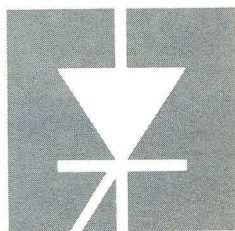


Electronique de puissance

par
H. BÜHLER



Dunod

Traité d'Électricité, d'Électronique et d'Électrotechnique

Ce traité, publié sous la direction de Jacques Neiryne et l'égide de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne, fait l'objet d'une édition particulière à l'intention de la Suisse.

Références adoptées, dans le courant des exposés, pour les ouvrages de la série :

- * I : Introduction à l'électrotechnique
 - * II : Matériaux de l'électrotechnique
 - * III : Electromagnétisme
 - * IV : Théorie des réseaux de Kirchhoff
 - * V : Analyse et synthèse des systèmes logiques
 - * VI : Théorie et traitement des signaux
 - * VII : Dispositifs à semi-conducteur
 - * VIII : Électronique (2 volumes)
 - * IX : Électromécanique
 - * X : Machines électriques (2 volumes)
 - * XI : Machines séquentielles
 - * XII : Énergie électrique
 - * XIII : Hyperfréquences
 - ** XIV : Calculatrices
 - * XV : Électronique de puissance
 - * XVI : Électronique de réglage et de commande
 - * XVII : Systèmes de mesure
 - * XVIII : Systèmes de télécommunications
 - * XIX : Filtres électriques
 - * XX : Traitement numérique des signaux
 - * XXI : Électroacoustique
 - * XXII : Haute tension
- * Ouvrages disponibles dans le « Traité d'Électricité, d'Électronique et d'Électrotechnique ».
- ** Disponible sous le titre « Micro-informatique » par J.D. Nicoud.

© 1987, Presses polytechniques romandes
ISBN Presses polytechniques romandes 2-88074-055-X Relié
ISBN Bordas 2-04-011584-6 Broché

« Toute représentation ou reproduction, intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur, ou de ses ayants-droit, ou ayants-cause, est illicite (loi du 11 mars 1957, alinéa 1^{er} de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. La loi du 11 mars 1957 n'autorise, aux termes des articles 2 et 3 de l'article 41, que les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective d'une part, et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration.

INTRODUCTION

Place du volume dans le Traité d'Électricité, d'Électronique et d'Électrotechnique

L'électronique industrielle peut être subdivisée grosso modo en deux domaines distincts : l'électronique de puissance et l'électronique de réglage et de commande. Le volume XV est consacré à l'électronique de puissance. Dans ce domaine, le problème consiste à construire des dispositifs permettant la conversion d'un système de courant en un autre, par exemple la conversion d'un système à courant triphasé en un système à courant continu ou vice-versa. Dans la plupart des cas, ces dispositifs permettent aussi la variation de la grandeur de sortie dans un large domaine avec des puissances de commande très faibles. Ces dispositifs réalisent donc aussi une amplification en puissance.

Pour la réalisation, on utilise des semiconducteurs et plus précisément des diodes, thyristors ou triacs. Des éléments, appartenant à l'électronique générale, sont décrits dans le volume VII. L'assemblage de ces éléments en des montages concrets est le résultat de longs développements et recherches dans l'industrie. Le but de ce volume du Traité d'Électricité est la présentation, la description et l'analyse des montages les plus importants qui sont utilisés actuellement. Dans ce but, on fait appel aux lois fondamentales de l'électricité et plus particulièrement au modèle du niveau 2 utilisé dans la théorie des circuits, dont les bases sont présentées dans le volume IV sous la forme de la théorie des réseaux de Kirchhoff.

Cependant, l'analyse des montages connus a pour but de mettre en évidence les problèmes liés à la conception de tout dispositif, de les perfectionner et d'en développer de nouveaux.

Organisation générale du volume

Le chapitre 1 donne une introduction à l'électronique industrielle où l'on présente une classification en électronique de puissance et en électronique de réglage et de commande. On y mentionne aussi les applications les plus importantes de l'électronique industrielle afin de mieux situer l'utilité pratique de la matière présentée dans le volume XV et dans le volume XVI. On indique aussi les relations existant entre l'électronique industrielle et d'autres disciplines afin de mettre en évidence la nécessité de connaissances dans plusieurs domaines.

Le chapitre 2 présente une introduction à l'électronique de puissance. Après un bref rappel des propriétés les plus importantes des éléments de puissance, on donne une classification des dispositifs de puissance selon le mode de commutation et de conversion. La compréhension des sections 2.2 à 2.4 peut être difficile pour quelqu'un qui étudie pour la première fois la matière de l'électronique de puissance. Dans ce cas, on suggère de voir cette partie après l'étude des autres chapitres.

Des considérations générales sur les éléments de puissance qui sont indépendants d'un montage particulier sont évoquées dans le chapitre 3. Il s'agit des problèmes tels que le choix de l'élément semiconducteur, le comportement thermique et les mesures de protection.

Le chapitre 4 présente les variateurs de courant alternatif. Ce sont des montages relativement simples qui permettent de faire varier la tension et le courant monophasé ou triphasé.

Les montages classiques, c'est-à-dire les convertisseurs de courant, sont présentés et analysés dans les chapitres 5 à 9. Il s'agit ici des montages qui sont les plus utilisés aujourd'hui et qui permettent la conversion d'un courant alternatif en courant continu. On traite successivement le fonctionnement idéalisé, le phénomène d'empiètement et le fonctionnement réel. Enfin les problèmes qui se posent dans l'utilisation des transformateurs sont étudiés ainsi que les réactions des convertisseurs de courant sur le réseau d'alimentation.

Les convertisseurs de courant mentionnés ci-dessus sont uniquement capables de fournir un courant continu positif. En combinant judicieusement deux convertisseurs de courant on obtient des montages qui peuvent délivrer un courant continu positif ou négatif. Ces convertisseurs de courant bidirectionnels sont décrits au chapitre 10. Sur la base de convertisseurs de courant classiques, il est aussi possible de réaliser des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle. Ces montages sont décrits au chapitre 11.

Enfin, les chapitres 12 à 16 traitent les montages modernes de l'électronique de puissance; ce sont des montages fonctionnant avec une commutation forcée. Le développement et la réalisation n'ont été possible que grâce à l'introduction de thyristors particuliers. Dans les chapitres 12 et 13, on présente le fonctionnement idéalisé et la commutation forcée des variateurs de courant continu. Ce sont des dispositifs qui permettent la variation d'une tension continue. Une extension de ces montages porte sur les onduleurs à commutation forcée qui réalisent la conversion d'un système à courant continu en un système à courant monophasé ou triphasé à fréquence variable. Les chapitres 14 et 15 sont consacrés respectivement au fonctionnement idéalisé et au phénomène de commutation. Ce volume se termine avec le chapitre 16 traitant des convertisseurs de fréquence à commutation forcée.

A la fin du volume on trouve des indications bibliographiques. Comme ces livres ont pour but un approfondissement général de l'électronique de puissance, on n'a pas introduit de numéros de rappel dans le texte.

Conventions

Le Traité 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 INDUSTRIELLE	
	1.1 Evolution de l'électronique industrielle	1
	1.2 Classification en électronique de puissance et en électronique de réglage et de commande	2
	1.3 Applications de l'électronique industrielle	4
	1.4 Projet et réalisation d'une installation	7
	1.5 Relations de l'électronique industrielle avec d'autres disciplines	10
	1.6 Spécialisation de l'ingénieur travaillant dans le domaine de l'électronique industrielle	11
CHAPITRE 2	INTRODUCTION À L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE	
	2.1 Eléments de puissance	13
	2.2 Classification selon le mode de commutation	15
	2.3 Classification selon le mode de conversion	18
	2.4 Classification selon le mode de commutation et le mode de conversion	23
CHAPITRE 3	CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES SUR LES ÉLÉMENTS DE PUISSANCE	
	3.1 Introduction	25
	3.2 Choix de l'élément redresseur	25
	3.3 Comportement thermique, refroidissement	27
	3.4 Mise en parallèle ou en série des éléments redresseurs	34
	3.5 Protection contre des surintensités	37
	3.6 Protection contre des surtensions	39
	3.7 Disposition mécanique	43
CHAPITRE 4	VARIATEURS DE COURANT ALTERNATIF	
	4.1 Introduction	45
	4.2 Variateur de courant monophasé	46
	4.3 Variateur de courant triphasé	56

CHAPITRE 5	CONVERTISSEURS DE COURANT : FONCTIONNEMENT IDÉALISÉ	
	5.1 Introduction	65
	5.2 Montage étoile triphasé	67
	5.3 Montage étoile monophasé	69
	5.4 Montage étoile hexaphasé	71
	5.5 Montage à bobine d'absorption	73
	5.6 Montage en pont triphasé	76
	5.7 Montage en pont monophasé	80
	5.8 Montage en pont monophasé asymétrique	83
	5.9 Tension continue et caractéristique idéale	88
	5.10 Récapitulation	93
CHAPITRE 6	CONVERTISSEURS DE COURANT : PHÉNOMÈNE D'EMPIÈTEMENT	
	6.1 Introduction	95
	6.2 Phénomène d'empiètement	96
	6.3 Chute de tension inductive et caractéristique de charge	106
	6.4 Contraintes sur l'élément redresseur	111
	6.5 Fonctionnement en onduleur	114
CHAPITRE 7	CONVERTISSEURS DE COURANT : FONCTIONNEMENT RÉEL	
	7.1 Introduction	119
	7.2 Allure du courant continu	120
	7.3 Conduction intermittente	130
	7.4 Charge purement ohmique	137
CHAPITRE 8	TRANSFORMATEURS POUR CONVERTISSEURS DE COURANT	
	8.1 Introduction	141
	8.2 Transformateur en couplage étoile-étoile alimentant un convertisseur de courant en montage étoile triphasé	143
	8.3 Transformateur en couplage triangle-étoile alimentant un convertisseur de courant en montage étoile triphasé	145
	8.4 Transformateur en couplage étoile-zig-zag alimentant un convertisseur de courant en montage étoile triphasé	149
	8.5 Transformateur alimentant un convertisseur de courant en montage en pont triphasé	153
CHAPITRE 9	RÉACTION DES CONVERTISSEURS DE COURANT SUR LE RÉSEAU D'ALIMENTATION	
	9.1 Introduction	155

	9.2 Courants de réseau	155
	9.3 Influence sur la tension d'alimentation	161
	9.4 Puissance active et réactive	164
	9.5 Commande à séquence	168
CHAPITRE 10	CONVERTISSEURS DE COURANT BIDIRECTIONNELS	
	10.1 Introduction	173
	10.2 Montages avec courant de circulation	174
	10.3 Courant de circulation	178
	10.4 Montages sans courant de circulation	187
CHAPITRE 11	CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE À COMMUTATION NATURELLE	
	11.1 Introduction	191
	11.2 Convertisseurs de fréquence directs	193
	11.3 Convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu	198
	11.4 Convertisseurs de fréquence avec charge à circuit oscillant	204
CHAPITRE 12	VARIATEURS DE COURANT CONTINU : FONCTIONNEMENT IDÉALISÉ	
	12.1 Introduction	209
	12.2 Variateur de courant continu à pulsation	211
	12.3 Récupération par un variateur de courant continu à pulsation	214
	12.4 Commutation à pulsation d'une résistance	216
	12.5 Condensateur-tampon	220
	12.6 Ondulation du courant continu	223
	12.7 Variation de la tension continue	228
CHAPITRE 13	VARIATEURS DE COURANT CONTINU : COMMUTATION FORCÉE	
	13.1 Introduction	233
	13.2 Phénomène de la commutation forcée	233
	13.3 Dimensionnement du circuit d'extinction	244
	13.4 Calcul exact du phénomène de la commutation forcée	246
	13.5 Influence de la commutation forcée sur la tension continue	253
CHAPITRE 14	ONDULEURS À COMMUTATION FORCÉE : FONCTIONNEMENT IDÉALISÉ	
	14.1 Introduction	259
	14.2 Déduction du montage en pont	261
	14.3 Onduleurs monophasés	263
	14.4 Onduleurs triphasés en montage en pont	271

	14.5 Onduleurs triphasés composés de trois onduleurs monophasés	274
	14.6 Onduleurs triphasés en montage en série	277
CHAPITRE 15	ONDULEURS À COMMUTATION FORCÉE : PHÉNOMÈNE DE LA COMMUTATION	
	15.1 Introduction	281
	15.2 Autres montages du circuit d'extinction	281
	15.3 Extinction individuelle	284
	15.4 Extinction par phase	288
CHAPITRE 16	CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE À COMMUTATION FORCÉE	
	16.1 Introduction	293
	16.2 Convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue	293
	16.3 Convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, onduleur avec pont d'extinction auxiliaire	296
	16.4 Convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, onduleur avec extinction par séquence de phase	303
	BIBLIOGRAPHIE	311
	INDEX ANALYTIQUE	313
	GLOSSAIRE	317

CHAPITRE 1

INTRODUCTION À L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

1.1 ÉVOLUTION DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

1.1.1 Généralités

Les applications de l'électronique furent pendant longtemps limitées à la technique des hautes fréquences (émetteurs, récepteurs, etc.). Ce n'est qu'à partir de 1950 environ, que l'électronique fit son apparition dans l'industrie, dans le domaine du réglage et de la commande de machines outils, de calandres, de laminoirs, etc.

Pendant ces premières années, les possibilités d'application étaient limitées par le manque de fiabilité des éléments électroniques alors disponibles (tubes amplificateurs et redresseurs, thyatron, résistances, condensateurs). Cette fiabilité était insuffisante pour répondre aux hautes exigences requises par les nouvelles applications dans le domaine industriel. Ce ne fut qu'à la suite du développement de composants électroniques spéciaux, de fiabilité plus élevée et de tolérances plus restreintes, mais toujours sur la base de tubes amplificateurs, que de nouvelles applications purent être envisagées. Ainsi naquit une nouvelle branche de l'électronique : *l'électronique industrielle*.

Grâce à la découverte des semiconducteurs (transistors, thyristors etc.), éléments répondant parfaitement aux exigences industrielles (haute fiabilité, dimensions réduites, insensibilité aux vibrations mécaniques), l'électronique industrielle fit des progrès incroyables. A partir de 1960 environ les semiconducteurs furent introduits dans le domaine de l'électronique industrielle, et permirent de réaliser des dispositifs de plus en plus complexes, destinés à l'automatisation de processus industriels.

De plus, la miniaturisation des éléments sous forme de circuits intégrés, introduits dans le domaine de l'électronique industrielle à partir de 1970 environ, permit de réduire l'encombrement et le coût de ces dispositifs, tout en augmentant leur fiabilité et en réduisant la consommation d'énergie. A l'aide de ces circuits intégrés on put augmenter la perfection et la complexité des réglages et des commandes.

Une nouvelle orientation se dessine, à partir de 1975 environ, avec l'apparition des microprocesseurs dans certaines applications de l'électronique industrielle. Ces nouveaux éléments seront à la base d'une révolution dans la conception de réglages et de commandes industrielles; les circuits réalisés et adaptés suivant les besoins seront de plus en plus remplacés par des montages universels où l'adaptation à une application particulière se fera par programmation.

1.2 CLASSIFICATION EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE ET EN ÉLECTRONIQUE DE RÉGLAGE ET DE COMMANDE

1.2.1 Généralités

Le domaine de l'électronique industrielle peut être subdivisé schématiquement comme l'indique la figure 1.1 en électronique de puissance et en électronique de réglage et de commande.

Dans l'*électronique de puissance* l'amplification en puissance et la puissance de sortie des dispositifs mises en jeu sont prépondérantes. Partant d'une limite inférieure de quelques 100 W, la puissance de sortie des dispositifs s'étend jusqu'à 10 MW environ pour atteindre 1000 MW dans les cas limites.

Par contre dans l'*électronique de réglage et de commande* le transfert et l'élaboration de signaux sont primordiaux tandis que la puissance en jeu est normalement faible et insignifiante. La puissance de sortie de ces dispositifs varie typiquement entre $10 \mu\text{W}$ et 1 W et atteint parfois une limite supérieure de quelques centaines de W.

1.2.2 Electronique de puissance

A la base de l'électronique de puissance se trouvent les *éléments de puissance*, qui peuvent être subdivisés en *éléments redresseurs non contrôlables* (diodes) et en *éléments redresseurs contrôlables* (thyristors, triacs). Nous ne considérons pas des éléments tels que les thyatrones ou les redresseurs à vapeur de mercure, dont la fabrication est abandonnée.

Les éléments de puissance, associés à des dispositifs auxiliaires appropriés (commande de gâchettes, radiateurs de dissipation, circuits RC de protection), composent des modules standard permettant la réalisation d'*équipements de puissance*, tels que redresseurs, convertisseurs de courant, convertisseurs de fréquence etc.

1.2.3 Electronique de réglage et de commande

Dans le domaine de l'électronique de réglage et de commande, les fabricants ont développé des séries de *modules standard*, dans le but de faciliter la réalisation de dispositifs remplissant des fonctions extrêmement variées et de rationaliser leurs gammes de production. Ces modules peuvent être classés en deux catégories distinctes, selon leur mode de fonctionnement, à savoir en *modules analogiques* (fonctionnant de manière continue entre certaines limites d'opération) et en *modules logiques* (fonctionnant de manière discontinue entre deux niveaux distincts).

Ces modules standard permettent de composer des *organes* et des *équipements de commande et de réglage*, fonctionnant soit de manière purement analogique (réglages), soit purement digitale (commandes, réglages digitaux), soit encore hybride, c'est-à-dire comportant des modules logiques et analogiques combinés (réglages adaptatifs, réglages optimaux).

1.2.4 Installations complètes

La combinaison des équipements de puissance avec des équipements de réglage et de commande permet de réaliser des *installations complètes*, comprenant normalement des machines électriques (moteurs, générateurs) ou parfois, des machines hydrauliques

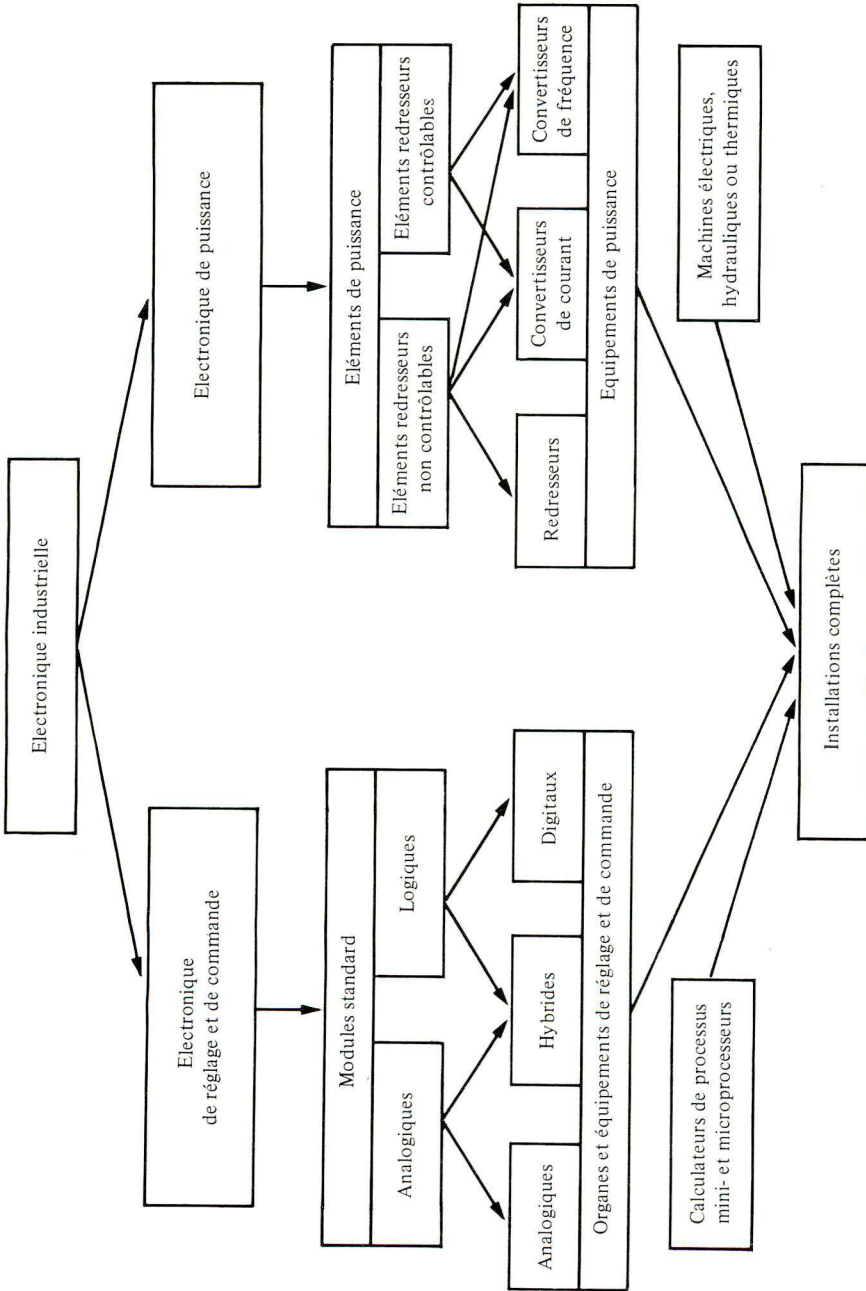


Fig. 1.1 Classification de l'électronique industrielle.

ou thermiques (turbines, chaudières, etc.), qui font partie intégrante de l'installation complète.

Dans le cas d'installations complexes, caractérisées par des exigences de réglage ou de commande élevées, on fait de plus en plus appel aux *calculateurs de processus*, en particulier à des mini- et microprocesseurs. Ce sont des calculateurs électroniques digitaux, qui prennent à leur charge les fonctions de réglage et de commande. Les dispositifs analogiques, digitaux ou hybrides sont alors utilisés pour la réalisation des connexions et des adaptations nécessaires entre le processus proprement dit (système à régler ou à commander) et le calculateur de processus.

1.3 APPLICATIONS DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

1.3.1 Généralités

Le domaine d'application de l'électronique industrielle s'étend à de nombreux secteurs de l'industrie. Les exemples les plus significatifs sont représentés à la figure 1.2 et commentés brièvement ci-dessous.

1.3.2 Entraînements réglés

Les entraînements réglés constituent le champ d'application le plus vaste de l'électronique industrielle. On constate une grande diversité tant dans les machines électriques utilisées (machines à courant continu, asynchrone, synchrone) que dans les équipements de puissance entrant en jeu (convertisseurs de courant et de fréquence). De plus, ces entraînements sont utilisés dans des branches très disparates de l'industrie, chacune ayant ses exigences propres quant à la nature des équipements de réglage et de commande, comme par exemple les machines outils, les laminoirs etc.

Vu l'importance des entraînements réglés, une partie du volume XVI du *Traité d'Electricité* sera consacrée à ce sujet.

1.3.3 Engins de traction

L'application de l'électronique industrielle aux engins de traction est relativement récente. Elle n'a été rendue possible que par l'introduction d'éléments semiconducteurs insensibles aux vibrations. Les convertisseurs de courant ou de fréquence permettent d'alimenter les moteurs de traction par courant continu ou courant triphasé facilement réglable et de construire des engins de traction alimentés par différents systèmes de courant (monophasé 16²/₃ Hz, 50 Hz, continu 1500 V, 3000 V). Les équipements de réglage et de commande facilitent la tâche du mécanicien, comme par exemple à l'aide d'automatismes de démarrage, de réglages de vitesse et de freinage, ainsi que de dispositifs anti-patinage, arrêt au but et marche à consommation minimale. Du point de vue technique il est même possible de réaliser une marche automatique d'un train. Cependant des raisons financières, de sécurité et psychologiques empêchent une telle réalisation sur une grande échelle.

1.3.4 Usines et réseaux électriques

Dans le domaine des usines électriques l'électronique de puissance permet l'excitation des alternateurs (machines synchrones) par des moyens statiques (convertisseurs

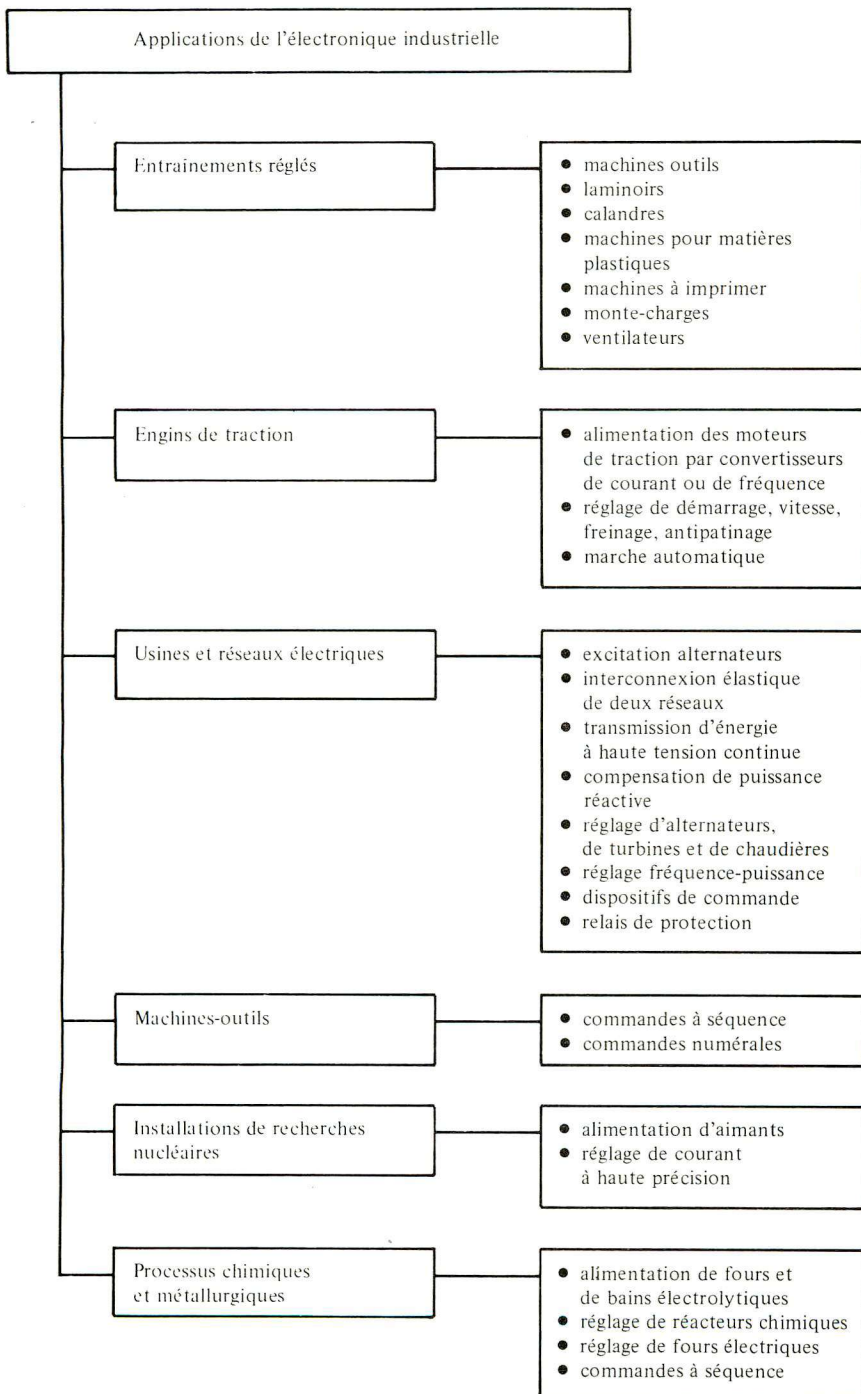


Fig. 1.2 Applications les plus importantes de l'électronique industrielle.

de courant). Dans les réseaux électriques on réalise l'interconnexion élastique de deux réseaux de fréquence différente à l'aide de convertisseurs de fréquence statiques, ou même le transport d'énergie à haute tension continue, grâce aux convertisseurs statiques, réalisant la conversion d'alternatif en continu et vice-versa. Dans cette application, des puissances élevées, de l'ordre de 1000 MW entrent en jeu. Il est enfin possible de réaliser des compensateurs de puissance réactive avec des moyens statiques.

De même on effectue aussi de manière électronique des réglages d'alternateurs, de turbines et de chaudières ainsi que des réglages fréquence-puissance. Finalement, on réalise des dispositifs de commande (par exemple, l'automatisme à séquence pour le démarrage, la surveillance et l'arrêt de groupes turbo-alternateurs) et des relais de protection électroniques.

1.3.5 Machines-outils

En ce qui concerne les machines-outils, l'électronique industrielle permet de réaliser, outre les entraînements réglés déjà mentionnés, toutes sortes de commandes à séquence et commandes numériques. Les commandes numériques permettent la fabrication automatique d'une pièce par programmation préalable sur un ordinateur au moyen de bandes perforées ou de bandes magnétiques.

1.3.6 Installations de recherches nucléaires

Dans le domaine des installations de recherche nucléaire, l'électronique industrielle contribue efficacement à la réalisation d'alimentations d'aimants (accélérateurs, chambres à bulles) à l'aide de convertisseurs de courant, ainsi que de dispositifs de réglage de haute précision pour les courants d'excitation de ces aimants.

1.3.7 Processus chimiques et métallurgiques

Les ressources de l'électronique industrielle sont également mises à contribution dans les processus chimiques et métallurgiques, d'une part pour l'alimentation en courant de fours et de bains électrolytiques, de fours à moyenne et haute fréquence et d'autre part pour le réglage de réacteurs chimiques et de fours électriques, ainsi que pour la réalisation de commandes à séquences. Toutefois, l'électronique industrielle est en concurrence avec d'autres technologies (dispositifs hydrauliques ou pneumatiques) remplaçant les dispositifs électroniques. Par contre, dans ce domaine et depuis assez longue date, des calculateurs de processus électroniques trouvent une utilisation très répandue.

1.4 PROJET ET RÉALISATION D'UNE INSTALLATION

1.4.1 Généralités

La figure 1.3 représente schématiquement, les différentes étapes à suivre, lors de l'élaboration du projet et la réalisation d'une nouvelle installation en électronique industrielle. La partie droite de cette figure fait apparaître, à chacune de ces étapes, les moyens à disposition. Par la suite, on donnera une explication plus détaillée de ce procédé.

Lorsqu'il s'agit de réaliser une installation identique ou similaire à une installation développée précédemment, il n'est pas nécessaire de parcourir toutes les étapes indiquées à la figure 1.3. Dans ces cas, l'existence d'une documentation claire et complète, comprenant entre autres les schémas de montage, la description détaillée et les indications de dimensionnement est très importante.

Pour une nouvelle installation le planning de fabrication pose des problèmes, car il est difficile d'estimer le temps nécessaire pour les différentes étapes, en particulier concernant le développement.

