm}$ , aucune surtension ne peut apparaître aux bornes de la charge et par conséquent sur le transistor. Des mesures de protection pour ce dernier ne sont pas nécessaires.

#### 5.2.4 Montage push-pull

Lorsque le courant de sortie doit prendre des valeurs positives et négatives, on doit faire appel au *montage push-pull* représenté par la figure 5.5. Il s'agit d'un montage série d'un transistor  $T_1$  avec un transistor complémentaire  $T_2$ . Les résistances d'émetteur  $R_E$ , de faible valeur, sont des résistances de protection, ayant pour but d'éviter un éventuel emballement thermique. La charge est connectée entre le point milieu formé par les deux résistances  $R_E$  et le point zéro commun. Les bases des transistors sont reliées par l'intermédiaire des diodes  $D_1$  et  $D_2$ . Elles sont alimentées par la tension de commande  $U_{cm}$  au travers de la résistance  $R_B$ . Les résistances  $R_0$  servent à la polarisation des diodes  $D_1$  et  $D_2$ . Ainsi, on obtient un passage pratiquement continu du courant de charge  $I$  autour de la valeur zéro. Pour satisfaire de très hautes exigences, on est parfois contraint de remplacer les résistances  $R_0$  par des sources de

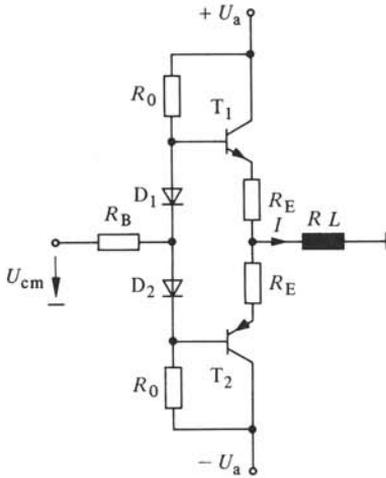


Fig. 5.5 Amplificateur à transistor, montage push-pull.

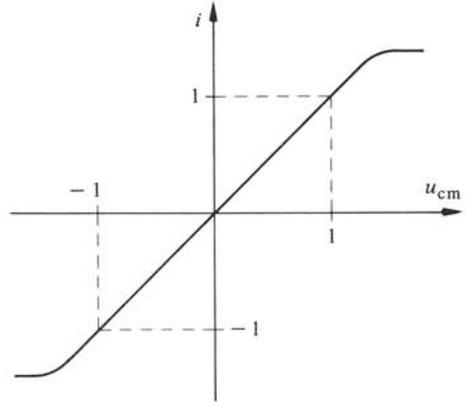


Fig. 5.6 Caractéristique statique du montage de la figure 5.5.

courant. Pour plus de détails concernant le fonctionnement du montage push-pull, voir section VIII.2.4.

La tension aux bornes de la charge peut être variée dans le domaine positif et négatif et ceci entre les limites données par les tensions d'alimentation  $+U_a$  et  $-U_a$ . La caractéristique entre courant de charge  $I$  et tension de commande  $U_{cm}$  est linéaire. Cette caractéristique statique, en grandeurs relatives, est indiquée à la figure 5.6.

Pour ce montage, le facteur de transfert  $K_{cm}$  et la constante de temps  $T_{cm}$  sont aussi donnés respectivement par les relations (5.5) et (5.6).

### 5.3 VARIATEURS DE COURANT CONTINU À TRANSISTORS DE COMMUTATION

#### 5.3.1 Généralités

Les montages étudiés à la section précédente sont caractérisés par une variation continue du courant de sortie. Par conséquent, il se produit des pertes importantes entre collecteur et émetteur du transistor. Ces pertes peuvent être fortement réduites si l'on applique le principe de la *commutation à pulsation*, où le transistor est soit complètement enclenché, soit complètement déclenché. Grâce au développement récent des transistors de commutation, il existe des éléments admettant une tension collecteur émetteur de 500 V à des courants de collecteurs dépassant 100 A. Ces éléments sont encore en constante évolution.

Le courant de charge est déterminé en premier lieu par les pertes se produisant dans le transistor, en particulier pendant l'enclenchement (transistor saturé) et pendant les phénomènes transitoires (pertes dues à la commutation). Le choix du transistor dépend des conditions de refroidissement et il est indispensable de faire un calcul thermique afin de contrôler que la température à l'intérieur du transistor ne dépasse pas la valeur maximale admissible. Les bases du calcul thermique sont indiquées à la section XV.3.3.

A l'aide de ces éléments, il est possible de construire des variateurs de courant continu à transistors de commutation. Pour des puissances de sortie nominales allant jusqu'à 10 à 20 kW (et dans un avenir proche jusqu'à 50 kW environ), on peut remplacer, avec ces dispositifs, les variateurs de courant à commutation forcée et réduire ainsi notablement les besoins de matériel.

Un autre avantage des variateurs de courant continu à transistors de commutation résulte de la possibilité d'augmenter la fréquence de pulsation jusqu'à environ 10 à 30 kHz, ce qui permet de réduire le retard de ce type d'organe de commande (voir sect. 5.5). Ainsi, on peut réaliser des réglages plus rapides, ce qui est très important pour l'alimentation de servomoteurs à courant continu de hautes performances dynamiques. Dans ces cas, il est même très souvent avantageux de remplacer des convertisseurs de courant par des variateurs de courant continu à transistors de commutation, en alimentant ces derniers par le réseau monophasé ou triphasé, par l'intermédiaire de redresseurs à diodes.

Dans les paragraphes suivants, on présentera deux montages différents pour le variateur de courant continu. Un premier montage ne permet de faire varier le courant continu que pour la polarité positive. Par contre, une deuxième disposition en montage en pont permet aussi l'inversion de la polarité du courant continu.

Les dispositifs pour le contrôle des variateurs de courant continu à transistors de commutation seront décrits à la section 5.5, car le même principe est aussi utilisé pour le contrôle des variateurs de courant continu à commutation forcée.

### 5.3.2 Montage de base

La figure 5.7 montre le montage de base d'un variateur de courant continu à transistor de commutation. Le transistor principal T (transistor npn), monté en série avec la charge (supposée dans le cas présent être un moteur à courant continu M) est alimenté par la tension d'entrée  $U_e$ . Cette dernière est constante et peut atteindre des valeurs de quelques 100 V. En antiparallèle à la charge est branchée une diode D. On remarque que la charge peut aussi être constituée, par exemple, par une bobine d'excitation. L'essentiel, pour assurer un bon fonctionnement, est la présence d'une certaine inductivité dans le circuit de la charge.

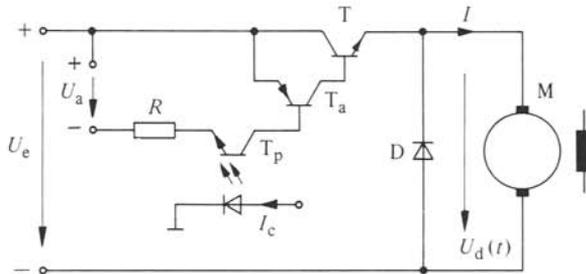


Fig. 5.7 Variateur de courant continu à transistors de commutation, montage de base.

La base du transistor principal T est reliée avec un transistor auxiliaire  $T_a$  de type pnp. Ces deux transistors forment un montage pseudo-Darlington (sect. VIII.2.4). La base du transistor auxiliaire  $T_a$  est à son tour connectée avec un photocoupleur  $T_p$ .

Une tension auxiliaire  $U_a$  alimente le transistor auxiliaire  $T_a$  et le photocoupleur  $T_p$  au travers de la résistance  $R$ , servant à limiter le courant. La tension auxiliaire peut être fournie par un organe d'alimentation simple, similaire au montage de la figure 2.2 (où une seule polarité est suffisante), qui permet une séparation galvanique. La tension  $U_a$  est en général située entre 5 et 15 V. Une stabilisation n'est pas nécessaire.

Le photocoupleur  $T_p$  est commandé par le courant  $I_c$ . Le circuit de commande est donc séparé galvaniquement grâce à ce photocoupleur. Un point du circuit de commande peut être connecté avec le point zéro commun des circuits de réglage et de commande. Cette séparation galvanique est très avantageuse car les circuits de réglage et de commande ne sont pas reliés galvaniquement avec les circuits de puissance.

### 5.3.3 Fonctionnement

Un signal de commande binaire  $c$  commute le courant de commande  $I_c$  par l'intermédiaire d'un amplificateur entre zéro et une certaine valeur positive. Cette dernière doit être choisie de sorte que, par l'intermédiaire du photocoupleur  $T_p$  et du transistor auxiliaire  $T_a$ , le transistor principal  $T$  soit saturé. Pour  $I_c = 0$ , par contre, le transistor principal  $T$  doit être complètement bloqué. Pour maintenir les pertes de commutation aussi faibles que possible, il est indispensable que les temps de commutation soient très courts. Dans ce but, on doit normalement prévoir des mesures particulières sur lesquelles on ne peut pas entrer ici en détail.

Lorsque le transistor principal  $T$  est saturé, la tension instantanée  $U_d(t)$  aux bornes de la charge est  $U_d(t) \cong U_e$ . La diode  $D$  est bloquée. Si, par contre, le transistor principal  $T$  est bloqué, la tension aux bornes de la charge est  $U_d(t) \cong 0$ . La diode  $D$  est maintenant conductrice et permet au courant de continuer à circuler dans la charge.

Si, par l'intermédiaire du signal de commande binaire  $c$ , le transistor principal  $T$  est enclenché et déclenché périodiquement, on obtient le fonctionnement à pulsation. L'allure en fonction du temps de  $I_c$  et  $U_d(t)$  est représentée à la figure 5.8 pour un signal de commande  $c$  donné.

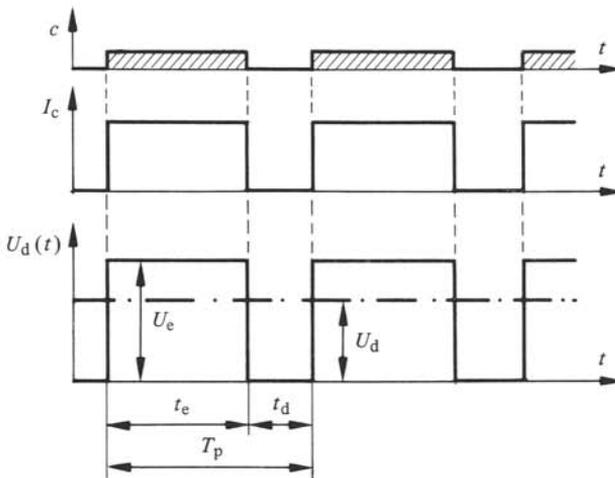


Fig. 5.8 Fonctionnement du montage de la figure 5.7.

Avec la *durée d'enclenchement*  $t_e$  et la *durée de déclenchement*  $t_d$ , on obtient pour la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge

$$U_d = \frac{t_e}{t_e + t_d} U_e \quad (5.7)$$

où  $t_e + t_d = T_p$  est la *période de pulsation*. Cette période de pulsation peut être constante ou variable, selon la manière de faire varier la tension continue (voir sect. XV.12.7).

Le comportement de ce montage correspond au fonctionnement idéalisé d'un variateur de courant continu à commutation forcée. Pour plus de détails, on se référera au chapitre XV.12. Dans le cas présent, on doit aussi prévoir un condensateur-tampon si la source de tension  $U_e$  possède une inductance interne non négligeable (voir sect. XV.12.5).

### 5.3.4 Montage en pont

Si le courant  $I$  dans la charge doit changer de polarité, il faut faire appel à un *montage en pont*. Celui-ci est représenté par la figure 5.9. Il est composé de deux branches, constituées chacune de deux transistors principaux  $T$  et  $T'$  et de deux diodes  $D$  et  $D'$  mises en antiparallèle avec les transistors principaux. La charge (de nouveau représentée par un moteur à courant continu  $M$ ) est reliée entre les deux points milieux des branches. Ce montage correspond à celui d'un onduleur monophasé à commutation forcée (voir chap. XV.14).

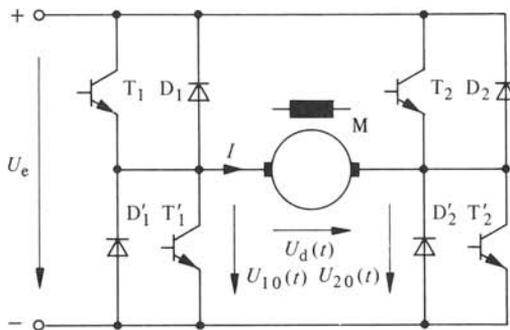


Fig. 5.9 Variateur de courant continu à transistors de commutation, montage en pont.

Dans la figure 5.9, les éléments de commande des transistors principaux ne sont pas représentés. Pour la commande des transistors supérieurs  $T_1$  et  $T_2$ , on a besoin, pour chacun d'eux, d'un transistor auxiliaire (du type pnp) et d'un photocoupleur, exactement comme dans le cas de la figure 5.7. L'alimentation de ces éléments se fait par une tension auxiliaire, commune pour les deux transistors supérieurs. L'organe d'alimentation possède un point commun avec la borne positive de la tension  $U_e$ .

Pour la commande des transistors inférieurs  $T'_1$  et  $T'_2$ , on doit utiliser des transistors auxiliaires du type npn. Le montage correspondant est indiqué à la figure 5.10. La tension auxiliaire  $U'_a$  est commune pour les deux transistors inférieurs. L'organe

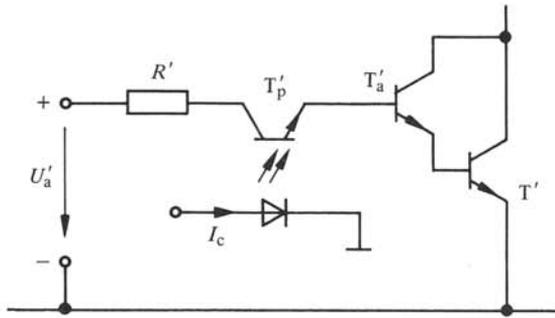


Fig. 5.10 Montage pour la commande des transistors inférieurs dans le montage de la figure 5.9.

d'alimentation pour la tension  $U'_a$  possède maintenant un point commun avec la borne négative de la tension  $U_e$  alimentant le montage en pont.

### 5.3.5 Fonctionnement

Un courant de charge  $I$  positif circule dans la première branche au travers du transistor  $T_1$ , si celui-ci est conducteur, ou au travers de la diode  $D'_1$ , si le transistor  $T_1$  est bloqué. Dans la deuxième branche, le même courant  $I$  positif circule au travers du transistor  $T'_2$ , si celui-ci est conducteur, ou au travers de la diode  $D_2$ , si le transistor  $T'_2$  est bloqué. Par contre, un courant de charge  $I$  négatif passe par le transistor  $T'_1$  ou la diode  $D_1$ , dans la première branche, et par le transistor  $T_2$  ou la diode  $D'_2$ , dans la deuxième branche.

Les transistors doivent être enclenchés et déclenchés périodiquement selon le principe du contrôle à pulsation. Dans ce but, les deux branches sont à commander en opposition, c'est-à-dire qu'on doit enclencher simultanément les transistors  $T_1$  et  $T'_2$ , ou les transistors  $T_2$  et  $T'_1$ .

L'allure des signaux logiques de commande  $c_1$ ,  $c'_2$ ,  $c_2$  et  $c'_1$  (commandant les transistors  $T_1$ ,  $T'_2$ ,  $T_2$  et  $T'_1$ ), ainsi que l'allure des tensions  $U_{10}(t)$ ,  $U_{20}(t)$  et  $U_d(t)$  sont représentées à la figure 5.11.

Le signal logique  $c_1 = 1$  provoque la conduction du transistor  $T_1$ , à condition que la tension entre collecteur et émetteur soit positive, tandis que le signal  $c_1 = 0$  le bloque. Il en est de même pour les signaux logiques  $c'_2$ ,  $c_2$  et  $c'_1$ , associés aux transistors  $T'_2$ ,  $T_2$  et  $T'_1$ . Les signaux logiques  $c_i$  et  $c'_i$  (avec  $i = 1, 2$ ) ne doivent jamais être en même temps égaux à 1, pour ne pas provoquer un court-circuit dans une branche. Entre l'état 1 de ces signaux, on doit intercaler un petit laps de temps  $t_f$  de quelques  $\mu s$ , où  $c_1 = c'_2$  et  $c_2 = c'_1$  doivent être égaux à 0, afin de garantir le blocage sûr des transistors qui ont conduit précédemment.

Pendant la durée d'enclenchement  $t_e$  (définie par l'intervalle où  $c_1 = c'_2 = 1$ ), la tension de branche  $U_{10}(t)$  est égale à  $U_e$ , tandis que  $U_{20}(t) = 0$ . Pendant la durée de déclenchement ( $c_1 = c'_2 = 0$ ), on a  $U_{10}(t) = 0$  et  $U_{20}(t) = U_e$ , à condition que le courant de charge  $I$  soit positif. Dans ce cas, les transistors  $T_2$  et  $T'_1$  ne conduisent pas (bien que  $c_2 = c'_1 = 1$ ), car les diodes  $D_2$  et  $D'_1$  sont conductrices pendant cet intervalle et provoquent une tension légèrement négative entre collecteur et émetteur des transistors  $T_2$  et  $T'_1$ .

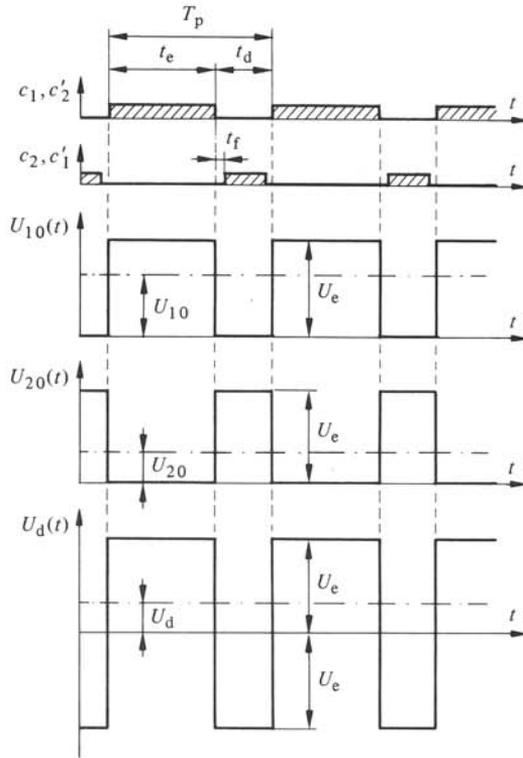


Fig. 5.11 Fonctionnement du montage de la figure 5.9.

Pour un courant de charge  $I$  négatif, les transistors  $T_2$  et  $T_1'$  sont conducteurs pour  $c_2 = c_1' = 1$ , tandis que les transistors  $T_1$  et  $T_2'$  ne conduisent pas. Dans ce cas, la tension  $U_{10}(t)$  est égale à  $U_e$  pendant la durée  $t_e + 2t_f$  et la tension  $U_{20}(t)$  est égale à  $U_e$  pendant la durée  $t_d - 2t_f$ . Normalement,  $t_f$  est très inférieur à  $t_e$  et  $t_d$ . L'influence de ce laps de temps  $t_f$  sur la valeur moyenne des tensions  $U_{10}$  et  $U_{20}$  peut être négligée.

La commande des transistors à l'aide des signaux logiques selon le procédé indiqué ci-dessus, et illustré par la figure 5.11, a l'avantage que le passage par zéro et le changement de polarité du courant de charge ne posent aucun problème. Si, par exemple, le courant passe avant de s'annuler au travers d'une diode, celle-ci se bloque lors de l'annulation du courant. Le courant peut continuer à circuler avec la polarité opposée par le transistor, qui se trouve en antiparallèle avec cette diode, grâce au fait que ce transistor est commandé par un signal logique égal à 1.

Pour les valeurs moyennes des tensions de branche, on tire

$$U_{10} = \frac{t_e}{t_e + t_d} U_e \quad (5.8)$$

et

$$U_{20} = \frac{t_d}{t_e + t_d} U_e \quad (5.9)$$

Enfin, la valeur moyenne de la tension de sortie  $U_d$  est

$$U_d = U_{10} - U_{20} = \frac{t_e - t_d}{t_e + t_d} U_e \quad (5.10)$$

La valeur moyenne de la tension de sortie est positive pour  $t_e > t_d$  et négative pour  $t_e < t_d$ .

### 5.3.6 Fonction de transfert

Le comportement statique et dynamique des variateurs de courant continu comme organes de commande dépend fortement du dispositif de contrôle qui détermine les durées d'enclenchement  $t_e$  et de déclenchement  $t_d$ . Par conséquent, la fonction de transfert du variateur de courant continu avec le dispositif de contrôle sera déterminée à la section 5.5.

## 5.4 DISPOSITIFS DE COMMANDE DE GÂCHETTES

### 5.4.1 Généralités

Pour allumer les thyristors des convertisseurs de courant (voir chap. XV.5 à XV.7), il est nécessaire d'appliquer des impulsions à leurs gâchettes. Ces impulsions doivent avoir un certain *angle de retard d'allumage*  $\alpha$  par rapport au point d'intersection des tensions alternatives alimentant le convertisseur de courant. Il est indispensable de pouvoir faire varier cet angle de retard d'allumage  $\alpha$  à l'aide d'une *tension de commande*  $U_{cm}$  continue.

Dans ce but, on utilise des *dispositifs de commande de gâchettes*. On indiquera leur principe dans le paragraphe suivant. Le paragraphe 5.4.3 présentera quelques détails pour le cas le plus important d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé. Dans le paragraphe 5.4.4 seront données des indications sur l'étage d'amplification et le transformateur d'impulsion. Enfin, la caractéristique statique et le comportement dynamique des dispositifs de commande de gâchettes seront évoqués dans les paragraphes 5.4.5 à 5.4.7.

### 5.4.2 Principe

La figure 5.12 indique schématiquement les parties essentielles d'un dispositif de commande de gâchettes.

La tension de commande  $U_{cm}$  est comparée à une *tension de référence* sinusoïdale  $U_r$ . La différence  $U_{cm} - U_r$  est appliquée à l'entrée d'une bascule de Schmitt 1,

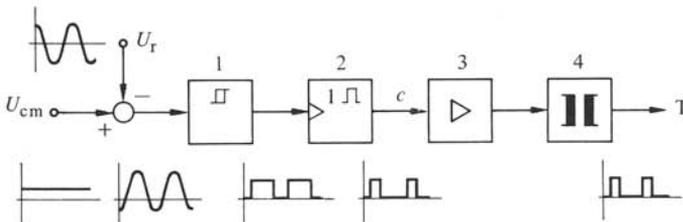


Fig. 5.12 Représentation schématique d'un dispositif de commande de gâchettes.

qui possède un point de basculement à la tension  $U_{cm} - U_r = 0$  et une hystérèse faible dont l'effet peut être négligé. Cette bascule de Schmitt convertit la tension sinusoïdale décalée verticalement en une tension rectangulaire. Le flanc montant de cette tension est déphasé par rapport au passage par la valeur de crête de la tension  $U_r$ . Une bascule monostable 2, agissant sur le flanc montant, fournit des impulsions sous forme d'un signal logique  $c$ . Par l'intermédiaire d'un amplificateur 3 et d'un transformateur d'impulsion 4, on obtient des impulsions aptes à allumer le thyristor T. Le transformateur d'impulsion est indispensable pour garantir une séparation galvanique entre les circuits de commande et les gâchettes des thyristors. La durée de basculement de la bascule monostable détermine la durée des impulsions d'allumage.

Les impulsions d'allumage ont la même fréquence que la tension de référence  $U_r$  et son décalées de l'angle  $\alpha$  par rapport au passage par la valeur de crête de  $U_r$ , comme l'indique la figure 5.13. On en déduit

$$\hat{U}_r \cos \alpha = U_{cm} \quad (5.11)$$

D'où l'on tire

$$\alpha = \arccos \frac{U_{cm}}{\hat{U}_r} \quad (5.12)$$

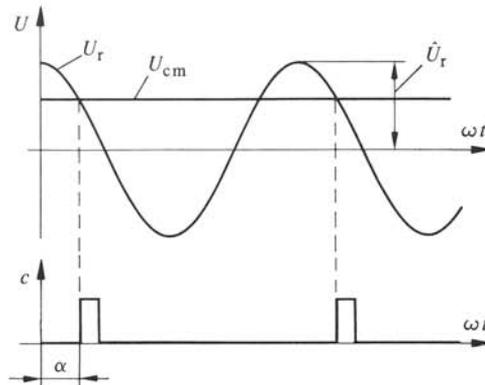


Fig. 5.13 Fonctionnement d'un dispositif de commande de gâchettes.

Afin que cet angle corresponde à l'angle de retard d'allumage, il est indispensable que la tension de référence  $U_r$  possède une position de phase bien déterminée par rapport aux tensions d'alimentation du convertisseur de courant. Ce problème sera étudié pour le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé.

On doit très souvent filtrer la tension de référence  $U_r$  lorsque la tension de réseau présente des harmoniques superposées. Ces dernières peuvent être provoquées par le convertisseur de courant lui-même.

Parfois, on utilise, au lieu d'une tension de référence sinusoïdale, une tension en dents de scie produite à l'aide d'un générateur de dents de scie qui doit être synchronisé avec le réseau alternatif alimentant le convertisseur de courant. Dans ce cas, il existe une relation linéaire entre l'angle de retard d'allumage  $\alpha$  et la tension de commande  $U_{cm}$ .

Il est toujours nécessaire de limiter le domaine de variation de la tension de commande  $U_{cm}$  en correspondance à une limitation de l'angle  $\alpha$  entre les limites  $\alpha_{min}$  et

$\alpha_{\max}$ . A cause de la relation (5.12) entre  $\alpha$  et  $U_{\text{cm}}$ , on constate qu'à  $\alpha_{\min}$  correspond  $U_{\text{cm max}}$  et qu'à  $\alpha_{\max}$  correspond  $U_{\text{cm min}}$ . Des valeurs de limitation typiques sont  $\alpha_{\min} = 5^\circ$  et  $\alpha_{\max} = 150^\circ$ . La première limite doit être introduite pour obtenir une intersection bien définie entre la tension de commande  $U_{\text{cm}}$  et la tension de référence  $U_r$  (en effet, pour  $U_{\text{cm}} > \hat{U}_r$ , aucune impulsion ne serait produite). La deuxième limite est imposée par le fonctionnement en onduleur (voir sect. XV.6.5).

Un montage d'entrée apte à limiter le domaine de variation de la tension de commande est montré à la figure 5.14. Ce montage correspond au montage limiteur indiqué à la figure 4.39. On peut ajuster  $U_{\text{cm max}}$  (c'est-à-dire  $\alpha_{\min}$ ) avec le potentiomètre  $P_1$ , tandis qu'avec le potentiomètre  $P_2$ , on ajuste  $U_{\text{cm min}}$  (c'est-à-dire  $\alpha_{\max}$ ). Il est très important que les tensions auxiliaires  $+U'_a$  et  $-U'_a$  ne soient pas stabilisées. Il faut qu'elles puissent varier de la même manière que l'amplitude  $\hat{U}_r$  de la tension de référence, afin de garantir que les limites soient respectées même lors de variations de la tension du réseau alternatif. Dans ce but, on produit les tensions continues  $+U'_a$  et  $-U'_a$  par redressement des tensions de référence  $U_r$ , si possible par un redressement triphasé, de sorte que les ondulations soient petites et que le filtre de lissage n'introduise qu'un faible retard.

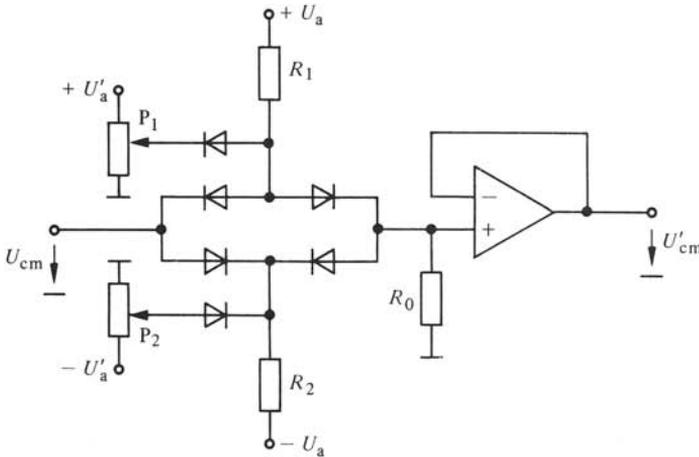


Fig. 5.14 Montage pour limiter la tension de commande  $U_{\text{cm}}$ .

### 5.4.3 Dispositif de commande de gâchettes pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé

Pour le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé, on indiquera le schéma de principe complet d'un dispositif de commande de gâchettes. D'abord, on déduira la position de phase des tensions de référence.

La figure 5.15 montre les tensions d'alimentation  $U_1$ ,  $U_2$  et  $U_3$  du convertisseur de courant en montage en pont triphasé. La tension continue  $U_d$ , fournie par le convertisseur de courant, varie selon l'angle de retard d'allumage  $\alpha$ , comme cela a été décrit pour le fonctionnement idéal dans la section XV.5.6. Pour l'allumage des six thyristors avec l'angle de retard d'allumage  $\alpha$ , on a besoin d'un système hexaphasé pour les tensions de référence (voir fig. 5.15, au bas). La position de phase des tensions de réf-

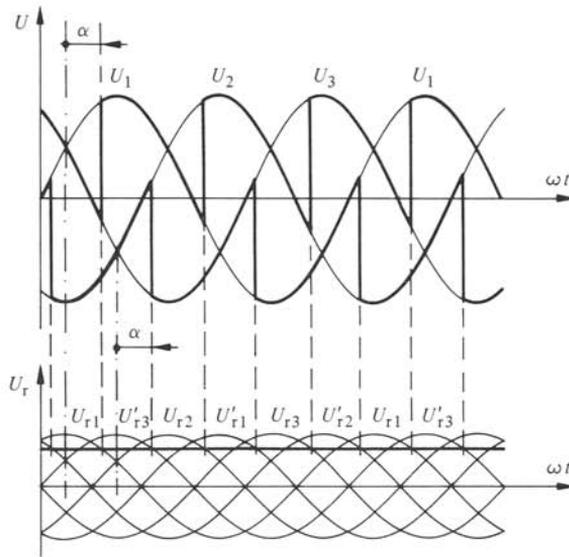


Fig. 5.15 Tensions d'alimentation  $U_1$ ,  $U_2$  et  $U_3$  pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé et tensions de référence  $U_r$ .

rence  $U_{r1}$  à  $U_{r3}$  et  $U'_{r1}$  à  $U'_{r3}$  correspond aux tensions alimentant le convertisseur de courant et à leurs inverses en tenant compte de la position de phase correspondante. On obtient facilement ces tensions de référence à l'aide d'un transformateur triphasé avec un couplage en étoile au primaire et deux enroulements secondaires sur chaque noyau. La figure 5.16 montre le schéma de ce transformateur. Le point neutre au secondaire doit être relié avec le point zéro commun du dispositif de commande de gâchettes et plus précisément avec le point zéro de la tension de commande  $U_{cm}$ .

Le dispositif de commande de gâchettes doit être conçu de sorte que l'on puisse toujours allumer deux thyristors en même temps, afin de garantir l'enclenchement au

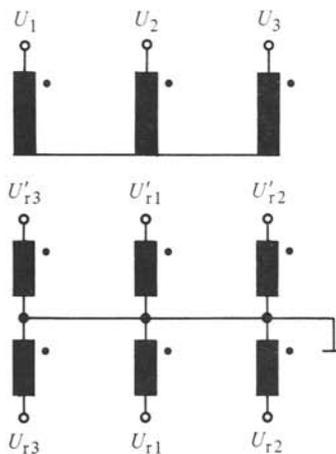


Fig. 5.16 Transformateur pour obtenir les tensions de référence.

premier instant, ainsi que le fonctionnement en conduction intermittente (voir sect. XV.5.6 et XV.7.3). On peut satisfaire cette exigence en combinant les impulsions formées par les signaux logiques à l'aide de portes OU. La figure 5.17 présente le schéma de principe complet. L'indication des sorties est en correspondance avec celle des thyristors du montage en pont triphasé à allumer (voir sect. XV.5.6).

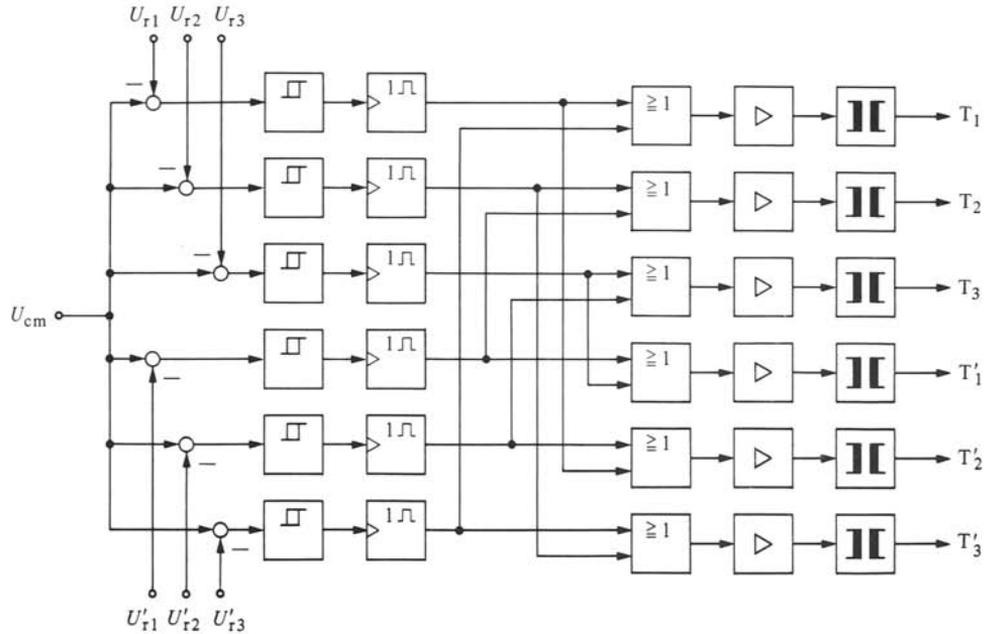


Fig. 5.17 Représentation schématique complet d'un dispositif de commande de gâchettes pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé.

#### 5.4.4 Amplificateur et transformateur d'impulsion

La figure 5.18 montre le schéma de principe de l'amplificateur avec le transformateur d'impulsion. Ce dernier présente souvent un rapport de transformation  $\dot{u} = 1$ .

Le signal logique  $c$  est amplifié à l'aide d'un transistor T. Celui-ci est saturé pour  $c = 1$  et complètement bloqué pour  $c = 0$ . En série avec le collecteur se trouve l'enroulement primaire du transformateur d'impulsion TI. En antiparallèle avec cet enroulement, on branche une diode  $D_1$ , avec en série une diode Zener  $D_z$ , afin de limiter les surtensions aux bornes du transistor lors de son blocage. La diode Zener permet une plus rapide désexcitation du transformateur d'impulsion. La résistance  $R_c$  limite le courant de collecteur lors de la saturation du transformateur d'impulsion.

Au secondaire du transformateur d'impulsion se trouve une diode  $D_2$  et une résistance  $R_2$ . La diode  $D_2$  bloque l'impulsion négative qui peut se produire lors du déclenchement du transformateur d'impulsion. La résistance  $R_2$  donne une charge définie et se trouve en parallèle avec la gâchette et la cathode du thyristor Th. La résistance  $R_G$  limite le courant de gâchette.

Lorsque  $c = 1$ , on a  $U_{CE} \approx 0$  et une tension apparaît aux bornes de la résistance  $R_2$ , apte à allumer le thyristor Th. Si  $c$  passe à 0, le transistor T se bloque et le courant

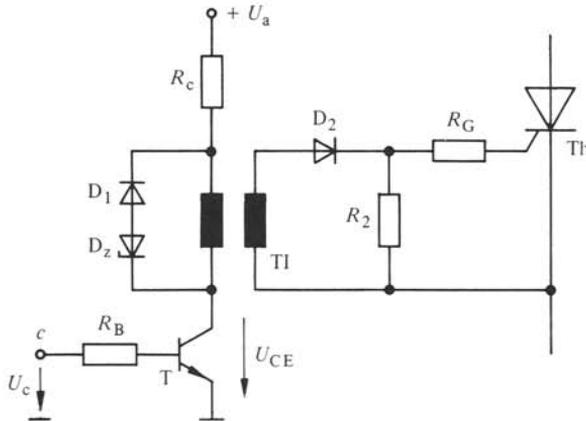


Fig. 5.18 Amplificateur avec transformateur d'impulsion.

magnétisant du transformateur d'impulsion se réduit au travers de la diode Zener  $D_z$  et la diode  $D_1$ . La tension  $U_{CE}$  est transitoirement égale à  $U_a + U_z$ , où  $U_z$  est la tension Zener. Ensuite,  $U_{CE}$  devient égale à  $U_a$ .

Pour le transformateur d'impulsion, on peut établir le schéma équivalent représenté à la figure 5.19, afin d'étudier les phénomènes transitoires.  $R_1$  se compose de la résistance des enroulements (rapportée au primaire) et de la résistance  $R_c$ ;  $L_\sigma$  est l'inductance de fuite et  $L_h$  l'inductance principale du transformateur d'impulsion,  $C$  est la capacité de fuite des enroulements et  $R_2$  la résistance de charge au secondaire (rapportée au primaire).

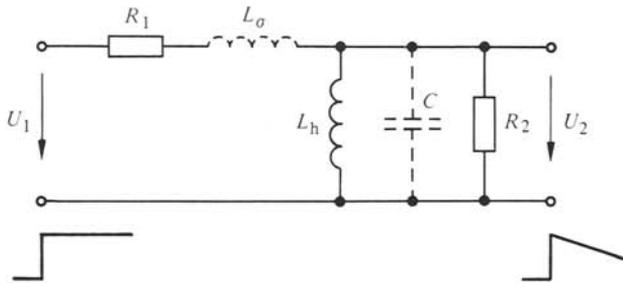


Fig. 5.19 Schéma équivalent du transformateur d'impulsion.

Lors d'un saut brusque de la tension d'entrée  $U_1$  de 0 à  $U_a$ , on obtient pour la tension de sortie, en négligeant l'effet de  $L_\sigma$  et  $C$ , la relation

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_a e^{-t/T} \quad (5.13)$$

avec la constante de temps

$$T = \frac{L_h}{R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} \quad (5.14)$$

L'inductance de fuite  $L_\sigma$  et la capacité  $C$  empêchent un saut brusque de  $U_2$  à  $t = 0$ . Pour un bon transformateur d'impulsion, le temps de montée ne devrait pas dépasser environ  $1 \mu\text{s}$ .

Un transformateur d'impulsion ne permet pas la transmission d'une impulsion d'une durée quelconque, car le circuit magnétique possède une saturation assez prononcée. Une fois que ce circuit est saturé, aucune tension n'est induite dans l'enroulement secondaire. Dans ce cas, le schéma équivalent de la figure 5.19 n'est plus valable. La durée maximale  $t_{\max}$  de l'impulsion transmise par le transformateur d'impulsion peut être calculée à partir de la loi sur l'induction

$$U_2 = N S \frac{dB}{dt} \quad (5.15)$$

où  $N$  est le nombre de spires (égal pour l'enroulement primaire et secondaire),  $S$  la section du circuit magnétique et  $B$  l'induction. Pour cette dernière, on tire

$$B = \int \frac{U_2}{N S} dt \cong \frac{U_{2 \max}}{N S} t \quad (5.16)$$

L'induction de saturation  $B_{\text{sat}}$  est atteinte après le laps de temps  $t_{\max}$ . La *durée maximale d'une impulsion* qui peut être transmise est donc

$$t_{\max} = \frac{N S B_{\text{sat}}}{U_{2 \max}} \quad (5.17)$$

On remarque que la surface tension-temps est

$$U_{2 \max} t_{\max} = N S B_{\text{sat}} \quad (5.18)$$

Elle est constante pour un transformateur d'impulsion donné. Cette grandeur est souvent indiquée en  $\mu\text{Vs}$  par les fabricants dans les feuilles d'application.

Si l'impulsion  $c$ , fournie par la bascule monostable dans la figure 5.12, est plus longue que  $t_{\max}$ , la durée de l'impulsion d'allumage sera limitée à  $t_{\max}$  par le transformateur d'impulsion. Pour un allumage correct, il faut en plus que la constante de temps  $T$ , selon (5.14), soit élevée par rapport à  $t_{\max}$ .

#### 5.4.5 Caractéristique statique

Pour la présentation de la caractéristique statique du dispositif de commande de gâchettes, on introduira des grandeurs relatives. Dans ce but, il est judicieux de référer la tension de commande  $U_{\text{cm}}$  à  $\hat{U}_r$  et ceci indépendamment du point de fonctionnement nominal.

Avec  $u_{\text{cm}} = U_{\text{cm}}/\hat{U}_r$ , on tire de (5.12)

$$\alpha = \arccos u_{\text{cm}} \quad (5.19)$$

La caractéristique correspondante est représentée à la figure 5.20.

Si l'on introduit  $\cos \alpha = u_{\text{cm}}$  dans les relations établies à la section XV.5.9 pour la tension continue idéale, on obtient pour un *convertisseur de courant normal* (c'est-à-dire entièrement contrôlé)

$$u_{\text{di}\alpha} = u_{\text{di}0} \cos \alpha = u_{\text{di}0} u_{\text{cm}} \quad (5.20)$$

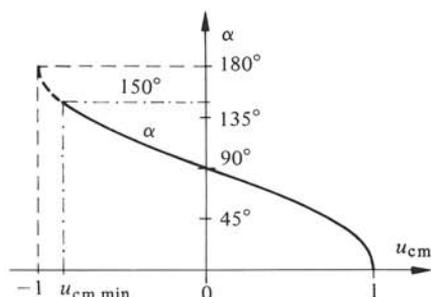


Fig. 5.20 Caractéristique statique du dispositif de commande de gâchettes.

et pour un convertisseur de courant en montage en pont asymétrique

$$u_{di\alpha} = u_{di0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = u_{di0} \frac{1 + u_{cm}}{2} \quad (5.21)$$

Ici, on a aussi exprimé la tension continue idéale en grandeurs relatives en la référant à la tension continue nominale  $U_{dn}$ . En particulier, on a

$$u_{di0} = \frac{U_{di0}}{U_{dn}} \quad (5.22)$$

La caractéristique statique du convertisseur de courant (comportement idéal) avec le dispositif de commande de gâchettes est indiquée à la figure 5.21. Cette caractéristique est linéaire. La droite 1 est valable pour un convertisseur de courant normal, tandis que la droite 2 est valable pour un convertisseur de courant en montage en pont asymétrique.

La caractéristique non linéaire du dispositif de commande de gâchettes d'une part, et celle du convertisseur de courant d'autre part se compensent mutuellement et donnent une caractéristique globale qui est linéaire.

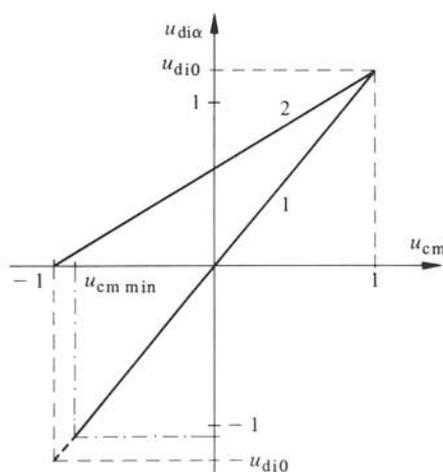


Fig. 5.21 Caractéristique statique d'un convertisseur de courant avec dispositif de commande de gâchettes.

Le facteur de transfert est donc indépendant du point de fonctionnement et vaut pour un convertisseur de courant normal

$$K_{cm} = \frac{\Delta u_{di\alpha}}{\Delta u_{cm}} = u_{di0} \quad (5.23)$$

et pour un convertisseur de courant en montage en pont asymétrique

$$K_{cm} = \frac{\Delta u_{di\alpha}}{\Delta u_{cm}} = \frac{u_{di0}}{2} \quad (5.24)$$

Ces relations sont valables pour le comportement idéal. L'influence du phénomène d'empîement sera étudiée à la section 8.2.

#### 5.4.6 Comportement dynamique pour des petites variations

En ce qui concerne le comportement dynamique, il faut remarquer qu'une variation de la tension de commande  $u_{cm}$  se répercute sur la tension continue idéale  $u_{di\alpha}$  seulement après un certain temps de retard. Ce retard est dû au fait qu'une impulsion d'allumage se produit seulement au moment de l'intersection de la tension de commande  $u_{cm}$  avec une des tensions de référence sinusoïdales  $u_r$  du dispositif de commande de gâchettes (voir fig. 5.22). Pour un montage en pont triphasé, cette possibilité d'intersection se répète six fois pendant la durée d'une période  $T$  de la tension d'alimentation. Dans le cas le plus favorable, le *temps de retard* est  $t_r = 0$  et, dans le cas le plus défavorable, on a  $t_r = T/6$ . En supposant une distribution uniforme, on obtient pour

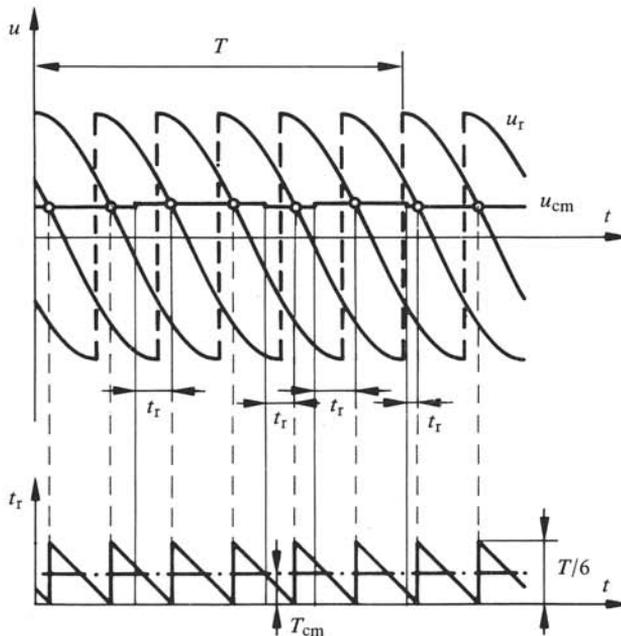


Fig. 5.22 Comportement dynamique du dispositif de commande de gâchettes pour des petites variations.

la valeur moyenne de ce retard

$$T_{cm} = \frac{1}{2} \frac{T}{6} \quad (5.25)$$

Dans le cas général d'un montage de convertisseur de courant quelconque, la possibilité d'intersection entre  $u_{cm}$  et  $u_r$  se répète  $p$  fois pendant la durée d'une période  $T$ , où  $p$  est l'indice de pulsation du convertisseur de courant (voir sect. XV.5.2). Le temps de retard maximal est ainsi  $t_r = T/p$  et la valeur moyenne

$$T_{cm} = \frac{1}{2} \frac{T}{p} = \frac{1}{2 p f} \quad (5.26)$$

où  $f$  est la fréquence du réseau d'alimentation.

On peut tenir compte de ce comportement de manière approximative en considérant  $T_{cm}$  comme un *temps mort*. La fonction de transfert de l'ensemble du convertisseur de courant avec le dispositif de commande de gâchettes est donc

$$G_{cm}(s) = K_{cm} e^{-s T_{cm}} \quad (5.27)$$

La manière de décrire le comportement dynamique par un temps mort est très grossière. Cependant on obtient des résultats satisfaisants en ce qui concerne l'étude de stabilité, en particulier avec une simplification qui sera introduite à la section 8.2.

Ces réflexions sont valables pour des petites variations de la tension de commande, autour d'un certain point de fonctionnement (voir fig. 5.22). Le point de fonctionnement n'a pas d'influence sur la valeur moyenne du retard.

#### 5.4.7 Comportement dynamique pour des grandes variations

La figure 5.23 représente les relations se produisant lors de grandes variations de la tension de commande  $u_{cm}$ .

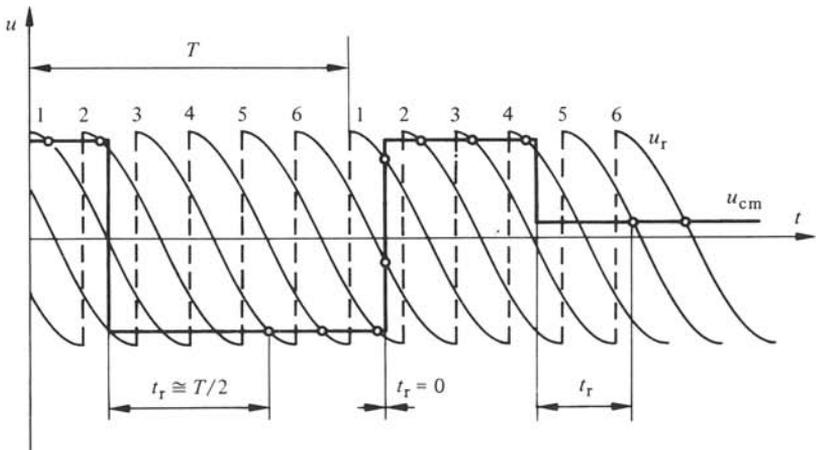


Fig. 5.23 Comportement dynamique du dispositif de commande de gâchettes pour des grandes variations.

Au début, on suppose que la tension de commande est positive et très élevée. Le convertisseur de courant travaille en redresseur avec un angle de retard d'allumage  $\alpha$  d'environ  $20^\circ$ . Juste après l'intersection avec la tension de référence No 2, la tension de commande  $u_{cm}$  est commutée à une valeur négative correspondant à la limite de fonctionnement en onduleur ( $\alpha = 150^\circ$ ). Jusqu'à l'intersection avec la tension de référence suivante (No 3), il s'écoule un retard  $t_r$  pratiquement égal à la moitié de la période de la tension alternative ( $t_r \cong T/2$ ), et ceci indépendant du montage de convertisseur de courant (indice de pulsation  $p$ ).

Il y a des intersections avec des tensions de référence précédentes où des impulsions d'allumage sont produites. Cependant, les thyristors correspondants ne peuvent pas s'allumer parce que leur tension anode cathode est négative.

Si, par contre, la tension de commande  $u_{cm}$  passe d'une valeur négative à une valeur positive, il y a tout de suite une intersection avec la tension de référence suivante si la variation de  $u_{cm}$  est suffisamment grande. Dans le cas représenté à la figure 5.23, on obtient même deux intersections avec les tensions de références No 6 et 1. On passe donc immédiatement du fonctionnement en onduleur au fonctionnement en redresseur, et le temps de retard est nul ( $t_r = 0$ ).

Lors de grandes variations de la tension de commande, les retards qui se manifestent dépendent en premier lieu du point de fonctionnement et de la grandeur, ainsi que du sens de la variation de la tension de commande  $u_{cm}$ .

Dans ces conditions, on ne peut évidemment pas définir une fonction de transfert, car cette dernière n'est valable que pour des petites variations.

## 5.5 DISPOSITIFS DE CONTRÔLE POUR VARIATEURS DE COURANT CONTINU

### 5.5.1 Généralités

Les variateurs de courant continu peuvent être contrôlés, soit de manière directe en agissant sur la durée d'enclenchement et de déclenchement, soit de manière indirecte à l'aide d'un régulateur à action à deux positions (voir sect. 6.6). Par la suite, on décrira un *dispositif de contrôle* permettant de faire varier les durées d'enclenchement et de déclenchement par une tension continue en maintenant constante la fréquence de pulsation.

Le principe de contrôle, décrit au paragraphe suivant, est applicable pour des variateurs de courant continu, soit à commutation forcée, soit à transistors de commutation. Les variateurs de courant continu à commutation forcée nécessitent des organes supplémentaires pour l'allumage des thyristors et des circuits de verrouillage pour garantir le déroulement correct de la commutation forcée, comme on l'indiquera au paragraphe 5.5.3. La caractéristique statique et le comportement dynamique seront décrits aux paragraphes 5.5.4 et 5.5.5.

### 5.5.2 Principe

La figure 5.24 représente schématiquement un dispositif de contrôle. La tension de commande  $U_{cm}$  est comparée à une *tension auxiliaire*  $U_h$  en forme de dents de scie, fournie par un oscillateur 1. La différence entre  $U_{cm}$  et  $U_h$  est appliquée à l'entrée

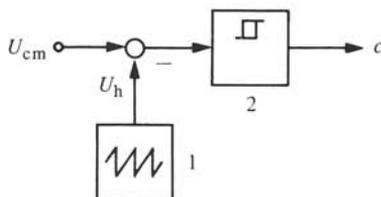


Fig. 5.24 Représentation schématique d'un dispositif de contrôle.

d'une bascule de Schmitt 2 qui possède un point de basculement à  $U_{cm} - U_h = 0$  et une hystérèse négligeable. Le signal logique  $c$  indique si le contacteur statique (ou le transistor de commutation) doit être enclenché ( $c = 1$ ) ou déclenché ( $c = 0$ ).

Le fonctionnement découle de la figure 5.25. Lorsque  $U_{cm} > U_h$ , on a  $c = 1$ , dans le cas contraire  $c = 0$ . On obtient donc la relation pour la durée d'enclenchement

$$t_e = \frac{U_{cm} + \hat{U}_h}{2 \hat{U}_h} T_p \quad (5.28)$$

La période de pulsation  $T_p$  est donnée par l'oscillateur en dents de scie. Elle est maintenue constante.

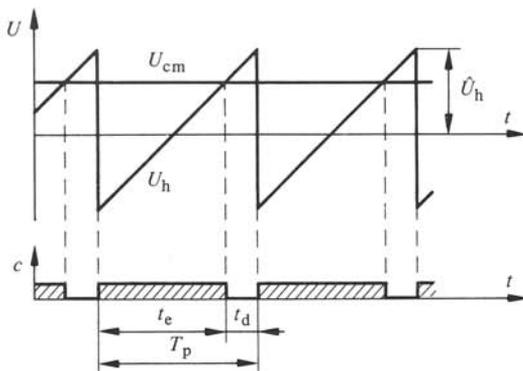


Fig. 5.25 Fonctionnement d'un dispositif de contrôle.

En variant  $U_{cm}$  entre  $-\hat{U}_h$  et  $+\hat{U}_h$ , la durée d'enclenchement  $t_e$  varie entre 0 et  $T_p$ . La tension de commande  $U_{cm}$  doit être limitée à  $\hat{U}_h$  (ou plus précisément, à une tension légèrement inférieure à  $\hat{U}_h$ ), afin de garantir l'intersection entre  $U_{cm}$  et  $U_h$ . Dans ce but, on peut utiliser le montage de la figure 5.14.

Le signal logique  $c$  peut être utilisé pour commander, par l'intermédiaire d'un étage amplificateur, le photocoupleur d'un transistor de commutation selon le montage de la figure 5.7.

Pour un variateur de courant continu à commutation forcée, on doit déduire des impulsions d'allumage pour le thyristor principal et pour le thyristor auxiliaire à partir du signal logique  $c$ . Le montage correspondant sera indiqué dans le paragraphe suivant.

### 5.5.3 Allumage du thyristor principal et du thyristor auxiliaire

La figure 5.26 présente schématiquement les éléments nécessaires pour l'allumage du thyristor principal  $T_p$  et du thyristor auxiliaire  $T_a$ .

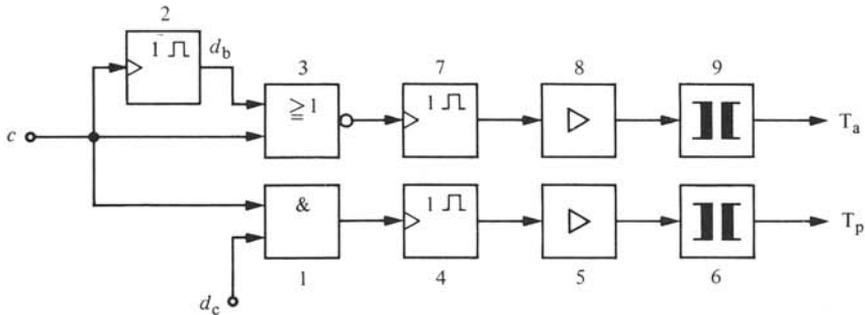


Fig. 5.26 Eléments nécessaires pour l'allumage du thyristor principal et du thyristor auxiliaire.

Le signal logique  $c$  du montage de la figure 5.24 intervient, d'une part sur la porte ET 1, d'autre part sur la bascule monostable 2. Sur la porte ET agit aussi le signal logique  $d_c$ . Ce signal est égal à 1 si le condensateur d'extinction du variateur de courant continu est chargé positivement à une tension qui garantit l'extinction correcte lors du prochain déclenchement. Dans le cas contraire, le signal  $d_c$  est 0, il empêche l'allumage du thyristor principal. Le signal  $d_c$  est obtenu à l'aide d'une bascule de Schmitt qui est influencée par la tension du condensateur d'extinction par l'intermédiaire d'un convertisseur continu-continu qui permet une séparation galvanique (voir sect. 6.6).

Le signal de sortie de la porte ET est appliqué à l'entrée d'une bascule monostable 4, déterminant la durée de l'impulsion d'allumage. Un amplificateur 5 et un transformateur d'impulsion 6, selon le montage de la figure 5.18, fournissent l'impulsion d'allumage pour le thyristor principal  $T_p$ . Cette impulsion apparaît lors du passage de 0 à 1 du signal  $c$ , à condition que le condensateur d'extinction soit chargé correctement.

La bascule monostable 2 fournit un signal  $d_b = 1$  durant un laps de temps égal à la durée  $t_e''$  de la demi-oscillation nécessaire pour la recharge négative du condensateur d'extinction pendant le phénomène d'enclenchement du variateur de courant continu. Le signal de sortie  $d_b$  de cette bascule monostable est combiné avec le signal  $c$  dans la porte NOR 3. Son signal de sortie n'est égal à 1 que si  $c$  et  $d_b$  sont égaux à 0. Dans ce cas, une impulsion d'allumage est produite par la bascule monostable 7, l'amplificateur

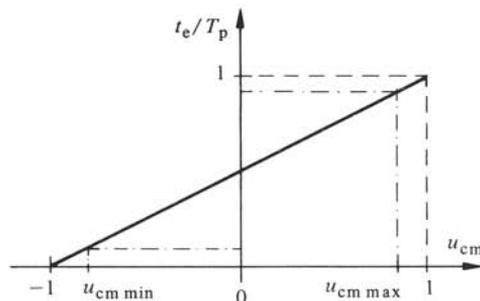


Fig. 5.27 Caractéristique statique du dispositif de contrôle.

8 et le transformateur d'impulsion 9. Cette impulsion, allumant le thyristor auxiliaire  $T_a$ , apparaît lorsque le signal  $c$  passe de 1 à 0, à condition que le condensateur d'extinction ait eu le temps de se recharger négativement.

Un variateur de courant continu à commutation forcée doit rester enclenché ou déclenché pendant un laps de temps minimal, afin de garantir le changement de polarité correct de la charge du condensateur d'extinction. Les signaux de verrouillage  $d_c$  et  $d_b$  servent à ce but.

#### 5.5.4 Caractéristique statique

Si l'on exprime de nouveau la tension de commande en grandeurs relatives selon la définition  $u_{cm} = U_{cm} / \hat{U}_h$ , on tire de (5.28)

$$\frac{t_e}{T_p} = \frac{1 + u_{cm}}{2} \quad (5.29)$$

La caractéristique est représentée à la figure 5.27.

Dans le cas du variateur de courant continu à commutation forcée, il faut aussi respecter une durée d'enclenchement  $t_e$  minimale; le temps d'enclenchement maximal doit être inférieur à  $T_p$  pour les raisons mentionnées à la fin du paragraphe précédent. Ceci restreint le domaine de variation utile de  $u_{cm}$  à  $u_{cm \min}$  et  $u_{cm \max}$ .

La tension continue (valeur moyenne) fournie par le variateur de courant continu est donnée par la relation (5.7) qui est aussi valable pour des variateurs à commutation forcée. Si l'on exprime les tensions en grandeurs relatives, référées à la tension continue nominale  $U_{dn}$ , on obtient avec  $t_d = T_p - t_e$

$$u_d = \frac{t_e}{T_p} u_e = \frac{1 + u_{cm}}{2} u_e \quad (5.30)$$

avec

$$u_e = \frac{U_e}{U_{dn}} \quad (5.31)$$

La tension en grandeurs relatives à l'entrée du variateur de courant continu est normalement  $u_e > 1$ .

Pour le montage en pont, selon la figure 5.9, on doit faire appel à l'équation (5.10) qui peut être transformée sous la forme

$$u_d = \frac{2 t_e - T_p}{T_p} u_e = u_{cm} u_e \quad (5.32)$$

La caractéristique statique du variateur de courant continu avec le dispositif de contrôle est représentée à la figure 5.28. La droite 1 est valable pour un variateur de courant normal, tandis que la droite 2 est valable pour un variateur de courant en montage en pont.

La restriction du domaine de variation utile de la tension de commande  $u_{cm}$ , mentionnée ci-dessus pour le cas de la commutation forcée, comporte aussi une restriction du domaine de la variation de la tension continue  $u_d$ .

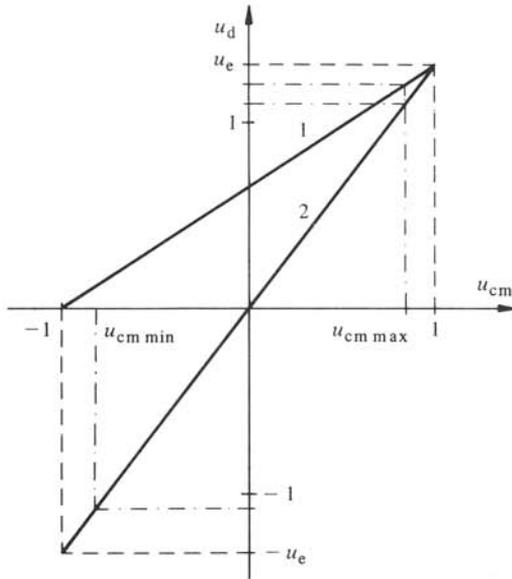


Fig. 5.28 Caractéristique statique d'un variateur de courant continu avec dispositif de contrôle.

Le facteur de transfert, pour un variateur de courant continu normal, est égal à

$$K_{cm} = \frac{\Delta u_d}{\Delta u_{cm}} = \frac{u_e}{2} \quad (5.33)$$

et pour le montage en pont

$$K_{cm} = \frac{\Delta u_d}{\Delta u_{cm}} = u_e \quad (5.34)$$

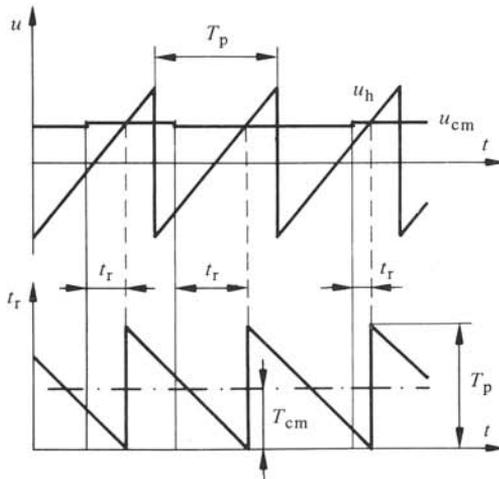


Fig. 5.29 Comportement dynamique du dispositif de contrôle.

### 5.5.5 Comportement dynamique

Pour déterminer le comportement dynamique d'un variateur de courant continu avec le dispositif de contrôle, on peut faire les mêmes réflexions qu'au paragraphe 5.4.6. En effet, une variation de la tension de commande  $u_{cm}$  ne se répercute sur la tension continue  $u_d$  qu'aux instants d'intersections de la tension  $u_{cm}$  avec la tension  $u_h$ , plus précisément avec la pente positive de  $u_h$  (voir fig. 5.29).

Pour des petites variations de la tension de commande, on obtient de nouveau un temps de retard qui, dans le cas présent, varie statistiquement entre 0 et  $T_p$ . En moyenne, le temps de retard est

$$T_{cm} = \frac{1}{2} T_p = \frac{1}{2 f_p} \quad (5.35)$$

où  $f_p$  est la fréquence de pulsation.

Le temps  $T_{cm}$  peut être considéré comme un temps mort, de sorte que la fonction de transfert d'un variateur de courant continu est égale à celle d'un convertisseur de courant [voir équation (5.27)]. Cependant, dans le cas présent, le temps mort  $T_{cm}$  est en général plus faible que pour un convertisseur de courant, car  $f_p > pf$ . En particulier, pour le variateur de courant continu à transistors de commutation, le retard introduit est très faible si la fréquence de pulsation est de quelques kHz.

Enfin, on mentionnera encore que, dans le cas présent, le retard  $t_r$  ne dépassera jamais la durée de la période de pulsation  $T_p$ , même lors de l'apparition de grandes variations de la tension de commande.

## PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA TECHNIQUE DES SYSTÈMES DE RÉGLAGE

### 6.1 INTRODUCTION

#### 6.1.1 Généralités

Dans ce chapitre, on présente quelques considérations concernant la technique des systèmes de réglage. En particulier, on montrera des configurations de base pour le réglage et la limitation (sect. 6.2) et pour l'imposition du point de fonctionnement (sect. 6.3). Ces indications sont données de manière très générale, de sorte qu'elles sont applicables à des réglages quelconques. Plus directement liées à l'électronique de puissance, les sections 6.4 à 6.7 traiteront du réglage et du contrôle des convertisseurs de courant, des variateurs de courant continu et des convertisseurs de fréquence.

Un accent particulier sera mis sur une étude en tant que système, de sorte que les représentations seront données sous forme de schémas de principe contenant des blocs fonctionnels dont les montages internes ont été décrits dans les chapitres précédents. On étudiera en particulier les interactions existant entre les différents blocs fonctionnels. Dans le paragraphe suivant, on indiquera les symboles les plus importants qui seront utilisés dans les schémas de principe.

#### 6.1.2 Schéma de principe

Le schéma de principe sous forme de blocs fonctionnels donne une représentation schématique d'une installation. Les machines électriques sont représentées par leurs symboles habituels. Les symboles pour les organes de consigne et de mesure sont indiqués à la figure 6.1. Les figures 6.2 et 6.3 montrent les symboles pour les différents types de régulateurs et de dispositifs non linéaires. La figure 6.4 indique les symboles des organes de commande, tandis que la figure 6.5 représente les symboles pour les convertisseurs de courant, variateur de courant continu et onduleur à commutation forcée. Le schéma de principe est appelé parfois *diagramme fonctionnel*.

Il faut remarquer que, dans les schémas de principe, on ne tient pas compte du changement de signe inhérent aux amplificateurs opérationnels. On travaille avec des signaux exprimés en grandeurs relatives. La polarité des différentes tensions qui représentent les signaux doit être choisie de cas en cas, suivant le fonctionnement particulier des blocs fonctionnels.

Le schéma de principe donne donc une représentation schématique d'une installation qui est très proche de la réalisation pratique, sans entrer dans trop de détails de circuiterie. On garde ainsi une bonne vue d'ensemble sur la configuration et le fonctionne-

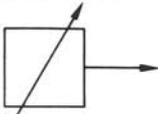
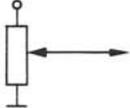
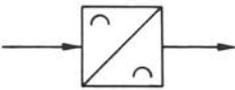
No	Désignation	Symbole	Observations
1	Organe de consigne		en général
			potentiomètre
2	Organe de mesure		en général cas particuliers voir figures 3.16 à 3.19

Fig. 6.1 Symboles pour organes de consigne et de mesure.

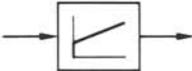
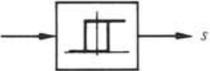
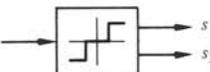
No	Désignation	Symbole	Observations
1	Comparaison des valeurs de consigne et réelle		souvent combiné avec amplificateur de réglage
2	Régulateur P		
3	Régulateur PI		
4	Régulateur PID		
			avec limitation
5	Régulateur à action à deux positions		sortie : signal digital
6	Régulateur à action à trois positions		sorties : signaux digitaux
7	Commutateur de signal analogique		$c = 0, s = e$ $c = 1, s = 0$ commutation par FET

Fig. 6.2 Symboles pour régulateurs.

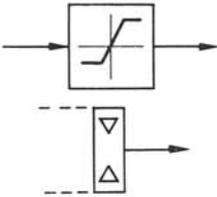
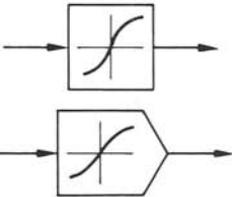
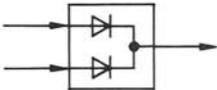
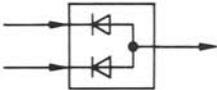
No	Désignation	Symbole	Observations
1	Limiteur		en combinaison avec amplificateur de réglage
2	Générateur de fonctions non linéaires		
3	Dispositif de formation de valeur maximale		le signal le plus grand est actif
4	Dispositif de formation de valeur minimale		le signal le plus petit est actif

Fig. 6.3 Symboles pour dispositifs non linéaires.

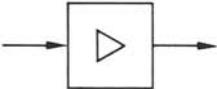
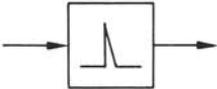
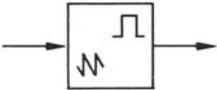
No	Désignation	Symbole	Observations
1	Amplificateur de sortie		
2	Dispositif de commande de gâchettes		pour convertisseurs de courant
3	Dispositif de contrôle		pour variateurs de courant continu

Fig. 6.4 Symboles pour organes de commande.

ment d'une installation. Un schéma de principe complet est par exemple représenté à la figure 11.1.

Dans les sections suivantes, on n'indiquera que des schémas de principe partiels, car ces parties peuvent être incorporées dans des installations complètes selon le cas particulier.

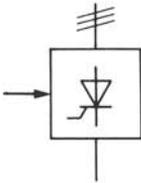
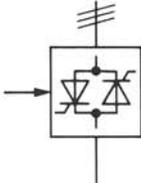
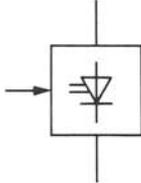
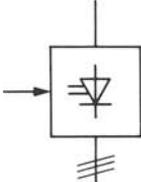
No	Désignation	Symbole	Observations
1	Convertisseur de courant		
2	Convertisseur de courant bidirectionnel		
3	Variateur de courant continu		à commutation forcée
4	Onduleur à commutation forcée		sortie triphasée ou monophasée

Fig. 6.5 Symboles pour convertisseurs de courant, variateur de courant continu et onduleur.

### 6.1.3 Désignation des signaux

Dans les schémas de principe, les grandeurs d'entrée et de sortie des différents blocs fonctionnels sont normalement désignées par des signaux dont le symbole correspond à celui de la grandeur physique qui est représentée par le signal correspondant.

Pour un réglage de courant, par exemple, on désigne la valeur de consigne par  $i_c$  et la valeur réelle par  $i$ . Cependant, il faut remarquer que la nature physique avec laquelle ces signaux sont représentés n'est pas un courant, mais une tension. Dans ce contexte, il est faux de parler de courant de consigne. La dénomination correcte pour  $i_c$  est valeur de consigne pour le courant. La même observation est aussi valable pour d'autres grandeurs, comme vitesse, température, pression, etc.

Dans les schémas de principe des sections 6.2 et 6.3, les signaux sont indiqués par  $x$ , car ces montages sont valables pour des réglages quelconques. Dans un cas concret, on remplacera ce symbole général par le symbole correspondant de la grandeur à régler, par exemple  $i$ ,  $n$ , etc.

## 6.2 RÉGLAGE ET LIMITATION

## 6.2.1 Généralités

Pour le *réglage* d'une grandeur à régler, il faut comparer la valeur de consigne  $x_c$  avec la valeur réelle  $x_r$ . Un régulateur, par exemple de type PID, fournit la tension de commande  $u_{cm}$  selon la représentation schématique de la figure 6.6.

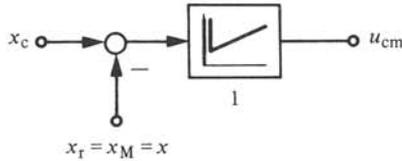


Fig. 6.6 Réglage simple.

La valeur de consigne  $x_c$  provient d'un organe de consigne (voir sect. 3.2), tandis que la valeur réelle  $x_r$  est fournie par un organe de mesure (valeur mesurée  $x_M$ ), selon la nature physique (courant, vitesse, température, pression, etc.) de la grandeur à régler (voir sect. 3.3 et 3.4). En général, il n'est pas usuel de mettre des organes correcteurs (filtres de lissage, par exemple) dans la contre-réaction du circuit de réglage, la valeur réelle  $x_r$  est ainsi identique à la valeur mesurée  $x_M$ . Pour simplifier l'écriture, on omettra par la suite l'indice M.

La tension de commande  $u_{cm}$  intervient sur l'organe de commande qui dépend des exigences posées par l'installation à régler.

Cependant, cette simple configuration n'est satisfaisante que dans des cas d'application simples. Il est presque toujours nécessaire de limiter une grandeur auxiliaire  $x_a$  (inhérente au système à régler) à une valeur limite  $x_{a\text{lim}}$ , afin d'éviter que la grandeur auxiliaire dépasse les limites admissibles en cas de surcharge ou de grandes variations lors de phénomènes transitoires. Un cas typique est par exemple la limitation du courant d'induit dans un réglage de vitesse d'un moteur à courant continu.

Dans les paragraphes suivants, on présentera différentes possibilités pour introduire une limitation.

## 6.2.2 Limitation par organes en parallèle

La figure 6.7 montre une *limitation par organes en parallèle*. La grandeur auxiliaire (mesurée)  $x_a$  est appliquée à l'entrée d'un dispositif non linéaire 2. Ce dernier ne donne un signal que dans le cas où la grandeur auxiliaire a dépassé la valeur limite. Ce signal  $u_{cm2}$  est soustrait du signal de sortie  $u_{cm1}$  du régulateur 1, de sorte que la limita-

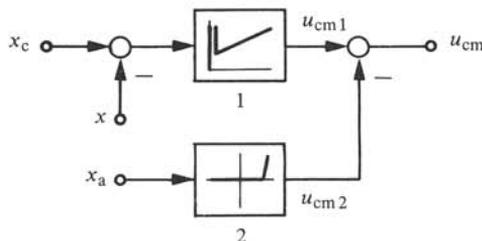


Fig. 6.7 Réglage et limitation par organes en parallèle.

tion abaisse la tension de commande  $u_{cm}$ . Le réglage et la limitation se combattent. Si la limitation intervient, il existe en général un écart considérable entre la valeur de consigne  $x_c$  et la valeur réelle  $x$  de la grandeur à régler, de sorte que le régulateur 1 fournit un signal de sortie  $u_{cm1}$  très élevé qui doit être réduit par le signal de sortie  $u_{cm2}$  du dispositif non linéaire 2. Pour des raisons de stabilité lors du fonctionnement de la limitation, la partie montante de la caractéristique non linéaire ne peut pas être choisie trop raide. Pour ces raisons, la limitation de la grandeur auxiliaire n'est pas parfaite. Ce montage simple n'est utilisé que pour des cas posant des exigences modestes.

### 6.2.3 Limitation par séparation de deux régulateurs

Une meilleure variante pour limiter une grandeur auxiliaire est indiquée à la figure 6.8. La grandeur auxiliaire  $x_a$  est comparée à la valeur limite  $x_{alim}$  qui est ajustée d'une manière fixe par le potentiomètre 3. La différence entre  $x_{alim}$  et  $x_a$  est appliquée à l'entrée d'un régulateur 2, par exemple de type PI. Son signal de sortie  $u_{cm2}$ , ainsi que celui  $u_{cm1}$  du régulateur 1 sont amenés à un dispositif de formation de valeur minimale 4. La tension de commande  $u_{cm}$  est égale au signal de sortie le plus petit des deux régulateurs.

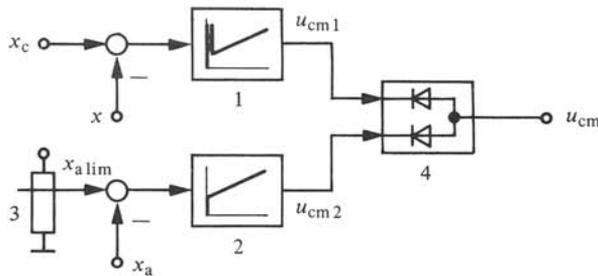


Fig. 6.8 Réglage et limitation par séparation de deux régulateurs.

Si  $x_a < x_{alim}$ , le signal de sortie  $u_{cm2}$  est très élevé (le régulateur 2 se trouve en saturation). Ainsi, le signal de sortie du régulateur 1 est opérant et on a  $u_{cm} = u_{cm1}$ . Si, par contre, la grandeur auxiliaire  $x_a$  dépasse la limite  $x_{alim}$ , le signal de sortie  $u_{cm2}$  diminue et devient opérant dès que  $u_{cm2} < u_{cm1}$ .

On obtient ainsi une limitation parfaite de la grandeur auxiliaire. La stabilité durant la limitation peut être maîtrisée par un choix adéquat du régulateur 2. Cependant quelques problèmes peuvent se présenter au moment de la séparation des deux signaux  $u_{cm1}$  et  $u_{cm2}$ . En effet, les condensateurs se trouvant dans les circuits de contre-réaction des amplificateurs de réglage ne sont pas encore chargés à la tension correcte. Ceci provoque des phénomènes transitoires où la grandeur auxiliaire dépasse momentanément la limite imposée.

Pour pallier cet inconvénient, on ne doit pas connecter les circuits de contre-réaction à la sortie de chaque amplificateur de réglage, mais à la sortie du dispositif de formation de valeur minimale 4. Ainsi, les condensateurs se trouvant dans les circuits de contre-réaction sont toujours chargés selon la tension de commande  $u_{cm}$  et le passage d'un régulateur à l'autre ne présente plus de phénomènes transitoires supplémentaires.

### 6.2.4 Circuits de réglage en cascade

La solution qui donne des résultats parfaits est représentée à la figure 6.9. On trouve deux *circuits de réglage en cascade*. Le *régulateur principal* 1, par exemple du type PI, est influencé par la différence entre la valeur de consigne  $x_c$  et la valeur réelle  $x$ . Il donne à sa sortie la valeur de consigne  $x_{ac}$  pour la grandeur auxiliaire. Ce signal de sortie est limité par un limiteur incorporé au régulateur 1, afin de ne pas dépasser les valeurs limites admissibles pour la grandeur auxiliaire. Ainsi, on peut même imposer une limite maximale et une limite minimale. Cette dernière est en général négative ou dans des cas particuliers égale à zéro.

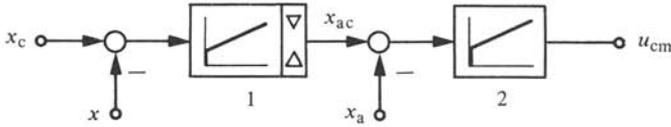


Fig. 6.9 Réglage en cascade.

Un deuxième *régulateur 2 pour la grandeur auxiliaire*, par exemple de type PI, délivre la tension de commande  $u_{cm}$ . Le circuit de réglage de la grandeur auxiliaire est toujours en fonction. La limitation de cette grandeur auxiliaire est réalisée par la limitation de sa valeur de consigne. La limitation influence aussi la tension des condensateurs dans le circuit de contre-réaction du régulateur 1. En effet, cette tension correspond au signal de sortie limité du régulateur 1. Par conséquent, il n'y a pas de problèmes lors du passage du fonctionnement normal au fonctionnement en limitation de la grandeur auxiliaire ou vice versa.

En fonctionnement normal, le régulateur 1, grâce à sa composante intégrale, prescrit à la grandeur auxiliaire une valeur telle qu'en régime établi on ait  $x = x_c$ . La valeur de la grandeur auxiliaire dépend des conditions de fonctionnement du système à régler.

En outre, ces deux régulateurs en cascade augmentent en général d'une manière sensible la qualité dynamique du réglage de la grandeur principale, par le fait que le circuit de réglage de la grandeur auxiliaire réduit les constantes de temps inhérentes au circuit de réglage principal (voir sect. 7.6). De plus, dans la plupart des cas, on ne doit pas faire appel à des régulateurs PID, il suffit d'utiliser des régulateurs PI. Ceci est avantageux, étant donné que les régulateurs PID sont très sensibles aux ondulations, aux bruits et autres signaux parasites superposés aux signaux de consigne et de mesure.

Dans le domaine de l'électronique industrielle, l'application des circuits de réglage en cascade est très répandue. On peut même mettre en cascade plus de deux régulateurs. Dans la pratique, les réglages en cascade sont faciles à mettre en service. On boucle d'abord le circuit de réglage le plus proche du système à régler. On ajuste ce régulateur (dans le cas de la figure 6.9, le régulateur 2), de sorte que ce circuit de réglage soit stable et bien amorti. Ensuite, on boucle le circuit de réglage superposé et ainsi de suite. On procède aussi de la même manière pour le dimensionnement des régulateurs lors de l'étude théorique des circuits de réglage (voir § 7.6.4).

## 6.3 IMPOSITION DU POINT DE FONCTIONNEMENT

### 6.3.1 Généralités

Si un système à régler multivariable possède un nombre d'entrées plus élevé que le nombre de sorties (grandeurs à régler), le problème de réglage n'est pas complètement défini, car plusieurs combinaisons des valeurs pour les grandeurs d'entrée peuvent fournir les mêmes valeurs pour les grandeurs de sortie. De tels cas se présentent, par exemple, lors du réglage de la vitesse de machines à champ tournant. Il est alors indispensable de prescrire des relations fixes entre les grandeurs d'entrée, afin d'imposer un point de fonctionnement défini au système à régler. En général, on se limite à imposer le point de fonctionnement en régime établi. Au lieu de prescrire directement les valeurs pour les grandeurs d'entrée, il est souvent avantageux de prescrire des relations entre des grandeurs auxiliaires du système à régler qui sont directement mesurables. Les grandeurs d'entrée du système à régler sont alors formées à l'aide de circuits de réglage pour grandeurs auxiliaires. Ceci permet, d'une part, d'atteindre plus rapidement le régime établi et, d'autre part, d'éliminer l'influence de perturbations sur le système à régler, déjà au niveau des grandeurs auxiliaires.

La solution concrète du problème dépend de la configuration et du comportement du système à régler. Dans un cas donné, seule une étude approfondie du système à régler permet d'établir la structure et les caractéristiques du système de réglage.

Dans les paragraphes suivants, on présentera deux possibilités différentes. Le principe de ces deux variantes peut être appliqué selon les conditions posées dans un cas donné. On suppose que le système à régler possède deux entrées et une grandeur à régler principale, de plus que les grandeurs auxiliaires sont mesurables et disponibles pour imposer le point de fonctionnement. Chaque grandeur d'entrée du système à régler est actionnée par un organe de commande propre, de sorte que l'on doit produire deux tensions de commande  $u_{cm1}$  et  $u_{cm2}$  aptes à contrôler séparément les deux organes de commande.