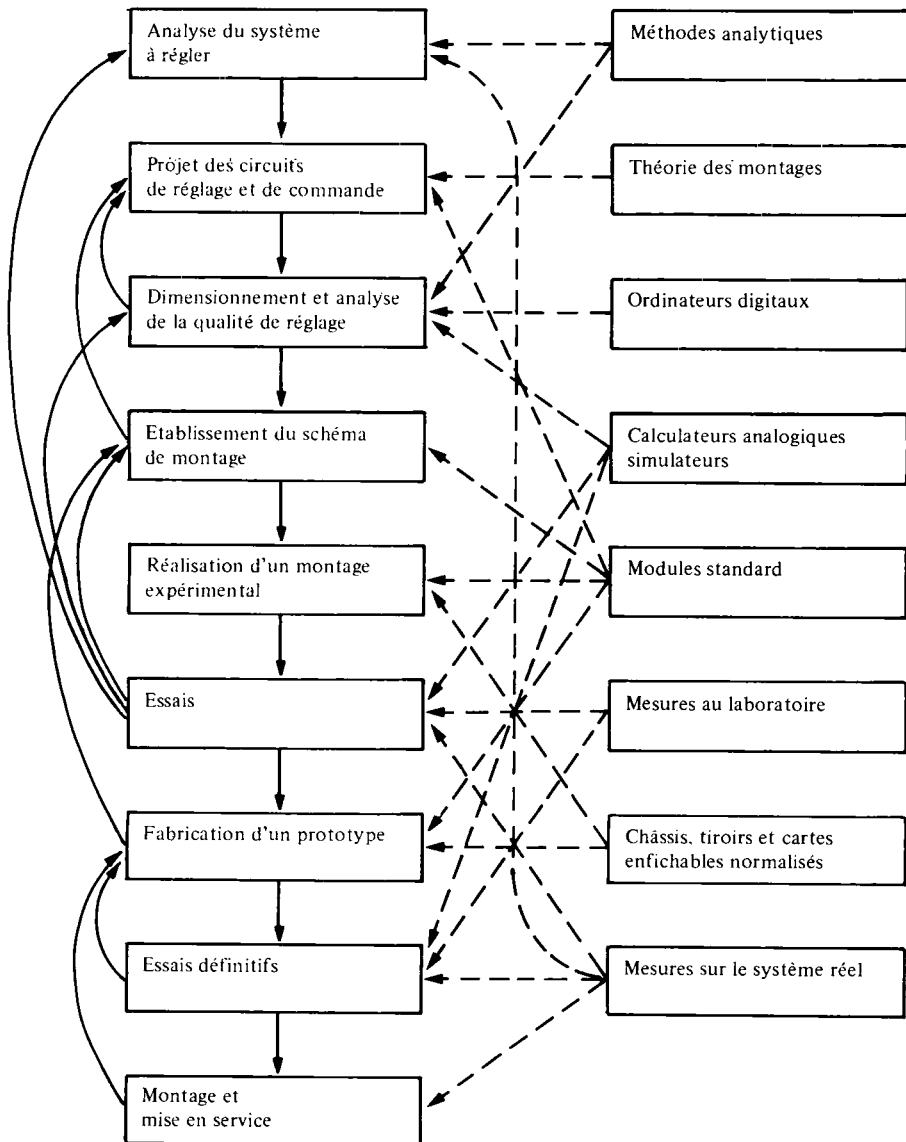


Fig. 1.3 Etapes pour le projet et la réalisation d'une nouvelle installation.

1.4.2 Analyse du système à régler

Pour une nouvelle installation à projeter et à réaliser, la première étape consiste à analyser le système à régler, afin de connaître son comportement statique et dynamique. Parmi les nombreux outils analytiques disponibles à cet effet, on cite la théorie des systèmes, les équations différentielles, la transformation de Laplace, la théorie des systèmes logiques, algèbre de Boole, etc. On appliquera de même, suivant les besoins, les lois physiques régissant le fonctionnement des machines électriques, mécaniques, hydrauliques, etc.

Lorsque le système à l'étude est excessivement complexe, ou lorsque sa description par les lois physiques est malaisée (c'est notamment le cas pour certains processus chimiques), il est parfois nécessaire d'adopter une analyse de caractère expérimental (mesures, relevés de caractéristiques, identification par des méthodes statistiques etc.).

L'analyse du système comporte également la formulation des conditions de réglage comme le but de la régulation, la spécification des qualités exigées, les contraintes à observer etc.

1.4.3 Projet des circuits de réglage et de commande

A la suite de la phase d'analyse, on peut esquisser les circuits de réglage et de commande dans leurs grandes lignes sous forme de schéma bloc. On fait appel à la théorie des montages, à l'intuition et à l'expérience acquise avec des installations similaires. A partir de ce stade on doit déjà tenir compte de la disponibilité de modules standard adéquats, en vue de la réalisation proprement dite.

1.4.4 Dimensionnement et analyse de la qualité de réglage

L'étape suivante est constituée par le dimensionnement des éléments et l'analyse de la qualité de réglage.

Il est indispensable de considérer l'ensemble des machines électriques et mécaniques et les dispositifs de puissance comme un tout. Le dimensionnement doit se faire par une étude de système, afin d'obtenir un comportement dynamique optimal de l'ensemble de l'installation. Ensuite on dimensionnera les régulateurs, afin que les circuits de réglage soient stables et bien amortis. Finalement une analyse de la qualité de réglage sera nécessaire afin de contrôler si toutes les exigences posées sont bien remplies.

Les outils disponibles pour mener à bien cette étape vont des méthodes analytiques (critères de Nyquist ou de Bode) aux simulations sur ordinateurs digitaux ou calculateurs analogiques, permettant d'effectuer des calculs très longs ou très complexes.

Si ces études montrent que les qualités de réglage exigées ne sont pas atteintes, il s'avère nécessaire de retourner un pas en arrière et de revoir le projet des circuits de réglage et de commande.

1.4.5 Etablissement du schéma de montage

Après ces études théoriques, on passe à l'établissement du schéma de montage des différents circuits, en utilisant le plus possible des modules standard.

Il est aussi indispensable de tenir compte de l'exploitation, de l'entretien et du dépannage de l'équipement projeté. Dans ce but, on établira des schémas aussi clairs que possible, et l'on pensera aux facilités de tests partiels, permettant de localiser une panne éventuelle.

Si à cette étape du projet on constate que les circuits de réglage et de commande prévus ne peuvent pas être réalisés à l'aide des modules standard, ou que la réalisation de dispositifs complémentaires est trop compliquée, il faut remanier l'esquisse des circuits de réglage et de commande et étudier la qualité de réglage de la nouvelle solution proposée.

1.4.6 Réalisation d'un montage expérimental

La manière de réaliser le montage expérimental dépend beaucoup du nombre des modules standard à disposition et du nombre des circuits à développer. Pour ces derniers, il est utile de commencer par la réalisation d'un montage provisoire et de procéder à une réalisation définitive, sous forme de circuits imprimés, seulement après les essais préliminaires. Il est souhaitable d'utiliser des châssis, des tiroirs et des cartes enfichables déjà pour le montage expérimental complet.

1.4.7 Essais

La réalisation du montage expérimental est suivie par des essais, permettant de vérifier d'abord le bon fonctionnement des divers éléments constituant l'équipement de réglage et de commande et ensuite l'ensemble de l'équipement de réglage et de commande avec le système à régler. Il est très important que ces essais soient effectués systématiquement, afin de détecter des erreurs de montage ou de conception.

Pour le test des circuits de réglage, l'utilisation dans le laboratoire d'un simulateur du système à régler, réalisé soit à l'aide d'un calculateur analogique ou hybride, soit à l'aide d'amplificateurs opérationnels, multiplicateurs et modules logiques, présente de nombreux avantages. Ces simulateurs remplacent le système à régler réel et il est ainsi possible de vérifier, en laboratoire, le fonctionnement des circuits de réglage dans des conditions semblables à celles de leur utilisation définitive, sans qu'il soit nécessaire d'avoir à disposition le système à régler réel. Ceci permet un gain considérable de temps de développement d'une installation nouvelle. Bien entendu, les essais sur le système réel restent indispensables, surtout lorsqu'il s'agit d'étudier l'influence de parasites éventuels. Cependant grâce aux essais préliminaires en simulation, on est sûr que l'installation fonctionnera en principe correctement.

Le plus souvent, au cours de cette phase d'élaboration, il est nécessaire de revenir en arrière, soit pour revoir la configuration du montage, soit pour améliorer et affiner l'analyse de la qualité de réglage. En particulier, si les essais avec le système réel ne donnent pas les résultats espérés, il faut reprendre l'analyse du système à régler en tenant compte d'éventuels paramètres négligés lors de la première approche et dont l'influence s'est avérée prépondérante par la suite. Dans ce cas, il est évidemment nécessaire de parcourir à nouveau toutes les étapes d'élaboration du projet.

1.4.8 Fabrication d'un prototype

Ce n'est que lorsque le fonctionnement du montage expérimental est jugé satisfaisant que la construction d'un prototype peut être entreprise. On se servira à cet effet de modules standardisés, de châssis, de tiroirs et de cartes normalisés. Pour une exécution unique, le prototype est identique à l'installation qui sera fournie au client.

Au cours de cette étape, si on prévoit la fabrication en série de cette installation, il faut songer à d'éventuelles modifications susceptibles de réduire les coûts de fabrication ou de faciliter l'entretien de l'installation en service.

1.4.9 Essais définitifs

Les essais définitifs ne devraient nécessiter que des retouches mineures sur le prototype. Ils seront en principe effectués sur le système réel, mais parfois il peut se révéler utile de faire appel à un simulateur, surtout lorsqu'il s'agit d'ajuster les dispositifs de stabilisation des circuits de réglage. Une instabilité, lors des essais avec le système réel, pourrait en effet entraîner des conséquences catastrophiques.

1.4.10 Montage et mise en service

Le montage et la mise en service de l'installation sur place constituent la dernière étape du projet. Suivant la dimension de l'installation, le temps nécessaire et l'effort demandé au personnel concerné peuvent être considérable. Il est même parfois nécessaire d'apporter des modifications au prototype, surtout lors de la première mise en service.

1.4.11 Fabrication en série

Pour un appareil destiné à être fabriqué en série, il sera préférable de fabriquer une présérie afin de faire ressortir les défauts essentiels de fabrication (un prototype est généralement réalisé avec d'autres moyens et méthodes de fabrication que ceux appliqués dans une série). Cette présérie doit être testée très soigneusement, même avec des essais de durée.

Pour la fabrication en série on doit souvent développer des dispositifs particuliers permettant de réaliser la fabrication et les essais de routine d'une manière rationnelle.

1.5 RELATIONS DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE AVEC D'AUTRES DISCIPLINES

Ce qui a été décrit aux sections 1.3 et 1.4 montre clairement que le domaine d'application de l'électronique industrielle est extrêmement vaste. Par ailleurs, l'élaboration technique et la réalisation d'installations réglées ou commandées font appel à de nombreuses disciplines, dont les plus importantes seront énumérées ci-dessous :

- électronique générale : pour la compréhension du fonctionnement des modules standard et le développement de nouveaux dispositifs
- technique des mesures : pour le choix et le développement de dispositifs de mesure dans des circuits de réglage et de commande, ainsi que pour effectuer les mesures pendant les essais
- installations électriques : pour une exécution et protection correctes des installations et des câblages
- machines électriques : pour la compréhension de leur fonctionnement statique et dynamique dans des circuits de réglage

- machines mécaniques : pour la compréhension de leur fonctionnement statique et dynamique comme machine entraînée, réglée ou commandée
- théorie des systèmes : pour une analyse théorique et une description mathématique des systèmes à régler
- théorie du réglage automatique : pour le projet des circuits de réglage, l'analyse de stabilité et de la qualité de réglage
- théorie des systèmes logiques : pour l'analyse et la synthèse théorique des systèmes de commande
- calculatrices digitales : pour la programmation de calculs numériques, ainsi que pour la compréhension du fonctionnement et la programmation de calculateurs de processus.

1.6 SPÉCIALISATION DE L'INGÉNIEUR TRAVAILLANT DANS LE DOMAINE DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

1.6.1 Généralités

Les applications très vastes de l'électronique industrielle dans différents domaines et les activités très variées lors de l'élaboration technique et la réalisation d'une installation, nécessitent un certain degré de spécialisation à l'intérieur même du domaine de l'électronique industrielle, soit par champ d'application, soit par activité. On indiquera ci-dessous, une spécialisation selon les activités. Dans les grandes entreprises, on trouve souvent des départements différents qui ne s'occupent que d'une activité particulière. Par contre, dans les petites entreprises, l'ingénieur est souvent contraint de couvrir plusieurs ou même toutes les activités, exigeant de lui une flexibilité et une compétence très élevées.

L'énumération des différents domaines de spécialisation selon l'activité sera faite dans l'ordre du traitement et de l'élaboration d'une nouvelle installation, exigeant l'intervention de tous les secteurs de spécialisation.

1.6.2 Vente

L'ingénieur de vente a la tâche d'élaborer des offres et d'exécuter des commandes, c'est-à-dire de traiter des problèmes techniques et financiers avec les clients et de coordonner les travaux des différents départements lors de l'exécution d'une installation.

Il est aussi appelé à sentir les besoins nouveaux de la clientèle et il doit chercher à promouvoir de nouvelles études et développements dans les départements concernés.

1.6.3 Développement

Le domaine du développement étant très vaste, l'étendue de connaissances nécessaires exige même plusieurs directions de spécialisation, à savoir :

- développement de la technique des systèmes, c'est-à-dire développement de nouveaux circuits de réglage et de commande pour des applications particulières
- développement des convertisseurs de courant et de fréquence en perfectionnant les montages existants et en créant de nouveaux montages
- développement de modules et d'organes standard ou de dispositifs particuliers.

1.6.4 Projet

Le spécialiste en projet a la tâche de projeter des installations complètes et d'élaborer tous les détails techniques. Pour les installations nouvelles il travaille en collaboration avec les spécialistes du développement, tandis que pour les installations normales il doit faire des adaptations nécessaires selon le cas particulier.

Normalement on distingue plusieurs spécialisations suivant le domaine d'application comme il a été indiqué dans la section 1.3 (voir aussi fig. 1.2).

1.6.5 Construction

Dans le domaine de la construction, on peut distinguer essentiellement deux directions différentes, à savoir :

- construction des modules et organes standard, y compris la préparation et l'adaptation pour une fabrication en série
- construction d'installations complètes (à l'aide d'armoires, châssis, tiroirs normalisés) et élaboration des schémas de connexions complets.

1.6.6 Fabrication

L'ingénieur spécialisé dans le domaine de la fabrication doit développer des méthodes de fabrication en série tels que systèmes de câblage, circuits imprimés, éléments semi-conducteurs, circuits intégrés, etc.

1.6.7 Essais

Le spécialiste en essais travaille dans des laboratoires ou stands d'essais et doit chercher et éliminer les défauts et tester le bon fonctionnement d'une installation.

1.6.8 Mise en service

L'ingénieur qui s'est spécialisé dans le domaine de la mise en service doit préparer et surveiller le montage d'une installation sur place, procéder à sa mise en service et remettre l'installation au client.

INTRODUCTION À L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

2.1 ÉLÉMENTS DE PUISSANCE

2.1.1 Généralités

Les *éléments de puissance* qui permettent de réaliser des *équipements de puissance* c'est-à-dire des *convertisseurs statiques* (redresseurs, convertisseurs de courant et de fréquence) sont représentés schématiquement avec leurs caractéristiques réelles et idéales, à la figure 2.1. On distingue des

- *éléments redresseurs non contrôlables* (diodes)
- *éléments redresseurs contrôlables* (thyristors, triacs).

Lors de l'étude du fonctionnement des montages de convertisseurs statiques, il est presque toujours admissible d'utiliser les caractéristiques idéales des éléments redresseurs. Par contre, pour le calcul de l'échauffement résultant des pertes dans l'élément redresseur, il est nécessaire d'utiliser leurs caractéristiques réelles.

Les fabricants fournissent, pour chaque élément, des feuilles d'application, contenant toutes les données et les caractéristiques. Les diverses valeurs caractéristiques des éléments redresseurs, ainsi que leur choix, seront décrits dans la section 3.2; pour l'étude du comportement physique, il est recommandé de consulter le volume VII, chapitre 6.

2.1.2 Diodes

La *diode* est un élément redresseur non contrôlable (voir No 1 de la fig. 2.1). Elle conduit le courant dans le sens anode cathode (A-C), tandis qu'elle est bloquée dans le sens cathode anode (C-A). Avec une caractéristique idéale on peut supposer, que la chute de tension entre anode et cathode dans le sens de la conduction est nulle ($U_{AC} = 0$) et que le courant de la diode, dans le sens bloquant est nul ($I = 0$).

2.1.3 Thyristors

Le *thyristor* est l'élément redresseur contrôlable le plus répandu (voir No 2 de la fig. 2.1). Il conduit le courant dans le sens anode cathode (A-C) seulement si l'on a appliqué une *impulsion d'allumage* à la gâchette G. La direction cathode anode (C-A) est toujours bloquante.

L'allumage du thyristor s'effectue à l'aide d'une impulsion positive entre gâchette et cathode (G-C), à condition que la tension anode cathode soit positive ($U_{AC} > 0$). L'extinction du courant est réalisée dès le passage par zéro de ce dernier, à condition

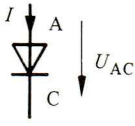
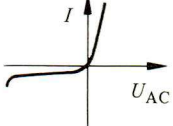
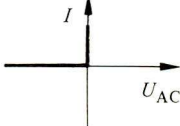
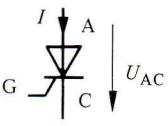
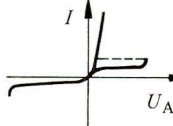
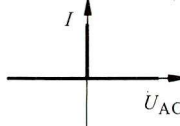
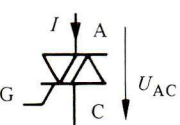
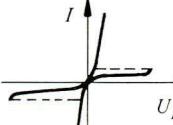
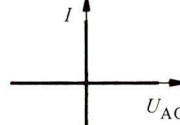
No	Désignation	Symbole	Caractéristique	
			réelle	idéale
Eléments redresseurs non contrôlables				
1	Diode			
Eléments redresseurs contrôlables				
2	Thyristor			
3	Triac			

Fig. 2.1 Eléments de puissance.

que la tension entre anode et cathode soit négative ($U_{AC} < 0$) immédiatement après le blocage du thyristor et ceci pendant un certain laps de temps (10 à 200 μs , selon le type de thyristor).

La caractéristique idéale suppose que la chute de tension entre anode et cathode en fonctionnement conducteur est nulle ($U_{AC} = 0$), et que le courant en fonctionnement bloqué est nul ($I = 0$).

2.1.4 Thyristors déclenchables par la gâchette

Il existe des thyristors spéciaux que l'on peut déclencher par l'application d'une impulsion négative sur la gâchette. Ces *thyristors déclenchables par la gâchette* ne sont actuellement livrables que pour de faibles niveaux de courant et tension. De ce fait, leur application au domaine de l'électronique de puissance est insignifiante; ce type de thyristor n'est pas mentionné dans la figure 2.1.

2.1.5 Triacs

Le *triac* correspond, dans son principe, au montage en antiparallèle de deux thyristors (voir No 3 de la fig. 2.1). Son avantage principal par rapport au montage antiparallèle de deux thyristors est le fait qu'il n'existe qu'une seule gâchette. Le triac peut

conduire le courant dans les deux sens. Pour qu'il passe du régime bloqué au régime de conduction, il suffit d'appliquer à la gâchette une impulsion de polarité quelconque. Le triac se bloque dès le passage par zéro du courant.

La caractéristique idéale néglige de nouveau la chute de tension entre anode et cathode ($U_{AC} = 0$) dans le régime conducteur et le courant dans le régime bloqué ($I = 0$).

Cependant, la puissance contrôlable par un triac est limitée. Il n'a pas connu la même progression que le thyristor.

2.2 CLASSIFICATION SELON LE MODE DE COMMUTATION

2.2.1 Généralités

Les équipements de puissance sont composés de thyristors et de diodes, montés de telle façon qu'ils constituent des convertisseurs statiques. La charge est le plus fréquemment ohmique et inductive (rotor ou stator d'une machine électrique, aimant, transformateur, etc.).

Comme on l'a déjà décrit au paragraphe 2.1.3, les thyristors peuvent être allumés à l'aide d'impulsions. L'extinction du courant circulant dans un thyristor n'est possible qu'à l'aide de moyens extérieurs, en provoquant le passage par zéro de ce même courant. Les diodes se comportent d'une manière similaire, à l'exception de l'allumage, qui a lieu dès que la tension anode cathode devient positive.

Il est possible de classifier les équipements de puissance selon le mode d'extinction adopté; cette dernière est généralement provoquée par la *commutation* du courant d'un élément redresseur à un autre. On distingue les convertisseurs statiques :

- sans commutation
- à commutation naturelle
- à commutation forcée.

On indiquera ci-dessous le principe des différents modes de commutation.

2.2.2 Fonctionnement sans commutation

Les *convertisseurs statiques sans commutation* sont caractérisés par le fait que le courant circulant dans la charge s'annule en même temps que celui qui circule dans l'élément redresseur, c'est-à-dire en particulier dans le thyristor.

La figure 2.2 montre le cas simple d'un montage composé de deux thyristors T_1 et T_2 mis en antiparallèle, et d'une charge ohmique et inductive R et L . La charge est donc composée d'une bobine d'induction (contenant une inductance et une résistance), représentée par le symbole graphique d'un rectangle noir et d'une résistance supplémentaire en série pour laquelle est valable la loi de Ohm.

Lors de l'allumage du thyristor T_1 à l'instant t_1 , un courant i commence à circuler dans la charge ohmique et inductive. Ce courant croît jusqu'à un maximum et diminue à cause de la tension alternative u_{\sim} appliquée au montage. A l'instant t_2 le courant i s'annule; le thyristor T_1 s'éteint et reste bloqué.

A l'instant t_3 , c'est-à-dire pendant la demi-période négative de la tension d'alimentation on allume le thyristor T_2 . Le courant i circule maintenant dans le sens négatif au travers de la charge R et L ; il s'annule de nouveau à l'instant t_4 . Le courant i ne com-

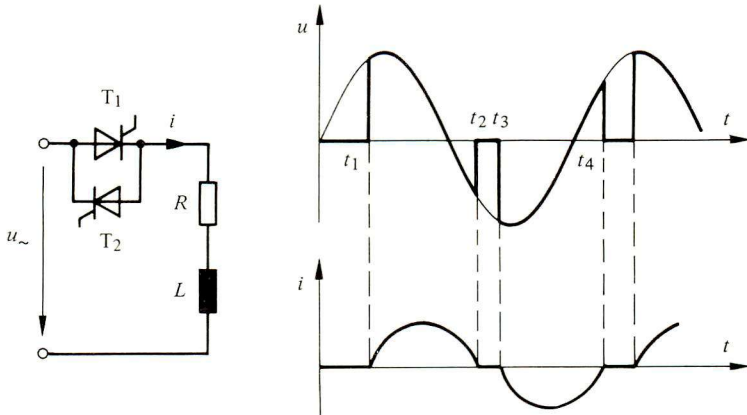


Fig. 2.2 Principe du fonctionnement sans commutation.

mute donc pas directement d'un thyristor à l'autre, mais seulement après un certain laps de temps, durant lequel ce courant i est nul. Pour cette raison on parle d'un fonctionnement sans commutation. De tels dispositifs seront traités au chapitre 4.

2.2.3 Commutation naturelle

Dans le cas des convertisseurs statiques à *commutation naturelle*, le passage du courant d'un élément redresseur à un autre est provoqué à l'aide de tensions alternatives appliquées au montage du convertisseur statique. Ces tensions sont aussi utilisées lors du fonctionnement normal.

Le principe de la commutation naturelle peut être décrit à l'aide de la figure 2.3. Le montage est constitué de deux thyristors T_1 et T_2 en série avec des inductances L_c et alimentés par deux tensions alternatives u_1 et u_2 . Les cathodes des deux thyristors sont liées ensemble et connectées à la charge ohmique et inductive (R et L). Les deux tensions alternatives u_1 et u_2 sont déphasées.

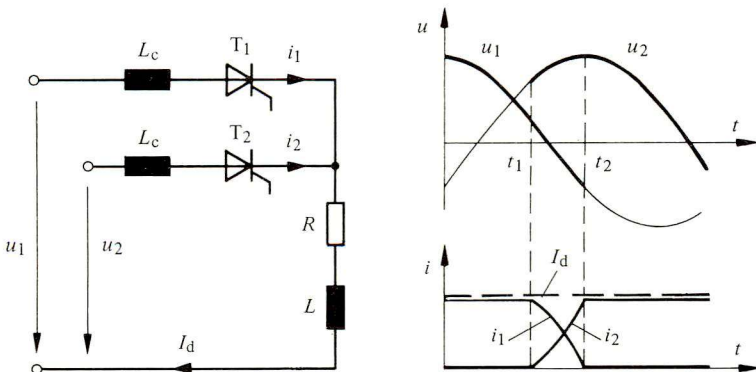


Fig. 2.3 Principe de la commutation naturelle.

Supposons que le thyristor T_1 conduise; le courant i_1 qui le parcourt est égal au courant I_d circulant dans la charge. Cette dernière présente une très grande inductance. On peut alors admettre que le courant I_d sera pratiquement constant, si la commutation, qu'on décrira par la suite, se répète périodiquement.

À l'instant t_1 , une impulsion allume le thyristor T_2 . Pour qu'il puisse conduire, il est nécessaire que la valeur instantanée de u_2 soit supérieure à celle de u_1 . Si T_1 et T_2 conduisent en même temps, il existe une connexion entre u_2 et u_1 par le chemin L_c, T_2, T_1, L_c , permettant l'augmentation du courant i_2 . La vitesse d'augmentation dépend de la différence entre les tensions u_2 et u_1 ainsi que des inductances L_c .

À une augmentation de i_2 correspond une diminution équivalente de i_1 car le courant I_d circulant dans la charge, égal à la somme $i_1 + i_2$, est pratiquement constant. À l'instant t_2 le courant i_1 s'annule; par conséquent, le thyristor T_1 s'éteint et reste bloqué. Ainsi, le courant de la charge I_d a été commuté de manière naturelle du thyristor T_1 sur le thyristor T_2 . Pour que ce type de commutation puisse avoir lieu, il est indispensable que les tensions aux bornes du montage du convertisseur statique soient variables, notamment alternatives et déphasées. Les chapitres 5 à 11 seront consacrés aux convertisseurs statiques à commutation naturelle.

2.2.4 Commutation forcée

Dans le cas des convertisseurs statiques à *commutation forcée* le passage du courant d'un élément redresseur à un autre est provoqué par la décharge d'un condensateur faisant partie intégrante du convertisseur statique.

Pour étudier le principe de la commutation forcée, on fera appel à la figure 2.4. Le montage représenté est composé d'un thyristor principal T_p , d'un thyristor auxiliaire T_a et d'un condensateur C . Une diode D se trouve en antiparallèle avec la charge ohmique et inductive (R et L). La tension U_d alimentant le montage est continue.

Supposons que le thyristor principal T_p soit conducteur et que le thyristor auxiliaire T_a soit bloqué. Le courant i_T circulant dans le thyristor principal est égal au courant I_d dans la charge et la tension u aux bornes de la charge est égale à la tension continue d'alimentation U_d . La diode D est par conséquent bloquée, et le courant i_D est nul. Supposons que le condensateur C soit chargé à la tension u_c avec la polarité indiquée.

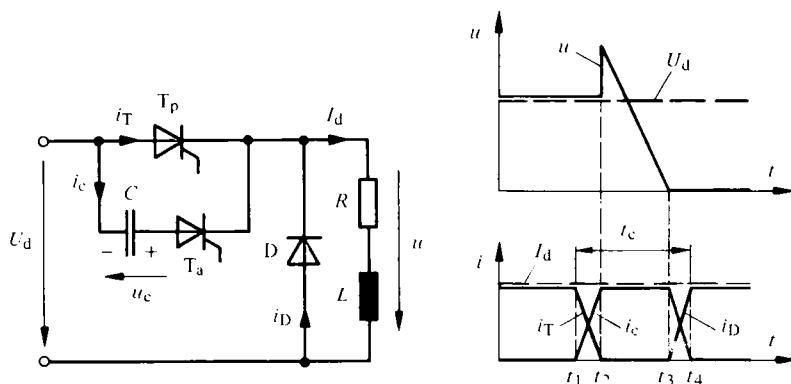


Fig. 2.4 Principe de la commutation forcée.

A l'instant t_1 , le thyristor auxiliaire T_a est allumé à l'aide d'une impulsion d'allumage. Le condensateur C se décharge à travers T_a et T_p . Le courant i_c augmente rapidement, tandis que le courant i_T diminue, puisque la somme des courants i_T et i_c est égale au courant I_d , qui est maintenu pratiquement constant à cause de l'inductance L élevée de la charge. La vitesse de variation de ces deux courants est déterminée par la tension u_c et par les inductances des connexions du circuit formé par C , T_p et T_a . Ces inductances (qui ne sont pas représentées sur la figure 2.4) étant très petites, le courant i_T du thyristor principal T_p décroît rapidement et s'annule, provoquant ainsi le blocage de ce thyristor à l'instant t_2 .

A l'instant du blocage du thyristor principal T_p , la tension u aux bornes de la charge saute de la valeur U_d à $U_d + u_c$. Le courant I_d circule maintenant à travers le condensateur C et le thyristor auxiliaire T_a . La présence de l'inductance de charge L , supposée élevée, maintient ce courant pratiquement constant. Le courant $i_c = I_d$ circulant dans le condensateur C provoque une variation de la charge du condensateur, qui voit la tension u_c à ses bornes diminuer et changer de polarité. La tension u aux bornes de la charge varie d'une manière analogue, compte tenu de la tension U_d , se superposant à la tension u_c . A l'instant t_3 , la tension u s'annule. Une diminution ultérieure de u n'est pas possible, car la diode D devient conductrice, et maintient la tension à $u = 0$ (en supposant une caractéristique idéale de la diode D).

Le courant i_D dans la diode D augmente rapidement, limité par les inductances des connexions du circuit formé par C , T_a et D , lesquelles ne sont pas représentées à la figure 2.4. En même temps le courant i_c dans le condensateur C diminue rapidement (car $i_D + i_c = I_d$) et tombe à zéro, d'où résulte le blocage du thyristor auxiliaire T_a . A l'instant t_4 , la commutation forcée est terminée. Aucun courant ne circule de la tension continue U_d vers la charge, le courant I_d dans cette dernière passe au travers de la diode D . Le courant i_T du thyristor principal a été commuté d'abord sur le thyristor auxiliaire T_a et ensuite sur la diode D . La durée t_c de la commutation forcée est de l'ordre de 50 à 200 μs environ.

Le montage de la figure 2.4 ne permet qu'une seule extinction du thyristor principal T_p . Pour une répétition du phénomène, il faut compléter ce montage simple par un dispositif permettant d'assurer la charge du condensateur C à une polarité apte à éteindre de nouveau le thyristor principal T_p . Les montages complets des convertisseurs statiques à commutation forcée ainsi que leurs fonctionnement seront traités en détail aux chapitres 12 à 16. Ces montages sont caractérisés par le fait que l'extinction d'un thyristor est forcée par la décharge d'un condensateur.

2.3 CLASSIFICATION SELON LE MODE DE CONVERSION

2.3.1 Généralités

Il est possible de faire une autre classification des équipements de puissance selon le mode de conversion, indépendant du mode de la commutation. On obtient ainsi la subdivision en :

- contacteur de courant
- variateur de courant
- redresseur

- onduleur
- convertisseur de courant
- convertisseur de courant bidirectionnel
- convertisseur de fréquence direct
- convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire.

Ci-dessous on donnera une brève description du fonctionnement principal de ces convertisseurs statiques.

2.3.2 Contacteur de courant

Le *contacteur de courant* est un dispositif statique permettant d'enclencher et de déclencher la charge reliée à sa sortie, à l'aide d'un signal de commande d de nature logique (voir représentation schématique à la fig. 2.5). Le contacteur de courant est caractérisé par le fait que la fréquence f_s à la sortie est égale à celle à l'entrée f_e . Pour un contacteur de courant continu on a $f_s = f_e = 0$. La tension de sortie U_s est égale à la tension d'entrée U_e , si le contacteur de courant est enclenché ($d = 1$). Le courant de sortie I_s dépend de la charge. Si le contacteur de courant est déclenché ($d = 0$), le courant de sortie I_s est nul. Dans le cas normal, aussi la tension de sortie U_s est nulle. La puissance active P est dirigée de l'entrée vers la sortie. Le contacteur fonctionne dans le premier quadrant du plan I_s, U_s dans deux états bien distincts.

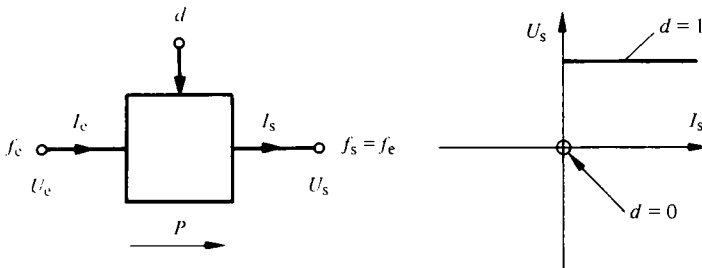


Fig. 2.5 Représentation schématique d'un contacteur de courant.

2.3.3 Variateur de courant

Le *variateur de courant* (fig. 2.6) fonctionne de la même manière que le contacteur de courant à la différence près que le signal de commande c est de nature analogique. En faisant varier c de façon continue, il est possible de faire varier la tension de sortie U_s entre 0 et la tension d'entrée U_e . Le variateur de courant est en principe un contacteur de courant que l'on enclenche et déclenche périodiquement, ce qui revient à hâcher la tension d'entrée. Ainsi la valeur moyenne et la valeur efficace de la tension de sortie U_s sont variables.

Au lieu de variateur on parle souvent de *régulateur*, *régleur*, *graduateur* ou *gradateur*. Pour éviter toute confusion avec les amplificateurs de réglage, on donnera par la suite, la préférence à la dénomination variateur, expression qui indique clairement que ces dispositifs permettent une variation continue et non par gradins.

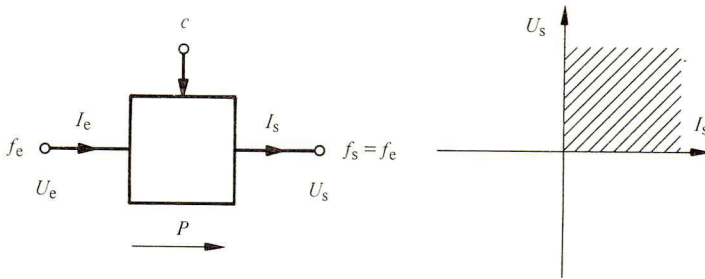


Fig. 2.6 Représentation schématique d'un variateur de courant.

2.3.4 Redresseur

Le *redresseur* est un dispositif qui convertit une tension alternative U_e à l'entrée, en une tension continue U_s à la sortie (fig. 2.7). En général, la tension de sortie est constante. Parfois un signal de commande analogique c permet de faire varier la tension de sortie U_s de manière continue. On a ainsi un *redresseur contrôlable*. La tension et le courant de sortie ne peuvent être que positifs. La puissance active P est dirigée de l'entrée vers la sortie.

Autrefois, on utilisait la dénomination redresseur aussi pour les éléments redresseurs (diodes, thyristors). Aujourd'hui cette dénomination est réservée uniquement aux dispositifs complets.

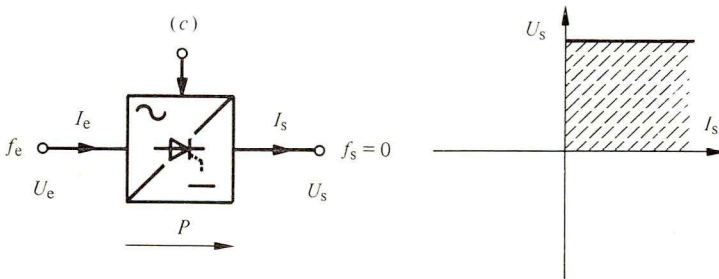


Fig. 2.7 Représentation schématique d'un redresseur.

2.3.5 Onduleur

L'*onduleur* convertit une tension continue d'entrée U_e en une tension alternative de sortie U_s (voir fig. 2.8). Le signal de commande analogique c sert à adapter le fonctionnement de l'onduleur en fonction de la tension d'entrée U_e variable, si la tension de sortie U_s doit être constante, ou à faire varier la tension de sortie U_s , si la tension d'entrée U_e est constante. La puissance active P circule de l'entrée vers la sortie, c'est-à-dire du côté continu au côté alternatif.

2.3.6 Convertisseur de courant

Le *convertisseur de courant* peut fonctionner soit en redresseur contrôlable, $U_s > 0$, soit en onduleur $U_s < 0$, (fig. 2.9). L'entrée est alternative, tandis que la sortie U_s est continue. Entrée et sortie sont définies selon le fonctionnement normal du

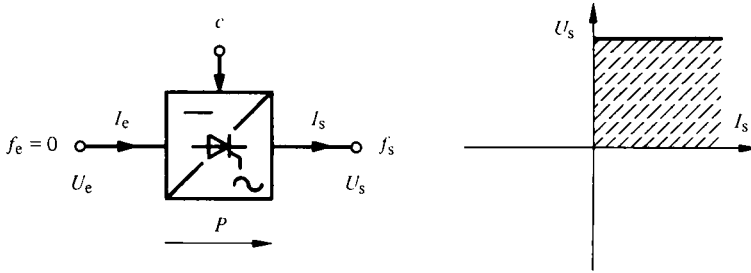


Fig. 2.8 Représentation schématique d'un onduleur.

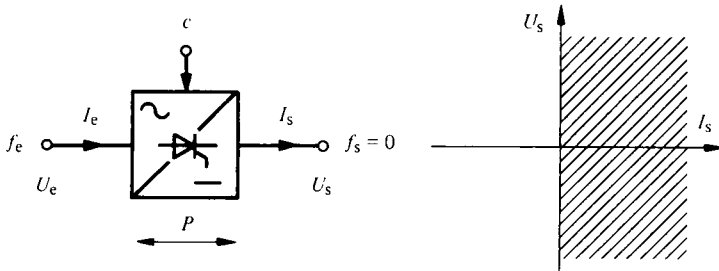


Fig. 2.9 Représentation schématique d'un convertisseur de courant.

convertisseur de courant comme redresseur contrôlable. La présence des éléments redresseurs fait que le courant de sortie I_s (courant continu) ne peut circuler que dans une seule direction. Pour que ce montage puisse fonctionner en onduleur, il faut que la tension continue de sortie U_s soit négative et que la sortie soit reliée à une charge ayant une tension interne négative, donc capable de fournir la puissance $-U_s I_s$ et en mesure d'absorber le courant de sortie I_s positif. Le produit $U_s I_s$ est alors négatif; la puissance active P parcourt le convertisseur de courant dans le sens sortie-entrée. Le point de fonctionnement de ce convertisseur de courant se situe ainsi dans deux quadrants du plan I_s, U_s . Le signal de commande analogique c permet une variation continue de la tension de sortie U_s entre une limite positive et une limite négative et un passage continu du fonctionnement redresseur en fonctionnement onduleur.

2.3.7 Convertisseur de courant bidirectionnel

Le *convertisseur de courant bidirectionnel* est composé en principe de deux convertisseurs de courant, dont les éléments redresseurs sont orientés en sens inverse (fig. 2.10). Le courant I_s peut circuler soit de l'entrée vers la sortie, soit de la sortie vers l'entrée. Sa polarité et sa valeur, ainsi que le signe de la tension continue U_s peuvent être influencés par le signal analogique de commande c . Le convertisseur de courant bidirectionnel fonctionne dans les quatre quadrants du plan I_s, U_s . La puissance active P peut être positive ou négative, selon le signe du produit $U_s I_s$.

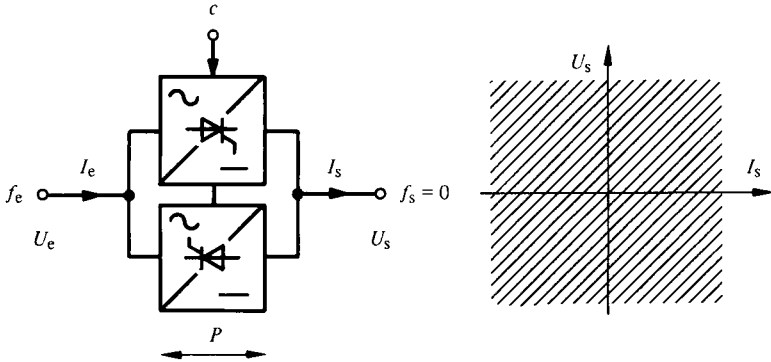


Fig. 2.10 Représentation schématique d'un convertisseur de courant bidirectionnel.

2.3.8 Convertisseur de fréquence direct

Un *convertisseur de fréquence direct* convertit un système alternatif de fréquence f_e à son entrée en un deuxième système alternatif de fréquence f_s de manière directe, c'est-à-dire sans conversion intermédiaire (fig. 2.11). Dans le cas le plus simple, ce convertisseur de fréquence direct est constitué par un convertisseur de courant bidirectionnel. À l'aide d'une commande appropriée par le signal analogique c il est possible d'obtenir une tension alternative U_s de fréquence f_s à la sortie. La puissance active peut circuler de l'entrée vers la sortie ou vice-versa.

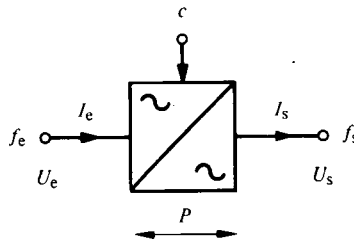


Fig. 2.11 Représentation schématique d'un convertisseur de fréquence direct.

2.3.9 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire

Le *convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire* réalise la conversion de la fréquence d'entrée f_e à la fréquence de sortie f_s de manière indirecte. Il est composé d'un redresseur à l'entrée et d'un onduleur à la sortie (fig. 2.12). La tension alternative d'entrée U_e , de fréquence f_e , est redressée pour obtenir la tension continue U_i du circuit intermédiaire (avec $f_i = 0$). Un onduleur convertit cette tension en une tension alternative de sortie U_s , dont la fréquence f_s est généralement différente de la fréquence d'entrée f_e . Le redresseur et l'onduleur doivent être commandés de façon adéquate par les signaux analogiques c_e et c_s . Dans le cas le plus simple, la tension U_i est positive et le courant continu I_i du circuit intermédiaire ne peut circuler que dans le sens indiqué. Par conséquent la puissance active ne peut être dirigée que de l'entrée vers la sortie. Afin de pouvoir inverser la puissance active P , il est nécessaire de remplacer le redresseur par un convertisseur de courant; ainsi la tension intermédiaire U_i peut changer de signe. Une

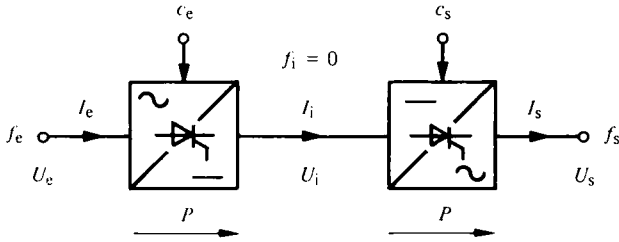


Fig. 2.12 Représentation schématique d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire.

autre possibilité est donnée par l'utilisation d'un convertisseur de courant bidirectionnel, permettant au courant intermédiaire I_i de circuler dans les deux directions. On parle ainsi de *circuit intermédiaire à courant continu* (le courant I_i ne peut changer de signe) ou de *circuit intermédiaire à tension continue* (la tension U_i ne peut changer de signe).

2.4 CLASSIFICATION SELON LE MODE DE COMMUTATION ET LE MODE DE CONVERSION

Une classification des principaux montages de convertisseurs statiques est donnée à la figure 2.13. Les différents montages sont caractérisés par le mode de commutation adopté, ainsi que par le mode de conversion (voir aussi les définitions dans les sections 2.2 et 2.3).

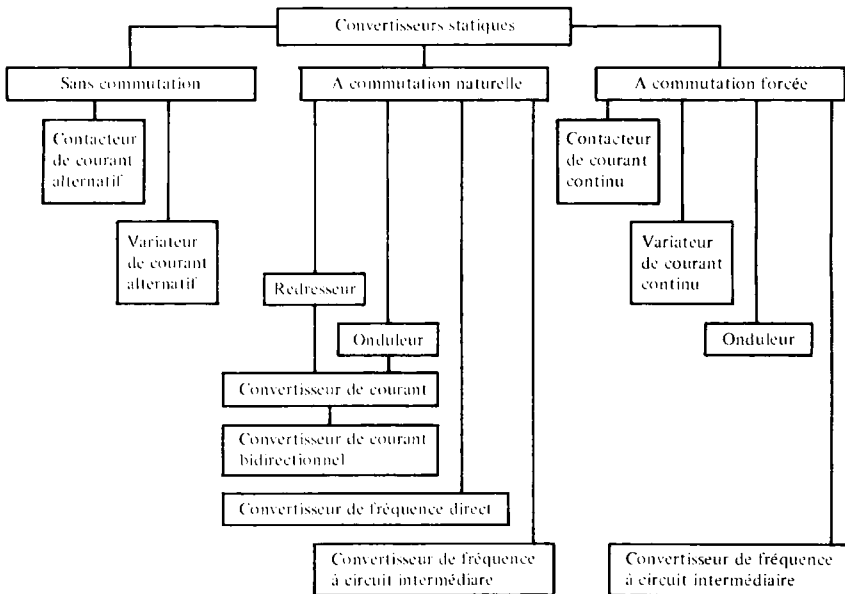


Fig. 2.13 Classification des convertisseurs statiques selon le mode de commutation et le mode de conversion.

Un convertisseur statique sans commutation peut fonctionner comme contacteur ou variateur de courant alternatif.

Les convertisseurs statiques à commutation naturelle présentent la plus grande diversité de modes de conversion. On distingue ici les redresseurs, les onduleurs, les convertisseurs de courant, les convertisseurs de courant bidirectionnels et finalement les convertisseurs de fréquence directs, ainsi que les convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire.

La catégorie des convertisseurs statiques à commutation forcée comprend les contacteurs et les variateurs de courant continu, ainsi que les onduleurs et les convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire.

CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES SUR LES ÉLÉMENTS DE PUISSANCE

3.1 INTRODUCTION

Indépendamment du fonctionnement et du montage des convertisseurs statiques, on peut faire quelques considérations générales concernant les éléments de puissance qui seront traitées ci-dessous. Ces considérations étant valables non seulement pour les thyristors mais aussi pour les diodes, on ne parlera plus, par la suite, que d'élément redresseur.

Ces considérations générales portent d'une part sur la sélection et d'autre part sur la protection de l'élément redresseur. La sélection de l'élément redresseur doit être faite en sorte que celui-ci supporte sans dommage les contraintes inhérentes à un fonctionnement normal. Lors de cette sélection il est nécessaire d'étudier aussi le comportement thermique et le problème du refroidissement. Parfois on est obligé de mettre en parallèle ou en série deux ou plusieurs éléments redresseurs. Les sections 3.2 à 3.4 sont consacrées à ces problèmes.

L'élément redresseur doit être protégé contre des perturbations dangereuses, c'est-à-dire contre des surintensités et des surtensions. Ces problèmes seront traités aux sections 3.5 et 3.6.

Enfin quelques aspects concernant la disposition mécanique seront donnés à la section 3.7.

3.2 CHOIX DE L'ÉLÉMENT REDRESSEUR

3.2.1 Valeurs caractéristiques

Les fabricants indiquent dans les feuilles d'application des éléments redresseurs (thyristors et diodes) des *valeurs limites* qui ne peuvent en aucun cas être dépassées. Ces valeurs sont indiquées et commentées dans la section VII.6.2. On donnera ci-dessous une brève récapitulation des valeurs limites les plus importantes.

Valeurs limites de tension :

- tension inverse de service maximale U_{RWM}
- tension inverse non répétitive maximale U_{RSM}
- tension directe non répétitive maximale U_{DSM} .

Valeurs limites de courant :

- courant moyen nominal $I_{T(AV)}$ (valable pour certaines conditions de refroidissement et de l'allure du courant).

Valeurs limites thermiques :

- *température limite de la jonction ϑ_{JM} .*

Autres valeurs limites :

- *vitesse critique de croissance de la tension $(du/dt)_{crit}$*
- *vitesse critique de croissance du courant $(di_T/dt)_{crit}$*
- *temps de désamorçage t_q*
- *valeurs limites pour le circuit de la gâchette.*

3.2.2 Sélection de l'élément redresseur

Pour la sélection d'un élément redresseur pouvant être utilisé dans un montage de convertisseur statique, on commence dans une première étape par choisir les types dont la tension inverse de service maximale U_{RWM} est égale ou supérieure à la tension inverse U_{Tmax} qui peut intervenir lors d'un fonctionnement normal (voir par exemple sect. 6.4). La tension inverse de service maximale U_{RWM} indiquée par le fabricant représente normalement les 2/3 de la tension inverse ou directe non répétitive maximale U_{RSM} ou U_{DSM} ; elle tient compte des pointes de tensions transitoires superposées à la tension alternative. S'il existe un risque d'avoir des pointes de tensions supérieures à la tension non répétitive maximale de l'élément choisi, il faut recourir à un élément redresseur ayant une tension de service maximale plus élevée. On travaille souvent avec un *coefficient de sécurité* de 2 à 2,5 entre la tension non répétitive maximale U_{RSM} et U_{DSM} et la tension inverse U_{Tmax} .

Dans une deuxième étape, on sélectionne le type d'élément redresseur qui possède un courant moyen nominal $I_{T(AV)}$ égal ou supérieur à la valeur moyenne du courant I_{Tmed} circulant dans l'élément redresseur (voir par exemple sect. 6.4). Pour la détermination du courant I_{Tmed} on tient compte de la charge maximale apparaissant en fonctionnement permanent.

Enfin il est indispensable de contrôler que la température de la jonction ne dépasse pas la valeur limite ϑ_{JM} . Un dépassement de cette valeur, même pour une très brève durée, conduirait inévitablement à la destruction de l'élément redresseur. Le calcul thermique s'y rapportant sera traité plus à fond à la section 3.3. Comme il sera démontré, il faut tenir compte des pertes effectives produites dans l'élément redresseur et des conditions de refroidissement ainsi que de surcharge possible pendant un certain laps de temps (par exemple courant pendant le démarrage dans le cas d'un entraînement avec un moteur à courant continu). Si la température de la jonction calculée ϑ_J dépasse la valeur limite ϑ_{JM} il faut choisir un type d'élément redresseur avec un courant moyen nominal $I_{T(AV)}$ plus élevé, ou améliorer les conditions de refroidissement. Si par contre la température calculée ϑ_J est très inférieure à la limite ϑ_{JM} on peut recourir à un type d'élément redresseur ayant un courant moyen nominal inférieur ou simplifier les conditions de refroidissement.

3.2.3 Observation des autres valeurs limites

Afin d'éviter un dépassement des autres valeurs limites indiquées au paragraphe 3.2.1, il est en général nécessaire d'ajouter des éléments supplémentaires, comme on le montre brièvement ci-dessous.

On peut éviter un accroissement trop rapide de la tension entre anode et cathode et ainsi respecter la vitesse critique de croissance de la tension $(du/dt)_{\text{crit}}$ à l'aide d'un circuit RC en parallèle avec l'élément redresseur. Ce circuit, servant en même temps de protection, sera décrit à la section 3.6.

L'accroissement du courant lors de l'allumage doit être limité par des inductances à une valeur inférieure à la valeur de la vitesse critique de croissance du courant $(di_T/dt)_{\text{crit}}$. Dans le cas des convertisseurs statiques à commutation naturelle, les inductances du circuit de commutation sont normalement suffisantes pour garantir un accroissement limité. Cependant, dans le cas des convertisseurs statiques à commutation forcée, il n'existe que l'inductance des connexions. En général cette dernière n'est pas suffisante pour limiter de di_T/dt à une valeur admissible; il est alors indispensable d'insérer des petites bobines d'induction en série avec l'élément redresseur.

Après l'annulation du courant direct, il faut attendre le temps de désamorçage t_q avant que la tension anode cathode puisse redevenir de nouveau positive. Pour les convertisseurs statiques à commutation naturelle, ce temps devient critique uniquement dans le cas du fonctionnement en onduleur où il faut respecter l'angle d'extinction γ (voir sect. 6.5). Dans le cas des convertisseurs statiques à commutation forcée, le temps de désamorçage détermine la capacité du condensateur d'extinction (voir sect. 13.3). On distingue des *thyristors lents* (pour convertisseurs statiques à commutation naturelle) où t_q est de l'ordre de 100 à 200 μs et des *thyristors rapides* (pour des convertisseurs statiques à commutation forcée) où t_q est garanti selon le type de thyristor entre 5 et 50 μs .

Les valeurs limites pour le circuit de la gâchette sont à respecter lors du dimensionnement des dispositifs de commande de gâchette en particulier lors du dimensionnement du transformateur d'impulsion. Normalement, des valeurs minimales pour la tension et le courant de la gâchette sont indiquées dans les feuilles d'application et ceci afin de garantir un allumage sûr du thyristor. Ces valeurs minimales peuvent être dépassées fortement, à condition de respecter une valeur limite maximale admissible des pertes dans le circuit de la gâchette. Enfin les impulsions d'allumage doivent présenter une durée minimale. Pendant ce laps de temps le courant dans le thyristor doit dépasser le courant de maintien I_H (voir sect. VII.6.2) afin de garantir un allumage sûr du thyristor. Pour des convertisseurs statiques à commutation naturelle, cette durée est de 300 à 400 μs environ.

3.3 COMPORTEMENT THERMIQUE, REFROIDISSEMENT

3.3.1 Généralités

En général les semiconducteurs sont très sensibles à une température interne trop élevée. Spécialement pour les équipements de puissance, il est indispensable d'effectuer un calcul précis de la température de la jonction ϑ_j . Cette dernière dépend des pertes dans l'élément redresseur, de son comportement thermique et des conditions de refroidissement. Il est possible d'établir un schéma équivalent permettant de déterminer la température même au régime transitoire avec des méthodes similaires à celles utilisées pour les circuits électriques. Les points les plus importants seront discutés ci-dessous.

Comme moyen de refroidissement on utilise le plus souvent l'air ambiant qui circule autour des refroidisseurs en emportant la chaleur produite par les éléments redresseurs. Pour des puissances élevées on utilise de plus en plus l'eau ou l'huile comme moyen de refroidissement. Dans le premier cas, l'eau circule directement à l'intérieur des refroidisseurs; dans le deuxième cas, les éléments redresseurs sont plongés dans une cuve contenant l'huile de refroidissement, comme pour un transformateur. Ces moyens de refroidissement sont plus efficaces que l'air. Ils permettent de réaliser des convertisseurs statiques de dimensions plus restreintes. En revanche, les installations annexes sont plus compliquées que dans le cas du refroidissement par air, de sorte que cette méthode n'est avantageuse que pour des puissances élevées. Par la suite on se limitera à l'étude du comportement thermique dans le cas le plus courant du refroidissement par air.

3.3.2 Pertes dans l'élément redresseur

Les pertes apparaissant dans un élément redresseur sont d'origine électrique; elles sont dues aux chutes de tension et aux courants; elles dépendent en partie des caractéristiques de l'élément redresseur (voir fig. 3.1). Selon le mode de fonctionnement, on peut distinguer les pertes suivantes :

- pertes apparaissant pendant la *conduction du courant direct* (tension directe et courant direct, courbe 1 de la fig. 3.1)
- pertes apparaissant pendant l'*état bloqué* (tension entre anode et cathode positive ou négative et courant de blocage, courbe 2 de la fig. 3.1)
- pertes dues à la *commutation* de l'état bloqué à l'état conducteur et vice-versa (tension entre anode et cathode et courant pendant le phénomène transitoire d'enclenchement ou de déclenchement, transition de la courbe 2 sur la courbe 1 ou vice-versa)
- pertes dans la *jonction gâchette cathode* (tension et courant au circuit de la gâchette).

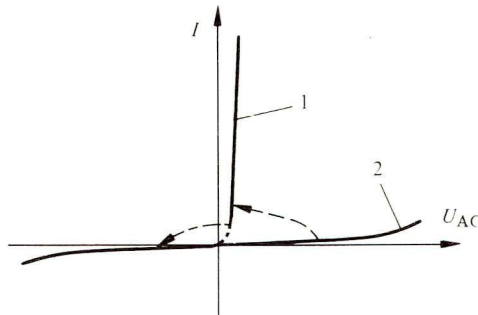


Fig. 3.1 Caractéristique d'un élément redresseur.

Normalement seules les pertes apparaissant pendant la conduction du courant direct (courbe 1 de la fig. 3.1) ont une influence sur l'élément redresseur. Les autres pertes sont négligeables. On ne prend en considération les pertes dues à la commutation de l'état bloqué à l'état conducteur et vice-versa que pour les convertisseurs statiques à commutation forcée, si la fréquence d'enclenchement et de déclenchement dépasse quelques

centaines de Hertz. Pour déterminer ces pertes, on utilise les caractéristiques transitoires de commutation fournies par les fabricants.

On peut calculer les pertes apparaissant pendant la conduction du courant direct à l'aide de la *caractéristique directe*; celle-ci donne la chute de tension entre anode et cathode en fonction du courant pendant la période de conduction de l'élément redresseur (voir fig. 3.2). u_F est la *tension directe* et i_F le *courant direct* (l'indice F dérive de la dénomination anglaise "forward").

Pour simplifier le calcul, on remplace la caractéristique réelle par la *caractéristique approchée* avec une *résistance différentielle* R_{diff} et une *tension de seuil* U_{FS} (voir fig. 3.3). On a donc la relation

$$u_F = U_{FS} + R_{diff} i_F \tag{3.1}$$

Les valeurs numériques pour U_{FS} et R_{diff} sont données par les fabricants dans les feuilles d'application.

Dans la plupart des cas, le courant circulant dans un élément redresseur est périodique avec la période T . Les *pertes moyennes* découlent de la relation

$$\begin{aligned} P_F &= \frac{1}{T} \int_0^T u_F i_F dt = \frac{1}{T} \int_0^T (U_{FS} + R_{diff} i_F) i_F dt = \\ &= U_{FS} I_{Tmed} + R_{diff} I_{Teff}^2 \end{aligned} \tag{3.2}$$

où I_{Tmed} est le *courant moyen* et I_{Teff} le *courant efficace* parcourant l'élément redresseur. Pour les convertisseurs statiques à commutation naturelle, ces valeurs seront déterminées à la section 6.4.

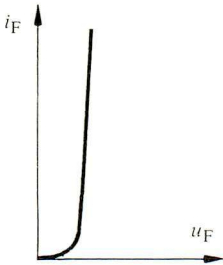


Fig. 3.2 Caractéristique directe réelle.

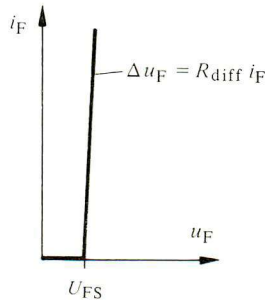


Fig. 3.3 Caractéristique directe approchée.

3.3.3 Le schéma thermique équivalent

Les pertes se produisent dans la jonction anode cathode. La chaleur correspondante doit être évacuée à l'air ambiant. Des *résistances thermiques* s'opposent au passage de cette chaleur, comme le montre schématiquement la figure 3.4. On distingue les résistances thermiques

- R_{thJB} entre jonction et boîtier
- R_{thBR} entre boîtier et radiateur
- R_{thRA} entre radiateur et air ambiant.

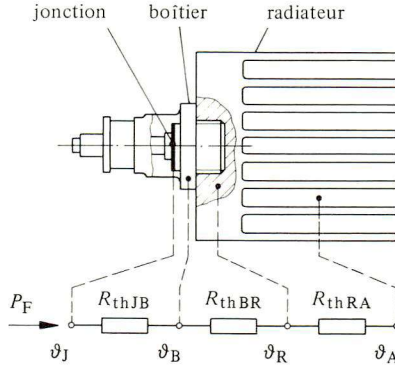


Fig. 3.4 Schéma thermique équivalent pour un élément redresseur avec refroidisseur.

La résistance thermique R_{thJB} dépend du type d'élément redresseur. On trouve des indications à ce sujet dans les feuilles d'application des éléments redresseurs fournies par les fabricants.

La résistance thermique R_{thBR} dépend de la manière dont l'élément redresseur est fixé sur le radiateur, tandis que la résistance thermique R_{thRA} dépend du type de radiateur et surtout de la vitesse de l'air ambiant passant autour de celui-ci. Ces valeurs sont indiquées dans les feuilles d'application des radiateurs.

La figure 3.5 présente un exemple pour la résistance thermique R_{thRA} . On constate que la vitesse de l'air de refroidissement a une importance prépondérante dans le cas du *refroidissement forcé* par des ventilateurs (fig. 3.5 (a)). Dans le cas de la *convection naturelle* (sans ventilation) la résistance thermique est fonction de la puissance dissipée P_F (fig. 3.5 (b)). Ceci est dû au fait que l'air ambiant s'échauffe et présente un léger mouvement qui augmente avec la puissance dissipée. Dans le cas de la convection naturelle, la résistance thermique R_{thRA} est beaucoup plus élevée que dans le cas du refroidissement forcé. Généralement on ne fait appel à la convection naturelle que dans des cas de puissances relativement modestes où les contraintes en courant des éléments redresseurs sont petites.

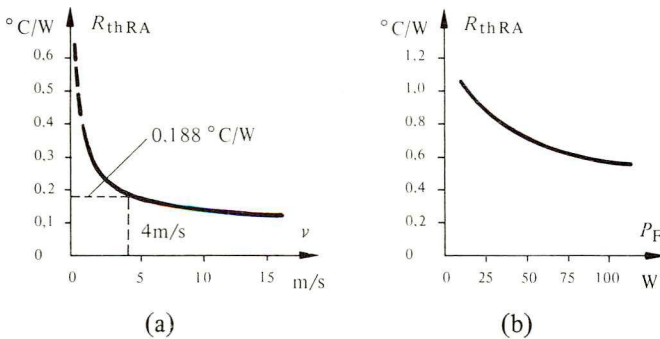


Fig. 3.5 Résistance thermique R_{thRA} entre radiateur et air ambiant : (a) refroidissement par ventilation forcée; (b) refroidissement par convection naturelle.

3.3.4 Calcul thermique

A l'aide du *schéma thermique équivalent* il est possible de calculer l'augmentation de la température $\Delta\vartheta$. En général on a la relation

$$\Delta\vartheta = R_{th} P \quad (3.3)$$

qui est équivalente à la loi de Ohm $\Delta U = R I$ pour un système électrique.

Dans le cas particulier de la figure 3.4 on obtient pour la température ϑ_J de la jonction

$$\vartheta_J = \vartheta_A + R_{th\ tot} P_F \quad (3.4)$$

ϑ_A est la température de l'air ambiant et

$$R_{th\ tot} = R_{thJB} + R_{thBR} + R_{thRA} \quad (3.5)$$

la résistance thermique totale entre la jonction et l'air ambiant.

Généralement pour le calcul thermique les valeurs suivantes sont données : température maximale admissible ϑ_{JM} de la jonction et température ϑ_A de l'air ambiant ainsi que les pertes P_F . En outre on connaît les résistances thermiques R_{thJB} , R_{thBR} et R_{thRA} . Il faut déterminer le mode de refroidissement (par ventilation ou par convection naturelle) pour respecter la limite de la température ϑ_{JM} . Un petit exemple explique la manière de procéder.

3.3.5 Exemple pour le calcul thermique

Pour un certain thyristor et radiateur on donne comme exemple les valeurs suivantes : $\vartheta_{JM} = 115^\circ$, $R_{thJB} = 0,24^\circ\text{C/W}$, $R_{thBR} = 0,04^\circ\text{C/W}$ et R_{thRA} selon la figure 3.5. Les pertes sont $P_F = 160\text{ W}$ et la température de l'air ambiant $\vartheta_A = 40^\circ\text{C}$.

La résistance thermique totale doit être

$$R_{th\ tot} \leq \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{P_F} = \frac{115 - 40}{160} = 0,468^\circ\text{C/W} \quad (3.6)$$

d'où l'on tire

$$R_{thRA} \leq R_{th\ tot} - (R_{thJB} + R_{thBR}) = 0,468 - (0,24 + 0,04) = 0,188^\circ\text{C/W} \quad (3.7)$$

De la figure 3.5 on déduit qu'il faut prévoir une ventilation forcée avec une vitesse de l'air de $v \geq 4\text{ m/s}$.

La température de l'air ambiant ϑ_A a une grande influence sur l'exploitation de l'élément redresseur. Si, dans notre cas, la température de l'air ambiant est $\vartheta_A = 60^\circ\text{C}$, il faut que $R_{th\ tot}$ soit égale ou inférieure à $0,344^\circ\text{C/W}$, valeur qui implique $R_{thRA} \leq 0,064^\circ\text{C/W}$. Selon les caractéristiques de la figure 3.5a une telle valeur n'est pas réalisable, même avec une très forte ventilation. On est donc contraint de choisir un thyristor et un radiateur plus grands.