### 6.3.2 Imposition du point de fonctionnement par fonctions non linéaires

Il est souvent possible d'imposer le point de fonctionnement du système à régler par des relations non linéaires entre les grandeurs auxiliaires, de sorte qu'une autre grandeur interne au système à régler, non mesurable directement, mais caractéristique pour le point de fonctionnement, prenne une valeur bien définie. Un cas concret est, par exemple, donné par l'imposition indirecte du flux statorique d'une machine à champ tournant (voir sect. 12.1 et 13.1).

Le schéma de principe d'une configuration qui permet de résoudre le problème général est représenté par la figure 6.10.

Le régulateur 1 est influencé par la différence entre la valeur de consigne  $x_c$  et la valeur réelle  $x$  de la grandeur à régler principale. A la sortie de ce régulateur apparaît le signal  $x_{ac}$  qui peut être considéré comme une grandeur de consigne auxiliaire. Cette dernière ne doit pas forcément correspondre à une grandeur physique du système à régler.

A partir du signal  $x_{ac}$ , on va former, par l'intermédiaire de deux générateurs de fonctions non linéaires 2 et 3, les valeurs de consigne  $x_{a1c}$  et  $x_{a2c}$  pour les deux grandeurs auxiliaires qui sont mesurables et données par les signaux  $x_{a1}$  et  $x_{a2}$ . Pour chaque

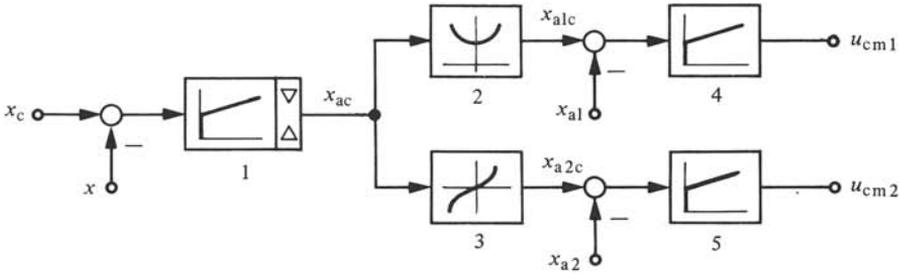


Fig. 6.10 Imposition du point de fonctionnement par fonctions non linéaires.

grandeur auxiliaire, il y a un régulateur séparé (blocs 4 et 5). On obtient ainsi les tensions de commande  $u_{cm1}$  et  $u_{cm2}$ .

La caractéristique non linéaire à réaliser dans les générateurs de fonctions non linéaires 2 et 3 dépend évidemment du comportement du système à régler. En limitant la sortie du régulateur 1, il est possible de limiter indirectement les grandeurs auxiliaires  $x_{a1}$  et  $x_{a2}$ .

On reconnaît dans la figure 6.10 le principe des circuits de réglage en cascade. Le régulateur principal 1 est superposé aux régulateurs pour grandeur auxiliaire 4 et 5 qui travaillent en permanence en parallèle, en influençant directement le système à régler.

### 6.3.3 Imposition du point de fonctionnement par limitation d'une grandeur auxiliaire

Il est parfois possible d'imposer le point de fonctionnement du système à régler par limitation d'une grandeur auxiliaire. Un cas concret pour cette méthode d'imposition du point de fonctionnement est par exemple donné par l'affaiblissement du champ d'excitation d'un moteur à courant continu lorsque la tension d'induit a atteint la valeur nominale (voir sect. 11.1).

Le schéma de principe, permettant de résoudre ce problème dans le cas général, est indiqué à la figure 6.11.

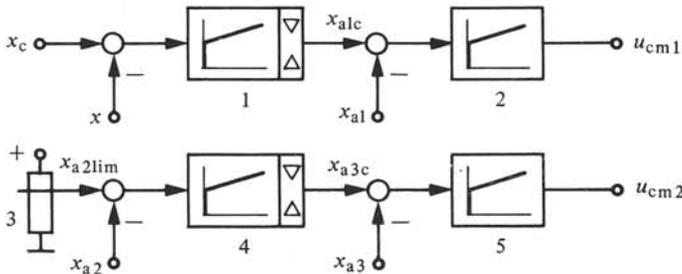


Fig. 6.11 Imposition du point de fonctionnement par limitation d'une grandeur auxiliaire.

La différence entre  $x_c$  et  $x$  de la grandeur à régler principale intervient sur le régulateur 1. Ce dernier fournit une valeur de consigne  $x_{alc}$  pour une première grandeur auxiliaire. Après comparaison avec la valeur  $x_{a1}$ , le régulateur 2 produit la tension de commande  $u_{cm1}$ .

La grandeur auxiliaire  $x_{a2}$ , dont la limitation permet d'imposer le point de fonctionnement, réagit sur le régulateur 4. Dans ce but, la valeur limite  $x_{a2lim}$  est ajustée au potentiomètre 3 d'une manière fixe. Lorsque  $x_{a2} < x_{a2lim}$ , le régulateur 4 est surmodulé et son signal de sortie  $x_{a3c}$  est limité à une valeur maximale, par une limitation interne au régulateur 4. Dans ce domaine de fonctionnement, la valeur de  $x_{a2}$  dépend de l'intervention des régulateurs 1 et 2. Si, par contre,  $x_{a2} \geq x_{a2lim}$ , le régulateur 4 entre en fonction et diminue son signal de sortie  $x_{a3c}$ , de sorte qu'en régime établi la grandeur auxiliaire  $x_{a2}$  est maintenue égale à la valeur limite  $x_{a2lim}$ .

Le signal  $x_{a3c}$  forme la valeur de consigne pour une autre grandeur auxiliaire, dont la valeur réelle est  $x_{a3}$ . Le régulateur 5 est influencé par la différence entre  $x_{a3c}$  et  $x_{a3}$  et fournit la tension de commande  $u_{cm2}$ .

Par les limitations dans les régulateurs 1 et 4, il est possible de limiter les grandeurs auxiliaires  $x_{a1}$  et  $x_{a3}$ . Alors que la limitation du régulateur 1 n'intervient que dans les cas de surcharge ou lors de phénomènes transitoires à grandes variations, la limitation du régulateur 4 est aussi opérante dans un large domaine du fonctionnement normal, tant que la grandeur auxiliaire  $x_{a2}$  n'a pas atteint la valeur limite.

Dans la figure 6.11, on reconnaît clairement le principe des circuits de réglage en cascade. Il y a, d'une part le régulateur 1 qui est superposé au régulateur 2 et d'autre part le régulateur 4 qui est superposé au régulateur 5. Les régulateurs 2 et 5 sont constamment en fonction.

## 6.4 RÉGLAGE DES CONVERTISSEURS DE COURANT

### 6.4.1 Généralités

Dans le domaine de l'électronique industrielle, on utilise très souvent des convertisseurs de courant (chap. XV.5) travaillant sur une charge à courant continu (moteurs à courant continu, aimants, bains d'électrolyse, etc.).

Ces applications nécessitent presque toujours un réglage du courant continu, faisant appel à des circuits de réglage appropriés. Dans le paragraphe suivant, on décrit deux variantes du montage de base utilisé dans ce but. Ce circuit de réglage sera étudié en détail à la section 8.3.

Souvent, la valeur de consigne  $i_c$  pour le courant continu est fournie par un circuit de réglage superposé, selon le principe des circuits de réglage en cascade.

### 6.4.2 Mesure du courant continu au côté continu du convertisseur de courant

La figure 6.12 montre le schéma de principe d'un circuit de réglage de courant.

Le régulateur 3, normalement du type PI, effectue la comparaison entre la valeur de consigne  $i_c$  et la valeur réelle (valeur mesurée)  $i_d$  du courant continu et fournit la tension de commande  $u_{cm}$  au dispositif de commande de gâchettes 2. Ce dernier intervient sur le convertisseur de courant 1. Le courant continu  $i_d$  est mesuré à l'aide d'un transformateur de courant continu 4, c'est-à-dire au côté continu du convertisseur de courant.

La limitation de l'angle de retard d'allumage du convertisseur de courant est effectuée à l'entrée du dispositif de commande de gâchettes 2 (voir § 5.4.2). En général, il n'est pas nécessaire de limiter la tension de sortie, à l'intérieur du régulateur 3,

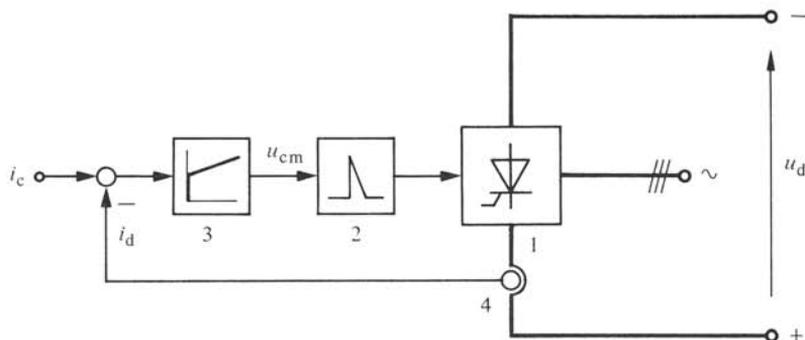


Fig. 6.12 Réglage d'un convertisseur de courant avec mesure du courant continu au côté continu du convertisseur de courant.

intervenant sur le dispositif de commande de gâchettes. En effet, la tension de saturation de cet amplificateur de réglage n'est pas très supérieure à la tension de commande maximale. Ainsi, le phénomène de retard, expliqué au paragraphe 4.6.3, est négligeable.

#### 6.4.3 Mesure du courant continu au côté alternatif du convertisseur de courant

Le schéma de principe de la figure 6.13 se différencie du montage décrit au paragraphe précédent par la mesure du courant continu. Ce dernier est maintenant mesuré au côté alternatif du convertisseur de courant, à l'aide de transformateurs de courant alternatif 4 suivis d'un redresseur. Si l'on réalise la mesure sur les trois phases de l'alimentation alternative, on obtient une mesure correcte de la valeur instantanée du courant continu. En général, le convertisseur de courant n'est pas relié au point neutre du réseau d'alimentation. Ainsi, il est suffisant de ne mesurer les courants que sur deux phases.

Cette solution est souvent plus économique que celle qui utilise un transformateur de courant continu. Du point de vue du phénomène de réglage, il n'existe aucune différence entre les solutions représentées par les figures 6.12 et 6.13.

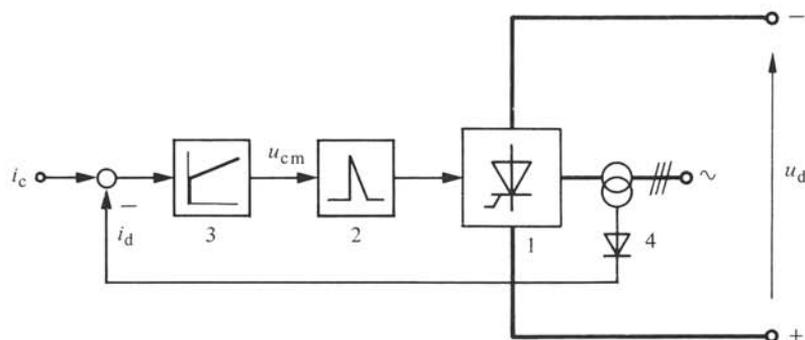


Fig. 6.13 Réglage d'un convertisseur de courant avec mesure du courant continu au côté alternatif du convertisseur de courant.

## 6.5 RÉGLAGE ET CONTRÔLE DES CONVERTISSEURS DE COURANT BIDIRECTIONNELS

### 6.5.1 Généralités

Le convertisseur de courant bidirectionnel (voir chap. XV.10) est utilisé par exemple dans des entraînements réversibles à moteurs à courant continu ou dans des convertisseurs de fréquence directs.

Par la suite, on décrira les méthodes de réglage et de contrôle de ces convertisseurs de courant bidirectionnels. Dans ce but, on distinguera le fonctionnement avec courant de circulation (voir § 6.5.2) et celui sans courant de circulation (voir § 6.5.3 et 6.5.4).

Dans les deux cas, on règle en principe le courant dans le circuit de charge du convertisseur de courant bidirectionnel. La valeur de consigne  $i_c$  pour ce courant est en général fournie par un réglage superposé selon le principe du réglage en cascade.

### 6.5.2 Réglage avec courant de circulation

Les circuits de réglage pour un convertisseur de courant bidirectionnel fonctionnant avec un courant de circulation sont représentés par le schéma de principe de la figure 6.14. Le convertisseur de courant bidirectionnel 1 est indiqué schématiquement. Celui-ci peut être en montage antiparallèle ou croisé, composé des deux convertisseurs de courant I et II. Chaque convertisseur de courant est contrôlé par un dispositif de commande de gâchettes 2a et 2b, qui sont pour leur part influencés par les tensions de commande  $u_{cmI}$  et  $u_{cmII}$  provenant des régulateurs 3a et 3b. Ces derniers traitent la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle pour le courant, respectivement  $i_{Ic}$ ,  $i_I$  et  $i_{IIc}$ ,  $i_{II}$ . Les valeurs réelles sont mesurées à l'aide des organes de mesure 4a et 4b. Pour des convertisseurs de courant en montage en pont, le courant continu peut être mesuré au côté alternatif par des transformateurs de courant normaux suivis de redresseurs.

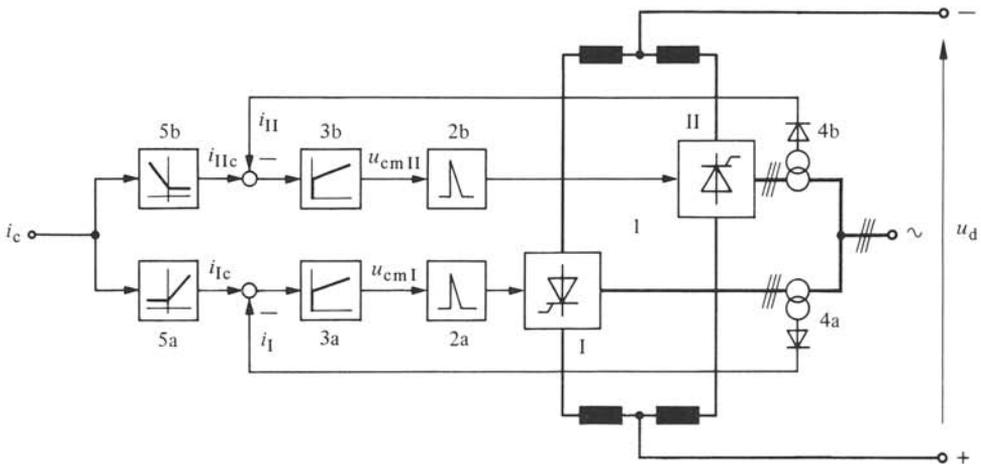


Fig. 6.14 Réglage d'un convertisseur de courant bidirectionnel avec courant de circulation.

Deux générateurs de fonctions non linéaires 5a et 5b donnent respectivement les valeurs de consigne  $i_{Ic}$  et  $i_{IIc}$  pour chaque courant en fonction de la valeur de consigne  $i_c$  qui est une valeur de consigne globale pour le courant continu fourni par le convertisseur de courant bidirectionnel. Les caractéristiques non linéaires ont une telle allure qu'elles prescrivent à un convertisseur de courant le courant continu augmenté par le courant de circulation et à l'autre convertisseur de courant le seul courant de circulation, selon la polarité de la valeur de consigne globale  $i_c$ . Ce montage représente donc un cas particulier de l'imposition du point de fonctionnement par des fonctions non linéaires (voir § 6.3.2).

Les deux circuits de réglage règlent les courants sur les valeurs de consigne correspondantes. Ainsi, un contrôle du courant de circulation et un passage continu par zéro du courant lors du changement de polarité de ce dernier sont assurés. Il faut remarquer que les deux circuits de réglage sont couplés par le circuit de circulation du convertisseur de courant bidirectionnel.

### 6.5.3 Réglage et contrôle sans courant de circulation, montage

Les convertisseurs de courant bidirectionnels fonctionnant sans courant de circulation nécessitent un blocage sûr de l'un ou l'autre des deux convertisseurs de courant. Dans ce but, on doit utiliser une combinaison entre un circuit de réglage analogique et une commande digitale. Un montage possible est représenté à la figure 6.15 par un schéma de principe.

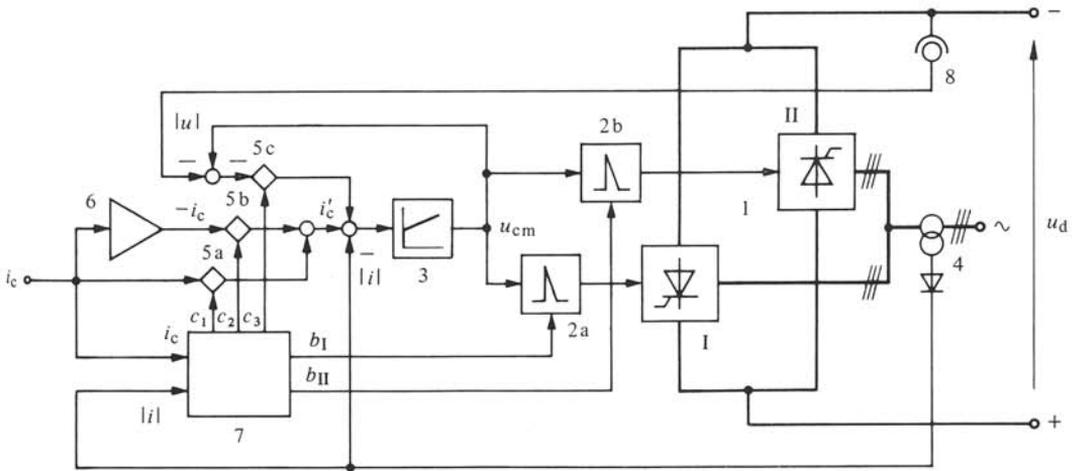


Fig. 6.15 Réglage et contrôle d'un convertisseur de courant bidirectionnel sans courant de circulation.

Les deux convertisseurs de courant I et II du convertisseur de courant bidirectionnel 1 sont contrôlés séparément par deux dispositifs de commande de gâchettes 2a et 2b. Les impulsions d'allumage de ces derniers peuvent être bloquées par des signaux logiques  $b_I$  et  $b_{II}$ . Le signal  $b_I$  ou  $b_{II}$  égal à zéro bloque les impulsions d'allumage, tandis que le signal 1 libère ces impulsions d'allumage.

Un régulateur 3 (régulateur de courant) fournit la tension de commande  $u_{cm}$  aux deux dispositifs de commande de gâchettes. Ce régulateur est influencé par la différence entre la valeur de consigne  $i'_c$  et la valeur absolue  $|i|$  du courant continu fournie par le convertisseur de courant bidirectionnel. Le courant est mesuré par des transformateurs de courant 4 suivis d'un redresseur situé sur les lignes d'alimentation au côté alternatif du convertisseur de courant bidirectionnel. Ce signal, par conséquent, n'indique pas la polarité du courant continu, mais seulement sa valeur absolue.

La valeur de consigne  $i'_c$  dépend de l'état des commutateurs de signaux analogiques 5a, 5b et 5c. Elle est fonction de la valeur de consigne  $i_c$  qui prescrit la valeur du courant continu et sa polarité. Les signaux logiques  $c_1$ ,  $c_2$  et  $c_3$  égaux à 1 bloquent les commutateurs de signaux analogiques (voir § 4.4.6), tandis qu'un signal 0 laisse passer le signal analogique. Si seul le commutateur 5a est enclenché, on a  $i'_c = i_c$ , tandis que si le commutateur 5b seul est enclenché on a  $i'_c = -i_c$ , car l'amplificateur inverseur 6 change le signe de la valeur de consigne. Enfin, si seul le commutateur 5c est enclenché, la valeur de consigne  $i'_c$  est bloquée et le signal composé de la différence entre  $-|u|$  et  $u_{cm}$  est appliqué à l'entrée du régulateur 3. Il faut remarquer qu'à cet état de commutation, le signal  $|i|$  est nul, car les deux convertisseurs de courant I et II sont bloqués par  $b_I$  et  $b_{II}$  égaux à zéro. On impose ainsi une valeur initiale à la composante intégrale du régulateur 3 et par conséquent à la tension de commande  $u_{cm}$  (voir § 4.4.8). Dans ce but, il faut tenir compte d'une pondération entre  $-|u|$  et  $u_{cm}$ , de sorte que  $u_{cm} = -|u|/u_{di0}$ , où  $u_{di0}$  est la tension continue maximale (en grandeurs relatives) du convertisseur de courant bidirectionnel. La justification d'imposer par  $-|u|$  une valeur négative à  $u_{cm}$ , sera donnée au paragraphe suivant.

Le signal  $|u|$  est donné par la tension continue du convertisseur de courant bidirectionnel. Cette dernière est mesurée par le transformateur de tension continue 8, qui ne délivre que la valeur absolue de la tension continue.

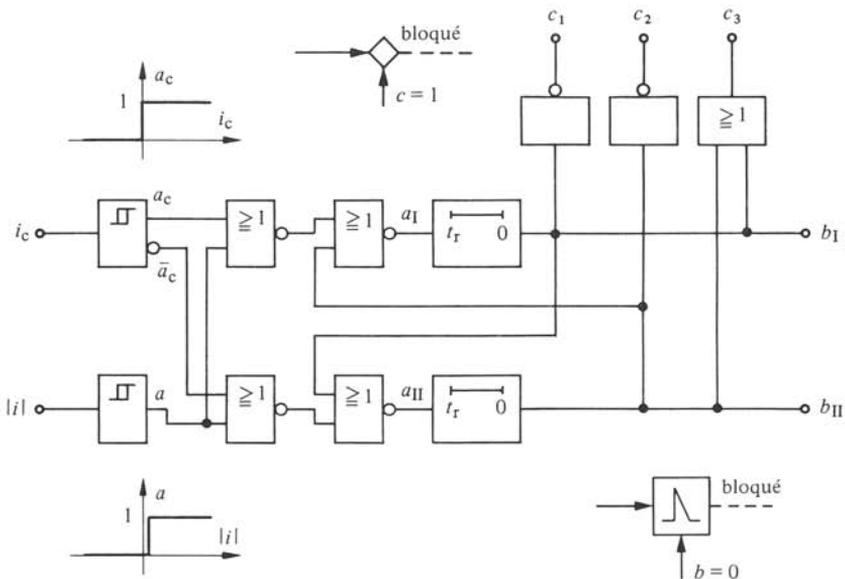


Fig. 6.16 Dispositif logique du montage de la figure 6.15.

Enfin, le dispositif logique 7 produit les signaux de blocage  $b_I$  et  $b_{II}$  pour les dispositifs de commande de gâchettes, ainsi que les signaux de commande  $c_1$ ,  $c_2$  et  $c_3$  pour les commutateurs de signaux analogiques. Le schéma détaillé est indiqué à la figure 6.16.

Une bascule de Schmitt produit le signal  $a_c$  en fonction de la valeur de consigne pour le courant  $i_c$ . Pour  $i_c > 0$ , on a  $a_c = 1$ . Une autre bascule de Schmitt donne le signal  $a$ . Celui-ci est 0 pour  $|i| = 0$  et 1 si  $|i|$  dépasse une petite valeur qui correspond à un courant continu de quelques pour cent du courant continu nominal. Le dispositif logique contient quatre portes NOR et deux temporisateurs à enclenchement retardé. Ces derniers introduisent un retard  $t_r$  lors du passage du signal d'entrée de 0 à 1, tandis que le passage de 1 à 0 ne subit aucun retard. Les sorties de ces temporisateurs fournissent directement les signaux de blocage  $b_I$  et  $b_{II}$ . Les signaux de commande  $c_1$  et  $c_2$  en découlent par des portes NON. Enfin, le signal  $c_3$  est obtenu par une porte OU.

#### 6.5.4 Réglage et contrôle sans courant de circulation, fonctionnement

Le fonctionnement du montage de réglage et de contrôle sans courant de circulation sera décrit à l'aide du diagramme séquentiel de la figure 6.17. Au début, la valeur de consigne  $i_c$  pour le courant est positive. Par conséquent, on a  $c_1 = 0$  et  $i'_c = i_c$ . Le régulateur 3 règle la valeur absolue  $|i|$  du courant sur la valeur de consigne.

Si la valeur de consigne  $i_c$  passe d'une valeur positive à une valeur négative, le régulateur 3 intervient en premier lieu et diminue le courant continu, selon les caracté-

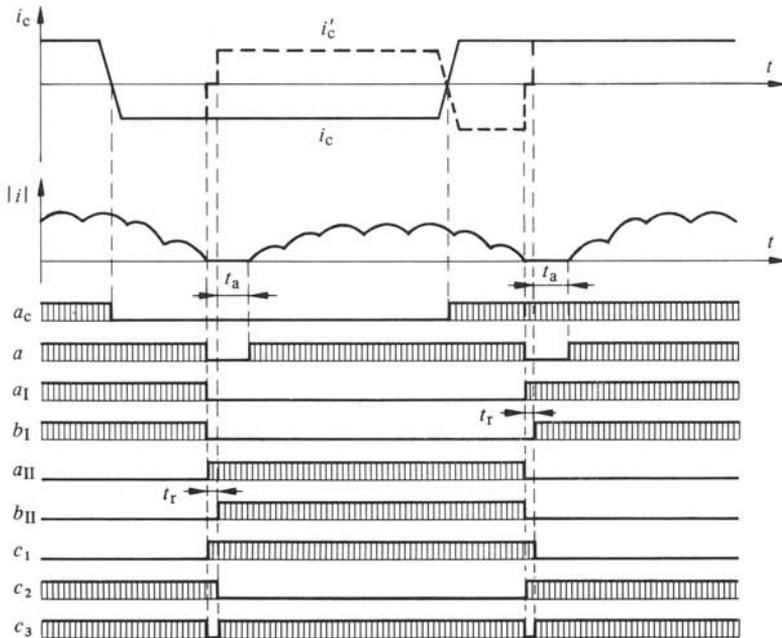


Fig. 6.17 Diagramme séquentiel décrivant le fonctionnement des montages des figures 6.15 et 6.16.

ristiques dynamiques du circuit de réglage du courant. Lorsque le courant a atteint pratiquement la valeur zéro, le signal logique  $a$  passe à zéro entraînant immédiatement le passage des signaux  $a_I$  et  $b_I$  à zéro. Ce dernier signal bloque les impulsions d'allumage du convertisseur de courant I qui conduisait jusqu'à présent le courant continu. L'autre convertisseur de courant II est toujours bloqué par  $b_{II} = 0$ . En même temps que  $a$ , commutent aussi les signaux  $a_{II}$ ,  $c_1$  et  $c_3$ . Par conséquent, on a  $i'_c = 0$  et le signal de sortie du régulateur (tension de commande  $u_{cm}$ ) est imposé à une valeur égale à  $-|u|/u_{di0}$ . De cette manière, on garantit que, lors de l'enclenchement suivant du convertisseur de courant II, l'angle de retard d'allumage se trouve en position onduleur. L'angle de retard d'allumage possède une telle valeur que la tension continue du convertisseur de courant est égale à celle de la charge, tension qui correspond pour  $i = 0$  à la tension interne  $u_1$ . Ainsi, l'enclenchement du convertisseur de courant II se déroule sans à-coups et sans retards importants.

Les deux convertisseurs de courant sont bloqués pendant le laps de temps  $t_r$ . Ce retard est normalement 1 ms et doit assurer un blocage sûr du convertisseur de courant qui conduisait auparavant le courant continu, afin d'éviter un court-circuit interne lors de l'enclenchement de l'autre convertisseur de courant.

Après le retard  $t_r$ , le signal  $b_{II}$  passe à 1. Simultanément, les signaux  $c_2$  et  $c_3$  changent. Le convertisseur de courant II est maintenant débloqué et le régulateur 3 entre en fonction avec une valeur de consigne  $i'_c$  égale à  $-i_c$ .

Le courant s'établit après un laps de temps  $t_a$ . Ce retard supplémentaire est dû au fait que l'allumage d'un thyristor n'a lieu qu'à l'instant d'intersection entre la tension de commande et la tension de référence dans le dispositif de commande de gâchettes. Ce retard varie statistiquement entre 0 et  $T/p$ , où  $T$  est la période de la tension d'alimentation du convertisseur de courant et  $p$  est l'indice de pulsation de ce dernier (voir § 5.4.6).

Le passage d'un courant continu négatif à une valeur positive se déroule de la même façon, comme indiqué sur la partie droite du diagramme séquentiel de la figure 6.17.

Lors du changement de polarité du courant continu, ce dernier passe par des petites valeurs où le phénomène de la conduction intermittente peut se produire. Afin d'obtenir un comportement optimal du régulateur 3, on utilise souvent pour ce dernier un régulateur adaptatif avec structure variable (voir § 4.4.7). Si le courant circule, le régulateur doit fonctionner normalement comme régulateur PI. Durant les lacunes de la conduction intermittente, le régulateur fonctionne comme régulateur I. Un tel régulateur a été présenté à la figure 4.24. Les signaux logiques pour commander la commutation du régulateur peuvent être dérivés du signal logique  $a$  du montage de la figure 6.16.

### 6.5.5 Contrôle d'un convertisseur de fréquence direct

Un convertisseur de fréquence direct est composé de convertisseurs de courant bidirectionnels (voir chap. XV.11). Pour le contrôle, on peut faire appel, pour chaque phase, au montage décrit dans le paragraphe précédent. Pour effectuer le contrôle sinusoïdal, il faut varier la valeur de consigne sinusoïdalement, selon la relation  $i_c = \hat{i}_c \sin 2\pi f_2 t$  où  $\hat{i}_c$  est la valeur de crête du courant et  $f_2$  la fréquence à la sortie du convertisseur de fréquence direct.

## 6.6 RÉGLAGE ET CONTRÔLE DES VARIATEURS DE COURANT CONTINU

### 6.6.1 Généralités

Les variateurs de courant continu (chap. XV.12) sont utilisés dans le cas d'un réseau d'alimentation continu. Une application très importante est donnée par les engins de traction fonctionnant sous tension continue. Dans ces cas aussi, le contrôle du variateur de courant continu par un réglage de courant s'impose.

Par la suite, on décrira deux possibilités. La première fait appel à un régulateur à action à deux positions. La deuxième possibilité utilise le dispositif de contrôle décrit à la section 5.5. Dans ce deuxième cas, on parle de réglage à pulsation.

### 6.6.2 Réglage et contrôle par un régulateur à action à deux positions

La figure 6.18 montre le réglage et le contrôle d'un variateur de courant continu (à commutation forcée) par un régulateur à action à deux positions (voir § 4.7.2).

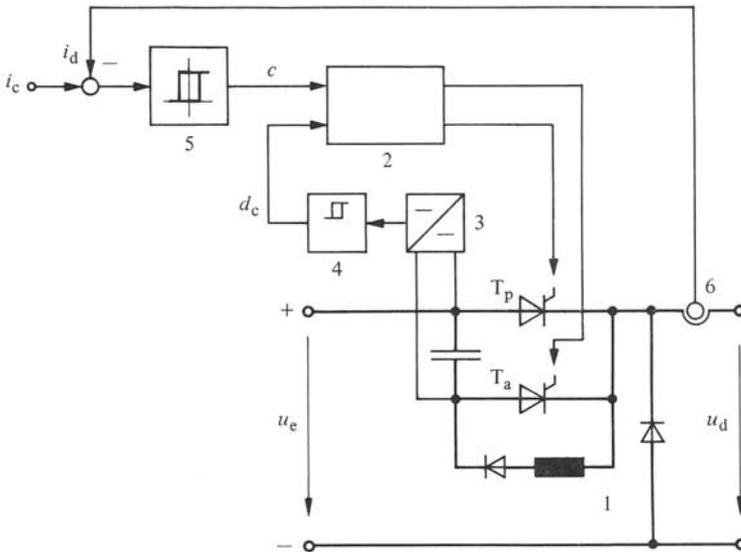


Fig. 6.18 Réglage et contrôle d'un variateur de courant continu par un régulateur à action à deux positions.

La différence entre valeur de consigne  $i_c$  et valeur réelle  $i_d$  du courant continu est appliquée à l'entrée du régulateur à action à deux positions 5. Son signal logique de sortie  $c$  intervient périodiquement sur le bloc 2, qui contient les éléments nécessaires pour l'allumage du thyristor principal  $T_p$  et du thyristor auxiliaire  $T_a$  du variateur de courant continu 1.

Le montage interne du bloc 2 a été décrit au paragraphe 5.5.3 (voir fig. 5.25). Le signal logique  $d_c$  empêche l'allumage du thyristor principal lorsque le condensateur d'extinction n'est pas suffisamment chargé. Ce signal  $d_c$  est obtenu par un convertisseur continu-continu 3, permettant une séparation galvanique, et par une bascule de Schmitt 4.

Le courant continu ne peut être mesuré qu'à l'aide d'un transformateur de courant continu 6.

Le fonctionnement est le suivant : si la différence  $i_c - i_d$  atteint ou dépasse le seuil de basculement supérieur du régulateur à action à deux positions, le signal  $c$  commute à 1. Cette transition provoque, par l'intermédiaire du bloc 2, l'allumage du thyristor principal, à condition que le condensateur d'extinction soit suffisamment chargé (signal de verrouillage  $d_c = 1$ ). Le contacteur statique est enclenché et le courant continu augmente.

Par conséquent, la différence  $i_c - i_d$  diminue et devient négative. Lorsque  $i_c - i_d$  atteint le seuil de basculement inférieur, le signal  $c$  commute à 0. Cette transition provoque, par l'intermédiaire du bloc 2, l'allumage du thyristor auxiliaire, qui déclenche le contacteur statique. Le courant continu diminuera et la différence  $i_c - i_d$  augmentera pour redevenir positive. Ainsi, un nouveau cycle commencera.

Le réglage par un régulateur à action à deux positions maintient l'ondulation du courant continu constante, égale à l'hystérèse du régulateur à action à deux positions. La fréquence de pulsation dépend du point de fonctionnement (voir sect. XV.12.7).

### 6.6.3 Réglage et contrôle par un régulateur à pulsation

Le principe d'un réglage à pulsation d'un variateur de courant continu est représenté à la figure 6.19.

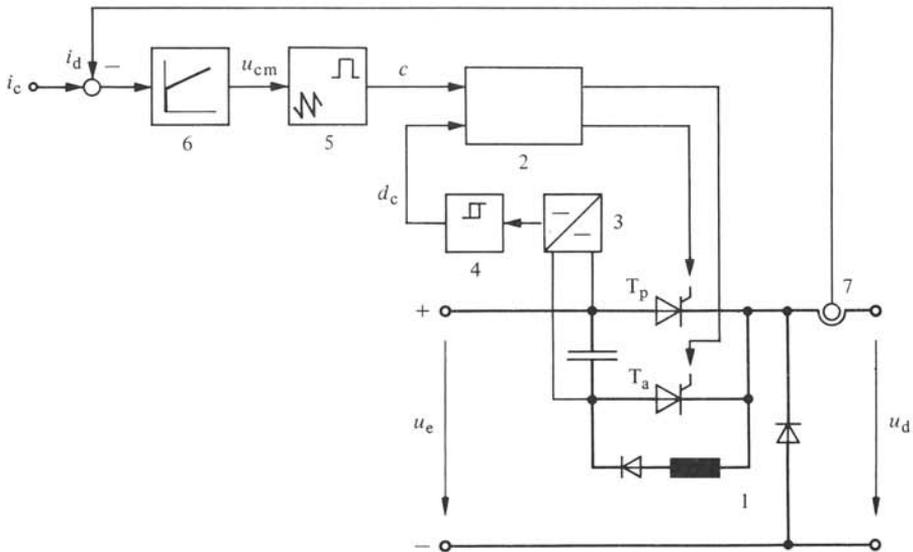


Fig. 6.19 Réglage et contrôle d'un variateur de courant continu par un régulateur à pulsation.

La différence entre la valeur de consigne  $i_c$  et la valeur réelle  $i_d$  du courant continu apparaît à l'entrée du régulateur 6 qui, en général, est du type PI. Il fournit la tension de commande  $u_{cm}$  (signal analogique) au dispositif de contrôle 5. Son signal de sortie logique  $c$  intervient de manière périodique sur le bloc 2. Le reste du montage est identique à celui de la figure 6.18.

Le fonctionnement de ce réglage est comparable au réglage d'un convertisseur de courant (voir sect. 6.4).

Le réglage par un *régulateur à pulsation* (régulateur PI et dispositif de contrôle) impose une fréquence de pulsation constante. Dans ce cas, l'ondulation du courant continu dépend du point de fonctionnement (voir sect. XV.12.6).

## 6.7 RÉGLAGE ET CONTRÔLE DES CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE

### 6.7.1 Généralités

Pour le réglage et le contrôle d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue avec onduleur à commutation forcée (voir sect. XV.16.2), il faut produire des signaux digitaux pour enclencher et déclencher les branches d'onduleur. La configuration de ces circuits de réglage et de contrôle dépend du mode de variation de la tension. Le plus souvent, on fait appel à la variation à pulsation de la tension de l'onduleur, selon les indications générales données aux sections XV.14.3 et XV.14.4. Pour ce mode de fonctionnement, deux variantes pour les circuits de réglage et de commande seront décrites aux paragraphes suivants. L'une est destinée à fonctionner avec des régulateurs à action à deux positions et l'autre avec des régulateurs à pulsation.

Dans chacune des variantes, les courants de sortie  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  de chaque branche d'onduleur sont réglés par rapport à des valeurs de consigne, comme représenté schématiquement à la figure 6.20.

Les valeurs de consignes  $i_{c1}$ ,  $i_{c2}$  et  $i_{c3}$  pour les courants forment un système triphasé symétrique. Elles imposent l'amplitude et la fréquence des courants dans les branches d'onduleur et par conséquent celles des courants dans la charge triphasée de l'onduleur. Ces grandeurs peuvent être variées dans de larges domaines.

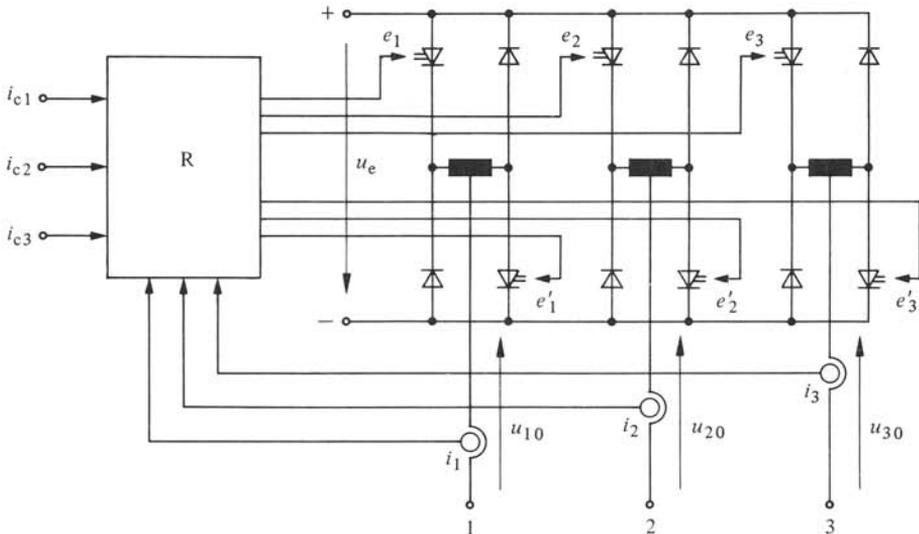


Fig. 6.20 Réglage et contrôle d'un convertisseur de fréquence : représentation schématique.

Les valeurs réelles des courants  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  sont mesurées à l'aide de transformateurs de courant continu puisque la fréquence des courants triphasés peut être réduite jusqu'à zéro.

Un dispositif de réglage et de contrôle R fournit des signaux logiques  $e_1$ ,  $e_2$ ,  $e_3$ ,  $e'_3$ ,  $e'_2$  et  $e'_1$  qui sont utilisés pour enclencher et déclencher les contacteurs statiques de l'onduleur. Si le signal vaut  $e_i = 1$ , le contacteur statique correspondant doit être enclenché. Selon le montage et le mode d'extinction des branches d'onduleur (voir chap. XV.15), on doit concevoir des dispositifs logiques supplémentaires, aptes à allumer les thyristors principaux et auxiliaires.

Dans les paragraphes suivants, on donnera quelques détails sur le dispositif de réglage et de contrôle R.

### 6.7.2 Réglage et contrôle par régulateurs à action à deux positions

Pour un réglage et contrôle par des régulateurs à action à deux positions, la différence entre la valeur de consigne du courant  $i_{c1}$  et la valeur mesurée  $i_1$  est appliquée à l'entrée d'un régulateur à deux positions 1a, comme représenté schématiquement à la figure 6.21. Pour les autres branches d'onduleur, on a la même disposition. Les signaux logiques  $d_1$ ,  $d_2$  et  $d_3$  indiquent que la tension de la branche d'onduleur correspondante doit être  $u_e$  (pour  $d_i = 1$ ) ou 0 (pour  $d_i = 0$ ).

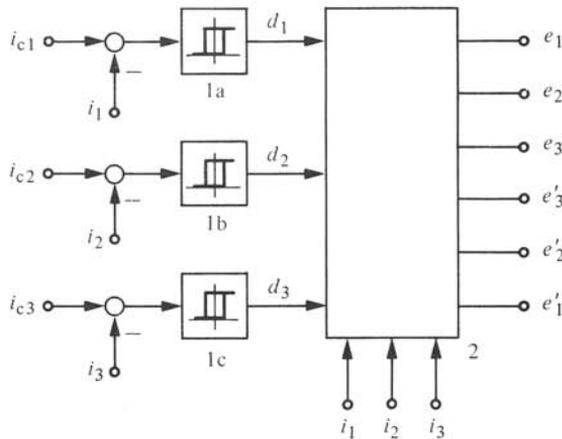


Fig. 6.21 Réglage et contrôle d'un convertisseur de fréquence par régulateurs à action à deux positions.

Un dispositif logique 2 détermine les contacteurs statiques de l'onduleur qui doivent être enclenchés par les signaux  $e_1$ ,  $e_2$ , etc. Dans ce but, on a aussi besoin de la polarité des courants de branches  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$ . Les grandeurs mesurées de ces courants sont donc introduites dans le dispositif logique et mises en forme par des bascules de Schmitt. Afin d'assurer que chaque contacteur statique de l'onduleur reste enclenché et déclenché pendant un temps minimal nécessaire pour changer la charge du condensateur d'extinction, on doit prévoir des circuits de verrouillage. Parfois, ces circuits sont complétés par une surveillance de la tension aux bornes du condensateur d'extinction, qui empêche

l'enclenchement du contacteur statique si le condensateur n'est pas suffisamment chargé (voir § 5.5.3).

La figure 6.22 représente schématiquement l'allure de la tension  $u_{10}$  aux bornes de la branche 1 de l'onduleur, celle du courant  $i_1$  et celle de la valeur de consigne  $i_{c1}$ . Cette dernière possède une allure sinusoïdale variant avec l'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale du courant statorique à imposer. Les autres branches d'onduleur se comportent de manière identique.

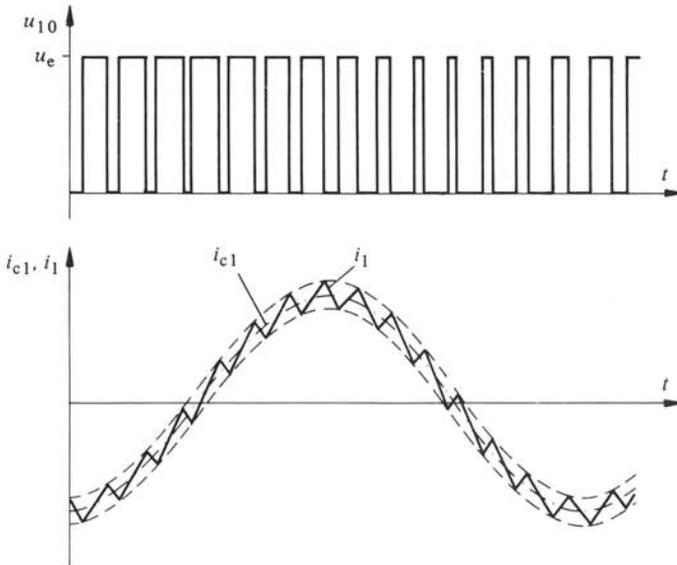


Fig. 6.22 Fonctionnement du montage de la figure 6.21.

La fréquence de pulsation est déterminée, d'une part par l'hystérèse du régulateur à action à deux positions et, d'autre part par la variation temporelle du courant  $i_1$ . Cette dernière dépend du comportement de la charge (par exemple moteur asynchrone). La fréquence de pulsation peut varier selon le point de fonctionnement, tandis que l'ondulation du courant est constante et imposée par l'hystérèse du régulateur à action à deux positions.

Cette disposition de réglage et de contrôle réagit très rapidement à des variations de la valeur de consigne. Les caractéristiques dynamiques sont donc très bonnes.

### 6.7.3 Réglage et contrôle par régulateurs à pulsation

Le schéma de principe d'un réglage et d'un contrôle par des régulateurs à pulsation est indiqué à la figure 6.23. Pour chaque branche, la différence entre les valeurs de consigne et réelle du courant est appliquée à l'entrée d'un régulateur standard (par exemple d'un régulateur PI) 1a, 1b et 1c. Des tensions de commande  $u_{cm1}$ ,  $u_{cm2}$  et  $u_{cm3}$ , on soustrait une tension auxiliaire  $u_h$  d'allure triangulaire et commune aux trois phases. Cette tension est générée par l'oscillateur 2. Elle possède une fréquence constante, égale à la fréquence de pulsation désirée. La différence  $u_{cm1} - u_h$  est amenée à l'entrée

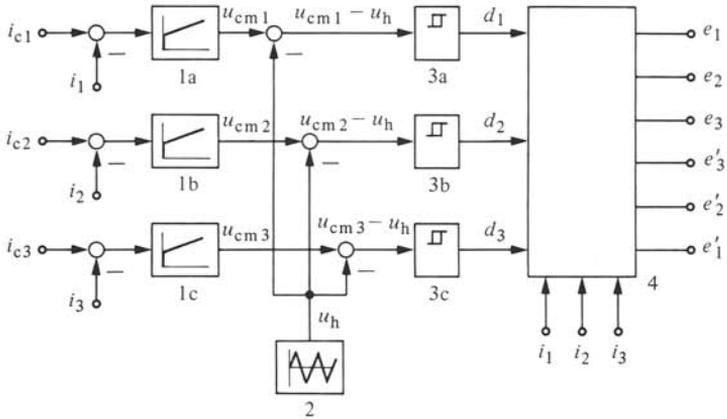


Fig. 6.23 Réglage et contrôle d'un convertisseur de fréquence par régulateurs à pulsation.

d'une bascule de Schmitt 3a. Son signal de sortie digital est  $d_1 = 1$  pour  $u_{cm1} - u_h > 0$  et  $d_1 = 0$  pour  $u_{cm1} - u_h < 0$ . Le signal  $d_1 = 1$  indique de nouveau que la tension  $u_{10}$  de la branche d'onduleur 1 doit être égale à  $u_e$ . On a la même fonction pour les branches d'onduleur 2 et 3 par l'intervention des bascules de Schmitt 3b et 3c.

Le dispositif logique 4 a la tâche de générer les signaux logiques  $e_1, e_2, \dots$ , comme décrit dans le paragraphe précédent.

Le principe de fonctionnement de ce réglage à pulsation découle de la figure 6.24. La valeur de consigne du courant  $i_{c1}$  varie sinusoidalement. Par conséquent, la tension de commande  $u_{cm1}$  possède aussi une allure pratiquement sinusoidale. Les points d'in-

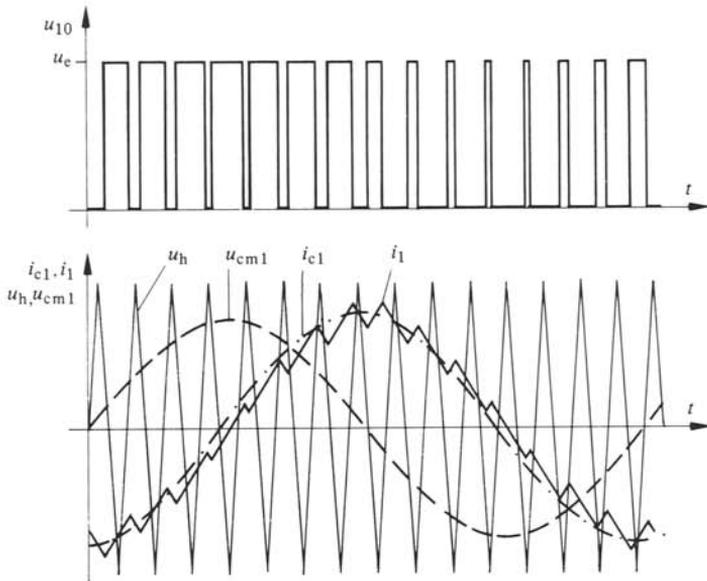


Fig. 6.24 Fonctionnement du montage de la figure 6.23.

tersection entre  $u_{cm1}$  et  $u_h$  déterminent les instants de commutation pour la branche d'onduleur 1. Le courant  $i_1$  présente une allure presque sinusoïdale. L'onde fondamentale est légèrement décalée par rapport à la valeur de consigne  $i_{c1}$ , de sorte que le régulateur 1a puisse produire un signal de sortie apte à régler la valeur réelle du courant suivant la variation sinusoïdale de la valeur de consigne. Le décalage est d'autant plus élevé que la fréquence de la valeur de consigne est élevée.

Pour le bon fonctionnement de ce montage, il est indispensable de munir les régulateurs de circuits de lissage, à cause de l'ondulation du courant. Cette ondulation ne doit pas apparaître d'une manière prononcée sur les tensions de commande  $u_{cm}$ , afin de ne pas compromettre la comparaison de ces tensions avec la tension auxiliaire  $u_h$ . Ce circuit de lissage limite considérablement la rapidité de réglage et, par conséquent, la fréquence de l'onde fondamentale doit être très inférieure à la fréquence de pulsation.

Par le réglage à pulsation, on impose donc la fréquence de pulsation par la tension auxiliaire  $u_h$ . Par contre, l'ondulation du courant varie selon le point de fonctionnement.

Ce procédé de réglage et de contrôle est aussi appelé *méthode de sous-oscillation*.



## ÉTUDE DES CIRCUITS DE RÉGLAGE

### 7.1 INTRODUCTION

#### 7.1.1 Généralités

Dans ce chapitre, on présentera quelques méthodes d'étude des circuits de réglage qui sont utilisées avant tout dans le domaine de l'électronique industrielle. Le but principal de cette étude est la détermination du type de régulateur et le calcul de ses coefficients, afin que le circuit de réglage soit stable et bien amorti. En général, on essaie d'utiliser des régulateurs standard du type PI ou PID. Des règles relativement simples seront établies aux sections 7.4 et 7.5. Comme on le démontrera, ce sont les petits retards qui se trouvent dans le circuit de réglage qui sont déterminants pour la stabilité et la rapidité de réglage. A la section 7.6, on étudiera leur influence. Une base théorique sera d'abord résumée dans les sections 7.2 et 7.3 par la présentation des différents critères de stabilité.

Cependant, la détermination des coefficients optimaux des régulateurs doit être précédée d'une analyse approfondie du comportement statique et dynamique du système à régler (voir sect. XV. 1.4). Cette analyse dépend évidemment de la nature du système à régler et des buts du réglage à réaliser. Quelques exemples concrets seront donnés aux chapitres 11 à 13, lors de l'étude des entraînements réglés.

Dans les paragraphes suivants, on introduira différentes méthodes de représentation graphique de la structure des systèmes à régler. Il s'agit du diagramme structurel, du graphe de fluence et du schéma bloc. Au paragraphe 7.1.5, on donnera quelques détails supplémentaires concernant les grandeurs relatives qui ont déjà été utilisées dans les chapitres précédents. Enfin, cette section se terminera par des indications sur la fonction de transfert et la représentation des réponses harmoniques.

#### 7.1.2 Diagramme structurel

Le *diagramme structurel* permet la représentation graphique d'équations différentielles linéaires et non linéaires. Il met en évidence la structure d'un système et permet, notamment, de bien visualiser les interactions entre les différents signaux, comme contre-réactions, non-linéarités, etc. Ce diagramme structurel se prête particulièrement bien à la représentation de systèmes à régler. La figure 10.5 en donne un exemple.

Les éléments qui composent le diagramme structurel représentent des opérations mathématiques, à savoir addition, soustraction, multiplication par un coefficient, intégration et différentiation, ainsi que la multiplication, la division et la fonction non linéaire d'une variable. Les symboles utilisés sont représentés à la figure 7.1.

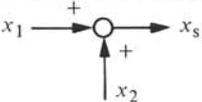
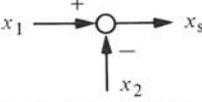
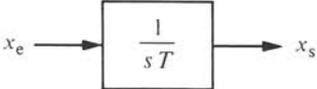
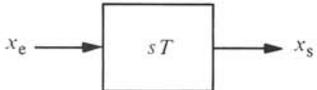
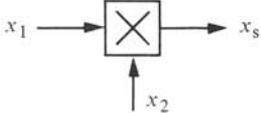
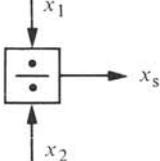
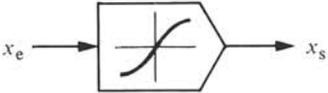
No	Désignation	Symbole	Observation
1	Addition		$x_s = x_1 + x_2$
2	Soustraction		$x_s = x_1 - x_2$
3	Multiplication par un coefficient		$x_s = ax_e$
4	Intégration		$x_s = \frac{1}{T} \int x_e dt$
5	Différentiation		$x_s = T \frac{dx}{dt}$
6	Multiplication		$x_s = x_1 x_2$
7	Division		$x_s = x_1 / x_2$
8	Fonction non linéaire		$x_s = f(x_e)$

Fig. 7.1 Symboles pour le diagramme structurel.

### 7.1.3 Graphe de fluence

Le *graphe de fluence* représente graphiquement des systèmes linéaires ou linéarisés. Il possède deux éléments : des *noeuds* et des *branches*. Les noeuds représentent des signaux, tandis que les branches, munies d'une flèche indiquant le sens de transmission (fluence des signaux), représentent les liaisons existantes entre les signaux, sous forme de fonctions de transfert ou de facteurs de transfert (voir fig. 7.2).

Si en un noeud convergent deux ou plusieurs branches (fig. 7.3), le signal de ce noeud se compose de la somme des transferts représentés par les branches.

La soustraction n'existe pas dans les graphes de fluence. Une telle opération doit

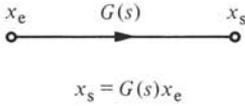


Fig. 7.2 Eléments du graphe de fluence.

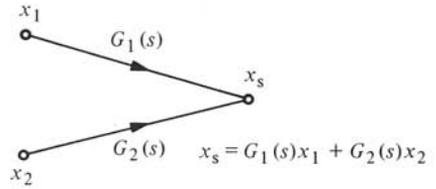


Fig. 7.3 Graphe de fluence avec deux branches convergeant dans un nœud.

être prise en considération par un signe négatif (inversion) dans la fonction de transfert de la branche correspondante.

Le graphe de fluence fait ressortir d'une manière claire la fluence des signaux. Il possède un ou plusieurs *noeuds d'entrée*, un ou plusieurs *noeuds de sortie* et plusieurs *noeuds intermédiaires*. Ce graphe de fluence peut être réduit successivement en éliminant des noeuds dont les signaux correspondants ne sont pas intéressants (ce sont en particulier les noeuds intermédiaires). Le *graphe de fluence complètement réduit* ne contient que les noeuds d'entrée et de sortie. Lors de la réduction du graphe de fluence, des règles de transformation, qui découlent des relations algébriques existant entre les différents noeuds, sont à respecter. La figure 7.4 représente l'élimination d'un nœud, tandis que la figure 7.5 indique l'élimination d'une branche qui revient sur le même nœud (branche de réaction).

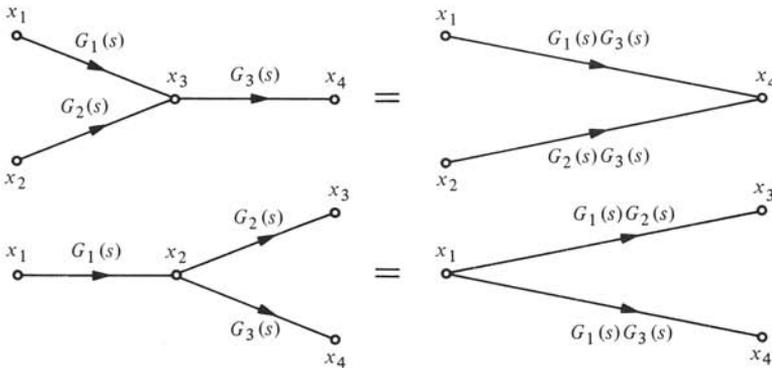


Fig. 7.4 Elimination d'un nœud dans un graphe de fluence.

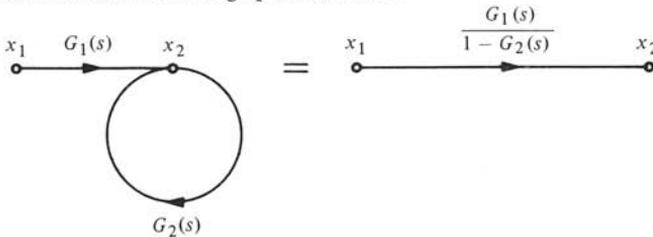


Fig. 7.5 Elimination d'une branche bouclée dans un graphe de fluence.

Pour la démonstration de cette dernière règle, on tire d'abord de la partie gauche de la figure 7.5

$$x_2 = G_1(s)x_1 + G_2(s)x_2 \tag{7.1}$$

d'où

$$x_2 = \frac{G_1(s)}{1 - G_2(s)} x_1 \quad (7.2)$$

Cette relation est représentée par la partie droite de la figure 7.5.

Parfois, il est avantageux de faire les réductions de manière algébrique.

Le graphe de fluence se prête soit à la représentation détaillée d'un système à régler linéaire ou linéarisé (voir par exemple la figure 11.2), soit à la représentation de circuits de réglage (voir par exemple la figure 11.8).

#### 7.1.4 Schéma bloc

Le *schéma bloc* est une autre variante pour la représentation graphique de systèmes linéaires ou linéarisés. Il est surtout utilisé pour la représentation de circuits de réglage. L'élément essentiel est le *bloc* (voir fig. 7.6). Il contient la fonction de transfert  $G(s)$  liant le signal de sortie  $x_s$  au signal d'entrée  $x_e$ . Un bloc peut représenter un seul système ou un groupe de systèmes. Les *branches* reliant les blocs représentent des signaux. En plus des blocs de transfert et des branches de connexion, le schéma bloc admet aussi des points de sommation ou de soustraction, comme dans le diagramme structurel (voir les symboles No1 et 2 de la figure 7.1).

Un exemple d'un schéma bloc est donné à la figure 7.19.

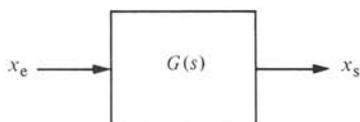


Fig. 7.6 Élément essentiel du schéma bloc.

#### 7.1.5 Grandeurs relatives

Il est avantageux de travailler avec des *grandeurs relatives*. Ceci facilite l'analyse des circuits de réglage.

En particulier, l'application des grandeurs relatives présente les avantages suivants :

- les signaux possèdent la dimension 1
- la grandeur des signaux apparaît sous forme d'une indication relative
- les fonctions de transfert et les facteurs de transfert possèdent également la dimension 1
- l'analyse des circuits de réglage est possible, sans que tous les éléments soient dimensionnés
- les constantes d'un système à régler, en particulier celles des machines électriques, varient dans des domaines relativement restreints
- les comportements des circuits de réglage de même structure, mais de puissances nominales très différentes, peuvent être facilement comparés
- les grandeurs relatives se prêtent particulièrement bien à la simulation analogique; les réflexions concernant les échelles sont à faire une seule fois, en fixant les valeurs de référence.

On parle souvent de grandeurs sans dimension (au lieu de dimension 1). Cependant, cette dénomination n'est pas correcte.

Chaque *grandeur physique* (tension, courant, vitesse, température, etc.) est référée à une *valeur de référence*. Cette dernière correspond à la valeur que prend cette grandeur lorsque le système fonctionne à son régime nominal, ou à une autre valeur de référence judicieusement choisie.

Soit  $X_n$  la valeur de référence de la grandeur physique  $X$ . La grandeur relative  $x$  est alors donnée par

$$x = \frac{X}{X_n} \tag{7.3}$$

Les grandeurs relatives sont généralement désignées par des symboles minuscules pour les différencier des *grandeurs absolues* (c'est-à-dire des grandeurs non relatives), par exemple :

- grandeurs absolues  $U, I, \Phi, \dots$   
dimension  $V \quad A \quad Vs$
- grandeurs relatives  $u, i, \varphi, \dots$   
dimension  $1 \quad 1 \quad 1$

Dans ce volume, on utilise donc des symboles majuscules pour exprimer les grandeurs absolues, même si ces dernières sont variables en fonction du temps. La seule exception est faite pour la variable temps qu'il n'est généralement pas judicieux d'exprimer en grandeurs relatives, dans le domaine de réglage. Le temps sera toujours exprimé en secondes et désigné par  $t$ .

Pour deux dispositifs se trouvant en série, la valeur de référence doit être identique pour la grandeur de sortie du premier dispositif et pour la grandeur d'entrée du deuxième dispositif (voir fig. 7.7).

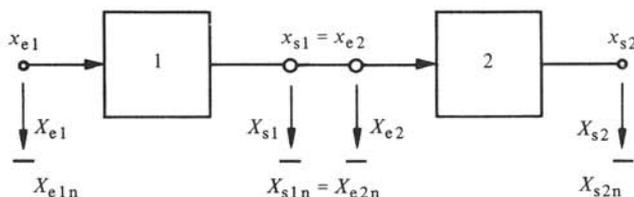


Fig. 7.7 Valeurs de référence pour deux dispositifs se trouvant en série.

### 7.1.6 Fonction de transfert

La *fonction de transfert*  $G(s)$  donne la relation entre le signal de sortie et le signal d'entrée d'un système linéaire ou linéarisé. Cette relation est exprimée à l'aide de la transformation de Laplace.

Si la fonction de transfert ne dépend pas de  $s$  ou si, pour le régime établi, on pose  $s \rightarrow 0$ , la fonction de transfert se réduit au *facteur de transfert*, qui en général est désigné par  $K$ .

### 7.1.7 Représentation de la réponse harmonique

La *réponse harmonique* est la réponse d'un système en régime sinusoïdal. Elle découle de la fonction de transfert en posant  $s = j\omega$ . Cette réponse est en général une

fonction complexe. On peut la représenter graphiquement dans le plan complexe où la pulsation  $\omega$  est un paramètre courant sur la courbe. Cette représentation est appelée *diagramme de Nyquist*.

Il existe une autre possibilité de représentation : on trace le *module* (valeur absolue) et la *phase* (déphasage ou argument) de la réponse harmonique en fonction de  $\omega$  (*diagrammes de Bode*). Pour des raisons évoquées au paragraphe 7.2.2, il est souvent suffisant de ne représenter que le module. D'habitude, on exprime le module (appelé parfois aussi gain) en décibel (voir sect. IV.3.2).

Cependant, dans le domaine de la technique de réglage, il est plus judicieux d'utiliser une représentation logarithmique double (évitant ainsi la conversion en décibel et vice versa) avec des échelles différentes pour le module et la pulsation  $\omega$ . Ainsi, il est avantageux de choisir la décade pour le module égale à la moitié de la décade pour  $\omega$ . Ceci permet de représenter sur une seule feuille la réponse harmonique dans un large domaine du module et de la pulsation  $\omega$ . La figure 7.8 montre un exemple.

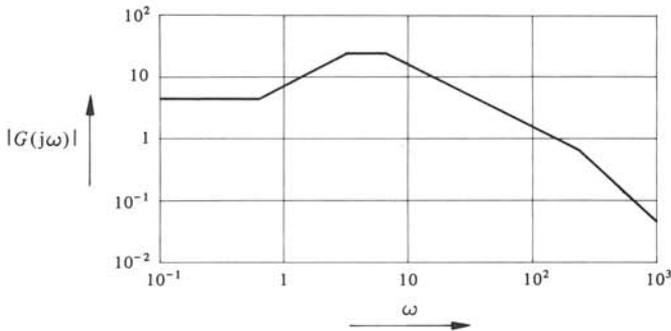


Fig. 7.8 Représentation logarithmique double du module de la réponse harmonique.

Pour l'*approximation par droites*, les *pulsations de coupure*, qui sont les inverses des constantes de temps inhérentes au système, sont déterminantes. La pente des courbes est exprimée en décade/décade, ou tout simplement par un nombre, sans autre précision. Par exemple, la courbe indiquée à la figure 7.8 passe successivement de la pente 0, à +1, 0, -1 et -2.

## 7.2 CRITÈRES DE STABILITÉ

### 7.2.1 Critère de Nyquist

On rappellera brièvement le *critère de stabilité de Nyquist* dont on donnera une démonstration intuitive qui n'est pas rigoureuse du point de vue mathématique, mais qui donne des résultats satisfaisants pour l'application pratique.

La figure 7.9 représente schématiquement un circuit de réglage.  $G_o(s)$  est la *fonction de transfert du circuit de réglage ouvert*. On suppose que le circuit de réglage est coupé après la comparaison des valeurs de consigne et réelle. A l'entrée du bloc  $G_o(s)$ , on injecte un signal  $x'_e$  variant sinusoïdalement en fonction du temps avec la pulsation

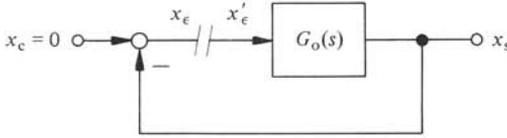


Fig. 7.9 Représentation par schéma bloc d'un circuit de réglage coupé.

$\omega$ . Le signal de sortie  $x_s$  est alors donné par

$$x_s = G_o(j\omega) x'_e \tag{7.4}$$

Dans cette relation,  $G_o(j\omega)$  est la *réponse harmonique du circuit de réglage ouvert*. En général,  $x_s$  est différent de  $x'_e$  en amplitude et en déphasage.

Il est possible que, pour une certaine valeur de  $\omega$ , le signal  $x_e = -x_s$  soit en phase avec le signal  $x'_e$  injecté au bloc  $G_o(s)$ . Selon les amplitudes, il faut distinguer les trois cas différents :  $\hat{x}_e = \hat{x}'_e$ ,  $\hat{x}_e > \hat{x}'_e$  et  $\hat{x}_e < \hat{x}'_e$ .

On considérera d'abord le cas  $\hat{x}_e = \hat{x}'_e$ . Si, dans ce cas particulier, on ferme la coupure dans le circuit de réglage en enlevant en même temps le signal injecté  $x'_e$ , le circuit de réglage continuera à osciller à la même pulsation et à la même amplitude. Le circuit de réglage fermé (ou bouclé) se trouve à la *limite de stabilité*.

Lorsque  $\hat{x}_e > \hat{x}'_e$ , les oscillations seront amplifiées après la fermeture du circuit de réglage. Ce dernier est *instable*. Si, par contre,  $\hat{x}_e < \hat{x}'_e$ , le signal de contre-réaction est trop faible pour maintenir l'oscillation. Cette dernière diminuera plus ou moins rapidement. Dans ce cas, le circuit de réglage est *stable*.

Le *point critique*  $\hat{x}_e = \hat{x}'_e$  est atteint, lorsque  $x_s = -x'_e$  ou

$$G_o(j\omega) = -1 \tag{7.5}$$

Pour l'étude de la stabilité, on trace la réponse harmonique  $G_o(j\omega)$  du circuit de réglage ouvert dans le plan complexe et l'on regarde son allure par rapport au point critique  $-1$ .

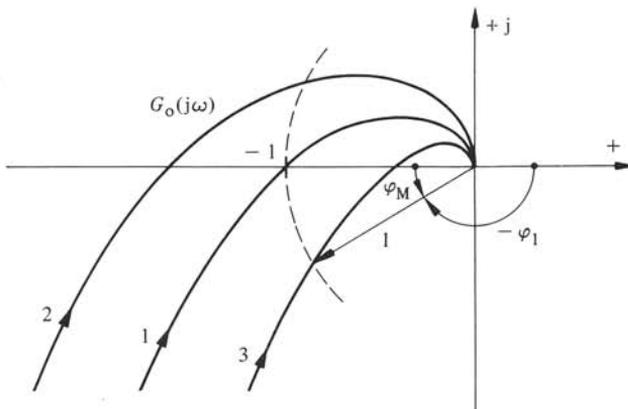


Fig. 7.10 Diagramme de Nyquist pour l'étude de stabilité.

La figure 7.10 montre schématiquement trois courbes. La courbe 1 passe par le point critique  $-1$ . Le circuit de réglage fermé sera donc à la limite de stabilité. La courbe 2 laisse le point critique  $-1$  à droite, en parcourant la courbe dans le sens des valeurs croissantes pour  $\omega$ . Ici, le circuit de réglage fermé sera instable. Enfin, la courbe 3 laisse le point critique  $-1$  à gauche. Dans ce dernier cas, le circuit de réglage fermé sera stable. Cette formulation correspond au critère de stabilité de Nyquist. Il s'agit d'une formulation simplifiée qui donne, dans la plupart des cas, des résultats corrects.

On peut aussi analyser la stabilité en regardant la phase de  $G_o(j\omega)$  pour la valeur particulière de  $\omega$  où le module  $|G_o(j\omega)|$  est égal à 1. On constate, sur la représentation de la figure 7.10, que le circuit de réglage fermé est stable lorsque la phase  $-\varphi_1$  est inférieure à  $180^\circ$ . On peut améliorer ce critère à l'aide de la *marge de phase*  $\varphi_M$  qui non seulement permet de constater si le circuit de réglage fermé est stable ou non, mais qui donne aussi des indications valables sur l'amortissement des phénomènes de réglage. Ce critère sur l'amortissement sera démontré à la section 7.3.

### 7.2.2 Relation de Bayard et Bode

La réponse harmonique d'un système est donnée sous la forme

$$G(j\omega) = G e^{j\varphi} \quad (7.6)$$

où  $G$  est le module et  $\varphi$  la phase. Ces deux grandeurs dépendent de la pulsation  $\omega$ . En prenant le logarithme des deux membres, on tire

$$\ln G(j\omega) = \ln G + j\varphi \quad (7.7)$$

Selon la relation de Bayard et Bode, il existe une dépendance bien définie entre la partie imaginaire et la partie réelle d'une fonction complexe (§ IV.7.3.32). En particulier, pour le cas de la réponse harmonique sous la forme (7.7), il est possible de déterminer la phase  $\varphi$  à une pulsation  $\omega_0$  si l'allure de  $\ln G$  est connue en fonction de  $\omega$ . La relation est la suivante

$$\varphi(\omega_0) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{d \ln G}{d \ln \omega} \ln \left| \frac{\omega_0 + \omega}{\omega_0 - \omega} \right| \frac{d\omega}{\omega} \quad (7.8)$$

Pour que cette relation soit applicable, il est indispensable que la fonction de transfert sur laquelle se base la réponse harmonique soit une fonction rationnelle en  $s$  ayant tous ses pôles et zéros dans le demi-plan situé à gauche de l'axe imaginaire. Le système doit donc être stable et, en plus, être un système à déphasage minimal (c'est-à-dire : pas de zéros avec une composante réelle positive). En outre, le système ne doit pas non plus comporter des retards purs, car la fonction exponentielle, comme fonction transcendante, n'est pas rationnelle.

Si la pente de la réponse harmonique en représentation logarithmique est constante, on peut démontrer que la solution de (7.8) est

$$\varphi(\omega_0) = \frac{\pi}{2} \frac{d \ln G}{d \ln \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\pi}{2} \frac{d \log G}{d \log \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (7.9)$$

La phase est donc proportionnelle à la pente de  $\log G$  en fonction de  $\log \omega$ . Une pente  $-1$  correspond à une phase de  $-90^\circ$ , une pente  $-2$  à une phase de  $-180^\circ$  et ainsi de suite.

Ces relations peuvent aussi être appliquées d'une manière approximative, si la réponse harmonique est donnée sous la forme de l'approximation par plusieurs droites, dans le diagramme de Bode. D'une manière très grossière, la phase est proportionnelle à la pente de la réponse harmonique à la pulsation  $\omega_0$ . Cependant, il faut prendre certaines précautions avec les systèmes oscillants possédant un amortissement faible, où la partie imaginaire des pôles conjugués complexes est très élevée par rapport à la partie réelle, c'est-à-dire plus de trois fois environ. Dans ce cas, l'approximation par droites n'est plus satisfaisante et peut conduire à des conclusions erronées sur la détermination de la phase.

Les conditions restrictives mentionnées ci-dessus sont satisfaites dans la plupart des circuits de réglage intéressant l'électronique industrielle. Ainsi, on peut appliquer des règles très simples, qui seront établies par la suite, pour étudier la stabilité des circuits de réglage, en se limitant à l'étude de l'allure du module de la réponse harmonique. Si les conditions mentionnées ci-dessus ne sont pas satisfaites, il s'avère indispensable de tenir également compte de la phase de la réponse harmonique et de faire appel à des critères de stabilité complets.

### 7.2.3 Critère de Bode

Selon les démonstrations du paragraphe 7.2.1, on sait qu'un circuit de réglage fermé se trouve à la limite de stabilité si la réponse harmonique  $G_o(j\omega)$  du circuit de réglage ouvert présente pour le module  $|G_o(j\omega)| = 1$  une phase de  $-180^\circ$ . Si, pour le même module, la phase dépasse  $-180^\circ$ , le circuit de réglage fermé est instable. Si, par contre, la phase ne dépasse pas  $-180^\circ$ , le circuit de réglage fermé est stable.

En faisant appel à la relation (7.9), on peut formuler ce critère de stabilité d'une manière approximative sous la forme suivante : si l'allure du module de la réponse harmonique présente pour  $|G_o(j\omega)| = 1$  (*passage par 1 du module*) une pente  $-2$ , le circuit de réglage fermé se trouve à la limite de stabilité. Si, pour le même module, la

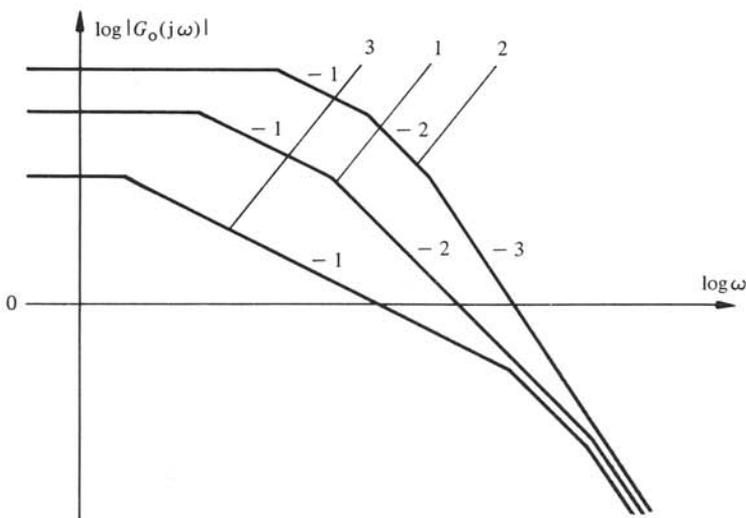


Fig. 7.11 Diagramme de Bode (module de la réponse harmonique) pour l'étude de stabilité.

pente est  $-3$  (ou plus élevée), le circuit de réglage fermé est instable. Si, par contre, la pente est égale à  $-1$ , le circuit de réglage fermé est stable. C'est la *critère de stabilité de Bode*. La figure 7.11 montre les trois cas différents : la courbe 1 pour un circuit de réglage se trouvant à la limite de la stabilité, la courbe 2 pour un circuit de réglage instable et la courbe 3 correspondant à un circuit de réglage stable.

Ce critère est assez grossier, du fait qu'il ne prend en considération que la pente à  $|G_o(j\omega)| = 1$ , ( $\log |G_o(j\omega)| = 0$ ), et ne tient pas compte de l'allure du module au voisinage de ce point critique. En effet, la relation exacte (7.8) demande de considérer l'allure du module sur toute la plage de  $\omega$ . Cependant, les valeurs voisines de  $\omega_0$  sont plus fortement pondérées que celles qui sont très éloignées de  $\omega_0$ .

Il est possible d'améliorer ce critère et de le mettre sous une forme qui permette d'en tirer des indications assez précises concernant l'amortissement des phénomènes transitoires dans le circuit de réglage fermé, comme on le démontrera dans la section suivante.

### 7.3 CRITÈRE SUR L'AMORTISSEMENT

#### 7.3.1 Marge de phase

Pour déduire le critère sur l'amortissement se basant sur la marge de phase, on suppose que la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert est donnée sous la forme

$$G_o(s) = \frac{1}{s T_1 (1 + s T_p)} \quad (7.10)$$

Les possibilités existantes pour corriger la fonction de transfert du système à régler au moyen d'un amplificateur de réglage et pour mettre sous une forme souhaitable seront discutées à la section 7.4.

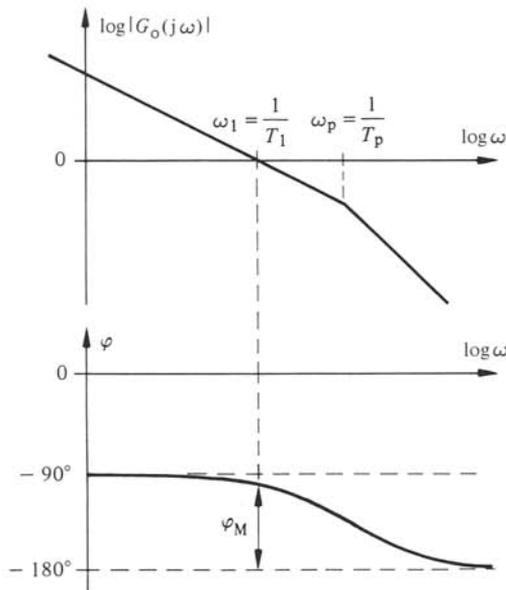


Fig. 7.12 Module et phase de la réponse harmonique du circuit de réglage ouvert.

Le module de la réponse harmonique est indiqué schématiquement à la figure 7.12, où l'on trouve aussi la phase  $\varphi$ . Pour  $|G_o(j\omega)| = 1$ , on a la marge de phase  $\varphi_M$ . Cette dernière est égale à la différence entre la phase  $\varphi$  pour  $\omega_1$  et  $-180^\circ$ . La marge de phase dépend de la constante de temps  $T_p$  qui détermine la pulsation de coupure  $\omega_p = 1/T_p$  entre les asymptotes de pente  $-1$  et  $-2$ .

De (7.10) on tire la phase  $\varphi$ , en considérant que le premier terme  $1/sT_1$  donne une phase constante  $-\pi/2 = -90^\circ$

$$\varphi = -90^\circ - \arctan \omega T_p \tag{7.11}$$

Avec la *pulsation de passage par 1* (du module)  $\omega = \omega_1 = 1/T_1$ , on trouve pour la marge de phase

$$\varphi_M = 90^\circ - \arctan \omega_1 T_p = \arccot(T_p/T_1) \tag{7.12}$$

Cette marge de phase est représentée à la figure 7.13 en fonction de  $T_p/T_1$ . Pour une marge de phase de  $60^\circ$  environ, on voit que  $T_p = T_1/2$ .

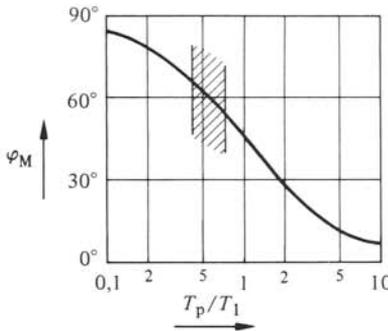


Fig. 7.13 Marge de phase pour la réponse harmonique de la figure 7.12.

### 7.3.2 Fonction de transfert du circuit de réglage fermé

Nous allons étudier le circuit de réglage de la figure 7.14. La grandeur de consigne est désignée par  $x_c$ . Pour la grandeur de sortie  $x_s$ , on tire

$$x_s = G_o(s) (x_c - x_s) \tag{7.13}$$

d'où découle

$$x_s = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} x_c \tag{7.14}$$

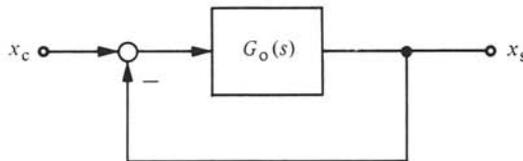


Fig. 7.14 Schéma bloc d'un circuit de réglage.

Si l'on introduit pour  $G_o(s)$  l'expression donnée par la relation (7.10), on obtient la fonction de transfert du circuit de réglage fermé

$$G'(s) = \frac{x_s}{x_c} = \frac{1}{1 + s T_1 (1 + s T_p)} \quad (7.15)$$

Pour une meilleure distinction, la fonction de transfert, la réponse harmonique et la réponse indicielle du circuit de réglage fermé seront munies d'une apostrophe.

Dans le cas présent, le circuit de réglage est un système du deuxième ordre en  $s$ . Pour une réaction rapide, mais quand même suffisamment amortie, il faut que le système possède un *comportement oscillatoire amorti*. La fonction de transfert du circuit de réglage fermé prend ainsi la forme

$$G'(s) = \frac{1}{1 + s 2 \delta / \omega_0 + s^2 / \omega_0^2} \quad (7.16)$$

La comparaison avec (7.15) donne, pour la *pulsation propre*

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_p}} \quad (7.17)$$

et pour le *coefficient d'amortissement*

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_1}{T_p}} \quad (7.18)$$

### 7.3.3 Réponse indicielle du circuit de réglage fermé

La *réponse indicielle* du circuit de réglage fermé est donnée par la réaction du signal de sortie  $x_s$  à un saut unité de la valeur de consigne  $x_c$ . Elle découle de la transformation de Laplace inverse

$$\gamma'(t) = L^{-1} \left[ \frac{1}{s} G'(s) \right] = 1 - \left( \cos \omega t + \frac{\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}} \sin \omega t \right) e^{-\delta \omega_0 t} \quad (7.19)$$

avec

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \delta^2} \quad (7.20)$$

L'allure de principe de cette réponse indicielle est indiquée à la figure 7.15. Cette courbe présente deux grandeurs caractéristiques, à savoir : le *dépassement maximum*  $\Delta \gamma'_{\max}$  et le *temps de montée*  $t_m$ , correspondant au moment où la valeur finale, c'est-à-dire  $\gamma'(t) = 1$ , est atteinte pour la première fois. Ces grandeurs sont fonction de  $\omega_0$  et de  $\delta$  et, par conséquent, aussi des constantes de temps  $T_1$  et  $T_p$ .