Les fabricants donnent souvent dans les feuilles d'application des abaques permettant de déterminer la résistance thermique R_{thRA} nécessaire en fonction de P_F et de ϑ_A .

3.3.6 Schéma thermique équivalent pour des phénomènes transitoires

Le schéma thermique équivalent donné par la figure 3.4 n'est valable que pour le fonctionnement en régime permanent. Dans le cas d'un phénomène transitoire, comme il apparaît par exemple pendant une surcharge temporaire, il faut tenir compte du fait que la jonction, le boîtier et le radiateur peuvent accumuler une certaine énergie thermique. Celle-ci est nécessaire pour amener ces corps à la température finale. Cette accumulation d'énergie peut être prise en considération dans le schéma thermique équivalent par des capacités C_{thJ} , C_{thB} et C_{thR} , correspondant à la jonction, boîtier et radiateur (voir fig. 3.6).

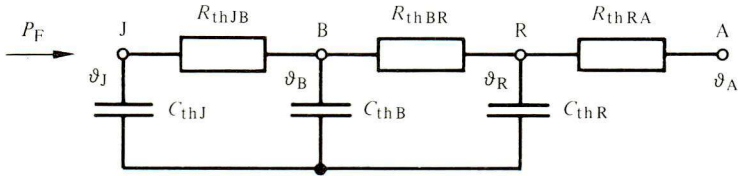


Fig. 3.6 Schéma thermique équivalent pour des phénomènes transitoires correspondant à la jonction, boîtier et radiateur.

Les *capacités thermiques* présentent des valeurs très différentes qui se retrouvent dans les constantes de temps avec lesquelles les diverses parties augmentent leur température par rapport à leur voisin immédiat. Comme ordre de grandeur, on peut calculer avec les constantes de temps suivantes :

- jonction $T_J \approx 2$ ms
- boîtier $T_B \approx 2$ s
- radiateur $T_R \approx 4$ min (ventilation forcée)
15 min (convection naturelle).

Il s'avère pratiquement impossible de déterminer les valeurs numériques pour les résistances et capacités thermiques à partir de la configuration géométrique de l'élément redresseur et du radiateur. En particulier, il n'est pas possible de tenir compte des résistances thermiques des contacts et des points de soudure. Par conséquent, il est nécessaire de relever les constantes numériques par une identification expérimentale.

On a la possibilité de traiter le comportement transitoire de manière plus exacte que celle qui est exposée par le schéma équivalent de la figure 3.6, qui ne considère que les trois corps : jonction, boîtier et radiateur. Le schéma thermique équivalent complet est normalement composé de 5 à 7 circuits RC thermiques. Pour des raisons de facilité de calcul on remplace les circuits RC en cascade par un schéma équivalent qui présente des circuits RC en série. Les résistances et capacités thermiques $R_{th1} \dots R_{th5}$ et $C_{th1} \dots C_{th5}$ indiquées à la figure 3.7 n'ont pas une relation directe avec les résistances et capacités thermiques de la figure 3.6. Il s'agit donc d'un modèle mathématique.

Il est ainsi possible de définir une fonction de transfert

$$G_{th}(s) = \frac{\Delta\vartheta_J}{\Delta P_F} = \sum_{k=1}^n \frac{R_{thk}}{1 + sT_{thk}} \quad (3.8)$$

où n est le nombre des circuits RC en série et

$$T_{thk} = R_{thk} C_{thk} \tag{3.9}$$

la constante de temps thermique du circuit k .

Pour $s = 0$ on obtient la relation valable au régime permanent

$$\sum_{k=1}^n R_{thk} = R_{th\ tot} \tag{3.10}$$

avec $R_{th\ tot}$ la résistance thermique totale entre la jonction et l'air ambiant. Cette dernière doit correspondre à la valeur donnée par la relation (3.5).

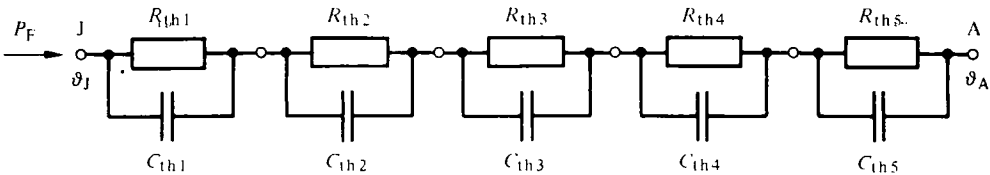


Fig. 3.7 Schéma thermique équivalent pour des phénomènes transitoires correspondant aux cas généraux.

3.3.7 Calcul thermique pour des phénomènes transitoires

Pour des phénomènes transitoires on doit avoir recours au schéma thermique équivalent de la figure 3.7, par exemple pour :

- fonctionnement intermittent à basse fréquence
- surcharge temporaire se superposant au fonctionnement continu
- charge par des impulsions uniques de brève durée.

Connaissant l'allure temporelle des pertes P_F il est possible de calculer l'allure de la température de la jonction ϑ_J en fonction du temps à l'aide de la fonction de transfert [équation (3.8)] selon les règles de la transformation de Laplace. Le calcul numérique est plutôt de longue durée et on doit faire appel à des ordinateurs.

On peut introduire avantageusement quelques simplifications, en approximant l'allure réelle des pertes par une forme rectangulaire. Il est donc aussi possible de déterminer l'allure de la température de manière graphique, en faisant appel à la loi de superposition.

Dans les feuilles d'application on trouve souvent des courbes indiquant la *résistance thermique transitoire*. Il s'agit d'une résistance fictive qui permet de déterminer d'une manière simple l'augmentation de la température de la jonction due à une impulsion de courant rectangulaire d'une certaine durée.

Cette résistance thermique transitoire peut être définie à l'aide de la figure 3.8. Si les pertes P_{Fi} agissent pendant le temps t_i on trouve expérimentalement ou par calcul l'augmentation de la température de la jonction $\Delta\vartheta_{Ji}$ et l'on obtient

$$r_{th}(t_i) = \frac{\Delta\vartheta_{Ji}}{P_{Fi}} \tag{3.11}$$

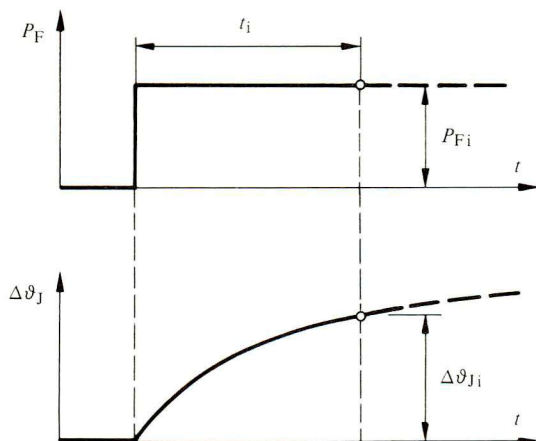


Fig. 3.8 Définition de la résistance thermique transitoire.

La résistance thermique transitoire $r_{th}(t_i)$ est fonction du temps t_i et dépend des caractéristiques de l'élément redresseur, du radiateur et du mode de refroidissement. La figure 3.9 présente un exemple. On s'aperçoit que le mode de refroidissement n'a une influence que pour des temps t_i supérieurs de 20 à 50 s et que le régime permanent est pratiquement atteint après 10^4 s = 167 min = 2,8 h.

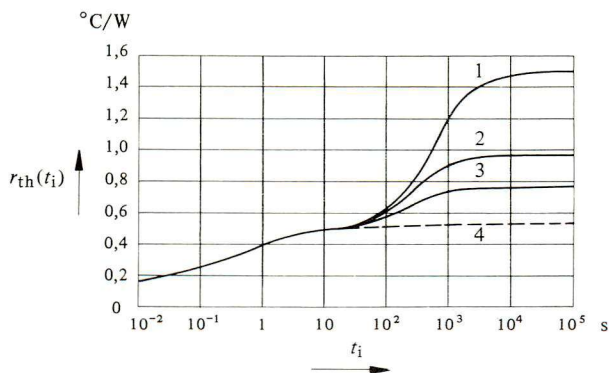


Fig. 3.9 Résistance thermique transitoire. 1 : convection naturelle; 2 : ventilation forcée $v = 1$ m/s; 3 : ventilation forcée $v = 3$ m/s; 4 : ventilation forcée $v = \infty$ ($R_{thRA} = 0$).

3.4 MISE EN PARALLÈLE OU EN SÉRIE DES ÉLÉMENTS REDRESSEURS

3.4.1 Généralités

Si le courant moyen nominal $I_{T(AV)}$ de l'élément redresseur le plus puissant à disposition est inférieur au courant I_{Tmed} il s'avère nécessaire de monter en parallèle deux ou plusieurs éléments redresseurs. Si, par contre, la tension inverse U_{Tmax} dépasse la tension inverse de service maximale U_{RWM} il faut monter en série deux ou plusieurs élé-

ments redresseurs. Le cas échéant on doit appliquer en même temps le montage en parallèle et en série.

De telles dispositions sont nécessaires pour des installations à puissance élevée où l'on exige des hautes performances concernant l'exploitation et la sécurité de fonctionnement. On doit dimensionner ces installations de sorte que le fonctionnement est assuré même après la défaillance d'un élément redresseur. L'échange d'un élément défectueux doit être possible sous tension, sans arrêter l'exploitation de l'installation.

3.4.2 Montage en parallèle

En montant deux ou plusieurs éléments redresseurs en parallèle il faut faire attention à ce que la répartition des courants sur les divers éléments redresseurs soit bien uniforme. Cependant la dispersion des caractéristiques directes $i_F(u_F)$ empêche une répartition parfaite.

La figure 3.10 montre les caractéristiques directes avec les courbes limites indiquant la zone de dispersion. Si plusieurs éléments redresseurs sont mis en parallèle, chaque élément comporte la même tension u_F . Selon les caractéristiques extrêmes, le courant circulant dans chaque élément redresseur peut varier entre $i_{F\min}$ et $i_{F\max}$. Le courant $i_{F\max}$ correspond à des pertes $P_F = \text{const.}$ qui sont déterminées par le courant nominal i_{Fn} et par la caractéristique la plus défavorable en tension directe. On admet donc que pour une caractéristique plus favorable, on peut faire travailler l'élément redresseur au dessus du courant nominal I_{Fn} .

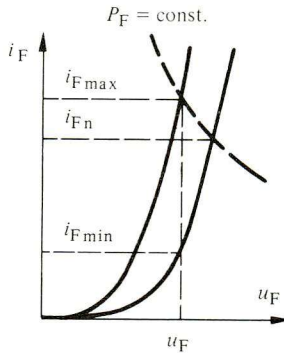


Fig. 3.10 Caractéristiques directes, courbes limites.

Si n éléments redresseurs sont mis en parallèle où seul l'un d'eux possède une caractéristique correspondant à $i_{F\max}$, et $n - 1$ éléments qui possèdent une caractéristique correspondant à $i_{F\min}$, le courant total est donné par

$$i_{\text{tot}} = i_{F\max} + (n - 1) i_{F\min} \tag{3.12}$$

Cependant ce cas est assez improbable. En supposant une distribution normale des caractéristiques directes on peut calculer avec une valeur moyenne $(i_{F\max} + i_{F\min})/2$ et on obtient pour le courant total

$$i_{\text{tot}} = n \frac{i_{F\max} + i_{F\min}}{2} \tag{3.13}$$

Pour un calcul rapide on introduit un *facteur de mise en parallèle* c_p en calculant avec le courant nominal i_{Fn} de l'élément redresseur, c'est-à-dire

$$i_{\text{tot}} = c_p n i_{Fn} \quad (3.14)$$

En comparant les équations (3.13) et (3.14) on tire le facteur c_p

$$c_p = \frac{i_{F\text{max}} + i_{F\text{min}}}{2 i_{Fn}} \quad (3.15)$$

Afin que la mise en parallèle soit assez efficace, le facteur c_p ne devrait pas être inférieur à 0,8. Cependant, avec la dispersion normale des caractéristiques, ce facteur est très souvent inférieur à 0,8. Dans ces cas il est nécessaire de monter en série avec chaque élément redresseur une résistance ohmique R_s (voir fig. 3.11). Cette résistance augmente la tension directe; on obtient

$$u'_F = u_F + R_s i_F \quad (3.16)$$

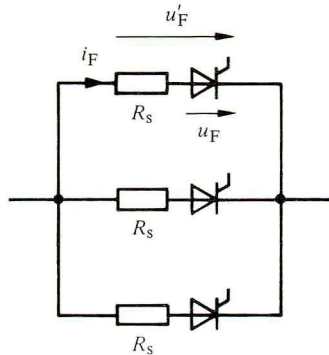


Fig. 3.11 Montage en parallèle de plusieurs branches constituées d'une résistance série R_s et d'un élément redresseur.

La dispersion des caractéristiques directes diminue (voir fig. 3.12) et le facteur c_p peut être porté à 0,8 ou plus. Cependant cette méthode provoque des pertes supplémentaires dans la résistance R_s .

La fonction de ces résistances série est très souvent remplie par des fusibles, qui sont montés en série avec l'élément redresseur pour sa protection (voir sect. 3.5).

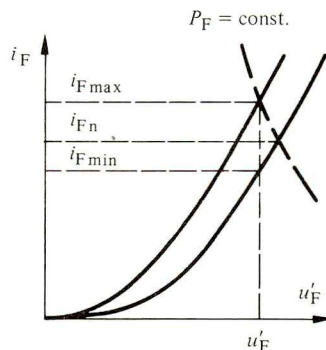


Fig. 3.12 Caractéristiques directes avec résistance série, courbes limites.

Afin que la répartition des courants soit uniforme même à l'instant de l'allumage des thyristors, il est indispensable que tous les thyristors mis en parallèle reçoivent en même temps une impulsion d'allumage. Cette dernière doit présenter un flanc montant très rapide et une puissance élevée pour assurer un allumage sûr.

3.4.3 Montage en série

Dans le cas d'un montage en série de deux ou plusieurs éléments redresseurs il est important que chaque élément possède en état bloqué la même tension entre anode et cathode. A cause de la dispersion de la caractéristique de blocage, cette répartition uniforme n'est pas garantie a priori.

Il est donc nécessaire de monter en parallèle sur chaque élément redresseur une résistance ohmique R_p (voir fig. 3.13). La valeur de cette résistance doit être choisie de telle sorte que le courant circulant à travers la résistance soit environ dix fois le courant en état bloqué de l'élément redresseur (*courant inverse*). La répartition uniforme des tensions entre anode et cathode est ainsi garantie par cette chaîne de résistances. Il est bien clair que cette mesure implique des pertes supplémentaires qui apparaissent pendant la durée de blocage de l'élément redresseur.

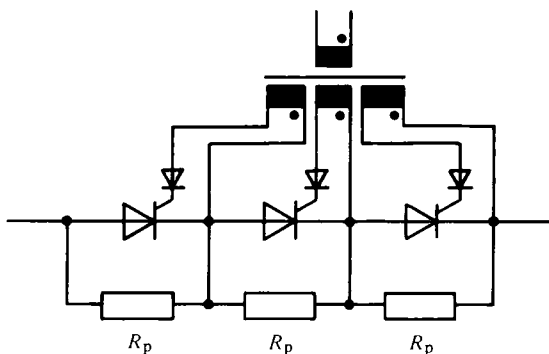


Fig. 3.13 Montage en série de plusieurs éléments redresseurs.

Les impulsions d'allumage doivent être fournies par le transformateur d'impulsion à l'aide d'enroulements séparés galvaniquement (voir fig. 3.13). Il faut faire attention de ne pas émettre d'impulsions d'allumage pendant la période de blocage des thyristors, car les courants inverses, provoqués par la tension négative, augmentent fortement et pourraient perturber l'équilibrage de tension réalisé par la chaîne de résistances.

3.5 PROTECTION CONTRE DES SURINTENSITÉS

3.5.1 Cause des surintensités

Les éléments redresseurs sont très sensibles aux surintensités. Les pertes dues aux courants trop forts provoquent un échauffement trop élevé de la jonction (voir sect. 3.3) et causent la destruction de l'élément redresseur. Il est donc indispensable de prévoir une protection adéquate.

Les surintensités peuvent être provoquées soit par des court-circuits aux bornes du convertisseur statique ou dans une de ses branches, soit par des surcharges dues à la charge à la sortie du convertisseur statique.

Les éléments redresseurs ne supportent des surintensités que pendant un certain temps qui est fonction de la surintensité même. Cette relation peut être déduite à l'aide de la résistance thermique transitoire (voir fig. 3.9). Cette *caractéristique limite de surcharge* d'un élément redresseur est schématiquement représentée à la figure 3.14. Elle indique le courant limite référé sur le courant nominal I_{Fn} en fonction du temps t admissible.

La protection doit couper le courant avant que celui-ci n'atteigne la valeur limite. Dans ce but il existe deux possibilités : protection par fusibles ou par disjoncteur rapide. Généralement ces deux moyens sont combinés.

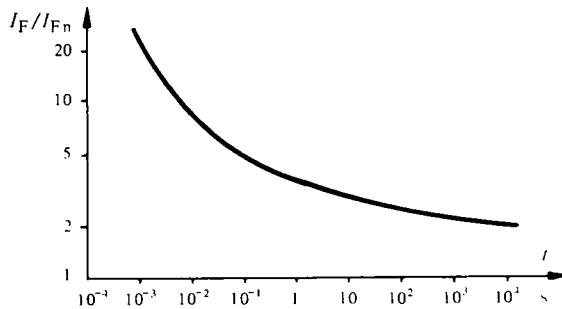


Fig. 3.14 Caractéristique limite de surcharge d'un élément redresseur.

3.5.2 Protection par fusibles

La caractéristique nécessaire pour un fusible afin de garantir une protection complète est représentée à la figure 3.15. Il est nécessaire d'avoir une coordination totale entre la caractéristique limite de l'élément redresseur et la caractéristique de coupure du fusible. Il est cependant très difficile de produire une telle caractéristique adaptée sur toute la gamme. Ces fusibles reviennent trop cher.

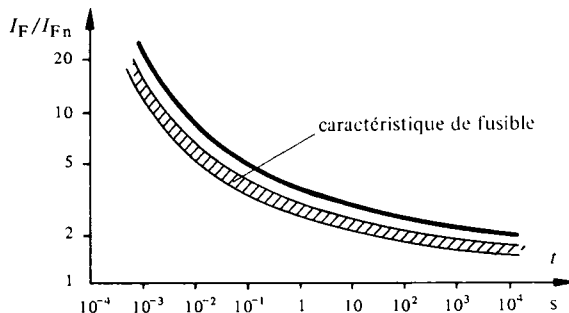


Fig. 3.15 Protection par fusible, coordination totale entre fusible et élément redresseur.

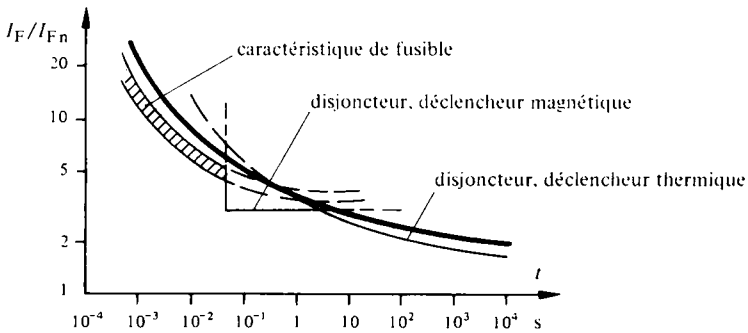


Fig. 3.16 Protection par fusible et disjoncteur, coordination partielle entre fusible, disjoncteur et élément redresseur.

3.5.3 Protection par fusibles et disjoncteur rapide

En général on fait appel à une combinaison entre des fusibles et un disjoncteur rapide. Les caractéristiques sont représentées par la figure 3.16. Le fusible ne protège l'élément redresseur que pour des courants élevés et assure une coupure rapide. Par contre le disjoncteur intervient pour des surintensités moyennes avec un temps de déclenchement d'environ 0,05 s à l'aide du déclencheur magnétique. Les surcharges avec un courant entre $1 \dots 3 \times I_{FN}$ sont contrôlées par le déclencheur thermique. Concernant le dimensionnement des fusibles on renvoie aux chapitres XII.5 et 8 en ce qui concerne la coordination des relais de protection et des fusibles.

Les fusibles sont montés directement en série avec l'élément redresseur, tandis que le disjoncteur rapide se trouve dans le circuit de la charge du convertisseur statique.

La coupure d'un courant provoque toujours des surtensions. La protection par fusible et disjoncteur rapide doit être assez rapide pour protéger les éléments redresseurs contre les surintensités, mais pas trop rapide pour ne pas les endommager à cause des surtensions (voir sect. 3.6).

3.6 PROTECTION CONTRE DES SURTENSIONS

3.6.1 Cause des surtensions

Les éléments redresseurs sont également très sensibles aux surtensions apparaissant pendant la durée de blocage entre anode et cathode. Il est indispensable de protéger les éléments redresseurs contre ces surtensions.

Il existe en principe deux origines de surtensions :

- surtensions internes dues à l'effet d'accumulation des porteurs de charge dans l'élément redresseur
- surtensions externes dues à des phénomènes atmosphériques ou de coupure, en particulier le déclenchement de transformateurs à vide, y compris le propre transformateur alimentant le convertisseur statique.

Pour la protection des éléments redresseurs contre ces surtensions, on utilise le plus souvent des circuits RC . Récemment des semiconducteurs ont été développés qui peuvent être employés comme limiteurs de tension. Ci-dessous on étudiera brièvement ces mesures.

3.6.2 Protection contre des surtensions internes par des circuits RC

Le phénomène qui se produit lors de l'annulation du courant dans un élément redresseur est décrit à l'aide des figures 3.17 à 3.19.

Dans un élément redresseur idéal le courant i_T s'annule lors de son passage par zéro et la tension u_{AC} entre anode et cathode saute à la valeur négative U_T (fig. 3.17).

Cependant, un élément redresseur ne peut pas bloquer instantanément le courant à cause de l'effet d'accumulation des porteurs de charge. Le courant devient négatif pendant un très bref laps de temps et tombe ensuite rapidement à zéro, comme le montre la figure 3.18 (voir aussi sect. VII.6.3). Cette variation rapide du courant induit pendant une brève durée des tensions très élevées dans les inductances des lignes d'amenée. Entre l'anode et la cathode de l'élément redresseur apparaissent des surtensions très élevées qui peuvent provoquer la destruction de cet élément.

Par un circuit RC en parallèle avec l'élément redresseur, on peut diminuer sensiblement la surtension aux bornes de l'élément redresseur (voir fig. 3.19). Dans ce cas il n'y a plus de danger pour l'élément redresseur. Ce circuit RC en parallèle permet en même temps de limiter la croissance de la tension du/dt aux bornes de l'élément redresseur. En effet un thyristor peut s'allumer par un courant capacitif entre anode et gâchette, si l'accroissement du/dt positif est grand, alors que la tension anode cathode est positive. Dans ce cas le thyristor risque fort d'être endommagé, car son allumage est ponctuel et ne se propage pas correctement sur toute la jonction.

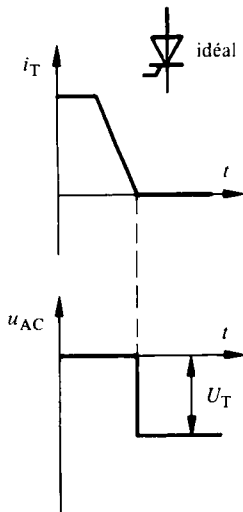


Fig. 3.17 Courant i_T et tension u_{AC} lors du blocage d'un élément redresseur idéal.

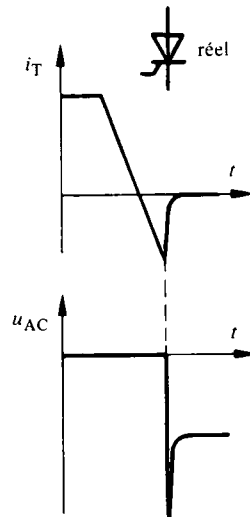


Fig. 3.18 Courant i_T et tension u_{AC} lors du blocage d'un élément redresseur réel.

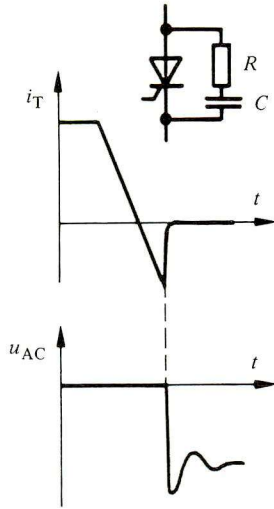


Fig. 3.19 Courant i_T et tension u_{AC} lors du blocage d'un élément redresseur réel avec circuit RC de protection en parallèle.

3.6.3 Protection contre des surtensions externes par des circuits RC

Pour la protection contre des surtensions externes, c'est-à-dire provenant du réseau d'alimentation, il faut prévoir un circuit RC entre chaque phase et la terre, comme il est indiqué à la figure 3.20 pour le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé (voir sect. 5.6). L_c est une bobine d'induction. La capacité du circuit RC est choisie de telle manière que la fréquence de résonance du circuit oscillant formé par L_c et C soit d'environ 1000 Hz.

Dans le même schéma de montage sont aussi indiqués les circuits RC en parallèle avec les thyristors, dont la fonction a été décrite au paragraphe précédent.

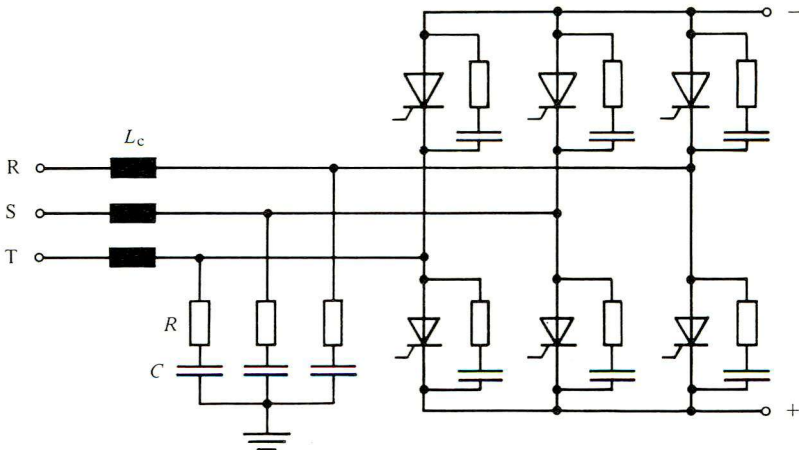


Fig. 3.20 Protection contre des surtensions externes, circuit RC à l'entrée d'un convertisseur de courant.

3.6.4 Protection contre des surtensions par des semiconducteurs

Grâce au développement de semiconducteurs particuliers il est aussi possible de protéger les éléments redresseurs contre des surtensions soit internes soit externes. Ces semiconducteurs à oxyde métallique sont appelés *varistors* ou *suppresseurs*. Leur symbole et leur caractéristique sont représentés à la figure 3.21.

Pour des valeurs de la tension u inférieures à la tension de seuil U_s le courant i est très faible (proche des valeurs du courant de blocage d'un élément redresseur). Dès que la tension u dépasse la tension de seuil U_s le courant augmente très fortement. La caractéristique est symétrique pour des tensions positives et négatives. Le comportement d'un varistor correspond en principe à celui d'une mise en *antisérie* de deux diodes Zener (c'est-à-dire la mise en série avec sens de conduction opposé). Cependant la tension de seuil U_s est beaucoup plus élevée que la tension Zener. Elle est de quelques centaines de volt, selon le type.

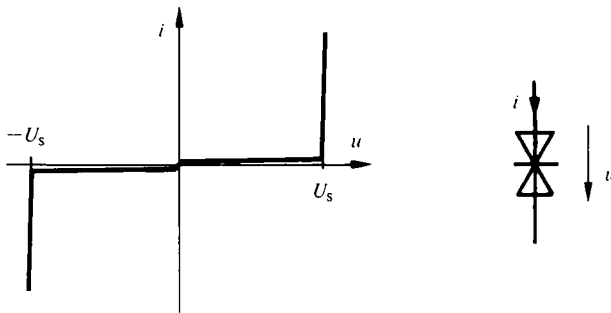


Fig. 3.21 Symbole et caractéristique d'un varistor.

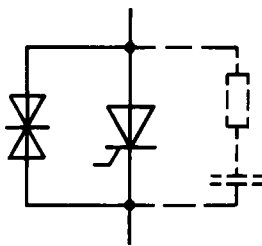


Fig. 3.22 Protection d'un élément redresseur par un varistor et le cas échéant par un circuit RC.

La figure 3.22 montre la protection d'un élément redresseur par un varistor. Ce dernier se trouve en parallèle avec l'élément redresseur. La tension de seuil U_s du varistor doit être un peu inférieure à la tension inverse ou directe non répétitive maximale de l'élément redresseur. Les surtensions apparaissant aux bornes de l'élément redresseur sont maintenant limitées d'une manière efficace à la valeur U_s , inférieure à une valeur qui peut être dangereuse pour l'élément redresseur. Le varistor peut même supporter des surtensions périodiques si l'on garantit un refroidissement adéquat de ce dernier.

Le plus souvent on prévoit aussi un circuit RC en parallèle, comme on l'a décrit au paragraphe 3.6.2, afin de limiter la croissance de la tension du/dt .

3.7 DISPOSITION MÉCANIQUE

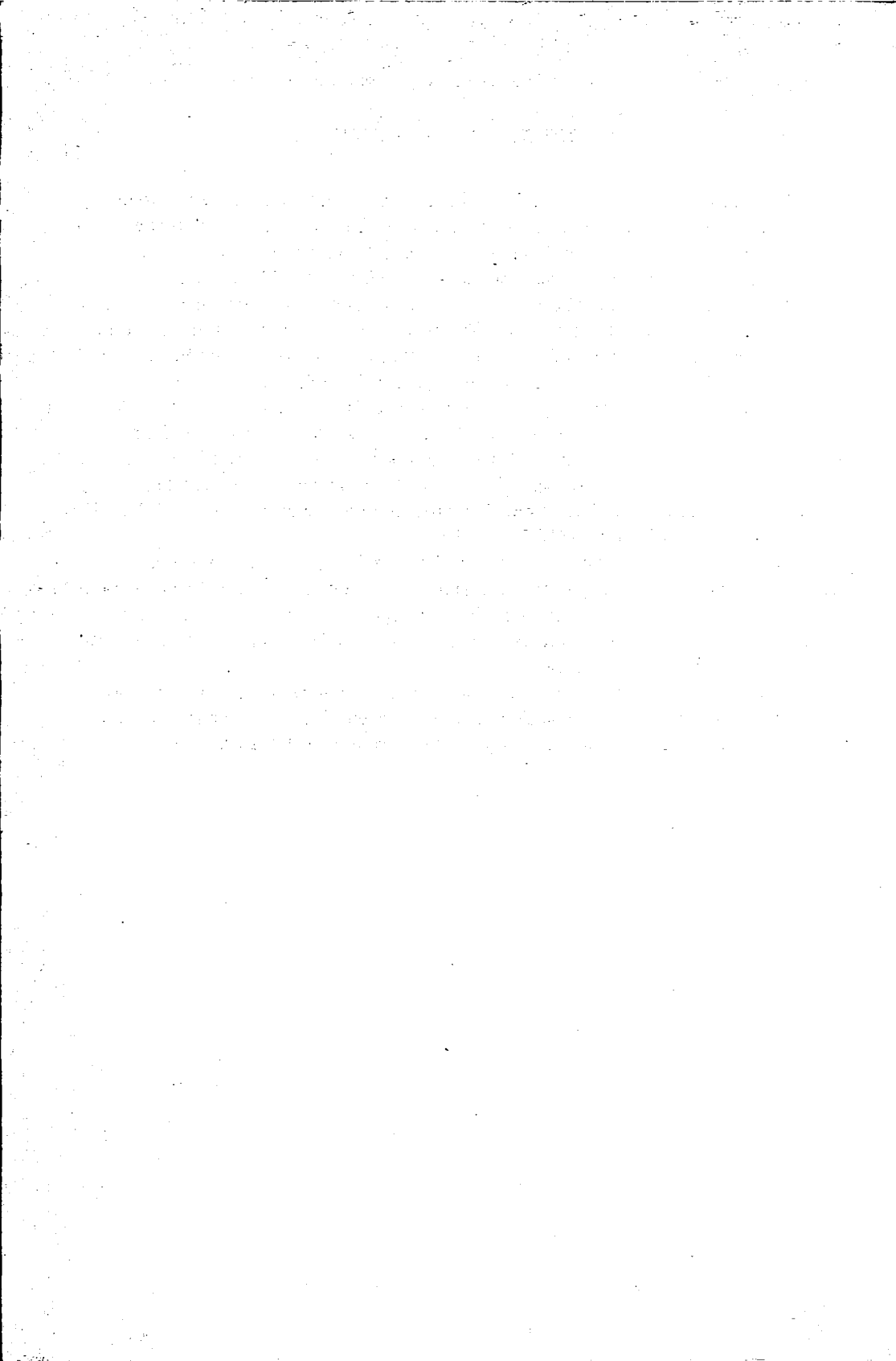
Pour un bon fonctionnement, l'élément redresseur a besoin de plusieurs dispositifs auxiliaires, tels que radiateur, fusible et circuit *RC*. Les thyristors nécessitent en plus des transformateurs d'impulsion pour la commande des gâchettes. Tous ces éléments doivent être bien coordonnés avec les caractéristiques de l'élément redresseur.

Les fabricants fournissent des modules complets. Tous les éléments mentionnés ci-dessus sont montés ensemble avec l'élément redresseur sur un châssis. Celui-ci est doté de connecteurs spéciaux capables de conduire des courants relativement élevés. Pour des courants très élevés, les connexions sont réalisées à l'aide de vis.

Ces modules permettent de construire des convertisseurs statiques d'une manière normalisée. Dans ce but les modules sont enfichés ou vissés dans des racks ou des armoires. Ces racks ou armoires sont normalement équipés de ventilateurs pour la ventilation forcée des éléments redresseurs. Des canaux guident l'air qui passe à travers les radiateurs. La puissance des ventilateurs doit être suffisante pour garantir la vitesse de l'air déterminée par le calcul thermique (voir sect. 3.3).

On doit disposer les connexions principales entre les modules avec précaution afin de ne pas former de boucles qui peuvent induire des tensions parasites dans les circuits de commande. Pour le montage en parallèle de deux ou plusieurs éléments redresseurs, on doit faire attention à ce que toutes les connexions possèdent la même longueur, c'est-à-dire la même résistance ohmique.

Les connexions pour les transformateurs d'impulsion doivent être torsadées, voire blindées afin d'éviter que des impulsions parasites puissent s'introduire dans les circuits de commande et ainsi provoquer un allumage intempestif d'un thyristor.



VARIATEURS DE COURANT ALTERNATIF

4.1 INTRODUCTION

4.1.1 Généralités

Les variateurs de courant alternatif sont caractérisés par un fonctionnement sans phénomène de commutation, le courant dans la charge est identique à celui de l'élément redresseur contrôlable. La tension appliquée étant alternative, le courant de la charge ainsi que celui de l'élément redresseur contrôlable s'annulent périodiquement (voir sect. 2.2).

Comme déjà mentionné sur la figure 2.13, les convertisseurs statiques sans commutation comprennent non seulement les variateurs de courant alternatif mais aussi les contacteurs de courant alternatif. Les montages de ces deux types de convertisseurs statiques sont identiques. Ils diffèrent seulement par leur mode de commande. Dans cette optique, le contacteur de courant alternatif peut être considéré comme un cas particulier du variateur de courant alternatif, travaillant complètement enclenché ou complètement bloqué. Pour ce deuxième point de fonctionnement il suffit de supprimer les impulsions d'allumage sur les gâchettes. Nous nous limiterons donc uniquement à l'étude du variateur de courant alternatif et ceci pour le régime permanent.

Il existe des variateurs de courant monophasé ou triphasé suivant le genre de la charge alimentée. Leurs montages et leur fonctionnement seront décrits dans les sections 4.2 et 4.3.

4.1.2 Thyristors en antiparallèle et triac

Les variateurs de courant alternatif doivent conduire un courant circulant dans les deux sens. Il est donc nécessaire de prévoir le montage antiparallèle de deux thyristors, ou l'utilisation d'un triac. Ces deux solutions ont un fonctionnement identique, abstraction faite de la commande de gâchette.

Dans le *montage antiparallèle* de deux thyristors, la cathode de l'un des thyristors est connectée avec l'anode de l'autre thyristor (voir fig. 4.1). Cette combinaison est sou-vent appelée *montage "tête-bêche"*.

On n'utilisera toutefois le montage antiparallèle que pour des puissances relativement élevées, pour lesquelles des triacs appropriés ne sont pas disponibles. En effet, la commande des thyristors en antiparallèle est légèrement plus complexe, car elle exige deux impulsions d'allumage avec une séparation galvanique. Il s'avère indispensable d'utiliser un transformateur d'impulsion avec deux enroulements secondaires séparés (fig. 4.1). Les diodes bloquent les impulsions négatives.

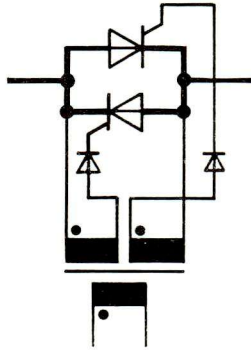


Fig. 4.1 Montage en antiparallèle de deux thyristors, avec circuit d'allumage de gâchettes.

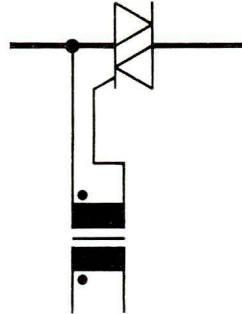


Fig. 4.2 Triac, avec circuit d'allumage de gâchette.

Le triac de son côté peut être contrôlé par une seule impulsion d'allumage (fig. 4.2).

4.1.3 Applications des variateurs de courant alternatif

Le variateur de courant monophasé est utilisé pour faire varier la luminosité de lampes d'éclairage dans un domaine de puissance allant de 100 W jusqu'à 10 kW environ, ainsi que pour régler le courant dans d'autres appareils monophasés, comme cuisinières, appareils de chauffage électriques, etc.

On utilise le variateur triphasé pour les mêmes applications, mais à des puissances plus élevées. De plus, on peut alimenter des moteurs asynchrones à tension statorique variable, permettant ainsi de faire varier, dans une certaine mesure, la vitesse de ces moteurs (voir sect. XVI.9.3).

Une application intéressante, qui couvre le domaine de puissance de quelques 100 kVA à 50 MVA environ, est donnée par le réglage de la puissance réactive dans des réseaux électriques par des dispositifs statiques. Un variateur de courant triphasé alimente une charge inductive triphasée, permettant la variation de la puissance réactive absorbée, qui compense partiellement celle fournie par une batterie de condensateurs fixe, mise en parallèle. Ainsi il est possible de régler continuellement la puissance réactive globale du fonctionnement capacitif au fonctionnement inductif, permettant de maintenir la tension du réseau entre des limites acceptables lors des variations de puissance réactive provoquées par exemple par des fours électriques ou d'alimentations pulsées pour aimants.

4.2 VARIATEUR DE COURANT MONOPHASÉ

4.2.1 Montage

La figure 4.3 représente le montage d'un *variateur de courant monophasé*. Deux thyristors T_1 et T_2 montés en antiparallèle (ou un triac) alimentent une charge, qui en règle générale est ohmique et inductive, composée d'une bobine d'induction et d'une résistance. L est l'inductance totale et R la résistance totale de la charge.

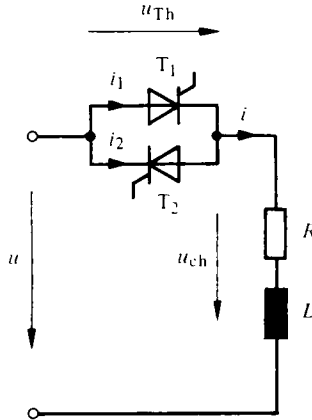


Fig. 4.3 Montage d'un variateur de courant monophasé.

Nous étudierons le fonctionnement de ce montage pour des charges ohmiques, inductives et ohmiques et inductives. Les variateurs de courant ne sont pratiquement pas utilisés pour des charges capacitives à cause des fortes pointes de courant résultantes à l'instant d'enclenchement des thyristors.

4.2.2 Charge ohmique

Dans le cas d'une charge purement ohmique ($L = 0$), l'allure de la tension u_{ch} aux bornes de la charge, celle de la tension u_{Th} aux bornes des thyristors, ainsi que celle du courant i circulant dans la charge sont représentées à la figure 4.4.

Si l'un ou l'autre des thyristors conduit, une section de la demi-période positive ou négative de la tension alternative d'alimentation u apparaît aux bornes de la charge (tension u_{ch}). Si les deux thyristors sont bloqués, la tension aux bornes de la charge est nulle et l'autre section de la tension alternative apparaît aux bornes des thyristors (tension u_{Th}).

L'instant d'allumage des thyristors est donné par l'angle de retard d'allumage α , qui est mesuré, dans le cas des variateurs de courant alternatif, à partir du passage par zéro de la tension d'alimentation u .

Après l'allumage d'un des thyristors, le courant i est donné par

$$i = \frac{\hat{U} \sin \omega t}{R} \quad \begin{array}{l} \alpha \leq \omega t \leq \pi \\ \pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi \end{array} \quad (4.1)$$

où \hat{U} est la valeur de crête de la tension d'alimentation et ω la pulsation ($2\pi f$) de cette dernière.

Le courant i est composé de portions de sinusoïde. Il est fourni alternativement par l'un ou l'autre des deux thyristors T_1 et T_2 (courant i_1 et i_2). Pour $\omega t = \pi$, le courant i_1 s'annule et le thyristor T_1 passe à l'état bloqué, tandis que le thyristor T_2 , allumé en $\omega t = \pi + \alpha$, se bloque à l'instant $\omega t = 2\pi$. Pendant l'intervalle α/ω la tension aux bornes du thyristor qui vient de se bloquer est négative, et assure ainsi un blocage sûr après l'extinction du courant.

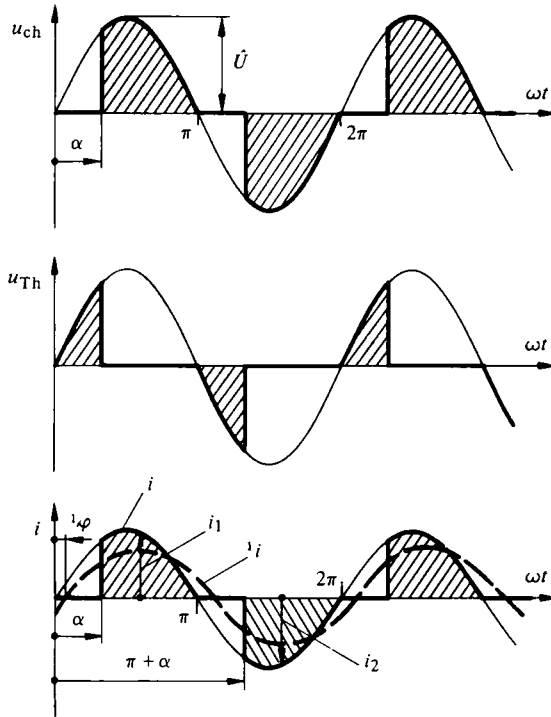


Fig. 4.4 Allure des tensions et du courant dans le montage d'un variateur de courant monophasé sur charge ohmique.

Le courant i dans la charge n'est plus sinusoïdal. Il est possible de décomposer son allure en une *onde fondamentale* (première harmonique) et une série d'harmoniques d'ordre supérieur. On constate, que l'onde fondamentale i_1 est déphasée de l'angle φ par rapport à la tension d'alimentation u . Il en découle, que le réseau d'alimentation doit fournir une certaine puissance réactive, même si la charge est purement ohmique. Le déphasage φ dépend de l'angle de retard d'allumage α comme l'on démontrera au paragraphe 4.2.6.

Le contacteur de courant monophasé doit être allumé à chaque demi-période avec un angle de retard d'allumage $\alpha = 0^\circ$. Dans ce cas, le courant i devient sinusoïdal, sans déphasage par rapport à la tension u .

4.2.3 Charge inductive

La figure 4.5 représente l'allure des tensions u_{ch} et u_{Th} aux bornes de la charge et aux bornes des thyristors ainsi que celle du courant i pour une charge purement inductive ($R = 0$). Dans ce cas aussi, une section de la tension d'alimentation u apparaît aux bornes de la charge et ceci en fonction de l'angle de retard d'allumage α .

Après l'allumage d'un thyristor, le courant i répond à l'équation différentielle suivante

$$L \frac{di}{dt} = \hat{U} \sin \omega t \quad (4.2)$$

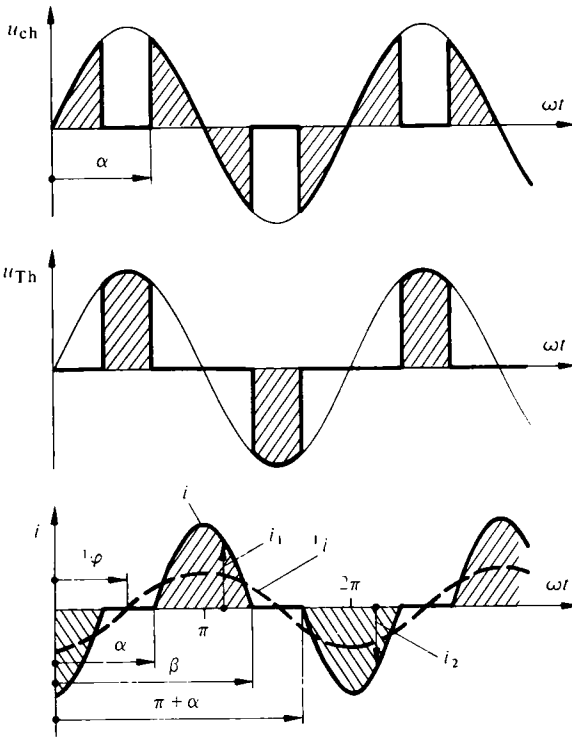


Fig. 4.5 Allure des tensions et du courant dans le montage d'un variateur de courant monophasé sur charge inductive.

Par intégration on obtient

$$i = -\frac{\hat{U}}{\omega L} \cos \omega t + I_0 \tag{4.3}$$

La constante d'intégration I_0 peut être déterminée à l'aide de la condition exprimant qu'à l'instant de l'allumage du thyristor T_1 en $\omega t = \alpha$ le courant i doit être nul. On en tire

$$I_0 = \frac{\hat{U}}{\omega L} \cos \alpha \tag{4.4}$$

on trouve finalement pour le courant

$$i = \frac{\hat{U}}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t) \tag{4.5}$$

Le courant i s'annule à $\omega t = \beta$ (voir fig. 4.5) et le thyristor T_1 se bloque. L'angle de blocage β s'obtient à partir de (4.5) en posant $i = 0$ et $\omega t = \beta$; d'où $\cos \beta = \cos \alpha$.

Mise à part la solution triviale $\beta = \alpha$ qui n'entre pas en considération, on obtient

$$\beta = 2\pi - \alpha \tag{4.6}$$

Pendant la demi-période négative on allume le thyristor T_2 à l'instant $\omega t = \pi + \alpha$.

Dans la relation (4.5) il faut remplacer α par $\pi + \alpha$ et la validité de cette expression est garantie pour $\omega t \geq \pi + \alpha$. Le thyristor T_2 s'éteint à $\omega t = 3\pi - \alpha$.

Pour que ce montage puisse fonctionner correctement avec une charge purement inductive, il faut que $\beta \leq \pi + \alpha$, ce qui implique que l'angle de retard d'allumage α doit être situé dans le domaine $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$. Si $0 < \alpha < \pi/2$ le deuxième thyristor rate l'allumage; ceci sera décrit au paragraphe suivant.

Le courant est composé alternativement de crêtes de sinusoïdes et de parties nulles. Ce courant n'est plus sinusoïdal. L'onde fondamentale 1i de ce courant est toujours déphasée de 90° par rapport à la tension u , indépendamment de la valeur de l'angle de retard d'allumage α . La puissance est purement réactive.

Pour un contacteur de courant monophasé il est nécessaire d'allumer à chaque demi-période avec $\alpha = 90^\circ$. Le courant i devient purement sinusoïdal.

4.2.4 Charge ohmique et inductive

Dans le cas général d'une charge ohmique et inductive, l'allure des tensions u_{ch} et u_{Th} et du courant i sont celles illustrées à la figure 4.6.

Lors de l'allumage d'un thyristor, l'équation différentielle suivante est valable (voir aussi sect. IV.3.2)

$$L \frac{di}{dt} + R i = \hat{U} \sin \omega t \quad (4.7)$$

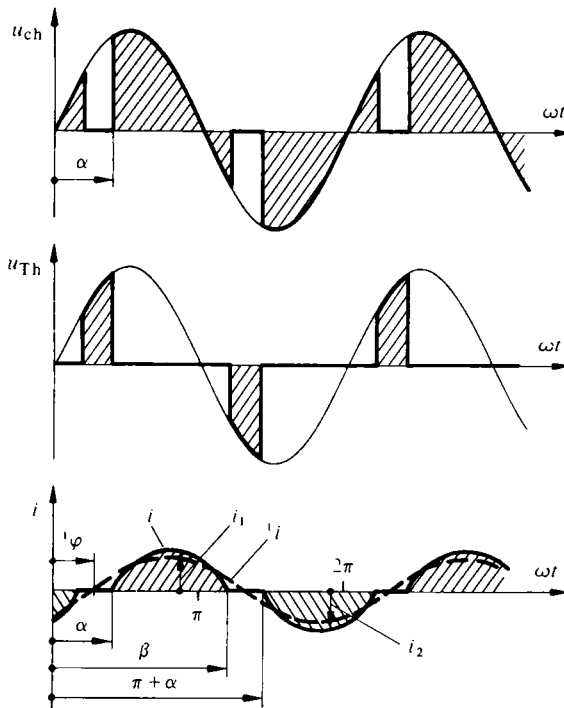


Fig. 4.6 Allure des tensions et du courant dans le montage d'un variateur de courant monophasé sur charge ohmique et inductive.

La solution se compose d'une *composante permanente* (terme de régime) et d'une *composante transitoire* (terme transitoire). La première peut être facilement déterminée en passant par le calcul complexe. On trouve

$$i_p = \frac{\hat{U}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \psi) \quad (4.8)$$

où

$$\psi = \arctan \frac{\omega L}{R} \quad (4.9)$$

est le déphasage provoqué par la charge ohmique et inductive pour un phénomène alternatif permanent.

La composante transitoire est représentée par une fonction exponentielle décroissante de la forme

$$i_t = I_{t0} e^{-t/T} \quad (4.10)$$

avec la constante de temps

$$T = L/R \quad (4.11)$$

du circuit ohmique et inductif de la charge. Le facteur I_{t0} peut être déterminé en tenant compte du fait qu'à l'instant correspondant à l'allumage du thyristor T_1 en $\omega t = \alpha$, le courant résultant $i = i_p + i_t$ doit être nul. On en déduit

$$I_{t0} = \frac{-\hat{U}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\alpha - \psi) e^{\alpha R/\omega L} \quad (4.12)$$

Le courant i est donné par $i = i_p + i_t$ et avec (4.8), (4.10) et (4.12) on tire

$$i = \frac{\hat{U}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} [\sin(\omega t - \psi) - e^{-(\omega t - \alpha)R/\omega L} \sin(\alpha - \psi)] \quad (4.13)$$

Cette équation reste valable jusqu'à l'instant où le courant redevient nul, c'est-à-dire lorsque $\omega t = \beta$ (voir fig. 4.6). L'angle β doit être déduit d'une équation transcendante, obtenue en posant dans l'équation (4.13) $i = 0$ et $\omega t = \beta$. On a alors

$$\sin(\beta - \psi) - e^{-(\beta - \alpha)R/\omega L} \sin(\alpha - \psi) = 0 \quad (4.14)$$

Le thyristor T_2 est allumé à l'instant $\omega t = \pi + \alpha$. Dans l'équation (4.13) il faut remplacer α par $\pi + \alpha$. Le courant i devient (pour $\omega t \geq \pi + \alpha$) négatif.

L'extinction du thyristor T_1 doit avoir lieu avant l'apparition de l'impulsion d'allumage suivante, agissant sur le thyristor T_2 et ayant lieu à l'instant correspondant à $\omega t = \pi + \alpha$ sinon T_2 ne peut pas s'allumer. Pour satisfaire cette condition, qui s'exprime par

$$\beta \leq \pi + \alpha \quad (4.15)$$

il faut avoir

$$\alpha \geq \psi \quad (4.16)$$

Effectivement on tire pour le cas contraire $\alpha < \psi$ de (4.14) que $\sin(\beta - \psi) < 0$ ou $\beta - \psi \geq \pi$; d'où découle $\beta + \alpha - \psi \geq \pi + \alpha$ ou bien $\beta > \pi + \alpha$. Ceci est en contradiction avec la condition (4.15). L'angle de retard d'allumage α doit donc être plus élevé ou égal à l'angle de déphasage ψ de la charge en régime sinusoïdal.

Le déphasage $^1\varphi$ de l'onde fondamentale 1i du courant par rapport à la tension alternative u (voir fig. 4.6) dépend de l'angle de retard d'allumage α et du paramètre ψ de la charge.

Le contacteur de courant monophasé doit être enclenché périodiquement avec un angle de retard d'allumage α égal à ψ . Ainsi le courant i sera de nouveau purement sinusoïdal et même au premier enclenchement la composante transitoire est nulle, comme on déduit de (4.12) avec $\alpha = \psi$.

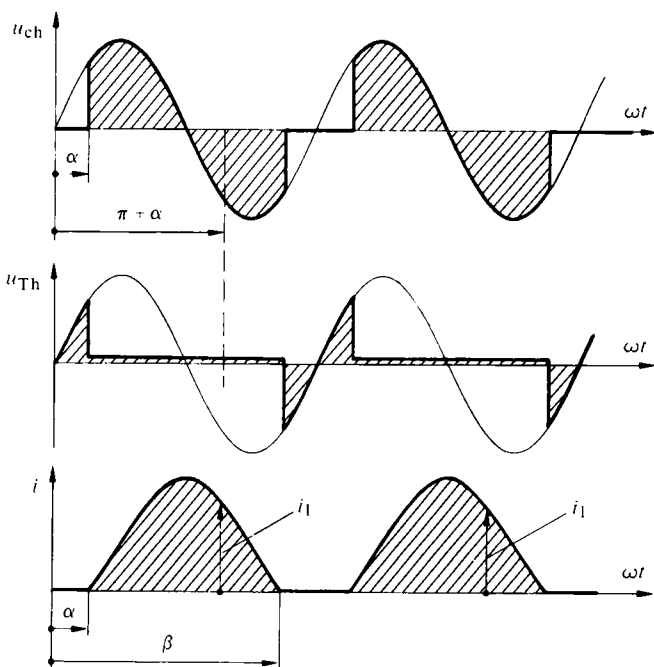


Fig. 4.7 Allure des tensions et du courant dans le montage d'un variateur de courant monophasé sur charge ohmique et inductive lorsque la condition $\alpha \geq \psi$ n'est pas remplie.

Si la condition (4.16) n'est pas remplie le phénomène résultant est illustré à la figure 4.7. Lorsque $\omega t = \alpha$, le thyristor T_1 s'allume et le courant i_1 circule dans la charge. Pour $\omega t = \pi + \alpha$ une impulsion est appliquée à la gâchette du thyristor T_2 . Cependant, ce dernier ne peut pas s'allumer car sa tension anode cathode est légèrement négative en raison de la petite tension sur le thyristor T_1 en antiparallèle (tension directe de la caractéristique réelle) qui est encore conducteur. Le courant i_1 s'annule seulement à l'instant $\omega t = \beta > \pi + \alpha$. A cet instant, le thyristor T_2 , n'ayant plus l'impulsion d'allumage sur sa gâchette, ne peut plus s'allumer. Le même phénomène se produit à la période suivante. Ainsi, seul le thyristor T_1 conduit, et la charge est parcourue par un courant pulsé unidirectionnel, qui charge le réseau d'alimentation avec une composante continue, indésirable dans un réseau alternatif.

4.2.5 Caractéristiques de commande

Pour le fonctionnement d'un variateur de courant monophasé, on aimerait connaître la relation entre le courant efficace I_{eff} circulant dans la charge et l'angle de retard d'allumage α .

Pour une charge purement ohmique, on obtient à l'aide de l'équation (4.1)

$$\begin{aligned}
 I_{eff} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i^2 d\omega t} = \frac{\hat{U}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \omega t d\omega t} = \\
 &= \frac{\hat{U}}{R} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{4\pi}} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{\pi - \alpha + (\sin 2\alpha)/2}{\pi}} \quad (4.17)
 \end{aligned}$$

La variation de I_{eff} en fonction de l'angle de retard d'allumage α , rapportée à la valeur maximale atteinte pour $\alpha = 0^\circ$,

$$I_{eff \max} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}R} \quad (4.18)$$

est illustrée à la figure 4.8 (courbe pour $\psi = 0^\circ$). L'angle de retard d'allumage α peut varier entre 0° et 180° .

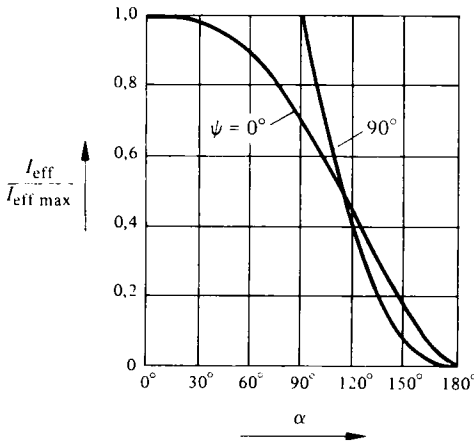


Fig. 4.8 Caractéristiques de commande d'un variateur de courant monophasé pour charge ohmique ($\psi = 0^\circ$) et charge inductive ($\psi = 90^\circ$).

Si la charge est purement inductive, l'allure du courant i est donnée par la relation (4.5). En tenant compte des conditions de symétrie, la valeur efficace du courant découle de

$$\begin{aligned}
 I_{eff} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi - \alpha} i^2 d\omega t} = \frac{\hat{U}}{\omega L} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi - \alpha} (\cos \alpha - \cos \omega t)^2 d\omega t} = \\
 &= \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}\omega L} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha)(2 + \cos 2\alpha) + 3 \sin 2\alpha}{\pi}} \quad (4.19)
 \end{aligned}$$

La relation de I_{eff} en fonction de α , rapportée à la valeur maximale atteinte pour $\alpha = 90^\circ$

$$I_{\text{eff max}} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2} \omega L} \quad (4.20)$$

est représentée aussi à la figure 4.8 (courbe pour $\psi = 90^\circ$). L'angle de retard d'allumage ne peut varier, dans ce cas, qu'entre 90° et 180° .

Pour une charge ohmique et inductive il faudrait reprendre les relations du paragraphe 4.2.4. On aboutirait pour le courant efficace à une expression assez complexe. Pour cette raison on renonce ici à l'expliciter.

Etant donné que la valeur efficace du courant I_{eff} dépend de l'angle de retard d'allumage α , c'est-à-dire de la grandeur de commande du variateur de courant monophasé, les courbes représentées à la figure 4.8 sont appelées *caractéristiques de commande*.

4.2.6 Puissance active et réactive

Comme on l'a déjà mentionné au paragraphe 4.2.2, le réseau d'alimentation doit fournir une certaine puissance réactive, même pour une charge purement ohmique. Pour ce cas particulier, nous allons étudier ce problème d'une manière plus approfondie.

La figure 4.9 représente l'allure de la tension d'alimentation u , ainsi que celle du courant i circulant dans une charge purement ohmique. L'onde fondamentale 1i de ce courant peut être décomposée en une composante 1i_p en phase avec la tension d'alimentation et en une composante 1i_q déphasée de 90° par rapport à la tension d'alimentation.

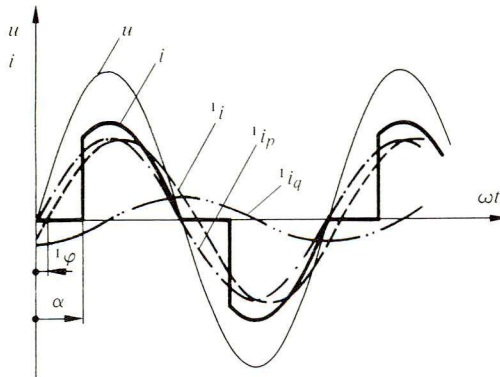


Fig. 4.9 Tension d'alimentation u , courant de charge i et ses ondes fondamentales 1i , 1i_p en phase avec la tension et 1i_q décalé de 90° par rapport à la tension u , pour une charge purement ohmique.

A l'aide d'un développement en série de Fourier on obtient pour l'amplitude de la composante du courant en phase avec la tension, déterminante pour la puissance active

$$\begin{aligned} {}^1\hat{I}_p &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi} \frac{\hat{U}}{R} \int_\alpha^\pi \sin^2 \omega t \, d\omega t = \\ &= \frac{\hat{U}}{R} \frac{\pi - \alpha + (\sin 2\alpha)/2}{\pi} \end{aligned} \quad (4.21)$$

L'amplitude de l'autre composante, déphasée de 90° , déterminante pour la puissance réactive découle de

$$\begin{aligned} {}^1\hat{I}_q &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i \cos \omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi} \frac{\hat{U}}{R} \int_0^\pi \sin \omega t \cos \omega t \, d\omega t = \\ &= - \frac{\hat{U}}{R} \frac{1 - \cos 2\alpha}{2\pi} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Pour la puissance active, fournie par le réseau d'alimentation, on obtient avec la composante ${}^1\hat{I}_p$

$$P = \frac{\hat{U} \, {}^1\hat{I}_p}{2} = \frac{\hat{U}^2}{2R} \frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\pi} \quad (4.23)$$

Elle est égale à la puissance $I_{\text{eff}}^2 R$ dissipée dans la charge ohmique, où I_{eff} découle de (4.17).

Avec la composante ${}^1\hat{I}_q$ on obtient la puissance réactive de l'onde fondamentale. Cette puissance réactive est considérée positive pour une charge inductive (puissance réactive fournie par le réseau d'alimentation à un consommateur inductif). On tire

$${}^1Q = - \frac{\hat{U} \, {}^1\hat{I}_q}{2} = \frac{\hat{U}^2}{2R} \frac{1 - \cos 2\alpha}{2\pi} \quad (4.24)$$

La figure 4.10 montre la puissance active P et réactive 1Q , référée à la puissance maximale $\hat{U}^2/2R$, en fonction de l'angle de retard d'allumage α . On constate, que la puissance active est maximale pour $\alpha = 0^\circ$ et s'annule pour $\alpha = 180^\circ$. La puissance réactive de l'onde fondamentale est nulle pour $\alpha = 0^\circ$ et 180° et devient maximale pour $\alpha = 90^\circ$, où cette pointe est égale à $1/\pi = 0,318$ de la puissance maximale $\hat{U}^2/2R$.

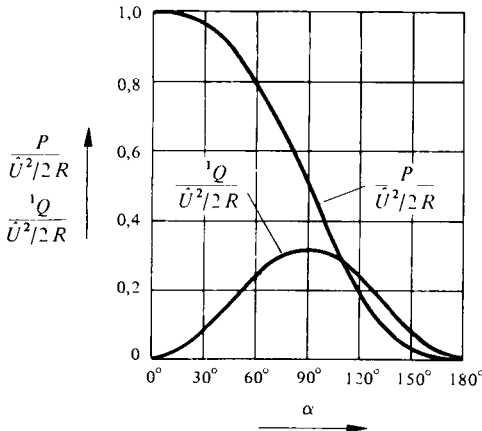


Fig. 4.10 Puissance active P et réactive de l'onde fondamentale 1Q pour une charge purement ohmique.