### 7.3.4 Dépassement maximum

Le dépassement maximum  $\Delta \gamma'_{\max}$  est atteint en  $t = t_{\max}$  (voir fig. 7.15). On obtient  $t_{\max}$  en résolvant l'équation  $d\gamma'(t)/dt = 0$ , à savoir

$$\left[ \left( \cos \omega t + \frac{\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}} \sin \omega t \right) \delta \omega_0 + \left( \sin \omega t - \frac{\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}} \cos \omega t \right) \omega \right] \cdot e^{-\delta \omega_0 t} = 0 \quad (7.21)$$

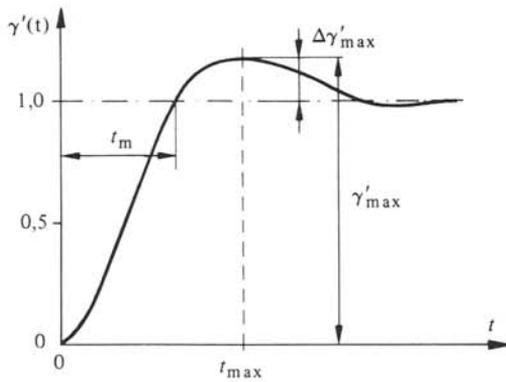


Fig. 7.15 Allure de principe de la réponse indicielle du circuit de réglage fermé.

où il faut poser  $t = t_{\max}$ . Etant donné que selon (7.20)

$$\delta \omega_0 - \frac{\delta \omega}{\sqrt{1-\delta^2}} = 0 \quad (7.22)$$

il ne reste que

$$\left( \frac{\delta^2 \omega_0}{\sqrt{1-\delta^2}} + \omega_0 \sqrt{1-\delta^2} \right) \sin \omega t_{\max} = 0 \quad (7.23)$$

d'où

$$t_{\max} = \frac{\pi}{\omega} = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\delta^2}} \quad (7.24)$$

En introduisant cette expression dans (7.19), on obtient

$$\Delta \gamma'_{\max} = \gamma'_{\max} - 1 = e^{-\delta \omega_0 t_{\max}} = e^{-\pi \delta / \sqrt{1-\delta^2}} \quad (7.25)$$

Si l'on élimine encore  $\delta$  au moyen de la relation (7.18), on tire

$$\Delta \gamma'_{\max} = e^{-\pi / \sqrt{4 T_p / T_1 - 1}} \quad (7.26)$$

Le dépassement est une fonction du quotient  $T_p/T_1$  des deux constantes de temps de la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert. La relation entre  $\Delta \gamma'_{\max}$  et  $T_p/T_1$  est représentée à la figure 7.16.

### 7.3.5 Temps de montée

Le temps de montée  $t_m$  découle de la condition  $\gamma'(t) = 1$ . De (7.19) on trouve

$$\left( \cos \omega t + \frac{\delta}{\sqrt{1-\delta^2}} \sin \omega t \right) e^{-\delta \omega_0 t} = 0 \quad (7.27)$$

où l'on doit poser  $t = t_m$ . Cette équation est vraie, si le terme dans la parenthèse s'annule, c'est-à-dire, pour

$$\tan \omega t_m = -\frac{\sqrt{1-\delta^2}}{\delta} = -\sqrt{4 \frac{T_p}{T_1} - 1} \quad (7.28)$$

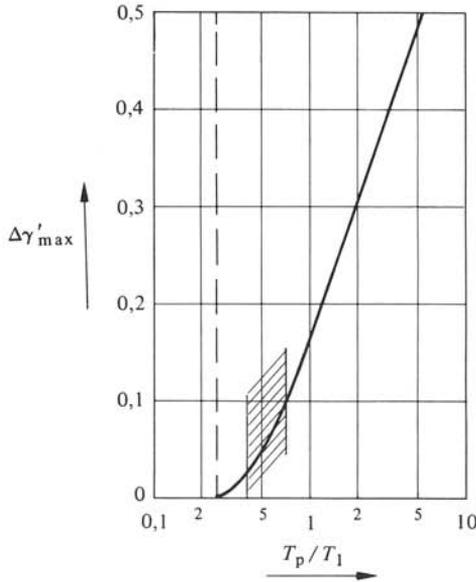


Fig. 7.16 Dépassement maximum  $\Delta\gamma'_{\max}$  en fonction de  $T_p/T_1$ .

Avec

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \delta^2} = \sqrt{\frac{1 - T_1/4T_p}{T_1 T_p}} = \frac{1}{2T_p} \sqrt{4 \frac{T_p}{T_1} - 1} \tag{7.29}$$

on tire

$$t_m = \frac{2T_p}{\sqrt{4T_p/T_1 - 1}} \left( \pi - \arctan \sqrt{4 \frac{T_p}{T_1} - 1} \right) \tag{7.30}$$

Le temps de montée  $t_m$  nécessaire pour atteindre pour la première fois la valeur finale  $\gamma'(t) = 1$ , dépend de  $T_p/T_1$ . Il est, de plus, proportionnel à la constante de temps  $T_p$ . Plus cette constante de temps  $T_p$  est petite, plus le temps de montée est court et plus rapide est l'intervention du circuit de réglage fermé. La relation  $t_m/T_p$  est représentée à la figure 7.17 en fonction de  $T_p/T_1$ .

Les courbes des figures 7.16 et 7.17 ne sont valables que pour  $T_p/T_1 \geq 0,25$ . On constate que  $4T_p/T_1 - 1$  devient négatif et que la racine de cette expression devient imaginaire lorsque  $T_p/T_1 < 0,25$ . Dans ce cas, la fonction de transfert (7.15) ne présente plus de comportement oscillatoire. Ce comportement n'est pas intéressant pour un circuit de réglage, parce que le temps de montée deviendrait infini.

### 7.3.6 Amortissement optimal

Pour choisir la relation  $T_p/T_1$  optimale, il faut faire un compromis entre le dépassement maximum  $\Delta\gamma'_{\max}$  et le temps de montée  $t_m$  (voir fig. 7.16 et 7.17). Normalement, on doit se limiter à  $\Delta\gamma'_{\max} \leq 0,1$ , ce qui demande  $T_p/T_1 \leq 0,7$ . Pour éviter, d'autre part, que le temps de montée  $t_m$  ne devienne trop élevé, il faut que  $T_p/T_1 \geq 0,4$ .

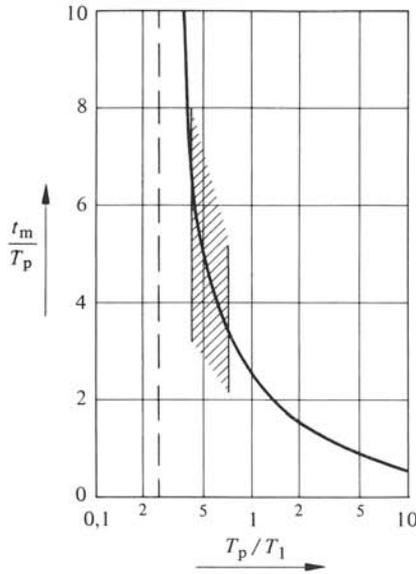


Fig. 7.17 Temps de montée  $t_m$  en fonction de  $T_p/T_1$ .

Ce domaine optimal est indiqué aux figures 7.16 et 7.17 par une bande hâchurée. Par la figure 7.13, on obtient une marge de phase située entre  $55^\circ$  et  $68^\circ$ .

Normalement, on choisit un *amortissement optimal*, tel que  $T_p/T_1 = 0,5$ . A cette valeur correspond un dépassement maximum  $\Delta\gamma'_{\max} = 0,043$ , un temps de montée  $t_m/T_p = 4,71$  et une marge de phase  $\varphi_M = 63,5^\circ$ .

Selon cette règle, le passage par 1 ( $|G_o(j\omega)| = 1$ ) de l'approximation par droites de la réponse harmonique du circuit de réglage ouvert doit se situer à  $\omega_1 = \omega_p/2 = 1/2 T_p$ .

#### 7.4 AJUSTEMENT OPTIMAL DES CONSTANTES DE TEMPS D'UN RÉGULATEUR

##### 7.4.1 Emploi d'un régulateur PID

On suppose que la *fonction de transfert d'un système à régler* avec l'organe de commande est donnée sous la forme

$$G_s(s) = \frac{K}{(1+sT_a)(1+sT_b)(1+sT_p)} \quad (7.31)$$

où  $K$  est le facteur de transfert,  $T_a$  et  $T_b$  sont des *constantes de temps dominantes* et  $T_p$  est une *petite constante de temps*. On a donc  $T_a \geq T_b \gg T_p$ . La définition plus précise de ces constantes de temps sera donnée au paragraphe 7.6.1.

L'allure du module de la réponse harmonique est représentée schématiquement à la figure 7.18. Les pulsations de coupure sont données par  $1/T_a$ ,  $1/T_b$  et  $1/T_p$ .

Etant donné que le système à régler possède deux constantes de temps dominan-

tes, il est nécessaire de faire appel à un régulateur PID, dont la fonction de transfert est donnée par [voir équation (4.46)]

$$G_R(s) = \frac{(1 + s T_n)(1 + s T_v)}{s T_i} \quad (7.32)$$

On obtient ainsi, pour la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert

$$\begin{aligned} G_o(s) &= G_R(s) G_s(s) = \\ &= \frac{(1 + s T_n)(1 + s T_v)}{s T_i} \frac{K}{(1 + s T_a)(1 + s T_b)(1 + s T_p)} \end{aligned} \quad (7.33)$$

Pour une *adaptation optimale* du régulateur PID, il faut choisir

$$T_n = T_a \quad (7.34)$$

et

$$T_v = T_b \quad (7.35)$$

Ainsi, les constantes de temps dominantes du système à régler (correspondant aux pôles  $-1/T_a$  et  $-1/T_b$ ) sont compensées par les constantes de temps du régulateur (correspondant aux zéros  $-1/T_n$  et  $-1/T_v$ ). La fonction de transfert du circuit de réglage ouvert se réduit alors à

$$G_o(s) = \frac{K}{s T_i (1 + s T_p)} \quad (7.36)$$

Le module de la réponse harmonique correspondante est également représenté à la figure 7.18.

La *compensation des constantes de temps dominantes*  $T_a$  et  $T_b$  comporte donc une réduction de l'ordre de la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert. Ceci a une influence favorable sur le comportement dynamique du circuit de réglage fermé.

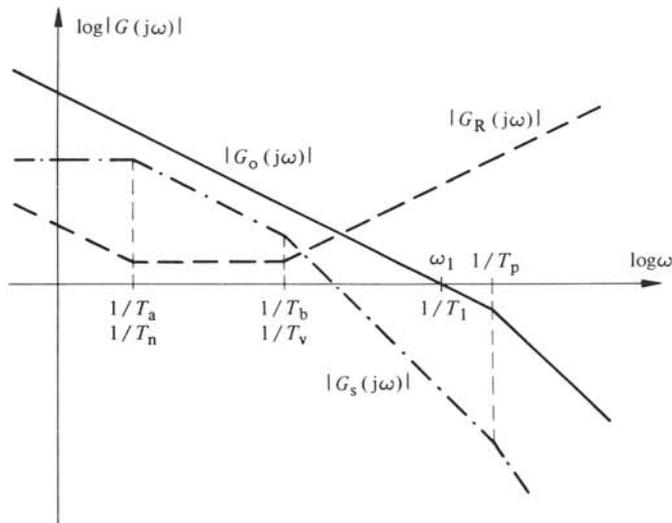


Fig. 7.18 Réponses harmoniques pour la détermination des constantes de temps d'un régulateur PID.

Une comparaison avec l'équation (7.10) montre que les fonctions de transfert possèdent la même allure, si l'on pose  $T_i/K = T_1$ . En ce qui concerne la stabilité et l'amortissement, il est possible d'appliquer les résultats obtenus au paragraphe 7.3.6. Avec le rapport optimal  $T_p/T_1 = 0,5$ , on obtient dans le cas présent

$$\frac{T_p}{T_i/K} = \frac{1}{2} \quad (7.37)$$

d'où

$$T_i = 2 K T_p \quad (7.38)$$

Avec cet ajustement optimal des constantes de temps du régulateur PID, le circuit de réglage fermé possède un dépassement maximum  $\Delta\gamma'_{\max} = 0,043$  et un temps de montée  $t_m = 4,71 T_p$ . La *rapidité de réglage* est donc limitée uniquement par la petite constante de temps  $T_p$  inhérente au circuit de réglage.

Il faut remarquer, que ces relations ne sont valables que pour de petites variations, tant que les limitations existant dans le circuit de réglage ne sont pas atteintes.

#### 7.4.2 Emploi d'un régulateur PI

Si le système à régler avec l'organe de commande possède une seule constante de temps dominante  $T_a$  et une petite constante de temps  $T_p$ , c'est-à-dire une fonction de transfert

$$G_s(s) = \frac{K}{(1 + s T_a)(1 + s T_p)} \quad (7.39)$$

il faut faire appel à un régulateur PI avec la fonction de transfert

$$G_R(s) = \frac{1 + s T_n}{s T_i} \quad (7.40)$$

La constante de temps  $T_a$  est à compenser au moyen de  $T_n$  et, pour un ajustement optimal, la constante de temps d'intégration  $T_i$  doit être choisie selon l'équation (7.38), c'est-à-dire  $T_i = 2 K T_p$ .

Lorsque la constante de temps dominante  $T_a$  est très élevée par rapport à  $T_p$ , il est parfois judicieux de déterminer  $T_n$  selon un autre critère, afin d'obtenir une réaction de réglage plus rapide lors de l'apparition de perturbations (voir sect. 7.5).

Dans le cas présent, on est tenté de prendre un régulateur PID et de compenser  $T_p$  par  $T_v$ . Dans ce cas, la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert se réduirait à  $G_o(s) = K/sT_i = 1/sT_1$ . La marge de phase est de  $90^\circ$  et la rapidité de réglage pourrait être augmentée théoriquement avec  $T_1 \rightarrow 0$  sans risque d'instabilité. En réalité, ce cas idéal ne peut pas être atteint, parce qu'il existe toujours d'autres petites constantes de temps qui pourraient provoquer des oscillations et des instabilités à des pulsations élevées. Il n'est donc pas permis de compenser une petite constante de temps par un régulateur (voir aussi sect. 7.6).

#### 7.4.3 Fonction de transfert résultante

Avec un ajustement optimal du régulateur, la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert prend la forme

$$G_o(s) = \frac{1}{s 2T_p (1 + sT_p)} \quad (7.41)$$

d'où la fonction de transfert du circuit de réglage fermé

$$G'(s) = \frac{1}{1 + s 2T_p (1 + sT_p)} \quad (7.42)$$

Cette dernière ne dépend donc que de la petite constante de temps  $T_p$ .

## 7.5 SYSTÈME À RÉGLER AVEC COMPORTEMENT INTÉGRAL

### 7.5.1 Généralités

Il existe des cas particuliers, que l'on rencontre assez fréquemment dans le domaine de l'électronique industrielle, où le système à régler possède un comportement intégral, de sorte que les règles d'ajustement optimal données à la section précédente ne sont pas applicables.

A première vue, il semble qu'un régulateur P soit suffisant pour réduire l'erreur statique à zéro, grâce au comportement intégral du système à régler. Cependant, si une perturbation intervient sur le système à régler par l'intermédiaire de ce comportement intégral, on est contraint de faire appel à un régulateur PI, comme on le démontrera par la suite.

Les études dans cette section se basent sur le schéma bloc représenté à la figure 7.19. Le signal  $x_\sigma$  est une *grandeur perturbatrice* qui influence la grandeur de sortie par le bloc  $G_\sigma(s)$ . C'est la *fonction de transfert de la perturbation du système à régler*. On suppose que cette dernière possède la forme

$$G_\sigma(s) = \frac{1}{s T} \quad (7.43)$$

Pour le système à régler et l'organe de commande, la fonction de transfert est donnée par

$$G_s(s) = \frac{1}{s T (1 + s T_p)} \quad (7.44)$$

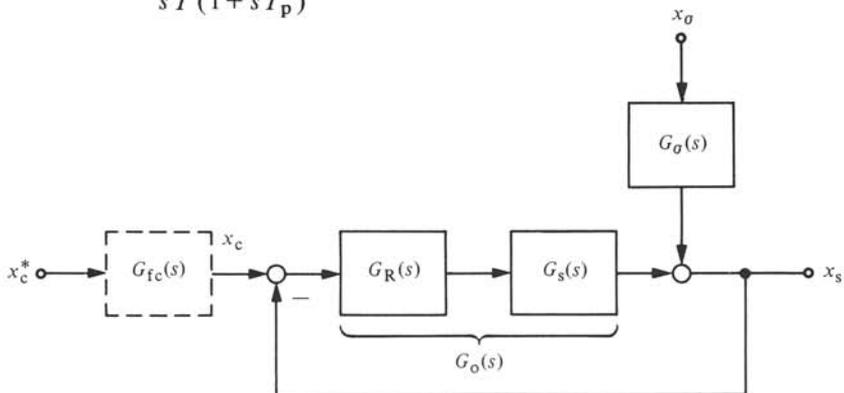


Fig. 7.19 Schéma bloc d'un circuit de réglage avec intervention d'une grandeur perturbatrice  $x_\sigma$ .

La constante de temps  $T$  détermine le comportement intégral du système à régler.  $T_p$  est de nouveau une petite constante de temps. La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par la relation (7.40).

La fonction du bloc  $G_{fc}(s)$ , indiqué en pointillé à la figure 7.19 sera décrite au paragraphe 7.5.4.

Du schéma bloc de la figure 7.19, on tire la relation générale pour la grandeur de sortie

$$x_s = G_o(s) (x_c - x_s) + G_\sigma(s) x_\sigma \quad (7.45)$$

d'où

$$x_s = G'(s) x_c + G'_\sigma(s) x_\sigma \quad (7.46)$$

avec

$$G'(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \quad (7.47)$$

et

$$G'_\sigma(s) = \frac{G_\sigma(s)}{1 + G_o(s)} \quad (7.48)$$

$G'_\sigma(s)$  est la fonction de transfert de la perturbation du circuit de réglage fermé qui décrit le comportement de ce dernier par rapport à une perturbation.

### 7.5.2 Détermination de la composante proportionnelle

Avec (7.40) et (7.44), on obtient la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert

$$G_o(s) = \frac{1 + s T_n}{s T_i} \frac{1}{s T (1 + s T_p)} \quad (7.49)$$

Avec  $T_n$  on ne peut pas compenser  $T_p$ , parce que cette dernière est une petite constante de temps. Pour le choix de  $T_n$ , il faut appliquer des règles particulières qui seront développées au paragraphe 7.5.3.

L'allure générale de la réponse harmonique de  $G_o(s)$  est indiquée à la figure 7.20. Afin que le passage par 1 ait lieu avec une pente  $-1$ , il faut que  $1/T_n < \omega_1 < 1/T_p$ .

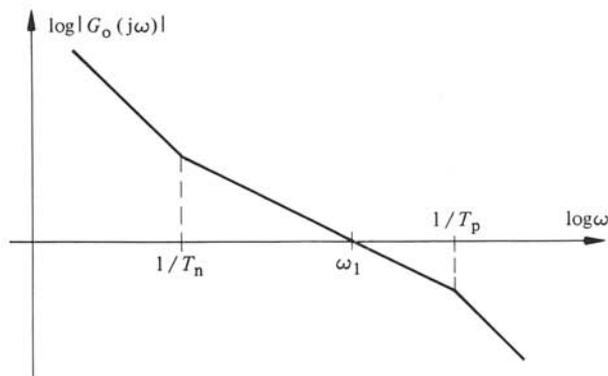


Fig. 7.20 Allure générale de la réponse harmonique du circuit de réglage ouvert.

En se basant sur les règles établies à la section précédente, les constantes de temps  $T_n$  et  $T_i$  du régulateur sont à choisir de telle manière que

$$\omega_1 = \frac{1}{2} \frac{1}{T_p} \quad (7.50)$$

L'asymptote intermédiaire de pente  $-1$  de la réponse harmonique, déterminant  $\omega_1$ , découle de l'équation (7.49) en supposant que  $sT_n \gg 1$  et que  $sT_p \ll 1$ . On obtient ainsi

$$G_o(s) \cong \frac{T_n}{T_i} \frac{1}{sT} \quad (7.51)$$

Pour  $s = j\omega_1$  il faut que  $|G_o(j\omega_1)| = 1$ , c'est-à-dire

$$1 = \frac{T_n}{T_i} \frac{1}{\omega_1 T} \quad (7.52)$$

d'où l'on tire, en remplaçant  $\omega_1$  par (7.50)

$$\frac{T_n}{T_i} = \frac{1}{2} \frac{T}{T_p} \quad (7.53)$$

On ne trouve qu'une relation pour la composante proportionnelle  $T_n/T_i$  du régulateur PI.

Avec les constantes de temps du régulateur adaptées selon (7.53), on obtient, à l'aide de (7.49), pour la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert

$$G_o(s) = \frac{1 + sT_n}{sT_n} \frac{1}{s2T_p(1 + sT_p)} \quad (7.54)$$

### 7.5.3 Détermination de la constante de temps $T_n$

Dans l'expression (7.54) pour  $G_o(s)$ , la constante de temps  $T_n$  du régulateur PI est encore indéterminée. Pour choisir cette dernière d'une manière optimale, on doit étudier son influence sur  $G'(s)$  et  $G'_\sigma(s)$ . On fait appel à la figure 7.21, où sont représentées de manière générale plusieurs réponses harmoniques. En partant de  $G_o(s)$  pour différentes valeurs de  $T_n$ , on peut construire approximativement la réponse harmonique de  $G'(s)$  et de  $G'_\sigma(s)$ .

Cette construction approximative se base sur les relations suivantes :

$$\frac{1}{|1 + G_o(j\omega)|} \cong \frac{1}{|G_o(j\omega)|} \quad \text{pour } |G_o(j\omega)| > 1 \quad (7.55)$$

et

$$\frac{1}{|1 + G_o(j\omega)|} \cong 1 \quad \text{pour } |G_o(j\omega)| < 1 \quad (7.56)$$

Des courbes de la figure 7.21, il découle que  $T_n$ , en première approximation, n'a pas d'influence sur la rapidité de réglage pour des variations de la valeur de consigne. La pulsation de coupure de  $G'(j\omega)$  est égale à  $\omega_1$ .

La réponse harmonique  $|G'_\sigma(j\omega)|$  tend vers zéro, pour  $\omega \rightarrow 0$ . Ceci indique que, en régime établi, l'influence de la perturbation est annulée par le régulateur PI. Si, par

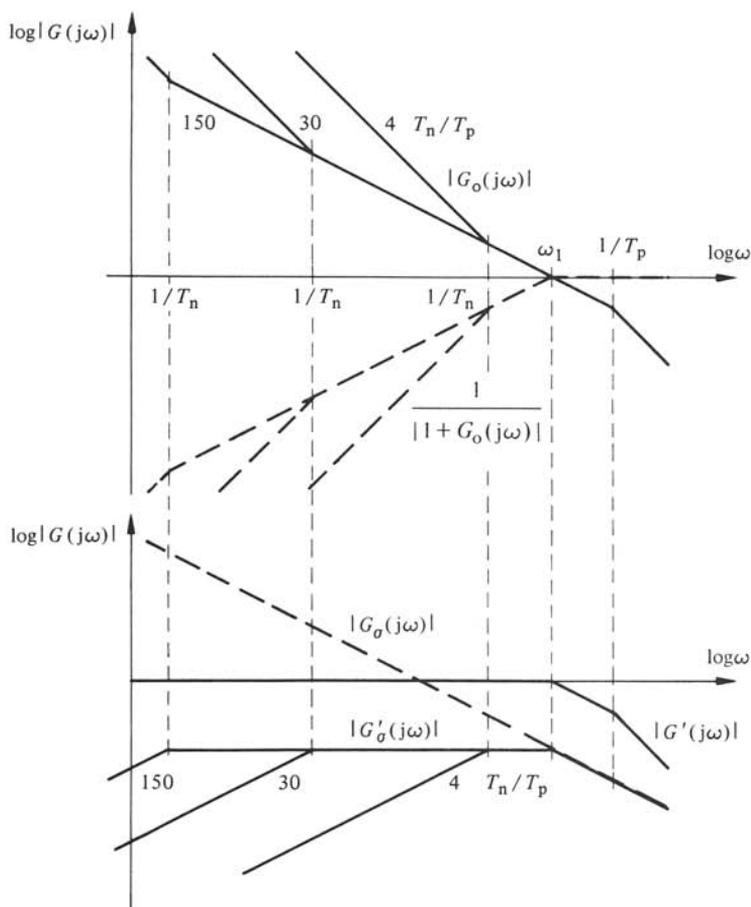


Fig. 7.21 Influence de  $T_n$  sur les réponses harmoniques.

contre, on avait utilisé un régulateur P, la réponse harmonique  $|G'_\sigma(j\omega)|$  prendrait une valeur finie, et la perturbation aurait une influence permanente sur la grandeur de sortie (pulsation de coupure  $1/T_n \rightarrow 0$ ).

Cependant, on constate une influence importante de  $T_n$  sur  $|G'_\sigma(j\omega)|$ . La rapidité de réglage par rapport à des perturbations est donnée par la pulsation de coupure  $1/T_n$ . Plus la valeur de  $T_n$  est grande, plus cette pulsation de coupure est petite. Par conséquent, la rapidité de réglage diminue pour des variations de la grandeur perturbatrice, si  $T_n$  est grande.

Ces relations apparaissent plus clairement dans les réponses indicielles  $\gamma'(t)$  pour une variation de la valeur de consigne et  $\gamma'_\sigma(t)$  pour une variation de la grandeur perturbatrice. Dans ce but, il faut introduire  $G_o(s)$  selon l'équation (7.54) dans (7.47) et (7.48). Ainsi, on tire d'abord

$$G'(s) = \frac{1 + s T_n}{1 + s T_n + s^2 2 T_p T_n + s^3 2 T_p^2 T_n} \tag{7.57}$$

et

$$G'_\sigma(s) = \frac{s \frac{2 T_p T_n}{T} (1 + s T_p)}{1 + s T_n + s^2 2 T_p T_n + s^3 2 T_p^2 T_n} \quad (7.58)$$

Après une multiplication par  $1/s$  et inversion de la transformation de Laplace, on trouve  $\gamma'(t)$  et  $\gamma'_\sigma(t)$ . Cependant, ce calcul est assez laborieux. Entre autre, il faut déterminer les racines d'une équation de troisième ordre en  $s$  et effectuer la décomposition en fractions simples. Les réponses indicielles, calculées à l'aide d'un ordinateur sont représentées aux figures 7.22 et 7.23.

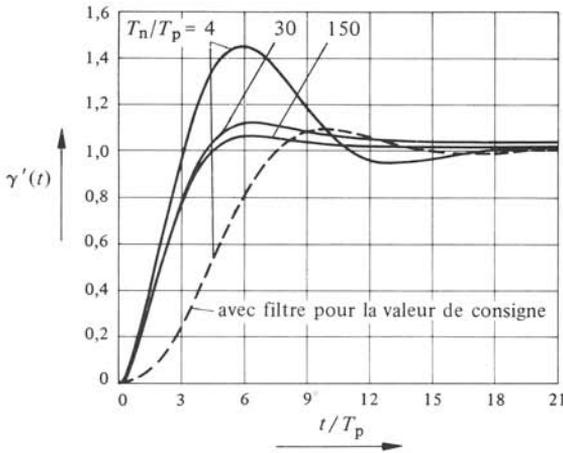


Fig. 7.22 Réponse indicielle du circuit de réglage fermé par rapport à des variations de la valeur de consigne.

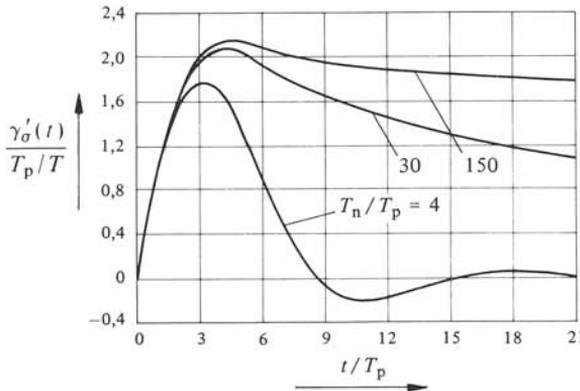


Fig. 7.23 Réponse indicielle du circuit de réglage fermé par rapport à des variations de la grandeur perturbatrice.

On constate que, pour obtenir un léger dépassement de  $\gamma'(t)$ , il faut choisir  $T_n$  élevé par rapport à  $T_p$ . Dans ce cas, le régulateur réagit lentement sur des perturbations [réponse indicielle  $\gamma'_\sigma(t)$ ]. Il n'est pas possible d'obtenir en même temps un comporte-

ment optimal par rapport à des variations de la valeur de consigne  $x_c$  et des variations de la grandeur perturbatrice  $x_\sigma$ .

Pour un réglage rapide de la grandeur de sortie  $x_s$  lors d'une variation de la grandeur perturbatrice  $x_\sigma$ , il faut choisir la constante de temps

$$T_n = 4 T_p \quad (7.59)$$

Cette valeur donne un dépassement maximum  $\Delta\gamma'_{\max}$  assez élevé (environ 0,43) de la grandeur de sortie  $x_s$  lors d'une variation de la valeur de consigne  $x_c$ .

Ce choix de  $T_n$  peut aussi être adéquat, lorsque la constante de temps dominante du système à régler est très élevée. En compensant cette dernière, on obtient une réaction relativement lente par rapport à des variations de la grandeur perturbatrice. Avec  $T_n$  selon (7.59), la réaction est dans ce cas beaucoup plus rapide.

### 7.5.4 Filtre pour la valeur de consigne

On peut réduire le grand dépassement en montant un filtre en série avec l'organe de consigne, selon les indications au paragraphe 3.2.4. Soit  $G_{fc}(s)$  la fonction de transfert de ce filtre (voir fig. 7.19). Le filtre n'influence pas la relation entre  $x_s$  et  $x_\sigma$ , tandis que  $x_s$  est liée à  $x_c^*$  par la fonction de transfert

$$G^*(s) = G_{fc}(s) G'(s) \quad (7.60)$$

En tenant compte de la fonction de transfert  $G'(s)$  donnée par (7.57), il est judicieux de choisir pour le filtre de la valeur de consigne un dispositif de retard du premier ordre ayant la fonction de transfert

$$G_{fc}(s) = \frac{1}{1 + s T_n} \quad (7.61)$$

La constante de temps du filtre pour la valeur de consigne compense donc la constante de temps du numérateur de  $G'(s)$ . Cette dernière provoque essentiellement le dépassement de  $\gamma'(t)$ , car le terme  $sT_n$  correspond à une différentiation.

La réponse indicielle  $\gamma'(t)$  avec le filtre pour la valeur de consigne est indiquée en pointillé à la figure 7.22. Ainsi, on peut réduire considérablement le dépassement maximum  $\Delta\gamma'_{\max}$ . Celui-ci est alors de 0,075. Cependant, le temps de montée est environ 2,5 fois plus grand que dans le cas sans filtre pour la valeur de consigne.

## 7.6 INFLUENCE DE PETITS RETARDS

### 7.6.1 Généralités

Un système à régler avec l'organe de commande possède normalement une ou deux constantes de temps dominantes  $T_a$  et  $T_b$  et une série de *petits retards*. Les premières sont dues, par exemple, au temps d'établissement des champs magnétiques ou à l'inertie de masses tournantes; leur ordre de grandeur est situé entre 0,1 et 10 secondes environ. Ces constantes de temps peuvent être compensées par un régulateur PI ou PID (voir sect. 7.4). Les petits retards sont produits par des filtres de lissage, des organes de commande ou d'autres effets. Ces petits retards peuvent apparaître sous la forme de petites constantes de temps, de petits retards purs (temps mort) ou sont introduits

par des circuits de réglage auxiliaires dans le cas de circuits de réglage en cascade. Ces petits retards sont de l'ordre de grandeur de 1 à 100 ms environ.

Nous étudierons la manière de traiter ces petits retards et la façon dont on peut mettre la fonction de transfert sous la forme (7.31) ou (7.39).

### 7.6.2 Série de petites constantes de temps

On étudiera d'abord le cas où les petits retards sont donnés par de petites constantes de temps  $T_{p1}, T_{p2}, \dots, T_{pn}$ . Dans ce cas, la fonction de transfert du système à régler avec l'organe de commande possède la forme

$$G_s(s) = \frac{K}{(1 + sT_a)(1 + sT_b)(1 + sT_{p1})(1 + sT_{p2}) \dots (1 + sT_{pn})} \quad (7.62)$$

où  $T_a \geq T_b \geq T_{p1} \geq T_{p2} \geq \dots \geq T_{pn}$ . Comme nous l'avons vu au paragraphe 7.4.1, les constantes de temps dominantes  $T_a$  et  $T_b$  peuvent être compensées par un régulateur PID. Ainsi, pour la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert, on obtient

$$G_o(s) = \frac{K}{sT_i(1 + sT_{p1})(1 + sT_{p2}) \dots (1 + sT_{pn})} \quad (7.63)$$

Le premier terme au dénominateur  $sT_i$  provoque une phase constante de  $-90^\circ$ . Si l'on admet une marge de phase de  $60^\circ$  environ, on voit que la phase due aux petites constantes de temps ne doit pas dépasser  $30^\circ$  au point critique de passage par 1 de  $|G_o(j\omega)|$ . Dans ce domaine, il est possible de calculer cette phase par une approximation, en développant le produit au dénominateur de (7.63), en ne tenant compte que des termes proportionnels à  $s$  et en négligeant les termes proportionnels à  $s^2, s^3, \dots, s^n$ . Ainsi, on tire

$$(1 + sT_{p1})(1 + sT_{p2}) \dots (1 + sT_{pn}) \cong 1 + s \sum_{k=1}^n T_{pk} \quad (7.64)$$

Avec la somme des petites constantes de temps

$$T_p = \sum_{k=1}^n T_{pk} \quad (7.65)$$

on peut simplifier la fonction de transfert du système à régler avec l'organe de commande sous la forme

$$G_s(s) = \frac{K}{(1 + sT_a)(1 + sT_b)(1 + sT_p)} \quad (7.66)$$

Celle-ci correspond à la relation (7.31) qui sert de base pour la détermination de l'ajustement optimal d'un régulateur PID.

Pour donner une idée de la validité de l'approximation (7.64), on a calculé la phase de

$$G(s) = \frac{1}{(1 + sT_p/n)^n} \quad (7.67)$$

pour plusieurs valeurs de  $n$ . Ceci correspond à  $n$  petites constantes de temps égales à  $T_p/n$ . Ainsi,  $T_p$  est équivalent à la somme de  $n$  petites constantes de temps  $T_p/n$ .

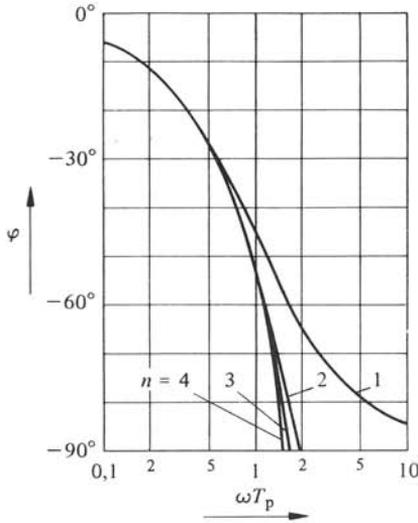


Fig. 7.24 Phase de  $n$  petites constantes de temps  $T_p/n$ .

La figure 7.24 représente cette phase en fonction de  $\omega T_p$  pour plusieurs valeurs de  $n$ . On constate que la concordance des courbes où  $n = 2, 3$  et  $4$  est très bonne avec celle où  $n = 1$ , dans le domaine  $\omega T_p \leq 0,6$ , c'est-à-dire dans le domaine qui est déterminant pour la marge de phase de  $60^\circ$  au voisinage du point critique ( $\varphi \cong -30^\circ$ ).

On peut donc remplacer plusieurs petites constantes de temps par leur somme et étudier la stabilité et l'amortissement d'un circuit de réglage avec cette petite constante de temps équivalente. Il est maintenant évident que l'on ne doit jamais compenser une petite constante de temps par un régulateur, car  $T_p$ , en général, représente plusieurs retards. En compensant  $T_p$ , il resteraient en réalité d'autres petites constantes de temps qui produiraient inévitablement un comportement instable du circuit de réglage. Si, par exemple, la petite constante de temps est due à un filtre de lissage, la compensation de cette petite constante de temps annulerait l'effet du filtre de lissage.

### 7.6.3 Petit temps mort

Au paragraphe 5.4.6, nous avons exprimé la fonction de transfert d'un convertisseur de courant avec son dispositif de commande de gâchettes sous la forme

$$G_{cm}(s) = K_{cm} e^{-s T_{cm}} \tag{7.68}$$

Comme nous l'avons vue au paragraphe 7.2.2, il n'est pas admissible de traiter les systèmes comportant des retards purs au moyen de la méthode basée sur l'étude du module seul de la réponse harmonique. Effectivement, le module de la fonction exponentielle dans (7.68) est toujours égal à 1 et ne donne pas d'indication concernant la phase.

Cependant, dans le cas présent, le temps mort  $T_{cm}$  est très petit (quelques ms). Il est ainsi admissible de remplacer le temps mort par une petite constante de temps,

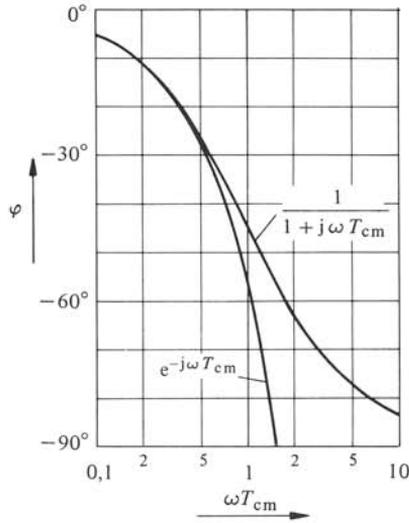


Fig. 7.25 Phase de la fonction exponentielle et d'une petite constante de temps équivalente.

à savoir

$$e^{-s T_{cm}} = \frac{1}{e^{s T_{cm}}} \cong \frac{1}{1 + s T_{cm}} \quad (7.69)$$

Ici, on a développé la fonction exponentielle en une série, en négligeant tous les termes avec  $s^2$ ,  $s^3$ , etc.

La phase de la fonction exacte et de l'approximation est représentée par la figure 7.25. Il en découle une bonne concordance pour  $\omega T_{cm} \leq 0,6$  ( $\varphi \cong -30^\circ$ ).

En utilisant cette approximation, on doit considérer  $T_{cm}$  comme petite constante de temps. Lorsqu'il y a encore d'autres petites constantes de temps dans le circuit de réglage, il faut ajouter  $T_{cm}$  à la somme des petites constantes de temps pour obtenir la petite constante de temps équivalente  $T_p$ , à savoir

$$T_p = T_{cm} + \sum_{k=1}^n T_{pk} \quad (7.70)$$

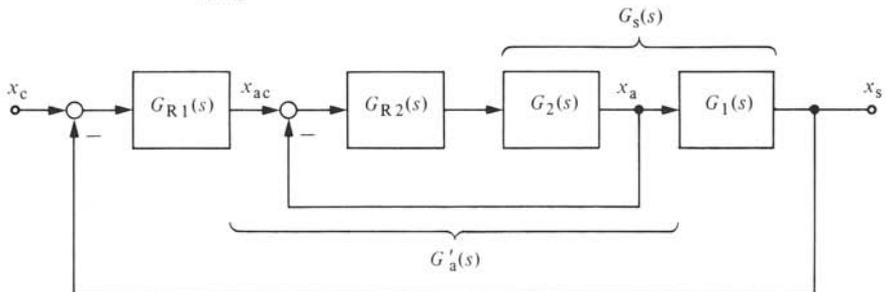


Fig. 7.26 Schéma bloc de circuits de réglage en cascade.

**7.6.4 Circuits de réglage en cascade**

Dans le domaine de l'électronique industrielle, on fait souvent appel à des circuits de réglage en cascade (voir § 6.2.4). Dans ce but, on utilise une ou plusieurs grandeurs de réglage auxiliaires, inhérentes au système à régler, et on les traite au moyen de régulateurs séparés. Plusieurs régulateurs se trouvent ainsi mis en cascade.

La figure 7.26 représente un schéma bloc comportant deux régulateurs en cascade. Le système à régler avec l'organe de commande est subdivisé en deux blocs avec les fonctions de transfert  $G_1(s)$  et  $G_2(s)$ , d'où découle la fonction de transfert globale du système à régler

$$G_s(s) = G_1(s) G_2(s) \tag{7.71}$$

La grandeur de sortie du premier bloc est une grandeur auxiliaire  $x_a$ . Elle est comparée à la valeur de consigne  $x_{ac}$  pour la grandeur auxiliaire. Leur différence est traitée dans un régulateur caractérisé par la fonction de transfert  $G_{R2}(s)$ . La valeur de consigne  $x_{ac}$  pour la grandeur auxiliaire est fournie par un autre régulateur, le régulateur principal caractérisé par  $G_{R1}(s)$ , auquel on applique la différence entre la valeur de consigne  $x_c$  et la grandeur de sortie  $x_s$ .

Tout d'abord, il faut dimensionner le régulateur de la grandeur auxiliaire, en tenant compte de la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert

$$G_{ao}(s) = G_{R2}(s) G_2(s) \tag{7.72}$$

selon les indications données à la section 7.4. Si le circuit de réglage pour la grandeur auxiliaire possède la petite constante de temps  $T_{ap}$  (qui peut être la somme de plusieurs petites constantes de temps), on a, comme fonction de transfert du circuit de réglage pour la grandeur auxiliaire fermé, avec un ajustement optimal [voir équation (7.42)]

$$G'_a(s) = \frac{1}{1 + s 2T_{ap} (1 + s T_{ap})} \tag{7.73}$$

Le circuit de réglage principal ouvert possède la fonction de transfert (voir fig. 7.26)

$$G_o(s) = G_{R1}(s) G'_a(s) G_1(s) \tag{7.74}$$

On constate que le circuit de réglage auxiliaire fermé intervient avec la fonction de transfert  $G'_a(s)$ , qui s'ajoute à la fonction de transfert  $G_1(s)$  du système à régler partiel. La fonction de transfert de  $G'_a(s)$  est donnée par (7.73). En négligeant le terme en  $s^2$ , on peut réduire cette relation à

$$G'_a(s) \cong \frac{1}{1 + s 2T_{ap}} = \frac{1}{1 + s T'_a} \tag{7.75}$$

d'où l'on déduit que le circuit de réglage pour la grandeur auxiliaire fermé présente la *petite constante de temps équivalente*  $T'_a = 2 T_{ap}$ .

La phase de la fonction exacte selon l'équation (7.73) et de l'approximation par la relation (7.75) est représentée par la figure 7.27. On constate ici aussi une bonne concordance pour  $\omega 2T_{ap} \leq 0,6$  où la phase ne dépasse pas  $-30^\circ$ .

Si le système à régler avec la fonction de transfert  $G_1(s)$  possède lui-même une petite constante de temps  $T_{1p}$ , on en déduit que le circuit de réglage principal ouvert

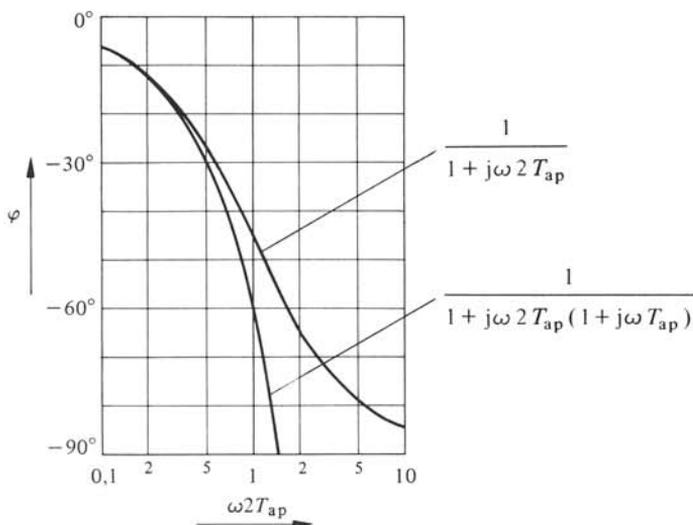


Fig. 7.27 Phase du circuit de réglage pour la grandeur auxiliaire fermée et d'une petite constante de temps équivalente.

est caractérisé par la petite constante de temps équivalente

$$T_p = 2T_{ap} + T_{1p} \quad (7.76)$$

La rapidité de réglage du circuit de réglage principal est, par conséquent, limitée par cette petite constante de temps. Pour la détermination optimale des constantes de temps du régulateur principal, on doit faire appel aux règles établies aux sections 7.4 et 7.5.

## CAS PARTICULIERS DE RÉGLAGES DANS LE DOMAINE DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

### 8.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on étudie différents cas particuliers de réglages qui sont spécifiques au domaine de l'électronique industrielle. Les problèmes analysés sont liés à l'application des convertisseurs de courant dans des circuits de réglage.

La section 8.2 traite de l'élaboration du schéma équivalent d'un convertisseur de courant, valable pour les phénomènes de réglage. On y montre qu'il est aussi nécessaire de prendre en considération la charge à courant continu (voir sect. XV.5.1). Les comportements statique et dynamique sont très différents selon le type de conduction du courant (conduction continue ou intermittente). Ces deux cas sont à bien distinguer.

Les résultats obtenus dans la section 8.2 peuvent être élargis, le cas échéant, à d'autres types de convertisseurs statiques, comme les variateurs de courant alternatif ou continu et les convertisseurs de fréquence.

Dans le domaine de l'électronique industrielle, on utilise très souvent des circuits de réglage de courant comme circuits de réglage pour grandeurs auxiliaires dans des réglages en cascade. La section 8.3 sera consacrée à l'étude de ce type de circuit de réglage.

Les convertisseurs statiques produisent aussi des harmoniques et l'ondulation correspondante peut introduire des perturbations parasites dans les circuits de réglage. Ceci demande souvent l'application de circuits de lissage, qui ont une influence importante sur la stabilité et la rapidité de réglage. Les problèmes liés au dimensionnement des circuits de lissage et leur influence sur l'ajustement des régulateurs seront étudiés à la section 8.4.

Enfin, le réglage du courant d'excitation des machines à courant continu ou des machines synchrones sera analysé à la section 8.5.

### 8.2 SCHÉMA ÉQUIVALENT D'UN CONVERTISSEUR DE COURANT

#### 8.2.1 Généralités

Le convertisseur de courant avec son dispositif de commande de gâchettes possède un comportement discret. En effet, une variation de la tension continue n'est possible qu'à des instants bien définis, c'est-à-dire à l'instant de l'intersection de la tension de commande  $U_{cm}$  avec la tension de référence (voir sect. 5.4). En toute rigueur, on devrait analyser le comportement transitoire à l'aide de la théorie des systèmes échantil-

lonnés. Cependant, ceci comporterait une complication trop élevée dans l'étude des circuits de réglage. En pratique, on remplace le comportement réel et discret par un schéma équivalent idéalisé à l'aide d'un système ayant un comportement continu.

Dans ce but, on fait d'abord une décomposition de la tension continue instantanée  $U_d(t)$  en une composante selon la *valeur moyenne*  $U_{d\alpha}$  et en une composante donnée par l'*ondulation*  $\sim U_d$ , comme représenté à la figure 8.1.

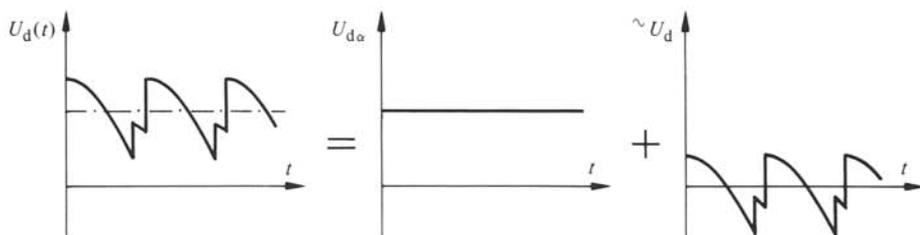


Fig. 8.1 Décomposition de la tension continue instantanée en valeur moyenne et en ondulation.

La valeur moyenne peut varier lors de phénomènes transitoires. Elle possède une influence prépondérante sur le comportement des circuits de réglage. L'ondulation, par contre, ne possède en première approximation aucune influence sur le comportement statique et dynamique. Cependant, elle exerce une influence parasite et elle se propage au travers du système à régler et du régulateur. Si l'ondulation est trop élevée, l'amplificateur de réglage risque d'être surmodulé et de plus, le fonctionnement correct du dispositif de commande de gâchettes peut être mis en question.

Pour l'étude des circuits de réglage, on peut étudier séparément les deux composantes. La valeur moyenne détermine les fonctions de transfert et servira de base à l'élaboration du schéma équivalent où il faudra distinguer la conduction continue et la conduction intermittente du convertisseur de courant. L'ondulation, par contre, est déterminante pour le dimensionnement d'éventuels circuits de lissage. Ces derniers ont une répercussion sur la stabilité du circuit de réglage. Les problèmes y relatifs seront étudiés à la section 8.4.

### 8.2.2 Fonctionnement idéalisé

En négligeant le phénomène d'empiètement, c'est-à-dire pour le fonctionnement idéalisé, on a trouvé la fonction de transfert correspondante au paragraphe 5.4.6. L'équation (5.27) donne la relation entre la variation de la tension de commande  $u_{cm}$  du dispositif de commande de gâchettes et la variation de la tension continue idéale  $u_{di\alpha}$  (valeur moyenne) du convertisseur de courant. Les deux variables sont exprimées en grandeurs relatives.

Selon les résultats du paragraphe 7.6.3, il est admis, pour l'étude de stabilité des circuits de réglage, de remplacer un petit temps mort par une petite constante de temps. Par conséquent, on peut remplacer l'équation (5.27) par

$$G_{cm}(s) = \frac{K_{cm}}{1 + s T_{cm}} \quad (8.1)$$

où la petite constante de temps  $T_{cm}$  est donnée par la relation (5.26).

### 8.2.3 Influence de la commutation

La chute de tension inductive, due au phénomène de commutation naturelle, peut être prise en considération en définissant une *résistance interne*  $R_i$  (voir sect. XV.6.3). Cette résistance interne équivalente est définie par

$$R_i = \frac{s q}{2\pi} \omega L_c \quad (8.2)$$

où  $s$  est le nombre de groupes de commutation en série (à ne pas confondre avec l'opérateur de la transformation de Laplace),  $q$  l'indice de commutation,  $\omega = 2\pi f$  la pulsation du réseau d'alimentation et  $L_c$  l'inductance de commutation.

L'inductance de commutation  $L_c$  influence aussi, dans l'intervalle hors de la commutation, la variation de la valeur moyenne du courant continu pendant les phénomènes transitoires. Elle doit être prise en considération comme *inductance interne*  $L_i$ , en supposant que la durée de la commutation soit brève par rapport à la période de pulsation. Selon le montage du convertisseur de courant on a :

- montages étoiles  $L_i = L_c$
- montage en pont triphasé  $L_i = 2 L_c$
- montage en pont monophasé  $L_i = L_c$ .

Ainsi, on peut établir un *schéma équivalent du convertisseur de courant*, comme représenté à la figure 8.2. La tension continue idéale  $U_{di\alpha}$  est représentée par une source de tension continue. Cette dernière dépend de l'angle de retard d'allumage  $\alpha$  et par conséquent de la tension de commande  $U_{cm}$  appliquée à l'entrée du dispositif de commande de gâchettes.

Ce schéma équivalent n'est valable que pour le cas de la conduction continue.

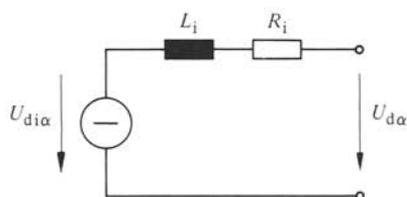


Fig. 8.2 Schéma équivalent d'un convertisseur de courant.

### 8.2.4 Résistance interne en grandeurs relatives

Pour les études suivantes, on a besoin de la résistance interne exprimée en grandeurs relatives. Avec la tension continue nominale  $U_{dn}$  et le courant continu nominal  $I_{dn}$  comme grandeurs de référence, on obtient la grandeur de référence pour les résistances :  $R_n = U_{dn}/I_{dn}$ . Ainsi, la grandeur relative de la résistance interne découle de

$$r_i = \frac{R_i}{R_n} = \frac{R_i I_{dn}}{U_{dn}} \quad (8.3)$$

Il est intéressant de mettre la résistance interne relative en relation avec la réactance de court-circuit relative du transformateur (ou du réseau) alimentant le convertisseur de courant. Cette dernière est définie par

$$x_c = X_c \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_{yn}} = \omega_n L_c \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_{yn}} \quad (8.4)$$

où  $\hat{I}_n$  et  $\hat{U}_{yn}$  sont les valeurs de crête du courant nominal et de la tension simple nominale au côté alternatif du convertisseur de courant, et où  $\omega_n$  est la pulsation nominale du réseau d'alimentation.

Pour le cas le plus fréquent d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé, on obtient selon les relations établies à la section XV.9.2.

$$\hat{I}_n = \sqrt{2} I_{\text{eff}} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{2}{3}} I_{\text{dn}} \quad (8.5)$$

et selon les relations de la section XV.5.9

$$\hat{U}_{yn} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} U_{\text{dio}} \quad (8.6)$$

d'où l'on tire de (8.4)

$$\omega_n L_c = x_c \frac{\hat{U}_{yn}}{\hat{I}_n} = x_c \frac{\pi}{6} \frac{U_{\text{dio}}}{I_{\text{dn}}} \quad (8.7)$$

Introduit en (8.3), on obtient à l'aide de (8.2), avec  $sq = 6$

$$r_i = \frac{3}{\pi} \omega L_c \frac{I_{\text{dn}}}{U_{\text{dn}}} = \frac{x_c}{2} f u_{\text{dio}} \quad (8.8)$$

où  $u_{\text{dio}} = U_{\text{dio}}/U_{\text{dn}}$  est la tension continue idéale maximale en grandeurs relatives et  $f = \omega/\omega_n$  la fréquence du réseau d'alimentation exprimée en grandeurs relatives. Cette fréquence relative est en général égale à 1 et ne doit pas être prise en considération. Ce terme n'intervient que dans le cas où le convertisseur de courant travaille comme onduleur dans un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu. Dans ce cas,  $f$  est égale à la fréquence de sortie, en grandeurs relatives, du convertisseur de fréquence (voir § 13.3.2).

On constate que la résistance interne relative est égale à la moitié de la réactance de court-circuit relative, multipliée par  $u_{\text{dio}}$ .

### 8.2.5 Définition du système à régler

La définition d'un système à régler est toujours plus ou moins arbitraire. Dans le cas d'un convertisseur de courant avec charge à courant continu, il semble utile de considérer la charge à courant continu comme système à régler. Le convertisseur de courant avec le dispositif de commande de gâchettes est alors l'organe de commande (voir fig. 8.3). Cependant, il existe une forte interdépendance entre la charge à courant continu et le convertisseur de courant, à cause de la chute de tension inductive provoquée par la commutation naturelle (résistance interne  $R_i$ ). Cet effet est non négligeable dans beaucoup de cas d'applications.

Normalement, dans la théorie du réglage, on suppose qu'il n'existe aucune interdépendance rétroactive entre le système à régler et l'organe de commande. Il est donc plus judicieux de décomposer le convertisseur de courant en deux parties. La première correspond au fonctionnement idéalisé, sans chute de tension inductive, et la deuxième correspond aux résistance et inductance internes provoquant la chute de tension inductive (voir schéma équivalent de la figure 8.2). Cette deuxième partie est à considérer comme appartenant au système à régler. Le convertisseur de courant idéal et le dispo-

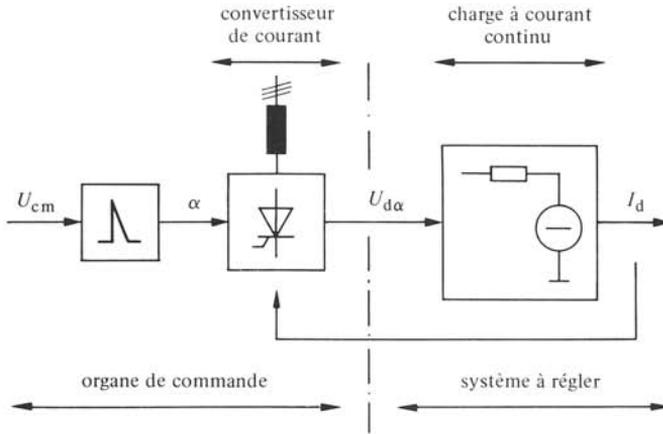


Fig. 8.3 Dispositif de commande de gâchettes avec convertisseur de courant (y compris la commutation) comme organe de commande.

sitif de commande de gâchettes prennent la fonction de l'organe de commande, comme représenté schématiquement à la figure 8.4.

Pour l'organe de commande ainsi défini, la fonction de transfert (8.1) est valable.

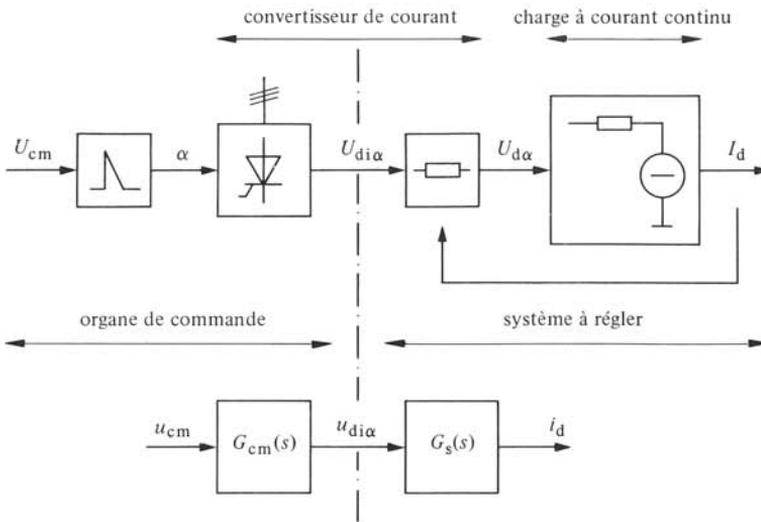


Fig. 8.4 Dispositif de commande de gâchettes avec convertisseur de courant idéal comme organe de commande.

Le système à régler se compose donc du schéma équivalent du convertisseur de courant représenté à la figure 8.2 et de la charge à courant continu. Ainsi, on peut établir le schéma équivalent du système à régler qui est indiqué à la figure 8.5. La résistance et l'inductance inhérentes à la charge à courant continu sont désignées respectivement par  $R$  et par  $L$ . En plus, la charge à courant continu contient une source de tension interne  $U_i$ .

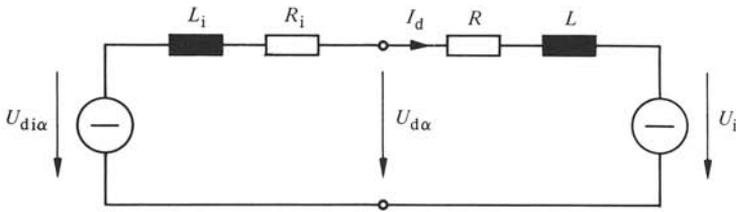


Fig. 8.5. Schéma équivalent du système à régler (résistance et inductance internes du convertisseur de courant et charge à courant continu).

### 8.2.6 Equations du système à régler

Pour établir les équations du système à régler, nous faisons appel au schéma équivalent de la figure 8.5.

Le courant continu répond à l'équation différentielle suivante

$$-U_{di\alpha} + (R + R_i) I_d + (L + L_i) \frac{dI_d}{dt} + U_i = 0 \quad (8.9)$$

En introduisant des grandeurs relatives, on tire d'abord

$$-u_{di\alpha} U_{dn} + (R + R_i) i_d I_{dn} + (L + L_i) \frac{di_d}{dt} I_{dn} + u_i U_{dn} = 0 \quad (8.10)$$

d'où découle, après la division par  $U_{dn}$

$$-u_{di\alpha} + r_t i_d + r_t T_t \frac{di_d}{dt} + u_i = 0 \quad (8.11)$$

avec la résistance totale, exprimée en grandeurs relatives

$$r_t = \frac{(R + R_i) I_{dn}}{U_{dn}} \quad (8.12)$$

et la constante de temps résultante

$$T_t = \frac{L + L_i}{R + R_i} \quad (8.13)$$

Si la charge à courant continu est constituée par l'induit d'une machine à courant continu, la résistance interne  $R_i$  du convertisseur de courant est du même ordre de grandeur que  $R$ . Dans ce même cas, on a en général  $L_i \ll L$ . On constate qu'en négligeant le comportement réel du convertisseur de courant ( $R_i = 0$ ), on commettrait une erreur grossière, car en réalité la résistance globale est augmentée, tandis que la constante de temps est diminuée par l'influence de  $R_i$ .

### 8.2.7 Fonction de transfert du système à régler

Pour une variation de la tension continue idéale  $u_{di\alpha}$ , la variation du courant continu  $i_d$  est donnée par la fonction de transfert du système à régler

$$G_s(s) = \frac{i_d}{u_{di\alpha}} = \frac{1}{r_t (1 + s T_t)} \quad (8.14)$$

Cette relation découle de (8.11), en posant  $u_i = 0$ .

En régime établi ( $s \rightarrow 0$ ), le facteur de transfert est égal à l'inverse de la résistance totale relative  $r_t$ . Pour des phénomènes transitoires, la constante de temps résultante  $T_t$  est déterminante. Pour un saut de  $u_{di\alpha}$ , la variation du courant  $i_d$  évolue selon une fonction exponentielle.

### 8.2.8 Conduction intermittente

Le schéma équivalent et les relations établis jusqu'à présent sont valables en présence du phénomène d'empiètement. Ceci implique que la valeur instantanée du courant continu est toujours plus grande que zéro. Comme on l'a démontré à la section XV.7.3, le courant continu devient intermittent à de faibles valeurs moyennes. Dans le cas de la conduction intermittente, il n'y a plus de phénomène de commutation et le schéma équivalent de la figure 8.2 n'est plus valable.

Il est évident que, dans ce cas particulier de fonctionnement, on doit aussi considérer le convertisseur de courant et la charge comme un ensemble. La figure 8.6 montre l'allure du courant continu en conduction intermittente lors d'une variation de l'angle de retard d'allumage  $\alpha$ . On constate qu'il n'y a pas de phénomènes transitoires. La nouvelle allure de  $I_d(t)$  s'établit immédiatement et l'inductance dans la charge à courant continu n'a pas d'influence sur le phénomène transitoire. Pour la valeur moyenne du courant continu  $I_d$ , on obtient, sans retard, la valeur correspondant au régime permanent. Il n'existe donc aucun phénomène transitoire d'allure exponentielle avec la constante de temps  $T_t$ , comme c'est le cas pour la conduction continue.

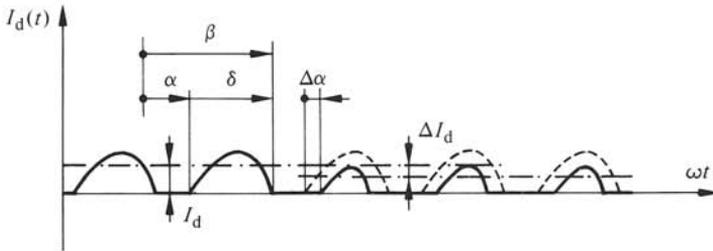


Fig. 8.6 Allure du courant continu en conduction intermittente lors d'une variation de l'angle de retard d'allumage  $\alpha$ .

Les relations valables pour la conduction intermittente ont été déduites à la section XV.7.3 en négligeant la résistance  $R$  de la charge à courant continu. Pour les mêmes conditions, on établira au paragraphe suivant les équations du système à régler valables pour la relation entre la variation de la valeur moyenne du courant continu  $\Delta I_d$  et la variation de l'angle de retard d'allumage  $\Delta \alpha$ .

### 8.2.9 Equations du système à régler en cas de conduction intermittente

Selon les démonstrations faites à la section XV.7.3, il existe la relation suivante entre l'angle de retard d'allumage  $\alpha$  et l'angle  $\beta$  pour lequel le courant continu s'annule :

$$\hat{u}_p [\sin(\beta - \pi/p) - \sin(\alpha - \pi/p)] = u_i (\beta - \alpha) \quad (8.15)$$

[voir équation (XV.7.36)]. Ici, on a exprimé les tensions en grandeurs relatives. En par-

ticulier,  $\hat{u}_p = \sqrt{2} U_p / U_{dn}$  est la valeur de crête de la tension d'alimentation du convertisseur de courant, déterminante pour la conduction intermittente, référée à la tension continue nominale.

La relation (8.15) est non linéaire entre les variables  $\beta$  et  $\alpha$ . On peut la linéariser en introduisant des petites variations. Ainsi, on doit remplacer  $\beta$  par  $\beta + \Delta\beta$  et  $\alpha$  par  $\alpha + \Delta\alpha$ . En développant les fonctions trigonométriques selon le théorème d'addition et en posant  $\cos \Delta x \cong 1$  et  $\sin \Delta x \cong \Delta x$ , on tire

$$\Delta\beta = \frac{\hat{u}_p \cos(\alpha - \pi/p) - u_i}{\hat{u}_p \cos(\beta - \pi/p) - u_i} \Delta\alpha \quad (8.16)$$

$\alpha$  et  $\beta$  sont les angles donnés par le point de fonctionnement autour duquel on étudie le comportement du système à régler.

A la section XV.7.3, on a aussi déterminé la valeur moyenne du courant continu [voir équation (XV.7.37)]. Cette relation, exprimée ici en grandeurs relatives est donnée par

$$i_d = \frac{p}{2\pi} \frac{\hat{u}_p}{x_L} \left\{ \cos(\alpha - \pi/p) - \cos(\beta - \pi/p) - \frac{\beta - \alpha}{2} [\sin(\alpha - \pi/p) + \sin(\beta - \pi/p)] \right\} \quad (8.17)$$

avec

$$x_L = \omega L_d \frac{I_{dn}}{U_{dn}} \quad (8.18)$$

où  $L_d = L + L_i$ .

Pour des petites variations de  $\alpha$  et  $\beta$ , la variation de la valeur moyenne du courant continu est donnée par

$$\Delta i_d = \frac{\partial i_d}{\partial \alpha} \Delta\alpha + \frac{\partial i_d}{\partial \beta} \Delta\beta \quad (8.19)$$

En dérivant l'équation (8.17) respectivement par  $\alpha$  et par  $\beta$ , on obtient, après une transformation utilisant les équations (8.15) et (8.16),

$$\Delta i_d = - \frac{p}{2\pi} \frac{\beta - \alpha}{x_L} [\hat{u}_p \cos(\alpha - \pi/p) - u_i] \Delta\alpha \quad (8.20)$$

Selon les démonstrations de la section XV.7.3, on a la relation

$$\frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \hat{u}_p = u_{dio} \quad (8.21)$$

Par conséquent, on tire de (8.20)

$$\Delta i_d = - \frac{u_{dio}}{2 \sin(\pi/p)} \frac{\beta - \alpha}{x_L} \left[ \cos(\alpha - \pi/p) - \frac{u_i}{\hat{u}_p} \right] \Delta\alpha \quad (8.22)$$

### 8.2.10 Fonction de transfert du système à régler en cas de conduction intermittente

La fonction de transfert est définie pour le système à régler par la relation entre la variation  $\Delta i_d$  du courant continu et la variation  $\Delta u_{dio}$  de la tension continue idéale.

Pour obtenir cette fonction de transfert, on doit donc substituer, dans (8.22), la variation  $\Delta\alpha$  de l'angle de retard d'allumage par la variation  $\Delta u_{di\alpha}$ . De la relation générale

$$u_{di\alpha} = u_{di0} \cos \alpha \quad (8.23)$$

on tire

$$\Delta u_{di\alpha} = -u_{di0} \sin \alpha \Delta \alpha \quad (8.24)$$

Ainsi, on obtient pour la fonction de transfert

$$G_s(s) = \frac{\Delta i_d}{\Delta u_{di\alpha}} = K_s \quad (8.25)$$

Celle-ci correspond donc à un comportement proportionnel sans retard. Le facteur de transfert est

$$K_s = \frac{1}{2 \sin(\pi/p)} \frac{\beta - \alpha}{x_L} \frac{\cos(\alpha - \pi/p) - u_i/\hat{u}_p}{\sin \alpha} \quad (8.26)$$

A noter que le retard entre la variation de la tension continue idéale  $\Delta u_{di\alpha}$  et la variation de la tension de commande  $\Delta u_{cm}$  selon la fonction de transfert simplifiée (8.1) est toujours opérant.

Le facteur de transfert  $K_s$  dépend fortement du point de fonctionnement donné par les paramètres  $\beta$ ,  $\alpha$  et  $u_i/\hat{u}_p$ ; il faut remarquer que ces paramètres sont liés entre eux par la relation (8.15). Ainsi, on peut éliminer par exemple  $u_i/\hat{u}_p$  et l'on obtient

$$K_s = \frac{(\beta - \alpha) \cos(\alpha - \pi/p) - \sin(\beta - \pi/p) + \sin(\alpha - \pi/p)}{2 \sin(\pi/p) x_L \sin \alpha} \quad (8.27)$$

A noter que  $\alpha$  et  $\beta$  déterminent la valeur moyenne du courant continu  $i_d$  [voir équation (8.17)].

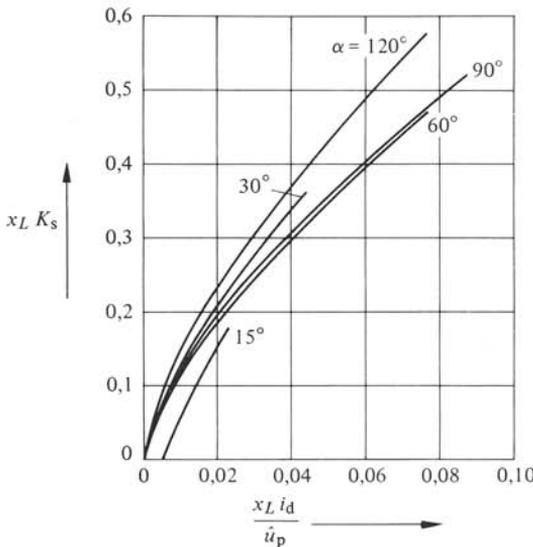


Fig. 8.7 Facteur de transfert en fonction du courant continu en cas de conduction intermittente.

La figure 8.7 représente  $x_L K_s$  en fonction de  $x_L i_d / \hat{u}_p$  pour le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé, c'est-à-dire pour un indice de pulsation  $p = 6$ . On constate que l'angle de retard d'allumage possède une certaine influence sur l'allure des courbes. Le facteur de transfert  $K_s$  s'annule pour un courant continu non nul, lorsque l'angle limite pour les conditions d'allumage est atteint (voir section XV.7.3). C'est notamment le cas pour  $\alpha = 15^\circ$ .

### 8.2.11 Ondulation provoquée par un convertisseur de courant

Au paragraphe 8.2.1, on avait décomposé la valeur instantanée de la tension continue en une composante selon la valeur moyenne et en une composante donnée par l'ondulation. Par la suite, on fera quelques considérations sur cette deuxième composante.

Pour étudier l'influence de l'ondulation dans un circuit de réglage (voir sect. 8.4), il faut prendre en considération le point de fonctionnement où l'ondulation est la plus élevée. C'est le cas pour un angle de retard d'allumage  $\alpha = 90^\circ$  du convertisseur de courant. Ainsi, si l'on néglige encore l'influence de l'empiètement, l'allure de l'ondulation exprimée en grandeurs relatives est représentée par la figure 8.8.

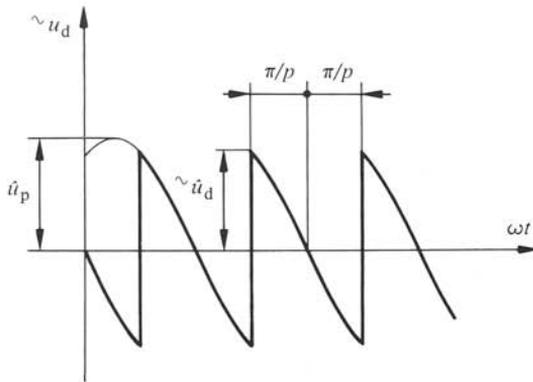


Fig. 8.8 Ondulation provoquée par un convertisseur de courant.

Pour la valeur de crête  $\hat{u}_d$  de l'ondulation, on peut établir la relation suivante

$$\hat{u}_d = \hat{u}_p \sin(\pi/p) \quad (8.28)$$

A l'aide de l'équation (8.21), il est possible de transformer cette expression en

$$\hat{u}_d = \frac{\pi}{p} u_{di0} \quad (8.29)$$

La fréquence  $f_o$  de l'ondulation est donnée par

$$f_o = pf \quad (8.30)$$

où  $f$  est la fréquence du réseau d'alimentation du convertisseur de courant (normalement  $f = 50$  Hz).

## 8.3 CIRCUIT DE RÉGLAGE DE COURANT

## 8.3.1 Généralités

Les *circuits de réglage de courant* sont souvent utilisés comme circuits de réglage pour grandeurs auxiliaires. On étudiera par la suite les problèmes qui se posent concernant d'une part le choix du régulateur et d'autre part la détermination des coefficients du régulateur.

La figure 8.9 montre le schéma de principe d'un circuit de réglage de courant. Le convertisseur de courant 1 alimente la charge à courant continu 2. Dans le circuit de réglage se trouvent le dispositif de commande de gâchettes 3 et le régulateur 4. La valeur réelle du courant continu est mesurée au côté continu du convertisseur de courant à l'aide d'un transformateur de courant continu 5 (voir sect. 6.4).

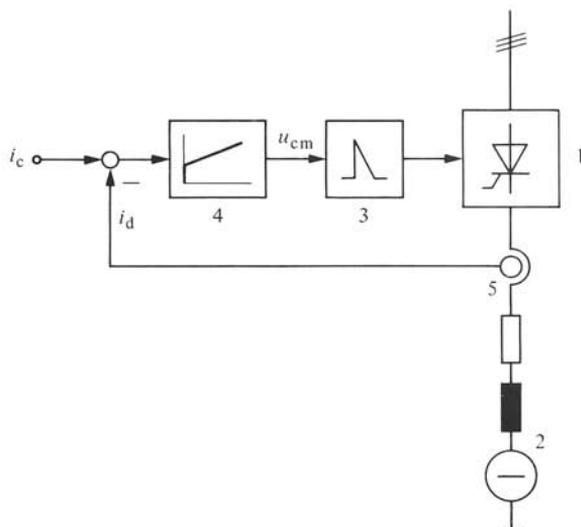


Fig. 8.9 Schéma de principe d'un circuit de réglage de courant.

Pour ce circuit de réglage de courant, on peut établir le schéma bloc représenté à la figure 8.10. Le régulateur intervient avec la fonction de transfert  $G_R(s)$ . La partie idéale du convertisseur de courant avec le dispositif de commande de gâchettes possède la fonction de transfert  $G_{cm}(s)$ . Enfin, le système à régler (partie réelle du convertisseur de courant avec la charge à courant continu) est représenté par la fonction de transfert  $G_s(s)$ . Ici, on doit distinguer le fonctionnement en conduction continue et en conduction intermittente.

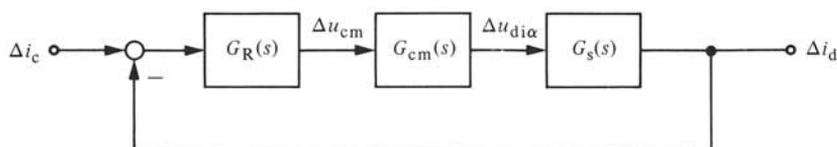


Fig. 8.10 Schéma bloc d'un circuit de réglage de courant.

### 8.3.2 Conduction continue

Pour le fonctionnement normal du convertisseur de courant en conduction continue, la fonction de transfert  $G_s(s)$  du système à régler est donnée par la relation (8.14). Elle contient la constante de temps  $T_t$ , qui doit être considérée comme constante de temps dominante.

Pour la fonction de transfert  $G_{cm}(s)$ , l'expression (8.1) est valable. Elle présente la petite constante de temps  $T_{cm}$ .

Selon les indications données au paragraphe 7.4.2, il faut choisir, dans le cas présent, un régulateur PI ayant une fonction de transfert selon la relation (7.40).

Ainsi, on obtient pour la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert

$$G_o(s) = \frac{1 + s T_n}{s T_i} \frac{K_{cm}}{1 + s T_{cm}} \frac{1}{r_t (1 + s T_t)} \quad (8.31)$$

En appliquant les règles établies au paragraphe 7.4.2, la constante de temps  $T_n$  du régulateur doit compenser la constante de temps dominante  $T_t$  du système à régler, c'est-à-dire

$$T_n = T_t \quad (8.32)$$

La constante de temps d'intégration découle de (7.38). On obtient dans ce cas particulier

$$T_i = 2 \frac{K_{cm}}{r_t} T_{cm} \quad (8.33)$$

Pour le circuit de réglage de courant fermé, on peut poser approximativement la fonction de transfert

$$G'(s) \cong \frac{1}{1 + s 2 T_{cm}} = \frac{1}{1 + s T'_i} \quad (8.34)$$

selon la relation générale (7.75). Dans un réglage en cascade, le circuit de réglage de courant fermé intervient donc dans le circuit de réglage superposé avec une petite constante de temps

$$T'_i = 2 T_{cm} = 1/pf \quad (8.35)$$

L'indice  $i$  dans  $T'_i$  met en évidence qu'il s'agit de la constante de temps équivalente du circuit de réglage de courant fermé.

Cette petite constante de temps ne dépend ni des coefficients du système à régler, ni des constantes de temps du régulateur, mais uniquement de l'indice de pulsation  $p$  du convertisseur de courant. Pour le cas le plus fréquent d'un montage en pont triphasé avec  $p = 6$ , on obtient  $T_{cm} = 1,67$  ms et  $T'_i = 3,33$  ms.

### 8.3.3 Conduction intermittente

Dans le cas de la conduction intermittente, il faut calculer la fonction de transfert du système à régler avec la relation (8.25). Ainsi, la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert devient

$$G_o(s) = \frac{1 + s T_n}{s T_i} \frac{K_{cm}}{1 + s T_{cm}} K_s \quad (8.36)$$

Si le régulateur est dimensionné pour un comportement optimal en conduction continue, on tire à l'aide de (8.32) et (8.33)

$$G_o(s) = \frac{r_t(1+sT_t)}{s \ 2 T_{cm}} \frac{1}{1+sT_{cm}} K_s \quad (8.37)$$

La réponse harmonique correspondante est représentée schématiquement à la figure 8.11. La grandeur  $K_i$  correspondant à la droite intermédiaire de pente 0 peut être obtenue de (8.37) avec  $s T_t > 1$  et  $s T_{cm} < 1$ . On en tire

$$K_i = \frac{r_t T_t}{2 T_{cm}} K_s \quad (8.38)$$

Avec (8.12), (8.13) et (8.18), il est possible de faire la transformation

$$r_t T_t = \frac{x_L}{\omega} = \frac{x_L}{2\pi f} \quad (8.39)$$

En tenant compte de la relation (8.35) pour  $2 T_{cm}$ , on trouve

$$K_i = \frac{p}{2\pi} x_L K_s \quad (8.40)$$

On constate qu'en général,  $x_L K_s < 1$  (voir fig. 8.7) et par conséquent, on a aussi  $K_i < 1$ . Il découle de la figure 8.11 que l'on a toujours  $\omega_1 < 1/T_t$  et plus précisément

$$\omega_1 = \frac{K_i}{T_t} = \frac{p}{2\pi} \frac{x_L K_s}{T_t} \ll \frac{1}{2 T_{cm}} \quad (8.41)$$

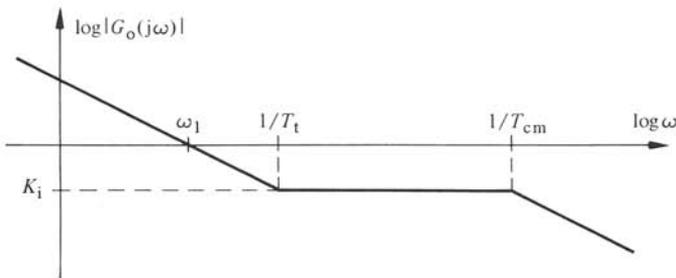


Fig. 8.11 Réponse harmonique du circuit de réglage ouvert en cas de conduction intermittente avec régulateur PI.

Le circuit de réglage de courant fermé est donc aussi stable en cas de conduction intermittente. Cependant, la pulsation  $\omega_1$  est relativement petite, ce qui indique une rapidité de réglage faible. Ce fait introduira de sérieux problèmes lors de la stabilisation du circuit de réglage superposé.

L'utilisation d'un régulateur PI avec les constantes de temps déterminées pour le cas de conduction continue n'est donc pas très judicieuse. En effet, cette solution n'est retenue que dans des cas simples, où l'on n'exige pas des performances élevées. Dans des cas contraires, on doit faire appel à des régulateurs adaptatifs, comme cela sera décrit au paragraphe suivant.

### 8.3.4 Régulateur adaptatif en cas de conduction intermittente

On voit par la relation (8.36) que le système à régler, en cas de la conduction intermittente, ne possède pas de constante de temps dominante. Par conséquent, on devrait choisir

$$T_n = 0 \quad (8.42)$$

Le régulateur PI se réduit donc à un régulateur I (régulateur intégrateur) dont la structure est optimale en cas de conduction intermittente.

Pour la constante de temps d'intégration, la relation générale (7.38) est toujours valable. Dans le cas présent, on obtient

$$T_i = 2 K_s K_{cm} T_{cm} \quad (8.43)$$

Etant donné que le facteur de transfert  $K_s$  varie fortement avec le point de fonctionnement, en particulier avec le courant continu (voir fig. 8.7), on devrait adapter la constante de temps d'intégration  $T_i$ .

Afin d'obtenir des performances optimales même dans le cas de la conduction intermittente, on doit utiliser un régulateur à structure variable et plus précisément une structure PI en cas de conduction continue (fonctionnement normal) et une structure I en cas de conduction intermittente (fonctionnement à de faibles valeurs moyennes du courant continu). En plus, dans ce dernier cas, la constante de temps d'intégration devrait être adaptée environ proportionnellement à la valeur moyenne du courant continu.

Au paragraphe 4.4.7, on a présenté un régulateur à structure variable, mais avec une constante de temps d'intégration fixe (voir fig. 4.24). On obtient une approximation pour l'adaptation de la constante de temps d'intégration en commutant constamment entre la structure PI et I en cas de la conduction intermittente. Durant l'intervalle de conduction de courant (angle de conduction  $\delta$  dans la figure 8.6), le régulateur fonctionne comme régulateur PI, tandis que durant l'intervalle où le courant présente une lacune, le régulateur fonctionne comme régulateur I. Les signaux digitaux  $c_1$  et  $c_2$  commutant la structure du régulateur (voir fig. 4.24) peuvent être obtenus à l'aide d'une bascule de Schmitt, influencée par la valeur mesurée  $i_d$  du courant continu. Le point de basculement se trouve à une très faible valeur de ce courant.

Pour le fonctionnement en régulateur PI, les constantes de temps  $T_n$  et  $T_i$  seront choisies selon les indications données au paragraphe 8.3.2. Par contre, la constante de temps d'intégration pour le fonctionnement en régulateur I doit être déterminée de sorte que l'on obtienne en moyenne un comportement satisfaisant en cas de conduction intermittente. Cette détermination se fait en général par voie expérimentale.

### 8.3.5 Comportement pour des grandes variations

Les réflexions précédentes concernant la stabilisation du circuit de réglage ne sont valables que pour des petites variations autour d'un point de fonctionnement.

Pour des grandes variations, on doit tenir compte du comportement dynamique asymétrique du convertisseur de courant avec sa commande de gâchettes. Selon les indications du paragraphe 5.4.7, le passage du fonctionnement en redresseur au fonctionnement en onduleur est fortement retardé, tandis que le passage inverse se déroule presque instantanément.

En plus, lors de grandes variations, la limitation de l'angle de retard d'allumage à  $\alpha \cong 5^\circ$  et à  $\alpha \cong 150^\circ$  intervient, et impose une limitation de la tension continue. Ainsi, le temps de réglage se basant sur la petite constante de temps ne peut pas être atteint pour des grandes variations. On observe aussi des temps de réglage différents selon que la valeur de consigne augmente ou diminue, surtout si l'inductance de la charge à courant continu est élevée.

Pour les *convertisseurs de courant unidirectionnels*, le courant continu ne peut pas devenir négatif. Si le courant continu s'annule, le convertisseur de courant se bloque et le circuit de réglage n'est plus fermé. Ceci peut entraîner des inconvénients concernant la composante intégrale du régulateur PI (ou PID). Il apparaît un phénomène similaire à celui décrit au paragraphe 4.6.3. Pour le circuit de réglage de la figure 8.9, la valeur de consigne  $i_c$  ne doit jamais devenir négative. Ceci est très important si  $i_c$  est fourni par un régulateur superposé. Ainsi, la limitation inférieure du régulateur superposé doit être ajustée à  $i_c = 0$ .

Les convertisseurs de courant bidirectionnels, fonctionnant sans courant de circulation, présentent un retard lors du passage du courant continu d'une polarité à l'autre (voir § 6.5.4). Ce retard n'intervient absolument pas dans l'étude de stabilité, parce que le changement de polarité du courant continu n'intervient qu'exceptionnellement et ceci en dehors du fonctionnement normal du régulateur de courant.

## 8.4 INFLUENCE DE L'ONDULATION, CIRCUITS DE LISSAGE

### 8.4.1 Généralités

Comme on l'a démontré à la section 8.2, les convertisseurs de courant provoquent aussi des ondulations sur la tension continue. Cette ondulation en tension est transmise dans les éléments d'un circuit de réglage et implique des ondulations sur d'autres grandeurs, telles que courant continu, tension de commande, etc. On doit étudier l'influence de l'ondulation séparément.

La figure 8.12 montre le schéma bloc pour la transmission de l'ondulation. Il est valable pour le circuit de réglage de courant, étudié à la section précédente.

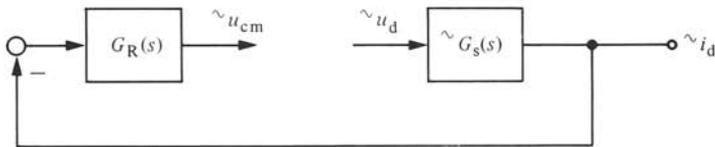


Fig. 8.12 Schéma bloc pour la transmission de l'ondulation.

L'ondulation de la tension continue  $\tilde{u}_d$  intervient sur le système à régler, qui présente la *fonction de transfert pour l'ondulation*  $\tilde{G}_s(s)$ . Cette dernière est en général différente de  $G_s(s)$  valable pour la transmission du signal correspondant à la valeur moyenne. L'ondulation du courant continu  $\tilde{i}_d$  intervient (après un changement de signe) sur le régulateur. En général, la valeur de consigne ne présente pas d'ondulation et n'entre pas en considération. Le régulateur produit, par sa fonction de transfert  $G_R(s)$ , l'ondulation de la tension de commande  $\tilde{u}_{cm}$ . Le circuit n'est pas fermé, car le disposi-

tif de commande de gâchettes et le convertisseur de courant ne transmettent pas l'ondulation  $\tilde{u}_{cm}$  à cause de leur fonctionnement discontinu. Cependant, l'ondulation de la tension de commande peut provoquer des inconvénients sur le fonctionnement du dispositif de commande de gâchettes, lors de la comparaison de la tension de commande (ondulée) avec la tension de référence (voir sect. 5.4). Il est donc indispensable que l'ondulation de la tension de commande  $\tilde{u}_{cm}$  ne dépasse pas certaines valeurs admissibles. Des indications seront données au paragraphe 8.4.4.

Il est nécessaire de déterminer cette ondulation. Dans le cas où ce calcul donne une ondulation trop élevée, on doit prévoir des circuits de lissage qui, en général, sont combinés avec le régulateur en influençant sa fonction de transfert  $G_R(s)$ . Dans ce but, il suffit d'examiner le pire des cas où l'ondulation est maximale.

Par la suite, on étudiera l'influence des ondulations. Ces études se baseront sur le circuit de réglage de courant contenant un convertisseur de courant. Ces résultats sont aussi valables si le convertisseur de courant est remplacé par un variateur de courant continu ou un onduleur à commutation forcée. Pour d'autres circuits de réglage, où des ondulations interviennent, on peut facilement modifier le procédé d'analyse, en particulier si l'ondulation est provoquée par des organes de mesure (voir § 3.3.3).

#### 8.4.2 Fonction de transfert du système à régler pour l'ondulation

Pour l'étude de l'influence de l'ondulation dans le système à régler, on ne peut pas directement utiliser le schéma équivalent de la figure 8.5. En effet, la résistance interne  $R_i$  du convertisseur de courant est définie uniquement pour la valeur moyenne du courant continu et n'intervient pas sur l'ondulation de ce courant. En plus, on peut supposer que la tension interne  $U_i$  de la charge à courant continu est lisse, de sorte qu'elle n'influence pas non plus l'ondulation. Par conséquent, le schéma équivalent pour l'ondulation se réduit à la forme représentée à la figure 8.13.

Pour l'ondulation du courant continu, on peut établir l'équation différentielle

$$-\tilde{u}_d + R \tilde{i}_d + (L + L_i) \frac{d \tilde{i}_d}{dt} = 0 \quad (8.44)$$

En introduisant des valeurs relatives, on obtient

$$-\tilde{u}_d + r \tilde{i}_d + r T_d \frac{d \tilde{i}_d}{dt} = 0 \quad (8.45)$$

avec

$$r = \frac{R I_{dn}}{U_{dn}} \quad (8.46)$$

et

$$T_d = \frac{L + L_i}{R} \quad (8.47)$$

En appliquant la transformation de Laplace à l'équation (8.45), on obtient la fonction de transfert du système à régler pour l'ondulation, qui est égale à

$$\tilde{G}_s(s) = \frac{\tilde{i}_d}{\tilde{u}_d} = \frac{1}{r(1 + s T_d)} \quad (8.48)$$

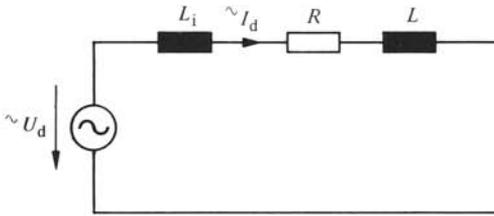


Fig. 8.13 Schéma équivalent du système à régler, valable pour l'ondulation.

En général, la *pulsation de l'ondulation*  $\omega_o = 2\pi f_o$  est très élevée par rapport à  $1/T_d$ . Par conséquent, on peut introduire une simplification, en négligeant 1 par rapport à  $sT_d$ . En tenant compte de (8.46), (8.47) et (8.18), on peut démontrer que

$$r T_d = \frac{x_L}{\omega} \quad (8.49)$$

Ainsi, on obtient pour la fonction de transfert l'expression simplifiée

$$\tilde{G}_s(s) \cong \frac{1}{s r T_d} = \frac{\omega}{s x_L} \quad (8.50)$$

Pour l'ondulation, le système à régler possède donc pratiquement un comportement intégrateur où l'inductance  $L + L_i$  est déterminante. La résistance  $R$  n'a pratiquement aucune influence et peut être négligée.

### 8.4.3 Ondulation équivalente

En toute rigueur, on devrait calculer avec l'allure réelle de l'ondulation, en la décomposant par exemple en une série de Fourier, et traiter par la suite les différents termes harmoniques séparément. Cependant, ce procédé complique de manière importante les calculs pour étudier l'influence de l'ondulation. Comme simplification, on peut remplacer l'allure réelle de l'ondulation de la tension continue  $\tilde{u}_d$  (voir fig. 8.8) par une courbe sinusoïdale ayant une amplitude égale à la valeur de crête  $\hat{u}_d$  de l'ondulation et une fréquence  $f_o$  correspondant à l'onde fondamentale de l'ondulation. Cette *ondulation équivalente*  $\tilde{u}_{deq}$  est représentée en pointillé à la figure 8.14. Par la suite, on travaillera uniquement avec cette ondulation équivalente. Comme on le démontrera, on obtient ainsi une estimation un peu plus défavorable (c'est-à-dire des valeurs un peu plus élevées) pour l'ondulation provoquée sur d'autres grandeurs, telles que courant, tension de commande, etc.

En négligeant la résistance ohmique  $r$  de la charge, on peut établir à partir de (8.45) et à l'aide de (8.49) la relation suivante pour l'ondulation du courant continu

$$x_L \frac{d \tilde{i}_d}{d\omega t} = \tilde{u}_d = -\hat{u}_p \sin \omega t \quad (8.51)$$

Cette équation est valable pour l'allure réelle de l'ondulation et dans le domaine  $-\pi/p \leq \omega t \leq \pi/p$ . En intégrant, on obtient

$$x_L \tilde{i}_d = \hat{u}_p \cos \omega t + c_0 \quad (8.52)$$

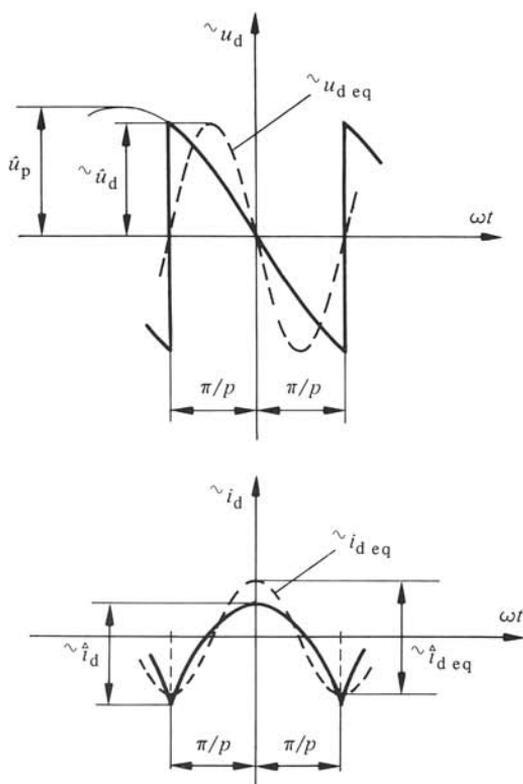


Fig. 8.14 Introduction d'une ondulation équivalente.

La constante d'intégration  $c_0$  découle de la condition suivante : la valeur moyenne de l'ondulation du courant doit être nulle dans l'intervalle  $-\pi/p \leq \omega t \leq \pi/p$ . Ainsi, on tire

$$\tilde{i}_d = \frac{\hat{u}_p}{x_L} \left( \cos \omega t - \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \right) \quad (8.53)$$

L'allure de l'ondulation du courant continu est représentée à la figure 8.14 en trait plein. La valeur crête à creux  $\tilde{i}_d^{\wedge}$  est égale à la différence de l'ondulation en  $\omega t = 0$  et  $\omega t = \pi/p$ , c'est-à-dire

$$\tilde{i}_d^{\wedge} = \frac{\hat{u}_p}{x_L} \left( 1 - \cos \frac{\pi}{p} \right) \quad (8.54)$$

Avec l'ondulation équivalente de forme sinusoïdale, par contre, on obtient

$$\tilde{i}_{d \text{ eq}} = - \frac{\tilde{\hat{u}}_d}{x_L} \int \sin \omega_0 t \, d\omega t = \frac{\tilde{\hat{u}}_d}{x_L} \frac{\omega}{\omega_0} \cos \omega_0 t \quad (8.55)$$

L'allure de  $\tilde{i}_{d \text{ eq}}$  est également indiquée en pointillé à la figure 8.14.

En remplaçant  $\tilde{\hat{u}}_d$  par la relation (8.28), on obtient pour la valeur crête à creux

de l'ondulation équivalente du courant continu

$$\hat{i}_{d \text{ eq}} = \frac{\hat{u}_p}{x_L} \frac{2}{p} \sin \frac{\pi}{p} \quad (8.56)$$

Dans la figure 8.15 sont résumées les valeurs numériques pour trois valeurs de l'indice de pulsation  $p$ . On constate que le calcul avec l'ondulation équivalente donne des résultats légèrement plus élevés. Des relations similaires interviendront aussi pour une transmission de l'ondulation par des filtres de lissage par exemple.

Par la suite, on travaillera uniquement avec l'ondulation équivalente de forme sinusoïdale. Pour simplifier l'écriture, on omettra l'indice supplémentaire eq.

Fig. 8.15 Comparaison des valeurs crête à creux de l'ondulation réelle et de l'ondulation équivalente.

$p$	$x_L \hat{i}_d / \hat{u}_p$	$x_L \hat{i}_{deq} / \hat{u}_p$
2	1,000	1,000
3	0,500	0,577
6	0,134	0,167

#### 8.4.4 Ondulation de la tension de commande

Comme on l'a expliqué au paragraphe 8.4.1, on doit examiner avant tout l'ondulation de la tension de commande  $\hat{u}_{cm}$ . De la figure 8.12, on tire

$$\hat{u}_{cm} = -G_R(s) \hat{G}_s(s) \hat{u}_d \quad (8.57)$$

Pour un régulateur PI [voir équation (7.40)], on obtient à l'aide de (8.50) pour  $\hat{G}_s(s)$

$$\hat{u}_{cm} = -\frac{1+sT_n}{sT_i} \frac{\omega}{s x_L} \hat{u}_d \quad (8.58)$$

Ici aussi, la pulsation  $\omega_o$  de l'ondulation est très élevée par rapport à  $1/T_n$ . On peut donc négliger 1 par rapport à  $sT_n$ . On constate que le régulateur PI transmet pratiquement l'ondulation par sa composante proportionnelle  $T_n/T_i$ . En utilisant l'ondulation équivalente de forme sinusoïdale et de pulsation  $\omega_o$ , on peut remplacer  $s$  par  $j\omega_o$ . Lorsque l'on s'intéresse uniquement aux amplitudes (valeurs absolues), on peut omettre le signe négatif et l'opérateur imaginaire  $j$ . Ainsi, on tire

$$\hat{u}_{cm} = \frac{T_n}{T_i} \frac{\omega}{\omega_o x_L} \hat{u}_d \quad (8.59)$$

Si l'on introduit pour  $T_n$  et  $T_i$  les valeurs optimales selon (8.32) et (8.33), on obtient

$$\hat{u}_{cm} = \frac{r_t T_t}{2K_{cm} T_{cm}} \frac{\omega}{\omega_o x_L} \hat{u}_d \quad (8.60)$$

Selon (8.39), on a  $r_t T_t = x_L / \omega$ . Pour un convertisseur de courant normal, on a

$K_{cm} = u_{di0}$  [voir équation (5.23)]. A l'aide de (8.30) et (5.26), on peut démontrer que

$$\omega_o T_{cm} = 2\pi p f \frac{1}{2 p f} = \pi \quad (8.61)$$

Enfin, si l'on tient compte que  $\hat{u}_d = \pi u_{di0}/p$  [voir équation (8.29)], on trouve

$$\hat{u}_{cm} = \frac{1}{2 p} \quad (8.62)$$

On aboutit à un résultat intéressant, indiquant que l'ondulation de la tension de commande (exprimée en grandeurs relatives) ne dépend que de l'indice de pulsation  $p$  du convertisseur de courant.

Pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé ( $p = 6$ ), on obtient  $\hat{u}_{cm} = 0,0833$ . Cette valeur est tolérable et n'empêche pas le bon fonctionnement du dispositif de commande de gâchettes. Dans ce cas, il n'est en général pas nécessaire d'introduire des circuits de lissage. Par contre, pour un convertisseur de courant en montage en pont monophasé ( $p = 2$ ), on obtient  $\hat{u}_{cm} = 0,25$ . Cette valeur est inadmissible. Dans ce cas, il est indispensable d'introduire des circuits de lissage.

La limite admissible pour la valeur de crête de l'ondulation de la tension de commande est pour un dispositif de commande de gâchettes environ  $\hat{u}_{cm adm} = 0,1$ . Une telle valeur est aussi valable pour un dispositif de contrôle pour variateurs de courant continu.

#### 8.4.5 Dimensionnement des circuits de lissage

Si l'on est contraint d'introduire un filtre de lissage dans un circuit de réglage, on doit considérer que celui-ci influence non seulement l'ondulation, mais aussi les conditions de stabilité. Ceci implique une modification des coefficients du régulateur qui, à son tour, provoque une répercussion sur l'ondulation de  $u_{cm}$ . Pour le dimensionnement optimal des circuits de lissage, il est indispensable d'étudier en même temps ces deux problèmes.

Par la suite, on suppose que le régulateur muni d'un filtre de lissage possède la fonction de transfert

$$G_R(s) = \frac{1 + s T_n}{s T_i} \frac{1}{(1 + s T_f)^k} \quad (8.63)$$

où  $k$  est l'ordre du filtre de lissage ( $k = 1, 2, 3, \dots$ ) et  $T_f$  la constante de temps. Dans la relation (8.63), on a tenu compte du choix optimal des constantes de temps d'un circuit de lissage d'ordre supérieur, comme on le démontrera au paragraphe 8.4.6.

Cette nouvelle fonction de transfert modifie la relation (8.59) pour l'ondulation de la tension de commande. En considérant toujours  $\omega_o \geq 1/T_n$ , on obtient maintenant

$$\hat{u}_{cm} = \frac{T_n}{T_i} \frac{1}{[\sqrt{1 + (\omega_o T_f)^2}]^k} \frac{\omega}{\omega_o x_L} \hat{u}_d \quad (8.64)$$

Le filtre de lissage introduit, dans le circuit de réglage, des petites constantes de temps supplémentaires qui s'ajoutent à la petite constante de temps  $T_{cm}$ . Ainsi on obtient, pour la somme des petites constantes de temps,

$$T_p = T_{cm} + k T_f \quad (8.65)$$

Ceci implique une modification de la constante de temps d'intégration  $T_i$ , afin que le circuit de réglage soit stable et bien amorti. Au lieu de (8.33), on doit maintenant calculer avec

$$T_i = 2 \frac{K_{cm}}{r_t} (T_{cm} + k T_f) \quad (8.66)$$

Par contre, la constante de temps  $T_n$  reste inchangée. Selon (8.32), on a  $T_n = T_t$ . Introduit dans (8.64), on obtient

$$\hat{u}_{cm} \sim = \frac{r_t T_t}{2 K_{cm} (T_{cm} + k T_f)} \frac{1}{\left[ \sqrt{1 + (\omega_o T_f)^2} \right]^k} \frac{\omega}{\omega_o x_L} \hat{u}_d \quad (8.67)$$

Comme dans le paragraphe précédent, on peut introduire  $r_t T_t = x_L / \omega$  et  $\omega_o = \pi / T_{cm}$ . Par contre, afin d'obtenir des résultats interprétables d'une manière plus générale, on ne remplacera pas  $\hat{u}_d$  par la relation (8.29). Ainsi, on tire

$$\hat{u}_{cm} \sim = \frac{1}{2\pi K_{cm} (1 + k T_f / T_{cm})} \frac{1}{\left[ \sqrt{1 + (\pi T_f / T_{cm})^2} \right]^k} \hat{u}_d \quad (8.68)$$

Sans filtre de lissage, c'est-à-dire pour  $T_f = 0$ , l'ondulation de la tension de commande est donnée par

$$\hat{u}_{cm0} \sim = \frac{\hat{u}_d}{2\pi K_{cm}} \quad (8.69)$$

Ainsi, l'ondulation rapportée à la valeur sans filtre de lissage devient

$$\frac{\hat{u}_{cm}}{\hat{u}_{cm0} \sim} = \frac{1}{1 + k T_f / T_{cm}} \frac{1}{\left[ \sqrt{1 + (\pi T_f / T_{cm})^2} \right]^k} \quad (8.70)$$

A la figure 8.16, cette relation est représentée, pour plusieurs valeurs de  $k$ , en fonction du paramètre  $1 + k T_f / T_{cm}$ . Ce paramètre indique le facteur par lequel il faut multiplier  $T_{cm}$  pour obtenir la somme des petites constantes de temps. Ce facteur est donc aussi une indication concernant la réduction de la rapidité de réglage à cause de l'introduction du filtre de lissage.

On constate que le filtre de lissage de premier ordre ( $k = 1$ ) donne l'augmentation la plus petite de la somme des petites constantes de temps dans le domaine de la réduction de l'ondulation  $1 > \hat{u}_{cm} / \hat{u}_{cm0} \sim > 0,175$ . Dans le domaine  $0,175 > \hat{u}_{cm} / \hat{u}_{cm0} \sim > 0,061$ , le filtre de deuxième ordre ( $k = 2$ ) est le meilleur, tandis que pour  $\hat{u}_{cm} / \hat{u}_{cm0} \sim < 0,061$ , le filtre de troisième ordre est plus avantageux. Un filtre de quatrième ordre deviendrait plus favorable seulement pour  $\hat{u}_{cm} / \hat{u}_{cm0} \sim < 0,012$ . Pour ces raisons, la courbe pour  $k = 4$  n'est pas représentée à la figure 8.16.

Puisque la réduction nécessaire de l'ondulation de la tension de commande est, en général, relativement faible, il est suffisant, dans la plupart des cas, d'utiliser un filtre de lissage du premier ordre. Parfois, il est nécessaire d'avoir recours à un filtre de deuxième ordre.

Si l'on connaît l'ondulation  $\hat{u}_{cm0}$  de la tension de commande sans filtre de lissage, on peut, en fixant l'ondulation admissible  $\hat{u}_{cm}$ , tirer de la figure 8.16 l'ordre du filtre de lissage  $k$  et sa constante de temps  $T_f$  optimale. Ensuite, la constante de

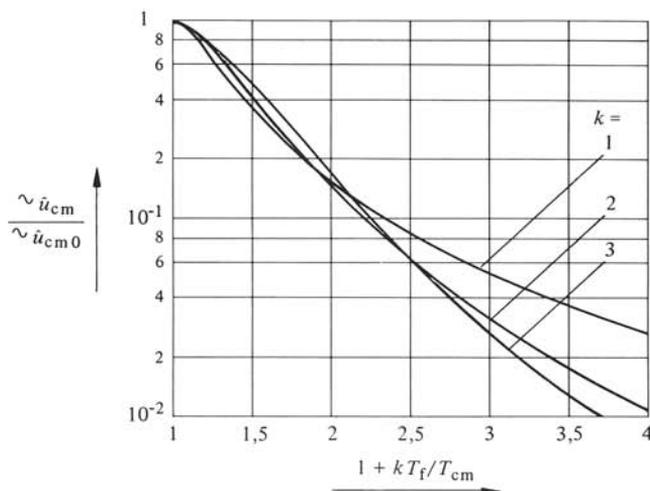


Fig. 8.16 Réduction de l'ondulation de la tension de commande avec filtre de lissage.

temps d'intégration  $T_i$  du régulateur découle de l'équation (8.66). La réalisation d'un régulateur, combiné avec le filtre de lissage, a été décrite au paragraphe 4.5.5.

On reconnaît, dans le procédé de calcul développé dans ce paragraphe, l'utilité de l'introduction de l'ondulation équivalente. Elle réduit remarquablement l'envergure des calculs.

Le filtre de lissage augmente aussi la constante de temps équivalente du circuit de réglage de courant fermé. On doit maintenant calculer la constante de temps équivalente, au lieu de (8.35), par  $T_i' = 2(T_{cm} + kT_f)$ .

#### 8.4.6 Choix optimal des constantes de temps d'un circuit de lissage du deuxième ordre

Dans un circuit de lissage du deuxième ordre selon la fonction de transfert donnée par (4.117) les constantes de temps  $T_1$  et  $T_2$  sont à choisir d'une manière adéquate. Pour une atténuation donnée de l'ondulation à une pulsation  $\omega_o$ , l'influence sur la stabilité et la rapidité du circuit de réglage doit être minimale.

Etant donné que la pulsation  $\omega_o$  est relativement élevée, on peut supposer que  $1 \ll sT_1$  et  $1 \ll sT_2$ . Pour de grandes valeurs de  $s$ , l'asymptote de la fonction de transfert (4.117) est donnée par

$$G(s) \cong \frac{1}{s^2 T_1 T_2} = \frac{1}{s^2 T_a^2} \quad (8.71)$$

avec  $T_a^2 = T_1 T_2$ . En posant  $s = j\omega_o$ , on voit que l'atténuation de l'ondulation de pulsation  $\omega_o$  suit pratiquement cette loi.

Pour de petites valeurs de  $s$ , l'équation (4.117) peut être simplifiée comme suit

$$G(s) \cong \frac{1}{1 + s(T_1 + T_2)} = \frac{1}{1 + sT_p} \quad (8.72)$$

Le circuit de lissage du deuxième ordre introduit donc dans le circuit de réglage la

petite constante de temps équivalente

$$T_p = T_1 + T_2 \quad (8.73)$$

Pour un circuit de lissage optimal, on désire minimiser la petite constante de temps équivalente  $T_p$  pour une atténuation de l'ondulation donnée ( $T_a^2 = T_1 T_2$  fixé). On a alors

$$T_p = T_1 + T_2 = T_1 + T_a^2/T_1 \quad (8.74)$$

Le minimum est atteint pour

$$dT_p/dT_1 = 1 - T_a^2/T_1^2 = 0 \quad (8.75)$$

Il en résulte

$$T_1 = T_2 = T_a \quad (8.76)$$

La petite constante de temps équivalente  $T_p$  est minimale si les deux constantes de temps  $T_1$  et  $T_2$  sont égales. La fonction de transfert d'un *circuit de lissage optimal* du deuxième ordre est alors

$$G(s) = \frac{1}{(1 + sT_1)^2} \quad (8.77)$$

Ce cas idéal ne peut être réalisé à l'aide du double circuit RC passif de la figure 4.27, à cause de la présence du terme  $R_1 C_2$  au dénominateur de la relation (4.116). Par contre, avec un circuit de lissage actif (voir § 4.5.4) ou en combinant les circuits de lissage avec l'amplificateur de réglage (voir § 4.5.5), il est possible de réaliser la fonction de transfert optimale correspondant à l'équation (8.77).

Ce résultat peut être élargi pour un circuit de lissage d'ordre  $k$ . La fonction de transfert optimale a été utilisée au paragraphe précédent.

## 8.5 RÉGLAGE DU COURANT D'EXCITATION

### 8.5.1 Généralités

Un cas particulier de réglage de courant est donné par le réglage du courant d'excitation de machines à courant continu ou de machines synchrones.

Dans un circuit d'excitation, il n'existe pas de tension interne. Le schéma équivalent de la figure 8.5 peut être simplifié. Tout d'abord, la source de tension  $U_i$  disparaît. La tension continue  $U_{d\alpha}$  peut être remplacée par la tension d'excitation  $U_e$  et le courant continu  $I_d$  par le courant d'excitation  $I_e$ .

La résistance ohmique  $R_e$  dans le circuit d'excitation est en général très élevée par rapport à la résistance interne  $R_i$  du convertisseur de courant. De même, l'inductance du circuit d'excitation  $L_e$  est très élevée par rapport à l'inductance interne  $L_i$  du convertisseur de courant. Dans ce cas particulier, on peut donc négliger l'effet de l'empêchement dans le convertisseur de courant et ne considérer que le comportement idéal de ce dernier. Par conséquent, le schéma équivalent du circuit d'excitation se réduit à celui représenté à la figure 8.17.

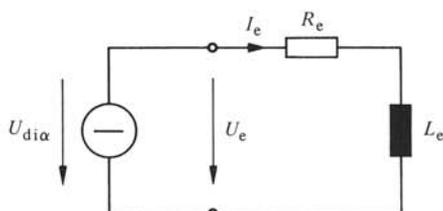


Fig. 8.17 Schéma équivalent d'un circuit d'excitation.

Entre les valeurs nominales de la tension et du courant d'excitation existe la relation

$$U_{en} = R_e I_{en} \quad (8.78)$$

La grandeur de référence pour les résistances est donc  $R_n = R_e$ , de sorte que la valeur relative de la résistance du circuit d'excitation est

$$r_t = r_e = 1 \quad (8.79)$$

Avec la *constante de temps d'excitation*

$$T_e = L_e/R_e \quad (8.80)$$

la fonction de transfert du système à régler devient

$$G_s(s) = G_e(s) = \frac{1}{1 + s T_e} \quad (8.81)$$

Avec les valeurs particulières  $r_t = 1$  et  $T_t = T_e$ , on peut dimensionner le régulateur PI selon les règles indiquées au paragraphe 8.3.2. Normalement, la constante de temps d'excitation est très élevée, de sorte qu'il paraît souvent judicieux de déterminer les constantes de temps du régulateur selon les indications données à la section 7.5. L'inductance  $L_e$  étant très grande, la conduction intermittente ne doit, en général, pas être prise en considération.

Cependant, on rencontre dans les circuits d'excitation des phénomènes supplémentaires. Souvent, il faut tenir compte de la saturation magnétique. Les problèmes y relatifs seront étudiés au paragraphe suivant. Par contre, deux autres phénomènes seront traités aux paragraphes 8.5.4 et 8.5.5, à savoir les circuits couplés et la perméabilité incrémentale.

### 8.5.2 Influence de la saturation

Si le circuit magnétique est saturé, l'inductance  $L_e$  n'est plus constante, mais elle dépendra du point de fonctionnement. Dans ce cas, on doit avoir recours à la définition fondamentale de l'*inductance différentielle*

$$L_e = \frac{d\Psi_e}{dI_e} = 2p N_e \frac{d\Phi_e}{dI_e} \quad (8.82)$$

où  $\Psi_e$  est le flux couplé avec le circuit d'excitation. Ce dernier dépend du nombre de pôles  $2p$ , du nombre de spires  $N_e$  par pôle et du flux d'induction  $\Phi_e$  circulant dans un enroulement d'excitation.

On obtient la dérivée  $d\Phi_e/dI_e$  par la tangente à la courbe d'aimantation (voir fig. 8.18). L'inductance  $L_e$  est donc maximale dans le domaine linéaire de la courbe d'aimantation. Elle diminue avec la saturation. Dans la figure 8.18, la dépendance de  $L_e$  par rapport à  $I_e$  est également indiquée;  $L_{e0}$  est l'inductance non saturée.

La constante de temps  $T_e = L_e/R_e$  est donc également fonction du courant d'excitation  $I_e$ . Dans le domaine linéaire (non saturé), elle est donnée par  $T_{e0} = L_{e0}/R_e$ .

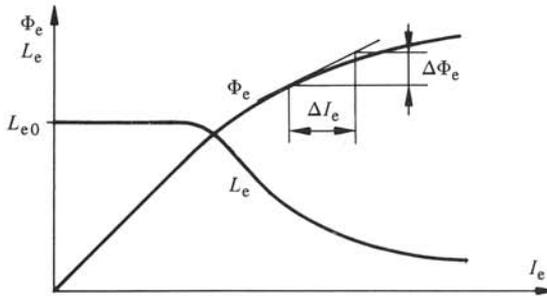


Fig. 8.18 Courbe d'aimantation d'un circuit d'excitation saturé.

### 8.5.3 Choix des coefficients du régulateur PI en cas de saturation

En cas de saturation du circuit d'excitation, on doit calculer avec la constante de temps  $T_e$  selon le point de fonctionnement.

Si le point de fonctionnement est variable, on doit dimensionner le régulateur pour le courant d'excitation où la constante de temps d'excitation est minimale, égale à  $T_{e\min}$ . On doit donc choisir  $T_n = T_{e\min}$  et  $T_i = 2 K_{cm} T_{cm}$ .

Pour le point de fonctionnement avec  $T_e > T_{e\min}$ , la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert est alors donnée par

$$G_o(s) = \frac{1 + s T_{e\min}}{s 2 T_{cm}} \frac{1}{1 + s T_{cm}} \frac{1}{1 + s T_e} \quad (8.83)$$

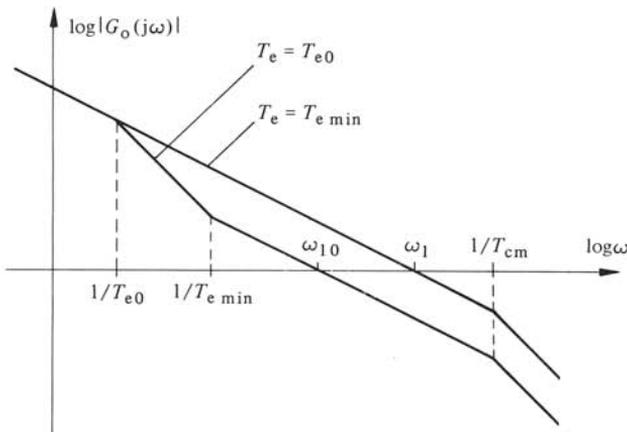


Fig. 8.19 Réponses harmoniques du circuit de réglage ouvert en cas de saturation.

Les réponses harmoniques de  $G_o(s)$  pour  $T_e = T_{e\min}$  et  $T_e = T_{e0}$  sont représentées schématiquement à la figure 8.19. On constate que pour  $T_{e0} > T_{e\min}$ , la pulsation  $\omega_{10}$  diminue. Ceci indique que la rapidité de réglage diminue également.

#### 8.5.4 Circuits couplés

Il est possible que d'autres circuits soient couplés inductivement avec l'enroulement d'excitation. Ceci est par exemple le cas dans les machines synchrones à cause de l'enroulement amortisseur. La figure 8.20 en donne le schéma équivalent. Celui-ci est aussi valable de manière approximative pour représenter l'influence d'une culasse massive, dans le cas d'une machine à courant continu.

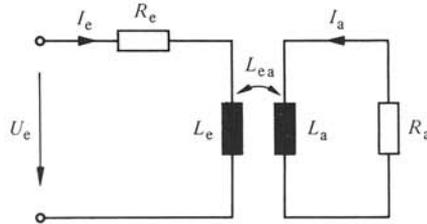


Fig. 8.20 Schéma équivalent pour des circuits couplés.

A l'aide de la transformation de Laplace, on peut écrire

$$-U_e + (R_e + sL_e)I_e + sL_{ea}I_a = 0 \quad (8.84)$$

$$(R_a + sL_a)I_a + sL_{ea}I_e = 0 \quad (8.85)$$

où  $L_{ea}$  est l'inductance mutuelle entre les deux circuits couplés.

En éliminant  $I_a$ , on obtient

$$I_e = \frac{R_a + sL_a}{(R_e + sL_e)(R_a + sL_a) - s^2L_{ea}^2} U_e \quad (8.86)$$

En supposant un couplage idéal entre  $L_e$  et  $L_a$ , on a

$$L_{ea}^2 = L_e L_a \quad (8.87)$$

Ainsi, le terme en  $s^2$  au dénominateur de (8.86) disparaît. A l'aide de grandeurs relatives [voir relation (8.78)], on tire

$$G_e(s) = \frac{1 + sT_e'}{1 + s(T_e + T_e')} \quad (8.88)$$

avec

$$T_e' = L_a/R_a \quad (8.89)$$

La réponse indicielle correspondante présente en  $t = 0$  un saut de  $T_e'/(T_e + T_e')$ . En général, on a  $T_e' \cong 0,01 \dots 0,2 \cdot T_e$ .

Le terme  $1 + sT_e'$  au numérateur de la fonction de transfert (8.88) présente des inconvénients pour la stabilisation du circuit de réglage. On peut éviter cet inconvénient en introduisant, dans la contre-réaction du circuit de réglage du courant d'excitation, un filtre correcteur agissant uniquement sur la valeur réelle du courant d'excitation. Ce

filtre correcteur doit compenser la constante de temps  $T_e'$  au numérateur. Sa fonction de transfert doit donc être

$$G_c(s) = \frac{1}{1 + sT_e'} \quad (8.90)$$

Ainsi, la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert  $G_o(s)$  possède en principe la forme de la relation (8.31), avec la constante de temps dominante  $T_e + T_e'$ .

### 8.5.5 Perméabilité incrémentale

Pour des petites variations du courant d'excitation autour d'un point de fonctionnement, le flux d'induction  $\Phi_e$  ne varie pas selon la caractéristique d'aimantation qui est donnée, en dessous de la saturation, par l'entrefer de la machine, mais selon une pente plus faible, comme indiqué schématiquement à la figure 8.21. Ce phénomène est dû à la perméabilité incrémentale du matériel ferromagnétique qui est très faible pour des petites variations autour d'une préaimantation en courant continu.

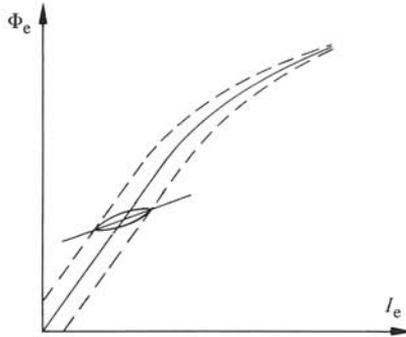


Fig. 8.21 Caractéristique de la perméabilité incrémentale.

On observe ce comportement surtout en mesurant expérimentalement la réponse harmonique. Ainsi, on détermine une constante de temps  $T_{e\Delta}$  inférieure à  $T_e$ , calculée à partir des dimensions de l'entrefer de la machine. On trouve  $T_{e\Delta} \cong 0,3 \dots 0,8 \cdot T_e$ .

En particulier, on doit prendre en considération cette constante de temps  $T_{e\Delta}$  pour déterminer l'ondulation du courant d'excitation. En effet, cette dernière devient souvent plus élevée que la valeur calculée avec la constante de temps  $T_e$ .



## ENTRAÎNEMENTS RÉGLÉS

### 9.1 INTRODUCTION

#### 9.1.1 Généralités

Les *entraînements réglés*, c'est-à-dire les entraînements électromécaniques à vitesse variable, constituent l'application la plus importante de l'électronique industrielle. On y fait appel non seulement à l'électronique de puissance, mais aussi à l'électronique de réglage et de commande.

Compte tenu de leur grande importance, toute la fin de ce volume y sera consacrée. On mentionnera d'abord, dans cette section introductive, les applications les plus importantes et on donnera des indications concernant les exigences générales posées aux entraînements réglés.

Dans les sections suivantes seront indiquées les possibilités existant pour faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu, d'un moteur asynchrone, ainsi que d'un moteur synchrone. On se limitera à une description de principe des circuits de puissance, sans entrer dans les problèmes liés au réglage.

Dans les chapitres 11, 12 et 13, on analysera d'une manière plus approfondie les circuits de réglage de trois types d'entraînements réglés. On y donnera les schémas de principe des circuits de puissance (moteur électrique et convertisseur statique) et des circuits de réglage. On étudiera ensuite le comportement dynamique des moteurs électriques (du point de vue de la technique de réglage) et on analysera le comportement des circuits de réglage.

#### 9.1.2 Application des moteurs électriques

Pour les entraînements réglés, on utilise principalement les moteurs suivants :

- moteurs à courant continu
- moteurs asynchrones
- moteurs synchrones.

Les moteurs à courant continu sont alimentés par des convertisseurs de courant à commutation naturelle qui permettent de faire varier la tension d'induit, tandis que l'alimentation des moteurs asynchrones et synchrones nécessite des convertisseurs de fréquence.

Les moteurs à courant continu sont actuellement les plus utilisés, dans le domaine des entraînements réglés. Les circuits de puissance et de réglage ont atteint une certaine normalisation. Le chapitre 11 traitera de ces entraînements.

L'application des moteurs asynchrones et synchrones pour des entraînements à vitesse variable est devenu possible grâce à l'évolution de l'électronique de puissance

dans le domaine des convertisseurs de fréquence statiques. Ces entraînements sont encore en plein développement et on trouve des circuits de puissance et de réglage très différents. Cependant, le prix total des entraînements avec moteurs asynchrones ou synchrones, y compris le convertisseur de fréquence et les circuits de réglage, est encore plus élevé que celui d'un moteur à courant continu avec convertisseur de courant et circuits de réglage correspondants. L'application des entraînements réglés avec les moteurs asynchrones ou synchrones est pour le moment limitée à des cas spéciaux.

Lors du dimensionnement d'un moteur à courant continu, des limites concernant la puissance maximale et la vitesse maximale sont imposées. Ces limites sont beaucoup plus élevées pour des moteurs asynchrones et synchrones. Dans le domaine des puissances élevées, l'entraînement par ces types de moteurs trouve son champ d'application le plus important. En général, le prix de revient de ces installations est très élevé, de sorte que des travaux de développement sont sans autres admissibles. Un autre champ d'application très intéressant est donné par les engins de traction à vitesse et puissance élevées. Ici, l'espace disponible pour les moteurs de traction est limité et, pour un même volume, le moteur asynchrone à cage permet de développer une puissance plus élevée qu'un moteur à collecteur.

Les entraînements réglés avec moteurs asynchrones seront traités dans le chapitre 12, tandis que le chapitre 13 sera consacré aux entraînements réglés avec moteurs synchrones.

### 9.1.3 Application industrielle

Les domaines d'application industrielle des entraînements réglés sont très variés. On mentionnera par la suite les domaines les plus importants, en indiquant aussi les tâches principales des entraînements. Les puissances des machines vont de quelques kW pour les machines outils à 10 ... 20 MW environ pour les laminoirs, tubes broyeurs et monte-charges. Les domaines d'application principaux sont :

- machines outils, entraînements principaux de tours, entraînements des outils (perçoirs, outils à fraiser, etc.), entraînements de l'avancement
- laminoirs, entraînements principaux des cylindres, entraînements des dérouleuses et des enrouleuses, entraînements du positionnement des cylindres, entraînements auxiliaires
- machines pour la fabrication du ciment, entraînements de tubes broyeurs
- machines pour la fabrication de matières plastiques, entraînements des rouleaux (calandres), entraînement des enrouleuses
- machines pour la fabrication du papier, entraînements des divers cylindres, entraînements des calandres, entraînements des enrouleuses
- machines à imprimer, entraînements des groupes imprimeurs (rotatives), entraînements des dérouleuses
- machines textiles, entraînements de machines à filer
- monte-charges, entraînements pour monte-charges de mines, entraînements pour ascenseurs
- funiculaires et téléphériques, entraînements des cabines.

Cette liste n'est pas exhaustive et n'indique que les applications les plus importantes. Cependant, on constate que les problèmes posés par les diverses machines

entraînées sont très différents. Quelques cas ne peuvent être résolus que par des entraînements spéciaux, comme par exemple l'entraînement des dérouleuses et des enrouleuses, ou l'entraînement de plusieurs cylindres de laminoirs, de machines pour la fabrication du papier, ou de machines à imprimer ou de machines textiles. Dans ces derniers cas, il faut garantir une marche synchrone relative des moteurs travaillant ensemble pour éviter une rupture de bandes de métal ou de papier ou de fibres synthétiques passant par les cylindres mis en série.

Dans le cadre de ce volume, il n'est pas possible de traiter ces entraînements spéciaux. On se limitera aux entraînements normaux possédant un réglage de vitesse. Ces entraînements normaux permettent d'ailleurs de résoudre la plupart des problèmes d'entraînements.

#### 9.1.4 Exigences générales posées aux entraînements réglés

Il existe plusieurs exigences imposées aux entraînements réglés de type normal, pour lesquels il faut distinguer le fonctionnement à vitesse constante et à vitesse variable.

A vitesse constante, on impose au réglage une valeur de consigne  $n_c$  pour la vitesse. Le réglage doit maintenir une vitesse  $n$  constante et égale à la valeur de consigne, indépendamment des variations de la charge de la machine entraînée ou des variations de la tension et de la fréquence du réseau d'alimentation. La précision du réglage doit être de  $\pm 0,2$  à  $\pm 1\%$  par rapport à la vitesse nominale, selon le type d'application.

Lors de variations rapides et élevées de la charge (couple résistant  $M$ ), par exemple passage de la marche à vide à la marche à charge nominale ou vice-versa, la variation temporaire de la vitesse sera de l'ordre de grandeur de quelques pour cent. Le réglage doit ramener la vitesse le plus rapidement possible à la valeur de consigne, sans qu'il se produise d'oscillations.

A la figure 9.1, on a indiqué schématiquement un phénomène transitoire. On y trouve aussi la définition de la *précision statique* et *dynamique*, ainsi que celle du *temps de réglage*  $t_R$ . Ce dernier est égal au temps qui s'écoule à partir de l'instant de la

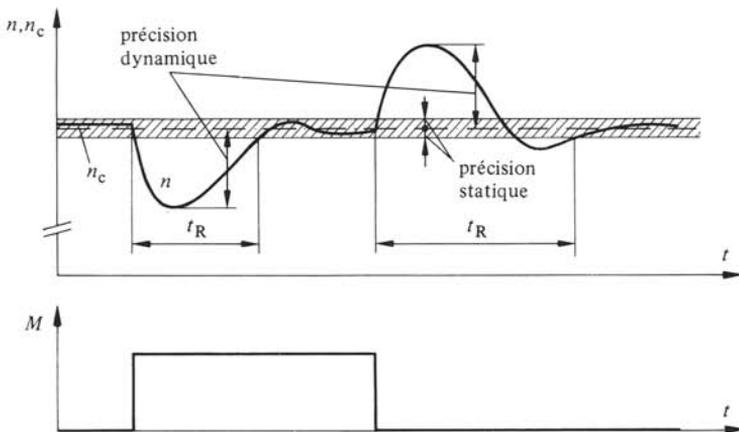


Fig. 9.1 Phénomène transitoire lors d'une variation brusque de la charge (couple résistant  $M$ ).

variation de la charge, jusqu'à ce que la vitesse retourne définitivement dans la bande de la précision statique. En indiquant le temps de réglage, on doit aussi préciser l'ampleur de la variation de la charge.

Au cas où la charge varie d'une manière aléatoire, la vitesse  $n$  ne reste jamais constante. Le réglage doit intervenir en permanence. On peut alors définir un domaine de précision dynamique dans lequel la vitesse  $n$  peut varier (voir fig. 9.2). Dans ce cas, on doit aussi définir les propriétés stochastiques de la variation de la charge.

A vitesse variable, on s'intéresse surtout aux intervalles d'accélération ou de décélération lors d'un changement de la valeur de consigne  $n_c$  pour la vitesse. Le réglage doit

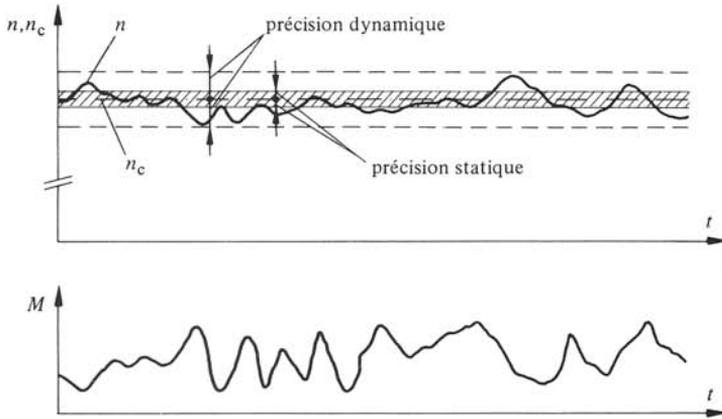


Fig. 9.2 Phénomène transitoire lors de variations aléatoires de la charge.

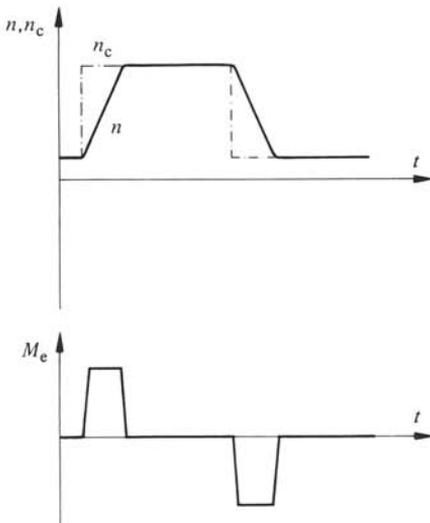


Fig. 9.3 Phénomène transitoire lors de l'accélération et de la décélération sans inversion du sens de rotation.

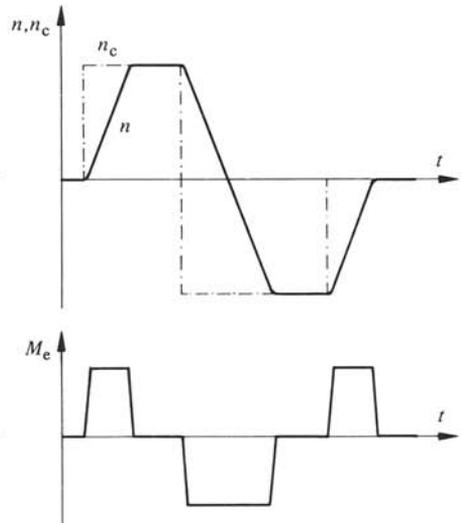


Fig. 9.4 Phénomène transitoire lors de l'accélération et de la décélération avec inversion du sens de rotation.

intervenir de sorte que le couple électromagnétique  $M_e$  du moteur ne dépasse pas la valeur maximale admissible. Cette exigence peut être remplie par une limitation du courant d'induit dans le cas d'un moteur à courant continu, ou du courant statorique dans le cas d'un moteur asynchrone ou synchrone.

Le phénomène transitoire est représenté à la figure 9.3 pour un entraînement sans inversion du sens de rotation et à la figure 9.4 pour un entraînement avec inversion du sens de rotation (*entraînement réversible*) dans le cas d'un couple résistant nul. La vitesse  $n$  doit atteindre la nouvelle valeur sans grandes oscillations de dépassement. Pendant la période de décélération, le couple électromagnétique du moteur  $M_e$  doit être négatif.

Le temps minimal d'accélération ou de décélération dépend du couple maximal admissible du moteur, du couple résistant de la machine entraînée et du moment d'inertie des masses tournantes (machine entraînée et moteur). Ce temps minimal est indépendant du réglage. Ce dernier doit intervenir rapidement lors du passage de l'intervalle d'accélération ou de décélération au fonctionnement à vitesse constante, afin d'éviter des phénomènes transitoires supplémentaires qui peuvent prolonger les temps de transition.

Lorsqu'on exige des temps d'accélération ou de décélération extrêmement petits, comme cela peut être le cas pour des entraînements réversibles, il est indispensable d'étudier ce problème dès le premier projet de l'entraînement. Dans ce but, on doit considérer le moteur et son alimentation (convertisseur statique) comme un ensemble, et le dimensionnement doit se faire de sorte qu'on obtienne un couple maximal admissible élevé et un moment d'inertie faible.

## 9.2 VARIATION DE LA VITESSE D'UN MOTEUR À COURANT CONTINU

### 9.2.1 Généralités

La vitesse d'un moteur à courant continu est proportionnelle à la tension d'induit  $U$  et inversement proportionnelle au flux d'induction  $\Phi$ , selon la relation (voir vol. X)

$$n = K_m \frac{U}{\Phi} \quad (9.1)$$

où  $K_m$  est un facteur inhérent au moteur à courant continu. Dans cette relation, on a négligé la chute de tension ohmique (voir sect. 10.2).

Pour faire varier la vitesse, on peut donc intervenir soit sur la tension d'induit  $U$ , soit sur le flux d'induction  $\Phi$  (*champ d'excitation*) en variant le courant d'excitation. Par la suite, on décrira brièvement ces deux possibilités.

En alimentant l'induit par un convertisseur de courant unidirectionnel, le courant d'induit ne peut pas changer de signe. Il n'est donc pas possible de freiner le moteur fonctionnant en génératrice. L'emploi d'un convertisseur de courant bidirectionnel s'impose pour obtenir un comportement dynamique rapide lors du changement du sens du couple électromagnétique. Si l'on pose des exigences moins élevées, on peut faire appel à un convertisseur de courant unidirectionnel en changeant le sens du couple électromagnétique, soit par un inverseur électromécanique placé dans le circuit d'induit, soit par une inversion du champ d'excitation à l'aide d'un convertisseur de

courant bidirectionnel de puissance réduite. Ces deux solutions sont moins coûteuses, mais moins rapides par rapport à un convertisseur de courant bidirectionnel alimentant l'induit.

### 9.2.2 Variation de la vitesse par la tension d'induit

La figure 9.5 montre d'une manière schématique un montage permettant la variation de la vitesse par la tension d'induit.

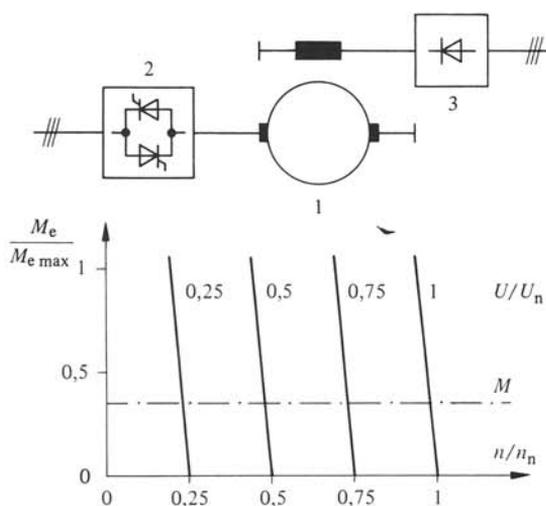


Fig. 9.5 Variation de la vitesse d'un moteur à courant continu par la tension d'induit.

L'induit du moteur à courant continu 1 est alimenté par un convertisseur de courant 2. Celui-ci est bidirectionnel pour des entraînements exigeant un changement rapide du sens du couple électromagnétique. Le courant d'excitation est constant et fourni par le redresseur à diodes 3.

Comme on le remarque sur les caractéristiques indiquées à la figure 9.5, la vitesse  $n$  varie proportionnellement à la tension  $U$ . En charge (couple électromagnétique  $M_e > 0$ ), la vitesse diminue légèrement, à cause des chutes de tension dans le circuit d'induit.

### 9.2.3 Variation de la vitesse par le flux d'induction

Si l'on remplace le redresseur à diodes alimentant l'excitation du moteur à courant continu par un convertisseur de courant, il est possible d'accroître la vitesse par une réduction du flux d'induction (voir fig. 9.6). Ainsi, la vitesse devient plus grande que celle qui est atteinte avec un flux d'induction nominal. L'induit est alimenté à tension constante. Pour porter la vitesse à la valeur nominale, il faut intervenir sur la tension d'induit. Pour ces raisons, l'induit est alimenté par un convertisseur de courant 2 (supposé ici comme convertisseur de courant unidirectionnel).

Pour un courant d'induit constant, le couple électromagnétique diminue également avec le flux. Le moteur travaille dans ce domaine à puissance constante. L'affai-

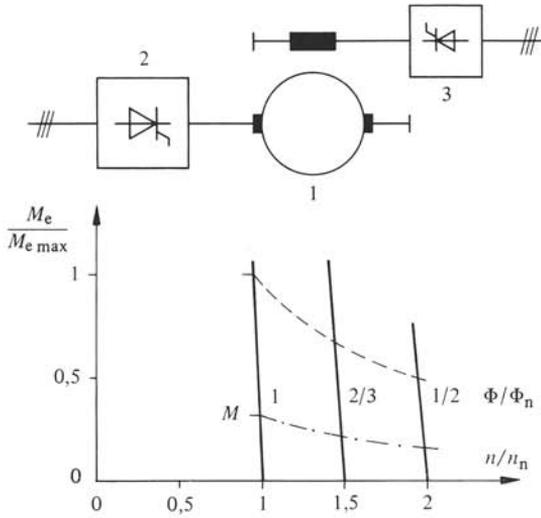


Fig. 9.6 Variation de la vitesse d'un moteur à courant continu par le flux d'induction.

blissement du flux d'induction (appelé aussi *affaiblissement du champ d'excitation*) ne peut être appliqué que si le couple résistant  $M$  diminue avec l'augmentation de la vitesse, c'est-à-dire si la puissance à l'arbre de la machine entraînée reste constante. Pour des raisons de construction de la machine à courant continu, on peut réduire le champ d'excitation jusqu'à 1/3 environ de la valeur nominale.

### 9.2.4 Combinaison des deux méthodes

Normalement, les deux méthodes sont combinées. Dans le domaine  $0 < n < n_n$ , la vitesse est variée à l'aide de la tension d'induit avec un flux d'induction qui est égal à la valeur nominale. A courant d'induit constant, le moteur exerce un couple constant et la puissance est proportionnelle à la vitesse. Une augmentation de la vitesse au delà de la valeur nominale peut alors être réalisée en diminuant le champ d'excitation. Le fonctionnement dans ce domaine n'est possible qu'avec une réduction du couple à l'arbre de la machine entraînée.

## 9.3 VARIATION DE LA VITESSE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

### 9.3.1 Généralités

La vitesse d'un moteur asynchrone dépend d'une part de la fréquence d'alimentation au stator, qui détermine la vitesse synchrone, et d'autre part du glissement qui est donné par la caractéristique du moteur. On a la relation (voir vol. X)

$$n = \frac{60}{p} (f_s - f_r) \tag{9.2}$$

où  $n$  est exprimé en tours/min. Ici,  $p$  est le nombre de paires de pôles de la machine. La fréquence  $f_s$  au stator et la fréquence de glissement  $f_r$  au rotor sont exprimés en Hz.

La vitesse d'un moteur asynchrone peut être variée non seulement par la fréquence d'alimentation  $f_s$ , mais aussi en intervenant sur le glissement.

Il existe plusieurs possibilités pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone. La méthode la plus simple consiste en une variation du glissement soit par une réduction de la tension statorique, soit par une augmentation de la résistance d'induit. Ces deux méthodes s'accompagnent de pertes non négligeables et peuvent donc être utilisées seulement pour des puissances faibles où la réduction de la vitesse est de courte durée. Une variante plus économique est possible à l'aide d'un convertisseur de fréquence au circuit rotorique, permettant de récupérer la puissance de glissement.

La *puissance de glissement* est proportionnelle à la fréquence de glissement  $f_r$ , et plus précisément égale à  $f_r P_i / f_s$ , où  $P_i$  est la puissance interne (puissance de l'entrefer).

La meilleure méthode pour faire varier la vitesse est d'agir sur la fréquence d'alimentation au moyen d'un convertisseur de fréquence. Ainsi, il est possible de faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone dans une gamme très large sans pertes supplémentaires et même d'inverser le sens de rotation.

Ci-dessous, on décrira brièvement les diverses possibilités en se limitant à des moyens relevant de l'électronique de puissance.

### 9.3.2 Variation du glissement par réduction de la tension statorique

La figure 9.7 représente le schéma de principe d'un montage permettant de faire varier le glissement d'un moteur asynchrone en agissant sur la tension statorique.

Dans ce but, un variateur de courant triphasé 2, formé par deux thyristors en montage antiparallèle dans chaque phase (voir chap. XV.4) réduit la tension alternative agissant sur le stator du moteur asynchrone 1. Le couple du moteur est proportionnel au carré de la tension, c'est-à-dire  $M_e \sim (U_s / U_{sn})^2$ . Les caractéristiques du moteur sont donc fonction de la tension statorique (voir fig. 9.7) où  $M_{ed}$  est le couple de décrochage à tension nominale. Selon le couple résistant  $M$  de la machine entraî-

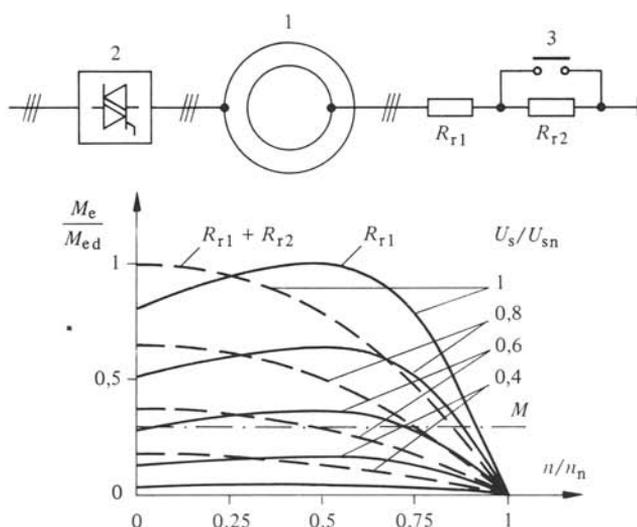


Fig. 9.7 Variation du glissement d'un moteur asynchrone par réduction de la tension statorique.

née, il est possible de faire varier le glissement et par conséquent la vitesse  $n$  du moteur. A vide, c'est-à-dire pour  $M = 0$ , aucune variation de la vitesse n'est possible.

Pour faire varier la vitesse dans un domaine assez large, en présence d'un certain couple résistant  $M$ , il est indispensable que le moteur possède un glissement de décrochage élevé. Dans ce but, il faut utiliser un moteur à bagues, en insérant des résistances ohmiques dans le circuit rotorique. Selon le domaine dans lequel se trouve la vitesse  $n$ , il est avantageux de court-circuiter une partie de la résistance. Dans l'exemple de la figure 9.7, on travaille avec la résistance  $R_{r1}$  en court-circuitant  $R_{r2}$  au moyen d'un contacteur, pour  $0,5 < n/n_n < 1$  (glissement de décrochage 0,5); pour  $0 < n/n_n < 0,5$ , on travaille avec  $R_{r1} + R_{r2}$  (glissement de décrochage 1,0, si  $R_{r2} = R_{r1}$ ).

Il est évident que la variation de la vitesse par la variation du glissement provoque des pertes considérables dans les résistances du circuit rotorique et le rendement  $\eta$  de cet entraînement est faible. On a dans tous les cas  $\eta < n/n_n$ .

### 9.3.3 Variation du glissement en augmentant la résistance rotorique à l'aide d'une résistance pulsée

Il est possible d'intervenir sur le glissement au moyen de résistances insérées dans le circuit rotorique, comme indiqué par exemple à la figure 9.8. Le stator est connecté directement au réseau triphasé. Dans le circuit rotorique d'un moteur asynchrone à bague 1 se trouve un redresseur à diodes 2 en montage en pont triphasé, ainsi qu'une résistance pulsée 3, c'est-à-dire une résistance shuntée par un contacteur statique à commutation forcée. En enclenchant et déclenchant ce dernier périodiquement, il est possible de faire varier la valeur apparente de la résistance entre 0 et  $R_t$  (voir sect. XV.12.4).

La caractéristique du moteur varie selon la résistance dans le circuit rotorique, comme indiqué schématiquement à la figure 9.8. Sous l'influence du couple résistant  $M$ , il est possible de faire varier la vitesse en augmentant le glissement du moteur.

Dans ce cas également, la puissance de glissement est dissipée dans les résistances du circuit rotorique et le rendement du moteur en est affecté.

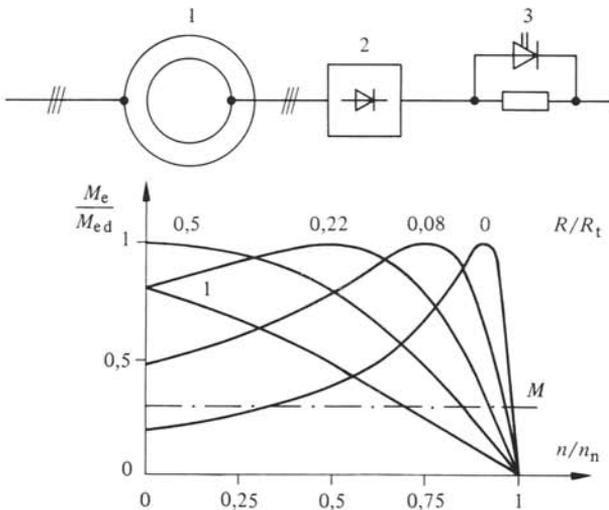


Fig. 9.8 Variation du glissement d'un moteur asynchrone en augmentant la résistance rotorique à l'aide d'une résistance pulsée.

### 9.3.4 Variation du glissement par une cascade de convertisseurs de courant

Il est possible d'améliorer le rendement du montage de la figure 9.8 en remplaçant la résistance pulsée par un convertisseur de courant à commutation naturelle 3, selon le schéma de principe de la figure 9.9. Ce convertisseur de courant est connecté, au travers d'un transformateur 4, au réseau d'alimentation assurant la commutation du convertisseur de courant 3. Ce dernier fonctionne toujours en onduleur et récupère la puissance de glissement. Il existe donc une *cascade de convertisseurs de courant* dans le circuit rotorique (redresseur non contrôlé et convertisseur de courant fonctionnant en onduleur). Cette méthode s'utilise spécialement pour des moteurs de puissance élevée dont la vitesse varie entre environ 0,5 et 1 fois la vitesse synchrone.

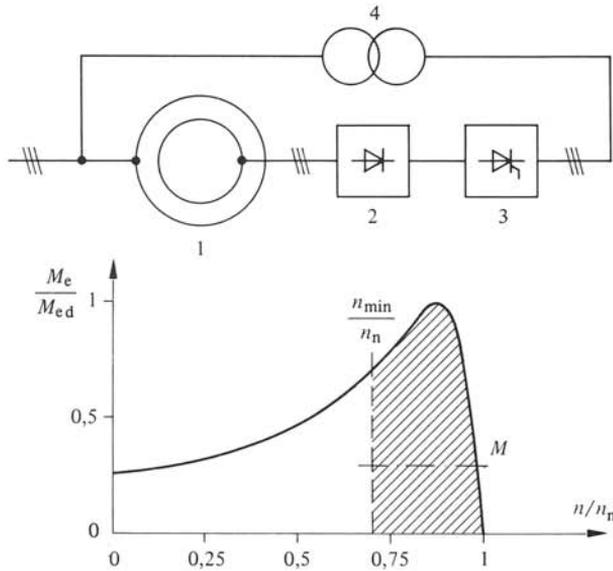


Fig. 9.9 Variation du glissement d'un moteur asynchrone par une cascade de convertisseurs de courant.

La tension continue pour laquelle les deux convertisseurs de courant doivent être dimensionnés est donnée par la relation

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{n_n - n_{\min}}{n_n} U_{r0} \quad (9.3)$$

où  $n_n$  est la vitesse nominale, égale à la vitesse synchrone du moteur.  $U_{r0}$  est la tension composée induite au rotor, moteur à l'arrêt. Les coefficients sont valables pour le cas normal de convertisseurs de courant en montage en pont triphasé. La tension continue et par conséquent la puissance des convertisseurs de courant dépend de la vitesse minimale  $n_{\min}$ . Plus la vitesse minimale est élevée, plus le domaine de la variation de la vitesse est restreint (voir zone hachurée de la figure 9.9) et plus la puissance nominale de la cascade de convertisseurs de courant est faible. Il faut aussi tenir compte de la consommation de puissance réactive par le convertisseur de courant fonctionnant comme onduleur. Cette puissance réactive doit être fournie par le réseau d'alimentation et diminue le facteur de puissance de l'entraînement. Ce dernier

est d'autant plus faible que la vitesse minimale est petite. Pour ces diverses raisons, ce type d'entraînement n'est économique que pour une vitesse minimale de  $n_{\min} \geq 0,5$  à  $0,75 n_n$ .

Pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone, il faut intervenir sur l'angle de retard d'allumage du convertisseur de courant en faisant varier la tension continue de l'onduleur. En tenant compte de l'équation (9.3), on peut établir la relation

$$-U_{di\alpha} = -U_{di0} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{n_n - n}{n_n} U_{r0} \tag{9.4}$$

L'angle de retard d'allumage  $\alpha$  peut varier entre  $90^\circ$  et  $150^\circ$ . La vitesse varie par conséquent entre  $n_n$  et  $n_{\min}$ . La variation de la vitesse est aussi possible à vide, c'est-à-dire, pour  $M=0$ . Cependant, la vitesse est toujours inférieure à la vitesse synchrone. Cette disposition est alors aussi dénommée cascade de convertisseurs de courant *hyposynchrone*.

Pour faire démarrer l'entraînement jusqu'à une vitesse supérieure à la vitesse minimale  $n_{\min}$ , il est nécessaire de déconnecter la cascade de convertisseurs de courant du circuit rotorique et d'insérer dans ce circuit des résistances de démarrage. Les contacteurs nécessaires ne sont pas indiqués à la figure 9.9.

### 9.3.5 Variation du glissement par un convertisseur de fréquence direct

Dans certains cas d'applications, il est indispensable que la vitesse puisse aussi être variée au-dessus de la vitesse synchrone. Dans ce cas, on doit remplacer la cascade de convertisseurs de courant par un convertisseur de fréquence direct, comme repré-

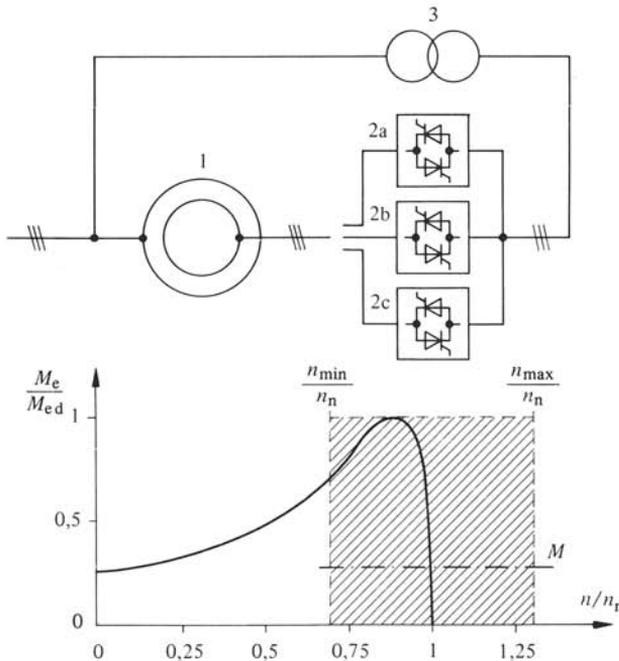


Fig. 9.10 Variation du glissement d'un moteur asynchrone par un convertisseur de fréquence direct.

senté schématiquement à la figure 9.10. Le convertisseur de fréquence direct (voir sect. XV. 11. 2) est composé de trois convertisseurs de courant bidirectionnels 2a, 2b et 2c. Il est connecté au réseau d'alimentation par l'intermédiaire du transformateur 3.

En fonctionnement hyposynchrone ( $n/n_n < 1$ ), le convertisseur de fréquence direct récupère la puissance de glissement vers le réseau d'alimentation, tandis qu'en fonctionnement *hypersynchrone* ( $n/n_n > 1$ ), le convertisseur de fréquence direct doit fournir la puissance de glissement au circuit rotorique. Dans le cas présent, le moteur asynchrone peut même fonctionner en génératrice, ce qui n'est pas possible dans les montages précédents.

En ce qui concerne le dimensionnement en tension du convertisseur de fréquence direct, les réflexions du paragraphe précédent sont toujours valables. Normalement, les entraînements de ce type fonctionnent dans un domaine de vitesse de  $\pm 5$  à  $\pm 10\%$  autour de la vitesse synchrone. Par conséquent, la tension et la puissance nominales du convertisseur de fréquence direct sont relativement faibles, par rapport à la puissance nominale du moteur asynchrone.

Pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone, on doit imposer la fréquence du convertisseur de fréquence direct selon la fréquence de glissement nécessaire. La tension est à régler de sorte que le courant rotorique soit adapté à la charge du moteur. Il est aussi possible d'influencer le facteur de puissance du moteur en intervenant sur le courant rotorique.

Dans ce cas aussi, il faut prévoir des mesures particulières pour le démarrage du moteur et pour le lancement au voisinage du synchronisme, par exemple à l'aide de résistances de démarrage.

### 9.3.6 Variation de la vitesse au moyen de la fréquence d'alimentation

L'entraînement le plus perfectionné, permettant de faire varier la vitesse dans un grand domaine et même d'inverser le sens de rotation sans provoquer de pertes supplémentaires, est indiqué sous la forme d'un schéma de principe à la figure 9.11.

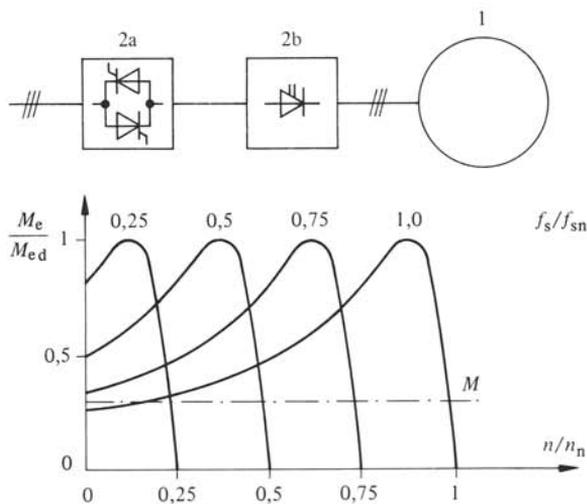


Fig. 9.11 Variation de la vitesse d'un moteur asynchrone au moyen de la fréquence d'alimentation.

Un convertisseur de fréquence composé d'un convertisseur de courant 2a (éventuellement bidirectionnel) et d'un onduleur à commutation forcée 2b alimente le stator d'un moteur asynchrone à cage 1. Selon la fréquence d'alimentation, la caractéristique de couple électromagnétique du moteur asynchrone est décalée par rapport à la vitesse  $n$ , du fait que la vitesse synchrone du moteur varie. La tension statorique doit varier environ proportionnellement à la fréquence d'alimentation. La vitesse peut donc être modifiée dans une grande gamme, même à vide (c'est-à-dire pour un couple résistant  $M = 0$ ). En charge, le moteur asynchrone travaille toujours avec un faible glissement, ce qui évite des pertes supplémentaires. La machine asynchrone peut même fonctionner en génératrice. Dans ce but, il faut tout simplement réduire la fréquence d'alimentation, afin que la machine travaille avec un glissement négatif.

Normalement, on utilise un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue ou à courant continu avec un onduleur à commutation forcée (voir chap. XV. 16). Ainsi, la fréquence peut atteindre des valeurs de l'ordre de 100 Hz, en permettant une meilleure utilisation du moteur asynchrone.

Parfois, le convertisseur de fréquence peut aussi être du type à conversion directe. Dans ce cas, la fréquence d'alimentation peut varier entre 0 et 25 Hz environ. L'emploi de ce type de convertisseur de fréquence est limité à des grands moteurs tournant à basses vitesses.

Au chapitre 12, on se limitera à traiter le type d'entraînement avec convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue.

## 9.4 VARIATION DE LA VITESSE D'UN MOTEUR SYNCHRONE

### 9.4.1 Généralités

La vitesse d'un moteur synchrone en régime permanent est rigoureusement liée à la fréquence d'alimentation. On a la relation (voir vol. X)

$$n = \frac{60 f_s}{p} \quad (9.5)$$

où  $n$  est la vitesse en tours/min.,  $f_s$  la fréquence d'alimentation en Hz et  $p$  le nombre de paires de pôles de la machine synchrone.

Pour faire varier la vitesse, on est donc obligé de faire appel à un convertisseur de fréquence. En principe, on utilise soit un convertisseur de fréquence direct, soit un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu. Le choix de l'un ou de l'autre de ces convertisseurs de fréquence dépend de la gamme de fréquence d'alimentation.

Pour garantir un fonctionnement correct de la machine synchrone, il est nécessaire que la tension varie pratiquement proportionnellement à la fréquence d'alimentation.

Les deux variantes mentionnées ci-dessus, ainsi que leurs propriétés les plus importantes seront brièvement décrites par la suite.

### 9.4.2 Alimentation par un convertisseur de fréquence direct

La figure 9.12 représente le schéma de principe d'un montage où le moteur synchrone est alimenté par un convertisseur de fréquence direct.

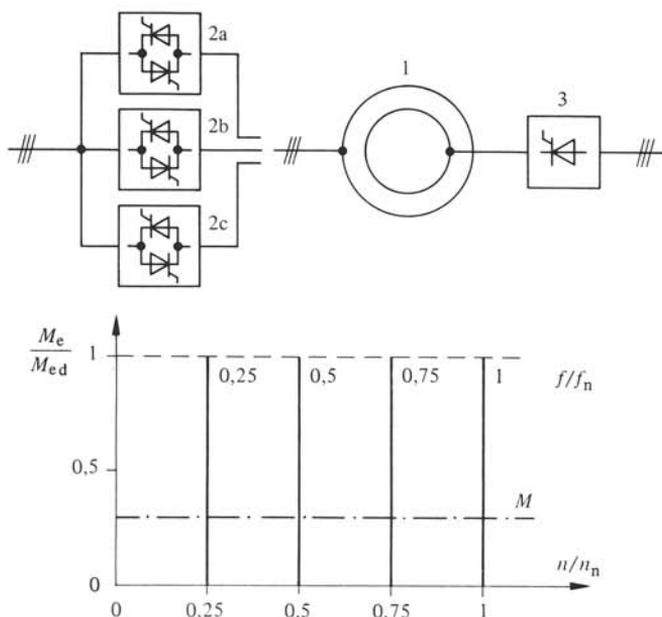


Fig. 9.12 Alimentation d'un moteur synchrone par un convertisseur de fréquence direct.

Le convertisseur de fréquence direct est composé de trois convertisseurs de courant bidirectionnels 2a, 2b et 2c (voir sect. XV.11.2) où chacun d'eux alimente une phase statorique du moteur synchrone 1. Par le fonctionnement particulier de ce type de convertisseur de fréquence, la fréquence maximale réalisable est limitée à 25 Hz environ. Ceci limite l'application de ce montage à des moteurs à basse vitesse et de puissance élevée. De plus, le grand nombre d'éléments redresseurs est un désavantage. On a besoin, en tout, de six convertisseurs de courant en montage en pont triphasé, équipé chacun au moins de six thyristors.

Par contre, comme point positif, on doit mentionner que la valeur moyenne de la tension de sortie peut varier sinusoïdalement, de sorte que le courant statorique présente pratiquement une allure sinusoïdale. Ainsi, des pulsations du couple électromagnétique sont pratiquement évitées. De plus, la fréquence d'alimentation peut être facilement réduite à zéro et le démarrage ne présente aucune difficulté, même avec des couples élevés.

Si la fréquence du convertisseur de fréquence direct est maintenue constante, la machine synchrone se comporte comme si elle était alimentée par un réseau rigide. Elle présente, en particulier, un couple de décrochage  $M_{ed}$  et l'on peut observer des oscillations de la roue polaire. La vitesse est indépendante de la charge (couple résistant  $M$ ) et elle est donnée uniquement par la fréquence d'alimentation  $f_s$  (voir fig. 9.12).

On peut éviter le couple de décrochage par des circuits de réglage appropriés en imposant non pas la fréquence de l'extérieur, mais une fréquence qui est fonction de la vitesse du moteur lui-même. Ainsi, on obtient une caractéristique couple vitesse inclinée comme dans le cas d'une alimentation par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu (voir § 9.4.3). Par la même occasion, on évite aussi les

oscillations de la roue polaire, ce qui est favorable pour le fonctionnement en régime transitoire.

Etant donné que le convertisseur de courant bidirectionnel peut fonctionner dans les quatre quadrants du plan tension courant, on peut ajuster un déphasage quelconque entre courant et tension statoriques. En particulier, on peut travailler avec le facteur de puissance  $\cos \varphi = 1$ , ce qui est favorable pour le dimensionnement du moteur synchrone et du convertisseur de fréquence direct.

En plus de l'alimentation du stator, il est indispensable d'exciter la machine synchrone au rotor par un courant continu. Dans ce but, on utilise un convertisseur de courant 3 (voir fig. 9.12).

### 9.4.3 Alimentation par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu

L'alimentation d'une machine synchrone par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu est représenté schématiquement à la figure 9.13.

Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu est composé d'un convertisseur de courant 2a, commuté par le réseau primaire à fréquence constante et qui fonctionne normalement en régime redresseur, ainsi que d'un deuxième convertisseur de courant 2b fonctionnant en onduleur, qui convertit le courant continu du circuit intermédiaire en un deuxième système triphasé à fréquence variable (voir sect. XV. 11. 3). La commutation naturelle de l'onduleur 2b est assurée par les tensions induites au stator de la machine synchrone 1. Celle-ci doit aussi fournir la puissance réactive due à la commande pour l'onduleur. Dans ce cas, on parle d'un onduleur commuté par une machine (ou par la charge). La fréquence est donnée par la vitesse momentanée de la machine synchrone et elle peut sans problème être plus élevée que la fréquence du réseau d'alimentation (50 Hz). Les dépenses en éléments redresseurs sont relativement modestes. Au total, on n'a besoin que de deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé.

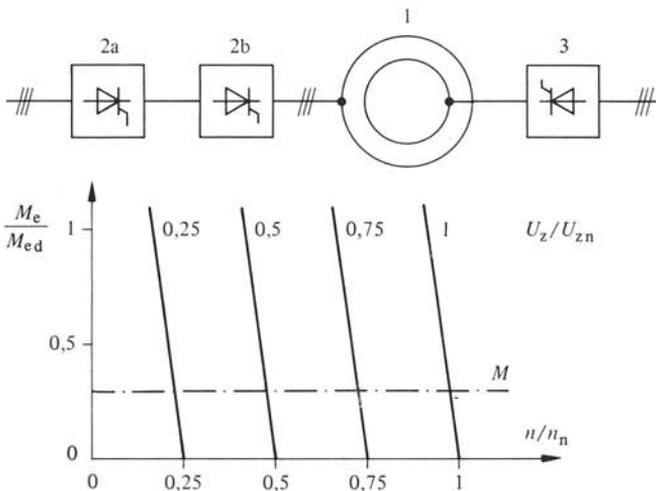


Fig. 9.13 Alimentation d'un moteur synchrone par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu.

Le courant continu dans le circuit intermédiaire est lissé par une self. Ainsi, l'onduleur impose à la machine synchrone un courant statorique qui présente une allure pratiquement rectangulaire. Ceci entraîne par conséquent des pulsations du couple électromagnétique très prononcées, dont la fréquence est le sextuple de la fréquence d'alimentation de la machine synchrone.