A partir des équations (4.21) et (4.22) on obtient pour l'amplitude de l'onde fondamentale du courant

$$\begin{aligned} \hat{I}^1 &= \sqrt{\hat{I}_p^2 + \hat{I}_q^2} = \\ &= \frac{\hat{U}}{R} \frac{1}{\pi} \sqrt{\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha\right)^2 + \frac{1}{4} (1 - \cos 2\alpha)^2} \end{aligned} \quad (4.25)$$

et pour le déphasage de l'onde fondamentale par rapport à la tension d'alimentation

$${}^1\varphi = -\arctan \frac{\hat{I}_q^1}{\hat{I}_p^1} = \arctan \frac{\frac{1}{2} (1 - \cos 2\alpha)}{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha} \quad (4.26)$$

L'amplitude de l'onde fondamentale, rapportée à la valeur maximale \hat{U}/R ainsi que le déphasage ${}^1\varphi$ sont représentés à la figure 4.11.

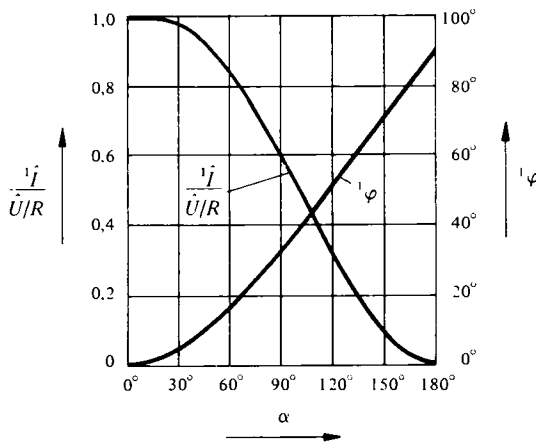


Fig. 4.11 Amplitude \hat{I}^1 et déphasage ${}^1\varphi$ de l'onde fondamentale du courant pour une charge purement ohmique.

4.3 VARIATEUR DE COURANT TRIPHASÉ

4.3.1 Montage

Le montage d'un *variateur de courant triphasé* est représenté à la figure 4.12. Il est composé de trois montages de paires de thyristors en antiparallèle et montés en série avec la charge, généralement ohmique et inductive (R et L). Les trois charges symétriques sont reliées en un point neutre n , différent du point neutre N du réseau d'alimentation. Ce dernier est représenté par les phases R , S et T .

Le fonctionnement est plus complexe que dans le cas d'un variateur monophasé. Nous étudierons le comportement pour des charges ohmiques, inductives et ohmiques et inductives.

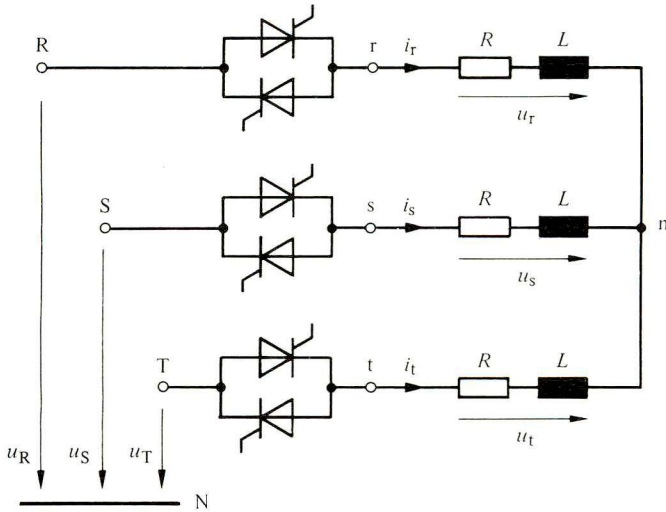


Fig. 4.12 Montage d'un variateur de courant triphasé.

Souvent on réalise aussi des variateurs de courant triphasé où les branches formées des thyristors en antiparallèles et de la charge de chaque phase sont montés en triangle. Ce cas correspond à trois variateurs de courant monophasé, alimentés par les tensions composées. De ce fait, une étude plus approfondie de ce montage n'est pas nécessaire.

4.3.2 Charge ohmique

Pour une charge purement ohmique, l'allure des tensions et des courants est celle indiquée à la figure 4.13. On y a également représenté, pour plus de clarté, la durée de conduction de chaque thyristor entre les bornes R-r, S-s et T-t (en haut de la figure 4.13, rectangle hachuré positif ou négatif, suivant le sens de conduction).

Pour le variateur de courant triphasé l'angle de retard d'allumage α est mesuré à partir du passage par zéro de chaque tension simple. La représentation de la figure 4.13 est valable pour $\alpha = 45^\circ$.

Pour enclencher le variateur, il est nécessaire d'appliquer au même instant une impulsion au thyristor de la phase R (sens de conduction du courant positif) et à celui de la phase S (sens de conduction négatif). A défaut de cette impulsion supplémentaire, le courant ne peut pas circuler.

Lorsque seuls les thyristors de deux phases conduisent, la tension simple aux bornes de la charge ohmique est égale à la moitié de la tension composée du réseau triphasé, correspondante aux phases conduisant le courant. Lorsque les thyristors des trois phases conduisent en même temps, la tension simple aux bornes de la charge est égale à la tension simple du réseau triphasé, à condition, que la charge triphasée soit symétrique. Le courant, avec un facteur de proportionnalité $1/R$, a la même allure que la tension simple aux bornes de la charge.

Le courant n'est pas sinusoïdal, il possède une allure assez compliquée, et ne peut être construit que par tronçons successifs, en tenant compte des conditions dans les deux autres phases.

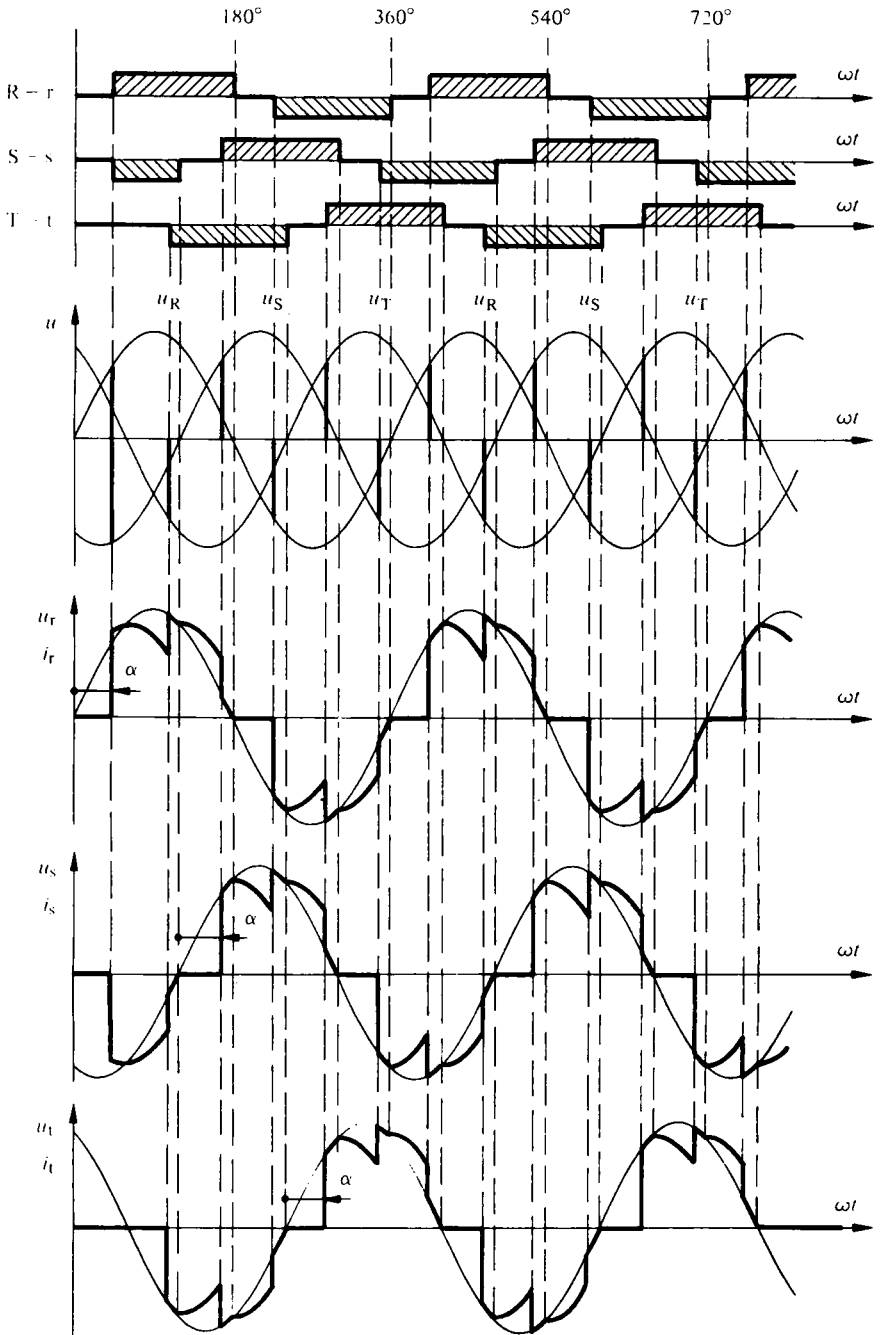


Fig. 4.13 Allure des tensions et des courants, ainsi que la durée de conduction des thyristors dans le montage d'un variateur de courant triphasé sur charge ohmique, pour $\alpha = 45^\circ$.

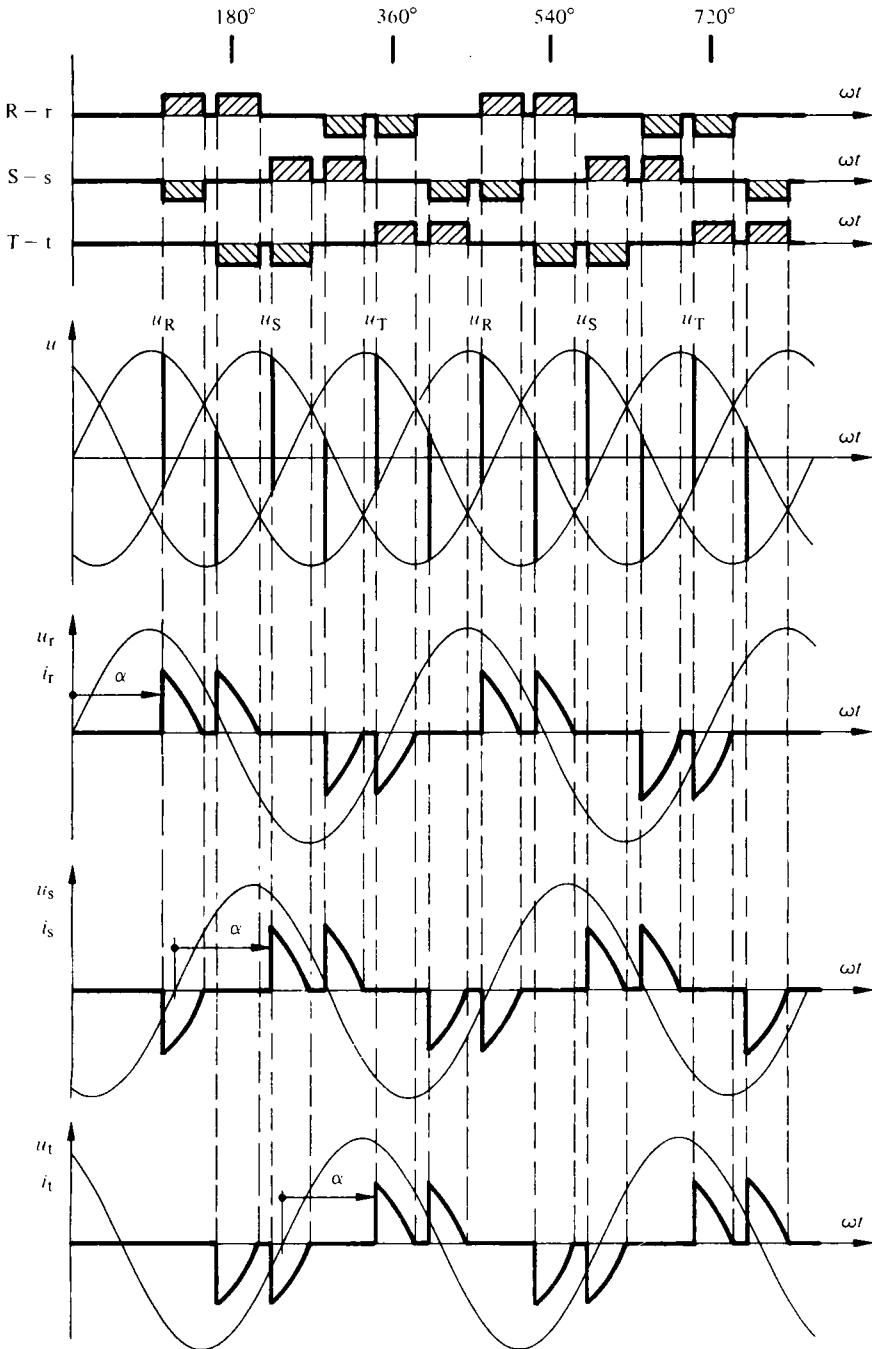


Fig. 4.14 Allure des tensions et des courants, ainsi que la durée de conduction des thyristors dans le montage d'un variateur de courant triphasé sur charge ohmique, pour $\alpha = 105^\circ$.

En augmentant l'angle de retard d'allumage α , le courant présente une interruption pendant chaque demi-période, comme on le voit à la figure 4.14, valable pour un angle de retard d'allumage $\alpha = 105^\circ$. Il est indispensable d'allumer toujours deux thyristors à la fois. Effectivement pour $\alpha \geq 90^\circ$, il n'y a que deux phases qui conduisent simultanément le courant.

Comme on peut le déduire de la figure 4.14, pour un angle de retard d'allumage $\alpha \geq 150^\circ$ le courant est nul. Dans ce domaine la tension composée des deux phases enclenchées simultanément par des impulsions d'allumage, est négative. Par conséquent la tension anode cathode des deux thyristors concernés est négative et les thyristors ne s'allument pas.

Le contacteur de courant triphasé doit être enclenché périodiquement avec un angle de retard d'allumage $\alpha = 0^\circ$. Dès que chaque phase a conduit une fois le courant, ce dernier devient sinusoïdal, et ne présente pas de déphasage par rapport à la tension.

4.3.3 Charge inductive

La figure 4.15 présente l'allure des courants et des tensions, ainsi que la durée de conduction des thyristors pour une charge inductive. L'angle de retard d'allumage α est égal à 105° .

La construction de l'allure du courant est relativement simple. Le courant est composé de sections de sinusoides décalées verticalement et retardées de 90° par rapport aux sections correspondantes de la tension sinusoïdale. La charge étant inductive, le courant ne peut pas varier brusquement. A l'instant de changement de la tension, le courant ne présente donc pas de discontinuités.

La tension simple aux bornes de la charge est égale à la moitié de la tension composée des deux phases du réseau triphasé lorsque seulement deux thyristors sont conducteurs, ou égale à la tension simple du réseau lorsque les thyristors de trois phases sont conducteurs.

Lors du premier enclenchement, l'allure des trois courants ne prend pas tout de suite la forme permanente; celle-ci s'établit seulement à partir du moment où chacune des trois phases a conduit une fois le courant. Ainsi le courant présente une forme presque trapézoïdale et il est nul pendant un certain laps de temps.

Comme dans le cas d'un variateur de courant monophasé, l'angle de retard d'allumage ne peut pas être inférieur à 90° . La limite supérieure est $\alpha = 150^\circ$ (comme pour une charge ohmique) puisque, la tension anode cathode des thyristors à enclencher est négative pour $\alpha > 150^\circ$.

Si l'on enclenche le contacteur de courant triphasé avec un angle de retard d'allumage $\alpha = 90^\circ$, le courant sera de nouveau sinusoïdal.

4.3.4 Charge ohmique et inductive

Dans le cas d'une charge ohmique et inductive, la détermination de l'allure du courant est plus laborieuse; pour chaque tronçon du courant il faut résoudre une équation différentielle du type de l'équation (4.7), dont la solution présente une composante permanente et une composante transitoire; en outre, pour chaque tronçon, il faut déterminer les conditions initiales de sorte que le courant ne présente pas de discontinuités. Le calcul, assez difficile, se fait numériquement à l'aide d'un ordinateur.

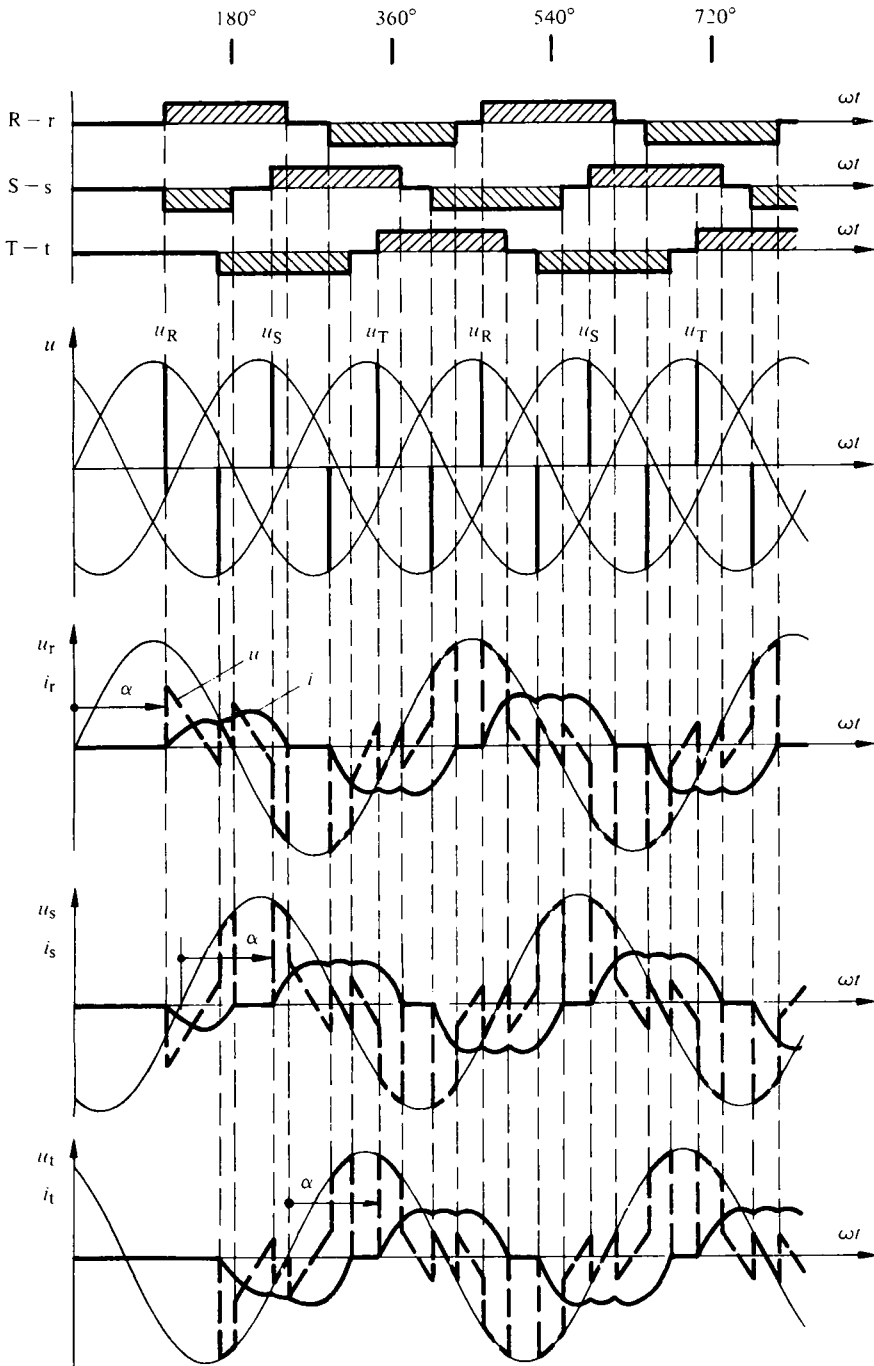


Fig. 4.15 Allure des tensions et des courants, ainsi que la durée de conduction des thyristors dans le montage d'un variateur de courant triphasé sur charge inductive, pour $\alpha = 105^\circ$.

Pour trouver la solution à cette équation différentielle, on doit connaître l'allure de la tension aux bornes de la charge pour chaque phase. Si seulement deux phases sont conductrices, la tension aux bornes de la charge est égale à la moitié de la tension composée concernée. Pour le cas où les trois phases sont conductrices, la tension aux bornes de chaque charge est égale à la tension simple du réseau d'alimentation. Cette dernière condition n'est pas tout à fait triviale, car les courants ne sont pas sinusoïdaux. Nous en ferons ci-dessous la démonstration.

Avec les désignations de la figure 4.12 on peut établir, pour les trois branches de la charge le système d'équations différentielles suivant

$$u_r = L \frac{di_r}{dt} + R i_r \quad (4.27)$$

$$u_s = L \frac{di_s}{dt} + R i_s \quad (4.28)$$

$$u_t = L \frac{di_t}{dt} + R i_t \quad (4.29)$$

Etant donné, que le point neutre de la charge est flottant, la somme des trois courants doit être nulle, c'est-à-dire

$$i_r + i_s + i_t = 0 \quad (4.30)$$

On déduit de cette relation que la somme des trois dérivées des courants est aussi nulle. En différenciant (4.30) on tire

$$\frac{di_r}{dt} + \frac{di_s}{dt} + \frac{di_t}{dt} = 0 \quad (4.31)$$

En tenant compte des relations (4.30) et (4.31) on obtient par la somme des équations (4.27), (4.28) et (4.29)

$$u_r + u_s + u_t = 0 \quad (4.32)$$

La somme des trois tensions instantanées aux bornes des trois branches de la charge est donc toujours nulle.

D'autre part, les tensions de charge sont en relation avec les tensions d'alimentation. Si les trois phases conduisent, on a les relations

$$-u_R + u_r - u_s + u_S = 0 \quad (4.33)$$

$$-u_R + u_r - u_t + u_T = 0 \quad (4.34)$$

En sommant ces deux équations, on tire

$$-2u_R + 2u_r - u_s - u_t + u_S + u_T = 0 \quad (4.35)$$

De (4.32) découle que $-u_s - u_t = u_r$. Si les tensions d'alimentation forment un système triphasé symétrique, on a $u_S + u_T = -u_R$. Introduit dans (4.35) on tire $-3u_R + 3u_r = 0$, donc

$$u_r = u_R \quad (4.36)$$

La même déduction peut être faite pour les tensions u_s et u_t des deux autres branches de la charge. On obtient

$$u_s = u_S \tag{4.37}$$

$$u_t = u_T \tag{4.38}$$

Ainsi, on a démontré que les tensions aux bornes des trois branches de la charge sont égales à la tension simple du réseau d'alimentation, à condition que les trois phases conduisent le courant et que les trois charges soient identiques.

L'allure du courant pour une charge ohmique et inductive sera située entre celle d'une charge ohmique et celle d'une charge inductive. En principe, il ne se produit aucun phénomène nouveau. Par conséquent, nous renonçons à illustrer ici l'allure des tensions et des courants.

On indiquera simplement, que l'angle de retard d'allumage α ne doit pas être inférieur à l'angle ψ de la charge, défini par (4.9). La limite maximale est de nouveau $\alpha = 150^\circ$.

L'enclenchement d'un contacteur de courant triphasé doit avoir lieu avec un angle de retard d'allumage $\alpha = \psi$.

4.3.5 Caractéristiques de commande

Etant donné qu'on ne peut pas indiquer une relation analytique pour les courants, il n'est pas non plus possible de trouver une relation simple pour la valeur efficace du courant. On est contraint de faire ces calculs laborieux numériquement à l'aide d'un ordinateur.

Les caractéristiques de commande ainsi obtenues sont représentées à la figure 4.16, à savoir, la valeur efficace du courant I_{eff} rapporté à sa valeur maximale $I_{eff \max}$ en fonction de l'angle de retard d'allumage α . Le paramètre est $\psi = \arctan \omega L/R$. La valeur maximale du courant efficace est donnée par

$$I_{eff \max} = \frac{\hat{U}_{ph}}{\sqrt{2} \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \tag{4.39}$$

ou \hat{U}_{ph} est la valeur de crête de la tension simple (tension de phase) du réseau d'alimentation.

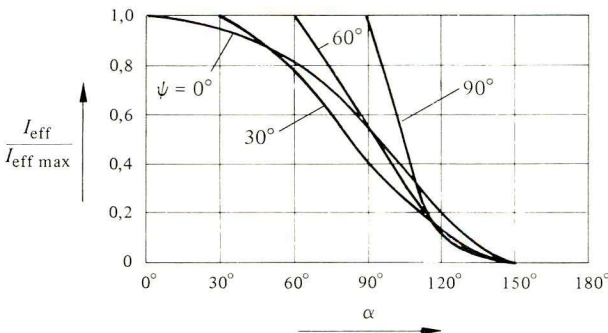


Fig. 4.16 Caractéristiques de commande d'un variateur de courant triphasé.

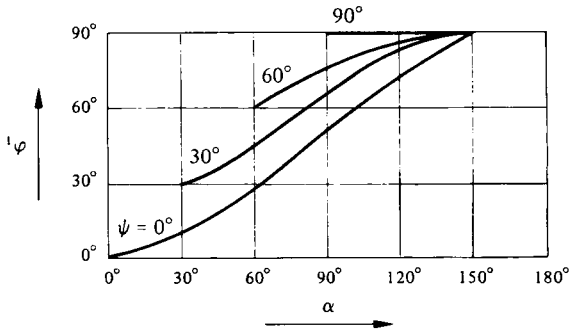


Fig. 4.17 Déphasage ${}^1\varphi$ de l'onde fondamentale du courant d'un variateur de courant triphasé.

Le déphasage ${}^1\varphi$ de l'onde fondamentale est représenté à la figure 4.17. Ce résultat a été obtenu par un calcul numérique du développement en série de Fourier. Même dans le cas du variateur de courant triphasé avec une charge purement ohmique ($\psi = 0^\circ$), on constate qu'il existe un déphasage entre l'onde fondamentale du courant et la tension, se traduisant par une fourniture de puissance réactive de la part du réseau d'alimentation.

CONVERTISSEURS DE COURANT: FONCTIONNEMENT IDÉALISÉ

5.1 INTRODUCTION

5.1.1 Généralités

Les convertisseurs de courant sont, parmi les convertisseurs statiques à commutation naturelle, les convertisseurs les plus utilisés aujourd'hui. Différents types de convertisseurs de courant ont déjà été mis au point à l'aide des redresseurs à vapeurs de mercure. Avec l'introduction des thyristors, on a encore pu perfectionner ces montages; une certaine normalisation s'est également produite. C'est pourquoi de nos jours, on utilise presque exclusivement les montages en pont (voir sections 5.6 et 5.7).

Comme le montre la classification donnée par la figure 2.13, les convertisseurs statiques à commutation naturelle peuvent remplir des fonctions assez différentes puisqu'ils sont capables de fonctionner soit comme redresseur, soit comme onduleur. Ces deux modes de fonctionnement, ainsi que celui d'un redresseur non contrôlable, sont des cas particuliers du fonctionnement d'un convertisseur de courant. Les convertisseurs de courant sont caractérisés par le fait, qu'ils permettent de réaliser la conversion d'alternatif en continu et vice-versa.

Nous traiterons par la suite, différents montages et leur fonctionnement en supposant d'abord un fonctionnement idéalisé, dont les conditions pour l'étude seront énumérées au paragraphe 5.1.4.

5.1.2 Applications des convertisseurs de courant

Le champ d'application des convertisseurs de courant est très vaste. Les puissances, les tensions et les courants continus qui entrent en jeu varient dans une large gamme. La figure 5.1 donne une représentation schématique de ces applications où l'on indique également les tensions continues nominales U_{dn} , les courants continus nominaux I_{dn} , ainsi que les puissances nominales P_{dn} des installations.

Une première application importante est donnée par l'alimentation de moteurs à courant continu pour des entraînements réglés, soit dans des installations stationnaires (installations industrielles) soit sur des engins de traction, alimentés par courant monophasé.

Pour des engins de traction alimentés en courant continu, on a besoin de sous-stations d'alimentation utilisant des installations à redresseurs stationnaires.

L'industrie électrochimique nécessite des courants continus réglables pour l'alimentation de bains électrolytiques ou galvaniques. La puissance nominale d'une installation peut atteindre dans ce cas la valeur de 200 MW.

Mentionnons finalement les redresseurs de charge pour accumulateurs.

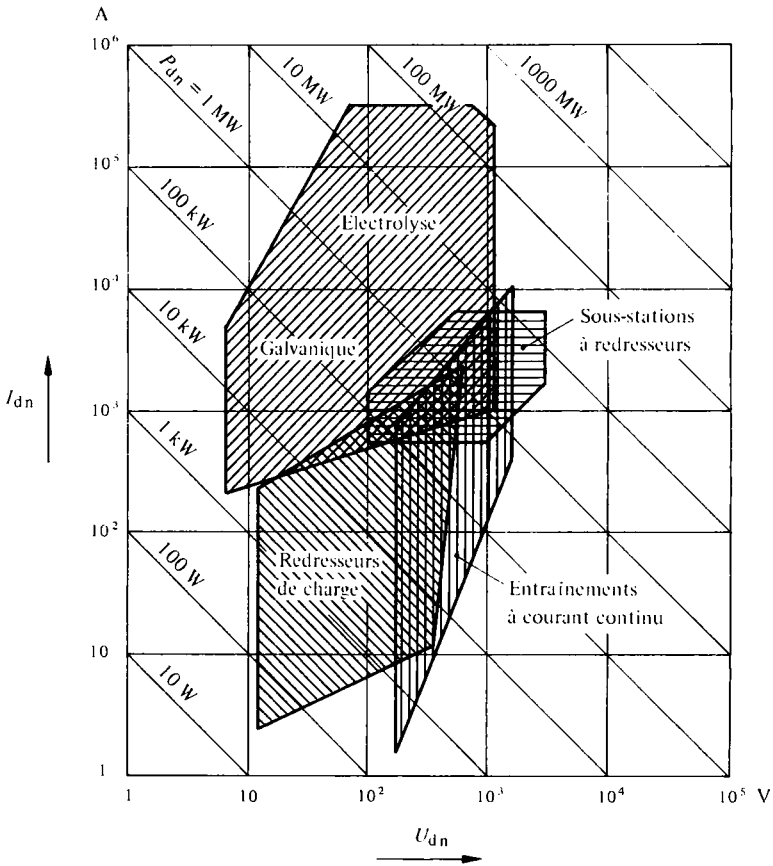


Fig. 5.1 Applications des convertisseurs de courant.

5.1.3 Charge à courant continu

Pour les applications indiquées au paragraphe précédent on peut représenter la charge à courant continu d'un convertisseur de courant par le schéma équivalent illustré à la figure 5.2. Cette charge est ohmique et inductive, composée d'une résistance et d'une bobine d'induction, où R est la résistance totale et L l'inductance totale du circuit. La charge présente aussi une contre-tension continue sous forme d'une tension interne U_i , qui pour un certain point de fonctionnement est constante en fonction du temps.

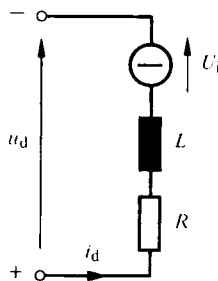


Fig. 5.2 Schéma équivalent de la charge à courant continu.

Dans ce volume on n'utilise que des sources de tension. Pour une *source de tension continue* le symbole graphique consiste en un cercle avec à l'intérieur le symbole $-$ (voir fig. 5.2).

Dans le cas de l'alimentation d'une machine à courant continu, R et L représentent la résistance ohmique et l'inductance du circuit d'induit, tandis que U_i est donnée par la tension induite, qui dépend de l'état d'excitation et de la vitesse de rotation de la machine. Pour les autres applications, on peut aussi utiliser ce schéma équivalent de la charge. Souvent l'inductance L du circuit est augmentée artificiellement par des *selfs de lissage*, afin de lisser le courant continu i_d .