A basse vitesse, en particulier à l'arrêt, les tensions induites dans la machine synchrone ne sont plus suffisantes pour garantir la commutation de l'onduleur. Un fonctionnement au-dessous de 5 à 20% de la vitesse nominale n'est donc pas possible. Pour le démarrage, il faut prévoir des mesures particulières.

En marche à vide, la tension  $U$  aux bornes de la machine synchrone est proportionnelle à sa vitesse  $n$ . Pour la tension continue  $U_z$  au circuit intermédiaire, on a la relation

$$U_z = -U_{di0} \cos \alpha_{II} = -\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{n}{n_n} U_n \cos \alpha_{II} \quad (9.6)$$

Pour un angle de retard d'allumage  $\alpha_{II}$  de l'onduleur 2b constant, la vitesse  $n$  est proportionnelle à la tension continue  $U_z$  au circuit intermédiaire. Cette dernière peut être imposée par le convertisseur de courant 2a en intervenant sur son angle de retard d'allumage. En fonctionnement en charge, la vitesse diminue légèrement à cause des diverses chutes de tension et il en résulte des caractéristiques couple vitesse inclinées, comme indiquées à la figure 9. 13.

Etant donné que la fréquence n'est pas prescrite d'une manière fixe, on n'observe pas de couple de décrochage et il ne peut pas y avoir d'oscillations de la roue polaire.

Enfin, il faut observer que l'onduleur à commutation naturelle commuté par la machine synchrone ne permet pas un déphasage quelconque entre courant et tension statorique. Il s'avère indispensable de surexciter la machine synchrone, en travaillant avec  $\cos \varphi < 1$ . Ceci est défavorable pour le dimensionnement de la machine synchrone et du convertisseur de fréquence.

La combinaison d'une machine synchrone avec un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu est aussi appelée *moteur à convertisseur de courant*. Au chapitre 13, on se limitera à une étude plus approfondie de ce type d'entraînement.

## COMPORTEMENT STATIQUE ET DYNAMIQUE DES MOTEURS ÉLECTRIQUES

### 10.1 INTRODUCTION

#### 10.1.1 Généralités

Pour déterminer la structure des circuits de réglage et étudier leur stabilité dans le domaine des entraînements réglés, il est indispensable de connaître le comportement statique et dynamique des moteurs électriques. Dans ce chapitre, on indiquera les relations existant pour les moteurs à courant continu, les moteurs asynchrones et les moteurs synchrones. Evidemment, on se limitera à l'étude des phénomènes concernant les problèmes de réglage. On trouvera les bases générales des machines électriques dans les volumes IX et X.

En particulier, on exprimera les équations différentielles en grandeurs relatives et l'on établira les diagrammes structurels correspondants.

#### 10.1.2 Conditions pour l'étude du comportement des moteurs à courant continu

Pour l'étude du comportement statique et dynamique des moteurs à courant continu, on admettra dans la section 10.2 les suppositions suivantes :

- la saturation du circuit magnétique est prise en considération seulement dans la culasse statorique
- l'enroulement d'induit, avec les enroulements des pôles auxiliaires et un éventuel enroulement de compensation sont représentés par une inductance et une résistance équivalentes
- la réaction d'induit n'est pas prise en considération
- les pertes dans le fer sont négligées
- les résistances et les inductances sont indépendantes de la température
- l'effet pelliculaire est négligé
- le convertisseur de courant alimentant le circuit d'induit est pris en considération
- les ondulations provoquées par le convertisseur de courant ne sont pas prises en considération
- on se limite à l'étude de la conduction continue du courant d'induit (en négligeant la conduction intermittente).

### 10.1.3 Conditions pour l'étude du comportement des moteurs asynchrones et synchrones

L'étude du comportement statique et dynamique des moteurs asynchrones et synchrones se basera, dans les sections 10.3 et 10.4, sur les suppositions suivantes :

- la saturation du circuit magnétique est négligée
- le flux d'induction est distribué sinusoïdalement dans l'espace de l'entrefer
- les enroulements statoriques et rotoriques, distribués uniformément dans l'espace, sont remplacés par des enroulements concentrés
- les pertes dans le fer sont négligées
- les résistances et les réactances sont indépendantes de la température
- l'effet pelliculaire est négligé
- le convertisseur de fréquence, alimentant le stator, n'est pas pris en considération
- pour la détermination des caractéristiques statiques, la tension d'alimentation est sinusoïdale.

### 10.1.4 Equation de mouvement

Indépendamment du type de la machine électrique, l'accélération et la décélération du rotor sont régies par l'équation de mouvement.

Cette équation de mouvement donne une relation entre la vitesse angulaire  $\Omega$ , le couple électromagnétique  $M_e$  du moteur et le couple résistant  $M$  de la machine entraînée. On a

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_e - M \quad (10.1)$$

où  $J$  est le *moment d'inertie* de toutes les masses tournantes (moteur et machine entraînée) rapporté à l'arbre du moteur. En divisant par le couple nominal  $M_n$  et en remplaçant  $\Omega$  par  $n\Omega_n$ , on obtient, à l'aide de grandeurs relatives,

$$\frac{J \Omega_n}{M_n} \frac{dn}{dt} = m_e - m \quad (10.2)$$

Avec la *constante de temps mécanique*

$$T_m = \frac{J \Omega_n}{M_n} \quad (10.3)$$

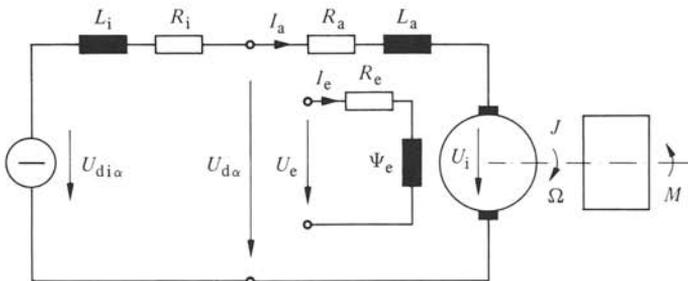


Fig. 10.1 Schéma équivalent d'un moteur à courant continu avec alimentation de l'induit par un convertisseur de courant.

on trouve la forme finale de l'équation de mouvement

$$\frac{dn}{dt} = \frac{m_e - m}{T_m} \quad (10.4)$$

$T_m$  est aussi appelée *temps de lancement*, parce que cette grandeur est égale au temps nécessaire pour accélérer les masses tournantes de l'arrêt à la vitesse nominale  $n = 1$ , en appliquant le couple nominal  $m_e - m = 1$  comme couple accélérateur.

## 10.2 MOTEURS À COURANT CONTINU

### 10.2.1 Schéma équivalent

Le schéma équivalent d'un moteur à courant continu, où l'induit est alimenté par un convertisseur de courant, est représenté à la figure 10.1. Dans ce schéma équivalent, on a aussi tenu compte du circuit d'excitation et des masses tournantes.

$R_a$  et  $L_a$  sont respectivement la résistance et l'inductance de l'induit, tandis que  $R_i$  et  $L_i$  sont la résistance et l'inductance internes du convertisseur de courant (voir sect. 8.2).  $R_e$  est la résistance du circuit d'excitation et  $\Psi_e$  le flux couplé (ou flux totalisé) dans les enroulements d'excitation. Enfin,  $\Omega$  est la vitesse angulaire,  $J$  le moment d'inertie des masses tournantes et  $M$  le couple résistant.

### 10.2.2 Grandeurs relatives

Comme d'habitude dans ce volume, on calculera par la suite avec des grandeurs relatives. D'une part, on facilitera l'analyse des circuits de réglage, d'autre part, les constantes d'un moteur à courant continu exprimées en grandeurs relatives varient dans des domaines relativement restreints. Il est alors possible de comparer le comportement de moteurs ayant des puissances nominales très différentes.

Il est judicieux de prendre comme valeurs de référence les valeurs nominales (indice  $n$ ) correspondant à la charge nominale, à la vitesse à tension nominale et au champ d'excitation non affaibli. On définit la tension induite nominale  $U_{in}$  comme référence  $U_n$  pour toutes les tensions au circuit d'induit. Cette tension correspond à la tension aux bornes de la machine pour la marche à vide à la vitesse nominale et à champ d'excitation non affaibli. Les valeurs de référence du circuit d'excitation sont définies pour le champ d'excitation normal, non affaibli. En particulier, on utilise comme grandeurs de référence :

- tensions dans le circuit d'induit  $U_n = U_{in}$
- courant d'induit  $I_{an}$
- flux d'induction  $\Phi_n$
- puissance  $P_n = U_n I_{an}$
- vitesse angulaire  $\Omega_n$
- couple  $M_n = P_n / \Omega_n$
- tension d'excitation  $U_{en}$
- courant d'excitation  $I_{en} = U_{en} / R_e$

### 10.2.3 Circuit d'induit

Pour le circuit d'induit, y compris le convertisseur de courant, on peut reprendre les relations établies au paragraphe 8.2.6, où il faut remplacer  $L$  par  $L_a$  et  $R$  par  $R_a$  selon les grandeurs du circuit d'induit.

L'équation (8.11) exprimant les relations existant entre les différentes grandeurs peut alors être écrite sous la forme

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_{di\alpha} - u_i - r_t i_a}{r_t T_t} \quad (10.5)$$

où

$$r_t = \frac{(R_a + R_i) I_{an}}{U_{an}} \quad (10.6)$$

est la *résistance globale* relative et

$$T_t = \frac{L_a + L_i}{R_a + R_i} \quad (10.7)$$

la *constante de temps globale* du circuit d'induit.

La résistance relative  $r_t$  varie entre 0,1 pour des petits moteurs et 0,02 pour des très grands moteurs. La constante de temps globale  $T_t$  prend des valeurs comprises entre 5 ms et 50 ms.

### 10.2.4 Tension induite et couple électromagnétique

La *tension induite*  $U_i$  est fonction du flux d'induction  $\Phi$  et de la vitesse du moteur. Cette dernière est exprimée par la vitesse angulaire  $\Omega$  en  $s^{-1}$ . Avec une constante  $C_m$  dépendant des caractéristiques de l'enroulement d'induit du moteur, on a

$$U_i = C_m \Phi \Omega \quad (10.8)$$

Le *couple électromagnétique* du moteur répond à l'équation

$$M_e = C_m \Phi I_a \quad (10.9)$$

où  $C_m$  est la même constante que dans l'équation (10.8).

En divisant l'équation (10.8) par la relation valable pour les valeurs nominales, c'est-à-dire par  $U_{in} = U_n = C_m \Phi_n \Omega_n$ , on obtient

$$u_i = \varphi n \quad (10.10)$$

où  $\varphi$  est le flux d'induction relatif et  $n$  est la vitesse relative du moteur. Cette dernière possède la dimension 1 et non pas tours/min. Pour des raisons de commodité, on garde le symbole  $n$  pour la vitesse relative.

De la même manière, le couple relatif du moteur s'exprime par

$$m_e = \varphi i_a \quad (10.11)$$

### 10.2.5 Circuit d'excitation

La relation, liant le flux  $\Phi$  et le courant d'excitation  $I_e$ , est donnée par la *caractéristique d'aimantation* (voir fig. 10.2).

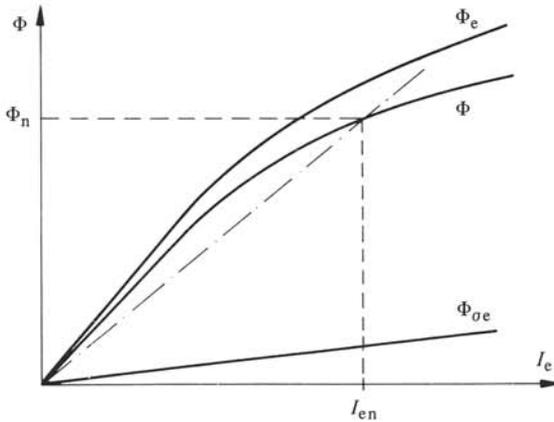


Fig. 10.2 Caractéristique d'aimantation d'un moteur à courant continu.

La figure 10.3 représente la même caractéristique d'aimantation, mais exprimée en grandeurs relatives. La grandeur  $i_{e\delta}$  correspond au courant d'excitation nécessaire pour l'entrefer à flux nominal. Les valeurs caractéristiques pour  $i_{e\delta}$  varient entre 0,6 et 0,8. Cette grandeur  $i_{e\delta}$  est une mesure de la saturation de la machine à courant continu.

La relation suivante est valable pour le circuit d'excitation (voir fig. 10.1) :

$$-U_e + R_e I_e + \frac{d\Psi_e}{dt} = 0 \quad (10.12)$$

où  $\Psi_e$  est le *flux couplé* (flux totalisé) de l'enroulement d'excitation, comprenant le flux principal  $\Phi$  et le flux de fuite  $\Phi_{\sigma e}$ , à savoir

$$\Psi_e = 2p N_e \Phi_e = 2p N_e (\Phi + \Phi_{\sigma e}) \quad (10.13)$$

avec  $2p$  le nombre de pôles de la machine et  $N_e$  le nombre de spires par pôle. En divisant l'équation (10.12) par  $U_{en} = R_e I_{en}$  on tire, en grandeurs relatives,

$$-u_e + i_e + \frac{1}{R_e I_{en}} \frac{d\Psi_e}{dt} = 0 \quad (10.14)$$

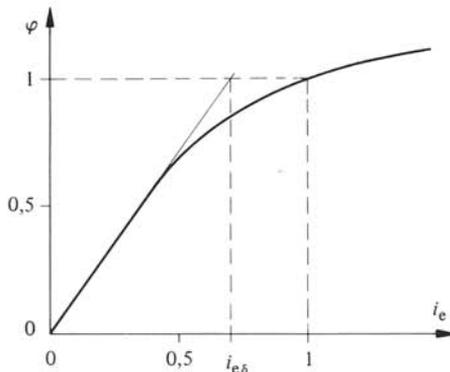


Fig. 10.3 Caractéristique d'aimantation d'un moteur à courant continu, exprimée en grandeurs relatives.

Le dernier terme peut être transformé de la manière suivante :

$$\frac{1}{R_e I_{en}} \frac{d\Psi_e}{dt} = \frac{2 p N_e}{R_e I_{en}} \frac{d\Phi_e}{dt} = \frac{2 p N_e \Phi_n}{R_e I_{en}} \frac{d\varphi_e}{dt} = T_{en} \frac{d\varphi_e}{dt} \quad (10.15)$$

Dans ce cas, on a introduit la *constante de temps d'excitation nominale*

$$T_{en} = \frac{2 p N_e \Phi_n}{R_e I_{en}} \quad (10.16)$$

La définition des valeurs nominales  $\Phi_n$  et  $I_{en}$  découle de la figure 10.2, où sont aussi représentées les courbes de  $\Phi_{\sigma e}$  et de  $\Phi_e$  en fonction du courant d'excitation  $I_e$ . La constante de temps nominale  $T_{en}$  est à ne pas confondre avec la constante de temps  $T_{e0}$  introduite à la section 8.5. Entre les deux intervient la relation  $T_{e0} = T_{en}/i_{e\delta}$ .

Au lieu de l'équation (10.14), on peut donc aussi écrire

$$\frac{d\varphi_e}{dt} = \frac{u_e - i_e}{T_{en}} \quad (10.17)$$

On obtient le *flux principal*  $\varphi$ , intervenant dans les équations (10.10) et (10.11) pour la détermination de la tension induite  $u_i$  et du couple électromagnétique  $m_e$ , en soustrayant le *flux de fuite*  $\varphi_{\sigma e}$  au flux  $\varphi_e$  dans l'enroulement d'excitation. Le flux de fuite est proportionnel au courant d'excitation  $i_e$ . Avec le *coefficient de fuite*  $\sigma_e$ , on tire

$$\varphi = \varphi_e - \varphi_{\sigma e} = \varphi_e - i_e \sigma_e \quad (10.18)$$

Le courant d'excitation  $i_e$  est fonction du flux principal  $\varphi$  et il est donné par la *caractéristique d'aimantation inverse*, représentée à la figure 10.4.

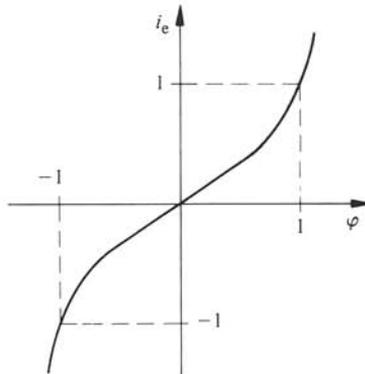


Fig. 10.4 Caractéristique d'aimantation inverse d'un moteur à courant continu, exprimée en grandeurs relatives.

### 10.2.6 Diagramme structurel

Les équations (10.5), (10.10), (10.17) et (10.18), ainsi que l'équation de mouvement (10.4) peuvent être représentées par un diagramme structurel. Ce dernier est représenté à la figure 10.5.

Le système constitué par le moteur à courant continu et le convertisseur de cou-

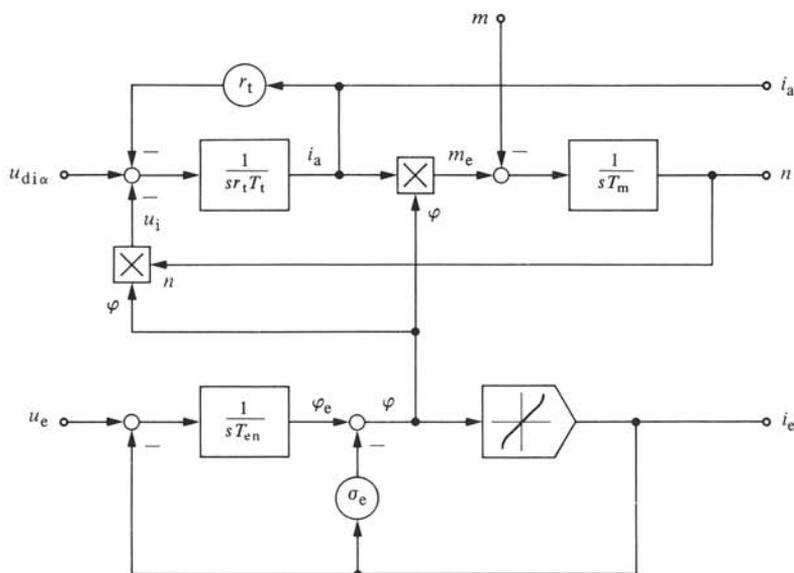


Fig. 10.5 Diagramme structurel d'un moteur à courant continu.

rant possède donc deux grandeurs d'entrée  $u_{di\alpha}$  et  $u_e$ , trois grandeurs de sortie  $i_a$ ,  $n$  et  $i_e$ , ainsi qu'une grandeur perturbatrice  $m$ .

On remarque clairement que le système possède un comportement non linéaire à cause de deux multiplications de grandeurs variables et d'une fonction non linéaire. En plus, il existe trois contre-réactions internes. Deux d'entre elles interviennent dans le circuit d'induit et la troisième dans le circuit d'excitation. Ce dernier possède une influence sur le circuit d'induit par l'intermédiaire du flux d'induction  $\varphi$ . Par contre, le circuit d'induit n'intervient pas sur le circuit d'excitation. Ceci est dû au fait que l'on a négligé la réaction d'induit.

### 10.2.7 Caractéristiques statiques

En régime établi, toutes les grandeurs sont constantes et les dérivées par rapport au temps sont nulles. On obtient en particulier par (10.5), avec  $di_a/dt = 0$ ,

$$u_{di\alpha} = u_i + r_t i_a \quad (10.19)$$

Avec les relations (10.10) et (10.11), on peut remplacer la tension induite  $u_i$  par la vitesse  $n$  et le courant d'induit  $i_a$  par le couple électromagnétique  $m_e$ . Ainsi, on obtient pour la vitesse  $n$  la relation

$$n = \frac{1}{\varphi} u_{di\alpha} - \frac{r_t}{\varphi} m_e \quad (10.20)$$

A l'aide de cette relation, on peut déterminer les *caractéristiques statiques*. La *caractéristique à vide*, c'est-à-dire pour  $m_e = 0$ , est représentée à la figure 10.6, tandis que la *caractéristique en charge* est indiquée à la figure 10.7. Ces courbes sont valables pour  $r_t = 0,04$ .

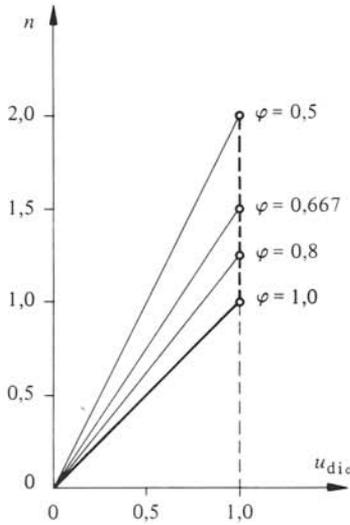


Fig. 10.6 Caractéristique à vide d'un moteur à courant continu.

On remarque qu'il existe deux possibilités pour faire varier la vitesse  $n$ , à savoir en agissant sur la tension continue idéale  $u_{di\alpha}$  du convertisseur de courant ou en agissant sur le flux d'induction  $\varphi$  par l'intermédiaire du courant et de la tension d'excitation (voir aussi sect. 9.2).

Le moteur à courant continu peut aussi fonctionner en génératrice. Dans ce cas, le couple électromagnétique  $m_e$  devient négatif. Ceci implique, selon la relation (10.11), soit une inversion du courant d'induit  $i_a$ , soit une inversion du flux d'induction  $\varphi$ . En ce qui concerne la réalisation, on se référera au paragraphe 9.2.1.

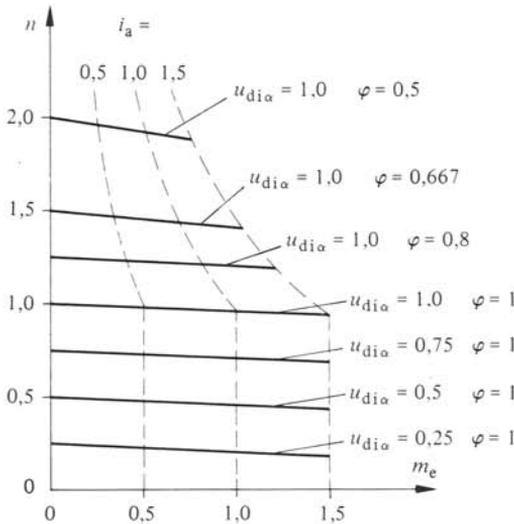


Fig. 10.7 Caractéristique en charge d'un moteur à courant continu.

10.3 MOTEURS ASYNCHRONES

10.3.1 Représentation schématique

A la figure 10.8 (a), on observe la représentation schématique des enroulements d'un moteur asynchrone triphasé. La cage rotorique est remplacée par un enroulement triphasé équivalent qui est court-circuité. Les phases correspondantes du stator et du rotor sont décalées d'un angle  $\vartheta$ . Ce dernier mesure la position angulaire du rotor. Il varie en fonction du temps lorsque la machine tourne. La figure 10.8 (a) est valable pour une machine à deux pôles ou pour une représentation en angles électriques.

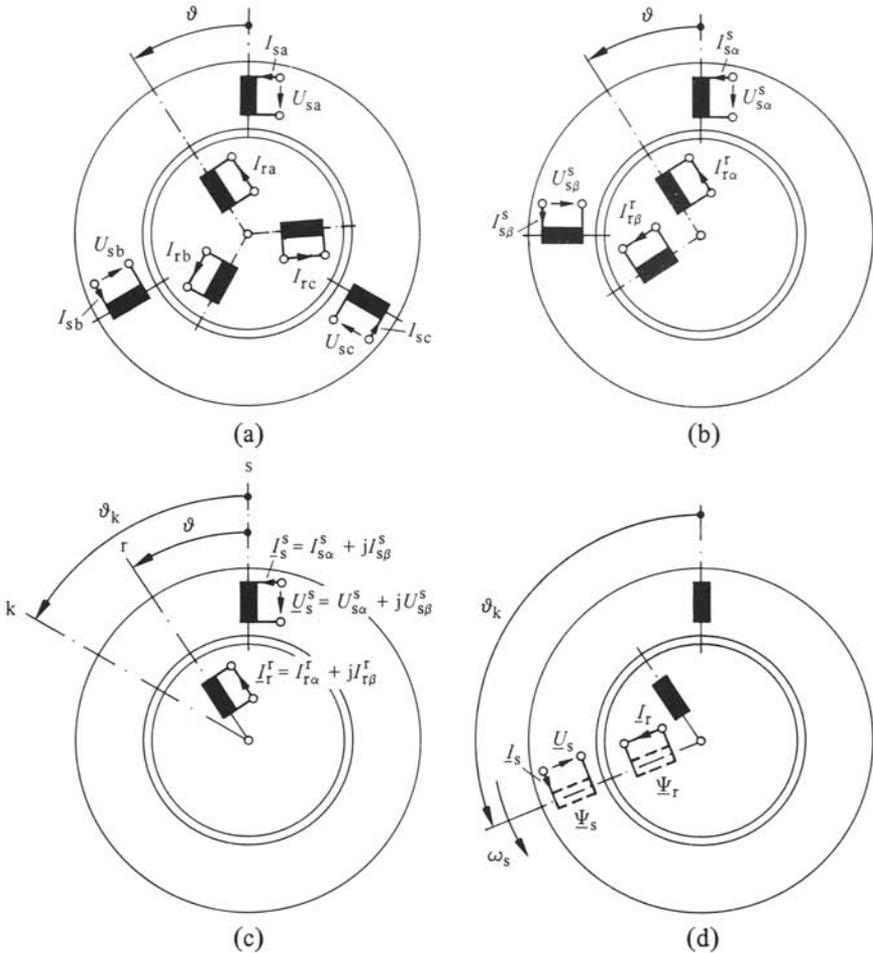


Fig. 10.8 Représentation schématique d'un moteur asynchrone.

Avec un système *biphasé* dont les enroulements sont décalés de  $90^\circ$  électriques, il est possible de produire le même champ tournant qu'avec des enroulements triphasés. On peut donc remplacer le système triphasé au stator et au rotor par un système biphasé équivalent (voir fig. 10.8 (b)). Les grandeurs des deux phases sont distinguées par les indices  $\alpha, \beta$ .

On pourrait traiter le système biphasé à l'aide du calcul matriciel. Cependant, dans la pratique, un autre procédé est utilisé. On tient compte du décalage de  $90^\circ$  à l'aide de l'opérateur imaginaire  $j = \sqrt{-1} = \exp(j 90^\circ)$ . On peut alors réduire les deux phases en une seule *phase complexe* au stator et au rotor (voir fig. 10.8 (c)). Les grandeurs, comme la tension statorique  $\underline{U}_s^s$ , les courants statoriques et rotoriques  $\underline{I}_s^s$  et  $\underline{I}_r^r$ , etc. deviennent des grandeurs complexes variant en fonction du temps, afin de produire les mêmes effets que le système biphasé ou triphasé. Dans ce *système à un axe complexe*, il est possible de décrire le comportement statique et dynamique d'une machine asynchrone sous une forme relativement simple.

Le passage du système triphasé au système à un axe complexe est donné, par exemple pour la tension statorique, par la relation

$$\underline{U}_s^s(t) = \frac{2}{3} [U_{sa}(t) + \underline{a} U_{sb}(t) + \underline{a}^2 U_{sc}(t)] \quad (10.21)$$

où  $U_{sa}(t)$ ,  $U_{sb}(t)$  et  $U_{sc}(t)$  sont les valeurs instantanées des trois tensions statoriques du système triphasé et le facteur complexe  $\underline{a}$  est égal à  $\exp(j 120^\circ)$ . Pour les autres grandeurs, comme les courants  $\underline{I}_s^s$  et  $\underline{I}_r^r$ , on peut établir des relations équivalentes.

Pour le traitement analytique du système à un axe complexe, une difficulté supplémentaire intervient parce que le couplage entre stator et rotor dépend de l'angle  $\vartheta$  variant en fonction du temps. On peut éviter cette difficulté en observant les phénomènes au stator et au rotor à partir d'un *système de coordonnées commun k* qui présente, par rapport à l'axe s du stator, l'angle  $\vartheta_k$  (voir fig. 10.8 (c)).

Ainsi, on peut s'imaginer deux enroulements liés à l'axe k du système de coordonnées commun, l'un pour le stator et l'autre pour le rotor, comme indiqué schématiquement à la figure 10.8 (d). Entre ces deux *enroulements équivalents* existe un couplage constant. Il est maintenant possible de projeter les phénomènes se déroulant dans le stator et dans le rotor sur ces deux enroulements équivalents.

### 10.3.2 Système de coordonnées commun

On a le choix entre trois possibilités différentes pour le système de coordonnées commun k, à savoir :

- système de coordonnées k fixe par rapport au *système de coordonnées s du stator*

$$\vartheta_k = \vartheta_{k0} \quad (10.22)$$

- système de coordonnées k fixe par rapport au *système de coordonnées r du rotor*, tournant à la vitesse angulaire électrique  $\omega$

$$\vartheta_k = \vartheta_{k0} + \int_0^t \omega dt = \vartheta_{k0} + \omega t \quad (10.23)$$

(la deuxième expression est valable pour  $\omega$  constant)

- système de coordonnées k tournant à la vitesse synchrone  $\omega_s$  du champ tournant

$$\vartheta_k = \vartheta_{k0} + \int_0^t \omega_s dt = \vartheta_{k0} + \omega_s t \quad (10.24)$$

(la deuxième expression est valable pour  $\omega_s$  constant).

Suivant l'application envisagée, on choisira celle des trois possibilités qui conduit aux relations les plus simples. Le résultat final est évidemment indépendant du choix du système de coordonnées. Cependant, le calcul peut être plus ou moins complexe.

Pour l'étude de phénomènes de réglage dans des machines asynchrones, il est judicieux de choisir le système de coordonnées tournant à vitesse synchrone  $\omega_s$ . Ainsi, en régime établi, des grandeurs constantes apparaissent dans les enroulements équivalents.

### 10.3.3 Grandeurs relatives

Pour la machine asynchrone, il est aussi avantageux de travailler avec des grandeurs relatives. Toutes les grandeurs seront référées aux valeurs du point de fonctionnement nominal (indice n). Comme grandeurs de référence, on introduit les valeurs suivantes :

- tensions de phase  $\hat{U}_n = \sqrt{2} U_n$
- courants de phase  $\hat{I}_n = \sqrt{2} I_n$
- pulsation  $\omega_n [s^{-1}] = 2\pi f_n [Hz]$
- flux couplés  $\hat{\Psi}_n = \hat{U}_n / \omega_n$
- puissance  $S_n = 3 U_n I_n = 3 \hat{U}_n \hat{I}_n / 2$
- vitesse angulaire mécanique  $\Omega_n = \omega_n / p$
- couple  $M_n = S_n / \Omega_n = 3 \hat{U}_n \hat{I}_n / (2 \Omega_n)$
- impédances  $Z_n = \hat{U}_n / \hat{I}_n$
- inductances  $L_n = \hat{\Psi}_n / \hat{I}_n = \hat{U}_n / (\hat{I}_n \omega_n)$

Pour l'étude de phénomènes de réglage, il n'est pas opportun d'introduire des valeurs relatives pour le temps, comme on le fait souvent pour l'analyse de phénomènes transitoires dans des machines à champ tournant.

On doit remarquer que les puissances se réfèrent à la puissance apparente  $S_n$  et le couple à une valeur correspondant au *couple apparent*  $S_n / \Omega_n$ . Lorsque la machine travaille au point de fonctionnement nominal avec un  $\cos \varphi < 1$ , le couple relatif sera  $m < 1$ .

Toutes les grandeurs exprimées en grandeurs relatives sont désignées par des lettres minuscules. En particulier,  $n$  est la *vitesse relative* du moteur,  $f_s$  la *fréquence relative* au stator et  $f_r$  celle du rotor.

### 10.3.4 Equations de tension induite

On va établir les relations de bases dans le système à un axe (voir fig. 10.8 (c)). D'abord, on déterminera les *équations de tension induite*. Pour le circuit statorique on a, exprimé dans le système de coordonnées s du stator,

$$\underline{U}_s^s = R_s \underline{I}_s^s + \frac{d\Psi_s^s}{dt} \quad (10.25)$$

où  $R_s$  est la résistance ohmique de l'enroulement statorique et  $\Psi_s^s$  le flux couplé (flux totalisé) avec celui-ci. L'indice superposé s indique le système de coordonnées du stator.

Pour le circuit rotorique, on obtient dans le système de coordonnées r du rotor, indiqué par l'indice superposé r,

$$\underline{U}_r^r = R_r \underline{I}_r^r + \frac{d\Psi_r^r}{dt} = 0 \quad (10.26)$$

où  $R_r$  est la résistance ohmique de l'enroulement rotorique et  $\underline{\Psi}_r^r$  le flux couplé avec cet enroulement. La tension  $\underline{U}_r^r$  est nulle dans le cas d'un rotor à cage où l'enroulement rotorique est court-circuité. Toutes les grandeurs du rotor sont rapportées au stator. Afin d'alléger l'écriture, on supprime l'apostrophe indiquant que les grandeurs rotoriques sont rapportées au stator (vol. X).

En introduisant des grandeurs relatives, l'équation (10.25) devient :

$$\underline{u}_s^s \hat{U}_n = R_s \underline{i}_s^s \hat{I}_n + \hat{\Psi}_n \frac{d\underline{\psi}_s^s}{dt} \quad (10.27)$$

Après division par  $\hat{U}_n$ , on tire, en tenant compte de  $\hat{\Psi}_n = \hat{U}_n / \omega_n$ ,

$$\underline{u}_s^s = r_s \underline{i}_s^s + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\underline{\psi}_s^s}{dt} \quad (10.28)$$

avec

$$r_s = \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_n} R_s \quad (10.29)$$

la résistance relative de l'enroulement statorique.

Par analogie, on obtient, à partir de l'équation (10.26) pour le circuit rotorique,

$$\underline{u}_r^r = r_r \underline{i}_r^r + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\underline{\psi}_r^r}{dt} = 0 \quad (10.30)$$

avec

$$r_r = \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_n} R_r \quad (10.31)$$

la résistance relative de l'enroulement rotorique.

Il est important de remarquer le facteur  $1/\omega_n$  lié à la variation des flux couplés relatifs  $d\underline{\psi}_s^s/dt$  et  $d\underline{\psi}_r^r/dt$ , où  $\omega_n$  [ $s^{-1}$ ] est la pulsation nominale. Ce facteur apparaît parce que le temps  $t$  n'est pas exprimé en grandeurs relatives.

### 10.3.5 Flux couplés

Les flux couplés avec les enroulements statorique et rotorique dépendent de la position angulaire du rotor  $\vartheta$ , parce que l'inductance mutuelle entre stator et rotor est variable,  $L_h \exp(\pm j\vartheta)$ , en calcul complexe. On obtient donc

$$\underline{\Psi}_s^s = L_s \underline{I}_s^s + L_h e^{j\vartheta} \underline{I}_r^r \quad (10.32)$$

$$\underline{\Psi}_r^r = L_r \underline{I}_r^r + L_h e^{-j\vartheta} \underline{I}_s^s \quad (10.33)$$

où  $L_s$  et  $L_r$  sont les inductances totales, respectivement de l'enroulement du stator et du rotor;  $L_h$  est l'inductance mutuelle entre stator et rotor pour  $\vartheta = 0$  (appelée aussi inductance de champ principale).

Avec des grandeurs relatives, on obtient

$$\underline{\psi}_s^s = l_s \underline{i}_s^s + l_h e^{j\vartheta} \underline{i}_r^r \quad (10.34)$$

$$\underline{\psi}_r^r = l_r \underline{i}_r^r + l_h e^{-j\vartheta} \underline{i}_s^s \quad (10.35)$$

où

$$l_s = L_s \frac{\hat{I}_n}{\hat{\Psi}_n} = \omega_n L_s \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_n} = x_s \quad (10.36)$$

$$l_r = L_r \frac{\hat{I}_n}{\hat{\Psi}_n} = \omega_n L_r \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_n} = x_r \quad (10.37)$$

$$l_h = L_h \frac{\hat{I}_n}{\hat{\Psi}_n} = \omega_n L_h \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_n} = x_h \quad (10.38)$$

Les inductances relatives  $l_s$ ,  $l_r$  et  $l_h$  sont donc équivalentes aux réactances relatives  $x_s$ ,  $x_r$  et  $x_h$  calculées avec la pulsation nominale  $\omega_n$  (par exemple égale à  $314 \text{ s}^{-1}$ ).

### 10.3.6 Couple électromagnétique

Enfin, le *couple électromagnétique* du moteur est donné par la relation suivante que l'on présente sans démonstration :

$$M_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \underline{\Psi}_s^{*s} \underline{I}_s^s \} \quad (10.39)$$

où  $p$  est le nombre de paires de pôles du moteur et  $\underline{\Psi}_s^{*s}$  la valeur conjuguée complexe de  $\underline{\Psi}_s^s$ . Pour le couple électromagnétique, les grandeurs déterminantes sont donc les composantes du flux et du courant statorique qui se trouvent en quadrature.

L'expression pour le couple électromagnétique, exprimée en grandeurs relatives, se réduit à

$$m_e = \operatorname{Im} \{ \underline{\psi}_s^{*s} \underline{i}_s^s \} \quad (10.40)$$

### 10.3.7 Transformation de coordonnées

Pour la *transformation de coordonnées* au système de coordonnées commun  $k$ , il faut tenir compte du décalage d'un angle  $-\vartheta_k$  du système de coordonnées  $s$  du stator par rapport au système de coordonnées  $k$  (voir fig. 10.8 (c)). On obtient ainsi, pour le courant statorique par exemple, la relation pour la transformation de coordonnées

$$\underline{i}_s^k = \underline{i}_s^s e^{-j\vartheta_k} \quad (10.41)$$

De la même manière, on peut aussi faire la transformation de coordonnées pour la tension et le flux statoriques. Afin de transformer des grandeurs exprimées dans le système de coordonnées  $r$  du rotor, on doit observer que ce dernier est décalé de l'angle  $-(\vartheta_k - \vartheta)$  par rapport au système de coordonnées  $k$  (voir fig. 10.8 (c)). Par exemple, pour le courant rotorique, on obtient

$$\underline{i}_r^k = \underline{i}_r^r e^{-j(\vartheta_k - \vartheta)} \quad (10.42)$$

La même relation est aussi valable pour la transformation de coordonnées de la tension et du flux rotoriques.

### 10.3.8 Passage au système de coordonnées commun

Pour le passage des relations de base au système de coordonnées commun  $k$ , il faut introduire

$$\underline{i}_s^s = \underline{i}_s^k e^{j\vartheta_k} \quad (10.43)$$

et

$$\underline{i}_r^r = \underline{i}_r^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} \quad (10.44)$$

et ainsi de suite pour les autres grandeurs.

De l'équation de tension induite (10.28), on obtient d'abord

$$\begin{aligned} \underline{u}_s^k e^{j\vartheta_k} &= r_s \underline{i}_s^k e^{j\vartheta_k} + \frac{1}{\omega_n} \frac{d(\underline{\psi}_s^k e^{j\vartheta_k})}{dt} = \\ &= r_s \underline{i}_s^k e^{j\vartheta_k} + \frac{e^{j\vartheta_k}}{\omega_n} \frac{d\underline{\psi}_s^k}{dt} + j \frac{d\vartheta_k}{dt} \frac{1}{\omega_n} \underline{\psi}_s^k e^{j\vartheta_k} \end{aligned} \quad (10.45)$$

En divisant cette relation par  $e^{j\vartheta_k}$ , il en résulte

$$\underline{u}_s^k = r_s \underline{i}_s^k + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\underline{\psi}_s^k}{dt} + j \frac{1}{\omega_n} \frac{d\vartheta_k}{dt} \underline{\psi}_s^k \quad (10.46)$$

Le terme proportionnel à  $d\underline{\psi}_s^k/dt$  correspond à la *tension de transformation*, tandis que le terme proportionnel à  $(d\vartheta_k/dt)\underline{\psi}_s^k$  correspond à la *tension induite de mouvement*.

Par analogie, on obtient pour le circuit rotorique la relation

$$\underline{u}_r^k = r_r \underline{i}_r^k + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\underline{\psi}_r^k}{dt} + j \frac{1}{\omega_n} \frac{d(\vartheta_k - \vartheta)}{dt} \underline{\psi}_r^k = 0 \quad (10.47)$$

De l'équation (10.34), on obtient pour le flux couplé au stator

$$\underline{\psi}_s^k e^{j\vartheta_k} = x_s \underline{i}_s^k e^{j\vartheta_k} + x_h e^{j\vartheta} \underline{i}_r^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} \quad (10.48)$$

d'où résulte, après division de cette relation par  $e^{j\vartheta_k}$

$$\underline{\psi}_s^k = x_s \underline{i}_s^k + x_h \underline{i}_r^k \quad (10.49)$$

Par analogie, on tire de (10.35)

$$\underline{\psi}_r^k = x_r \underline{i}_r^k + x_h \underline{i}_s^k \quad (10.50)$$

Dans le système de coordonnées commun  $k$ , les flux couplés ne dépendent plus de l'angle  $\vartheta$ , c'est-à-dire de la position des enroulements du stator par rapport aux enroulements du rotor. Ce résultat justifie donc entièrement l'introduction de deux enroulements imaginaires équivalents (l'un pour le stator et l'autre pour le rotor) liés au système de coordonnées commun  $k$  et tournant avec ce dernier, comme on l'avait indiqué à la figure 10.8 (d). Le couplage entre ces deux enroulements reste donc constant.

Enfin, pour le couple électromagnétique du moteur, on tire

$$m_e = \text{Im} \{ \underline{\psi}_s^{*k} \underline{i}_s^k \} \quad (10.51)$$

étant donné que

$$\underline{\psi}_s^{*s} = \underline{\psi}_s^{*k} e^{-j\vartheta_k} \quad (10.52)$$

### 10.3.9 Relations de base exprimées dans le système de coordonnées tournant à vitesse synchrone

Pour l'étude des phénomènes de réglage, on utilisera par la suite le système de coordonnées tournant à vitesse synchrone (à la vitesse du champ tournant). De la rela-

tion (10.24), on tire

$$\frac{d\vartheta_k}{dt} = \omega_s = f_s \omega_n \quad (10.53)$$

où  $f_s$  est la fréquence relative au stator et  $\omega_n$  la pulsation nominale en  $s^{-1}$ . De même, on obtient

$$\frac{d(\vartheta_k - \vartheta)}{dt} = (f_s - n) \omega_n \quad (10.54)$$

avec la vitesse relative  $n$ . Il est judicieux d'introduire la fréquence relative  $f_r$  au rotor (*fréquence de glissement*) selon la définition

$$f_r = f_s - n \quad (10.55)$$

Pour simplifier l'écriture, on omettra l'exposant  $k$  pour les grandeurs exprimées dans le système de coordonnées tournant à vitesse synchrone. Ainsi, on obtient les équations de tension induite sous la forme

$$\underline{u}_s = r_s \underline{i}_s + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} + j f_s \underline{\psi}_s \quad (10.56)$$

$$\underline{u}_r = r_r \underline{i}_r + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} + j f_r \underline{\psi}_r = 0 \quad (10.57)$$

Les relations pour les flux couplés deviennent

$$\underline{\psi}_s = x_s \underline{i}_s + x_h \underline{i}_r \quad (10.58)$$

$$\underline{\psi}_r = x_r \underline{i}_r + x_h \underline{i}_s \quad (10.59)$$

Enfin, le couple électromagnétique est donné par

$$m_e = \text{Im} \{ \underline{\psi}_s^* \underline{i}_s \} \quad (10.60)$$

### 10.3.10 Introduction de constantes de temps

Pour les calculs suivants, il est avantageux de transformer le système d'équations en introduisant des constantes de temps pour les circuits statorique et rotorique.

Dans un premier pas, on détermine les courants  $\underline{i}_s$  et  $\underline{i}_r$  en fonction des flux couplés  $\underline{\psi}_s$  et  $\underline{\psi}_r$ . Après un calcul élémentaire, on tire des équations (10.58) et (10.59).

$$\underline{i}_s = \frac{x_r \underline{\psi}_s - x_h \underline{\psi}_r}{x_s x_r - x_h^2} = \frac{1}{\sigma x_s} \underline{\psi}_s - \frac{1 - \sigma}{\sigma x_h} \underline{\psi}_r \quad (10.61)$$

et

$$\underline{i}_r = \frac{x_s \underline{\psi}_r - x_h \underline{\psi}_s}{x_s x_r - x_h^2} = \frac{1}{\sigma x_r} \underline{\psi}_r - \frac{1 - \sigma}{\sigma x_h} \underline{\psi}_s \quad (10.62)$$

où l'on a introduit le *coefficient de fuite total* de la machine asynchrone :

$$\sigma = 1 - \frac{x_h^2}{x_s x_r} \quad (10.63)$$

Ainsi, on peut éliminer  $\underline{i}_s$  et  $\underline{i}_r$  dans les équations (10.56) et (10.57) et l'on

obtient

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \omega_n u_s - \left( \frac{\omega_n r_s}{\sigma x_s} + j f_s \omega_n \right) \psi_s + \frac{\omega_n r_s}{\sigma x_s} \frac{x_h}{x_r} \psi_r \quad (10.64)$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = - \left( \frac{\omega_n r_r}{\sigma x_r} + j f_r \omega_n \right) \psi_r + \frac{\omega_n r_r}{\sigma x_r} \frac{x_h}{x_s} \psi_s \quad (10.65)$$

On peut maintenant introduire les constantes de temps

$$T'_s = \frac{\sigma x_s}{\omega_n r_s} \quad (10.66)$$

et

$$T'_r = \frac{\sigma x_r}{\omega_n r_r} \quad (10.67)$$

Dans ce cas,  $T'_s$  est la constante de temps du circuit statorique avec l'enroulement rotorique court-circuité et  $T'_r$  est la constante de temps du circuit rotorique avec l'enroulement statorique court-circuité. Ainsi, on peut écrire les équations différentielles pour les flux couplés sous la forme

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \omega_n \left[ u_s - j f_s \psi_s - \frac{1}{\omega_n T'_s} \left( \psi_s - \frac{x_h}{x_r} \psi_r \right) \right] \quad (10.68)$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = - \omega_n \left[ j f_r \psi_r + \frac{1}{\omega_n T'_r} \left( \psi_r - \frac{x_h}{x_s} \psi_s \right) \right] \quad (10.69)$$

### 10.3.11 Diagramme structurel

À l'aide des équations (10.68), (10.69), (10.61), (10.60) et de l'équation de mouvement (10.4), on peut établir un diagramme structurel qui est représenté à la figure 10.9. Puisque le courant rotorique  $\underline{i}_r$ , comme grandeur interne de la machine asynchrone,

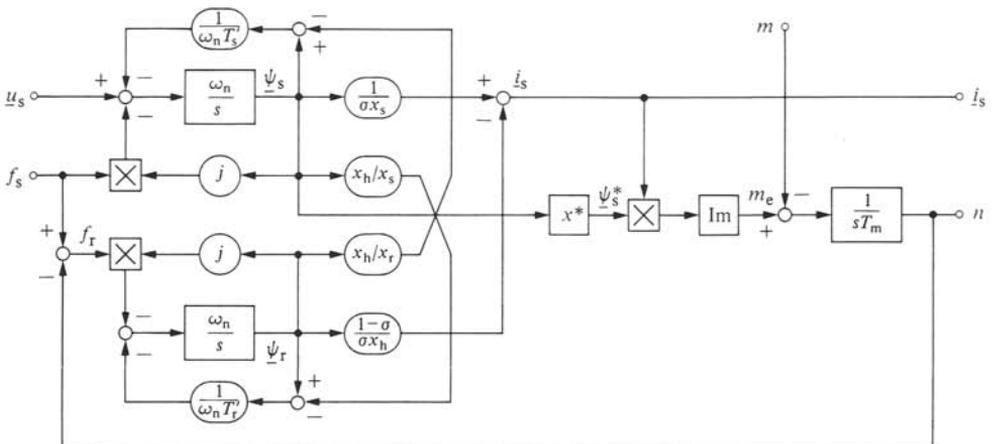


Fig. 10.9 Diagramme structurel d'un moteur asynchrone.

ne nous intéresse pas, la relation (10.62) n'a pas été représentée dans ce diagramme structurel.

Le bloc  $\text{Im}$  indique qu'à sa sortie apparaît la partie imaginaire du signal d'entrée complexe, tandis que le bloc  $x^*$  indique que son signal de sortie est la valeur conjuguée complexe du signal d'entrée.

Le système constitué par le moteur asynchrone présente deux grandeurs d'entrée, à savoir la tension statorique complexe  $\underline{u}_s$  et la fréquence d'alimentation au stator  $f_s$ . Cette dernière apparaît en raison du choix particulier du système de coordonnées ( $f_k = f_s$ ). Les grandeurs de sortie sont le courant statorique complexe  $\underline{i}_s$  ainsi que la vitesse  $n$ . Le couple résistant  $m$  intervient comme grandeur perturbatrice.

On constate que le système possède un comportement non linéaire à cause de trois multiplications de grandeurs variables. Il existe une forte interconnexion entre les différentes grandeurs internes avec plusieurs boucles de contre-réaction. Il faut remarquer que la plupart des grandeurs internes sont complexes, possédant une partie réelle et une partie imaginaire. En représentant le diagramme structurel en grandeurs réelles, c'est-à-dire en décomposant les grandeurs complexes en partie réelle et imaginaire, on obtiendra une structure bien plus compliquée avec des interconnexions supplémentaires. L'introduction de l'axe complexe pour l'étude du comportement statique et dynamique des moteurs asynchrones possède donc des avantages non négligeables.

### 10.3.12 Caractéristiques statiques

Pour déterminer les caractéristiques statiques d'un moteur asynchrone alimenté à fréquence variable, on se limitera à l'étude de l'influence de l'onde fondamentale en négligeant les harmoniques apparaissant surtout sur la tension d'alimentation fournie par le convertisseur de fréquence.

Soit  $u_{sa} = u_s \cos \vartheta_s$ ,  $u_{sb} = u_s \cos (\vartheta_s - 120^\circ)$  et  $u_{sc} = u_s \cos (\vartheta_s - 240^\circ)$ , les tensions triphasées au stator, avec

$$\vartheta_s = \vartheta_{s0} + f_s \omega_n t \quad (10.70)$$

l'angle électrique formé par le champ tournant, où  $f_s$  est la fréquence d'alimentation relative. On tire de (10.21) la tension statorique complexe

$$\underline{u}_s^s = u_s e^{j\vartheta_s} \quad (10.71)$$

Puisque l'on a choisi le système de coordonnées commun, tournant à vitesse synchrone, on a

$$\vartheta_k = \vartheta_s \quad (10.72)$$

Par conséquent, à l'aide de la relation de base (10.41), on obtient pour la tension statorique

$$\underline{u}_s^k = \underline{u}_s^s e^{-j\vartheta_s} = u_s \quad (10.73)$$

La tension statorique reste donc constante et réelle dans le système de coordonnées commun tournant à vitesse synchrone. Dans ce cas, le système de coordonnées commun est orienté à la tension statorique.

Par conséquent, les autres grandeurs, comme les courants et les flux couplés,

restent elles aussi constantes en régime établi. Ces grandeurs seront en général complexes. On a donc  $d\psi_s/dt = 0$  et  $d\psi_r/dt = 0$ .

Ainsi, on tire de (10.69)

$$\psi_r = \frac{1}{1 + j f_r \omega_n T_r'} \frac{x_h}{x_s} \psi_s \quad (10.74)$$

Si l'on introduit cette expression dans (10.61), on obtient, après un bref calcul intermédiaire,

$$\dot{i}_s = \frac{1}{x_s} \frac{1 + j f_r \omega_n T_r}{1 + j f_r \omega_n T_r'} \psi_s \quad (10.75)$$

avec

$$T_r = \frac{T_r'}{\sigma} = \frac{x_r}{\omega_n r_r} \quad (10.76)$$

la constante de temps du circuit rotorique avec enroulement statorique non court-circuité. De (10.75), on tire le module

$$i_s = \frac{\psi_s}{x_s} \sqrt{\frac{1 + (f_r \omega_n T_r)^2}{1 + (f_r \omega_n T_r')^2}} \quad (10.77)$$

Le courant statorique  $i_s$  est représenté à la figure 10.10 en fonction de la fréquence rotorique  $f_r$  pour un flux statorique constant et égal à  $\psi_s = 1$ , c'est-à-dire égal au flux nominal.

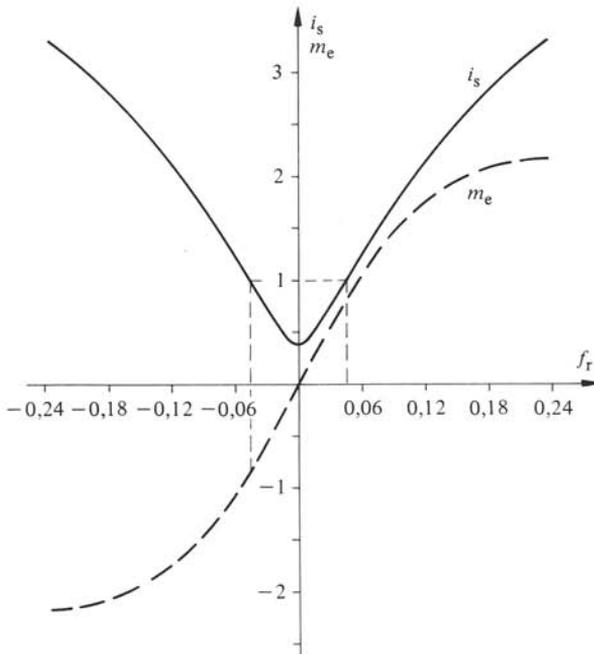


Fig. 10.10 Caractéristiques statiques d'un moteur asynchrone.

Le couple électromagnétique  $m_e$  découle de la relation (10.60). En introduisant pour  $i_s$  la relation (10.75), on obtient

$$m_e = \frac{1}{x_r} \frac{f_r \omega_n T_r}{1 + (f_r \omega_n T_r')^2} \left( \frac{x_h}{x_s} \psi_s \right)^2 \tag{10.78}$$

La relation entre  $m_e$  et  $f_r$  est également représentée à la figure 10.10. Pour une fréquence rotorique (fréquence de glissement)  $f_r$  négative, le couple électromagnétique  $m_e$  devient aussi négatif. Le moteur asynchrone fonctionne en génératrice.

Au point de fonctionnement nominal, on a  $i_s = 1$ . On tire de la figure 10.10 que, pour la fréquence  $f_r$  correspondante, le couple électromagnétique est  $m_e < 1$ . Ceci provient du fait que le couple, exprimé en grandeurs relatives, est référé à la puissance apparente  $S_n$  (voir § 10.3.3). Par conséquent, au point de fonctionnement nominal, le couple relatif correspond à  $m_e = \cos \varphi_n$ , donc au facteur de puissance du moteur.

### 10.3.13 Tension statorique à fréquence d'alimentation variable

Les caractéristiques statiques représentées à la figure 10.10 ne dépendent que de la fréquence rotorique  $f_r$ , tandis que la fréquence d'alimentation  $f_s$  au stator n'intervient pas. Cette dernière possède par contre une influence sur la tension statorique, comme on le démontrera ci-dessous.

De l'équation (10.68), on tire avec  $d\psi_s/dt = 0$

$$\underline{u}_s = \left( \frac{1}{\omega_n T_s'} + j f_s \right) \underline{\psi}_s - \frac{1}{\omega_n T_s'} \frac{x_h}{x_r} \underline{\psi}_r \tag{10.79}$$

En remplaçant  $\underline{\psi}_r$  par la relation (10.74), on obtient, après une petite transformation,

$$\underline{u}_s = \frac{1 - f_s \omega_n T_s f_r \omega_n T_r' + j (f_s \omega_n T_s + f_r \omega_n T_r)}{\omega_n T_s (1 + j f_r \omega_n T_r')} \underline{\psi}_s \tag{10.80}$$

où l'on a introduit

$$T_s = \frac{T_s'}{\sigma} = \frac{x_s}{\omega_n r_s} \tag{10.81}$$

la constante de temps du circuit statorique avec enroulement rotorique ouvert (non court-circuité). On obtient ainsi pour le module  $u_s$  de la tension statorique

$$u_s = \frac{\psi_s}{\omega_n T_s} \sqrt{\frac{(1 - f_s \omega_n T_s f_r \omega_n T_r')^2 + (f_s \omega_n T_s + f_r \omega_n T_r)^2}{1 + (f_r \omega_n T_r')^2}} \tag{10.82}$$

La relation (10.82) est représentée à la figure 10.11 pour  $\psi_s = 1$ . La tension  $u_s$  est essentiellement fonction de la fréquence d'alimentation  $f_s$  au stator. Mais comme on le constate, la fréquence rotorique  $f_r$  a une influence supplémentaire. Comme il découle de la figure 10.10, la fréquence  $f_r$  est une mesure de la charge du moteur. La valeur  $f_r = 0,06$  correspond environ à 1,2 fois la charge nominale, tandis que  $f_r = 0,24$  est équivalente au point de décrochage. Les valeurs négatives de  $f_r$  correspondent, comme déjà mentionné, au fonctionnement en génératrice, à condition que la fréquence  $f_s$  soit positive. Des valeurs négatives pour  $f_s$  indiquent par contre une inver-

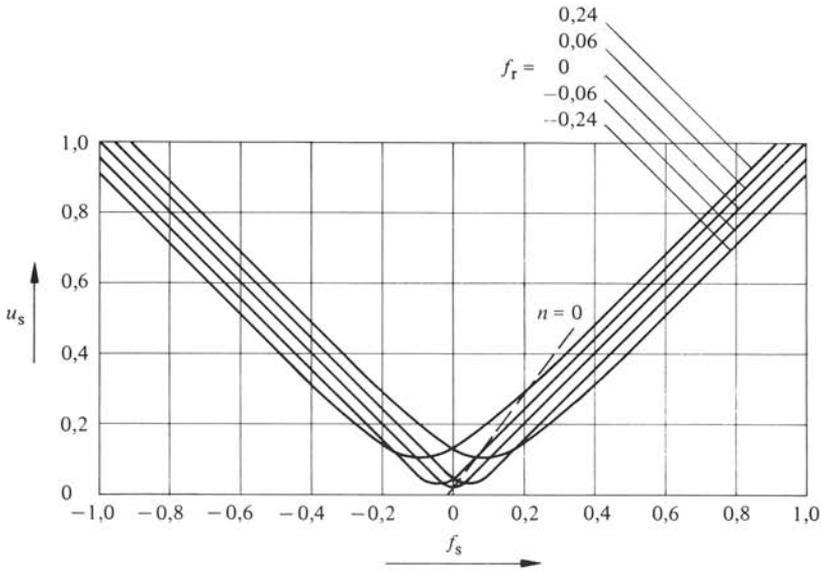


Fig. 10.11 Tension statorique d'un moteur asynchrone à fréquence d'alimentation variable.

sion du sens de rotation du champ tournant du moteur. Dans ce cas, des valeurs négatives pour  $f_r$  correspondent à un fonctionnement en moteur.

## 10.4 MOTEURS SYNCHRONES

### 10.4.1 Représentation schématique

A la figure 10.12 (a), on a représenté schématiquement une machine synchrone avec ses enroulements au stator et au rotor. Le rotor possède un enroulement d'excitation  $e$  et deux enroulements  $D$  et  $Q$  décalés de  $90^\circ$ , représentant l'enroulement amortisseur (vol. X). L'axe de l'enroulement d'excitation est décalé d'un angle  $\vartheta$  par rapport à l'axe de la phase  $a$  de l'enroulement triphasé du stator. L'angle  $\vartheta$  mesure la position angulaire du rotor. Il est variable, si le moteur tourne. Cette figure est valable pour une machine à deux pôles ou pour une représentation en angles électriques.

On peut de nouveau remplacer les enroulements triphasés  $a$ ,  $b$  et  $c$  au stator par des enroulements biphasés  $\alpha$  et  $\beta$  produisant le même champ tournant (voir fig. 10.12 (b)).

Si l'on réunit les tensions  $U_{s\alpha}^s$  et  $U_{s\beta}^s$  en une grandeur complexe  $\underline{U}_s^s = U_{s\alpha}^s + jU_{s\beta}^s$  on a, comme pour la machine asynchrone, la relation de transformation (10.21) entre le système triphasé et le système biphasé (ou à un axe complexe).

Pour le traitement analytique, il s'avère gênant que le couplage entre les enroulements du stator et du rotor soit variable suivant la position du rotor, d'autant plus que la perméabilité du rotor à pôles saillants n'est pas uniforme. Par conséquent, on introduit de nouveau un référentiel commun qui, dans le cas de la machine synchrone, est fixe par rapport au rotor et tourne à la vitesse angulaire électrique  $\omega$ . Pour le stator, on peut s'imaginer deux enroulements équivalents  $d$  et  $q$ , décalés de  $90^\circ$  et tournant avec le rotor (voir fig. 10.12 (c)). Le premier enroulement équivalent  $d$  est situé sur l'axe de l'enroulement d'excitation. On parle de l'axe *direct* (indice  $d$ ). L'autre enroulement équivalent  $q$  forme l'axe *transverse* (indice  $q$ ).

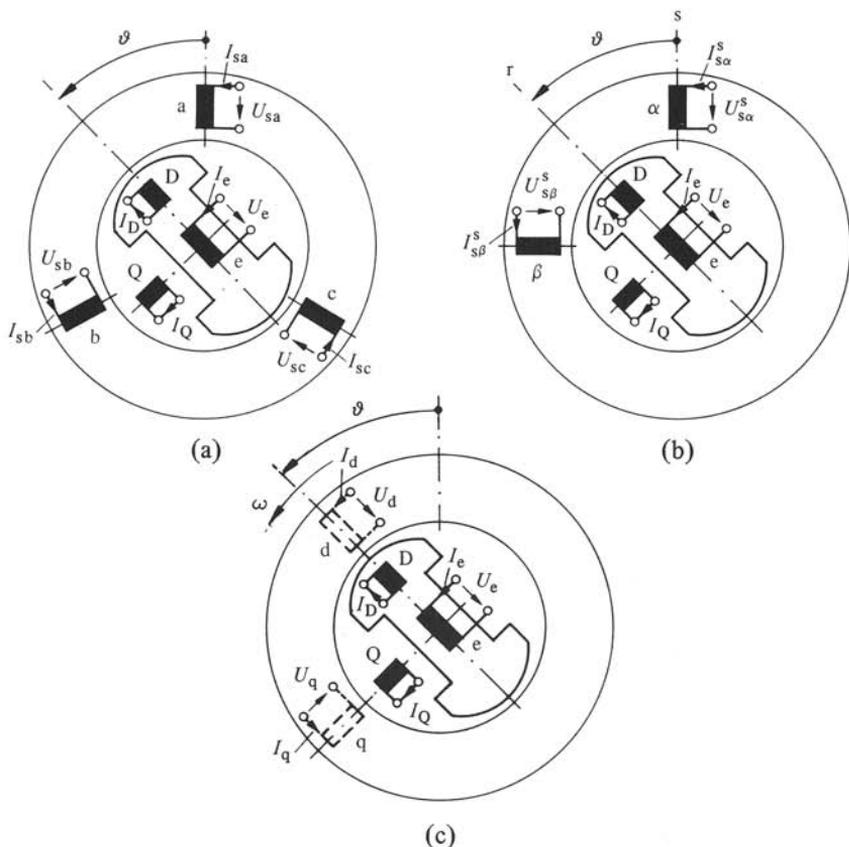


Fig. 10.12 Représentation schématique d'un moteur synchrone.

#### 10.4.2 Passage aux axes direct et transverse

Le passage des composantes des tensions statoriques  $U_{s\alpha}^s$  et  $U_{s\beta}^s$  aux composantes équivalentes  $U_d$  et  $U_q$  est donné par les relations (voir aussi explications au paragraphe 10.3.7) :

$$U_d + jU_q = \underline{U}_s^r = \underline{U}_s^k = \underline{U}_s^s e^{-j\vartheta_k} = (U_{s\alpha}^s + jU_{s\beta}^s) e^{-j\vartheta} \quad (10.83)$$

avec

$$\vartheta = \vartheta_0 + \int_0^t \omega dt = \vartheta_0 + \omega t \quad (10.84)$$

La deuxième expression est valable pour une vitesse de rotation  $\omega$  constante.

En combinant les équations (10.21) et (10.83), on obtient directement l'équation définissant les composantes  $U_d$  et  $U_q$  à partir des tensions triphasées  $U_{sa}(t)$ ,  $U_{sb}(t)$  et  $U_{sc}(t)$ , à savoir

$$U_d = \frac{2}{3} \left[ U_{sa}(t) \cos \vartheta + U_{sb}(t) \cos \left( \vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{sc}(t) \cos \left( \vartheta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (10.85)$$

$$U_q = -\frac{2}{3} \left[ U_{sa}(t) \sin \vartheta + U_{sb}(t) \sin \left( \vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{sc}(t) \sin \left( \vartheta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (10.86)$$

### 10.4.3 Grandeurs relatives

Afin d'introduire des grandeurs relatives, on définit, dans le cas de la machine synchrone, les mêmes grandeurs de référence que dans le cas de la machine asynchrone telles qu'elles sont indiquées au paragraphe 10.3.3. Cependant, la machine synchrone nécessite des grandeurs de référence supplémentaires pour les enroulements amortisseurs et le circuit d'excitation.

Pour les enroulements amortisseurs, il n'y a pas de références correspondant à un point de fonctionnement, étant donné que les courants d'amortissement s'annulent en régime établi. On prend comme grandeur de référence (indices r) pour l'axe direct :

- courant d'amortissement  $I_{Dr} = \hat{\Psi}_n / L_{dD}$
- flux d'amortissement  $\Psi_{Dr} = L_D I_{Dr}$

et pour l'axe transverse :

- courant d'amortissement  $I_{Qr} = \hat{\Psi}_n / L_{qQ}$
- flux d'amortissement  $\Psi_{Qr} = L_Q I_{Qr}$ .

Les inductances  $L_D$  et  $L_Q$  sont les inductances propres des enroulements amortisseurs, tandis que  $L_{dD}$  et  $L_{qQ}$  sont les inductances mutuelles avec les enroulements équivalents au stator.

Les grandeurs du circuit d'excitation ne sont pas référées au point de fonctionnement à puissance nominale, mais au point de fonctionnement à vide (indice 0) en supposant une caractéristique d'aimantation linéaire. Ainsi, on définit les grandeurs de référence :

- courant d'excitation  $I_{e0} = \hat{\Psi}_n / L_{de}$
- tension d'excitation  $U_{e0} = R_e I_{e0}$
- flux d'excitation  $\Psi_{e0} = L_e I_{e0}$ .

Dans ces relations  $R_e$  est la résistance ohmique du circuit d'excitation et  $L_e$  l'inductance propre tandis que  $L_{de}$  est l'inductance mutuelle entre l'enroulement d'excitation et l'enroulement équivalent d au stator.

Ce choix particulier des grandeurs de référence permet d'obtenir une forme relativement simple pour les équations exprimées en grandeurs relatives.

Comme d'habitude, toutes les grandeurs exprimées en grandeurs relatives sont désignées par des lettres minuscules. En particulier,  $n$  est la vitesse relative du moteur et  $f_s$  la fréquence relative au stator.

### 10.4.4 Equations de tension induite

Pour le stator de la machine synchrone, l'équation de tension induite du stator de la machine asynchrone reste parfaitement valable. En grandeurs relatives, on peut donc utiliser directement l'équation (10.46), valable dans le système de coordonnées k. Dans

ce cas particulier, on a

$$\frac{d\vartheta_{\mathbf{k}}}{dt} = \frac{d\vartheta}{dt} = \omega \quad (10.87)$$

La tension statorique complexe peut être exprimée par

$$\underline{u}_s^k = u_d + j u_q \quad (10.88)$$

où  $u_d$  et  $u_q$  sont les tensions statoriques dans l'axe direct et l'axe transverse;  $i_s^k$  et  $\psi_s^k$  pouvant être exprimés de la même manière, on peut alors décomposer la relation (10.46) en parties réelle et imaginaire et l'on obtient

$$u_d = r_s i_d + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_d}{dt} - n \psi_q \quad (10.89)$$

et

$$u_q = r_s i_q + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_q}{dt} + n \psi_d \quad (10.90)$$

Pour les enroulements amortisseurs, qui sont court-circuités, on a dans l'axe direct

$$0 = R_D I_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \quad (10.91)$$

et, dans l'axe transverse

$$0 = R_Q I_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \quad (10.92)$$

où  $R_D$  et  $R_Q$  sont les résistances ohmiques et  $\Psi_D$  et  $\Psi_Q$  les flux couplés (flux totalisés) des enroulements amortisseurs.

En introduisant des grandeurs relatives et en tenant compte des relations pour les grandeurs de références données au paragraphe 10.4.3, on obtient dans l'axe direct

$$0 = i_D + T_D \frac{d\psi_D}{dt} \quad (10.93)$$

avec la constante de temps d'amortissement de l'axe direct

$$T_D = \frac{L_D}{R_D} \quad (10.94)$$

où  $L_D$  est l'inductance de l'enroulement amortisseur de l'axe direct.

Les relations du circuit amortisseur dans l'axe transverse se transforment en

$$0 = i_Q + T_Q \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (10.95)$$

avec la constante de temps d'amortissement de l'axe transverse

$$T_Q = \frac{L_Q}{R_Q} \quad (10.96)$$

où  $L_Q$  est l'inductance de l'enroulement amortisseur de l'axe transverse.

Enfin, pour le circuit d'excitation, on a la relation

$$U_e = R_e I_e + \frac{d\Psi_e}{dt} \quad (10.97)$$

avec  $R_e$  la résistance ohmique du circuit d'excitation et  $\Psi_e$  le flux couplé avec l'enroulement d'excitation.

En passant aux grandeurs relatives, on obtient, en tenant compte des relations entre les grandeurs de référence indiquées au paragraphe 10.4.3,

$$u_e = i_e + T_e \frac{d\psi_e}{dt} \quad (10.98)$$

avec la constante de temps d'excitation

$$T_e = \frac{L_e}{R_e} \quad (10.99)$$

où  $L_e$  est l'inductance de l'enroulement d'excitation.

#### 10.4.5 Flux couplés

Les flux couplés (flux totalisés)  $\Psi_d$  et  $\Psi_q$  dans les enroulements équivalents du stator découlent de

$$\Psi_d = L_d I_d + L_{dD} I_D + L_{de} I_e \quad (10.100)$$

et

$$\Psi_q = L_q I_q + L_{qQ} I_Q \quad (10.101)$$

où  $L_d$  et  $L_q$  sont les inductances propres des enroulements statoriques équivalents et  $L_{dD}$ ,  $L_{qQ}$  les inductances mutuelles entre l'enroulement statorique et l'enroulement amortisseur dans les axes direct et transverse. Enfin,  $L_{de}$  est l'inductance mutuelle entre l'enroulement statorique de l'axe direct et l'enroulement d'excitation.

Exprimées en grandeurs relatives (voir § 10.4.3), ces relations deviennent

$$\psi_d = x_d i_d + i_D + i_e \quad (10.102)$$

$$\psi_q = x_q i_q + i_Q \quad (10.103)$$

où l'on a introduit

$$x_d = L_d \frac{\hat{I}_n}{\hat{\Psi}_n} = \omega_n L_d \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_n} \quad (10.104)$$

$$x_q = L_q \frac{\hat{I}_n}{\hat{\Psi}_n} = \omega_n L_q \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_n} \quad (10.105)$$

où  $x_d$  et  $x_q$  sont les *réactances synchrones* de l'axe direct et de l'axe transverse.

Les flux couplés dans les enroulements amortisseurs sont pour l'axe direct

$$\Psi_D = L_{dD} I_d + L_D I_D + L_{eD} I_e \quad (10.106)$$

et pour l'axe transverse

$$\Psi_Q = L_{qQ} I_q + L_Q I_Q \quad (10.107)$$

Dans ces relations,  $L_D$  et  $L_Q$  sont les inductances propres des enroulements amortisseurs, et  $L_{dD}$ ,  $L_{eD}$  et  $L_{qQ}$  les inductances mutuelles entre les enroulements amortisseurs et les enroulements équivalents du stator ou l'enroulement d'excitation.

L'introduction de grandeurs relatives (voir § 10.4.3) donne dans l'axe direct

$$\psi_D = x_d(1 - \sigma_D) i_d + i_D + \mu_D i_e \quad (10.108)$$

avec le *coefficient de fuite*

$$\sigma_D = 1 - \frac{L_{dD}^2}{L_D L_d} \quad (10.109)$$

et le *rapport d'inductances*

$$\mu_D = \frac{L_{dD} L_{eD}}{L_D L_{de}} \quad (10.110)$$

Dans l'axe transverse, on obtient

$$\psi_Q = x_q(1 - \sigma_Q) i_q + i_Q \quad (10.111)$$

où le coefficient de fuite est

$$\sigma_Q = 1 - \frac{L_{qQ}^2}{L_Q L_q} \quad (10.112)$$

Le flux couplé avec l'enroulement d'excitation découle de

$$\Psi_e = L_{de} I_d + L_{eD} I_D + L_e I_e \quad (10.113)$$

où  $L_e$  est l'inductance propre de l'enroulement d'excitation, et où  $L_{de}$  et  $L_{eD}$  sont les inductances mutuelles entre l'enroulement d'excitation et l'enroulement équivalent au stator ou l'enroulement amortisseur de l'axe direct.

Exprimé en grandeurs relatives, le flux couplé devient

$$\psi_e = x_d(1 - \sigma_e) i_d + \mu_e i_D + i_e \quad (10.114)$$

avec le coefficient de fuite

$$\sigma_e = 1 - \frac{L_{de}^2}{L_e L_d} \quad (10.115)$$

et le rapport d'inductances

$$\mu_e = \frac{L_{de} L_{eD}}{L_e L_{dD}} \quad (10.116)$$

#### 10.4.6 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique  $m_e$  est donné comme pour la machine asynchrone par la relation (10.51). Celle-ci est valable pour les grandeurs relatives exprimées dans le système de coordonnées k. Comme dans le cas présent on a  $\underline{\psi}_s^k = \psi_d + j \psi_q$  et  $\underline{i}_s^k = \underline{i}_d + j \underline{i}_q$ , on obtient

$$m_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad (10.117)$$

### 10.4.7 Transformation du système d'équation pour l'axe transverse

En général, on ne s'intéresse pas aux courants circulant dans les enroulements amortisseurs et il est avantageux d'éliminer ces grandeurs. Les flux couplés et les courants sont liés par des équations différentielles linéaires. On peut donc faire appel à la transformation de Laplace.

On tire ainsi de l'équation (10.95)

$$0 = i_Q + sT_Q \psi_Q \quad (10.118)$$

En tirant  $\psi_Q$  de (10.118) et en l'introduisant dans (10.111), on obtient

$$i_Q = - \frac{s x_q (1 - \sigma_Q) T_Q}{1 + s T_Q} i_q \quad (10.119)$$

et avec (10.103)

$$\psi_q = x_q \frac{1 + s \sigma_Q T_Q}{1 + s T_Q} i_q \quad (10.120)$$

On peut introduire la *réactance opérationnelle*

$$x_q(s) = x_q \frac{1 + s \sigma_Q T_Q}{1 + s T_Q} \quad (10.121)$$

et l'on obtient

$$\psi_q = x_q(s) i_q \quad (10.122)$$

Dans les études relatives aux phénomènes transitoires des machines synchrones, on utilise souvent l'inverse de la réactance opérationnelle qui est donnée sous la forme

$$\frac{1}{x_q(s)} = \frac{1}{x_q} + \left( \frac{1}{x_q''} - \frac{1}{x_q} \right) \frac{s T_q''}{1 + s T_q''} \quad (10.123)$$

avec :

- $x_q''$  réactance subtransitoire transversale
- $T_q''$  constante de temps subtransitoire transversale.

Une comparaison avec (10.121) nous montre que

$$x_q'' = \sigma_Q x_q \quad (10.124)$$

et

$$T_q'' = \sigma_Q T_Q \quad (10.125)$$

### 10.4.8 Transformation du système d'équation pour l'axe direct

De la même manière, il est aussi possible de transformer les équations concernant l'axe direct. Cependant, le calcul devient beaucoup plus complexe car l'enroulement d'excitation intervient lui aussi. On renonce ici à présenter les calculs et l'on se limite à indiquer les résultats finaux. Le flux couplé de l'axe direct est donné par

$$\psi_d = x_d(s) i_d + G_e(s) u_e \quad (10.126)$$

avec la réactance opérationnelle  $x_d(s)$ , dont l'inverse est donné par

$$\frac{1}{x_d(s)} = \frac{1}{x_d} + \left( \frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{s T_d'}{1 + s T_d'} + \left( \frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) \frac{s T_d''}{1 + s T_d''} \quad (10.127)$$

où :

- $x'_d$  réactance transitoire directe
- $x''_d$  réactance subtransitoire directe
- $T'_d$  constante de temps transitoire directe
- $T''_d$  constante de temps subtransitoire directe.

Dans (10.126), on a aussi introduit la fonction de transfert

$$G_e(s) \cong \frac{1}{1 + s T_e} \quad (10.128)$$

Il faut remarquer que cette relation est une approximation, qui donne des résultats très satisfaisants pour des machines de grande puissance.

Les réactances et les constantes de temps introduites dans l'inverse de la réactance opérationnelle  $1/x_d(s)$  sont liées aux constantes de la machine synchrone utilisées dans les paragraphes précédents par les relations approximatives :

$$x'_d \cong \sigma_e x_d \quad (10.129)$$

$$x''_d \cong \sigma_D x_d \quad (10.130)$$

$$T'_d \cong \sigma_e T_e = x'_d T_e / x_d \quad (10.131)$$

$$T''_d \cong \sigma_D T_D \quad (10.132)$$

Pour le courant d'excitation  $i_e$ , on obtient avec une très bonne approximation la relation

$$i_e \cong \frac{1}{1 + s T_e} u_e - (x_d - x'_d) \frac{s T_e}{1 + s T_e} i_d \quad (10.133)$$

#### 10.4.9 Diagramme structurel

Pour établir le diagramme structurel de la machine synchrone, il est judicieux d'écrire les équations de tension induite (10.89) et (10.90) sous la forme

$$\frac{d \psi_d}{dt} = \omega_n (u_d - r_s i_d + n \psi_q) \quad (10.134)$$

$$\frac{d \psi_q}{dt} = \omega_n (u_q - r_s i_q - n \psi_d) \quad (10.135)$$

Les équations (10.126) et (10.122) permettent d'exprimer les courants  $i_d$  et  $i_q$  en fonction des flux couplés  $\psi_d$  et  $\psi_q$ . On tire avec (10.128)

$$i_d = \frac{1}{x_d(s)} \left( \psi_d - \frac{1}{1 + s T_e} u_e \right) \quad (10.136)$$

$$i_q = \frac{1}{x_q(s)} \psi_q \quad (10.137)$$

Ainsi, on peut construire le diagramme structurel représenté à la figure 10.13, où l'on a également tenu compte de la relation (10.133) pour le courant d'excitation, de la relation (10.117) pour le couple électromagnétique, ainsi que de l'équation de mouvement (10.4).

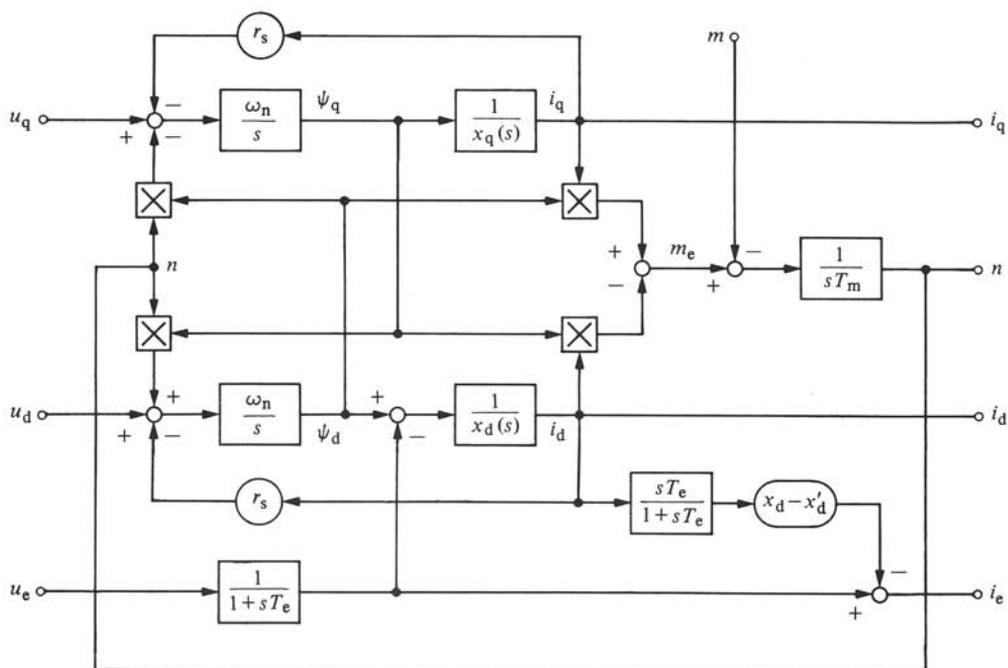


Fig. 10.13 Diagramme structurel d'un moteur synchrone.

Le système représentant la machine synchrone possède trois entrées, à savoir les tensions  $u_d$  et  $u_q$  de l'axe direct et transverse et la tension d'excitation  $u_e$ . Comme grandeurs de sortie apparaissent les courants  $i_d$ ,  $i_q$  et  $i_e$ , ainsi que la vitesse  $n$ . Le couple résistant intervient de nouveau comme grandeur perturbatrice.

Dans ce cas également, le système est non linéaire. Il y a quatre multiplications de grandeurs variables. De plus, on constate de fortes interconnexions entre les différentes grandeurs internes.

#### 10.4.10 Caractéristiques statiques

Pour déterminer les caractéristiques statiques d'un moteur synchrone alimenté à fréquence variable, on négligera les harmoniques apparaissant sur la tension et le courant statorique en se limitant à l'étude de l'influence de l'onde fondamentale.

Dans ce cas, les tensions et les courants apparaissant aux enroulements statoriques équivalents d et q sont des grandeurs constantes, comme cela a déjà été démontré au paragraphe 10.3.12 pour la machine asynchrone. Ainsi, tous les flux couplés restent aussi constants, c'est-à-dire que l'on a  $d\psi/dt = 0$ . Il découle des équations (10.93) et (10.95) que les courants  $i_D$  et  $i_Q$  dans les enroulements amortisseurs s'annulent.