Une charge purement ohmique ne présente pas un grand intérêt dans le domaine de l'électronique de puissance. Ce cas particulier ne sera pas traité dans l'étude du fonctionnement idéalisé. Quelques indications seront données à la section 7.4 en étudiant le fonctionnement réel.

Aux bornes de la charge on applique une tension continue u_d , fournie par le convertisseur de courant. La borne positive se trouve en bas du schéma et la borne négative en haut, conformément à la représentation des schémas de montage des convertisseurs de courant.

L'indice d pour la tension continue u_d et le courant continu i_d dérive de l'expression anglaise "direct".

5.1.4 Conditions pour l'étude du fonctionnement idéalisé

Pour l'étude du fonctionnement idéalisé des convertisseurs de courant en régime permanent, on fera dans ce chapitre les suppositions suivantes :

- l'inductance L de la charge à courant continu (voir fig. 5.2) est infinie

$$L = \infty \quad (5.1)$$

- l'inductance L_c dans le circuit de commutation (voir fig. 2.3) est négligeable

$$L_c = 0 \quad (5.2)$$

La première supposition $L = \infty$ a pour conséquence que le courant continu i_d sera complètement lissé, donc constant en fonction du temps. Ce fait sera exprimé par l'utilisation du symbole majuscule I_d pour le courant continu.

La deuxième supposition $L_c = 0$ implique que les courants peuvent varier brusquement dans le circuit de commutation. Ainsi le phénomène de la commutation naturelle peut être négligé.

5.2 MONTAGE ÉTOILE TRIPHASÉ

5.2.1 Montage

La figure 5.3 représente un convertisseur de courant en *montage étoile triphasé*. Il est composé d'un transformateur triphasé et de trois thyristors T_1 , T_2 et T_3 . Cette disposition est souvent appelée *montage triphasé à point milieu*.

Le primaire du transformateur doit être connecté en triangle, tandis que le secondaire est branché en étoile. Les problèmes concernant le fonctionnement du transformateur dans ce montage seront étudiés au chapitre 8.

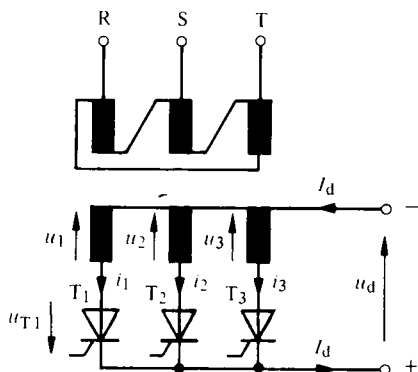


Fig. 5.3 Montage étoile triphasé.

Chaque thyristor est branché en série avec une des phases du secondaire du transformateur, lequel fournit les tensions alternatives u_1 , u_2 et u_3 . Les cathodes de ces thyristors sont reliées entre elles et forment la borne positive de la sortie du convertisseur de courant. La tension continue u_d apparaît entre ce point commun et le point neutre du secondaire du transformateur. Ce point neutre constitue la borne négative de la sortie du convertisseur de courant. La charge du circuit à courant continu (voir fig. 5.2) est branchée entre les deux bornes + et -.

Pour un simple redresseur, ne permettant pas de contrôle de la tension continue, les thyristors sont remplacés par des diodes. Ce montage est un cas particulier du fonctionnement d'un convertisseur de courant. Ce redresseur non contrôlé ne sera par conséquent pas traité séparément par la suite.

Le montage étoile triphasé se prête particulièrement bien à l'étude des divers phénomènes régissant le fonctionnement d'un convertisseur de courant. Les résultats obtenus peuvent être facilement étendus aux autres montages, spécialement au montage en pont triphasé qui est aujourd'hui le montage le plus employé (voir sect. 5.6).

5.2.2 Fonctionnement

L'allure de la tension continue u_d , ainsi que la durée de conduction des thyristors T_1 , T_2 et T_3 sont illustrées à la figure 5.4. La tension continue u_d est composée d'une suite de secteurs des tensions sinusoidales u_1 , u_2 et u_3 . Ces dernières forment un système triphasé, elles sont par conséquent déphasées de $120^\circ = 2\pi/3$ les unes par rapport aux autres. A chaque instant un seul thyristor est conducteur, à savoir celui qui est connecté à la tension du système triphasé momentanément la plus élevée et à condition que ce thyristor ait reçu une impulsion d'allumage.

La position de cette impulsion, déterminant l'instant d'allumage du thyristor, est donnée par l'angle de retard d'allumage α . Pour les convertisseurs de courant à commutation naturelle, cet angle est mesuré à partir de l'intersection de deux tensions de phase positives.

La valeur instantanée de u_d n'est pas constante; elle peut même devenir négative pendant un petit laps de temps. Il ne s'agit donc ni d'une tension continue, ni d'une tension unidirectionnelle. Au paragraphe 5.9.1 on donnera une définition particulière de cette tension.

L'allure de la tension continue u_d dépend de l'angle de retard d'allumage α (voir sect. 5.9).

La tension continue u_d atteint la valeur de crête égale à $\sqrt{2} U_y$, où U_y est la valeur efficace de la tension simple au secondaire du transformateur.

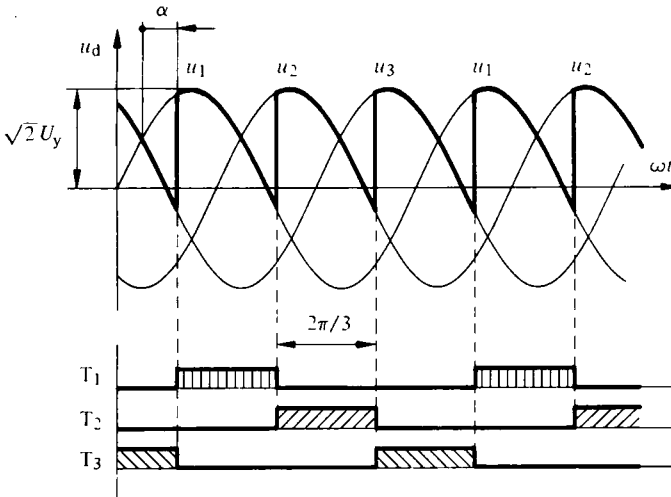


Fig. 5.4 Allure de la tension continue u_d et durée de conduction des thyristors pour un montage étoile triphasé.

Dans le cas idéal, $L = \infty$, le courant continu I_d est constant en fonction du temps. Il circule alternativement par les trois thyristors selon la séquence T_1, T_2, T_3, T_1, T_2 , etc. La durée de conduction de chaque thyristor, exprimée en angle électrique, vaut $\omega t = 120^\circ = 2\pi/3$.

5.2.3 Indice de pulsation et indice de commutation

Pendant une période de la tension d'alimentation, la tension u_d est composée de trois pulsations formées de secteurs de sinusoides (voir fig. 5.4). Cette pulsation n'est pas à confondre avec $\omega = 2\pi f$.

Pour décrire ce comportement, on définit l'indice de pulsation p . Pour le montage étoile triphasé, on a $p = 3$.

Les trois thyristors T_1, T_2 et T_3 forment un groupe de commutation. Dans ce groupe de commutation le courant I_d commute trois fois d'un thyristor à un autre pendant une période de la tension d'alimentation. Ceci peut être caractérisé par l'indice de commutation q . Pour le montage étoile triphasé, on a $q = 3$ (voir fig. 5.4).

5.3 MONTAGE ÉTOILE MONOPHASÉ

5.3.1 Montage

Le schéma de montage d'un convertisseur de courant en montage étoile monophasé est représenté à la figure 5.5. Il est composé d'un transformateur monophasé avec deux enroulements secondaires et de deux thyristors T_1 et T_2 . Les deux enroulements

secondaires sont connectés ensemble en un point milieu. Par ce fait, ce montage est souvent appelé *montage monophasé à point milieu*.

Les deux tensions u_1 et u_2 aux secondaires forment un *système biphasé*; le déphasage entre les deux tensions est égal à 180° .

A chaque enroulement on connecte en série un thyristor. Les cathodes des thyristors sont reliées et forment la borne positive de la tension continue u_d . La borne négative est constituée par le point milieu des deux enroulements secondaires.

Généralement ce montage est représenté sous la forme équivalente illustrée par la figure 5.6.

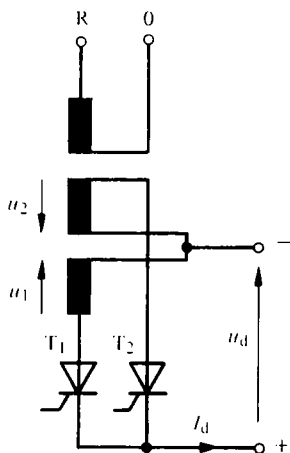


Fig. 5.5 Montage étoile monophasé.

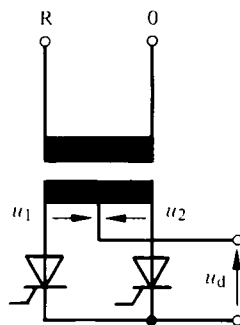


Fig. 5.6 Représentation usuelle d'un montage étoile monophasé.

En fait, il s'agit plus précisément d'un convertisseur de courant en montage étoile biphasé. Cependant cette dénomination n'est pas usuelle; en se référant au réseau d'alimentation, on parle plus couramment de montage étoile monophasé.

5.3.2 Fonctionnement

L'allure de la tension continue u_d et la durée de conduction des deux thyristors T_1 et T_2 sont représentées à la figure 5.7. La tension continue u_d se compose de secteurs sinusoïdaux des tensions u_1 et u_2 , suivant le thyristor qui conduit le courant continu. Le thyristor conduisant est connecté à la tension la plus positive pour autant qu'il ait reçu une impulsion d'allumage.

L'angle de retard d'allumage α est mesuré à partir de l'intersection des deux tensions u_1 et u_2 . Ce point coïncide dans le cas présent avec le passage par zéro de ces deux tensions.

La valeur de crête de la tension continue u_d est égale à $\sqrt{2} U_y$, où U_y est la valeur efficace de la tension simple au secondaire du transformateur.

Le courant continu I_d circule alternativement par les deux thyristors T_1 et T_2 . La durée de conduction de chaque thyristor, exprimée en angle électrique, correspond à $\omega t = 180^\circ = \pi$.

5.3.3 Indice de pulsation et indice de commutation

Comme il découle de la figure 5.7, la tension continue u_d présente deux pulsations pendant une période de la tension d'alimentation. L'indice de pulsation est donc $p = 2$.

Les deux thyristors T_1 et T_2 forment un groupe de commutation avec un indice de commutation $q = 2$.

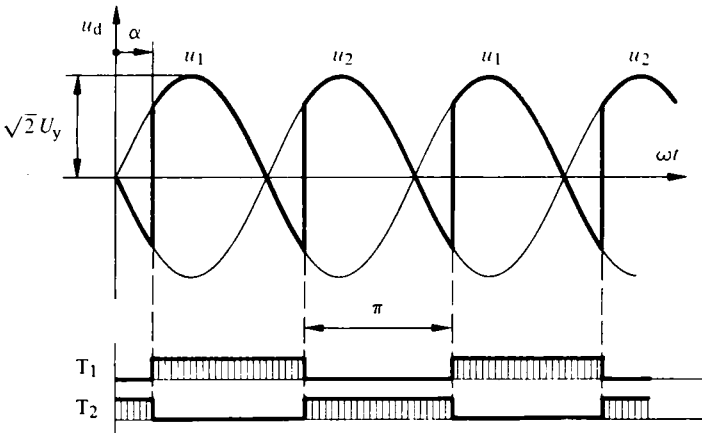


Fig. 5.7 Allure de la tension continue u_d et durée de conduction des thyristors pour un montage étoile monophasé.

5.4 MONTAGE ÉTOILE HEXAPHASÉ

5.4.1 Montage

La figure 5.8 représente un convertisseur de courant en *montage étoile hexaphasé*. Il est composé d'un transformateur et de six thyristors. On parle souvent d'un *montage hexaphasé à point milieu*.

Le primaire du transformateur triphasé doit être connecté en triangle. Au secondaire, le transformateur possède deux enroulements par noyau. Chaque enroulement est relié par une borne à un point neutre commun de manière que les tensions u_1 et u_4 , u_3 et u_6 , u_5 et u_2 soient en opposition de phase. Ces tensions sont numérotées suivant leur succession dans un système de tension hexaphasé. En série avec chaque enroulement secondaire est connecté un thyristor. Les cathodes de tous les thyristors sont reliées entre elles et constituent la borne positive du convertisseur de courant. Le point neutre commun forme la borne négative.

5.4.2 Fonctionnement

A la figure 5.9 sont représentées l'allure de la tension continue u_d et la durée de conduction des thyristors. La tension continue est formée par une suite de secteurs des tensions sinusoïdales u_1, u_2, u_3, u_4, u_5 et u_6 , qui forment un système hexaphasé. Ces tensions sont par conséquent déphasées de 60° . A chaque instant, un seul thyristor est conducteur, selon la tension momentanément la plus élevée et à condition que ce thyristor ait été allumé.

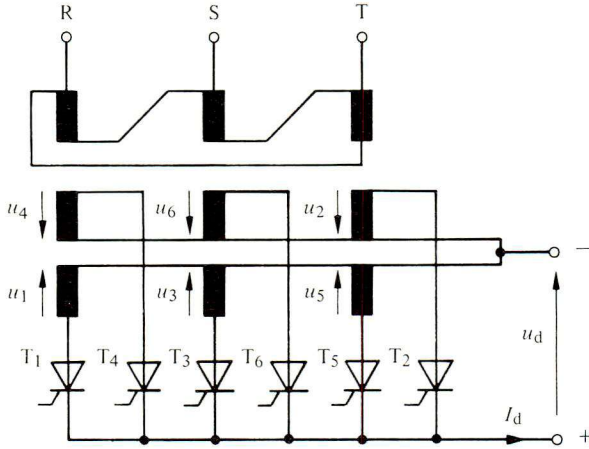


Fig. 5.8 Montage étoile hexaphasé.

L'instant d'allumage est de nouveau fixé par l'angle de retard d'allumage α , mesuré à partir de l'intersection de deux tensions de phase positives du système hexaphasé.

La valeur de crête de la tension continue u_d est donnée par $\sqrt{2} U_y$, où U_y est égale à la valeur efficace de la tension simple au secondaire du transformateur.

Le courant continu I_d est pris en charge alternativement par les six thyristors en respectant la séquence T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 et T_6 .

La durée de conduction de chaque thyristor correspond à un angle électrique égal à $60^\circ = \pi/3$. Dans ce cas, les thyristors sont donc mal utilisés.

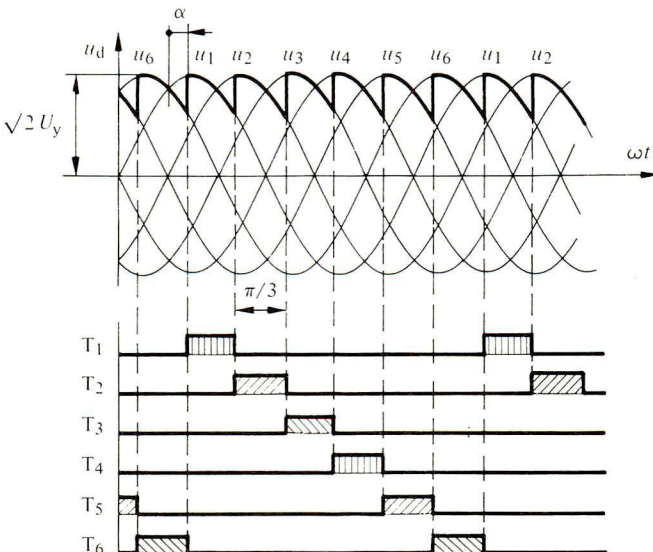


Fig. 5.9 Allure de la tension continue u_d et durée de conduction des thyristors pour un montage étoile hexaphasé.

5.4.3 Indice de pulsation et indice de commutation

Pendant une période de la tension d'alimentation, la tension continue u_d présente six pulsations formées de secteurs de sinusoïdes (voir fig. 5.9). L'indice de pulsation est donc $p = 6$.

Les six thyristors T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 et T_6 forment un groupe de commutation, où le courant commute six fois d'un thyristor à un autre pendant une période de la tension d'alimentation. L'indice de commutation est par conséquent $q = 6$.

5.5 MONTAGE À BOBINE D'ABSORPTION

5.5.1 Généralités

Le montage étoile hexaphasé décrit dans la section précédente possède l'avantage de produire une tension continue avec un indice de pulsation égal à 6, c'est-à-dire relativement élevé, ce qui est favorable pour maintenir petites les harmoniques de tension. Par contre la durée de conduction des thyristors ne correspond qu'à $60^\circ = \pi/3$.

Il existe une autre possibilité de produire un système de convertisseur de courant hexapulsé ($p = 6$) en montant en parallèle deux convertisseurs de courant en étoile triphasé, dont les tensions d'alimentation sont déphasées de 180° . Les valeurs instantanées des deux tensions continues fournies par les deux convertisseurs de courant n'étant pas identiques, on ne peut pas les monter directement en parallèle, mais seulement au travers d'une bobine d'induction avec prise médiane, appelée *bobine d'absorption*. Ce montage sera décrit au paragraphe suivant.

5.5.2 Montage

Le montage à bobine d'absorption est représenté à la figure 5.10. Il est formé d'un transformateur, de six thyristors et d'une bobine d'absorption L_a .

Le transformateur possède deux enroulements secondaires par noyau et produit ainsi deux systèmes de tensions triphasées u_1, u_2, u_3 et u'_1, u'_2, u'_3 déphasés de 180° . Le premier système triphasé alimente les thyristors T_1, T_2 et T_3 , qui forment un premier groupe de commutation. Le deuxième système triphasé est lié aux thyristors T'_1, T'_2, T'_3 formant un deuxième groupe de commutation. Les cathodes de ces deux groupes de commutation sont branchées aux bornes de la bobine d'absorption L_a , dont la prise médiane représente la borne positive du convertisseur de courant complet. La borne négative est connectée avec les points neutres des deux systèmes triphasés.

5.5.3 Fonctionnement

Pour obtenir la tension continue de ce convertisseur de courant à bobine d'absorption, il faut d'abord construire les tensions continues partielles u_{d1} et u_{d2} fournies par les deux groupes de commutation. Chacune de celle-ci correspond à la tension continue d'un convertisseur en montage étoile triphasé, comme indiqué au paragraphe 5.2.2. L'allure de ces deux tensions u_{d1} et u_{d2} est représentée à la figure 5.11. L'angle de retard d'allumage α est mesuré à partir de l'intersection de deux tensions de phase positives de chaque système triphasé.

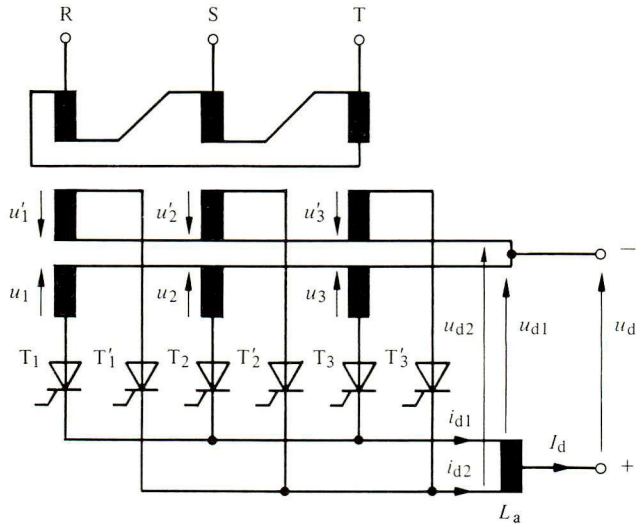


Fig. 5.10 Montage à bobine d'absorption.

La bobine d'absorption L_a doit absorber la différence entre les tensions continues instantanées u_{d1} et u_{d2} . Elle fonctionne comme diviseur de tension inductif. A sa prise médiane la tension est égale à

$$u_d = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} \tag{5.3}$$

La valeur de crête de la tension continue u_d est maintenant égale à $\sqrt{3/2} U_y$, avec U_y la valeur efficace de la tension simple aux secondaires du transformateur. La valeur

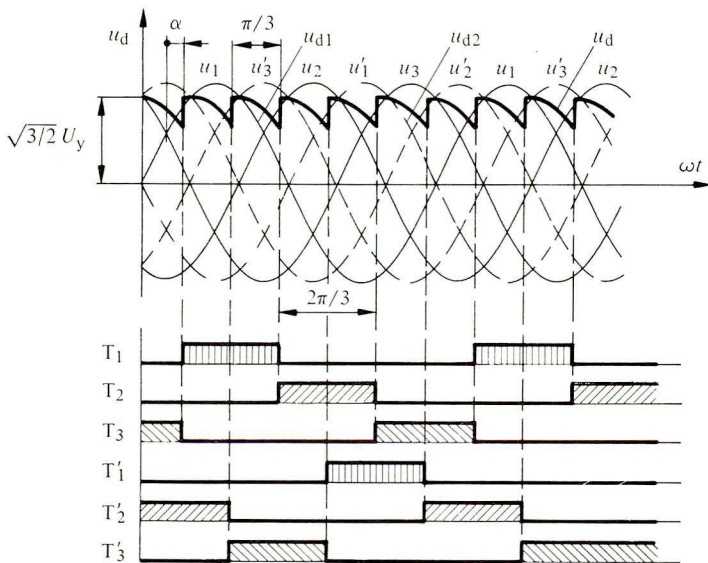


Fig. 5.11 Allure de la tension continue u_d et durée de conduction des thyristors pour un montage à bobine d'absorption.

de crête est donc plus petite que celle des deux tensions continues partielles, qui vaut $\sqrt{2} U_y$ comme pour un montage étoile triphasé.

Pour une bobine d'absorption idéale, c'est-à-dire avec un courant magnétisant négligeable, le courant continu I_d se divise en parties égales sur les deux groupes de commutation. On a donc $i_{d1} = i_{d2} = I_d/2$. Dans chaque groupe de commutation, la moitié du courant continu circule alternativement par les thyristors T_1, T_2 et T_3 , respectivement par les thyristors T'_1, T'_2 et T'_3 . La durée de conduction de chaque thyristor correspond à $120^\circ = 2\pi/3$.

Pour l'allumage des thyristors il faut respecter la séquence $T_1, T'_3, T_2, T'_1, T_3, T'_2, T_1$, etc. On doit donc allumer alternativement un thyristor dans l'un puis dans l'autre groupe de commutation.

En réalité, la bobine d'absorption demande un certain courant magnétisant. Le courant continu I_d ne se répartit pas en parties égales sur les deux groupes de commutation. On a deux conditions, d'une part la somme de $i_{d1} + i_{d2}$ doit être égale au courant continu I_d et d'autre part la différence $i_{d1} - i_{d2}$ doit être égale au courant magnétisant de la bobine d'absorption. Celui-ci dépend du flux, qui à son tour dépend de la différence entre les valeurs instantanées des tensions continues partielles ($d\Psi/dt = u_{d1} - u_{d2}$). Même à courant continu I_d constant, les deux courants partiels i_{d1} et i_{d2} ne sont plus constants en fonction du temps. Cependant, il faut que i_{d1} et i_{d2} soient constamment positifs. Si le courant continu I_d tombe en dessous d'une valeur critique $I_{d\text{crit}}$, le courant magnétisant n'est plus suffisant pour produire une chute de tension égale à la différence des tensions $u_{d1} - u_{d2}$. Dans ce cas la bobine d'absorption ne fonctionne plus comme diviseur de tension inductif et les deux groupes de commutation ne sont plus découplés. Le montage fonctionne maintenant comme convertisseur de courant en montage étoile hexaphasé, avec une durée de conduction des thyristors qui correspond seulement à $60^\circ = \pi/3$. On dimensionne la bobine d'absorption de sorte que le courant critique $I_{d\text{crit}}$ est égal à 1... 5 % du courant continu nominal.

5.5.4 Indice de pulsation et indice de commutation

Dans le montage à bobine d'absorption, deux groupes de commutation sont montés en parallèle. Cette configuration peut être caractérisée par le nombre r de groupes de commutation en parallèle. Dans le cas présent, on a $r = 2$.

L'indice de pulsation p est défini pour le convertisseur de courant entier et indique le nombre des pulsations de la tension continue u_d pendant une période de la tension d'alimentation. Comme il découle de la figure 5.11, le montage à bobine d'absorption est caractérisé par $p = 6$.

L'indice de commutation q est toujours défini par rapport à un seul groupe de commutation. Dans chacun des deux groupes on a $q = 3$.

Les deux tensions partielles u_{d1} et u_{d2} sont décalées. L'indice de pulsation p sur la tension résultante est deux fois plus grand que l'indice de commutation q , parce que le convertisseur de courant en montage à bobine d'absorption obéit à la relation $p = rq$.

5.5.5 Autres montages à bobine d'absorption

Il existe d'autres possibilités de réaliser des montages à bobine d'absorption. On peut par exemple mettre la bobine d'absorption entre les deux points neutres des secondaires du transformateur et relier les cathodes des six thyristors directement à la borne +.

Le fonctionnement de ce montage reste identique à celui du montage de la figure 5.10.

Le principe de la bobine d'absorption peut aussi être appliqué pour la mise en parallèle d'autres montages de convertisseurs de courant, par exemple deux montages en pont triphasé. On fait appel à ce principe, si l'on doit augmenter l'indice de pulsation p . Dans ce but il faut alimenter les deux convertisseurs de courant par des tensions alternatives déphasées, de sorte que les tensions continues partielles soient décalées; ainsi la pulsation de la tension résultante à la prise médiane de la bobine d'absorption sera doublée.

La mise en parallèle par l'intermédiaire d'une bobine d'absorption est particulièrement utile pour des tensions continues relativement faibles, mais avec des courants continus élevés.

5.6 MONTAGE EN PONT TRIPHASÉ

5.6.1 Déduction du montage en pont triphasé

Le montage le plus utilisé aujourd'hui est le *montage en pont triphasé*. Nous allons déduire ce montage de la mise en série de deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé.

En connectant en série deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé identique où $u_{d1} = u_{d2}$, la tension continue u_d est doublée et l'indice de pulsation reste égal à trois (fig. 5.12). Ce montage possède donc deux groupes de commutation en série.

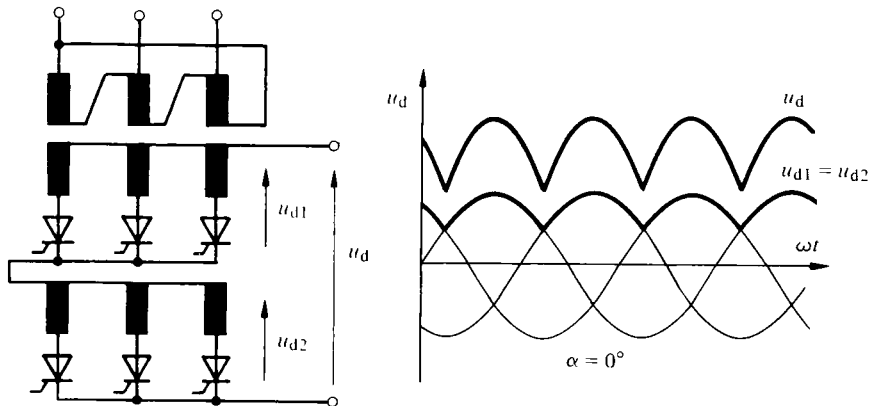


Fig. 5.12 Montage en série de deux montages étoiles triphasés.

Il est possible d'inverser les thyristors du deuxième groupe de commutation (fig. 5.13). Dans ce cas le thyristor qui conduit, est connecté à la tension la plus négative, pour autant que ce thyristor ait été allumé. La tension continue u_{d2} devient négative, ce qui implique de changer les connexions entre les deux groupes de commutation. La valeur moyenne de la tension continue u_d est de nouveau doublée par rapport à celle d'un montage étoile triphasé. L'indice de pulsation p est maintenant égal à 6, parce que les secteurs des tensions sinusoïdales qui composent u_{d2} sont déphasés de 180° par rapport à ceux qui composent u_{d1} .

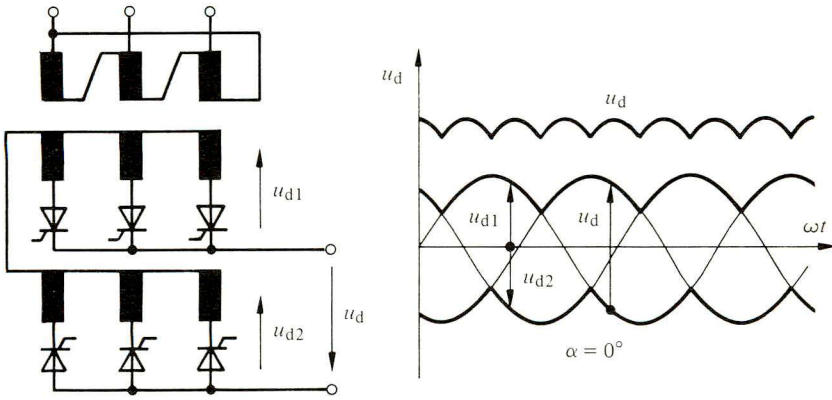


Fig. 5.13 Montage étoile triphasé mis en série avec un deuxième, dont la direction de conduction des thyristors est inversée.

Les tensions alternatives des deux groupes de commutation ont le même point neutre. Il est donc possible de supprimer la deuxième série d'enroulements secondaires et de connecter les thyristors du deuxième groupe de commutation directement aux enroulements secondaires du premier groupe de commutation (fig. 5.14). L'allure de la tension continue u_d est identique à celle du cas représenté à la figure 5.13.

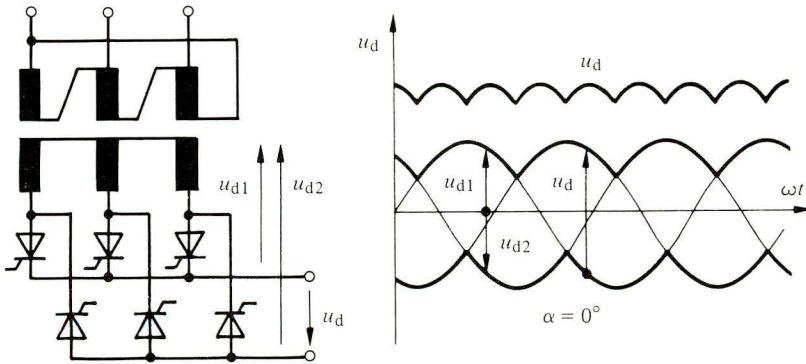


Fig. 5.14 Simplification du montage de la figure 5.13.

5.6.2 Montage

Généralement le schéma d'un montage en pont triphasé est représenté de la manière illustrée à la figure 5.15. Le transformateur n'est pas indiqué, parce qu'on peut connecter le montage en pont directement au réseau triphasé. On doit prévoir un transformateur seulement dans le cas d'une séparation galvanique ou pour transformer la tension du réseau d'alimentation en une autre tension, selon la tension continue désirée. Parfois il s'avère indispensable de prévoir des bobines d'induction, appelées *sels de commutation* dans les trois phases d'alimentation, afin de réduire les répercussions de la commutation sur le réseau d'alimentation (voir sect. 9.3).

Le montage en pont triphasé comprend trois branches, possédant chacune deux thyristors en série. Entre ces deux thyristors on connecte une phase d'alimentation. Les cathodes des thyristors inférieurs T_1 , T_2 et T_3 sont reliées ensemble, en formant la borne positive de la tension continue. La borne négative correspond à la connexion des anodes des thyristors supérieurs T'_1 , T'_2 et T'_3 .

Les tensions u_1 , u_2 et u_3 sont les tensions simples du réseau d'alimentation triphasé, mesurées par rapport au point neutre N de ce réseau alternatif.

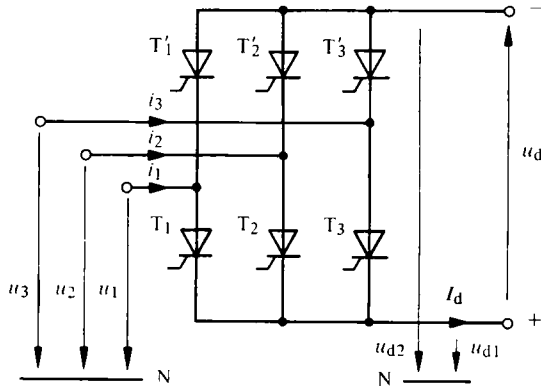


Fig. 5.15 Montage en pont triphasé.