Pour le régime établi, les équations de tension induite se réduisent à

$$u_d = r_s i_d - n \psi_q \quad (10.138)$$

$$u_q = r_s i_q + n \psi_d \quad (10.139)$$

En éliminant  $\psi_d$  et  $\psi_q$  par (10.102) et (10.103) avec  $i_D = i_Q = 0$ , on obtient

$$u_d = r_s i_d - n x_q i_q \quad (10.140)$$

$$u_q = r_s i_q + n x_d i_d + n i_e \quad (10.141)$$

A partir de ces deux équations, on peut établir un diagramme vectoriel du moteur synchrone. Celui-ci est représenté à la figure 10.14, où il faut remarquer que  $i_d$  et  $u_d$  sont négatifs. Avec  $u_d$  et  $u_q$ , on peut composer la tension statorique  $u_s$ . Ce vecteur est décalé d'un angle  $\delta$  par rapport à  $n i_e = u_p$ , où  $u_p$  est la tension induite à vide par la roue polaire. L'angle  $\delta$  est appelé *angle interne* ou *angle de la roue polaire*. Avec  $i_d$  et  $i_q$ , on obtient le courant statorique  $i_s$ . Ce courant est décalé d'un angle  $\varphi$  par rapport à la tension statorique  $u_s$ .

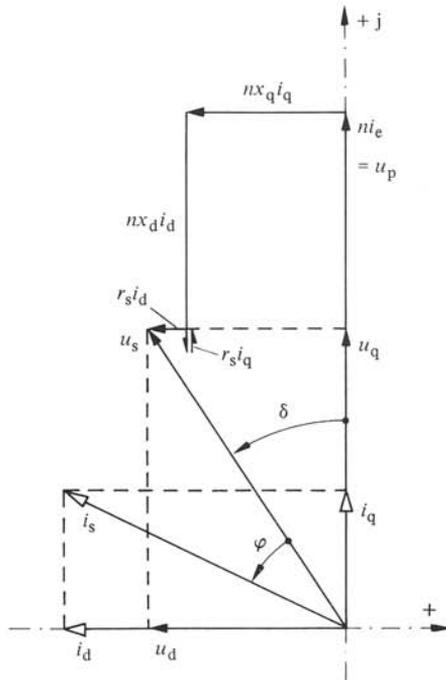


Fig. 10.14 Diagramme vectoriel d'un moteur synchrone.

En régime établi, on peut déterminer le couple électromagnétique par la relation

$$m_e = \frac{p_s}{n} = \frac{u_s i_s \cos \varphi}{n} = \psi_s i_s \cos \varphi \quad (10.142)$$

où l'on a posé  $\psi_s = u_s/n$  (voir § 10.4.11).

Le couple électromagnétique dépend donc des trois grandeurs  $\psi_s$ ,  $i_s$  et  $\varphi$ . En général, on maintient le flux couplé au stator constant et égal à  $\psi_s = 1$ . Dans ce but, on doit intervenir d'une manière adéquate sur le courant d'excitation  $i_e$ . Le déphasage  $\varphi$  dépend du convertisseur de fréquence alimentant le stator du moteur synchrone. Pour  $\varphi = \text{constant}$ , le couple électromagnétique  $m_e$  est proportionnel au courant statorique  $i_s$ .

#### 10.4.11 Tension statorique à fréquence d'alimentation variable

Pour la tension statorique, on peut établir, à partir du diagramme vectoriel de la figure 10.14, la relation

$$u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \quad (10.143)$$

Si l'on néglige la résistance statorique  $r_s$  qui est très faible ( $r_s < 0,01$ ) pour des moteurs synchrones de puissance élevée, on déduit à l'aide des relations (10.138) et (10.139)

$$u_s = n \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} = n \psi_s \quad (10.144)$$

Lorsque le flux couplé  $\psi_s$  au stator est maintenu constant, on remarque que la tension statorique est proportionnelle à la vitesse  $n$  du moteur synchrone. Cette dernière est égale à la fréquence d'alimentation  $f_s$  au stator. On a déjà utilisé la relation (10.144) pour déterminer le couple électromagnétique au paragraphe précédent.

## ENTRAÎNEMENTS RÉGLÉS AVEC MOTEURS À COURANT CONTINU

### 11.1 INTRODUCTION

#### 11.1.1 Généralités

Le moteur à courant continu est le moteur le plus utilisé pour la réalisation d'entraînements réglés, bien que sa construction soit plus complexe que celle d'un moteur asynchrone. Ceci provient du fait que l'on peut faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu simplement au moyen d'une tension continue variable.

L'électronique de puissance met à disposition des convertisseurs de courant, qui sont des sources de tension variables par excellence. On peut faire varier très rapidement la tension continue tout en disposant d'une puissance de commande très faible. Ces propriétés sont très favorables pour la réalisation de circuits de réglage de haute qualité.

Les entraînements réglés utilisant des moteurs à courant continu ont atteint aujourd'hui un niveau de performances très élevé et on constate une normalisation quasi complète des circuits de puissance et de réglage, même pour des entraînements spéciaux.

Le développement de ces entraînements a débuté aux environs de 1950 en utilisant d'abord des thyatron ou des redresseurs à vapeur de mercure; plus tard, on a fait appel à des thyristors. Actuellement, on utilise exclusivement ces derniers dans les installations nouvelles.

On décrira dans le paragraphe suivant les circuits de puissance et de réglage à l'aide du schéma de principe. La section 11.2 sera consacrée à la détermination des fonctions de transfert du moteur à courant continu avec le convertisseur de courant. Ensuite, on fera l'analyse des circuits de réglage, afin de dimensionner les régulateurs de sorte que les circuits de réglage soient stables et bien amortis.

#### 11.1.2 Schéma de principe

Le schéma de principe d'un entraînement réglé avec moteur à courant continu est représenté à la figure 11.1. Il se compose des éléments indiqués au chapitre 6.

Le moteur à courant continu 1 est alimenté à l'induit par le convertisseur de courant 2 et l'enroulement d'excitation est alimenté par un autre convertisseur de courant 9 de puissance nominale plus faible.

On distingue un premier circuit, réglant le courant d'induit, sur lequel est superposé un deuxième circuit, réglant la vitesse. Il s'agit donc de deux circuits de réglage en cascade. C'est la disposition que l'on utilise aujourd'hui presque exclusivement, parce qu'on obtient ainsi une performance dynamique parfaite.

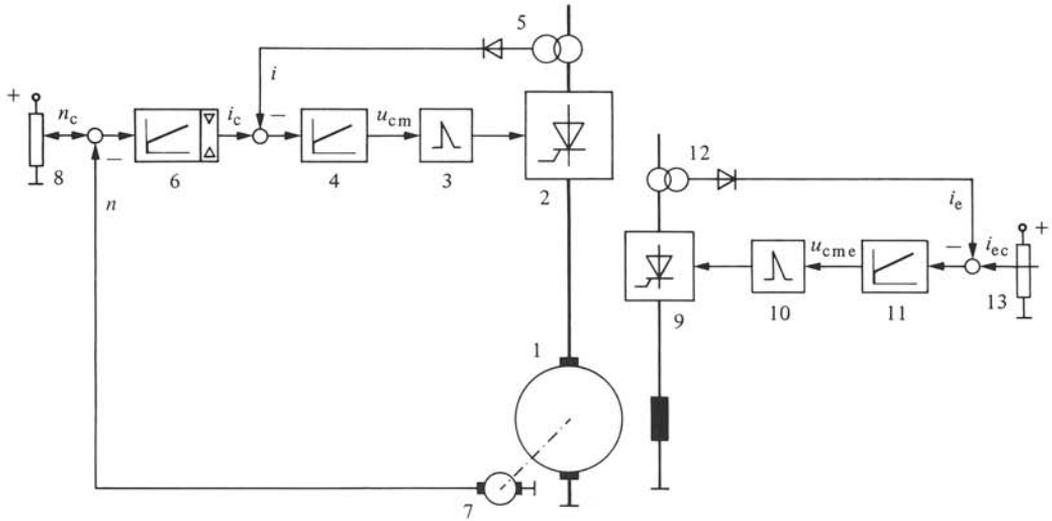


Fig. 11.1 Schéma de principe d'un entraînement réglé avec moteur à courant continu.

Le circuit de réglage du courant d'induit est composé du dispositif de commande de gâchettes 3, du régulateur 4 et de la mesure du courant d'induit 5.

Le circuit de réglage de vitesse contient le régulateur 6, la mesure de vitesse à l'aide d'une dynamo tachymétrique 7, ainsi que l'organe de consigne 8 (potentiomètre, par exemple).

Il existe encore un troisième circuit de réglage destiné au réglage du courant d'excitation. Ce dernier maintient le courant d'excitation constant, indépendamment des variations de la tension d'alimentation et de la température de l'enroulement d'excitation. Ce circuit de réglage est composé du dispositif de commande de gâchette 10, du régulateur 11, de la mesure du courant d'excitation 12 et de l'organe de consigne 13, où la valeur de consigne est ajustée d'une manière fixe.

Le schéma de principe de la figure 11.1 représente un entraînement simple. Pour un entraînement réversible, on doit remplacer le convertisseur de courant 2 par un convertisseur de courant bidirectionnel et compléter l'installation par les circuits de réglage et de contrôle décrits à la section 6.5. Aujourd'hui, on utilise presque exclusivement le réglage et le contrôle sans courant de circulation (voir § 6.5.3).

Le montage de la figure 11.1 ne permet pas, en principe, le fonctionnement à champ d'excitation affaibli. Dans ce but, on devrait faire varier la valeur de consigne  $i_{ec}$  pour le courant d'excitation de manière non linéaire en fonction de la valeur de consigne  $n_c$  pour la vitesse. Dans ce cas, on ne doit varier les valeurs de consigne que lentement, de sorte que la valeur réelle  $n$  de la vitesse puisse suivre en tout temps la valeur de consigne.

Un affaiblissement du champ d'excitation, répondant à des exigences dynamiques élevées, peut être réalisé par une limitation de la tension d'induit lorsqu'on fait appel au principe de l'imposition du point de fonctionnement par la limitation d'une grandeur auxiliaire (voir § 6.3.3). Dans ce cas, le régulateur 4 de la figure 6.11 fournit la valeur de consigne  $i_{ec}$  pour le courant d'excitation. La grandeur auxiliaire  $x_{a2}$ , dans la même

figure 6.11, est égale à la tension continue aux bornes de l'induit du moteur à courant continu. Cette tension doit être mesurée à l'aide d'un transformateur de tension continue, afin d'obtenir une séparation galvanique.

### 11.1.3 Principe de l'analyse des circuits de réglage

En présence de circuits de réglage en cascade, on doit d'abord analyser le circuit de réglage pour la grandeur auxiliaire. Dans le cas de la figure 11.1, il s'agit du circuit de réglage du courant d'induit.

En principe, l'étude d'un circuit de réglage de courant a déjà été faite, d'une manière générale, à la section 8.3. Dans le cas particulier d'un entraînement réglé avec moteur à courant continu, il se pose des problèmes supplémentaires dus au fait que la tension interne de la charge à courant continu, c'est-à-dire la tension induite, n'est plus constante, mais variable avec la vitesse du moteur. Dans la section 11.3, on analysera en détail ce phénomène.

Dès que le circuit de réglage du courant d'induit est dimensionné, on peut passer à l'analyse du circuit de réglage superposé, qui est dans le cas présent le circuit de réglage de vitesse. La section 11.4 sera consacrée à cette étude.

Les problèmes se posant au réglage du courant d'excitation ont déjà été traités à la section 8.5. Par conséquent, on n'étudiera plus ce circuit de réglage.

Comme préparation aux études des sections 11.3 et 11.4, on déterminera dans la section suivante les fonctions de transfert du système qui sont déterminantes dans le circuit de réglage du courant d'induit et du circuit de réglage de vitesse.

### 11.1.4 Données numériques

Pour illustrer les études théoriques, on présentera des courbes (surtout des réponses harmoniques) et des résultats numériques qui se basent sur les données numériques suivantes :

- machine à courant continu :  $r_a = 0,02$ ;  $T_a = 76,7$  ms;  $T_m = 1,5$  s;
- convertisseur de courant :  $r_i = 0,04$ ;  $T_i = L_i/R_i = 6,7$  ms;  
 $u_{dio} = 1,2$ ;  $T_{cm} = 1,67$  ms;
- circuit d'induit global :  $r_t = 0,06$ ;  $T_t = 30$  ms;
- régulateur du courant d'induit :  $T_{ni} = 30$  ms;  $T_{ii} = 67$  ms;
- régulateur de vitesse :  $T_{nn} = 13,3$  ms;  $T_{in} = 0,059$  ms.

Ces données sont valables pour un moteur à courant continu de puissance nominale  $P_n$  de quelques 100 kW, tension nominale  $U_n$  environ 400 V et vitesse nominale  $n_n$  de 1000 à 1500 tours/min.

## 11.2 FONCTIONS DE TRANSFERT

### 11.2.1 Généralités

Les relations de base d'un moteur à courant continu alimenté par un convertisseur de courant ont été élaborées à la section 10.2. Comme on l'a constaté, ce système est non linéaire. Cependant, les conditions données par le schéma de principe de la figure 11.1 permettent d'introduire quelques suppositions supplémentaires, aboutissant à une simplification dans le traitement analytique des circuits de réglage.

Lorsque le courant d'excitation est maintenu constant par le circuit de réglage du courant d'excitation, le flux d'induction  $\varphi$  du moteur reste lui aussi constant. Cette grandeur n'est donc plus une grandeur variable; elle intervient comme paramètre. Comme on le voit à la figure 10.5, à flux d'induction  $\varphi$  constant, le système d'équations différentielles qui régit le courant d'induit  $i_a$  et la vitesse  $n$  devient linéaire.

Des paragraphes 10.2.3 et 10.2.4, on tire

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_{di\alpha} - \varphi n - r_t i_a}{r_t T_t} \quad (11.1)$$

L'équation de mouvement (10.4) devient

$$\frac{dn}{dt} = \frac{\varphi i_a - m}{T_m} \quad (11.2)$$

Ces équations différentielles peuvent être soumises à la transformation de Laplace, d'où découle

$$i_a = \frac{u_{di\alpha} - \varphi n}{r_t (1 + s T_t)} \quad (11.3)$$

et

$$n = \frac{\varphi i_a - m}{s T_m} \quad (11.4)$$

### 11.2.2 Graphe de fluence

On peut représenter les équations (11.3) et (11.4) dans un graphe de fluence, donné par la figure 11.2.

Il existe une seule grandeur d'entrée, à savoir la tension continue idéale  $u_{di\alpha}$ . Le couple résistant  $m$  intervient comme grandeur perturbatrice. Pour le réglage en cascade, on a besoin d'une part du courant d'induit  $i_a$  et d'autre part de la vitesse  $n$ . On remarque à la figure 11.2 que le système possède une boucle de contre-réaction interne. En premier lieu, il est nécessaire d'éliminer cette boucle.

Si l'on introduit l'équation (11.4) dans (11.3), on obtient, après une petite transformation,

$$i_a = \frac{s T_m u_{di\alpha} + \varphi m}{\varphi^2 + s T_m r_t (1 + s T_t)} \quad (11.5)$$

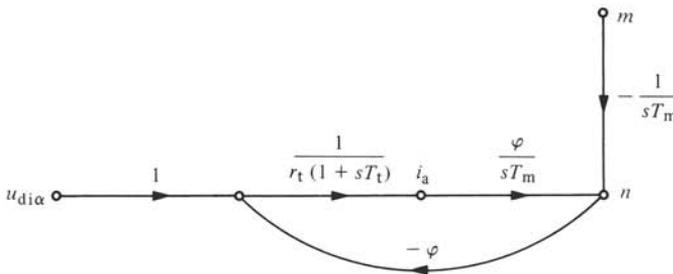


Fig. 11.2 Graphe de fluence d'un moteur à courant continu à flux d'induction constant.

d'où l'on tire, en introduisant des fonctions de transfert,

$$i_a = G_{iu}(s) u_{d\alpha} + G_{im}(s) m \quad (11.6)$$

Les relations pour  $G_{iu}(s)$  et  $G_{im}(s)$  seront examinées au paragraphe suivant.

A l'aide de (11.6), il est possible de transformer le graphe de fluence. Ainsi, on aboutit à la forme représentée à la figure 11.3.

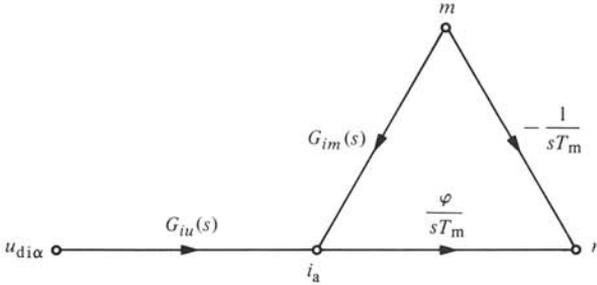


Fig. 11.3 Graphe de fluence transformé.

### 11.2.3 Fonctions de transfert pour le courant d'induit

Une comparaison entre (11.5) et (11.6) donne les fonctions de transfert du système à régler pour le circuit de réglage du courant d'induit. On obtient

$$G_{iu}(s) = \frac{s T_m / \varphi^2}{1 + s T'_m (1 + s T_t)} \quad (11.7)$$

et

$$G_{im}(s) = \frac{1/\varphi}{1 + s T'_m (1 + s T_t)} \quad (11.8)$$

où l'on a introduit la constante de temps mécanique équivalente

$$T'_m = \frac{T_m r_t}{\varphi^2} \quad (11.9)$$

$G_{iu}(s)$  est la fonction de transfert du courant d'induit par rapport à la tension continue idéale, tandis que  $G_{im}(s)$  est la fonction de transfert par rapport au couple résistant.

Le dénominateur des fonctions de transfert présente, soit deux racines réelles, soit deux racines conjuguées complexes, suivant la valeur de  $T_t/T'_m$ . Pour le cas de deux racines réelles, on peut introduire deux constantes de temps équivalentes  $T_\alpha$  et  $T_\beta$ , de la façon suivante :

$$1 + s T'_m + s^2 T'_m T_t = (1 + s T_\alpha)(1 + s T_\beta) = 1 + s(T_\alpha + T_\beta) + s^2 T_\alpha T_\beta \quad (11.10)$$

d'où l'on tire, par comparaison terme à terme en  $s$  et  $s^2$  (voir aussi § 4.3.4),

$$T_{\alpha, \beta} = \frac{T'_m}{2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{T_t}{T'_m}} \right) \quad (11.11)$$

Le signe positif de la racine détermine  $T_\alpha$ , tandis que le signe négatif est associé à  $T_\beta$ .

Cette relation est valable pour  $4 T_t/T'_m \leq 1$ . Si, par contre,  $4 T_t/T'_m > 1$ , les constantes de temps  $T_\alpha$  et  $T_\beta$  deviennent complexes. Dans ce cas, on doit introduire au dénominateur de la fonction de transfert une expression du deuxième ordre en  $s$ , faisant apparaître la pulsation propre et le coefficient d'amortissement. De la relation

$$1 + s T'_m + s^2 T'_m T_t = 1 + s 2 \frac{\delta}{\omega_0} + s^2 \frac{1}{\omega_0^2} \quad (11.12)$$

on obtient, par comparaison des termes en  $s$  et en  $s^2$ , pour la pulsation propre

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T'_m T_t}} \quad (11.13)$$

et pour le coefficient d'amortissement

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T'_m}{T_t}} \quad (11.14)$$

Les grandeurs équivalentes  $T_\alpha$  et  $T_\beta$ , respectivement  $\omega_0$  et  $\delta$  sont représentées en fonction de  $T_t/T'_m$  à la figure 11.4.

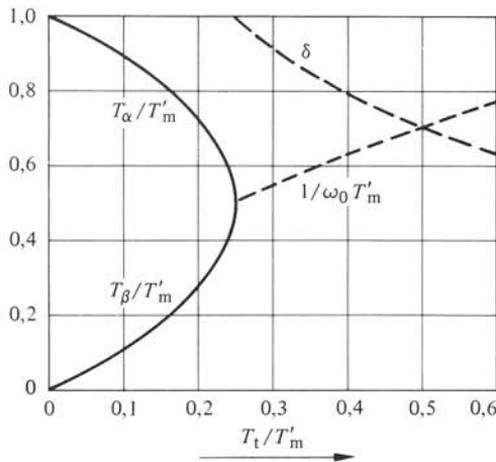


Fig. 11.4 Constantes équivalentes des fonctions de transfert pour le courant d'induit.

Pour  $T_t/T'_m < 0,1$ , on obtient  $T_\alpha \cong T'_m - T_t$  et  $T_\beta \cong T_t$ . Pour  $T_t/T'_m > 0,25$ , la machine à courant continu présente un comportement oscillatoire. Cependant, l'amortissement est, en général, assez élevé.

### 11.2.4 Réponses harmoniques et réponses indicelles

Les réponses harmoniques (approximation par droites) sont représentées à la figure 11.5. On a spécialement étudié l'influence du point de fonctionnement, c'est-à-dire du flux d'induction  $\varphi$ . Pour les constantes du système à régler dont il est question ici (voir données numériques au paragraphe 11.1.4), le point de fonctionnement  $\varphi = 1$  correspond à un système oscillant avec  $\omega_0 = 19,2 \text{ s}^{-1}$  et  $\delta = 0,866$ , tandis que les points de fonctionnement  $\varphi = 0,5$  et  $0,33$  donnent deux constantes de temps distinctes :

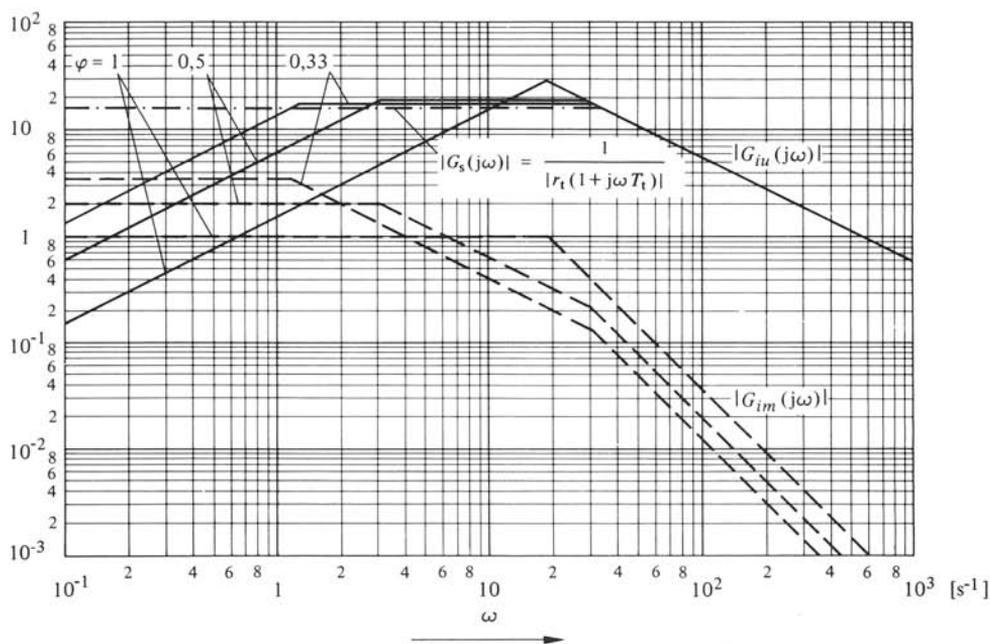


Fig. 11.5 Réponses harmoniques des fonctions de transfert pour le courant d'induit.

$T_\alpha = 0,327$  s et  $T_\beta = 0,033$  s pour  $\varphi = 0,5$  et  $T_\alpha = 0,779$  s et  $T_\beta = 0,031$  s pour  $\varphi = 0,33$ .

Les réponses indicelles  $\gamma_{iu}(t)$  indiquant l'allure du courant d'induit lors d'un saut de la tension continue idéale et  $\gamma_{im}(t)$  valable pour un saut du couple résistant sont représentées aux figures 11.6 et 11.7 pour les mêmes constantes et points de fonctionnement qu'à la figure précédente. Pour  $\varphi = 1$ , l'oscillation n'est pas très prononcée à cause du coefficient d'amortissement  $\delta = 0,866$  relativement élevé. On constate que la diminution du flux d'induction  $\varphi$  provoque un fort ralentissement du comportement dynamique du moteur à courant continu.

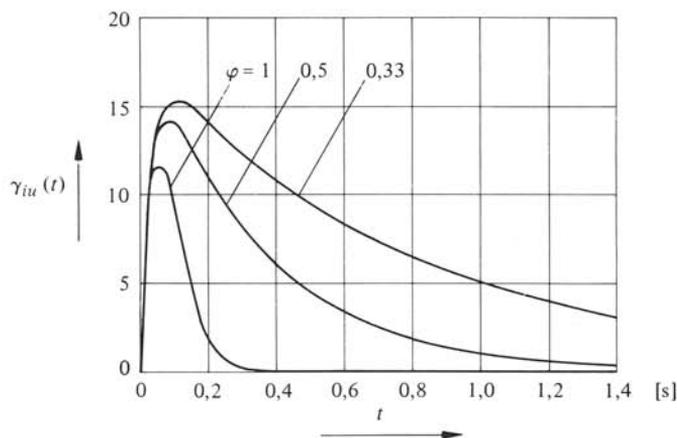


Fig. 11.6 Réponses indicelles indiquant l'allure du courant d'induit lors d'un saut de la tension continue idéale.

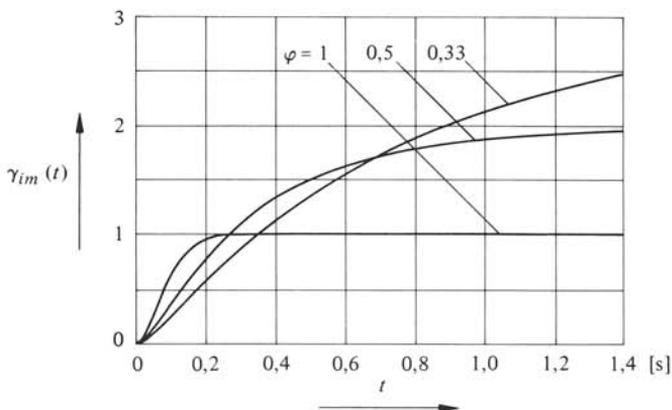


Fig. 11.7 Réponses indicelles indiquant l'allure du courant d'induit lors d'un saut du couple résistant.

Par rapport à la tension continue idéale, comme grandeur d'entrée, le système à régler possède un comportement dérivateur. Ceci se manifeste sur la réponse harmonique par  $|G_{iu}(j\omega)| \rightarrow 0$  pour  $\omega \rightarrow 0$  et sur la réponse indicelle par  $\gamma_{iu}(t) \rightarrow 0$  pour  $t \rightarrow \infty$ .

A la figure 11.5, on a aussi indiqué, en traits mixtes, la réponse harmonique de la fonction de transfert  $G_s(s)$  selon la relation (8.14). Celle-ci est valable pour une tension interne constante. On aboutit aussi à cette fonction de transfert si le rotor du moteur à courant continu est bloqué. Comme on le constate, l'allure asymptotique de  $|G_s(j\omega)|$  pour  $\omega \rightarrow \infty$  est identique à celle de  $|G_{iu}(j\omega)|$ . Cette dernière ne dépend pas non plus du point de fonctionnement (flux d'induction  $\varphi$ ). Effectivement, on tire non seulement de (8.14), mais aussi de (11.7)

$$G_s(s) \Big|_{s \rightarrow \infty} = G_{iu}(s) \Big|_{s \rightarrow \infty} = \frac{1}{s r_t T_t} \quad (11.15)$$

### 11.2.5 Simplification des fonctions de transfert

Pour l'étude de la stabilité du circuit de réglage du courant d'induit, il n'est pas très agréable de devoir distinguer deux cas, à savoir deux constantes de temps  $T_\alpha$  et  $T_\beta$  ou une pulsation propre  $\omega_0$  et un amortissement  $\delta$ . Dans le cas d'un système oscillant, c'est-à-dire pour  $4 T_t/T_m' > 1$ , on peut introduire une simplification avec deux constantes de temps égales, en remplaçant le dénominateur par

$$1 + s T_m' + s^2 T_m' T_t \cong (1 + s T_\alpha)^2 = 1 + s 2 T_\alpha + s^2 T_\alpha^2 \quad (11.16)$$

Afin d'obtenir le même comportement asymptotique pour  $s \rightarrow \infty$ , il faut que les termes en  $s^2$  soient égaux, d'où

$$T_\alpha = \sqrt{T_m' T_t} \quad (11.17)$$

Pour des coefficients d'amortissement  $\delta$  entre 0,5 et 1 (ce qui est généralement le cas pour un moteur à courant continu usuel) l'approximation (11.16) donne des résultats satisfaisants. La réponse harmonique sous la forme de l'approximation par droites asymptotiques ne change évidemment pas. Pour la réponse indicelle donnée à

la figure 11.6, il n'y a pratiquement pas de différence entre la courbe exacte et la courbe calculée avec l'approximation (11.16).

Dans ce cas, l'allure de  $T_\alpha/T'_m$  en fonction de  $T_t/T'_m$  correspond à  $1/\omega_0 T'_m$  (voir fig. 11.4).

### 11.2.6 Fonctions de transfert pour la vitesse

En supposant un circuit de réglage du courant d'induit idéal, on peut admettre que le courant d'induit est imposé à la machine à courant continu. Dans ce cas, la vitesse  $n$  est uniquement déterminée par l'équation de mouvement modifiée (11.4). On peut écrire pour cette dernière (voir aussi graphe de fluence de la figure 11.3) :

$$n = G_{ni}(s) i_a - G_{nm}(s) m \tag{11.18}$$

avec

$$G_{ni}(s) = \frac{\varphi}{s T_m} \tag{11.19}$$

et

$$G_{nm}(s) = \frac{1}{s T_m} \tag{11.20}$$

$G_{ni}(s)$  est la fonction de transfert de la vitesse par rapport au courant d'induit  $i_a$ , tandis que  $G_{nm}(s)$  est celle de la vitesse par rapport au couple résistant  $m$ .

En réalité, le réglage du courant d'induit n'est pas idéal. Le comportement réel peut être pris en considération par la fonction de transfert du circuit de réglage du courant d'induit fermé. Celui-ci introduit une petite constante de temps (voir § 8.3.2).

## 11.3 RÉGLAGE DU COURANT D'INDUIT

### 11.3.1 Graphe de fluence

Le graphe de fluence du circuit de réglage du courant d'induit est représenté à la figure 11.8. Le moteur à courant continu intervient avec les fonctions de transfert  $G_{iu}(s)$  et  $G_{im}(s)$  établies au paragraphe 11.2.3. L'organe de commande présente la fonction de transfert  $G_{cm}(s)$  selon la relation (8.1). Le régulateur possède la fonction de transfert

$$G_{Ri}(s) = \frac{1 + s T_{ni}}{s T_{ii}} \tag{11.21}$$

Le deuxième indice  $i$  indique qu'il s'agit du régulateur de courant et des constantes de temps inhérentes à ce régulateur.

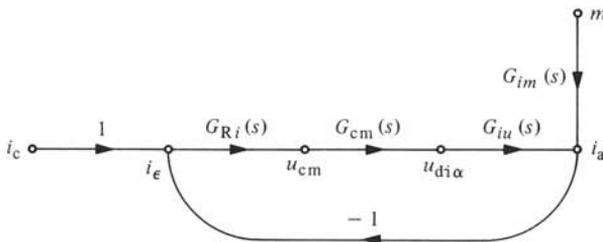


Fig. 11.8 Graphe de fluence du circuit de réglage du courant d'induit.

### 11.3.2 Détermination des constantes de temps du régulateur

Les constantes de temps du régulateur peuvent être déterminées selon les règles générales indiquées au paragraphe 8.3.2. De (8.32), on obtient

$$T_{ni} = T_t \quad (11.22)$$

et de (8.33), en tenant compte que  $K_{cm} = u_{di0}$ ,

$$T_{ii} = 2 \frac{u_{di0}}{r_t} T_{cm} \quad (11.23)$$

Pour les données numériques résumées au paragraphe 11.1.4, on obtient  $T_{ni} = 30$  ms et  $T_{ii} = 67$  ms.

Puisque le convertisseur de courant est en montage en pont triphasé ( $T_{cm} = 1,67$  ms), il n'est pas nécessaire de prévoir un circuit de lissage (voir sect. 8.4).

### 11.3.3 Influence de la fonction de transfert réelle

Les constantes de temps  $T_{ni}$  et  $T_{ii}$  ont été déterminées sur la base de la fonction de transfert (8.14), qui correspond à un moteur à courant continu avec rotor bloqué ou à une machine à courant continu à vitesse constante. Il est indispensable de contrôler l'influence de la fonction de transfert réelle  $G_{iu}(s)$  selon la relation (11.7) qui tient compte de la vitesse variable.

La fonction de transfert du circuit de réglage du courant d'induit ouvert est donnée par

$$G_{io}(s) = G_{Ri}(s) G_{cm}(s) G_{iu}(s) \quad (11.24)$$

ou

$$G_{io}(s) = \frac{1 + s T_{ni}}{s T_{ii}} \frac{u_{di0}}{1 + s T_{cm}} \frac{s T_m / \varphi^2}{(1 + s T_\alpha)(1 + s T_\beta)} \quad (11.25)$$

On peut tracer les réponses harmoniques car toutes les grandeurs sont connues. La figure 11.9 représente la réponse harmonique du circuit de réglage ouvert, ainsi que ses différentes composantes.

L'allure de la réponse harmonique  $|G_{io}(j\omega)|$  se différencie en fonction de  $\varphi$  seulement pour les valeurs de  $\omega$  inférieures à  $30 \text{ s}^{-1}$  environ. Dans la région  $\omega \cong \omega_1 = 300 \text{ s}^{-1}$ , déterminante pour la stabilité du circuit de réglage, il n'existe aucune différence en fonction de  $\varphi$ . La pulsation  $\omega_1$  est égale à  $1/2 T_{cm}$ , exactement comme dans le cas traité au paragraphe 8.3.2. La stabilité et le bon amortissement sont donc garantis. Il est admis de déterminer les constantes de temps du régulateur selon la fonction de transfert (8.14) qui ne tient pas compte du fait que la vitesse du moteur est variable, les asymptotes des fonctions de transfert  $G_s(s)$  et  $G_{iu}(s)$  étant identiques (voir § 11.2.4).

### 11.3.4 Fonctions de transfert du circuit de réglage fermé

Du graphe de fluence de la figure 11.8, on peut établir la relation

$$i_a = G_{io}(s) (i_c - i_a) + G_{im}(s) m \quad (11.26)$$

d'où l'on tire

$$i_a = G'_i(s) i_c + G'_{im}(s) m \quad (11.27)$$

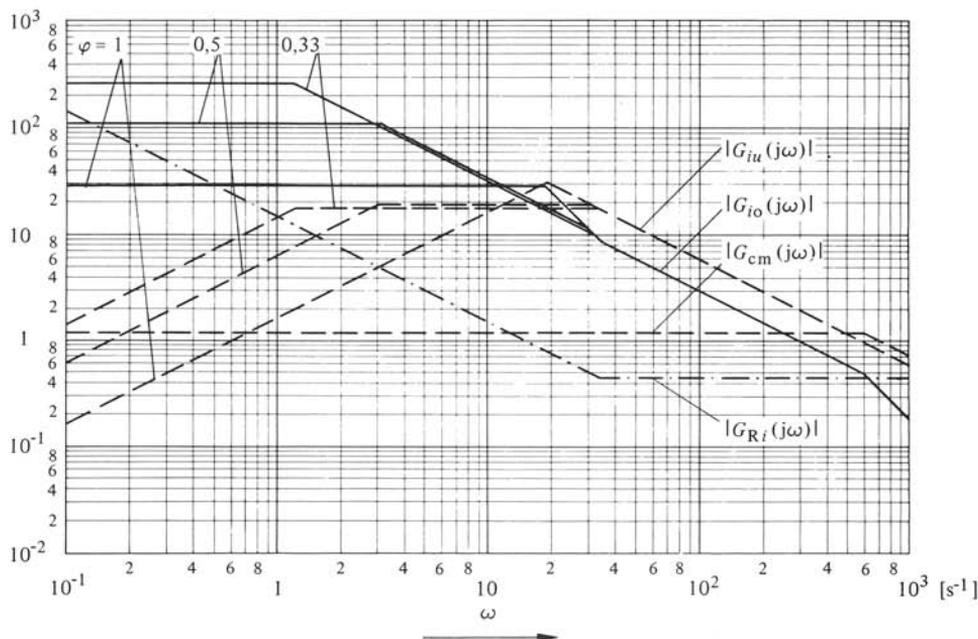


Fig. 11.9 Réponses harmoniques du circuit de réglage du courant d'induit.

avec la fonction de transfert du circuit de réglage fermé par rapport à la valeur de consigne

$$G'_i(s) = \frac{G_{io}(s)}{1 + G_{io}(s)} \quad (11.28)$$

et celle par rapport au couple résistant

$$G'_{im}(s) = \frac{G_{im}(s)}{1 + G_{io}(s)} \quad (11.29)$$

La relation (11.27) est représentée à la figure 11.10 par le graphe de fluence complètement réduit.

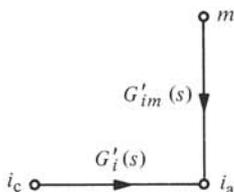


Fig. 11.10 Graphe de fluence du circuit de réglage du courant d'induit complètement réduit.

### 11.3.5 Relations approximatives pour les fonctions de transfert du circuit de réglage fermé

On établira encore des relations approximatives pour les fonctions de transfert du circuit de réglage fermé. Elles seront utilisées lors de l'étude du circuit de réglage de vitesse superposé.

Le circuit de réglage du courant d'induit fermé présente une petite constante de temps  $T_i'$ , définie par (voir § 8.3.2) :

$$T_i' = 1/\omega_1 = 2 T_{cm} \quad (11.30)$$

Dans le cas présent, on a  $T_i' = 3,33$  ms.

En ce qui concerne le comportement statique, on doit remarquer que le circuit de réglage du courant d'induit ouvert possède un comportement proportionnel (voir fig. 11.9) bien que le régulateur soit du type proportionnel-intégrateur. Ceci est dû au fait que le système à régler présente un comportement dérivateur, selon l'observation faite au paragraphe 11.2.4.

De la relation (11.25), on obtient, avec  $s \rightarrow 0$ , le facteur de transfert du circuit de réglage ouvert

$$K_o = \frac{u_{dio} T_m}{T_{ii} \varphi^2} = \frac{1}{2} \frac{T_m'}{T_{cm}} \quad (11.31)$$

Dans la deuxième expression, on a remplacé  $T_{ii}$  (par 11.23) et introduit la constante de temps mécanique équivalente selon (11.9).

Pour le circuit de réglage fermé, on obtient avec une très bonne approximation

$$G_i'(s) \cong \frac{K_i'}{1 + s T_i'} \quad (11.32)$$

avec

$$K_i' = \frac{K_o}{1 + K_o} = \frac{1}{1 + 2 T_{cm}/T_m'} \quad (11.33)$$

En général, on a  $2 T_{cm}/T_m' \ll 1$ , de sorte que l'on peut remplacer le facteur  $K_i'$  par 1. Pour la plupart des applications, cette approximation est admissible. Pour quelques cas spéciaux, il faut tenir compte du fait que le facteur de transfert  $K_i'$  peut prendre des valeurs entre 0,9 et 0,99. Le circuit de réglage du courant d'induit ne reproduit donc pas exactement la valeur de consigne  $i_c$  en régime établi. Ce fait n'a cependant pas d'influence sur le fonctionnement, car le régulateur de vitesse qui fournit, comme régulateur superposé, la valeur de consigne  $i_c$  peut corriger cette petite différence.

On va encore transformer la relation (11.29) pour  $G_{im}'(s)$ . On tire d'abord de (11.28)

$$\begin{aligned} 1 + G_{io}(s) &= \frac{1}{1 - G_i'(s)} = \frac{1 + s T_i'}{1 - K_i' + s T_i'} = \\ &= \frac{1}{1 - K_i'} \frac{1 + s T_i'}{1 + s T_i' / (1 - K_i')} \end{aligned} \quad (11.34)$$

De (11.33), on obtient

$$1 - K_i' = 1 - \frac{1}{1 + 2 T_{cm}/T_m'} \cong 2 T_{cm}/T_m' \quad (11.35)$$

Ainsi, on tire

$$\frac{s T_i'}{1 - K_i'} = \frac{s 2 T_{cm}}{2 T_{cm}/T_m'} = s T_m' \quad (11.36)$$

Enfin on obtient, avec (11.8) pour  $G_{im}(s)$ , la relation approximative

$$G'_{im}(s) \cong \frac{2 T_{cm}}{\varphi T'_m} \frac{1 + s T'_m}{1 + s T'_m (1 + s T_t)} \frac{1}{1 + s T'_i} \quad (11.37)$$

## 11.4 RÉGLAGE DE VITESSE

### 11.4.1 Graphe de fluence

Pour le circuit de réglage de vitesse, on peut établir le graphe de fluence qui est donné par la figure 11.11, où l'on a fait appel aux fonctions de transfert déterminées précédemment. Le régulateur possède la fonction de transfert

$$G_{Rn}(s) = \frac{1 + s T_{nn}}{s T_{in}} \quad (11.38)$$

où le deuxième indice  $n$  indique l'appartenance au circuit de réglage de vitesse.

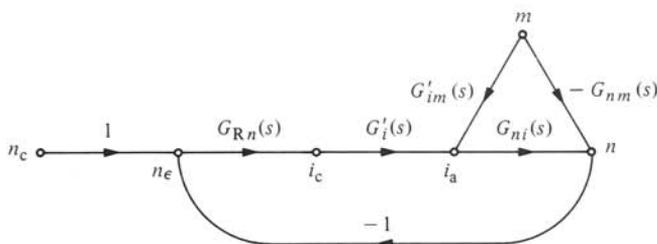


Fig. 11.11 Graphe de fluence du circuit de réglage de vitesse.

### 11.4.2 Transformation du graphe de fluence

Le couple résistant  $m$  intervient, d'une part directement sur la vitesse  $n$  par la fonction de transfert  $-G_{nm}(s)$  et d'autre part indirectement par l'intermédiaire du courant d'induit  $i_a$ . On peut réunir ces deux branches. A l'aide de (11.19), (11.20) et (11.37), on tire

$$\begin{aligned} n &= -[G_{nm}(s) - G'_{im}(s) G_{ni}(s)] m = \\ &= -\frac{1}{s T_m} \left[ 1 - \frac{2 T_{cm}}{T'_m} \frac{1 + s T'_m}{1 + s T'_m (1 + s T_t)} \frac{1}{1 + s T'_i} \right] m \end{aligned} \quad (11.39)$$

Comme on l'a déjà indiqué au paragraphe 11.3.5, le facteur  $2 T_{cm}/T'_m$  est en général très petit par rapport à 1. On peut donc négliger, avec une très bonne approximation, le deuxième terme dans la parenthèse carrée et l'on obtient

$$n \cong -\frac{1}{s T_m} m = -G_{nm}(s) m \quad (11.40)$$

Ainsi, il est possible de réduire le graphe de fluence de la figure 11.11 en négligeant la branche entre les nœuds  $m$  et  $i_a$ . On obtient la forme représentée à la figure 11.12.

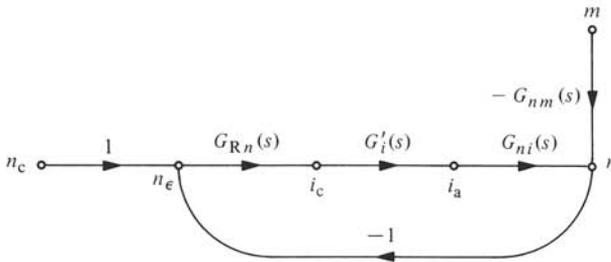


Fig. 11.12 Graphe de fluence du circuit de réglage de vitesse simplifié.

### 11.4.3 Détermination des constantes de temps du régulateur

On remarque que le graphe de fluence de la figure 11.12 correspond au schéma bloc de la figure 7.19 valable pour le cas général, traité à la section 7.5. Pour la détermination des constantes de temps du régulateur, on peut donc se référer aux relations établies dans cette section.

Pour le cas présent, on a avec (11.19) et (11.32)

$$G_s(s) = G_{ni}(s) G'_i(s) = \frac{\varphi}{s T_m} \frac{1}{1 + s T'_i} \quad (11.41)$$

où l'on a posé  $K'_i = 1$ . La petite constante de temps est donnée par  $T'_i$ .

On suppose d'abord un flux d'induction constant et égal à la valeur nominale  $\varphi = 1$ . L'influence d'un flux d'induction  $\varphi$  inférieur à 1 sera discutée au paragraphe suivant. Avec  $\varphi = 1$ , on obtient de la relation générale (7.53) pour la composante proportionnelle du régulateur :

$$\frac{T_{nn}}{T_{in}} = \frac{1}{2} \frac{T_m}{T'_i} \quad (11.42)$$

La constante de temps  $T_{nn}$  doit être choisie selon (7.59), afin d'obtenir une réaction rapide du régulateur par rapport à des perturbations (variations du couple résistant  $m$ ). On tire

$$T_{nn} = 4 T'_i \quad (11.43)$$

Par conséquent, la constante de temps d'intégration devient

$$T_{in} = 2 \frac{T'_i}{T_m} T_{nn} = 8 \frac{(T'_i)^2}{T_m} \quad (11.44)$$

Avec les données numériques indiquées au paragraphe 11.1.4, on obtient  $T_{nn} = 13,3$  ms et  $T_{in} = 0,059$  ms. La composante proportionnelle est très élevée, à savoir  $T_{nn}/T_{in} = 225$ . Elle amplifie considérablement les ondulations de la dynamo tachymétrique. Selon la qualité de cette dernière, il est éventuellement nécessaire d'introduire des filtres de lissage, qui évidemment réduiront la rapidité de réglage.

Le choix de  $T_{nn}$ , selon la relation (11.43), implique l'emploi d'un filtre pour la valeur de consigne (voir § 7.5.4). Sa constante de temps est égale à  $T_{nn} = 13,3$  ms.

### 11.4.4 Influence d'un point de fonctionnement variable

Au paragraphe précédent, on a supposé que le flux d'induction était constant, égal à  $\varphi = 1$ . Par contre, si le point de fonctionnement varie, en affaiblissant le champ

d'excitation ( $\varphi < 1$ ), il est indispensable de tenir compte de ce phénomène lors de la détermination des constantes de temps du régulateur.

Dans ce but, on doit étudier l'allure des réponses harmoniques du circuit de réglage ouvert. Dans la figure 11.13 sont indiquées les courbes  $\varphi/\omega T_m$  pour  $\varphi = 1, 0,5$  et  $0,33$ , ainsi que  $1/|1 + j\omega T_i'|$ . La composante proportionnelle du régulateur PI peut toujours être déterminée à l'aide de la relation (7.53) avec  $\varphi = 1$ . On en tire, comme auparavant,  $T_{nn}/T_{in} = 225$ . En maintenant cette valeur constante, la réponse harmonique  $|G_{no}(j\omega)|$  du circuit de réglage ouvert se déplace en fonction de  $\varphi$ . La constante de temps  $T_{nn}$  doit être choisie de manière à éviter un dépassement trop élevé dans le cas  $\varphi = 0,33$ . Dans l'exemple envisagé, on a pris  $T_{nn} = 40$  ms. Ceci correspond à une pulsation de coupure  $1/T_{nn}$  qui est la moitié de la pulsation  $\omega_1$  où  $|G_{no}(j\omega_1)| = 1$  pour  $\varphi = 0,33$ . On constate qu'il n'est pas possible d'ajuster le régulateur de manière optimale. Dans le cas optimal, on a trouvé  $T_{nn} = 4 T_i' = 13,3$  ms pour  $\varphi = 1$ .

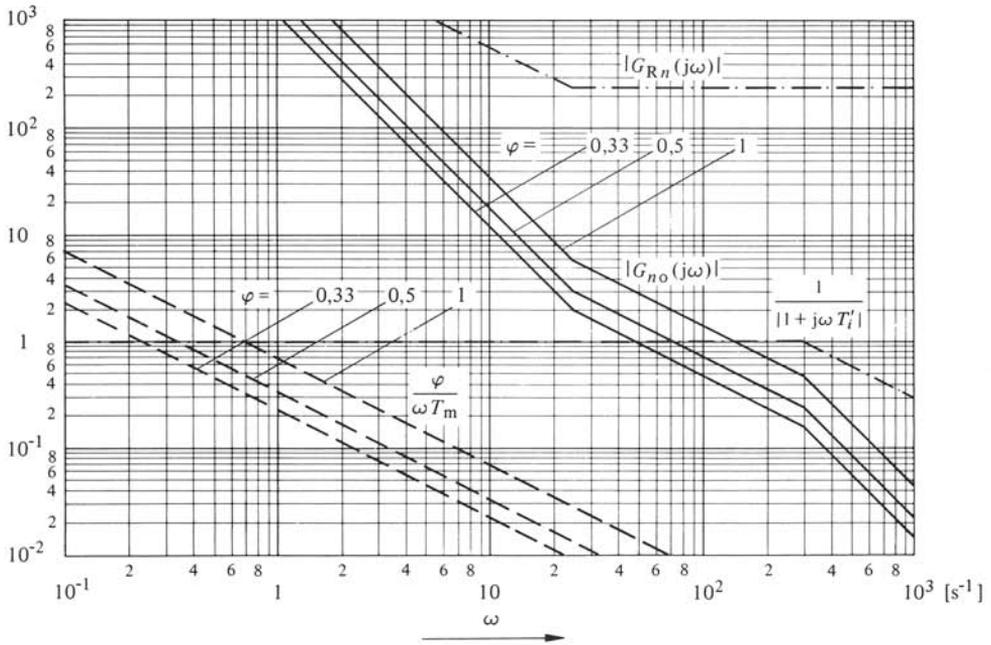


Fig. 11.13 Réponses harmoniques du circuit de réglage de vitesse pour point de fonctionnement variable.

On est donc contraint de choisir un compromis en tenant compte de tout le domaine de variation de  $\varphi$ . Même pour le cas  $\varphi = 1$ , la rapidité de réglage sera ralentie pour des variations du couple résistant, car on a maintenant  $T_{nn} = 12 T_i'$ . Ceci conduit, selon la figure 7.23, à un ralentissement du phénomène de réglage par rapport au cas optimal. Par contre, pour  $\varphi < 1$ , la rapidité de réglage se réduit par le fait que la pulsation  $\omega_1$  diminue. Ce comportement variable par rapport au point de fonctionnement sera mis en évidence par les réponses indicelles représentées au paragraphe 11.4.7.

### 11.4.5 Régulateur adaptatif

Pour un ajustement optimal des constantes de temps du régulateur en cas de point de fonctionnement variable ( $\varphi \leq 1$ ), il s'avère nécessaire d'adapter la constante de temps de temps d'intégration  $T_{in}$  en fonction du flux d'induction  $\varphi$ . De la relation générale (7.53), on obtient pour la composante proportionnelle, avec  $\varphi \neq 1$ .

$$\frac{T_{nn}}{T_{in}} = \frac{1}{2} \frac{T_m}{\varphi T_i'} \quad (11.45)$$

d'où l'on tire, avec la valeur optimale  $T_{nn} = 4 T_i'$ ,

$$T_{in} = 8 \frac{(T_i')^2}{T_m} \varphi \quad (11.46)$$

On doit donc varier la constante de temps d'intégration proportionnellement au flux d'induction  $\varphi$ . Cette grandeur n'est pas mesurable directement. Cependant, on peut déterminer ce signal à partir du courant d'excitation  $i_e$ , en simulant la caractéristique d'aimantation du moteur à courant continu à l'aide d'un générateur de fonctions non linéaires (voir § 4.6.5). Le courant d'excitation est mesurable; on utilise la grandeur  $i_e$  pour le réglage du courant d'excitation.

Avec le signal de sortie du générateur de fonctions non linéaires, on obtient la tension  $U_v$  qui permet d'adapter la constante de temps d'intégration du régulateur adaptatif de la figure 4.20 (voir § 4.4.4).

Le schéma de principe de la figure 11.14 montre schématiquement la disposition composée du régulateur adaptatif 1 et du générateur de fonctions non linéaires 2. Ainsi, il est possible d'obtenir des qualités de réglage optimales, indépendamment du point de fonctionnement, c'est-à-dire du flux d'induction  $\varphi$ . Cependant, l'emploi d'un régulateur adaptatif complique l'installation en augmentant son prix de revient. On fait donc appel à cette solution uniquement si l'on doit garantir des performances dynamiques très élevées en réglage de vitesse.

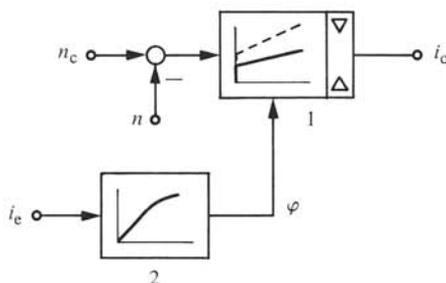


Fig. 11.14 Schéma de principe du régulateur de vitesse adaptatif.

### 11.4.6 Fonctions de transfert du circuit de réglage fermé

Le graphe de fluence de la figure 11.12 permet d'établir la relation

$$n = G_{no}(s) (n_c - n) - G_{nm}(s) m \quad (11.47)$$

avec la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert

$$G_{no}(s) = G_{Rn}(s) G_i'(s) G_{ni}(s) \quad (11.48)$$

Ainsi, on obtient pour la vitesse :

$$n = G'_n(s) n_c - G'_{nm}(s) m \quad (11.49)$$

avec la fonction de transfert du circuit de réglage fermé par rapport à la valeur de consigne

$$G'_n(s) = \frac{G_{no}(s)}{1 + G_{no}(s)} \quad (11.50)$$

et la fonction de transfert du circuit de réglage fermé par rapport au couple résistant

$$G'_{nm}(s) = \frac{G_{nm}(s)}{1 + G_{no}(s)} \quad (11.51)$$

Si l'on introduit

$$G_{no}(s) = \frac{1 + s T_{nn}}{s T_{in}} \frac{\varphi}{s T_m} \frac{1}{1 + s T'_i} \quad (11.52)$$

on obtient avec (11.20), après quelques transformations élémentaires,

$$G'_n(s) = \frac{1 + s T_{nn}}{1 + s T_{nn} + s^2 (T_{in} T_m / \varphi) (1 + s T'_i)} \quad (11.53)$$

et

$$G'_{nm}(s) = \frac{s (T_{in} / \varphi) (1 + s T'_i)}{1 + s T_{nn} + s^2 (T_{in} T_m / \varphi) (1 + s T'_i)} \quad (11.54)$$

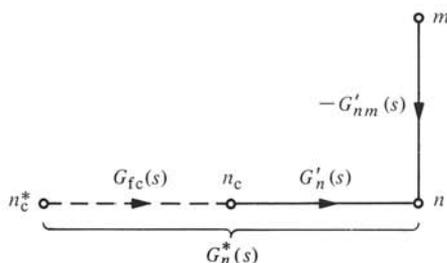


Fig. 11.15 Graphe de fluxe complètement réduit du circuit de réglage de vitesse.

La relation (11.49) est représentée à la figure 11.15 par le graphe de fluxe complètement réduit. Dans cette figure, on a aussi indiqué en pointillé la branche représentant le filtre pour la valeur de consigne, avec la fonction de transfert  $G_{fc}(s) = 1/(1 + s T_{nn})$ .

#### 11.4.7 Réponses indicielles du circuit de réglage fermé

Les réponses indicielles  $\gamma'_n(t)$  indiquant l'allure de la vitesse  $n$  lors d'une variation brusque de la valeur de consigne  $n_c$  (sans tenir compte du filtre pour la valeur de consigne) sont représentées à la figure 11.16. Ces courbes ont été calculées à l'aide d'un ordinateur, avec un programme qui calcule les réponses indicielles à partir des coefficients de la fonction de transfert. On a pris en considération plusieurs points de fonctionnement. La courbe en trait plein est valable pour un fonctionnement à  $\varphi = 1$  constant et un ajustement optimal des coefficients du régulateur de vitesse (voir § 11.4.3).

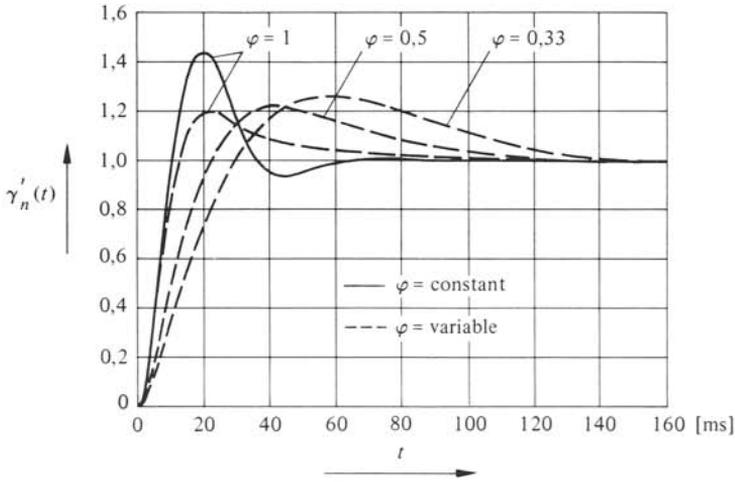


Fig. 11.16 Réponses indicielles de la vitesse, lors d'une variation brusque de la valeur de consigne (sans filtre pour la valeur de consigne).

Cette courbe est aussi valable pour un champ d'excitation variable, en utilisant un régulateur adaptatif. On constate un dépassement important. Par contre, les courbes en traitillé représentent les réponses indicielles pour un champ d'excitation variable, mais avec un régulateur à coefficients constants, selon le choix effectué au paragraphe 11.4.4. On constate une nette diminution de la rapidité de réglage. Par contre, le dépassement est moins important que dans le cas précédent.

Ces courbes pour  $\gamma'_n(t)$  ne sont valables que pour de très petites variations de la valeur de consigne (environ  $< 1\%$ ). Dans le cas contraire, les différentes limitations deviennent actives en impliquant une augmentation du temps de réglage.

La figure 11.17 représente les réponses indicielles  $\gamma_n^*(t)$ , compte tenu du filtre pour la valeur de consigne. Dans le cas du flux  $\varphi$  constant, le dépassement est réduit de manière remarquable en augmentant le temps de montée (voir sect. 7.5). Par contre, pour le cas du flux  $\varphi$  variable, le temps de réglage devient tellement grand que l'utilisation d'un filtre pour la valeur de consigne est à déconseiller.

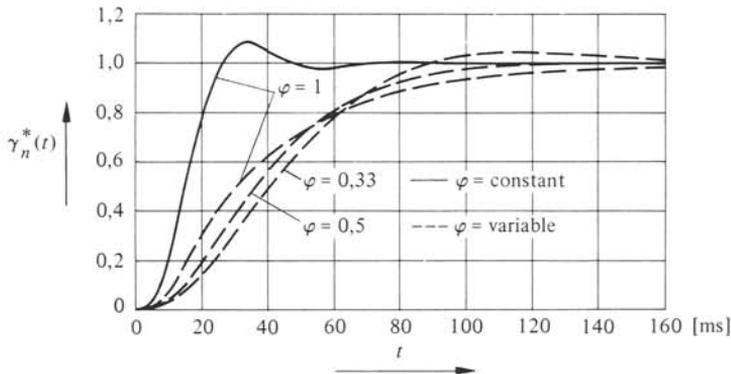


Fig. 11.17 Réponses indicielles de la vitesse, lors d'une variation brusque de la valeur de consigne (avec filtre pour la valeur de consigne).

Enfin, la figure 11.18 montre les réponses indicielles  $\gamma'_{nm}(t)$  indiquant l'allure de la vitesse  $n$  lors d'une variation brusque du couple résistant  $m$ . Comme dans les cas précédents, on a représenté des courbes pour différents points de fonctionnement. On constate que la rapidité de réglage diminue considérablement dans le cas d'un champ d'excitation variable avec régulateur à coefficients fixes (courbes en traitillé).

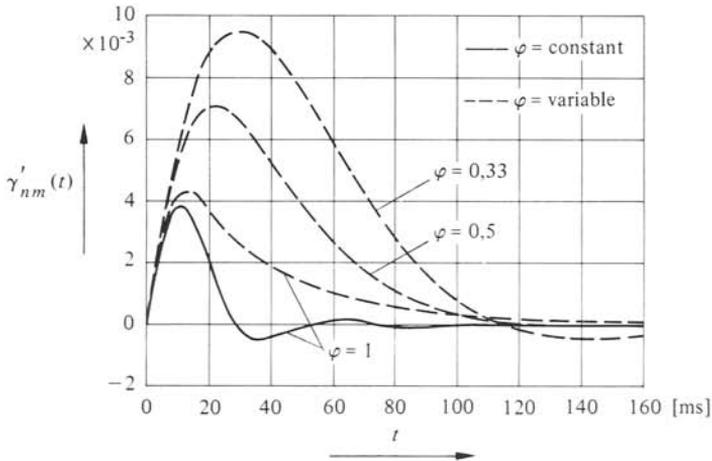


Fig. 11.18 Réponses indicielles de la vitesse, lors d'une variation brusque du couple résistant.

On doit remarquer qu'une augmentation du couple résistant  $m$  provoque une diminution de la vitesse  $n$ , en raison du signe négatif présent dans la branche liant  $m$  et  $n$  sur le graphe de fluence de la figure 11.15.

Les courbes  $\gamma'_{nm}(t)$  sont valables pour une augmentation de  $\Delta m$  d'environ +1. Pour une diminution de charge ( $\Delta m < 0$ ), le temps de réglage peut augmenter considérablement dans le cas d'un convertisseur de courant unidirectionnel, parce que le courant d'induit ne peut pas devenir négatif. Par conséquent, le moteur à courant continu n'exerce transitoirement pas de couple de freinage.



## ENTRAÎNEMENTS RÉGLÉS AVEC MOTEURS ASYNCHRONES

### 12.1 INTRODUCTION

#### 12.1.1 Généralités

Le moteur asynchrone n'est utilisé pour des entraînements réglés que depuis quelques années, malgré sa construction simple et robuste. La difficulté réside dans le fait qu'il est difficile et coûteux de produire une tension triphasée à fréquence variable.

Grâce aux développements de l'électronique de puissance dans le secteur des convertisseurs de fréquence et spécialement dans le domaine de la commutation forcée (voir chap. XV.16), il est aujourd'hui possible de réaliser des entraînements à vitesse variable en utilisant ce type de moteur.

Cependant, il faut tenir compte du fait que les sources à fréquence variable sont assez complexes et que le prix total est plus élevé pour un moteur asynchrone avec convertisseur de fréquence et réglage que pour un entraînement avec moteur à courant continu et un convertisseur de courant bidirectionnel. C'est principalement pour cette raison que l'emploi des entraînements réglés avec moteurs asynchrones reste limité à des cas spéciaux.

Il existe une grande diversité, non seulement de montages des convertisseurs de fréquence utilisés, mais aussi de circuits de réglage et de commande. Une normalisation ne se dessine pas encore.

Le développement de ce type d'entraînement n'a commencé qu'après 1960 environ, bien que les premières études et essais aient déjà été effectués dans les années trente. Evidemment, à cette époque, l'électronique de puissance, ainsi que celle de réglage et de commande n'étaient pas assez développées pour maîtriser ces problèmes complexes.

Ci-après, on décrira le schéma de principe des circuits de puissance et de réglage, en se limitant à un seul cas, qui sera ensuite analysé dans les sections 12.2 et 12.3.

#### 12.1.2 Schéma de principe

Parmi les nombreuses possibilités à disposition pour le réglage d'un moteur asynchrone, on étudiera la variante d'un contrôle indirect du flux par le courant statorique. Le schéma de principe complet des circuits de réglage, y compris les circuits de puissance, est donné à la figure 12.1.

Le moteur asynchrone 1 est alimenté par le convertisseur de fréquence 2. Ce dernier est du type à circuit intermédiaire à tension continue. L'onduleur à commutation forcée est contrôlé par le régulateur du courant statorique 3, qui fonctionne comme ré-

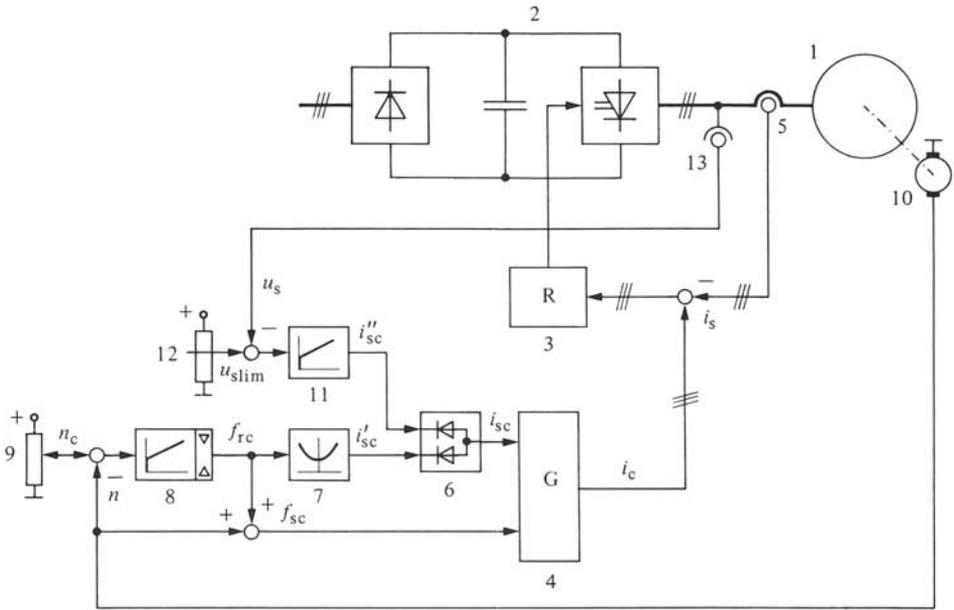


Fig. 12.1 Schéma de principe d'un entraînement réglé avec moteur asynchrone.

gulateur à action à deux positions sur les trois phases du courant statorique. Pour plus de détails, on renvoie à la figure 6.21.

Selon les caractéristiques statiques déterminées au paragraphe 10.3.12, on peut maintenir le flux statorique constant, en faisant varier le courant statorique en fonction de la fréquence de glissement (voir fig. 10.10). Les circuits de réglage représentés à la figure 12.1 garantissent l'imposition correcte du courant statorique.

La différence entre la valeur de consigne  $n_c$  (affichée à l'organe de consigne 9) et la valeur mesurée  $n$  de la vitesse (fournie par la dynamo tachymétrique 10) est appliquée à l'entrée d'un régulateur 8, de type PI. Son signal de sortie analogique donne la valeur de consigne  $f_{rc}$  pour la fréquence de glissement (ou fréquence rotorique). Ce signal peut être limité à des valeurs positives et négatives correspondant aux fréquences de glissement maximales admissibles. Par conséquent, on peut ainsi limiter la charge maximale du moteur asynchrone.

La somme de  $n$  et  $f_{rc}$  (en grandeurs relatives) donne la valeur de consigne pour la fréquence d'alimentation au stator  $f_{sc}$ . Ce signal est porté à l'entrée du générateur de consigne triphasé 4.

De plus, le signal analogique  $f_{rc}$  est appliqué à l'entrée du générateur de fonctions non linéaires 7. Celui-ci prescrit la valeur de consigne pour le courant statorique  $i'_{sc}$ . La caractéristique à réaliser est donnée par la figure 10.10. Cette disposition correspond au principe de l'imposition du point de fonctionnement par fonctions non linéaires, indiqué au paragraphe 6.3.2 sous forme générale.

La valeur de consigne  $i_{sc}$  à l'entrée du générateur de consigne triphasé 4 est normalement égale à  $i'_{sc}$ . Cependant, une limitation de la tension statorique intervient par le moyen d'un amplificateur de réglage 11. Si la tension statorique (donnée par le signal  $u_s$ ) dépasse la limite  $u_{slim}$  (fixée par le potentiomètre 12), le régulateur 11 dimi-

nue, au travers du dispositif de formation de la valeur minimale 6, la valeur de consigne  $i_{sc}$  pour le courant. On applique ici la limitation par séparation de deux régulateurs, présentée au paragraphe 6.2.3 de manière générale. Cependant, cette limitation n'entre en fonction que si la tension statorique a atteint la valeur nominale. A cause de cette limitation, le moteur asynchrone fonctionnera avec un flux statorique affaibli, dans le cas où la fréquence d'alimentation est  $f_s > 1$ . Si ce domaine de fonctionnement n'est pas utilisé, on peut omettre la limitation de la tension statorique.

Le générateur de consigne triphasé 4 donne les valeurs de consigne  $i_c$  triphasées pour les courants de phase. Leur amplitude est proportionnelle à  $i_{sc}$  et leur fréquence proportionnelle à  $f_{sc}$ .

### 12.1.3 Principe de l'analyse des circuits de réglage

Dans le cas présent, le système à régler est constitué du moteur asynchrone et du convertisseur de fréquence.

Le circuit de réglage triphasé pour le courant statorique présente des régulateurs à action à deux positions (voir fig. 6.21). Ce système de réglage est donc non linéaire. De plus, son comportement ne permet pas une linéarisation pour de petites variations autour du point de fonctionnement. Le traitement de ce système de réglage au moyen de la fonction de transfert n'est donc pas possible. Pour une étude approfondie, on devrait faire appel à la théorie des circuits de réglage non linéaire du type plus ou moins, ou tout ou rien.

Pour une estimation du comportement, on consultera la figure 6.22 où l'on a tracé une variation sinusoïdale de la valeur de consigne pour le courant. On constate que l'onde fondamentale du courant statorique peut suivre la valeur de consigne pratiquement sans retard. Effectivement, le réglage à deux positions permet une intervention très rapide.

En première approximation, on peut supposer un circuit de réglage du courant statorique idéal, en négligeant les petits retards introduits. Ainsi, on peut supposer que le courant statorique est imposé en fréquence et en amplitude par la valeur de consigne  $i_c$ .

Se basant sur cette supposition, on doit déterminer le comportement du moteur asynchrone, c'est-à-dire l'allure de la vitesse  $n$  par rapport à un courant statorique imposé. Les fonctions de transfert correspondantes seront déterminées à la section 12.2. Par la suite, on pourra étudier le circuit de réglage de vitesse, afin de déterminer les constantes de temps du régulateur. Dans cette étude, qui sera présentée à la section 12.3, on devra tenir compte du petit retard en réalité introduit par les circuits de réglage du courant statorique.

Par contre, on n'étudiera pas l'influence de la limitation de la tension statorique, en supposant que la fréquence d'alimentation ne varie que dans le domaine  $0 < f_s < 1$ .

### 12.1.4 Données numériques

Les études théoriques seront illustrées par des calculs numériques qui se basent sur les données suivantes :

- moteur asynchrone :  
 $f_n = 50 \text{ Hz}, \omega_n = 314 \text{ s}^{-1};$

$$x_h = 2,50; x_s = 2,61; r_s = 0,04; x_r = 2,61; r_r = 0,05;$$

$$T_r = 0,166 \text{ s}; T_r' = 0,0137 \text{ s}; T_m = 0,2 \text{ s}.$$

- régulateur de vitesse :  $T_{nn} = 0,166 \text{ s}; T_{in} = 0,125 \text{ s}.$

Ces données correspondent à un moteur asynchrone de puissance apparente nominale  $S_n$  de 15 à 30 kVA, tension nominale  $U_n = 220 \text{ V}$  et vitesse nominale  $n_n = 1500 \text{ tours/min}.$

## 12.2 FONCTIONS DE TRANSFERT

### 12.2.1 Généralités

Dans la section 10.3, on a établi les équations différentielles pour la machine asynchrone. On adaptera ces équations au cas présent, où le moteur asynchrone compose le système à régler. Comme on l'a indiqué au paragraphe 12.1.3, on suppose que le courant statorique est imposé par les circuits de réglage triphasés. Par la suite, on ne considère que l'onde fondamentale du courant statorique, en négligeant les harmoniques provoquées par la pulsation de l'onduleur à commutation forcée. Ce courant est donc donné par

$$\underline{i}_s^s = i_s e^{j\vartheta_s} \quad (12.1)$$

où

$$\vartheta_s = \vartheta_{s0} + \int_0^t f_s \omega_n dt \quad (12.2)$$

avec  $f_s$ , la fréquence d'alimentation relative au stator.

On utilise de nouveau le système de coordonnées commun, tournant à la vitesse synchrone du champ tournant, exactement comme dans le paragraphe 10.3.9. On a donc  $\vartheta_k = \vartheta_s$  et d'après (10.41)

$$\underline{i}_s^k = \underline{i}_s = i_s \quad (12.3)$$

Le courant statorique est donc purement réel et égal à l'amplitude du courant triphasé.

### 12.2.2 Equations différentielles à courant statorique imposé

Lorsque le courant statorique est imposé, il n'est plus nécessaire de prendre en considération l'équation différentielle (10.56) qui donne une relation entre les grandeurs statoriques. De l'équation (10.57), on tire par contre

$$\frac{d\underline{\psi}_r}{dt} = -\omega_n (r_r \underline{i}_r + j f_r \underline{\psi}_r) \quad (12.4)$$

De l'équation (10.59), on obtient pour le courant rotorique

$$\underline{i}_r = \frac{1}{x_r} (\underline{\psi}_r - x_h i_s) \quad (12.5)$$

Si l'on introduit cette expression dans (12.4), l'équation différentielle pour  $\underline{\psi}_r$  se transforme en

$$\frac{d\underline{\psi}_r}{dt} = -\omega_n \left[ \left( \frac{r_r}{x_r} + j f_r \right) \underline{\psi}_r - \frac{r_r}{x_r} x_h i_s \right] \quad (12.6)$$

En introduisant la constante de temps  $T_r = x_r / \omega_n r_r$  selon (10.76), on trouve

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} [(1 + j f_r \omega_n T_r) \psi_r - x_h i_s] \tag{12.7}$$

En substituant  $\dot{i}_r$  selon (12.5) dans (10.58), on obtient pour le flux couplé au stator

$$\psi_s = \frac{(x_s x_r - x_h^2) i_s + x_h \psi_r}{x_r} \tag{12.8}$$

L'expression (10.60) pour le couple électromagnétique du moteur peut être transformée successivement à l'aide de (12.3) et (12.8) :

$$\begin{aligned} m_e &= \text{Im} \{ \psi_s^* i_s \} = i_s \text{Im} \{ \psi_s^* \} = \frac{x_h}{x_r} i_s \text{Im} \{ \psi_r^* \} = \\ &= -\frac{x_h}{x_r} i_s \psi_{r\beta} \end{aligned} \tag{12.9}$$

compte tenu de  $\psi_r^* = \psi_{r\alpha} - j\psi_{r\beta}$ .

### 12.2.3 Diagramme structurel

Les équations (12.7), (12.9) et l'équation de mouvement (10.4) permettent de dessiner un diagramme structurel du moteur asynchrone avec courant statorique imposé. Celui-ci est représenté par la figure 12.2.

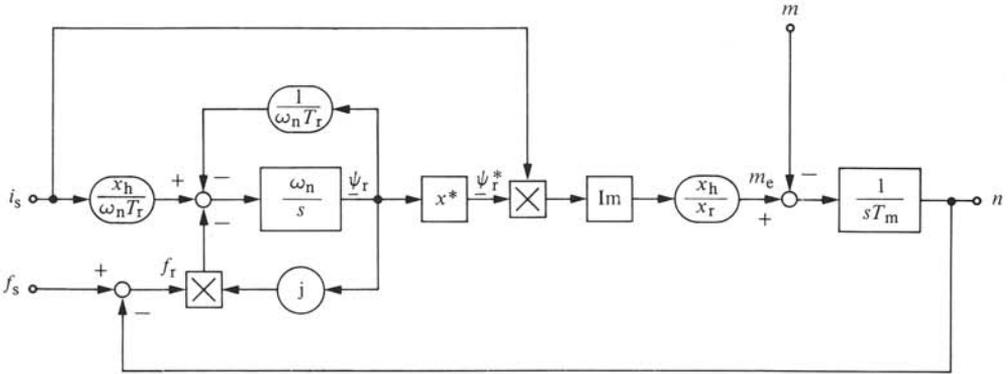


Fig. 12.2 Diagramme structurel d'un moteur asynchrone avec courant statorique imposé.

On constate une certaine simplification par rapport au diagramme structurel de la figure 10.9, valable pour le cas de la tension statorique imposée.

Cependant, on remarque ici aussi que le système est non linéaire à cause de deux multiplications de grandeurs variables. En plus, le flux couplé  $\psi_r$  est une grandeur complexe.

Pour déterminer les fonctions de transfert, on doit d'abord linéariser le système d'équations et le décomposer ensuite en parties réelle et imaginaire.

### 12.2.4 Linéarisation et décomposition du système d'équations

Afin de linéariser le système d'équations, on doit introduire de petites variations autour d'un certain point de fonctionnement. Dans le cas présent, il s'agit de linéariser le produit de deux grandeurs variables. Sous forme générale, on obtient pour les variables  $x$  et  $y$  :

$$z + \Delta z = (x + \Delta x)(y + \Delta y) = xy + x\Delta y + y\Delta x + \Delta x\Delta y \quad (12.10)$$

Le produit  $\Delta x\Delta y$  de deux petites variations peut être négligé. Puisque  $z = xy$ , on tire

$$\Delta z = x\Delta y + y\Delta x \quad (12.11)$$

Dans cette relation linéarisée,  $x$  et  $y$  ne sont plus des variables, mais des paramètres indiquant le point de fonctionnement autour duquel le produit a été linéarisé.

Avec cette relation générale, on peut linéariser l'équation (12.7). Dans l'équation linéarisée, il est admis d'introduire la transformation de Laplace. Ainsi, on tire

$$sT_r \Delta \underline{\psi}_r = -(1 + jf_r \omega_n T_r) \Delta \underline{\psi}_r - j\omega_n T_r \underline{\psi}_r \Delta f_r + x_h \Delta i_s \quad (12.12)$$

En décomposant en parties réelle et imaginaire, on obtient les deux équations

$$\Delta \psi_{r\alpha} = \frac{f_r \omega_n T_r \Delta \psi_{r\beta} + \omega_n T_r \psi_{r\beta} \Delta f_r + x_h \Delta i_s}{1 + s T_r} \quad (12.13)$$

et

$$\Delta \psi_{r\beta} = - \frac{f_r \omega_n T_r \Delta \psi_{r\alpha} + \omega_n T_r \psi_{r\alpha} \Delta f_r}{1 + s T_r} \quad (12.14)$$

De même, on peut linéariser l'équation (12.9) pour le couple électromagnétique. On tire

$$\Delta m_e = - \frac{x_h}{x_r} i_s \Delta \psi_{r\beta} - \frac{x_h}{x_r} \psi_{r\beta} \Delta i_s \quad (12.15)$$

Les composantes  $\psi_{r\alpha}$  et  $\psi_{r\beta}$  du flux couplé au rotor déterminant le point de fonctionnement découlent de (12.7) avec  $d\underline{\psi}_r/dt = 0$ , d'abord sous forme complexe

$$\underline{\psi}_r = \frac{1}{1 + j f_r \omega_n T_r} x_h i_s \quad (12.16)$$

Après décomposition en partie réelle et imaginaire, on tire

$$\psi_{r\alpha} = \frac{1}{1 + (f_r \omega_n T_r)^2} x_h i_s \quad (12.17)$$

et

$$\psi_{r\beta} = - \frac{f_r \omega_n T_r}{1 + (f_r \omega_n T_r)^2} x_h i_s \quad (12.18)$$

On remarque en particulier la relation

$$\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} = - f_r \omega_n T_r \quad (12.19)$$

### 12.2.5 Graphe de fluence

A l'aide des équations (12.13), (12.14) et (12.15), on peut tracer le graphe de fluence donné par la figure 12.3, où l'on représente aussi l'équation de mouvement et la relation

$$\Delta f_r = \Delta f_s - \Delta n \quad (12.20)$$

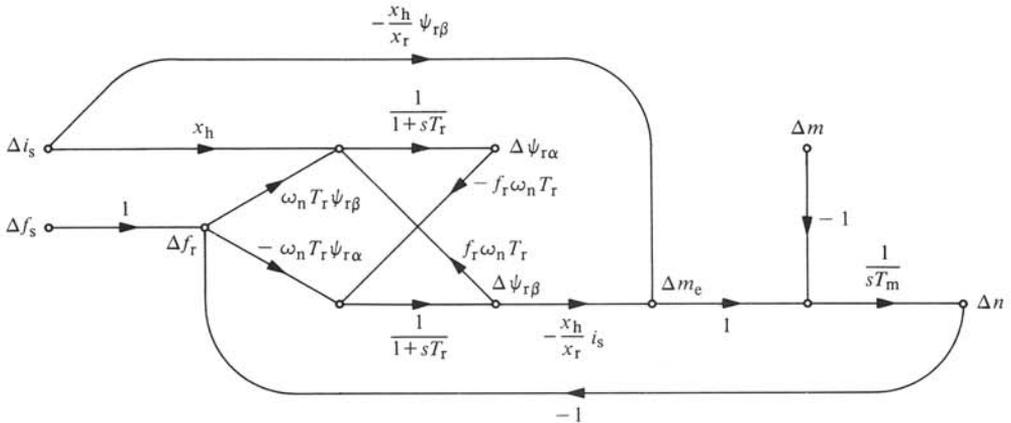


Fig. 12.3 Graphe de fluence d'un moteur asynchrone avec courant statorique imposé.

On constate que ce système à régler possède deux entrées, à savoir la variation du courant statorique  $\Delta i_s$  et la variation de la fréquence statorique  $\Delta f_s$ . Par contre, il n'existe qu'une seule grandeur de sortie : la variation de la vitesse  $\Delta n$ . Comme grandeur de perturbation intervient la variation du couple résistant  $\Delta m$ .

Le système possède deux boucles fermées. L'une relie les variations des composantes  $\Delta \psi_{r\alpha}$  et  $\Delta \psi_{r\beta}$  du flux couplé rotorique et l'autre est due au fait que la variation  $\Delta n$  de la vitesse intervient en contre-réaction à l'intérieur du système.

On peut réduire le graphe de fluence de la figure 12.3. Dans un premier pas, on élimine la variable  $\Delta \psi_{r\alpha}$ , en introduisant l'équation (12.13) dans (12.14). Après un bref calcul, on en tire

$$\Delta \psi_{r\beta} = - \frac{\omega_n T_r \psi_{r\alpha} [1 - (f_r \omega_n T_r)^2 + s T_r] \Delta f_r + f_r \omega_n T_r x_h \Delta i_s}{(1 + s T_r)^2 + (f_r \omega_n T_r)^2} \quad (12.21)$$

où l'on a pris en considération la relation (12.19) pour  $\psi_{r\beta}/\psi_{r\alpha}$ .

En éliminant d'autres nœuds dans la figure 12.3, on obtient pour le graphe de fluence la forme intermédiaire représentée à la figure 12.4.

Enfin, on peut encore éliminer le seul nœud interne  $\Delta \psi_{r\beta}$ . Ceci permet d'aboutir à la forme complètement réduite du graphe de fluence donnée par la figure 12.5. Les expressions des fonctions de transfert introduites seront indiquées au paragraphe suivant.

### 12.2.6 Fonctions de transfert

On obtient les fonctions de transfert définies par le graphe de fluence de la figure 12.5 après un calcul relativement long, dont on renonce à indiquer ici les différentes

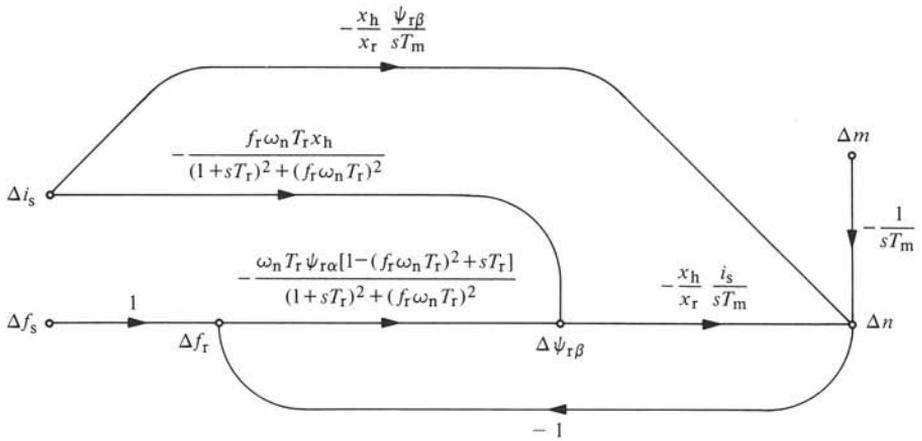


Fig. 12.4 Réduction intermédiaire du graphe de fluence de la figure 12.3.

étapes. Le résultat est le suivant :

$$G_{nf}^o(s) = \frac{1 - (f_r \omega_n T_r)^2 + s T_r}{1 - (f_r \omega_n T_r)^2 + s T_r + s T_m' [(1 + s T_r)^2 + (f_r \omega_n T_r)^2]} \quad (12.22)$$

$$G_{ni}^o(s) = 2 \frac{f_r}{i_s} \frac{1 + (f_r \omega_n T_r)^2 + s T_r + s^2 T_r^2 / 2}{1 - (f_r \omega_n T_r)^2 + s T_r + s T_m' [(1 + s T_r)^2 + (f_r \omega_n T_r)^2]} \quad (12.23)$$

$$G_{nm}^o(s) = \frac{T_m'}{T_m} \frac{(1 + s T_r)^2 + (f_r \omega_n T_r)^2}{1 - (f_r \omega_n T_r)^2 + s T_r + s T_m' [(1 + s T_r)^2 + (f_r \omega_n T_r)^2]} \quad (12.24)$$

Dans ces relations, on a introduit la constante de temps mécanique équivalente

$$T_m' = \frac{1 + (f_r \omega_n T_r)^2}{(x_h i_s)^2} \frac{x_r}{\omega_n T_r} T_m \quad (12.25)$$

Cette constante de temps dépend de  $f_r$  et  $i_s$ . Si le courant statorique est imposé en fonction de  $f_r$ , selon la relation (10.77), afin de maintenir le flux couplé au stator

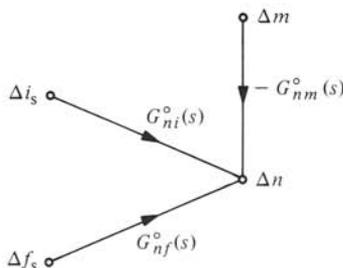


Fig. 12.5 Graphe de fluence de la figure 12.3 complètement réduit.

constant à  $\psi_s = 1$ , on obtient

$$T'_m = \left( \frac{x_s}{x_h} \right)^2 [1 + (f_r \omega_n T_r')^2] \frac{x_r}{\omega_n T_r} T_m \quad (12.26)$$

avec  $T_r' = \sigma T_r$  [voir équation (10.76)].

### 12.2.7 Propriétés des fonctions de transfert

Le dénominateur des fonctions de transfert (12.22), (12.23) et (12.24) présente le terme  $1 - (f_r \omega_n T_r)^2$ . Ce dernier devient négatif pour  $f_r \omega_n T_r > 1$ . Dans ce cas, les fonctions de transfert possèdent des pôles à parties réelles positives. Par conséquent, le système à régler présente lui-même un comportement instable pour  $f_r > 1/\omega_n T_r$ . La valeur limite pour  $f_r$  est relativement petite. Elle est dans tous les cas très inférieure à la fréquence de décrochage normale du moteur asynchrone.

A première vue, ce comportement instable du moteur asynchrone semble assez étonnant. Cependant, ceci est dû au fait que le courant statorique  $i_s$  est imposé. Si ce dernier reste constant, le couple du moteur est une fonction de la fréquence de glissement  $f_r$ . En effet, on tire à l'aide de (12.9) et (12.18) :

$$m_e = \frac{x_h^2}{x_r} \frac{f_r \omega_n T_r}{1 + (f_r \omega_n T_r)^2} i_s^2 \quad (12.27)$$

Cette relation est représentée par la figure 12.6 pour  $i_s = 1/x_s = \text{constant}$ . A titre de comparaison, on a aussi indiqué la courbe pour  $u_s = 1 = \text{constant}$  (à  $f_s = 1$ ). On reconnaît que, pour  $i_s = \text{constant}$ , la fréquence de décrochage apparente est très faible (dans le cas représenté à  $f_r = 0,019$ ). Elle correspond à la limite de stabilité  $f_r = 1/\omega_n T_r$  mentionnée ci-dessus. Cette fréquence de décrochage apparente est en général inférieure à la fréquence de glissement  $f_{rn}$  au point de fonctionnement nominal. Ainsi, on travaille presque toujours sur la partie de la courbe ayant une pente négative où le fonctionnement est instable. Il s'agit donc d'une instabilité statique.

Les circuits de réglage doivent présenter une structure apte à stabiliser le moteur asynchrone instable (voir sect. 12.3).

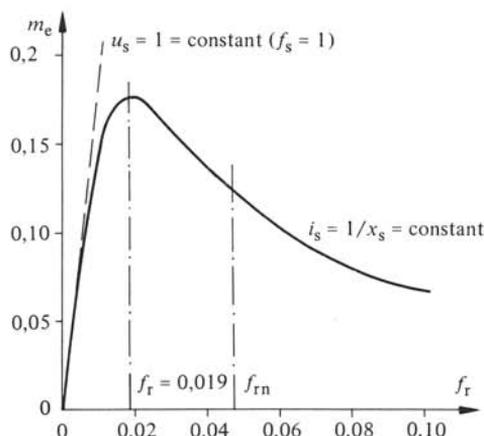


Fig. 12.6 Caractéristique statique d'un moteur asynchrone avec courant statorique imposé.

### 12.2.8 Réponses harmoniques

A titre d'exemple, la réponse harmonique de  $G_{nf}^0(s)$ , calculée par ordinateur, est représentée à la figure 12.7. Le système à régler pouvant être instable, on a choisi la représentation dans le plan complexe (diagramme de Nyquist). On constate une forte dépendance de ces courbes vis-à-vis du point de fonctionnement exprimé par la fréquence de glissement  $f_r$ . A marche nominale ( $f_r = 0,0475$ ), la réponse harmonique tourne pour de petites valeurs de  $\omega$  en sens inverse des aiguilles d'une montre. Ce fait est caractéristique d'un système ouvert instable. Pour  $\omega > 15 \text{ s}^{-1}$ , la courbe tourne dans le sens normal. Ceci signifie que le système se stabilise pour des variations rapides. Ce fait simplifie la stabilisation, par les circuits de réglage, du système à régler instable.

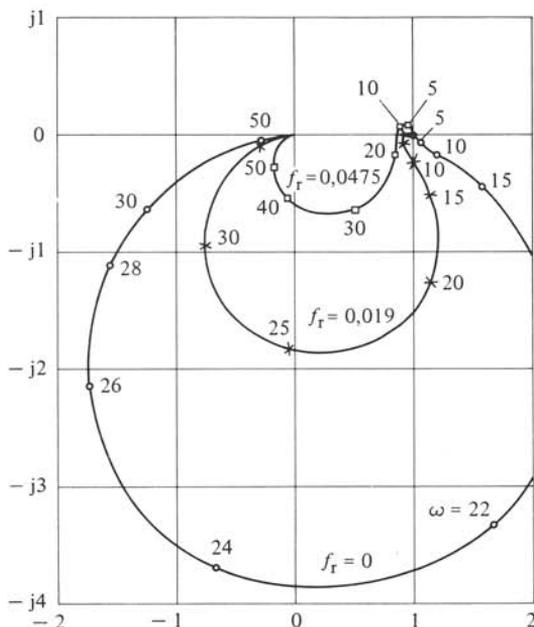


Fig. 12.7 Réponses harmoniques de la fonction de transfert  $G_{nf}^0(s)$ .

## 12.3 RÉGLAGE DE VITESSE

### 12.3.1 Graphe de fluence

En tenant compte du graphe de fluence complètement réduit du système à régler de la figure 12.5, on peut établir le graphe de fluence des circuits de réglage de vitesse, en se basant sur le schéma de principe de la figure 12.1. Ce graphe de fluence est représenté à la figure 12.8.

Les retards du circuit de réglage du courant statorique sont négligés, comme on l'a déjà mentionné au paragraphe 12.1.3. De même, on suppose que le générateur de consigne triphasé ne comporte aucun retard, c'est-à-dire que l'on a  $\Delta i_s = \Delta i_{sc}$  et  $\Delta f_s = \Delta f_{sc}$ .

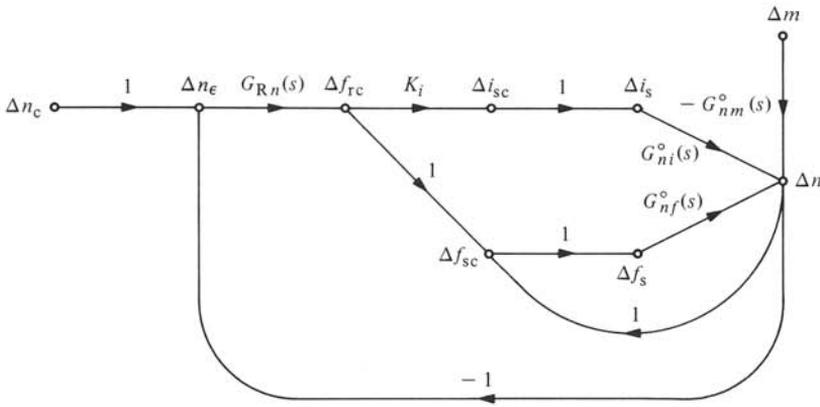


Fig. 12.8 Graphe de fluence des circuits de réglage de vitesse.

La caractéristique du générateur de fonctions non linéaires qui donne la valeur de consigne  $i_{sc}$  en fonction de  $f_{rc}$  est donnée par la relation (10.77), où l'on doit poser  $i_s = i_{sc}$  et  $f_r = f_{rc}$ , d'où

$$i_{sc} = \frac{1}{x_s} \sqrt{\frac{1 + (f_{rc} \omega_n T_r)^2}{1 + (f_{rc} \omega_n T_r')^2}} \quad (12.28)$$

Cette fonction doit être linéarisée en introduisant le facteur de transfert  $K_i$ . On peut déterminer ce facteur de transfert en dérivant la relation (12.28) par rapport à  $f_{rc}$ . On tire

$$K_i = \frac{di_{sc}}{df_{rc}} = \frac{f_{rc} \omega_n^2}{x_s} \sqrt{\frac{1 + (f_{rc} \omega_n T_r')^2}{1 + (f_{rc} \omega_n T_r)^2}} \frac{T_r^2 - T_r'^2}{[1 + (f_{rc} \omega_n T_r')^2]^2} \quad (12.29)$$

Le facteur de transfert  $K_i$  dépend fortement du point de fonctionnement donné par

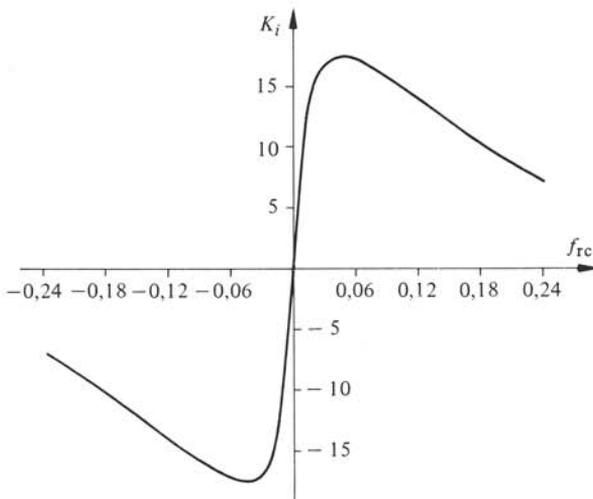


Fig. 12.9 Facteur de transfert  $K_i$  du générateur de fonctions non linéaires.

$f_{rc}$ . Dans la figure 12.9, on a représenté  $K_i$  en fonction de  $f_{rc}$ . On rappelle que la dépendance entre  $i_{sc} = i_s$  et  $f_{rc} = f_r$  découle de la figure 10.10.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est  $G_{Rn}(s)$ . Le type de régulateur à employer sera déterminé ultérieurement.

Le graphe de fluence de la figure 12.8 est encore complété par les branches représentant l'influence de la vitesse qui intervient, selon le schéma de principe de la figure 12.1, d'une part à l'entrée du régulateur et d'autre part sur la formation de la valeur de consigne  $f_{sc}$ .

Il découle de la figure 12.8 qu'il existe deux branches de rétroaction partant de  $\Delta n$  : une branche de réaction positive (branche avec facteur de transfert 1) pour former  $\Delta f_{sc} = \Delta f_{rc} + \Delta n$  et une branche de contre-réaction (branche avec facteur de transfert  $-1$ ) pour former l'écart de réglage  $\Delta n_e = \Delta n_c - \Delta n$ . Bien qu'il existe deux boucles, on n'a qu'un seul régulateur  $G_{Rn}(s)$  avec lequel on peut influencer le comportement de ces circuits de réglage.

### 12.3.2 Transformation du graphe de fluence

Pour l'analyse du circuit de réglage de vitesse, il est avantageux de transformer le graphe de fluence de la figure 12.8, en éliminant la boucle de réaction positive et en rassemblant les deux branches en parallèle. Avec  $\Delta f_{sc} = \Delta f_{rc} + \Delta n$ , on tire de la figure 12.8 :

$$\Delta n = G_{nf}^o(s) (\Delta f_{rc} + \Delta n) + K_i G_{ni}^o(s) \Delta f_{rc} - G_{nm}^o(s) \Delta m \quad (12.30)$$

Si l'on met en évidence  $\Delta n$ , on obtient

$$\Delta n = G_{nf}(s) \Delta f_{rc} - G_{nm}(s) \Delta m \quad (12.31)$$

où l'on a introduit les fonctions de transfert équivalentes

$$G_{nf}(s) = \frac{G_{nf}^o(s) + K_i G_{ni}^o(s)}{1 - G_{nf}^o(s)} \quad (12.32)$$

et

$$G_{nm}(s) = \frac{G_{nm}^o(s)}{1 - G_{nf}^o(s)} \quad (12.33)$$

Il est ainsi possible de réduire le graphe de fluence à la forme représentée par la figure 12.10. On a maintenant la configuration d'un circuit de réglage simple.

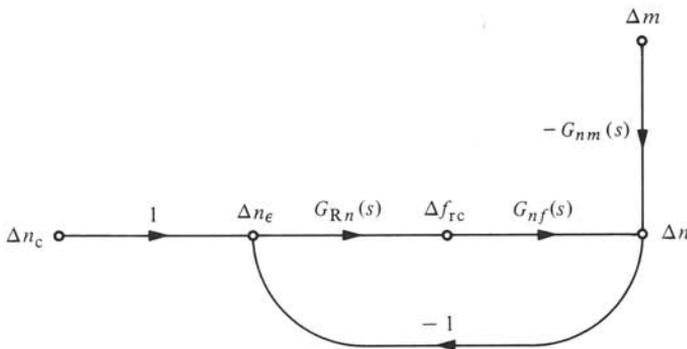


Fig. 12.10 Réduction du graphe de fluence de la figure 12.8.

**12.3.3 Fonctions de transfert équivalentes**

Puisque  $G_{nf}^0(s)$  est donné par l'équation (12.22), on a

$$1 - G_{nf}^0(s) = \frac{s T'_m [(1 + s T_r)^2 + (f_r \omega_n T_r)^2]}{1 - (f_r \omega_n T_r)^2 + s T_r + s T'_m [(1 + s T_r)^2 + (f_r \omega_n T_r)^2]} \tag{12.34}$$

Le dénominateur de cette expression constitue aussi le dénominateur de  $G_{nf}^0(s)$ ,  $G_{ni}^0(s)$  et  $G_{nm}^0(s)$  [voir équations (12.22), (12.23) et (12.24)]. Ce dénominateur commun se simplifie donc dans les fonctions de transfert (12.32) et (12.33). Pour ces dernières, on obtient après quelques transformations :

$$G_{nf}(s) = \frac{K'_i + 1 + (K'_i - 1)(f_r \omega_n T_r)^2 + s(K'_i + 1)T_r + s^2 T_r^2 K'_i / 2}{s T'_m [(1 + s T_r)^2 + (f_r \omega_n T_r)^2]} \tag{12.35}$$

et

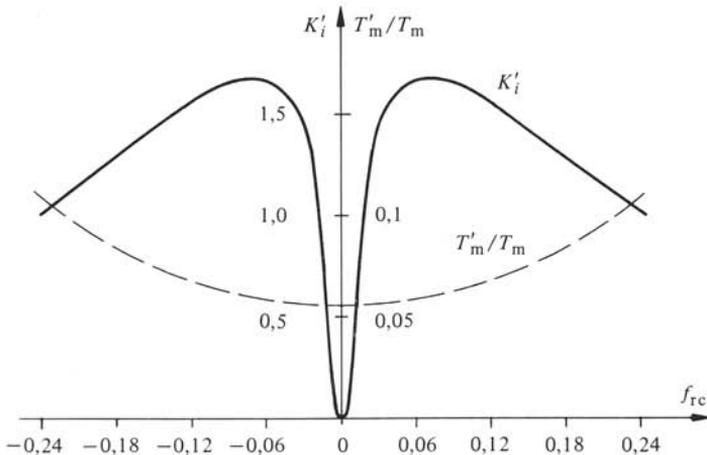
$$G_{nm}(s) = \frac{1}{s T_m} \tag{12.36}$$

Pour l'abréviation de l'écriture, on a introduit

$$K'_i = 2 K_i \frac{f_{rc}}{i_{sc}} = 2 \frac{(f_{rc} \omega_n)^2 (T_r^2 - T_r'^2)}{[1 + (f_{rc} \omega_n T_r)^2] [1 + (f_{rc} \omega_n T_r')^2]} \tag{12.37}$$

Les coefficients  $K'_i$  et  $T'_m$  dans la fonction de transfert (12.35) dépendent du point de fonctionnement exprimé par la valeur de consigne de la fréquence rotorique  $f_{rc}$ . Leur allure en fonction de  $f_{rc}$  est indiquée à la figure 12.11.

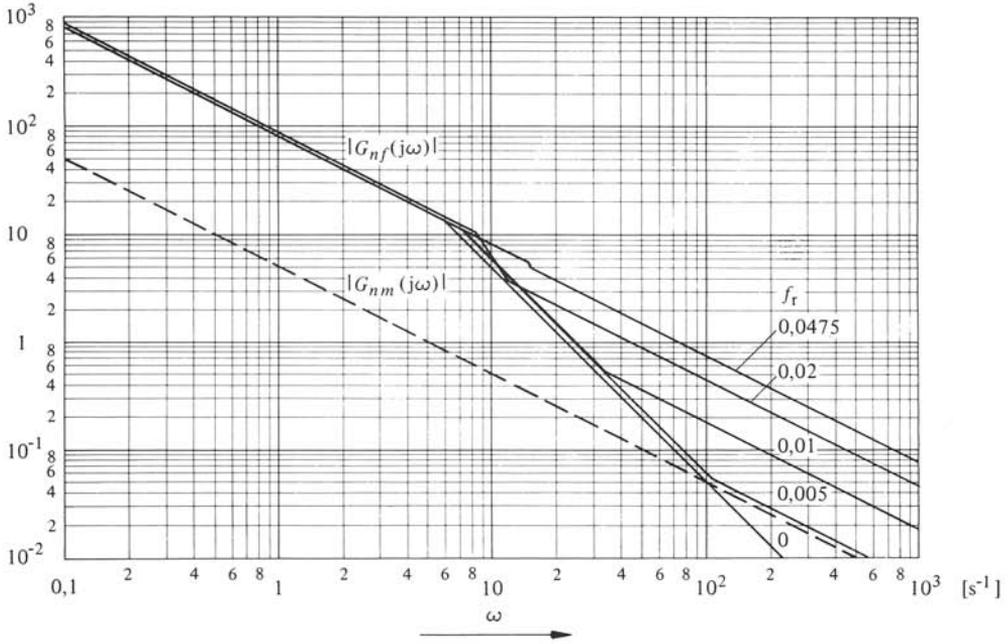
On remarque que la fonction de transfert  $G_{nf}(s)$  présente un comportement stable, car les racines de  $(1 + s T_r)^2 + (f_r \omega_n T_r)^2 = 0$  possèdent toujours des composantes réelles négatives. La présence de la réaction positive (branche entre  $\Delta n$  et  $\Delta f_{sc}$  dans le graphe de fluence de la figure 12.8) est à l'origine de la stabilisation du système à régler instable.



**Fig. 12.11** Coefficients  $K'_i$  et  $T'_m$  en fonction du point de fonctionnement.

**12.3.4 Etude du circuit de réglage ouvert**

Les réponses harmoniques des fonctions de transfert  $G_{nf}(s)$  et  $G_{nm}(s)$  sont représentées à la figure 12.12. Il s'agit d'approximations par droites. Pour la construction, on doit calculer numériquement les racines du dénominateur et du numérateur de la fonction de transfert (12.35), en résolvant des équations quadratiques en  $s$ . On obtient ainsi les pulsations de coupure de la réponse harmonique.



**Fig. 12.12** Réponses harmoniques des fonctions de transfert équivalentes.

On constate que la fréquence rotorique  $f_r$  possède une influence très importante sur l'allure de la réponse harmonique, en particulier pour des valeurs de  $\omega > 10 \text{ s}^{-1}$ , c'est-à-dire dans le domaine intéressant la stabilisation du circuit de réglage.

Pour la marche à vide ( $f_r = 0$ ), on tire de (12.35), avec  $K_i' = 0$ ,

$$G_{nf}(s) \Big|_{f_r = 0} = \frac{1}{s T_m' (1 + s T_r)} \tag{12.38}$$

Par contre, pour la marche à charge nominale ( $f_r = f_{rn} = 0,0475$ ), on déduit de la figure 12.12 l'approximation

$$G_{nf}(s) \Big|_{f_r = f_{rn}} \cong \frac{1}{s T_m'} \tag{12.39}$$

Cette relation n'est pas valable dans tous les cas et il s'avère nécessaire de la vérifier de cas en cas, selon les données numériques de  $K_i'$ ,  $T_m'$  et  $T_r$ .

### 12.3.5 Stabilisation du circuit de réglage

La stabilisation du circuit de réglage avec un régulateur standard de type PI ou PID, ayant des constantes de temps fixes, est très difficile à cause de la forte dépendance de la fonction de transfert vis-à-vis du point de fonctionnement.

Le point de fonctionnement le plus défavorable en ce qui concerne la stabilité est la marche à vide. Dans ce cas, on aurait besoin d'un régulateur PID avec la fonction de transfert

$$G_{Rn}(s) = \frac{(1 + s T_{nn})(1 + s T_{vn})}{s T_{in}} \quad (12.40)$$

Ainsi on obtient, pour la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert

$$G_{no}(s) = G_{Rn}(s) G_{nf}(s) = \frac{(1 + s T_{nn})(1 + s T_{vn})}{s T_{in}} \frac{1}{s T'_m (1 + s T_r)} \quad (12.41)$$

Avec la constante de temps  $T_{vn}$ , on peut compenser  $T_r$ . Ensuite, il faut choisir  $T_{nn}$  et  $T_{in}$  de manière à obtenir une intervention rapide du régulateur (voir sect. 7.5).

Par contre, pour le point de fonctionnement à charge nominale, on obtient par la fonction de transfert (12.39) et le régulateur PID avec  $T_{vn} = T_r$  :

$$G_{no}(s) = \frac{(1 + s T_{nn})(1 + s T_r)}{s T_{in}} \frac{1}{s T'_m} \quad (12.42)$$

Cette expression possède pour  $s \rightarrow \infty$  une asymptote  $G_{no}(s) = T_{nn} T_r / T_{in} T'_m =$  constante  $> 1$ . Cette allure de la fonction de transfert est à éviter dans tous les cas parce que le circuit de réglage serait hautement instable en raison de l'existence des petites constantes de temps que l'on a négligées jusqu'ici.

Pour obtenir une stabilisation satisfaisante pour le fonctionnement à charge nominale, il est nécessaire d'utiliser un régulateur PI. Avec la fonction de transfert

$$G_{Rn}(s) = \frac{1 + s T_{nn}}{s T_{in}} \quad (12.43)$$

on a pour le point de fonctionnement nominal ( $f_r = 0,0475$ )

$$G_{no}(s) \cong \frac{1 + s T_{nn}}{s T_{in}} \frac{1}{s T'_m} \quad (12.44)$$

Les constantes de temps  $T_{nn}$  et  $T_{in}$  déterminent la rapidité du circuit de réglage.

Avec ce régulateur PI, on obtient en marche à vide la fonction de transfert du circuit de réglage ouvert

$$G_{no}(s) = \frac{1 + s T_{nn}}{s T_{in}} \frac{1}{s T'_m (1 + s T_r)} \quad (12.45)$$

Dans le domaine des valeurs de  $s = j\omega$  qui sont déterminantes pour la stabilité, on constate une asymptote proportionnelle à  $1/s^2$ , indiquant un comportement à la limite de stabilité (comportement non amorti). Dans la pratique, on utilise un régulateur PI, tout en s'accommodant du comportement non amorti en marche à vide.

### 12.3.6 Détermination des constantes de temps du régulateur

La détermination des constantes de temps du régulateur PI se fait à l'aide des réponses harmoniques indiquées à la figure 12.13. La composante proportionnelle  $T_{nn}/T_{in}$  est d'abord fixée de façon telle que  $|G_{no}(j\omega)| = 1$  tombe dans le domaine de  $\omega = \omega_1$  dans lequel les petites constantes de temps ne menacent pas encore la stabilité. On a jusqu'à présent négligé ces petites constantes de temps. Elles sont surtout introduites par le circuit de réglage du courant statorique. On peut les estimer à quelques ms. Pour avoir une certaine sécurité, on fixe  $\omega_1 = 100 \text{ s}^{-1}$ . Cela implique une composante proportionnelle du régulateur PI de  $T_{nn}/T_{in} = 1,33$  (voir fig. 12.13).

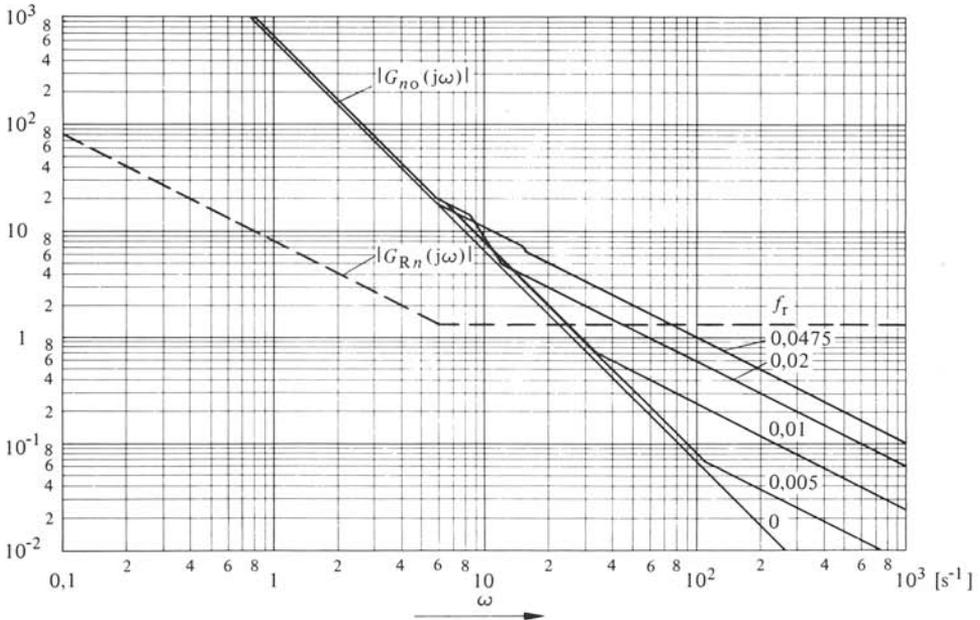


Fig. 12.13 Réponses harmoniques du circuit de réglage de vitesse ouvert.

La constante de temps  $T_{nn}$  est choisie égale à  $T_r$ . Ainsi, la réponse harmonique  $|G_{no}(j\omega)|$  ne présente pas de pente supérieure à 2 (en valeur absolue) sur une large gamme de  $\omega$ , même pour le point de fonctionnement critique de la marche à vide à  $f_r = 0$ .

Avec  $T_{nn} = T_r = 0,166 \text{ s}$ , la constante de temps d'intégration devient  $T_{in} = T_{nn}/1,33 = 0,125 \text{ s}$ .

Pour des faibles charges, c'est-à-dire pour de petites valeurs de  $f_r$ , en particulier pour  $f_r = 0$  (marche à vide), le circuit de réglage est à la limite de stabilité ou mal amorti. Cependant, cette instabilité n'est pas très dangereuse. Lorsque la fréquence rotorique  $f_r$  augmente à cause d'une oscillation, l'amortissement du circuit de réglage augmente et l'amplitude de l'oscillation reste relativement modeste.

### 12.3.7 Régulateur adaptatif

Avec un régulateur adaptatif, on pourrait réaliser une stabilisation convenable pour tous les points de fonctionnement. Dans ce but, on ne doit pas seulement faire

varier les constantes de temps du régulateur, mais aussi sa structure. D'un régulateur PID pour  $f_r = 0$ , on passe progressivement à une structure PID avec circuits de lissage pour aboutir à charge nominale à une structure PI. Ce régulateur adaptatif est représenté schématiquement à la figure 12.14. L'adaptation se fait avec le propre signal de sortie  $f_{rc}$  du régulateur de vitesse. Il est évident que la réalisation de ce régulateur devient assez complexe; on ne l'utilisera que dans des cas exceptionnels pour lesquels il faut garantir des exigences dynamiques élevées.

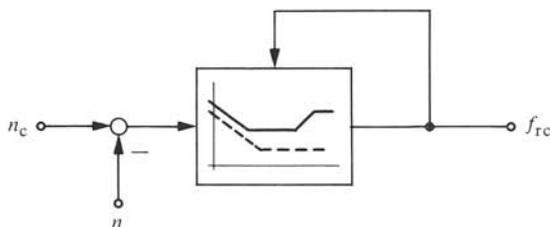


Fig. 12.14 Régulateur de vitesse adaptatif.

### 12.3.8 Fonctions de transfert du circuit de réglage fermé

Le graphe de fluence de la figure 12.10 peut être réduit sous la forme représentée à la figure 12.15. Les fonctions de transfert du circuit de réglage fermé sont

$$G'_n(s) = \frac{G_{no}(s)}{1 + G_{no}(s)} \quad (12.46)$$

et

$$G'_{nm}(s) = \frac{G_{nm}(s)}{1 + G_{no}(s)} \quad (12.47)$$

La fonction de transfert  $G_{no}(s)$  est indiquée au paragraphe 12.3.5.

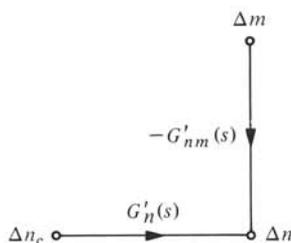


Fig. 12.15 Graphe de fluence complètement réduit des circuits de réglage de vitesse.

### 12.3.9 Réponses indicielles du circuit de réglage fermé

Pour déterminer les réponses indicielles du circuit de réglage fermé, on peut calculer avec des expressions approximatives pour  $G_{no}(s)$ , afin de faciliter la transformation de Laplace inverse. De la figure 12.13, on obtient des approximations numériques (valables pour le cas d'un régulateur non adaptatif). Pour  $f_r = 0,0475$  on a

$$G_{no}(s) = \frac{1 + s \, 0,143}{s^2 \, 1,43 \cdot 10^{-3}} \quad (12.48)$$

et pour  $f_r = 0,005$

$$G_{no}(s) = \frac{1 + s \, 0,0094}{s^2 \, 1,11 \cdot 10^{-3}} \quad (12.49)$$

Les figures 12.16 et 12.17 représentent les réponses indicielles  $\gamma'_n(t)$  pour une variation de la valeur de consigne  $\Delta n_c$  et  $\gamma'_{nm}(t)$  pour une variation du couple résistant  $\Delta m$ . Les courbes ont été calculées par ordinateur. On remarque clairement le mauvais amortissement pour  $f_r = 0,005$ .

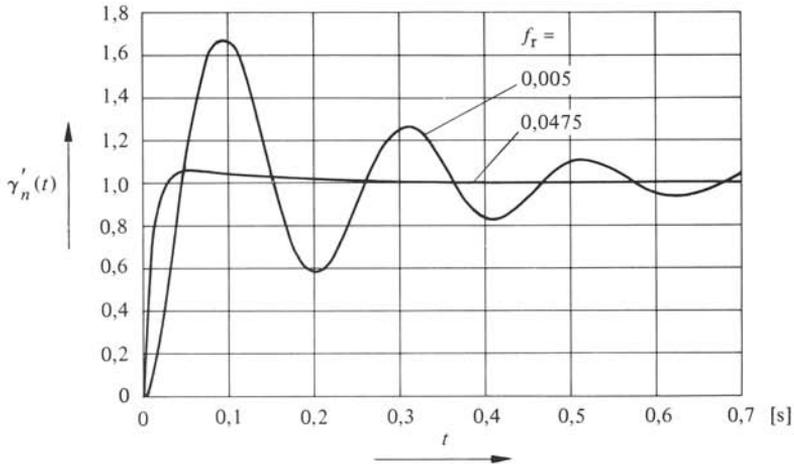


Fig. 12.16 Réponses indicielles de la vitesse, lors d'une variation brusque de la valeur de consigne.

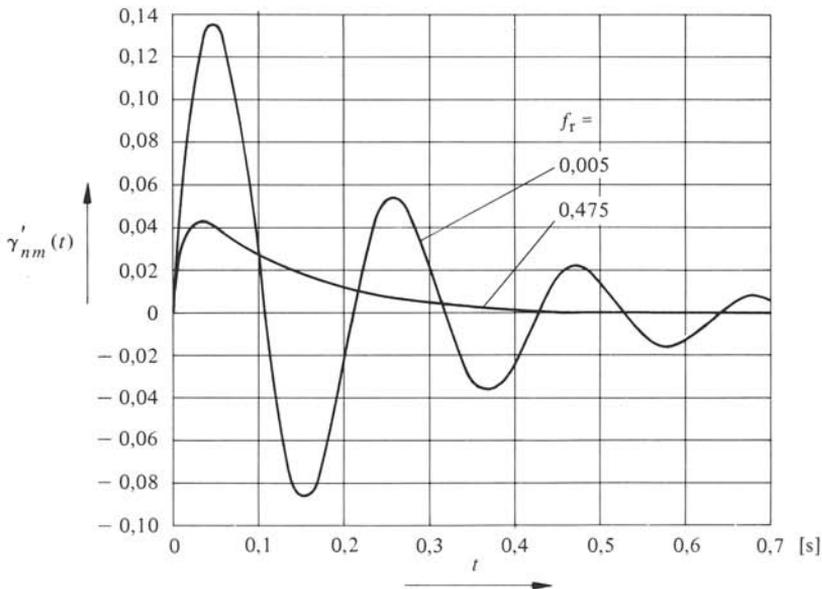


Fig. 12.17 Réponses indicielles de la vitesse, lors d'une variation brusque du couple résistant.

Ces courbes ne sont valables que pour de petites variations, à cause de la grande dépendance de la fonction de transfert vis-à-vis du point de fonctionnement. On constate aussi que le temps de réglage, lors d'une variation du couple résistant  $\Delta m$ , est assez élevé. On peut attribuer ce fait à la constante de temps  $T_{nn} = 0,166$  s du régulateur de vitesse. Cette valeur est plus élevée que la valeur optimale  $T_{nn} = 2/\omega_1 = 0,02$  s.

### 12.3.10 Réglage orienté par rapport au flux

Les circuits de réglage de vitesse étudiés dans ce chapitre sont relativement simples à réaliser. Par contre, comme on l'a constaté, les performances dynamiques sont plutôt mauvaises. Dans des cas particuliers, exigeant des performances dynamiques élevées, on doit faire appel à d'autres principes de réglage.

Pour le moteur asynchrone, on obtient des résultats comparables, voire meilleurs que dans le cas du réglage de moteurs à courant continu, en réglant les grandeurs des axes  $\alpha, \beta$  dans le système de coordonnées tournant à la vitesse synchrone. Ceci implique la réalisation de la transformation de coordonnées. En orientant le système de coordonnées par rapport au flux statorique ou au flux rotorique, on peut intervenir séparément sur le flux et sur le couple électromécanique. Ainsi, la rapidité de réglage est très élevée.

Cependant, ce procédé de réglage, appelé réglage orienté par rapport au flux, exige en plus la détermination directe ou indirecte du flux dans la machine asynchrone. Pour ces raisons, la réalisation pratique des circuits de réglage concernés devient très complexe. Le réglage orienté par rapport au flux n'est donc utilisé que dans des cas exceptionnels, où des performances très élevées doivent être atteintes.



## ENTRAÎNEMENTS RÉGLÉS AVEC MOTEURS SYNCHRONES

### 13.1 INTRODUCTION

#### 13.1.1 Généralités

Le moteur synchrone, comme le moteur asynchrone, n'est utilisé que depuis quelques années pour les entraînements réglés. En effet, il nécessite également un convertisseur de fréquence pour faire varier sa vitesse. Grâce aux propriétés particulières de la machine synchrone, on peut faire appel à des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle, qui sont plus simples du point de vue du montage et du fonctionnement que les convertisseurs de fréquence à commutation forcée. Malgré cela, le moteur synchrone n'est compétitif avec le moteur à courant continu que dans des applications particulières, par exemple pour des puissances élevées.

Un autre domaine d'application très intéressant du moteur synchrone à vitesse variable est donné par les entraînements multiples, demandant un synchronisme absolu, par exemple pour les machines textiles. Ces installations comportent un grand nombre de moteurs synchrones d'une puissance nominale de quelques kW. Les moteurs sont alimentés par un seul convertisseur de fréquence à commutation forcée. Ils tournent à la même vitesse, selon la fréquence imposée. Cette disposition permet d'éviter des arbres de transmission mécaniques avec des engrenages. Ainsi, on aboutit à une solution globale économique.

On peut constater une certaine normalisation, au moins en ce qui concerne les circuits de puissance. Par contre, on trouve des circuits de réglage et de commande assez différents; on utilise ici aussi des circuits de réglage en cascade.

Le principe des entraînements réglés au moyen de moteurs synchrones est déjà connu depuis les années trente. Cependant, la réalisation n'a été possible qu'à partir de 1960 environ, grâce au développement de l'électronique de puissance et de celle de réglage et de commande. Le développement et le perfectionnement de ce type d'entraînements se fait parallèlement à celui des entraînements réglés par moteurs asynchrones.

En ce qui concerne les deux variantes présentées à la section 9.4, on se limitera à une étude plus approfondie du moteur à convertisseur de courant, c'est-à-dire du moteur synchrone alimenté par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu. Les paragraphes suivants présenteront le schéma de principe, ainsi que la description du fonctionnement. Les caractéristiques statiques de ce type d'entraînement sont fortement liées à la commande du convertisseur de fréquence. On déterminera ces caractéristiques statiques à la section 13.2. Les sections 13.3 à 13.5, par contre, seront consacrées à l'étude de cet entraînement du point de vue du réglage.

### 13.1.2 Schéma de principe

Le schéma de principe d'un moteur à convertisseur de courant est représenté à la figure 13.1. Le moteur synchrone 1 est alimenté par le convertisseur de fréquence composé d'un convertisseur de courant 2a, commuté par le réseau d'alimentation, et d'un convertisseur de courant 2b, commuté par la machine synchrone. Ces deux convertisseurs de courant sont couplés par le circuit intermédiaire à courant continu (voir sect. XV.11.3). Le convertisseur de courant 2a fonctionne normalement en redresseur et le convertisseur de courant 2b en onduleur. Le convertisseur de courant 2a est commandé par le dispositif de commande de gâchettes 3, dont la tension de commande  $u_{cm}$  est fournie par le régulateur du courant du circuit intermédiaire 4. Celui-ci est influencé par la différence entre la valeur de consigne  $i_{zc}$  et la valeur mesurée  $i_z$  du courant continu dans le circuit intermédiaire. Le courant continu  $i_z$  est une mesure pour le courant statorique. La valeur de consigne  $i_{zc}$  provient du dispositif de commutation 12, tandis que la valeur réelle (valeur mesurée)  $i_z$  est fournie par le transformateur de courant triphasé avec redresseur 5.

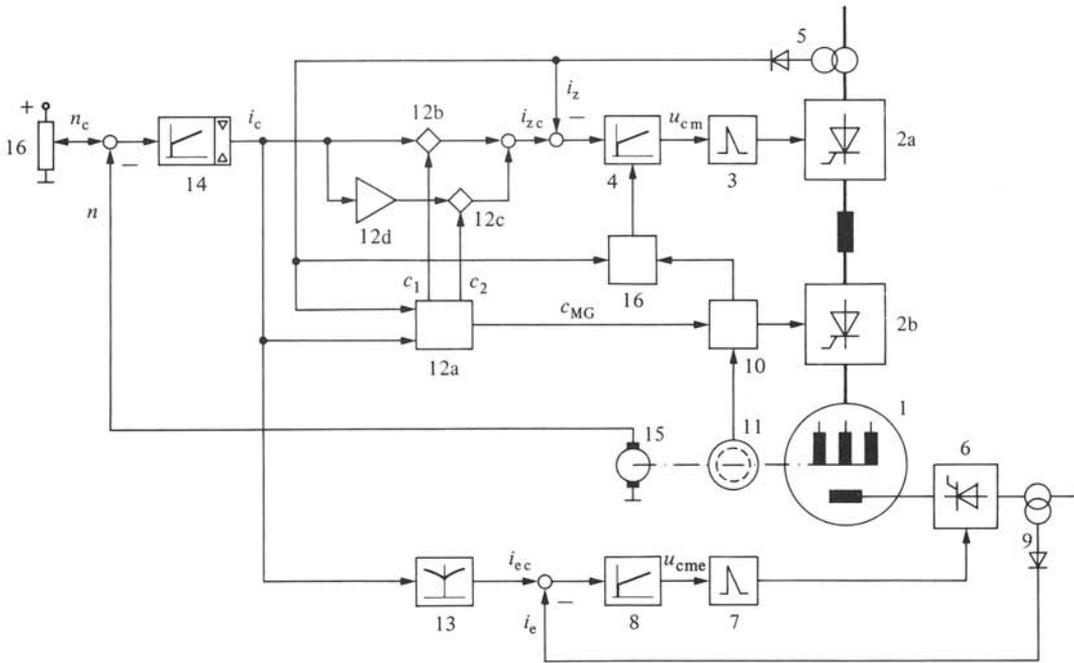


Fig. 13.1 Schéma de principe d'un moteur à convertisseur de courant.

L'excitation du moteur synchrone est garantie par le convertisseur de courant 6, qui est commandé par le dispositif de commande de gâchettes 7. Le régulateur du courant d'excitation 8 élabore la différence entre la valeur de consigne  $i_{ec}$ , fournie par le générateur de fonctions non linéaires 13, et la valeur mesurée  $i_e$ , qui est également obtenue par un transformateur de courant avec redresseur 9.

Le convertisseur de courant 2b, fonctionnant normalement en onduleur, est commandé par le dispositif de commande 10 en fonction de la position de la roue polaire

du moteur synchrone. Cette dernière est donnée par le capteur 11. Les impulsions d'allumage sont fournies avec un angle de retard d'allumage  $\alpha_p$  constant par rapport à la roue polaire. Cet angle est différent pour le fonctionnement en moteur et en génératrice. Ce changement se fait à l'aide du signal logique  $c_{MG}$ .

Ce signal découle du dispositif logique 12a en fonction de la valeur de consigne globale  $i_c$ . Des valeurs positives de cette valeur de consigne impliquent un fonctionnement en moteur, et des valeurs négatives un fonctionnement en génératrice. Cependant, le changement du signal  $c_{MG}$  ne peut avoir lieu que si le courant est nul dans la machine synchrone. Par conséquent, la valeur mesurée  $i_z$  du courant dans le circuit intermédiaire intervient aussi sur le dispositif logique 12a et permet d'imposer le changement uniquement à courant nul.

Puisque le courant continu dans le circuit intermédiaire ne peut être que positif, il faut que la valeur de consigne  $i_{zc}$  soit aussi positive en régime établi. Le dispositif logique 12a intervient donc également sur les commutateurs de signaux analogiques 12b et 12c. Ce dernier est combiné avec un amplificateur inverseur 12d. La commutation se fait de sorte que l'on ait  $i_{zc} = i_c$  pour le fonctionnement en moteur et  $i_{zc} = -i_c$  pour le fonctionnement en génératrice.

La valeur de consigne  $i_{ec}$  pour le courant d'excitation est formée, comme on l'a déjà mentionné, par le générateur de fonctions non linéaires 13. Celui-ci est influencé par la valeur de consigne globale  $i_c$  et la caractéristique doit être déterminée de sorte que le flux statorique  $\psi_s$  du moteur synchrone reste constant.

La valeur de consigne globale  $i_c$  est fournie par le régulateur de vitesse 14, qui est superposé aux circuits de réglage du courant dans le circuit intermédiaire et du courant d'excitation. La valeur réelle  $n$  de la vitesse est mesurée à l'aide de la dynamo tachymétrique 15.

Enfin, on doit encore mentionner la logique de démarrage 16. Elle intervient sur le régulateur de courant 4 et garantit le fonctionnement particulier pendant le démarrage, décrit au paragraphe 13.1.4.

### 13.1.3 Fonctionnement du moteur à convertisseur de courant

Le principe de fonctionnement du moteur à convertisseur de courant découle de la figure 13.2. On a représenté (en grandeurs relatives) les tensions simples  $u_a$ ,  $u_b$  et  $u_c$  aux bornes de l'enroulement triphasé du stator de la machine synchrone, le courant continu  $i_z$  du circuit intermédiaire et les trois courants alternatifs  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  de l'onduleur (convertisseur de courant 2b de la figure 13.1). Les courants  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  sont définis positifs en direction de l'onduleur. Par contre, les courants statoriques  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sont définis positifs en direction du moteur. Par conséquent, ces courants sont en opposition de phase ( $i_1 = -i_a$ ,  $i_2 = -i_b$  et  $i_3 = -i_c$ ). En outre, la figure 13.2 contient l'allure de la puissance active  $p$  transmise par l'onduleur, ainsi que le couple électromagnétique  $m_e$  du moteur synchrone.

Dans la figure 13.2, on a pris en considération le phénomène de la commutation naturelle. Celui-ci est très important pour le fonctionnement du moteur à convertisseur de courant. L'angle d'empiètement  $\mu$  dépend du courant  $i_z$  qui est à commuter et de la réactance de commutation  $\omega L_c$ . Cette dernière est donnée par la réactance impulsionnelle de la machine synchrone pour le court-circuit biphasé. Avec une bonne approximation, on peut calculer cette réactance avec une valeur moyenne comprise entre

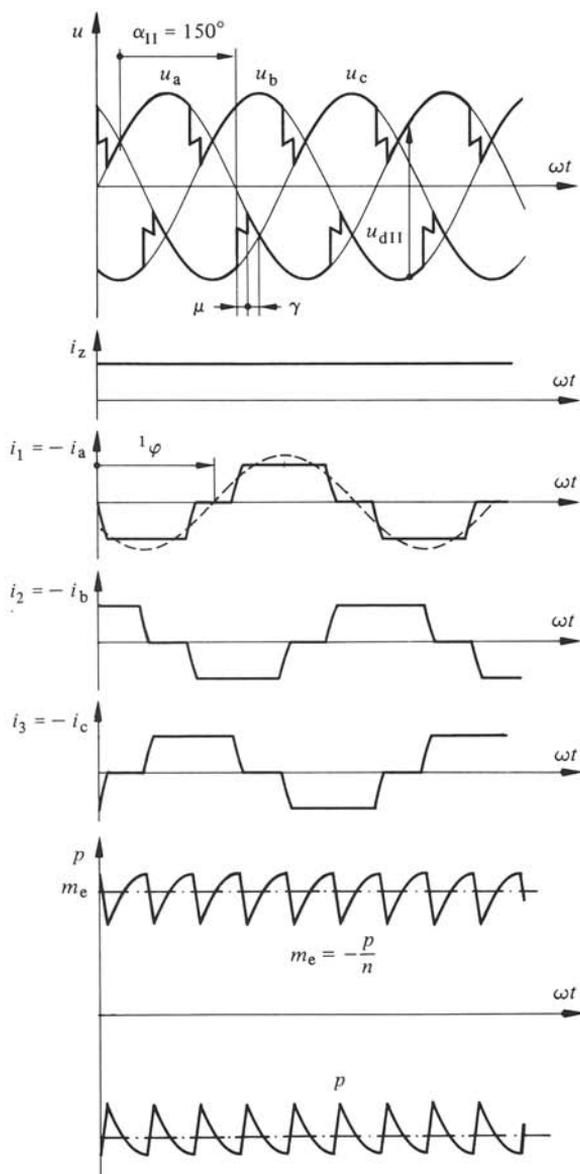


Fig. 13.2 Fonctionnement du moteur à convertisseur de courant.

les valeurs des deux réactances subtransitoires  $x_d''$  et  $x_q''$  dans les axes direct et transverse.

La tension composée  $U_c$ , déterminante pour la commutation, est proportionnelle à la vitesse de la machine synchrone et varie donc proportionnellement à la fréquence. Quant à l'angle d'empîement, avec  $\sqrt{2} U_c = \omega \sqrt{3} \hat{U}_n / \omega_n$ , on obtient, pour un circuit

de commutation purement inductif (voir sect. XV.6.2),

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_{II} + \mu) &= \cos \alpha_{II} - \frac{I_d}{\hat{I}_c} = \cos \alpha_{II} - \frac{2 \omega L_c I_z}{\sqrt{2} U_c} = \\ &= \cos \alpha_{II} - \frac{2 \omega_n L_c I_z}{\sqrt{3} \hat{U}_n} \end{aligned} \quad (13.1)$$

L'angle d'empiètement  $\mu$  ne varie pas avec la fréquence, c'est-à-dire avec la pulsation  $\omega$ . Cependant, aux basses fréquences (au-dessous de quelques Hertz), il n'est plus admissible de négliger la résistance ohmique dans le circuit de commutation. Dans ce cas réel, l'angle d'empiètement augmente rapidement pour de petites valeurs de la pulsation  $\omega$ . La commutation parfaite de l'onduleur par la machine synchrone n'est donc plus garantie aux basses fréquences. Un fonctionnement à des vitesses inférieures à 5 à 20% environ de la vitesse nominale n'est pas possible. Pour le démarrage à partir de l'arrêt, il faut prendre des mesures particulières; on l'expliquera au paragraphe suivant.

Comme on le voit à la figure 13.2, l'onde fondamentale du courant alternatif de l'onduleur est retardée d'un angle  ${}^1\varphi$ . En négligeant le phénomène de la commutation, on a  ${}^1\varphi = \alpha_{II}$ , où  $\alpha_{II}$  est l'angle de retard d'allumage de l'onduleur. En tenant compte de l'empiètement, on a, avec une bonne approximation,  ${}^1\varphi = \alpha_{II} + \mu/2$  (voir sect. XV.9.4).

Le courant statorique du moteur synchrone  $i_s$  est opposé au courant alternatif de l'onduleur. L'onde fondamentale du courant statorique est donc déphasée d'un angle  $\varphi = 180^\circ - {}^1\varphi$ . Elle est en avance par rapport à la tension. Ceci correspond au fonctionnement en moteur surexcité de la machine synchrone.

Eu égard au fonctionnement en onduleur, il n'est donc pas possible de faire travailler le moteur synchrone avec un déphasage quelconque entre courant et tension statorique. En particulier, on ne peut pas travailler avec un  $\cos \varphi = 1$ . Puisque le  $\cos \varphi$  doit être inférieur à 0,90 environ, il s'avère nécessaire de surdimensionner le moteur synchrone ainsi que le convertisseur de fréquence.

A la figure 13.2, on a encore indiqué la valeur instantanée de la puissance active transmise par l'onduleur. Cette dernière est égale à

$$p = u_a i_1 + u_b i_2 + u_c i_3 \quad (13.2)$$

La puissance active n'est donc pas constante et la valeur moyenne est négative. Ceci indique que la puissance active est dirigée de l'onduleur vers le moteur synchrone.

En négligeant les pertes statoriques du moteur synchrone, qui sont en général très petites, la puissance interne de la machine synchrone est  $p_i = -p$ . Avec une vitesse constante du rotor (sans oscillations), on obtient pour le couple électromagnétique,

$$m_e = \frac{p_i}{n} = -\frac{p}{n} \quad (13.3)$$

L'allure de cette grandeur est aussi indiquée à la figure 13.2. Le couple électromagnétique  $m_e$  présente donc des pulsations dont la fréquence est le sextuple de la fréquence d'alimentation. Ces pulsations sont dues au fait que les courants statoriques présentent une allure quasiment rectangulaire. Elles se manifestent de manière défavorable, surtout aux basses vitesses.

### 13.1.4 Démarrage

Comme on l'a mentionné, la commutation de l'onduleur par le moteur synchrone n'est plus possible à faibles vitesses. Pour le démarrage à partir de l'arrêt jusqu'au domaine de vitesse garantissant un fonctionnement normal, il faut prendre des mesures particulières. Il existe un procédé ne réclamant pas de moyens supplémentaires, du point de vue des circuits de puissance. Il est caractérisé par la pulsation du courant au circuit intermédiaire. Dans ce cas, il n'y a qu'à intervenir sur le mode de contrôle du convertisseur de courant commuté par le réseau d'alimentation. Le principe de cette intervention est représenté à la figure 13.3.

On évite le phénomène d'empiètement dans l'onduleur en bloquant le courant continu  $i_z$  au circuit intermédiaire, juste avant le passage du courant statorique d'une

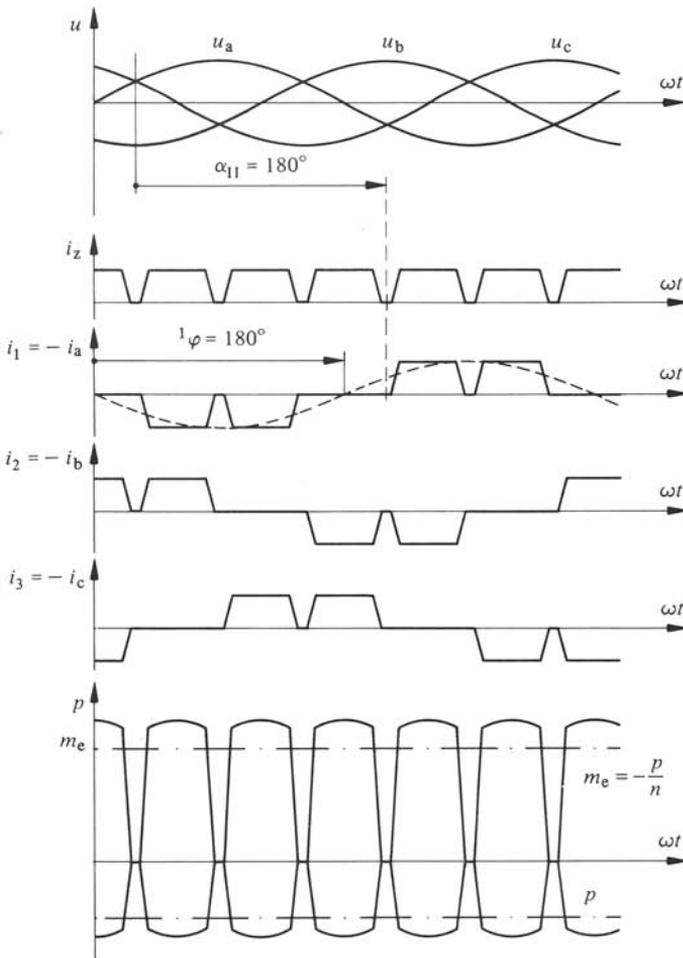


Fig. 13.3 Fonctionnement du moteur à convertisseur de courant avec pulsation du courant au circuit intermédiaire pendant le démarrage.

phase à une autre. Dans ce but, le convertisseur de courant 2a, commuté par le réseau d'alimentation (voir fig. 13.1), doit être commandé en régime onduleur. Le courant au circuit intermédiaire diminue rapidement et, par conséquent, le courant statorique diminue également. Tous les thyristors de l'onduleur se bloquent à l'instant où les courants s'annulent. Après un petit laps de temps sans courant, garantissant le blocage des thyristors, on augmente de nouveau le courant  $i_z$  au circuit intermédiaire en allumant simultanément les thyristors de l'onduleur correspondant aux phases statoriques qui doivent conduire le courant.

Selon ce procédé, le courant statorique passe donc d'une phase à l'autre avec un bref temps mort.

La valeur instantanée de la puissance active  $p$  et du couple électromagnétique  $m_e$  tombe temporairement à zéro (voir fig. 13.3). On obtient donc des pulsations du couple électromagnétique  $m_e$  très prononcées, avec une diminution de sa valeur moyenne. Cette réduction peut être compensée partiellement, en ajustant le déphasage  $^1\varphi$  de l'onde fondamentale du courant alternatif de l'onduleur à  $180^\circ$ .

Le procédé de la pulsation du courant au circuit intermédiaire peut être appliqué seulement si l'on peut démarrer avec un couple réduit. Pour des conditions de démarrage plus exigeantes, il s'avère indispensable de faire passer le courant statorique sans interruption d'une phase à l'autre. Dans ce but, il faut faire appel à un onduleur à commutation forcée et plus précisément au montage décrit à la section XV.16.3.

### 13.1.5 Principe de l'analyse des circuits de réglage

Comme le montre le schéma de principe de la figure 13.1, il existe trois circuits de réglage, à savoir un pour le courant du circuit intermédiaire, un pour le courant d'excitation et un pour la vitesse. Le circuit de réglage de vitesse est superposé aux deux circuits de réglage des courants. On retrouve ici le principe d'imposition du point de fonctionnement par des fonctions non linéaires (voir § 6.3.2).

Lorsque les circuits de réglage des courants fonctionnent très rapidement, on peut considérer la vitesse du moteur synchrone comme étant constante. Cette supposition permet d'obtenir de très bons résultats en ce qui concerne la détermination des constantes de temps des régulateurs de courant, tout en simplifiant considérablement le procédé d'analyse. La validité de cette supposition a été démontrée pour le cas de la machine à courant continu (voir sect. 11.3). Comme on le démontrera à la section 13.4, on peut reporter l'analyse de ces circuits de réglage aux relations générales établies au chapitre 8. Ici, il est indispensable d'introduire des circuits de lissage.

Pour l'étude du circuit de réglage de vitesse, on peut ensuite supposer que le courant statorique et le courant d'excitation sont imposés au moteur synchrone. Les fonctions de transfert correspondantes seront déterminées à la section 13.3. La rapidité finie de réglage des circuits de réglage des courants doit être prise en considération par des petites constantes de temps, afin de déterminer les constantes de temps du régulateur de vitesse. Cette étude sera présentée à la section 13.5.

### 13.1.6 Données numériques

A titre d'exemple, on examinera un moteur à convertisseur de courant avec les données suivantes :

- moteur synchrone :  $f_n = 50$  Hz;  $\omega_n = 314$  s<sup>-1</sup>;  $x_d = 1,29$ ;  $x'_d = 0,25$ ;  $x''_d = 0,145$ ;

$T_e = 2,71$  s;  $T_d' = 0,52$  s;  $T_d'' = 0,01$  s;  $x_q = 0,74$ ;  $x_q'' = 0,156$ ;  $T_q'' = 0,012$  s;  
 $T_m = 2,5$  s;

- convertisseur de fréquence :  $u_{di01} = 1,05$ ;  $T_{cm} = 1,67$  ms;  $r_z = 0,132$ ;  
 $T_z = 87$  ms;  $r_z T_z = 11,5$  ms;
- convertisseur de courant pour l'excitation :  $u_{de0} = 2,60$ ;  $T_{cm} = 1,67$  ms;
- régulateur du courant du circuit intermédiaire :  $T_{nz} = 87$  ms;  $T_{iz} = 53$  ms;
- régulateur du courant d'excitation :  $T_{ne} = 2,71$  s;  $T_{ie} = 0,196$  s; filtre de lissage  
 du deuxième ordre  $T_f = 18$  ms;
- régulateur de vitesse :  $T_{nn} = 92$  ms;  $T_{in} = 0,72$  ms.

Ces données sont valables pour un moteur synchrone possédant une puissance nominale  $S_n = 4$  MVA, une tension nominale  $U_n = 6$  kV et une vitesse nominale  $n_n = 1\,500$  tours/min.

## 13.2 CARACTÉRISTIQUES STATIQUES

### 13.2.1 Généralités

Les caractéristiques statiques du moteur à convertisseur de courant dépendent fortement de l'interaction entre le moteur synchrone et le convertisseur de fréquence. En particulier, la surcharge maximale admissible est limitée par la commande de l'onduleur en fonction de la position de la roue polaire. Vu leur grande importance, on déterminera dans cette section les caractéristiques statiques.

Dans ce but, on peut négliger les ondulations en courant et tension statoriques, et ne considérer que les ondes fondamentales. Par contre, on ne peut pas négliger le phénomène d'empiètement dans l'onduleur. En particulier, le déphasage supplémentaire de l'onde fondamentale du courant alternatif de l'onduleur influence de manière déterminante le comportement du moteur à convertisseur de courant.

### 13.2.2 Relations entre convertisseur de fréquence et moteur synchrone

Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu impose le courant statorique du moteur synchrone. Ce courant possède une allure presque rectangulaire.

L'amplitude de l'onde fondamentale du courant statorique  ${}^1\hat{I}_s$ , fourni par l'onduleur, est proportionnelle au courant continu du circuit intermédiaire  $I_z$ . Les relations sont représentées à la figure 13.4 en négligeant le phénomène d'empiètement. Ceci est admissible, dans le but envisagé de déterminer l'amplitude de l'onde fondamentale  ${}^1\hat{I}_s$  en fonction de  $I_z$ . On sait que

$${}^1\hat{I}_s = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_z = 1,103 I_z \quad (13.4)$$

pour le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé (voir sect. XV. 9.2).

Si l'on prend comme valeur nominale du courant au circuit intermédiaire la valeur

$$I_{zn} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \hat{I}_n = 0,907 \hat{I}_n \quad (13.5)$$

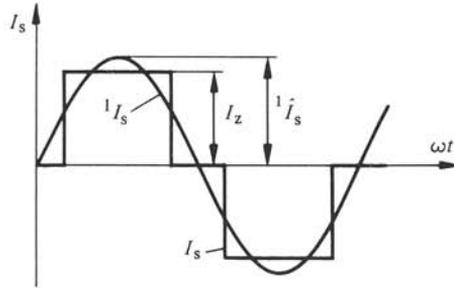


Fig. 13.4 Allure du courant statorique.

où  $\hat{I}_n$  est la valeur nominale du courant statorique, on obtient, en grandeurs relatives, la relation simple

$$i_s = i_z \quad (13.6)$$

Si l'onduleur est commandé en fonction de la position de la roue polaire par l'angle  $\alpha_p$ , l'onde fondamentale du courant alternatif  ${}^1i$  de l'onduleur est déphasé par rapport à la roue polaire d'un angle  $\varphi_p \cong \alpha_p + \mu/2$ . Le courant statorique  $i_s$  est en opposition avec le courant alternatif de l'onduleur. Le diagramme vectoriel du moteur à convertisseur de courant est représenté, pour une machine à pôles saillants, par la figure 13.5 (voir aussi fig. 10.14). De ce diagramme vectoriel, on peut tirer les composantes du courant statorique dans les axes direct et transverse

$$i_d = -i_s \sin \varphi_p \quad (13.7)$$

$$i_q = -i_s \cos \varphi_p \quad (13.8)$$

L'angle de déphasage  $\varphi_p$  du courant statorique par rapport à la roue polaire dépend de la charge, comme on le montrera au paragraphe suivant.

La tension continue idéale de l'onduleur est donnée par

$$U_{di\alpha II} = U_{di0II} \cos \alpha II \quad (13.9)$$

où  $\alpha II$  est l'angle de retard d'allumage par rapport à la tension aux bornes de la machine synchrone.

La tension  $U_{di0II}$  dépend de la tension statorique  $U_s$ . Pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé, on a (voir sect. XV.5.9)

$$U_{di0II} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{U}_s \quad (13.10)$$

Si l'on définit, comme valeur nominale du circuit intermédiaire, la tension

$$U_{zn} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{U}_n = 1,654 \hat{U}_n \quad (13.11)$$

on obtient la relation simple, en grandeurs relatives

$$u_{di0II} = u_s \quad (13.12)$$

et

$$u_{di\alpha II} = u_s \cos \alpha II \quad (13.13)$$

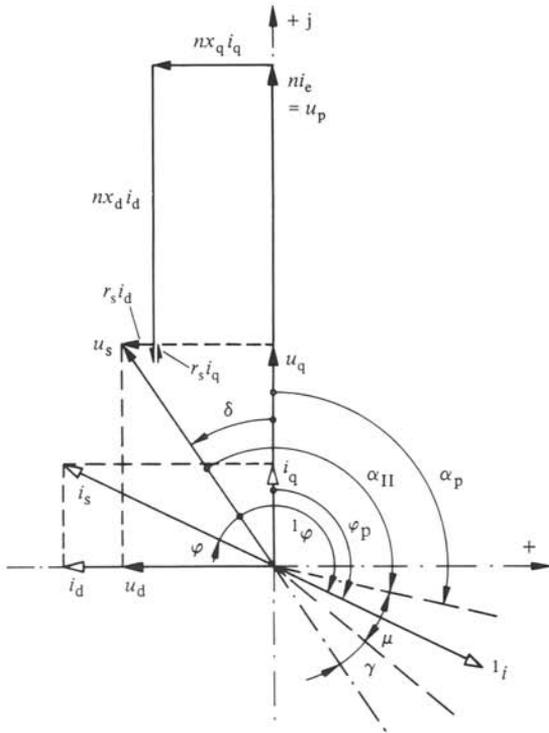


Fig. 13.5 Diagramme vectoriel du moteur à convertisseur de courant.

De la figure 13.5, on déduit que l'angle de retard d'allumage par rapport à la tension statorique est  $\alpha_{II} = \alpha_p + \delta$ , où  $\delta$  est l'angle interne et  $\alpha_p$  l'angle de retard d'allumage par rapport à la roue polaire.

On doit remarquer que les relations établies dans ce paragraphe ne sont pas seulement valables en régime établi, mais aussi en régime transitoire.

### 13.2.3 Angle de retard d'allumage de l'onduleur

Comme on l'a indiqué au paragraphe 13.1.2, l'onduleur est commandé par un angle de retard d'allumage  $\alpha_p$  constant par rapport à la position de la roue polaire. Ce dernier doit être choisi de sorte que l'angle d'extinction  $\gamma$  ne soit pas inférieur à  $10^\circ$ , afin d'éviter le raté de commutation de l'onduleur (voir sect. XV.6.5). On tire de la figure 13.5

$$\gamma = 180^\circ - (\alpha_{II} + \mu) \quad (13.14)$$

où  $\alpha_{II}$  est l'angle de retard d'allumage par rapport à la tension statorique  $u_s$  et  $\mu$  l'angle d'empiètement. Ce dernier peut être calculé à l'aide de la relation (13.1). On va transformer cette dernière, afin d'y introduire des grandeurs relatives. A l'aide des expressions (13.5) et (13.6), on tire

$$\cos(\alpha_{II} + \mu) = \cos \alpha_{II} - \frac{2 \omega_n L_c I_{zn}}{\sqrt{3} \hat{U}_n} i_z = \cos \alpha_{II} - \frac{\pi}{3} \frac{\omega_n L_c \hat{I}_n}{\hat{U}_n} i_s \quad (13.15)$$

Si l'on introduit encore la réactance de commutation relative

$$x_c = \frac{\omega_n L_c \hat{I}_n}{\hat{U}_n} \quad (13.16)$$

on obtient

$$\cos(\alpha_{II} + \mu) = \cos \alpha_{II} - \frac{\pi}{3} x_c i_s \quad (13.17)$$

Selon la remarque faite au paragraphe 13.1.3, on peut calculer pour  $x_c$  avec

$$x_c \cong \frac{x_d'' + x_q''}{2} \quad (13.18)$$

De (13.14), on tire  $\alpha_{II} + \mu = 180^\circ - \gamma$ . Ceci nous permet de transformer (13.17) sous la forme

$$\cos \alpha_{II} = \frac{\pi}{3} x_c i_s - \cos \gamma \quad (13.19)$$

Pour la surcharge maximale (courant  $i_s$ ), on obtient ainsi l'angle de retard d'allumage  $\alpha_{II}$  garantissant le fonctionnement correct de l'onduleur. Cependant, l'angle de retard d'allumage  $\alpha_p$  par rapport à la roue polaire découle de  $\alpha_p = \alpha_{II} - \delta$ .

L'angle interne  $\delta$  peut être déterminé à partir du diagramme vectoriel de la figure 13.5. Si l'on néglige la résistance statorique  $r_s$ , ce qui est admissible pour des moteurs synchrones de puissance élevée et des fréquences qui ne sont pas voisines à 0, on tire

$$\sin \delta = \frac{n x_q i_q}{u_s} = \frac{x_q i_q}{\psi_s} \quad (13.20)$$

où l'on a remplacé  $u_s$  par  $n \psi_s$ . Le courant  $i_q$  est donné par la relation (13.8). Celle-ci devient avec  $\varphi_p = {}^1\varphi - \delta$  (voir fig. 13.5)

$$i_q = -i_s \cos({}^1\varphi - \delta) \quad (13.21)$$

Le courant  $i_q$  dépend donc aussi de  $\delta$ . Si l'on introduit cette relation dans (13.20), on obtient après quelques transformations trigonométriques

$$\tan \delta = - \frac{x_q i_s \cos {}^1\varphi}{\psi_s + x_q i_s \sin {}^1\varphi} \quad (13.22)$$

Pour le déphasage  ${}^1\varphi$  de l'onde fondamentale du courant alternatif de l'onduleur, on a la relation (voir § XV.9.4.5)

$$\cos {}^1\varphi = \frac{\cos \alpha_{II} + \cos(\alpha_{II} + \mu)}{2} \quad (13.23)$$

Avec  $\cos(\alpha_{II} + \mu)$  tiré de (13.17), on obtient

$$\cos {}^1\varphi = \cos \alpha_{II} - \frac{\pi}{6} x_c i_s = \frac{\pi}{6} x_c i_s - \cos \gamma \quad (13.24)$$

Dans la deuxième expression, on a fait appel à la relation (13.19).

Pour un courant statorique maximal admissible, on peut calculer d'une part  $\alpha_{II}$  de (13.19) et d'autre part  ${}^1\varphi$  de (13.24), d'où découle  $\delta$  de (13.22). Finalement, on obtient

un angle de retard d'allumage  $\alpha_p$  par rapport à la roue polaire de

$$\alpha_p = \alpha_{II} - \delta \quad (13.25)$$

Avec les données numériques du moteur synchrone indiquées au paragraphe 13.1.6, on a calculé  $\alpha_p$  en fonction de  $i_s$ . Le résultat est représenté par la figure 13.6. Comme on le constate, l'angle de retard d'allumage  $\alpha_p$  par rapport à la roue polaire diminue lorsque le courant statorique  $i_s$  augmente. On doit donc fixer  $\alpha_p$  en fonction du courant statorique maximal. Comme on le démontrera au paragraphe suivant, le choix de  $\alpha_p$  influence aussi le couple électromagnétique.

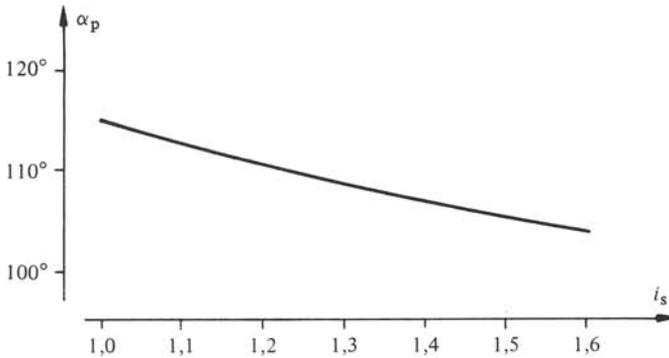


Fig. 13.6 Angle de retard d'allumage  $\alpha_p$  par rapport à la roue polaire pour le fonctionnement à la limite d'onduleur.

### 13.2.4 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique du moteur synchrone est donné par la relation (10.117). En régime établi, on tire d'une part, de (10.138) et (10.139) avec  $r_s = 0$ ,

$$u_d = -n \psi_q \quad (13.26)$$

$$u_q = n \psi_d \quad (13.27)$$

et d'autre part, du diagramme vectoriel de la figure 13.5

$$u_d = -u_s \sin \delta = -n \psi_s \sin \delta \quad (13.28)$$

$$u_q = u_s \cos \delta = n \psi_s \cos \delta \quad (13.29)$$

Une comparaison avec les deux relations précédentes, nous permet de constater que

$$\psi_d = \psi_s \cos \delta \quad (13.30)$$

$$\psi_q = \psi_s \sin \delta \quad (13.31)$$

Le courant  $i_q$  est donné par la relation (13.21). Par analogie, on tire de (13.7) que  $i_d = -i_s \sin({}^1\varphi - \delta)$ . Ainsi, le couple électromagnétique découle de

$$\begin{aligned} m_e &= \psi_d i_q - \psi_q i_d = -\psi_s i_s [\cos \delta \cos({}^1\varphi - \delta) + \sin \delta \sin({}^1\varphi - \delta)] = \\ &= -\psi_s i_s \cos {}^1\varphi \end{aligned} \quad (13.32)$$

On aboutit à la même expression que celle donnée par (10.142) que l'on a trouvé

par des réflexions différentes, où il faut tenir compte de la relation  $\varphi = \pi - {}^1\varphi$  (voir diagramme vectoriel de la figure 13.5).

L'angle  ${}^1\varphi$  peut être calculé à l'aide de (13.24). Si l'on remplace  $\alpha_{\Pi}$  par  $\alpha_p + \delta$ , on obtient

$$\cos {}^1\varphi = \cos (\alpha_p + \delta) - \frac{\pi}{6} x_c i_s \quad (13.33)$$

Lorsque l'angle de retard d'allumage  $\alpha_p$  est constant et que l'angle interne  $\delta$  dépend de  ${}^1\varphi$ , selon la relation (13.22), on doit déterminer  ${}^1\varphi$  numériquement par itération à l'aide des équations (13.22) et (13.33). Ensuite, on obtient le couple électromagnétique  $m_e$  par la relation (13.32) où l'on suppose  $\psi_s = \text{constant} = 1$ .

La figure 13.7 montre les caractéristiques ainsi obtenues. Pour le fonctionnement en moteur, on a représenté deux caractéristiques pour  $\alpha_p$ . Avec  $\alpha_p = 115^\circ$ , la possibilité de surcharge du moteur est limitée à  $i_s = 1,1$  (voir aussi fig. 13.6), afin d'éviter le raté de commutation de l'onduleur. Pour ce courant maximal, le couple électromagnétique est  $m_e = 0,963$ . Si l'on réduit  $\alpha_p$  à  $105^\circ$ , le courant maximal admis augmente à  $i_s = 1,5$  avec un couple électromagnétique  $m_e = 1,204$ . Cependant, à courant nominal  $i_s = 1$ , le couple électromagnétique est nettement inférieur à la valeur pour  $\alpha_p = 115^\circ$ . Ceci est dû au fait que  ${}^1\varphi$  est inférieur pour  $\alpha_p = 105^\circ$  et que le moteur synchrone travaille avec un facteur de puissance  $\cos \varphi$  plus faible. Puisque le courant statorique  $i_s$  est une mesure pour l'échauffement de la machine synchrone, on a tout intérêt à ce que le couple électromagnétique  $m_e$  soit le plus élevé possible pour ce courant. Pour le fonctionnement en génératrice, on a choisi  $\alpha_p = 45^\circ$  afin d'obtenir à courant statorique nominal à peu près le même couple électromagnétique qu'en fonctionnement en moteur (avec  $\alpha_p = 115^\circ$ ). On doit encore mentionner que ces caractéristiques sont indépendan-

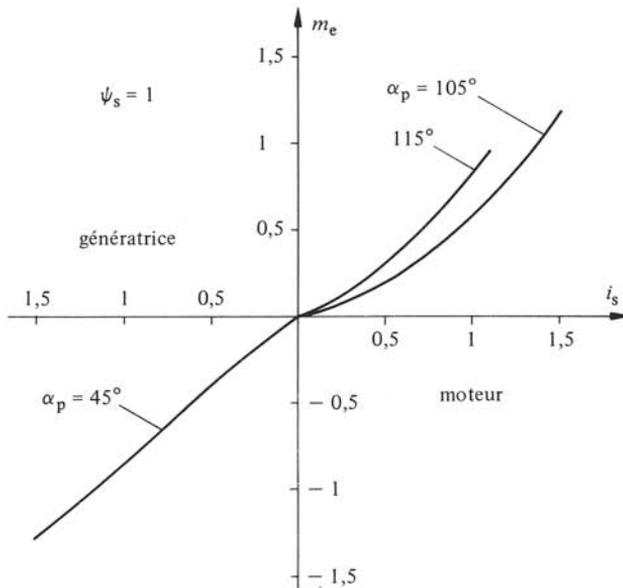


Fig. 13.7 Caractéristique statique du moteur à convertisseur de courant.

tes de la vitesse  $n$  (au moins dans le domaine de fonctionnement normal sans pulsation du courant au circuit intermédiaire).

Le moteur à convertisseur de courant démontre donc particulièrement bien la nécessité de dimensionner le moteur synchrone et le convertisseur de fréquence comme un ensemble, pour obtenir une solution optimale.

### 13.2.5 Courant d'excitation

Pour la détermination de la caractéristique statique de la figure 13.7, on a supposé que le flux statorique était  $\psi_s = 1$ , indépendamment de la charge. Pour garantir cette condition de fonctionnement, on doit adapter le courant d'excitation  $i_e$  en fonction du courant statorique  $i_s$  selon une relation que l'on va déterminer dans ce paragraphe.

Du diagramme vectoriel de la figure 13.5, on tire, avec  $r_s = 0$  :

$$u_p = n i_e = u_q - n x_d i_d \quad (13.34)$$

Si l'on substitue  $u_q$  par la relation (13.29) et  $i_d$  par (13.7), où  $\varphi_p = {}^1\varphi - \delta$ , on obtient

$$i_e = \psi_s \cos \delta + x_d i_s \sin ({}^1\varphi - \delta) \quad (13.35)$$

Les angles  ${}^1\varphi$  et  $\delta$  sont fonction du courant statorique  $i_s$ . Comme on l'a déjà démontré au paragraphe précédent, on peut calculer ces grandeurs par itération numérique des relations (13.22) et (13.33).

La figure 13.8 montre  $i_e$  en fonction de  $i_s$  à flux statorique  $\psi_s = 1$ . Cette caractéristique doit être réalisée dans le générateur de fonctions non linéaires 13 de la figure 13.1.

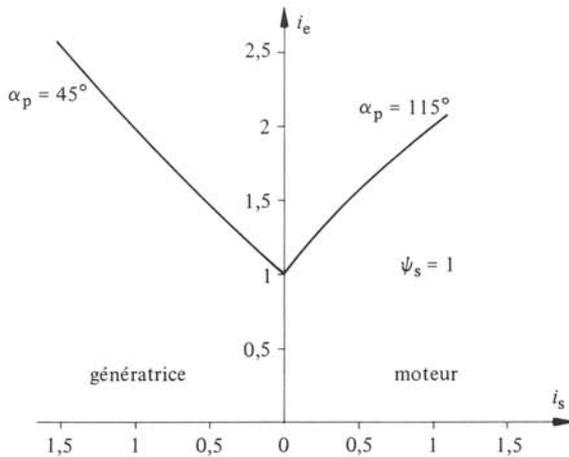


Fig. 13.8 Courant d'excitation en fonction du courant statorique.

## 13.3 FONCTIONS DE TRANSFERT

### 13.3.1 Généralités

Pour chacun des trois circuits de réglage, on doit déterminer la fonction de transfert du système à régler correspondant. Pour les circuits de réglage des courants, on peut supposer que la vitesse reste constante.

Pour le circuit de réglage du courant du circuit intermédiaire, on doit tenir compte du comportement du convertisseur de fréquence. En toute rigueur, on devrait prendre en considération le fait que les circuits de réglage des courants sont couplés par le moteur synchrone. Le traitement rigoureux du moteur à convertisseur de courant est très complexe. Une étude plus approfondie, que l'on ne peut pas présenter ici, montre que ce couplage peut être négligé dans les fonctions de transfert servant à déterminer les constantes de temps des régulateurs. Aux paragraphes 13.3.2 à 13.3.5, on déterminera des fonctions de transfert approchées.

En supposant des courants statoriques et d'excitation imposés, on peut alors indiquer les fonctions de transfert du moteur synchrone par rapport à la variation de la vitesse. Cette étude sera présentée aux paragraphes 13.3.6 à 13.3.9.

### 13.3.2 Schéma équivalent du convertisseur de fréquence

Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu est représenté en tant que schéma bloc au haut de la figure 13.9, tandis que le schéma équivalent est indiqué au bas de la même figure.

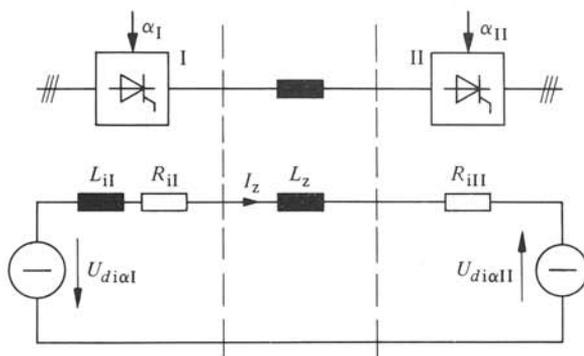


Fig. 13.9 Schéma équivalent du convertisseur de fréquence.

Le convertisseur de courant I, commuté par le réseau d'alimentation, peut être remplacé par une source de tension continue avec la tension continue idéale  $U_{di\alpha I}$ . Cette tension est fonction de l'angle de retard d'allumage  $\alpha_I$ . On fait donc appel au schéma équivalent d'un convertisseur de courant, établi à la section 8.2. La chute de tension inductive due à la commutation peut être prise en considération au moyen d'une résistance interne  $R_{iI}$ . Pour des phénomènes transitoires, on doit encore introduire l'inductance interne  $L_{iI}$  donnée par le transformateur du convertisseur de courant I et le réseau d'alimentation.

Le convertisseur de courant II, commuté par la machine synchrone, est représenté par la tension continue idéale  $U_{di\alpha II}$  et la résistance interne  $R_{iII}$ . On doit remarquer que la résistance interne  $R_{iII}$  est proportionnelle à la fréquence du réseau secondaire formé par le moteur synchrone [voir équation (8.8)]. La tension  $U_{di\alpha II}$  dépend de l'angle de retard d'allumage  $\alpha_{II}$  et de la tension aux bornes de l'enroulement statorique du moteur synchrone (voir § 13.2.2). Cette tension dépend par conséquent des phénomènes transitoires se produisant dans le moteur synchrone. C'est pourquoi il n'apparaît pas d'in-

ductance interne due au moteur synchrone dans le schéma équivalent du convertisseur de fréquence.

Dans le circuit intermédiaire se trouve l'inductance  $L_z$  de la bobine d'induction. La résistance ohmique de cette dernière peut en général être négligée.

### 13.3.3 Comportement du convertisseur de fréquence

A partir du schéma équivalent du convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, donné par la figure 13.9, on peut établir la relation suivante exprimée en grandeurs non relatives :

$$-U_{di\alpha I} + (R_{iI} + R_{iII})I_z + (L_{iI} + L_z) \frac{dI_z}{dt} - U_{di\alpha II} = 0 \quad (13.36)$$

Avec les valeurs nominales  $U_{zn}$  et  $I_{zn}$  pour tension et courant au circuit intermédiaire, selon la définition donnée au paragraphe 13.2.2, on obtient, pour le courant du circuit intermédiaire, l'expression en grandeurs relatives

$$i_z = \frac{u_{di\alpha I} + u_{di\alpha II}}{r_z (1 + s T_z)} \quad (13.37)$$

avec la résistance équivalente du circuit intermédiaire

$$r_z = \frac{(R_{iI} + R_{iII}) I_{zn}}{U_{zn}} \quad (13.38)$$

et sa constante de temps

$$T_z = \frac{L_{iI} + L_z}{R_{iI} + R_{iII}} \quad (13.39)$$

### 13.3.4 Fonction de transfert pour le courant du circuit intermédiaire

La tension continue idéale  $u_{di\alpha II}$  dépend, comme on l'a déjà mentionné au paragraphe 13.3.2, des phénomènes transitoires se déroulant dans le moteur synchrone. Ces phénomènes transitoires sont provoqués par le courant statorique imposé qui à son tour dépend du courant du circuit intermédiaire, formant une contre-réaction interne dans le système composé du convertisseur de fréquence et du moteur synchrone. Une étude plus approfondie montre que l'on peut négliger ces phénomènes en première approximation et considérer la tension continue idéale  $u_{di\alpha II}$  constante. Ainsi, on tire de (13.37) la fonction de transfert

$$G_z(s) = \frac{i_z}{u_{di\alpha I}} = \frac{1}{r_z (1 + s T_z)} \quad (13.40)$$

Cette fonction de transfert correspond au cas général traité à la section 8.2. Le comportement asymptotique est donné pour  $s \rightarrow \infty$  par  $1/(s r_z T_z)$ . On tire de (13.38) et (13.39)

$$r_z T_z = (L_{iI} + L_z) \frac{I_{zn}}{U_{zn}} \cong L_z \frac{I_{zn}}{U_{zn}} \quad (13.41)$$

car en général  $L_{iI} \ll L_z$ .

### 13.3.5 Fonction de transfert pour le courant d'excitation

Sur le diagramme structurel de la figure 10.13, on remarque qu'il existe une interdépendance entre le circuit d'excitation et l'axe direct de la machine synchrone. Cette interdépendance subsiste si le courant statorique est imposé par le convertisseur de fréquence.

On peut considérer que le courant  $i_d$  de l'axe direct intervient comme une grandeur perturbatrice dans le circuit d'excitation. Dans une première approche, le courant  $i_d$  n'interfère pas sur la stabilité du circuit de réglage du courant d'excitation. De la figure 10.13, on tire donc la fonction de transfert

$$G_e(s) = \frac{i_e}{u_e} = \frac{1}{1 + sT_e} \quad (13.42)$$

Celle-ci correspond à la forme générale traitée à la section 8.5.

### 13.3.6 Diagramme structurel du moteur à convertisseur de courant avec courants imposés

Lorsque les courants sont imposés par les circuits de réglage correspondants, on peut établir pour le moteur à convertisseur de courant le diagramme structurel donné par la figure 13.10.

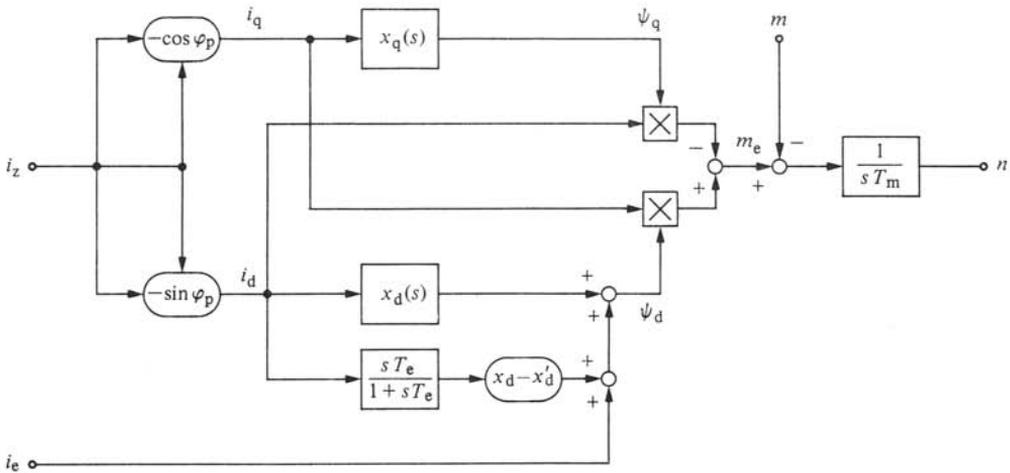


Fig. 13.10 Diagramme structurel du moteur à convertisseur de courant avec courants imposés.

Dans ce but, on doit exprimer le flux couplé  $\psi_d$  de l'axe direct par les courants  $i_d$  et  $i_e$ . De l'équation (10.133), on peut tirer la tension d'excitation  $u_e$  et introduire cette relation dans (10.126). Ainsi, on obtient

$$\psi_d = \left[ x_d(s) + (x_d - x'_d) \frac{sT_e}{1 + sT_e} \right] i_d + i_e \quad (13.43)$$

Le flux couplé  $\psi_q$  de l'axe transverse est donné par l'équation (10.122) et le couple électromagnétique  $m_e$  par (10.117). Ces relations sont à compléter par l'équation de mouvement (10.4). En plus, on a tenu compte des équations (13.6) à (13.8) exprimant

les relations entre le convertisseur de fréquence et le moteur synchrone. L'angle  $\varphi_p$  dépend lui-même du courant statorique et par conséquent du courant du circuit intermédiaire  $i_z$ .

Le système à régler pour le circuit de réglage de vitesse possède donc deux grandeurs d'entrée, données par le courant du circuit intermédiaire  $i_z$  et le courant d'excitation  $i_e$ . La grandeur de sortie est la vitesse  $n$ . Le couple résistant  $m$  intervient de nouveau comme grandeur perturbatrice.

On constate que ce système est non linéaire, d'une part à cause de la dépendance entre  $\varphi_p$  et  $i_z$  et des fonctions trigonométriques  $\cos \varphi_p$  et  $\sin \varphi_p$ , et d'autre part à cause de deux multiplications de grandeurs variables.

### 13.3.7 Linéarisation du système d'équations

Afin de déterminer la fonction de transfert pour le réglage de vitesse, on doit linéariser les équations représentées par le diagramme structurel de la figure 13.10.

En linéarisant l'équation (10.117), on obtient, pour la variation du couple électromagnétique,

$$\Delta m_e = \psi_d \Delta i_q - \psi_q \Delta i_d + i_q \Delta \psi_d - i_d \Delta \psi_q \quad (13.44)$$

où  $\psi_d$ ,  $\psi_q$ ,  $i_q$  et  $i_d$  sont respectivement les flux couplés et les courants indiquant le point de fonctionnement sous forme de paramètres.

L'équation de mouvement se transforme en

$$\Delta n = \frac{\Delta m_e - \Delta m}{s T_m} \quad (13.45)$$

Les équations (13.43) et (10.122) pour les flux couplés sont linéaires. Elles s'écrivent pour de petites variations

$$\Delta \psi_d = \left[ x_d(s) + (x_d - x_d') \frac{s T_e}{1 + s T_e} \right] \Delta i_d + \Delta i_e \quad (13.46)$$

et

$$\Delta \psi_q = x_q(s) \Delta i_q \quad (13.47)$$

Les variations  $\Delta i_d$  et  $\Delta i_q$  des courants dans l'axe direct et transverse dépendent de la variation  $\Delta i_z$  du courant du circuit intermédiaire. Des équations (13.6) à (13.8), on tire

$$\Delta i_d = -K_{dz} \Delta i_z \quad (13.48)$$

$$\Delta i_q = K_{qz} \Delta i_z \quad (13.49)$$

avec les facteurs de transfert

$$K_{dz} = -\frac{di_d}{di_s} = \sin \varphi_p + i_s \cos \varphi_p \frac{d\varphi_p}{di_s} \quad (13.50)$$

$$K_{qz} = \frac{di_q}{di_s} = -\cos \varphi_p + i_s \sin \varphi_p \frac{d\varphi_p}{di_s} \quad (13.51)$$

Le signe dans (13.48) et (13.49) est choisi de sorte que les facteurs de transfert  $K_{dz}$  et  $K_{qz}$  soient positifs pour le fonctionnement en moteur.

Puisque  $\varphi_p = {}^1\varphi - \delta$  (voir fig. 13.5), où  ${}^1\varphi$  et  $\delta$  ne peuvent être calculés que numériquement par itération, selon les indications du paragraphe 13.2.4, on voit que même la dérivée de  $d\varphi_p/di_s$  doit être déterminée numériquement par approximation.

L'allure des facteurs de transfert  $K_{dz}$  et  $K_{qz}$  en fonction du courant statorique  $i_s$  est représentée à la figure 13.11.

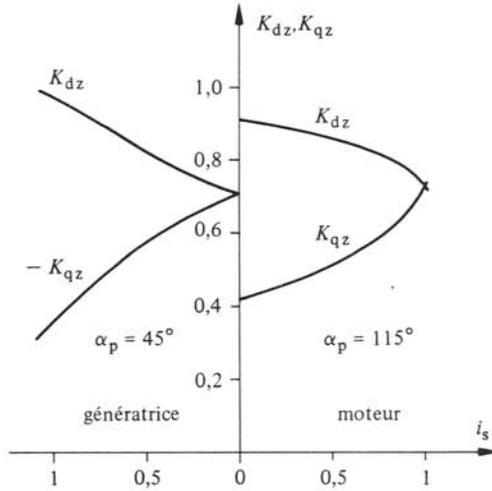


Fig. 13.11 Allure des facteurs de transfert  $K_{dz}$  et  $K_{qz}$ .

### 13.3.8 Graphe de fluence

Les équations linéarisées du paragraphe précédent peuvent être représentées par le graphe de fluence de la figure 13.12.

Ce graphe de fluence ne contient aucune boucle de contre-réaction interne. Il est

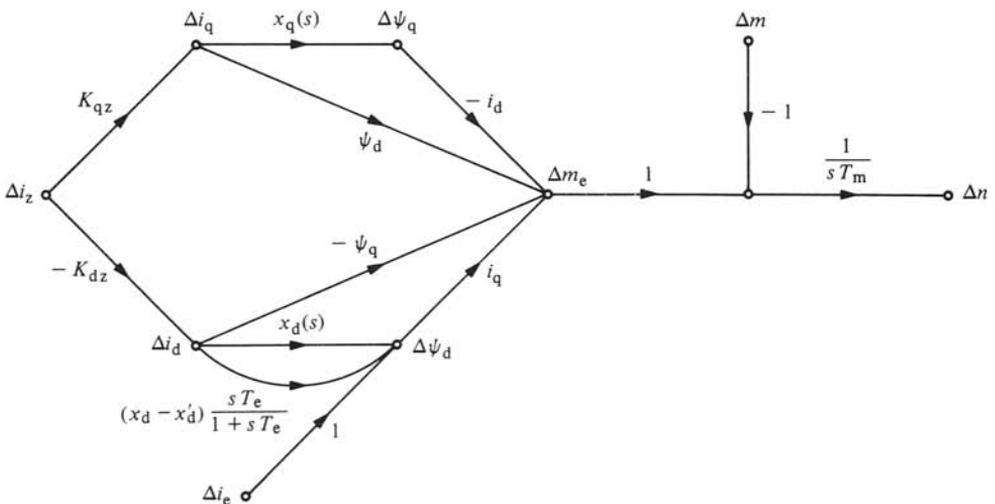


Fig. 13.12 Graphe de fluence du moteur à convertisseur de courant avec courants imposés.

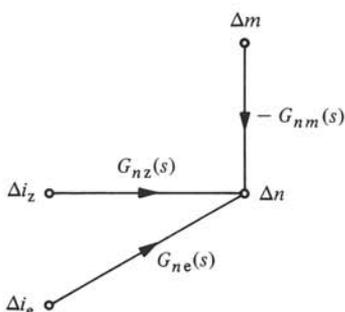


Fig. 13.13 Graphe de fluence de la figure 13.12, complètement réduit.

donc facile de le transformer sous la forme complètement réduite de la figure 13.13 selon la relation

$$\Delta n = G_{nz}(s) \Delta i_z + G_{ne}(s) \Delta i_e - G_{nm}(s) \Delta m \quad (13.52)$$

Les fonctions de transfert seront indiquées au paragraphe suivant.

### 13.3.9 Fonctions de transfert pour la vitesse

Le graphe de fluence de la figure 13.12 contient quatre branches avec  $\psi_d$ ,  $-\psi_q$ ,  $-i_d$  et  $i_q$  indiquant le point de fonctionnement. Ces facteurs peuvent être exprimés par le courant statorique  $i_s$ . En effet, les relations des courants  $i_d$  et  $i_q$  avec  $i_s$  sont données par les équations (13.7) et (13.8). Les flux couplés  $\psi_d$  et  $\psi_q$  en régime établi découlent de (13.43) et de (10.122) avec  $s = 0$ . On en tire

$$\psi_d = x_d i_d + i_e = -x_d i_s \sin \varphi_p + i_e \quad (13.53)$$

$$\psi_q = x_q i_q = -x_q i_s \cos \varphi_p \quad (13.54)$$

A remarquer que le courant d'excitation  $i_e$  dépend à son tour du courant statorique  $i_s$  selon la caractéristique de la figure 13.8.

Du graphe de fluence de la figure 13.12, on peut déterminer les fonctions de transfert. Compte tenu des relations pour le point de fonctionnement, on tire

$$G_{nz}(s) = \frac{1}{s T_m} \left\{ i_e K_{qz} + i_s K_{dz} \cos \varphi_p \left[ x_d(s) - x_q + (x_d - x_d') \frac{s T_e}{1 + s T_e} \right] + i_s K_{qz} \sin \varphi_p [x_q(s) - x_d] \right\} \quad (13.55)$$

$$G_{ne}(s) = -\frac{i_s \cos \varphi_p}{s T_m} \quad (13.56)$$

$$G_{nm}(s) = \frac{1}{s T_m} \quad (13.57)$$

Dans  $G_{ne}(s)$  apparaît le signe négatif. Puisqu'en fonctionnement en moteur on a  $\varphi_p > \pi/2$  et par conséquent  $\cos \varphi_p < 0$ , la fonction de transfert  $G_{ne}(s)$  est positive.

### 13.4 RÉGLAGE DES COURANTS

#### 13.4.1 Ondulation du courant du circuit intermédiaire

Comme on le verra dans les paragraphes suivants, il n'est pas admissible de négliger l'influence de l'ondulation du courant du circuit intermédiaire et celle du courant d'excitation pour déterminer les constantes de temps des régulateurs de courant. Par conséquent, on fera d'abord une estimation sur l'ondulation du courant du circuit intermédiaire.

L'ondulation  $\hat{i}_z$  du courant du circuit intermédiaire est formée de deux composantes

$$\hat{i}_z = \hat{i}_{zI} + \hat{i}_{zII} \quad (13.58)$$

La première composante  $\hat{i}_{zI}$  est donnée par l'ondulation en tension du convertisseur de courant I. La fréquence est constante et égale à six fois la fréquence du réseau d'alimentation (dans le cas normal d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé). La deuxième composante  $\hat{i}_{zII}$  est provoquée par le convertisseur de courant II. La fréquence est variable et égale à six fois la fréquence du moteur synchrone.

A cause des fréquences différentes de ces deux composantes, on observe un battement de l'ondulation du courant du circuit intermédiaire. Pour déterminer la valeur de crête  $\hat{i}_z$  de l'ondulation, on doit considérer le cas le plus défavorable, où les deux valeurs de crête  $\hat{i}_{zI}$  et  $\hat{i}_{zII}$  se superposent. On déterminera d'abord séparément ces deux valeurs de crête.

Pour cette étude, on fait appel aux relations générales établies à la section 8.4. Dans l'équation (8.50), on doit poser  $s = j \omega_{oI} = j 6 \omega_N$ , où  $\omega_N$  est la pulsation du réseau d'alimentation (à ne pas confondre avec  $\omega_n$ , la pulsation nominale du moteur synchrone). Ainsi, l'on tire

$$\hat{i}_{zI} = \frac{\omega_N}{\omega_{oI} x_z} \hat{u}_{dI} = \frac{1}{6 x_z} \hat{u}_{dI} \quad (13.59)$$

avec

$$x_z = \omega_N (L_{i1} + L_z) \frac{I_{zn}}{U_{zn}} = \omega_N r_z T_z \quad (13.60)$$

[voir relations (8.18) et (13.41)]. Selon la relation (8.29), on a  $\hat{u}_{dI} = \pi u_{di0I}/6$ . Ainsi, on obtient

$$\hat{i}_{zI} = \frac{\pi}{36} \frac{u_{di0I}}{x_z} = \frac{\pi}{36} \frac{u_{di0I}}{\omega_N r_z T_z} \quad (13.61)$$

Pour les données numériques, indiquées au paragraphe 13.1.6, on obtient  $\hat{i}_{zI} = 0,0254$ .

De manière similaire, on peut déterminer la deuxième composante  $\hat{i}_{zII}$ . Ici, on doit tenir compte du fait que la pulsation de l'ondulation est  $\omega_{oII} = 6 n \omega_n$  et que la tension continue idéale est  $u_{di0II} = u_s = n$ , donc égale à la vitesse relative du moteur synchrone. Ainsi, on trouve

$$\hat{i}_{zII} = \frac{\pi}{36} \frac{\omega_N}{\omega_n} \frac{1}{x_z} = \frac{\pi}{36} \frac{1}{\omega_n r_z T_z} \quad (13.62)$$

A noter que la valeur de crête de la deuxième composante est indépendante de la vitesse  $n$  du moteur synchrone. Pour le cas particulier, selon les données numériques du paragraphe 13.1.6, on a  $\hat{i}_{zII} = 0,0242$ .

Avec (13.61) et (13.62) on obtient donc

$$\hat{i}_z \sim \frac{\pi}{36} \left( \frac{u_{di0I}}{\omega_N} + \frac{1}{\omega_n} \right) \frac{1}{r_z T_z} \quad (13.63)$$

Numériquement, pour l'exemple envisagé, on tire  $\hat{i}_z \sim 0,0496$ .

### 13.4.2 Détermination des constantes de temps du régulateur du courant du circuit intermédiaire

Pour la détermination des constantes de temps du régulateur du courant du circuit intermédiaire, on peut utiliser les relations générales, développées au paragraphe 8.3.2, en posant  $r = r_z$  et  $T = T_z$ . Ainsi, on obtient de (8.32) et (8.33), avec  $K_{cm} = u_{di0I}$

$$T_{nz} = T_z \quad (13.64)$$

et

$$T_{iz} = 2 \frac{u_{di0I}}{r_z} T_{cm} \quad (13.65)$$

Le deuxième indice z indique qu'il s'agit des grandeurs du régulateur du courant du circuit intermédiaire.

On doit maintenant contrôler l'ondulation maximale sur la tension de commande. Celle-ci découle de

$$\begin{aligned} \hat{u}_{cm} \sim \frac{T_{nz}}{T_{iz}} \hat{i}_z &= \frac{r_z T_z}{2 u_{di0I} T_{cm}} \frac{\pi}{36} \left( \frac{u_{di0I}}{\omega_N} + \frac{1}{\omega_n} \right) \frac{1}{r_z T_z} = \\ &= \frac{1}{12} \left( 1 + \frac{\omega_N}{u_{di0I} \omega_n} \right) \end{aligned} \quad (13.66)$$

puisque  $\omega_N T_{cm} = \pi/6$ . Dans le cas particulier avec  $\omega_N = \omega_n$  et  $u_{di0I} = 1,05$ , on obtient  $\hat{u}_{cm} \sim 0,171$ . Cette ondulation est trop élevée et pourrait compromettre le bon fonctionnement du dispositif de commande de gâchettes. On peut admettre environ la moitié de cette valeur.

Dans le cas présent, il n'est pas opportun de faire appel à un filtre de lissage, car la réduction de l'ondulation est relativement faible et la fréquence de la composante  $\hat{i}_{zII}$  varie dans un large domaine, ce qui nécessiterait un filtre de lissage ayant une fréquence de coupure relativement basse. On obtient la diminution de l'ondulation très facilement en réduisant la composante proportionnelle du régulateur à la moitié de la valeur déterminée ci-dessus. Ceci demande de doubler la constante de temps d'intégration qui devient donc

$$T_{iz} = 4 \frac{u_{di0I}}{r_z} T_{cm} \quad (13.67)$$

Pour l'exemple numérique en question, on obtient ainsi :  $T_{nz} = 0,087$  s ;  $T_{iz} = 0,053$  s et  $T_{nz}/T_{iz} = 1,64$ .

### 13.4.3 Constante de temps équivalente du circuit de réglage du courant du circuit intermédiaire

Le circuit de réglage fermé pour le courant du circuit intermédiaire peut également être approximé par une constante de temps équivalente, désignée ici par  $T'_z$ . Cepen-

nant, on ne peut pas calculer celle-ci à l'aide de la relation (8.35), car la constante de temps d'intégration a été doublée par rapport à la valeur optimale. Ceci implique aussi une augmentation par le même facteur de la constante de temps équivalente. On obtient donc

$$T_z' = 4 T_{cm} \quad (13.68)$$

Ceci donne en valeur numérique  $T_z' = 6,67$  ms.

On doit remarquer que les relations (13.67) et (13.68) sont valables d'une manière générale lorsque  $\omega_N = \omega_n$ . Si, par contre,  $\omega_n > \omega_N$ , l'ondulation selon la relation (13.66) sera moins élevée et l'on doit augmenter les constantes de temps  $T_{iz}$  et  $T_z'$  avec un facteur inférieur à 2.

#### 13.4.4 Ondulation du courant d'excitation

Pour déterminer l'ondulation du courant d'excitation  $i_e$ , on peut utiliser la relation (10.133). En tenant compte du fait que l'on peut considérer  $sT_e \gg 1$  pour les phénomènes envisagés, on obtient pour l'ondulation du courant d'excitation la relation

$$\tilde{i}_e = \frac{1}{sT_e} \tilde{u}_e - (x_d - x_d') \tilde{i}_d \quad (13.69)$$

Il existe deux composantes. La première est due à l'ondulation de la tension d'excitation, tandis que la deuxième composante est imposée par l'ondulation du courant dans l'axe direct, qui est transmise par couplage inductif dans le circuit d'excitation.

On examinera d'abord la première composante. Ici, on peut poser  $s = j\omega_o$ , avec  $\omega_o = 6\omega_N$  et  $\tilde{u}_e = \pi u_{de0}/6$ , à condition que le convertisseur de courant alimentant le circuit d'excitation soit un montage en pont triphasé. Ainsi, on obtient pour la valeur de crête

$$\frac{1}{\omega_o T_e} \tilde{u}_e = \frac{\pi}{36} \frac{u_{de0}}{\omega_N T_e} \quad (13.70)$$

Cette composante est en général très faible, car la constante de temps  $T_e$  est très grande. Pour l'exemple en question, on obtient la valeur de  $2,7 \cdot 10^{-4}$ . On peut donc toujours négliger le premier terme dans (13.69).

L'ondulation  $\tilde{i}_d$  du courant dans l'axe direct dépend d'une part de l'ondulation  $\tilde{i}_z$  du courant du circuit intermédiaire, qui apparaît aussi sur le courant statorique. Cette ondulation a été calculée au paragraphe 13.4.1. En valeur numérique, on a trouvé la valeur de crête  $\tilde{i}_z = 0,0496$  [voir équation (13.63)]. L'ondulation du courant dans l'axe direct, due à cet effet, sera un peu inférieure à  $\tilde{i}_z$ , car le courant du circuit intermédiaire se répartit selon les relations (13.6) à (13.8) aux axes direct et transverse. D'autre part, il y a une contribution bien plus importante à l'ondulation du courant dans l'axe direct. Elle est due au fait que le courant statorique n'est en réalité pas sinusoïdal, mais pratiquement rectangulaire. On peut représenter ce fait dans un diagramme vectoriel donné par la figure 13.14. Le vecteur instantané  $i_s(t)$  du courant statorique se déplace de  $\pm 30^\circ$  par rapport au vecteur de l'onde fondamentale  $i_s$ . Le déplacement du point 1 au point 2 a lieu avec une vitesse angulaire égale à  $n\omega_n$ . Arrivé au point 2, le vecteur instantané saute au point 1 pour tourner de nouveau vers le point 2. Le rayon du secteur de cercle sur lequel le vecteur  $i_s(t)$  se déplace est égal à  $\pi i_s / (2\sqrt{3})$ , comme on peut le déduire de la relation (13.4).

Comme on le voit à la figure 13.14, le courant  $i_d$  dans l'axe direct varie entre  $i_{d\max}$  et  $i_{d\min}$ . La valeur de crête de l'ondulation équivalente est donc égale à

$$\begin{aligned} \hat{i}_d &= \frac{i_{d\max} - i_{d\min}}{2} = \frac{\pi i_s}{2\sqrt{3}} \frac{\sin(210^\circ - \varphi_p) - \sin(150^\circ - \varphi_p)}{2} = \\ &= -\frac{\pi i_s}{4\sqrt{3}} \cos \varphi_p = -0,453 i_s \cos \varphi_p \end{aligned} \quad (13.71)$$

Puisque  $\varphi_p$  est (en fonctionnement en moteur) plus grand que  $90^\circ$ ,  $\hat{i}_d$  est positif. Pour le courant statorique maximal  $i_s = 1,1$ , on a  $\varphi_p = 124^\circ$  et par conséquent  $\hat{i}_d = 0,279$ . La pulsation de cette composante de l'ondulation est  $6n\omega_n$ . L'amplitude de cette composante étant beaucoup plus élevée que  $\hat{i}_z$ , on peut négliger l'influence due à l'ondulation du courant du circuit intermédiaire.

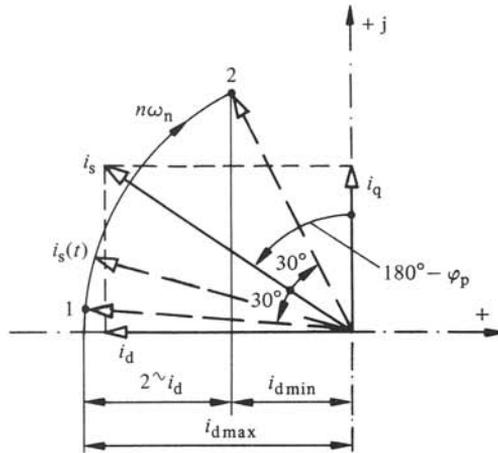


Fig. 13.14 Diagramme vectoriel valable pour courant statorique rectangulaire.

La valeur de crête de l'ondulation du courant d'excitation est donc pratiquement égale à

$$\hat{i}_e = (x_d - x'_d) \hat{i}_d = (x_d - x'_d) 0,453 i_s (-\cos \varphi_p) \quad (13.72)$$

L'exemple numérique fournit la valeur  $\hat{i}_e = 0,342$ . L'ondulation du courant d'excitation est donc très importante et des circuits de lissage efficaces seront indispensables, comme on le montrera au paragraphe suivant.

### 13.4.5 Détermination des constantes de temps du régulateur du courant d'excitation

Puisque l'ondulation du courant d'excitation est très élevée, on doit prévoir a priori un filtre de lissage. Eu égard à la réalisation, on choisira un filtre de lissage de deuxième ordre. Si l'on applique les règles générales pour la détermination des constantes de temps du régulateur avec filtre de lissage, on obtient avec  $r = 1$ ,  $T = T_e$  et  $K_{cm} = u_{de0}$  de (8.32) et (8.66)

$$T_{ne} = T_e \quad (13.73)$$

et

$$T_{ie} = 2 u_{de0} (T_{cm} + 2 T_f) \quad (13.74)$$

Le deuxième indice e rappelle le régulateur du courant d'excitation.

La constante de temps  $T_f$  du filtre de lissage de deuxième ordre doit être déterminée de sorte que la valeur de crête de l'ondulation  $\hat{u}_{cme}$  de la tension de commande pour le dispositif de commande de gâchettes du convertisseur de courant alimentant le circuit d'excitation ne dépasse pas une certaine valeur maximale admissible. En analogie avec l'expression (8.67), on obtient dans le cas présent

$$\hat{u}_{cme} = \frac{T_e}{2 u_{de0} (T_{cm} + 2 T_f)} \frac{1}{1 + (6n \omega_n T_f)^2} \hat{i}_e \quad (13.75)$$

où l'on a tenu compte du fait que la pulsation de l'ondulation est  $6n \omega_n$ . Pour le dimensionnement du filtre de lissage, on doit considérer le cas le plus défavorable. Celui-ci est donné pour un courant statorique maximal et une vitesse minimale dans le domaine de fonctionnement normal. Pour les données numériques résumées au paragraphe 13.1.6, ainsi que pour le point de fonctionnement  $i_s = 1,1$  et  $n = 0,2$ , on a calculé  $\hat{u}_{cme}$  en fonction de  $T_{cm} + 2 T_f$ , c'est-à-dire en fonction de la petite constante de temps  $T_{pe}$  du circuit de réglage du courant d'excitation. Le résultat est représenté à la figure 13.15.

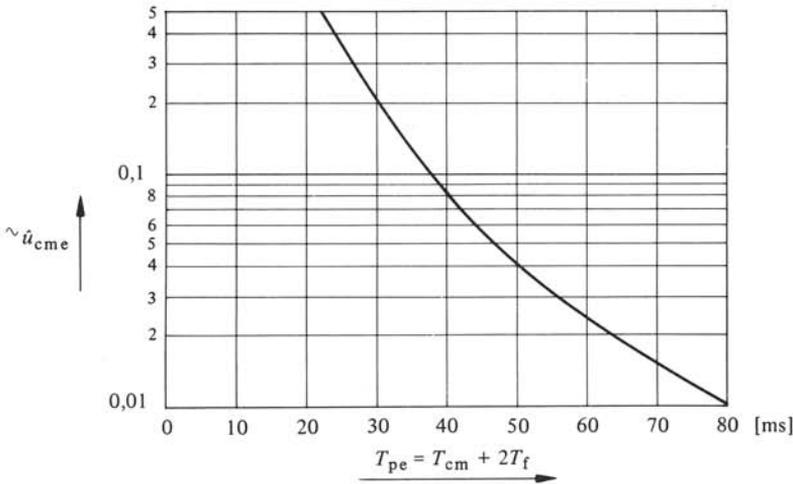


Fig. 13.15 Ondulation de la tension de commande dans le réglage du courant d'excitation.

Si l'on admet une valeur de crête de l'ondulation égale à  $\hat{u}_{cme} = 0,1$ , on tire de la figure 13.15 que la petite constante de temps est  $T_{pe} = 37,7$  ms, d'où la constante de temps du filtre de lissage de deuxième ordre  $T_f = 18$  ms. Ensuite, on tire de (13.73) et (13.74)  $T_{ne} = 2,71$  s et  $T_{ie} = 0,196$  s.

#### 13.4.6 Constante de temps équivalente du circuit de réglage du courant d'excitation

On peut aussi déterminer une constante de temps équivalente pour le circuit de réglage du courant d'excitation fermé. Cette dernière, désignée par  $T'_e$ , dépend de la

petite constante de temps  $T_{pe}$  que l'on a calculée au paragraphe précédent. Selon les démonstrations générales, faites au paragraphe 7.6.4, on obtient

$$T'_e = 2 T_{pe} = 2 (T_{cm} + 2 T_f) \quad (13.76)$$

En valeur numérique, on tire  $T'_e = 75$  ms.

### 13.5 RÉGLAGE DE VITESSE

#### 13.5.1 Graphe de fluence

Pour le circuit de réglage de vitesse, on peut établir le graphe de fluence représenté par la figure 13.16.

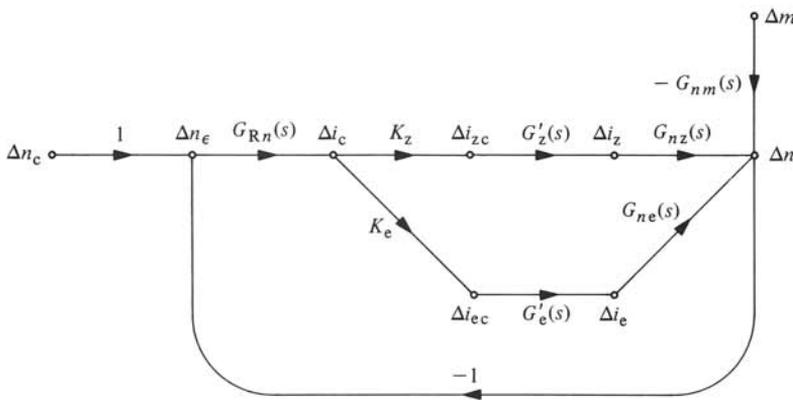


Fig. 13.16 Graphe de fluence du circuit de réglage de vitesse.

Le système à régler  $y$  apparaît selon le graphe de fluence complètement réduit de la figure 13.13. Les circuits de réglage des courants sont pris en considération par la branche comprise entre les nœuds  $\Delta i_{zc}$  et  $\Delta i_z$ , pour le réglage du courant du circuit intermédiaire, et la branche comprise entre les nœuds  $\Delta i_{ec}$  et  $\Delta i_e$  pour le réglage du courant d'excitation. Selon les simplifications introduites à la section précédente, on a négligé les interactions existant entre le courant du circuit intermédiaire et le courant d'excitation. Les fonctions de transfert sont

$$G'_z(s) = \frac{1}{1 + s T'_z} \quad (13.77)$$

et

$$G'_e(s) = \frac{1}{1 + s T'_e} \quad (13.78)$$

Les constantes de temps  $T'_z$  et  $T'_e$  sont données par les relations (13.68) et (13.76).

Les variations  $\Delta i_{zc}$  et  $\Delta i_{ec}$  des valeurs de consigne pour les courants sont, selon le schéma de principe de la figure 13.1, fonction de la variation  $\Delta i_c$  de la valeur de consigne globale. Le facteur de transfert  $K_z$  est  $+1$  pour le fonctionnement en moteur et

-1 pour le fonctionnement en génératrice. Le facteur de transfert  $K_e$  découle de

$$K_e = \frac{di_{ec}}{di_c} = \frac{di_e}{di_s} \quad (13.79)$$

où  $i_e$  en fonction de  $i_s$  est donné pour le régime établi par la caractéristique de la figure 13.8. Puisque celle-ci ne peut être calculée que numériquement, le facteur de transfert  $K_e$  doit être également déterminé par approximation numérique. La figure 13.17 montre l'allure de  $K_z$  et de  $K_e$  en fonction de  $i_c$ .

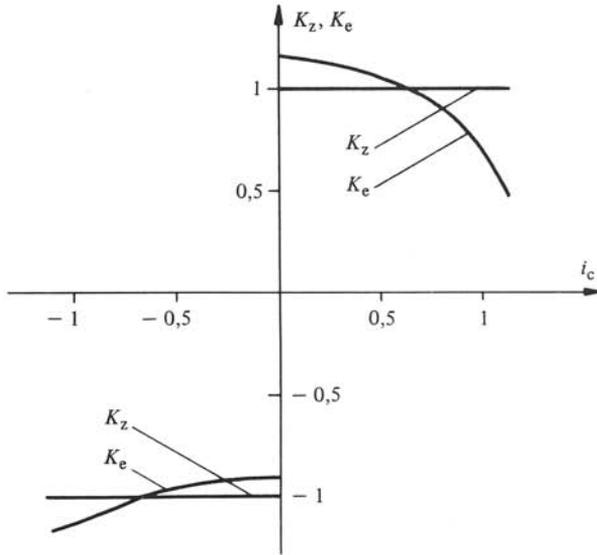


Fig. 13.17 Allure des facteurs de transfert  $K_z$  et  $K_e$ .

Enfin, le graphe de fluence de la figure 13.16 contient le régulateur de vitesse avec la fonction de transfert

$$G_{Rn}(s) = \frac{1 + s T_{nn}}{s T_{in}} \quad (13.80)$$

Le deuxième indice  $n$  renvoie au régulateur de vitesse.

### 13.5.2 Transformation du graphe de fluence

On peut transformer le graphe de fluence de la figure 13.16. Dans ce but, on va réunir les branches comprises entre les nœuds  $\Delta i_c$  et  $\Delta n$  en une seule branche, comme le représente la figure 13.18.

La fonction de transfert équivalente est désignée par  $G_{nc}(s)$ . Elle sera analysée au paragraphe suivant.

Le graphe de fluence réduit de la figure 13.18 présente la structure d'un circuit de réglage simple. Cette structure est identique à celle du circuit de réglage de vitesse d'un moteur à courant continu ou d'un moteur asynchrone.

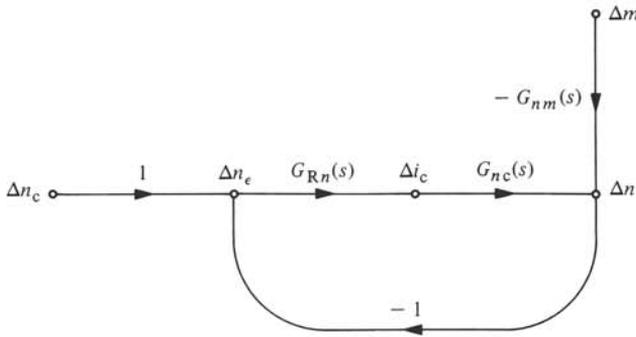


Fig. 13.18 Graphé de fluence réduit du circuit de réglage de vitesse.

### 13.5.3 Fonction de transfert équivalente

Une comparaison entre les graphes de fluence de la figure 13.16 et de la figure 13.18 montre que la fonction de transfert équivalente  $G_{nc}(s)$  est donnée par

$$G_{nc}(s) = G_{nz}(s) G'_z(s) K_z + G_{ne}(s) G'_e(s) K_e \quad (13.81)$$

Comme la fonction de transfert  $G_{nz}(s)$  est une expression assez compliquée [voir équation (13.55)], il est judicieux d'introduire quelques simplifications. Dans le domaine intéressant la stabilité du circuit de réglage de vitesse, on peut supposer que les phénomènes subtransitoires dans le moteur synchrone sont amortis et que celui-ci réagit avec la réactance transitoire. Dans (13.55), on peut donc approximativement remplacer  $x_d(s)$  par  $x'_d$  et  $x_q(s)$  par  $x_q$ . De même, on a  $s T_e / (1 + s T_e) \cong 1$ . Ainsi, on obtient l'approximation

$$G_{nz}(s) \cong \frac{K_{nz}}{s T_m} \quad (13.82)$$

avec le facteur de transfert

$$K_{nz} = i_e K_{qz} + i_s (x_d - x_q) (K_{dz} \cos \varphi_p - K_{qz} \sin \varphi_p) \quad (13.83)$$

Par analogie, on peut écrire pour (13.56), et ceci sans simplifications

$$G_{ne}(s) = \frac{K_{ne}}{s T_m} \quad (13.84)$$

avec

$$K_{ne} = -i_s \cos \varphi_p \quad (13.85)$$

Ainsi, on obtient pour la fonction de transfert équivalente

$$G_{nc}(s) = \frac{1}{s T_m} \left( \frac{K_{nz} K_z}{1 + s T'_z} + \frac{K_{ne} K_e}{1 + s T'_e} \right) \quad (13.86)$$

Parce qu'en général  $K_{nz} K_z > K_{ne} K_e$ , on peut mettre en évidence  $1/(1 + s T'_z)$  et approximer  $(1 + s T'_z)/(1 + s T'_e)$  par 1, d'où l'on tire

$$G_{nc}(s) \cong \frac{K_{nc}}{s T_m (1 + s T'_z)} \quad (13.87)$$

avec le facteur de transfert

$$K_{nc} = K_{nz} K_z + K_{ne} K_e \quad (13.88)$$

Ce dernier dépend du point de fonctionnement donné par le courant statorique  $i_s$ . Cette dépendance est donnée par la figure 13.19. On constate que le facteur de transfert  $K_{nc}$  varie très fortement pour le fonctionnement en moteur.

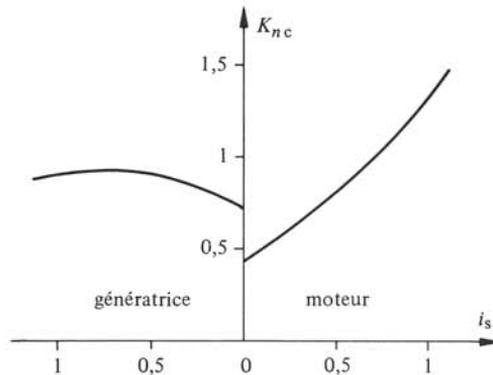


Fig. 13.19 Allure du facteur de transfert  $K_{nc}$ .

Une étude comparative, sur la base des réponses harmoniques, montre que l'expression simplifiée (13.87) donne une bonne approximation par rapport aux relations exactes dans lesquelles on a également tenu compte du comportement complet des circuits de réglage des courants.

#### 13.5.4 Détermination des constantes de temps du régulateur de vitesse

Du graphe de fluence de la figure 13.18 résulte la fonction de transfert pour le circuit de réglage de vitesse ouvert

$$G_{no}(s) = G_{Rn}(s) G_{nc}(s) = \frac{1 + s T_{nn}}{s T_{in}} \frac{K_{nc}}{s T_m (1 + s T'_z)} \quad (13.89)$$

où l'on a fait appel aux expressions (13.80) et (13.87).

Le système à régler, dont la fonction de transfert équivalente est donnée par (13.87), possède un comportement intégrateur. Afin de déterminer les constantes de temps  $T_{nn}$  et  $T_{in}$  du régulateur, on peut appliquer les règles établies à la section 7.5. Cependant, on doit observer la grande variation du facteur de transfert  $K_{nc}$  suivant le point de fonctionnement (voir fig. 13.19).

On va d'abord déterminer la composante proportionnelle du régulateur. Ici, on peut appliquer la relation générale (7.53), où l'on doit introduire  $T_p = T'_z$  et  $T = T_m/K_{nc}$ . Pour  $K_{nc}$ , on doit considérer la valeur maximale  $K_{nc\max}$  apparaissant à  $i_{s\max}$ . Ainsi, on tire

$$\frac{T_{nn}}{T_{in}} = \frac{T_m}{2 K_{nc\max} T'_z} \quad (13.90)$$

La constante de temps  $T_{nn}$  sera choisie de sorte que la pulsation de coupure  $1/T_{nn}$

soit égale à la moitié de la pulsation  $\omega_1$  où  $|G_{no}(j\omega_1)| = 1$ . Dans ce but, on doit évidemment considérer le facteur de transfert minimal  $K_{nc\min}$ . Puisque pour  $K_{nc} = K_{nc\max}$  on a  $\omega_1 = 1/2 T'_z$  et que  $\omega_1$  varie avec  $K_{nc}$ , on obtient avec  $K_{nc\min}$  pour  $\omega_1$  :

$$\omega_{1\min} = \frac{1}{2 T'_z} \frac{K_{nc\min}}{K_{nc\max}} \quad (13.91)$$

Comme on l'a déjà mentionné, on doit choisir  $T_{nn} = 2/\omega_{1\min}$ , d'où l'on tire

$$T_{nn} = 4 T'_z \frac{K_{nc\max}}{K_{nc\min}} \quad (13.92)$$

En introduisant cette expression dans (13.90), on obtient pour la constante de temps d'intégration

$$T_{in} = 8 \frac{T_z'^2}{T_m} \frac{K_{nc\max}^2}{K_{nc\min}} \quad (13.93)$$

Selon l'exemple numérique considéré, on obtient  $T_{nn} = 92$  ms et  $T_{in} = 0,72$  ms.

Evidemment, le régulateur de vitesse ne réagit pas d'une manière optimale à des variations du couple résistant (grandeur perturbatrice), parce que la constante de temps  $T_{nn}$  a dû être choisie en tenant compte du facteur de transfert  $K_{nc}$  variable. A cet égard, on se référera aussi aux remarques faites au paragraphe 11.4.3.

### 13.5.5 Fonctions de transfert du circuit de réglage fermé

Dans ce cas aussi, on peut complètement réduire le graphe de fluence de la figure 13.18 pour aboutir à la forme donnée par la figure 13.20.

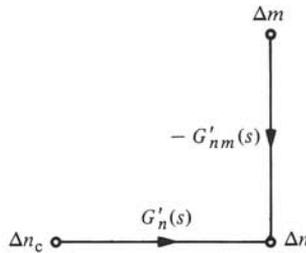


Fig. 13.20 Graphe de fluence complètement réduit du circuit de réglage de vitesse.

Les fonctions de transfert  $G'_n(s)$  et  $G'_{nm}(s)$  sont identiques aux expressions données par les équations (11.50) et (11.51). Pour  $G_{no}(s)$ , il faut utiliser la relation (13.89), tandis que  $G_{nm}(s)$  est donné par (13.57).

### 13.5.6 Réponses indicielles du circuit de réglage fermé

Les réponses indicielles du circuit de réglage fermé ont été calculées à l'aide d'un ordinateur. Les résultats sont donnés aux figures 13.21 et 13.22. On y a représenté trois courbes, afin de mettre en évidence l'influence du courant statorique  $i_s$  pour le cas du fonctionnement en moteur.

Les courbes de la figure 13.21 sont valables pour le cas sans filtre pour la valeur de consigne. Le dépassement maximal de 25% environ est acceptable. Dans ce cas aussi,

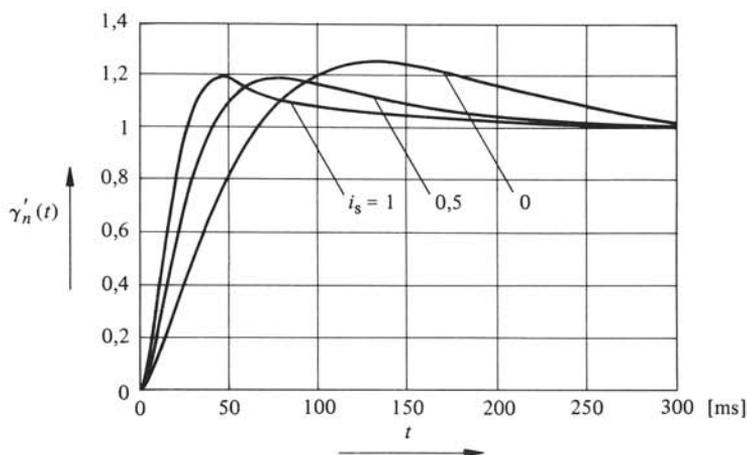


Fig. 13.21 Réponses indicielles de la vitesse, lors d'une variation brusque de la valeur de consigne (sans filtre pour la valeur de consigne).

il n'est pas opportun d'utiliser un filtre pour la valeur de consigne, parce que celui-ci augmente de manière inadmissible le temps de réglage (voir § 11.4.7).

On constate, pour des variations brusques du couple résistant (réponses indicielles de la figure 13.22), que le temps de réglage est relativement long. Ceci est dû au fait que le régulateur de vitesse ne peut être choisi de manière optimale, à cause du point de fonctionnement variable.

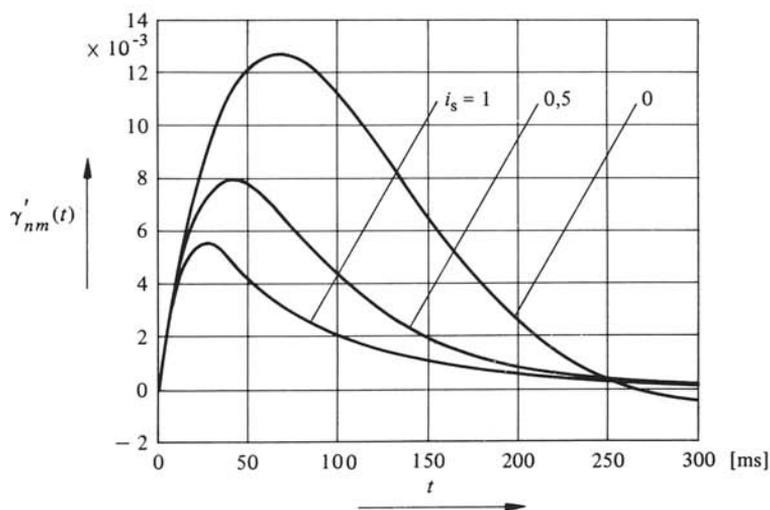


Fig. 13.22 Réponses indicielles de la vitesse, lors d'une variation brusque du couple résistant.



## BIBLIOGRAPHIE

- Y. LOISELET, *L'amplificateur opérationnel dans les asservissements*, Dunod, Paris, 1971.
- J.C. MARCHAIS, *L'amplificateur opérationnel et ses applications*, Masson, Paris, 1971.
- H. BÜHLER, *Einführung in die Anwendung kontaktloser Schaltelemente*, Birkhäuser, Basel, 1966.
- D. ERNST, D. STRÖLE, *Industrieelektronik*, Springer, Berlin, 1973.
- F. FRÖHR, F. ORTTENBURGER, *Einführung in die elektronische Regelungstechnik*, Siemens, Berlin/München, 1970.
- A. BUXBAUM, K. SCHIERAU, *Berechnung von Regelkreisen in der Antriebstechnik*, Hüthig, Heidelberg, 1974.
- J. HENRY-BAUDOT, *Les machines électriques en automatique appliquée*, Dunod, Paris, 1967.
- W. LEONHARD, *Regelung in der elektrischen Antriebstechnik*, Teubner, Stuttgart, 1974.
- G. PFAFF, *Regelung elektrischer Antriebe I*, Oldenbourg, München, 1971.
- F. KÜMMEL, *Elektrische Antriebstechnik*, Springer, Berlin, 1971.
- J. VOGEL, *Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik mit Berechnungsbeispielen*, Hüthig, Heidelberg, 1977.
- R.S. RAMSHAW, *Power Electronics, Thyristor controlled power for electric motors*, Chapman and Hall, London, 1973.
- H. BÜHLER, *Einführung in die Theorie geregelter Gleichstromantriebe*, Birkhäuser, Basel, 1962.
- R. CHAMPRADE, *Commande électrique des moteurs à courant continu*, Eyrolles, Paris, 1975.
- J. LANGHOFF, E. RAATZ, *Geregelte Gleichstromantriebe*, Elitera, Berlin, 1977.
- H. BÜHLER, *Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe*, Band 1: *Grundlagen*, Band 2: *Anwendungen*, Birkhäuser, Basel, 1977.
- J. MURPHY, *Thyristor Control of A.C. Motors*, Pergamon, Oxford, 1973.



# INDEX ANALYTIQUE

Les références sont celles des pages

- Adaptation optimale, 168
- Affaiblissement du champ
  - d'excitation, 215
- Ajustement optimal d'un régulateur, 167, 170
- Alimentation, 9
  - principale, 10
- Alternateur tachymétrique, 43
- Amortissement optimal, 167
- Amplificateur
  - à transistors, 103, 104
  - de réglage, 4, 47
  - opérationnel, 48
- Amplification finie, 62
- Angle
  - de la roue polaire, 253
  - de retard d'allumage, 113
  - interne, 253
- Application des moteurs électriques, 209
- Applications industrielles, 210
- Approximation par droites, 158
- Armoires, 27
- Asymptote intermédiaire, 172
- Axe
  - complexe, 234
  - direct, 244
  - transverse, 244
- Bacs à cartes, 27
- Blindage, 22
- Bloc, 56
- Bloc fonctionnel, 129
- Branche, 154, 156
  
- Câbles bifilaires, 24
- Cadres pivotants, 27
- Capteur inductif, 44
- Caractéristique
  - à vide, 231
  - d'aimantation, 228
  - d'aimantation inverse, 230
  - en charge, 231
  - statique, 36, 231
- Cartes enfichables, 26
- Cascade de convertisseurs de courant, 218
- Champ d'excitation, 213
- Charge en série avec
  - le collecteur, 104
  - l'émetteur, 105
- Circuit
  - d'excitation, 228
  - de contre-réaction, 56
  - de lissage, 38, 47, 75
  - de lissage actif, 78
  - de réglage de courant, 191
- Circuits
  - couplés, 206
  - de réglage en cascade, 135, 179
- Coefficient
  - d'amortissement, 164
  - de fuite, 230, 249
  - de fuite total, 239
- Commutation
  - à l'aide de FET, 71
  - à pulsation, 107
- Comparateur de valeurs de consigne et réelle, 4
- Compensation
  - des constantes de temps, 168
  - du courant de polarisation, 50
- Comportement
  - intégral, 170
  - oscillatoire amorti, 164
- Composante
  - dérivée, 61
  - intégrale, 55
  - proportionnelle, 54
- Conduction
  - continue, 192
  - intermittente, 187, 192

Constante de temps  
 – d'excitation, 204  
 – d'excitation nominale, 230  
 – d'intégration, 54  
 – dominante, 167  
 – globale, 228  
 – mécanique, 226  
 Convertisseur de courant  
 – normal, 119  
 – unidirectionnel, 195  
 Convertisseur  
 – de mesure, 45  
 – de tension continue, 14  
 Couplage  
 – capacitif, 17  
 – combiné, 20  
 – galvanique, 19  
 – inductif, 18  
 – par masse, 20  
 Couple  
 – apparent, 235  
 – électromagnétique, 228, 237  
 Critère de stabilité  
 – de Bode, 162  
 – de Nyquist, 158  
 Critère sur l'amortissement, 162  
  
 Débitmètre inductif, 44  
 Dépassement maximum, 164  
 Détermination des éléments, 56, 64  
 Diagramme  
 – de Bode, 158  
 – de Nyquist, 158  
 – fonctionnel, 129  
 – structurel, 153  
 Dimensionnement des circuits de  
 lissage, 200  
 Discriminateur, 43  
 Dispositif  
 – de commande de  
 gâchettes, 103, 113  
 – de contrôle, 123  
 Dispositif de formation  
 – de valeur absolue, 92  
 – de valeur maximale, 48, 94  
 – de valeur minimale, 48, 94  
 Dispositif de retard  
 – du deuxième ordre, 77  
 – du premier ordre, 76  
 Dispositif non linéaire, 81  
 Disposition mécanique, 26

Dosage de la corrélation  
 – de dérivée, 60  
 – d'intégrale, 54  
 Durée  
 – de déclenchement, 100, 110  
 – d'enclenchement, 100, 110  
 Dynamomètre, 45  
 Dynamo tachymétrique, 43  
  
 Ecart de réglage, 49  
 Ecrans métalliques, 24  
 Enroulement équivalent, 234  
 Entraînements réglés, 209  
 – avec moteurs à courant  
 continu, 255  
 – avec moteurs asynchrones, 275  
 – avec moteurs synchrones, 295  
 – réversibles, 213  
 Equation  
 – de mouvement, 226  
 – de tension induite, 235  
 Equipement  
 – de commande digital, 5  
 – de réglage analogique, 4  
 – hybride, 6  
  
 Facteur de transfert, 157  
 Filtre  
 – correcteur, 6  
 – de lissage, 75  
 – pour la valeur de consigne, 32  
 Flux  
 – couplé, 229, 236  
 – de fuite, 230  
 – principal, 230  
 Fonction de transfert, 157  
 – de la perturbation du système  
 à régler, 170  
 – de l'organe de commande, 105  
 – du circuit de réglage fermé, 164  
 – du circuit de réglage ouvert, 158  
 – d'un régulateur, 53  
 – d'un système à régler, 167  
 – du moteur à courant continu, 257  
 – du moteur asynchrone, 278  
 – du moteur synchrone, 308  
 – pour l'ondulation, 195  
 Fréquence  
 – de glissement, 239  
 – relative, 235

- Générateurs de fonctions non linéaires, 47, 88
- Graphe de fluence, 154
  - complètement réduit, 155
- Grandeur
  - absolue, 157
  - perturbatrice, 170
  - physique, 157
- Grandeurs relatives, 156
  
- Hypersynchrone, 220
- Hyposynchrone, 219
- Hystérèse, 96
  
- Imposition du point de fonctionnement, 136
- Inductance
  - différentielle, 204
  - interne, 183
  - non saturée, 205
- Instabilité, 159
- Intégrateur de montée, 31
  
- Ligne
  - à courant fort, 17
  - de signalisation, 17
- Limitation
  - avec diodes en contre-réaction, 81
  - grandeur auxiliaire, 133
  - par organes en parallèle, 133
  - par séparation de deux régulateurs, 134
  - par un pont à diodes, 86
  - sur un amplificateur de réglage, 83
- Limite de stabilité, 159
  
- Manomètre élastique, 44
- Marge de phase, 160
- Mesures de protection, 22
- Méthode de sous-oscillation, 151
- Mise
  - à la masse, 25
  - à la terre, 25
- Module, 158
- Modules
  - analogiques, 1, 2
  - hybrides, 1
  - logiques, 1, 2
  - standard, 1
  - standard de base, 1
- Moment d'inertie, 226
  
- Montage
  - de limitation, 47
  - en pont, 110
  - push-pull, 106
- Moteur
  - à convertisseur de courant, 224
  - à courant continu, 213, 227, 255
  - asynchrone, 215, 233, 275
  - synchrone, 221, 244, 295
  
- Nœud, 154
  - d'entrée, 155
  - de sortie, 155
  
- Offset, 37
- Ondulation, 182, 190
  - de la tension continue, 195
  - de la tension de commande, 195, 199
  - du courant continu, 195
  - équivalente, 197
- Organes
  - d'alimentation, 10
  - de commande, 5, 103
  - de consigne, 4, 29
  - d'entrée, 4
  - de mesure, 4, 35
  - de réglage, 103
  - de sortie, 4
  - de traitement de signaux, 4
  - non linéaires, 4
  
- Passage par 1 du module, 161
- Pente, 158
- Période de pulsation, 110
- Perméabilité incrémentale, 207
- Perturbations
  - aléatoires, 16
  - périodiques, 16
  - sur les tensions auxiliaires, 20
- Petite constante de temps, 167
  - équivalente, 179
- Petits retards, 175
- Petit temps mort, 177
- Phase, 158
- Phase complexe, 234
- Point
  - critique, 159
  - de fonctionnement variable, 268
  - zéro, 11, 30
- Position relative du curseur, 30

- Potentiomètre, 29
- Précision
  - dynamique, 211
  - statique, 211
- Principe de compensation, 38
- Protection contre les perturbations, 21
- Puissance de glissement, 216
- Pulsation
  - de coupure, 55, 158
  - de l'ondulation, 197
  - de passage par 1, 163
  - propre, 164
- Rack, 27
- Rapidité de réglage, 169
- Rapport d'inductance, 249
- Réactance
  - opérationnelle, 250
  - synchrone, 248
- Réaction positive, 97
- Réglage, 133
  - adaptatif, 8
  - de courant, 191
  - des convertisseurs de courant, 138
  - des courants, moteur synchrone, 315
  - de vitesse, moteur à courant continu, 267
  - de vitesse, moteur asynchrone, 284
  - de vitesse, moteur synchrone, 320
  - du courant d'excitation, 203
  - du courant d'induit, 263
- Réglage et commande mixte, 7
- Réglage et contrôle
  - des convertisseurs de courant bidirectionnels, 140
  - des convertisseurs de fréquence, 147
  - des variateurs de courant continu, 145
- Régulateur, 4, 47
- Régulateur à action
  - à deux positions, 6, 48, 96
  - à deux positions avec contre-réaction, 99
  - à trois positions, 6, 48, 96, 100
- Régulateur adaptatif, 47, 67, 270, 290
  - en cas de conduction intermittente, 194
- Régulateur
  - analogique, 6
  - à pulsation, 149
  - digital, 7
  - P, 51
  - PI, 53
  - PID, 58
  - PID avec circuits de lissage, 79
  - PID avec filtre pour la valeur de consigne, 81
  - pour la grandeur auxiliaire, 135
  - principal, 135
  - standard, 47
- Relation
  - de Bayard et Bode, 160
  - fondamentale, 51
- Réponse harmonique, 157
  - du circuit de réglage ouvert, 159
- Résistance
  - globale, 228
  - interne, 183
  - de comparaison, 49
- Schéma
  - bloc, 156
  - de principe, 129
- Schéma équivalent
  - du convertisseur de courant, 183
  - d'un moteur à courant continu, 227
  - pour l'ondulation, 196
- Sensibilité aux perturbations, 21
- Seuil de basculement, 98
- Shunt, 42
- Signal de sortie, 50
- Somme des petites constantes de temps, 176
- Sous-oscillation, 151
- Stabilisation, 11
- Stabilisation d'un circuit de réglage, 162, 170
- Stabilité, 159
- Structure variable, 72
- Système
  - à commander, 6
  - à régler, 5
  - à un axe complexe, 234
  - biphasé, 233
  - de blindage, 25
- Système de coordonnées
  - commun, 234

- du rotor, 234
  - du stator, 234
  - tournant à la vitesse synchrone, 234
- Système
- de protection au toucher, 25
  - de référence, 25

#### Temps

- de lancement, 227
- de montée, 164
- de réglage, 211
- de retard, 121
- mort, 122

#### Tension

- auxiliaire, 10, 123
- de commande, 104, 113
- de consigne, 29, 49
- de consigne stabilisé, 33
- de contrôle, 68
- d'entrée, 48
- de masse, 20
- de référence, 113
- de sortie, 48
- de transformation, 238
- induite, 228
- induite de mouvement, 238
- perturbatrice, 16

- réelle, 49
- Thermocouple, 44
- Thermomètre à résistance, 44
- Tiroirs, 27
- Torsade, 23
- Transducteur
- capacitif, 35
  - inductif, 34
- Transformateur
- de courant continu, 38
  - de tension continue, 42
  - d'impulsion, 117
- Transformation de coordonnées, 237

#### Valeur

- de consigne, 50
  - de référence, 157
  - initiale, 74
  - moyenne, 182
  - réelle, 50
- Variateur de courant continu, 103
- à transistors de commutation, 107
- Ventilation, 28
- Vitesse relative, 235

Wire-wrapping, 27



## GLOSSAIRE

Symbole	Unité	Description	Page	Paragraphe
$A_0$	1	Amplification	62	4.3.7
$B$	T	Induction magnétique	119	5.4.4
$c$	1	Signal de commande logique	72	4.4.7
$C$	F	Capacité	17	2.3.2
$f$	$s^{-1}$	Fréquence	122	5.4.6
$f$	1	Fréquence (grandeur relative)	184	8.2.4
$f_o$	$s^{-1}$	Fréquence de l'ondulation	190	8.2.11
$f_p$	$s^{-1}$	Fréquence de pulsation	128	5.5.5
$f_r$	1	Fréquence relative au rotor (fréquence de glissement)	239	10.3.9
$f_{rc}$	1	Valeur de consigne pour la fréquence de glissement (grandeur relative)	276	12.1.2
$f_{rn}$	1	Fréquence de glissement nominale (grandeur relative)	283	12.2.7
$f_s$	1	Fréquence relative au stator	239	10.3.9
$f_{sc}$	1	Valeur de consigne pour la fréquence d'aimantation au stator (grandeur relative)	276	12.1.2
$G$	1	Module	160	7.2.2
$G(s)$	1	Fonction de transfert	53	4.1.8
$G'(s)$	1	Fonction de transfert du circuit de réglage fermé	164	7.3.2
$G'_e(s)$	1	Fonction de transfert du circuit de réglage fermé pour le courant d'excitation	320	13.5.1
$G'_i(s)$	1	Fonction de transfert du circuit de réglage de courant fermé	264	11.3.4
$G'_n(s)$	1	Fonction de transfert du circuit de réglage de vitesse fermé	271	11.4.6
$G_o(s)$	1	Fonction de transfert du circuit de réglage ouvert	158	7.2.1
$G_s(s)$	1	Fonction de transfert du système à régler	167	7.4.1
$\sim G_s(s)$	1	Fonction de transfert pour l'ondulation	195	8.4.1
$G'_z(s)$	1	Fonction de transfert du circuit de réglage fermé pour le courant dans le circuit intermédiaire	320	13.5.1
$G_\sigma(s)$	1	Fonction de transfert de la perturbation du système à régler	170	7.5.1
$i$	1	Courant (grandeur relative)	105	5.2.2

$i_a$	1	Courant d'induit	228	10.2.3
$i_c$	1	Valeur de consigne pour le courant	256	11.1.2
$i_d$	1	Courant continu	138	6.4.2
$i_d$	1	Courant statorique dans l'axe direct	247	10.4.4
$\sim i_d$	1	Ondulation du courant continu	195	8.4.1
$i_e$	1	Courant d'excitation	248	10.4.4
$\sim i_e$	1	Ondulation du courant d'excitation	317	13.4.4
$i_q$	1	Courant statorique dans l'axe transverse	247	10.4.4
$i_r$	1	Courant rotorique	236	10.3.4
$i_s$	1	Courant statorique	236	10.3.4
$i_{sc}$	1	Valeur de consigne pour le courant statorique	276	12.1.2
$i_z$	1	Courant dans le circuit intermédiaire	296	13.1.2
$\sim i_z$	1	Ondulation du courant dans le circuit intermédiaire	315	13.4.1
$i_{zc}$	1	Valeur de consigne pour le courant dans le circuit intermédiaire	296	13.1.2
$I$	A	Courant	18	2.3.3
$I_{dn}$	A	Courant continu nominal	183	8.2.4
$I_r$	A	Courant rotorique	234	10.3.1
$I_s$	A	Courant statorique	234	10.3.1
$J$	kgm <sup>2</sup>	Moment d'inertie	226	10.1.4
$k$	1	Ordre du filtre de lissage	200	8.4.5
$K$	1	Facteur de transfert	36	3.3.2
$K$	1	Composante proportionnelle	55	4.2.4
$K_i$	1	Facteur de transfert	285	12.3.1
$K_i$	1	Facteur de transfert intermédiaire	193	8.3.3
$K_i'$	1	Facteur de transfert du circuit de réglage de courant fermé	266	11.3.5
$K_i'$	1	Facteur de transfert résultant	287	12.3.3
$K_s$	1	Facteur de transfert du système à régler	189	8.2.10
$L$	H	Inductance	18	2.3.3
$L_a$	H	Inductance de l'induit	227	10.2.1
$L_{e0}$	H	Inductance non saturée	205	8.2.5
$L_h$	H	Inductance de champ principale	236	10.3.5
$L_i$	H	Inductance interne	183	8.2.3
$m$	1	Couple résistant	226	10.1.4
$m_e$	1	Couple électromagnétique	226	10.1.4
$M$	Nm	Couple résistant	226	10.1.4
$M_e$	Nm	Couple électromagnétique	214	9.2.2
$n$	tours/min	Vitesse	213	9.2.1
$n$	1	Vitesse relative	228	10.2.4
$n_c$	1	Valeur de consigne pour la vitesse (grandeur relative)	256	11.1.2
$n_n$	tours/min	Vitesse nominale	214	9.2.2
$N$	1	Nombre de spires	14	2.2.6
$p$	1	Indice de pulsation	187	8.2.9
$p$	1	Nombre de paires de pôles	215	9.3.1
$p_s$	1	Puissance relative au stator	253	10.4.10
$r$	1	Résistance relative	196	8.4.2
$r_i$	1	Résistance interne	183	8.2.4

$r_r$	l	Résistance relative de l'enroulement rotorique	236	10.3.4
$r_s$	l	Résistance relative de l'enroulement statorique	236	10.3.4
$r_t$	l	Résistance totale	186	8.2.6
$r_z$	l	Résistance équivalente du circuit intermédiaire	310	13.3.3
$R$	$\Omega$	Résistance	19	2.3.4
$R_a$	$\Omega$	Résistance de l'induit	227	10.2.1
$R_i$	$\Omega$	Résistance interne	17	2.3.2
$s$	l	Signal de sortie logique	96	4.7.2
$s$	$s^{-1}$	Opérateur de Laplace	18	2.3.2
$S$	$m^2$	Section	119	5.4.4
$t$	s	Temps	55	4.2.5
$t_d$	s	Durée de déclenchement	100	4.7.3
$t_e$	s	Durée d'enclenchement	100	4.7.3
$t_m$	s	Temps de montée	165	7.3.5
$t_r$	s	Temps de retard	121	5.4.6
$t_R$	s	Temps de réglage	211	9.1.4
$T$	s	Constante de temps	64	4.3.7
$T$	s	Période	121	5.4.6
$T_a$	s	Constante de temps dominante	167	7.4.1
$T'_a$	s	Petite constante de temps équivalente du circuit de réglage pour la grandeur auxiliaire fermé	179	7.6.4
$T_b$	s	Constante de temps dominante	167	7.4.1
$T_d$	s	Constante de temps	196	8.4.2
$T'_d$	s	Constante de temps transitoire directe	251	10.4.8
$T''_d$	s	Constante de temps subtransitoire directe	251	10.4.9
$T_e$	s	Constante de temps d'excitation	248	10.4.4
$T'_e$	s	Constante de temps équivalente du circuit de réglage du courant d'excitation fermé	320	13.4.6
$T_{em}$	s	Constante de temps d'excitation nominale	230	10.2.5
$T_f$	s	Constante de temps du filtre	200	8.4.5
$T_i$	s	Constante de temps d'intégration	54	4.2.2
$T'_i$	s	Petite constante de temps équivalente du circuit de réglage de courant fermé	192	8.3.2
$T_m$	s	Constante de temps mécanique	226	10.1.4
$T'_m$	s	Constante de temps mécanique équivalente	259	11.2.3
$T''_m$	s	Constante de temps mécanique équivalente	283	12.2.6
$T_n$	s	Dosage de la corrélation d'intégrale	54	4.2.2
$T_p$	s	Période de pulsation	110	5.3.3
$T_p$	s	Petite constante de temps	167	7.4.1
$T''_q$	s	Constante de temps subtransitoire transversale	250	10.4.7
$T_r$	s	Constante de temps de l'enroulement rotorique	242	10.3.12
$T'_r$	s	Constante de temps transitoire de l'enroulement rotorique	240	10.3.10

$T_s$	s	Constante de temps de l'enroulement statorique	243	10.3.13
$T_s'$	s	Constante de temps transitoire de l'enroulement statorique	240	10.3.10
$T_t$	s	Constante de temps résultante	186	8.2.6
$T_v$	s	Dosage de la corrélation de dérivée	60	4.3.3
$T_z$	s	Constante de temps du circuit intermédiaire	310	13.3.3
$T_z'$	s	Constante de temps équivalente du circuit de réglage fermé pour le courant dans le circuit intermédiaire	317	13.4.3
$T_\alpha$	s	Constante de temps équivalente	259	11.2.3
$T_\beta$	s	Constante de temps équivalente	259	11.2.3
$u_{cm}$	1	Tension de commande	105	5.2.2
$\sim u_{cm}$	1	Ondulation de la tension de commande	195	8.4.1
$u_d$	1	Tension continue	126	5.5.4
$u_d$	1	Tension statorique dans l'axe direct	247	10.4.4
$\sim u_d$	1	Ondulation de la tension continue	190	8.2.11
$u_{di0}$	1	Tension continue idéale maximale	119	5.4.5
$u_{di\alpha}$	1	Tension continue idéale	119	5.5.4
$u_e$	1	Tension d'entrée	126	5.5.4
$u_e$	1	Tension d'excitation	248	10.4.4
$\sim \hat{u}_e$	1	Ondulation de la tension d'excitation (valeur de crête)	317	13.4.4
$u_i$	1	Tension induite	228	10.2.4
$u_p$	1	Tension induite à vide de la roue polaire	253	10.4.10
$\hat{u}_p$	1	Tension déterminante pour la conduction intermittente	188	8.2.9
$u_q$	1	Tension statorique dans l'axe transverse	247	10.4.4
$u_r$	1	Tension rotorique	236	10.3.4
$u_s$	1	Tension statorique	236	10.3.4
$U_a$	V	Tension auxiliaire	10	2.2.1
$U_c$	V	Tension de consigne	30	3.2.1
$U_{cm}$	V	Tension de commande	104	5.2.2
$U_{cn}$	V	Tension de consigne nominale	50	4.1.4
$U_d$	V	Tension continue	14	2.2.6
$\sim U_d$	V	Ondulation de la tension continue	182	8.2.1
$U_{dn}$	V	Tension continue nominale	120	5.4.5
$U_e$	V	Tension d'entrée	48	4.1.2
$U_h$	V	Tension auxiliaire	123	5.5.2
$U_i$	V	Tension induite	18	2.2.3
$U_i$	V	Tension induite	228	10.2.4
$U_m$	V	Tension de sortie d'un multiplicateur	68	4.4.2
$U_p$	V	Tension perturbatrice	17	2.3.2
$U_r$	V	Tension de référence	113	5.4.2
$U_r$	V	Tension réelle	49	4.1.3
$U_{rn}$	V	Tension réelle nominale	50	4.1.4
$U_s$	V	Tension de sortie	48	4.1.2
$U_s$	V	Tension statorique	234	10.3.1
$U_{sn}$	V	Tension de sortie nominale	50	4.1.1
$U_v$	V	Tension de contrôle variable	68	4.4.2
$U_z$	V	Tension Zener	12	2.2.3

$x$	1	Grandeur relative (en général)	36	3.3.1
$x$	1	Inductance relative	237	10.3.5
$x_a$	1	Grandeur auxiliaire	133	6.2.2
$x_c$	1	Valeur de consigne	49	4.1.3
$x_c$	1	Réactance de court-circuit relative	183	8.2.3
$x_c$	1	Réactance de commutation relative	305	13.2.3
$x_d$	1	Réactance synchrone directe	248	10.4.5
$x'_d$	1	Réactance transitoire directe	251	10.4.8
$x''_d$	1	Réactance subtransitoire directe	251	10.4.8
$x_d(s)$	1	Réactance opérationnelle directe	250	10.4.8
$x_e$	1	Grandeur d'entrée	156	7.1.4
$x_h$	1	Réactance de champ principale relative	237	10.3.5
$x_L$	1	Réactance relative	188	8.2.9
$x_q$	1	Réactance synchrone transversale	248	10.4.5
$x''_q$	1	Réactance subtransitoire transversale	250	10.4.7
$x_q(s)$	1	Réactance opérationnelle transversale	250	10.4.7
$x_r$	1	Valeur réelle	49	4.1.3
$x_r$	1	Réactance relative du rotor	237	10.3.5
$x_s$	1	Signal de sortie	50	4.1.5
$x_s$	1	Réactance relative du stator	236	10.3.5
$x_z$	1	Réactance relative du circuit intermédiaire	315	13.4.1
$x_e$	1	Ecart de réglage	49	4.1.3
$X$	—	Grandeur physique	35	3.3.1
$Y(s)$	S	Admittance	51	4.1.7
$Z$	$\Omega$	Impédance	18	2.3.2
$\alpha$	$^\circ$	Position relative du curseur	83	4.6.2
$\alpha$	$^\circ$ ou rad	Angle de retard d'allumage	114	5.4.2
$\alpha_p$	$^\circ$ ou rad	Angle de retard d'allumage par rapport à la roue polaire	297	13.1.2
$\alpha_{II}$	$^\circ$ ou rad	Angle de retard d'allumage de l'onduleur	299	13.1.3
$\beta$	$^\circ$ ou rad	Angle où le courant s'annule	187	8.2.8
$\gamma$	$^\circ$ ou rad	Angle d'extinction	304	13.2.3
$\gamma(t)$	1	Réponse indicielle	55	4.2.5
$\Delta\gamma'_{\max}$	1	Dépassement maximum	164	7.3.4
$\delta$	1	Coefficient d'amortissement	164	7.3.2
$\delta$	$^\circ$ ou rad	Angle de la roue polaire	253	10.4.10
$\vartheta$	$^\circ$ ou rad	Angle	233	10.3.1
$\vartheta_k$	$^\circ$ ou rad	Angle du système de coordonnées commun	234	10.3.2
$\mu$	$^\circ$ ou rad	Angle d'empiètement	299	13.1.3
$\rho$	1	Position relative du curseur	30	3.2.1
$\sigma$	1	Coefficient de fuite total	239	10.3.10
$\sigma_e$	1	Coefficient de fuite	230	10.2.5
$\varphi$	1	Flux d'induction relative	228	10.2.4
$\varphi$	$^\circ$ ou rad	Phase	160	7.2.2
$\varphi$	$^\circ$ ou rad	Déphasage entre courant et tension	253	10.4.10
$^1\varphi$	$^\circ$ ou rad	Déphasage de l'onde fondamentale	299	13.1.3
$\varphi_M$	$^\circ$ ou rad	Marge de phase	163	7.3.1
$\Phi$	Vs	Flux d'induction	204	8.5.2
$\Phi_{\sigma e}$	Vs	Flux de fuite	229	10.2.5
$\psi$	1	Flux couplé relatif	236	10.3.4
$\psi_d$	1	Flux couplé dans l'axe direct	247	10.4.4

$\psi_q$	1	Flux couplé dans l'axe transverse	247	10.4.4
$\psi_r$	1	Flux couplé au rotor	236	10.3.5
$\psi_s$	1	Flux couplé au stator	236	10.3.5
$\Psi$	$V_s$	Flux totalisé (flux couplé)	18	2.3.3
$\Psi_e$	$V_s$	Flux couplé d'excitation	227	10.2.1
$\omega$	$s^{-1}$	Pulsation	55	4.2.4
$\omega_n$	$s^{-1}$	Pulsation nominale	184	8.2.4
$\omega_N$	$s^{-1}$	Pulsation du réseau d'alimentation	315	13.4.1
$\omega_o$	$s^{-1}$	Pulsation de l'ondulation	197	8.4.2
$\omega_0$	$s^{-1}$	Pulsation propre	164	7.3.2
$\omega_1$	$s^{-1}$	Pulsation de passage par 1	163	7.3.1
$\Omega$	$s^{-1}$	Vitesse angulaire	226	10.1.4

## INDICES

a	Auxiliaire
a	Circuit d'induit
a	Phase a
b	Phase b
c	Phase c
c	Commande logique
c	Consigne
c	Court-circuit
cm	Commande
d	Axe direct
d	Continu
D	Enroulement amortisseur axe direct
e	Entrée
e	Electromagnétique
e	Enroulement d'excitation
e	Excitation
eq	Equivalent
f	Contre-réaction
f	Filtre
f	Fréquence
fc	Filtre pour la valeur de consigne
h	Auxiliaire
h	Principal
i	Interne
i	Intermédiaire
i	Intégration
i	Courant
i	Circuit de réglage de courant
lim	Limitation
m	Couple
m	Mécanique
m	Multiplicateur
M	Grandeur mesurée
max	Valeur maximale
min	Valeur minimale

$n$	Circuit de réglage de vitesse
$n$	Corrélation intégrale
$n$	Nominal
$n$	Référence
$n$	Vitesse
$N$	Réseau d'alimentation
$o$	Ouvert
$p$	Petit
$q$	Axe transverse
$Q$	Enroulement amortisseur axe transverse
$r$	(Valeur) réelle
$r$	Référence
$r$	Retard
$r$	Rotor
$R$	Régulateur
$s$	Sortie
$s$	Stator
$s$	Système à régler
sat	Saturation
$u$	Tension
$v$	Corrélation de dérivée
$z$	Circuit intermédiaire
$\alpha$	Composante réelle
$\beta$	Composante imaginaire
$\epsilon$	Ecart
$\sigma$	Perturbation
$I$	Convertisseur de courant I
$II$	Convertisseur de courant II

## OPÉRATEURS

Lettres majuscules	Grandeurs physiques
Lettres minuscules	Grandeurs relatives
Lettres soulignées	Grandeurs complexes
$\text{Im}$	Partie imaginaire
$L$	Transformation de Laplace
$L^{-1}$	Transformation de Laplace inverse
$x^*$	Valeur conjuguée complexe
$k$	Système de coordonnées commun
$r$	Système de coordonnées du rotor
$s$	Système de coordonnées du stator
$\Delta$	Petites variations
$   $	Valeur absolue
$\wedge$	Valeur de crête
$\triangle$	Valeur crête à creux
$\sim$	Ondulation
'	Circuit de réglage fermé



Le Traité d'Electricité est l'œuvre collective  
des membres du Département d'Electricité de l'EPFL,  
assistés par quelques collaborateurs externes.

A ce volume ont collaboré plus particulièrement :

*Jean-Marc Allenbach* : correction des épreuves

*Daniel Blondin* : critique du manuscrit

*Alessandra Boella* : composition des formules, dessins

*Hansruedi Bühler* : rédaction

*Claire-Lise Delacrausaz* : secrétariat de rédaction,  
correction du manuscrit, correction des épreuves

*Roger Dessoulavy* : critique du manuscrit

*Jean-Pierre Favre* : correction des épreuves

*Pierre Feller* : critique du manuscrit,  
correction des épreuves

*Kurt Hofer* : photographie

*Roland Jaques* : production des formules

*Marcel Jufer* : critique du manuscrit

*Allen Kilner* : mise en page et montage

*Béatrice Marquis* : composition du texte et des formules

*Hubert Monbaron* : photographie

*Jacques Neirynek* : direction du Traité

*Grazia Neumaier* : composition du lettrage

*Ha Nguyen* : correction des épreuves

*Jean-David Pahud* : critique du manuscrit

*Pierre-Jean Riedo* : correction des épreuves

*Marco Rossi* : correction des épreuves

*Bernadette Scheder* : composition du texte et des formules

*Dac Vo Van* : correction des épreuves

*Ida Wegmüller* : montage du lettrage et des corrections

*Cyrus Yechouroun* : correction des épreuves