5.6.3 Fonctionnement

La figure 5.16 indique l'allure de la tension continue u_d et la durée de conduction du courant pour chaque thyristor, ainsi que l'allure des courants i_1 , i_2 et i_3 dans les trois phases d'alimentation.

On obtient la tension u_d en composant deux tensions partielles u_{d1} et u_{d2} correspondant aux tensions de chaque groupe de commutation (voir fig. 5.15) où u_{d1} est mesurée entre la borne positive et le point neutre N du réseau d'alimentation et u_{d2} entre la borne négative et le même point neutre. On a donc

$$u_d = u_{d1} - u_{d2} \quad (5.4)$$

La tension partielle u_{d1} se compose de secteurs sinusoïdaux des tensions simples u_1 , u_2 et u_3 en correspondance avec la conduction des thyristors T_1 , T_2 et T_3 (voir fig. 5.16). La tension continue u_{d1} a la même allure que celle d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé. Le thyristor conduisant est toujours connecté à la tension d'alimentation la plus positive à condition qu'il ait reçu une impulsion d'allumage. L'instant d'allumage est fixé par l'angle de retard d'allumage α , qui est de nouveau mesuré à partir de l'intersection de deux tensions simples positives.

La tension partielle u_{d2} du deuxième groupe de commutation est composée de secteurs sinusoïdaux des tensions simples u_1 , u_2 et u_3 en correspondance avec la conduction des thyristors T'_1 , T'_2 et T'_3 . Dans ce cas le thyristor conduisant est connecté à la tension d'alimentation la plus négative à condition qu'il ait reçu une impulsion d'allumage. L'instant d'allumage est fixé de nouveau par l'angle de retard d'allumage α , qui est maintenant mesuré à partir de l'intersection de deux tensions simples négatives.

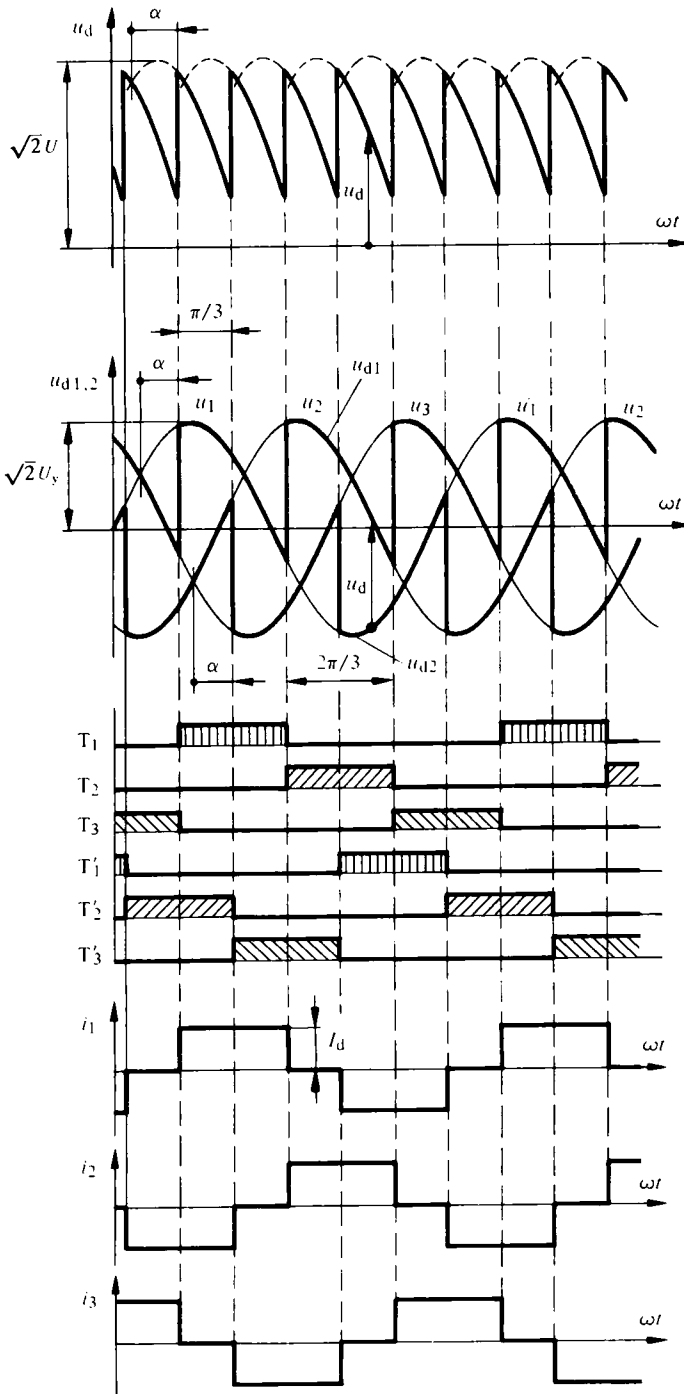


Fig. 5.16 Allure de la tension continue u_d , des courants de ligne i_1, i_2 et i_3 et durée de conduction des thyristors pour un montage en pont triphasé.

La tension continue totale u_d est donnée par la différence entre u_{d1} et u_{d2} [voir équation (5.4)]. L'allure de u_d est aussi représentée à la figure 5.16. Elle est composée de secteurs de tensions d'un système hexaphasé. On peut aussi construire la tension u_d à partir de ce système de tension qui se base sur les tensions composées des tensions d'alimentation.

La valeur de crête de la tension continue u_d est égale à $\sqrt{2}U$, où U est la valeur efficace de la tension composée alimentant le montage en pont triphasé.

Le courant continu I_d circule dans le premier groupe de commutation alternativement par les thyristors T_1 , T_2 et T_3 et dans le deuxième groupe de commutation par les thyristors T'_1 , T'_2 et T'_3 . La durée de conduction correspond à $\omega t = 120^\circ = 2\pi/3$. Comme il découle de la figure 5.16, la séquence d'allumage des thyristors dans le pont complet est $T_1, T'_3, T_2, T'_1, T_3, T'_2, T_1$ et ainsi de suite. On ne doit jamais enclencher en même temps deux thyristors qui se trouvent en série dans la même branche, par exemple T_1 et T'_1 . Ceci correspondrait à un court-circuit du convertisseur de courant au côté continu.

Lors du premier enclenchement du pont triphasé, il est indispensable d'appliquer simultanément une impulsion d'allumage sur la gâchette d'un des thyristors dans les deux groupes de commutation et plus précisément selon leur séquence de conduction du courant. En allumant par exemple pour la première fois le thyristor T_1 , il faut aussi allumer le thyristor T'_2 . Sans cette impulsion supplémentaire sur le thyristor T'_2 aucun courant ne peut circuler.

La figure 5.16 représente finalement les courants i_1, i_2 et i_3 dans les lignes d'alimentation. Ces courants se composent des courants circulant dans les deux thyristors d'une branche, par exemple dans T_1 et T'_1 . En tenant compte du sens de conduction des thyristors on constate, que les courants de ligne sont alternatifs, mais de forme rectangulaire. L'amplitude de l'onde rectangulaire est égale à la valeur du courant continu I_d .

5.6.4 Indice de pulsation et indice de commutation

Comme nous l'avons déjà indiqué au paragraphe 5.6.1 deux groupes de commutation sont montés en série dans le montage en pont triphasé. Ceci peut être exprimé par le nombre s de groupes de commutation en série. Dans notre cas, on a $s = 2$.

L'indice de pulsation p est toujours défini pour le montage du convertisseur de courant entier en indiquant le nombre des pulsations que présente la tension u_d pendant une période de la tension d'alimentation. Comme on l'a déjà constaté au paragraphe 5.6.1, pour le montage en pont triphasé p est égal à 6.

L'indice de commutation q se réfère par contre toujours à un seul groupe de commutation. Dans chacun des groupes de commutation composant le montage en pont triphasé q est égal à 3.

Dans le cas présent, on a $p = sq$. Cette relation n'est cependant valable que pour le montage en pont triphasé.

5.7 MONTAGE EN PONT MONOPHASÉ

5.7.1 Montage

Si l'on supprime dans un pont triphasé une branche de deux thyristors en série (par exemple les thyristors T_3 et T'_3), on obtient un convertisseur de courant en *mon-*

tage en pont monophasé avec quatre thyristors. L'alimentation ne se fait que par une tension monophasée.

Le schéma de ce montage en pont monophasé est représenté à la figure 5.17. Le pont monophasé présente deux branches avec deux thyristors en série. Les thyristors T_1 et T_2 forment un premier groupe de commutation et leurs cathodes sont reliées à la borne positive. Les thyristors T'_1 et T'_2 composent un second groupe de commutation où les anodes sont branchées à la borne négative.

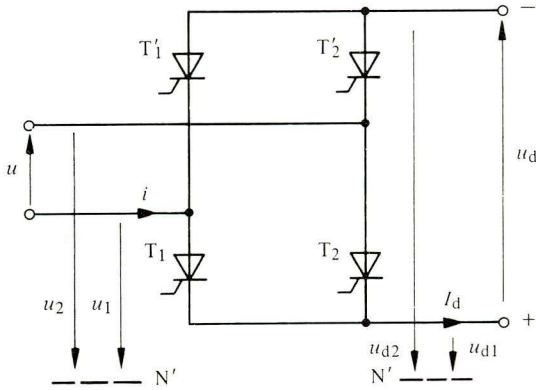


Fig. 5.17 Montage en pont monophasé.

Les tensions alternatives u_1 et u_2 sont mesurées par rapport à un *point neutre fictif* N' , de sorte que ces deux tensions forment un système biphasé de déphasage égal à 180° . Les tensions simples u_1 et u_2 sont égales à la moitié de la tension composée u , qui est la tension d'alimentation monophasée.

5.7.2 Fonctionnement

L'allure de la tension continue u_d et la durée de conduction du courant pour chaque thyristor sont indiquées à la figure 5.18.

Dans le cas d'un montage en pont monophasé on peut composer la tension continue u_d à l'aide de deux tensions partielles u_{d1} et u_{d2} correspondant aux deux groupes de commutation. u_{d1} est mesurée entre la borne positive et le point neutre fictif N' , tandis que u_{d2} est la tension entre la borne négative et le même point neutre fictif. Comme pour le pont triphasé, la tension u_d est égale à la différence entre ces deux tensions partielles u_{d1} , u_{d2} [voir équation (5.4)].

La tension partielle u_{d1} se compose de secteurs sinusoïdaux des tensions u_1 et u_2 en correspondance avec la conduction des thyristors T_1 et T_2 . Le thyristor conduisant est connecté à la tension u_1 ou u_2 la plus positive à condition qu'il ait été allumé par une impulsion d'allumage. L'instant d'allumage est déterminé par l'angle de retard d'allumage α , qui est, dans ce montage aussi mesuré à partir de l'intersection des deux tensions simples. Dans le cas présent, ce point correspond au passage par zéro de la tension d'alimentation u .

La tension partielle u_{d2} du deuxième groupe de commutation est composée de secteurs de sinusoïdes des tensions simples u_1 et u_2 suivant la conduction des thyristors

T'_1 et T'_2 . Dans ce groupe de commutation, le thyristor conduisant est connecté à la tension u_1 ou u_2 la plus négative à condition qu'il ait reçu une impulsion d'allumage.

La tension continue totale u_d est de nouveau donnée par la différence entre u_{d1} et u_{d2} [voir équation (5.4)]. L'allure de cette tension est aussi indiquée à la figure 5.18. Elle se compose de secteurs de tensions d'un système biphasé.

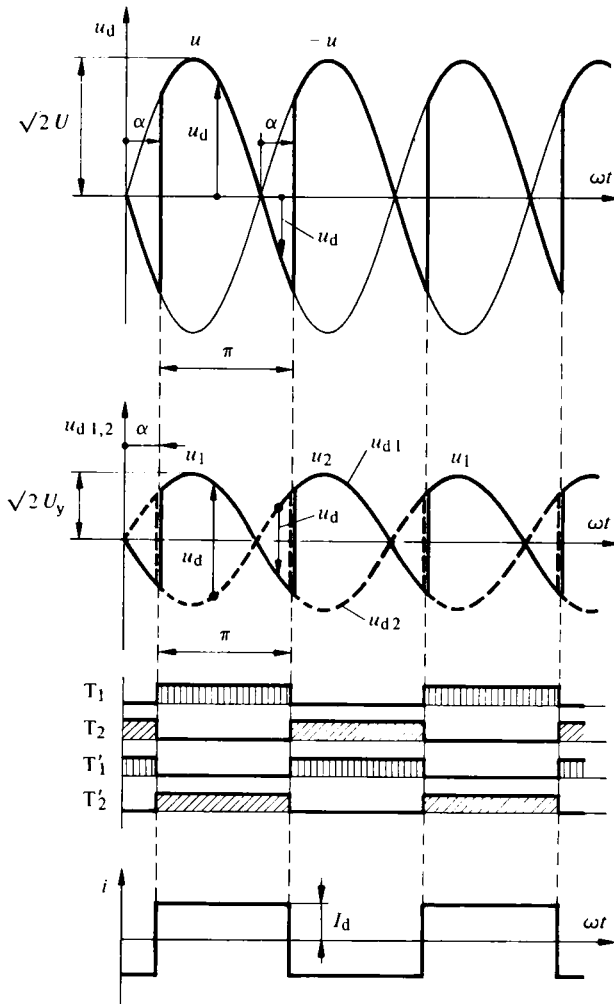


Fig. 5.18 Allure de la tension continue u_d , du courant de ligne i et durée de conduction des thyristors pour un montage en pont monophasé.

Pour déterminer l'allure de la tension continue u_d on ne trace habituellement pas u_1 et u_2 , mais u et $-u$ (voir fig. 5.18). On ne travaille donc pas avec la tension simple fictive mais avec la tension composée. Cependant l'introduction des tensions fictives présente l'avantage de pouvoir traiter le montage en pont monophasé avec les relations générales, valables pour tous les montages de convertisseurs de courant.

La valeur de crête de la tension continue u_d est égale à $\sqrt{2} U$, où U est la valeur efficace de la tension d'alimentation monophasée.

Le courant continu I_d circule dans le premier groupe de commutation alternativement par les thyristors T_1 et T_2 et dans le deuxième groupe de commutation par les thyristors T'_1 et T'_2 . La durée de conduction correspond à $\omega t = 180^\circ = \pi$. Il est nécessaire d'appliquer les impulsions d'allumage chaque fois sur deux thyristors situés dans la diagonale du pont, à savoir T_1 et T'_2 , respectivement T_2 et T'_1 .

Dans la figure 5.18 on a également représenté le courant i circulant dans la ligne d'alimentation du pont monophasé. Ce courant est composé dans la demi-période positive du courant circulant dans le thyristor T_1 et dans la demi-période négative du courant opposé circulant dans le thyristor T'_1 . Ce courant est donc alternatif et de forme rectangulaire, avec une amplitude égale à la valeur du courant continu I_d .

5.7.3 Indice de pulsation et indice de commutation

Même dans le cas d'un montage en pont monophasé, deux groupes de commutation sont montés en série. Le nombre s de groupes de commutation en série est donc égal à 2.

L'indice de pulsation p de la tension continue u_d est égal à 2, comme il découle de la figure 5.18.

L'indice de commutation q dans chacun des deux groupes de commutation est égal à 2.

Dans le cas d'un montage en pont monophasé, on constate qu'on n'a pas $p = sq$. Malgré le montage en série de deux groupes de commutation, l'indice de pulsation p n'est pas doublé, contrairement au cas du montage en pont triphasé. Ceci, parce que les deux tensions partielles u_{d1} et u_{d2} ne se différencient à chaque instant que par leur signe.

5.8 MONTAGE EN PONT MONOPHASÉ ASYMÉTRIQUE

5.8.1 Généralités

Les montages en pont triphasé et monophasé peuvent être équipés de manière asymétrique, c'est-à-dire les thyristors d'une moitié du pont sont remplacés par de simples diodes. Ceci entraîne une réduction du prix du convertisseur (les diodes sont moins chères que les thyristors de même puissance) et simplifie les dispositifs de commande de gâchettes. Le montage en pont monophasé asymétrique possède une importance remarquable, soit pour des puissances modestes de l'ordre de 100 W à 5 kW environ, soit pour des applications sur des engins de traction alimentés en monophasé à des puissances assez élevées de 1 à 5 MW.

Nous allons étudier les propriétés de deux montages en pont monophasé asymétrique, qui se différencient par la manière de contrôle, à savoir semi-contrôlé symétriquement et asymétriquement.

5.8.2 Montage semi-contrôlé symétriquement

La figure 5.19 donne le schéma où les deux thyristors du groupe de commutation supérieur sont remplacés par des diodes (D'_1 et D'_2). Ces deux éléments redresseurs

ne sont pas contrôlés. Ce montage est appelé *semi-contrôlé symétriquement*, parce que le groupe de commutation inférieur est contrôlé symétriquement.

Les tensions alternatives u_1 et u_2 sont de nouveau mesurées par rapport à un point neutre fictif N' , formant un système biphasé avec un déphasage entre les deux tensions de 180° .

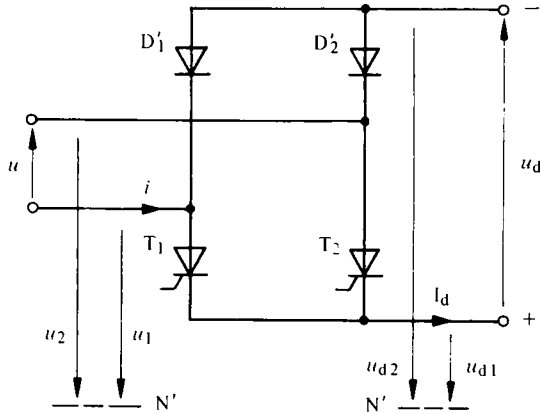


Fig. 5.19 Montage en pont monophasé asymétrique, semi-contrôlé symétriquement.

5.8.3 Fonctionnement

L'allure de la tension continue u_d et la durée de conduction des deux thyristors ainsi que des deux diodes sont indiquées à la figure 5.20.

On peut considérer le montage de la figure 5.19 comme un montage en série de deux groupes de commutation dont un est contrôlé avec un angle de retard d'allumage α quelconque (moitié du pont inférieure) et l'autre à $\alpha = 0^\circ$ (moitié du pont supérieure).

La tension partielle u_{d1} est composée de secteurs sinusoidaux positifs et négatifs suivant l'angle de retard d'allumage α et en correspondance avec la conduction des thyristors T_1 et T_2 .

La tension partielle u_{d2} est purement négative et formée par les demi-périodes négatives des tensions alternatives u_1 et u_2 suivant la conduction des diodes D_1' et D_2' .

Selon l'équation (5.4) la tension continue globale u_d est égale à la différence entre les tensions partielles u_{d1} et u_{d2} . L'allure de u_d est représentée à la figure 5.20. Pendant le laps de temps correspondant à $\omega t = 0 \dots \alpha$ et $\omega t = \pi \dots \pi + \alpha$ les deux tensions partielles u_{d1} et u_{d2} sont égales de sorte que la tension continue u_d reste égale à zéro. Cette dernière ne peut jamais devenir négative. Ce fait est caractéristique pour tous les montages asymétriques.

Le courant continu I_d circule dans le premier groupe de commutation alternativement par les thyristors T_1 et T_2 et le deuxième groupe de commutation par les diodes D_1' et D_2' . Chaque thyristor et chaque diode conduisent pendant $\omega t = 180^\circ = \pi$. Cependant la conduction du courant par les thyristors est décalée par rapport à celle des diodes. Pendant $\omega t = 0 \dots \alpha$ et $\pi \dots \pi + \alpha$ le thyristor et la diode en série dans une même branche sont conducteurs. Le pont asymétrique présente donc un court-circuit au côté continu.

La figure 5.20 représente aussi le courant i circulant dans la ligne d'alimentation du pont. Ce courant est composé par des courants circulants dans le thyristor T_1 et dans la diode D'_1 . Il est alternatif et rectangulaire, son amplitude est égale à la valeur du courant continu I_d . Pendant les intervalles correspondant à $\omega t = 0 \dots \alpha$ et $\pi \dots \pi + \alpha$ le courant i s'annule du côté de l'alimentation alternative.

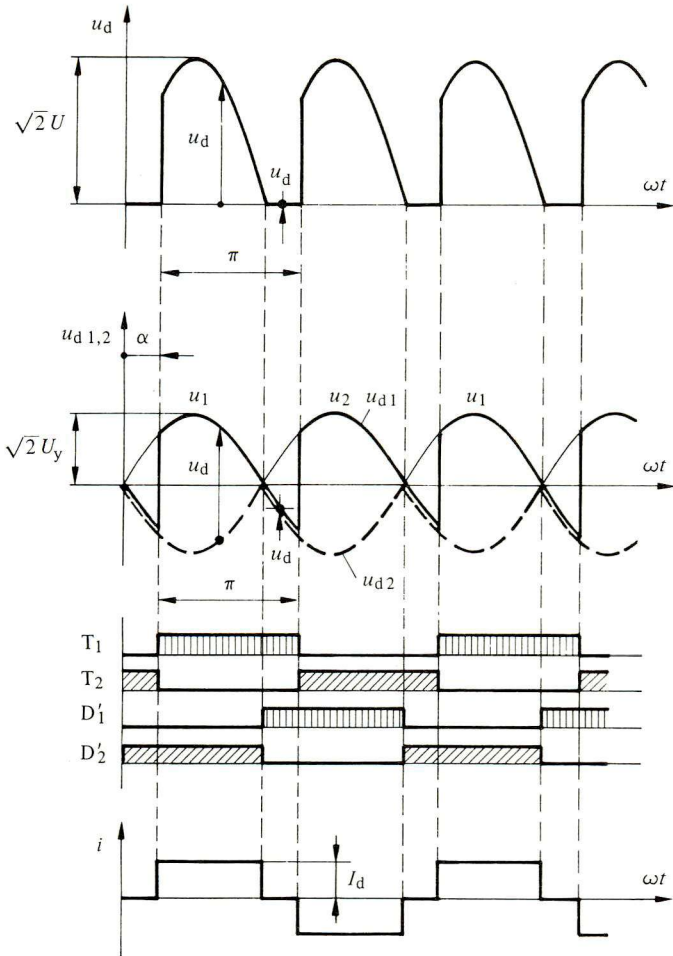


Fig. 5.20 Allure de la tension continue u_d , du courant de ligne i et durée de conduction des thyristors et des diodes pour un montage en pont monophasé asymétrique, semi-contrôlé symétriquement.

5.8.4 Montage semi-contrôlé asymétriquement

Un autre montage en pont monophasé asymétrique est représenté par la figure 5.21. Ici deux thyristors en série dans une branche sont remplacés par des diodes (D_2 et D'_2). Ce montage est appelé *semi-contrôlé asymétriquement*, parce que les deux groupes de commutation sont composés d'un thyristor et d'une diode, ainsi, chaque groupe de commutation est contrôlé asymétriquement.

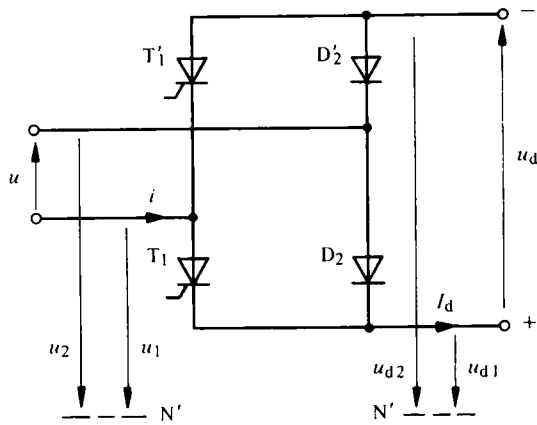


Fig. 5.21 Montage en pont monophasé asymétrique, semi-contrôlé asymétriquement.

Dans le cas présent, les tensions alternatives u_1 et u_2 sont également mesurées par rapport à un point neutre fictif N' , de sorte que les deux tensions forment un système biphasé dont le déphasage est égal à 180° .

5.8.5 Fonctionnement

La figure 5.22 représente l'allure de la tension continue u_d ainsi que la durée de conduction des deux thyristors et des deux diodes pour le montage semi-contrôlé asymétriquement.

Même dans ce cas, le montage peut être considéré comme la mise en série de deux groupes de commutation. Cependant chaque groupe de commutation est contrôlé asymétriquement comme indiqué à la figure 5.22. Sur une demi-période, l'allumage du thyristor T_1 (respectivement T_1') est retardé par l'angle de retard d'allumage α , alors que sur l'autre demi-période la diode D_2 (respectivement D_2') devient immédiatement conductrice, ce qui correspond à un angle de retard d'allumage $\alpha = 0^\circ$.

Les tensions partielles u_{d1} et u_{d2} des deux groupes de commutation (de nouveau mesurées par rapport au point neutre fictif) présentent donc une forme asymétrique. Dans la première demi-période par exemple la tension partielle u_{d1} est d'abord négative et égale à la tension u_2 . A partir de l'instant correspondant à $\omega t = \alpha$, elle devient positive et égale à la tension u_1 (allumage du thyristor T_1). Dans la deuxième demi-période cette tension est purement positive, elle correspond à la tension u_2 .

La tension partielle u_{d2} présente une allure similaire, mais opposée. Elle est donc la plupart du temps négative.

La différence entre u_{d1} et u_{d2} donne la tension continue globale u_d . Son allure est identique à celle du montage semi-contrôlé symétriquement et elle ne prend que des valeurs instantanées positives.

Le courant continu I_d circule dans le premier groupe de commutation alternativement par le thyristor T_1 et la diode D_2 et dans le deuxième groupe de commutation par le thyristor T_1' et la diode D_2' . On déduit de la figure 5.22 que la durée de conduction du courant est différente pour les thyristors et les diodes. Les premiers conduisent le courant pendant $\omega t = \pi - \alpha$, tandis que les dernières sont conductrices pendant $\omega t = \pi + \alpha$.

Ce comportement présente un effet favorable pour le dimensionnement des thyristors, car la valeur moyenne du courant dans les thyristors est inférieure à celle du courant dans les diodes.

Finalement il découle de la figure 5.22 que l'allure du courant i dans la ligne d'alimentation est la même que dans le cas du montage semi-contrôlé symétriquement.

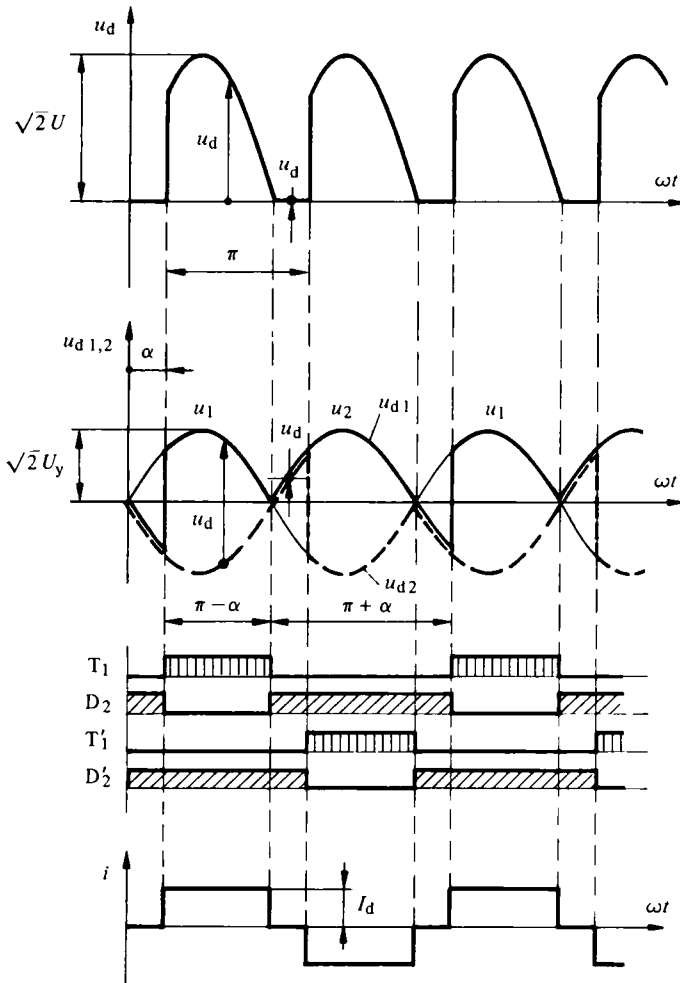


Fig. 5.22 Allure de la tension continue u_d , du courant de ligne i et durée de conduction des thyristors et des diodes pour un montage en pont monophasé asymétrique, semi-contrôlé asymétriquement.

5.8.6 Indice de pulsation et indice de commutation

Dans le cas des montages en pont monophasés asymétriques deux groupes de commutation sont montés en série. En principe le nombre de groupes de commutation en série est $s = 2$. Cependant il faut tenir compte du fait que, selon le mode de contrôle, les deux groupes de commutation sont contrôlés de manière différente.

L'indice de pulsation de la tension continue u_d est $p = 2$, comme il découle des figures 5.20 et 5.22.

L'indice de commutation dans chaque groupe de commutation est $q = 2$.

5.9 TENSION CONTINUE ET CARACTÉRISTIQUE IDÉALE

5.9.1 Définition de la tension continue

Comme nous l'avons vu dans les sections précédentes, la tension u_d fournie par un convertisseur de courant au côté continu n'est pas constante, mais variable d'une manière périodique en fonction du temps.

Dans le domaine des convertisseurs de courant il est indispensable d'élargir la notion de tension continue. On appliquera la définition suivante :

Une *tension continue* possède généralement une *valeur moyenne* différente de zéro. A cette valeur moyenne, désignée par le symbole majuscule U_d se superpose une *ondulation* $\sim u_d$; la somme $U_d + \sim u_d$ donne la *valeur instantanée* u_d .

Pour ne pas alourdir le texte, on omettra souvent de préciser s'il s'agit de la valeur instantanée ou de la valeur moyenne. Dorénavant, le symbole minuscule u_d désignera la valeur instantanée et le symbole majuscule U_d , la valeur moyenne. Dans la théorie des convertisseurs de courant on n'indique pas la valeur moyenne avec le symbole $^0 U$, qui est utilisé dans la définition générale (vol. I).

5.9.2 Allure de la tension continue en fonction de l'angle de retard d'allumage

La figure 5.23 montre l'influence de l'angle de retard d'allumage α sur l'allure de la valeur instantanée de la tension continue u_d pour un montage étoile triphasé. Ce montage est représentatif pour un groupe de commutation où $q = 3$.

L'angle de retard d'allumage $\alpha = 0^\circ$ correspond au fonctionnement en redresseur non contrôlé. En remplaçant dans les convertisseurs de courant tous les thyristors par des diodes, la tension redressée gardera exactement la même allure. Comme nous verrons plus tard, c'est dans ce cas que la valeur moyenne de la tension continue est maximale.

En augmentant l'angle de retard d'allumage α la tension continue u_d devient par instant négative (à partir de $\alpha = 30^\circ$). Par conséquent la valeur moyenne diminue. Pour $\alpha = 90^\circ$, les parties positives et négatives de u_d sont égales et la valeur moyenne est nulle.

Lorsque l'angle de retard d'allumage α dépasse 90° , les parties négatives prédominent et la valeur moyenne de u_d devient négative. Pour que ce régime soit possible il est indispensable que le courant I_d soit toujours positif. Le convertisseur de courant fonctionne alors en onduleur. La charge à courant continu fournit de la puissance active au réseau alternatif par l'intermédiaire du convertisseur de courant. Les particularités du fonctionnement en onduleur seront traitées plus tard (voir sect. 6.5).

La figure 5.23 présente en outre le décalage des courants i_k ($k = 1, 2, 3$) circulant dans les trois thyristors formant le groupe de commutation, en relation avec l'angle de retard d'allumage α .

5.9.3 Tension continue d'un groupe de commutation

Pour déterminer la valeur moyenne de la tension continue d'un groupe de commutation, nous faisons appel à la figure 5.24. Il est opportun d'exprimer le secteur de la

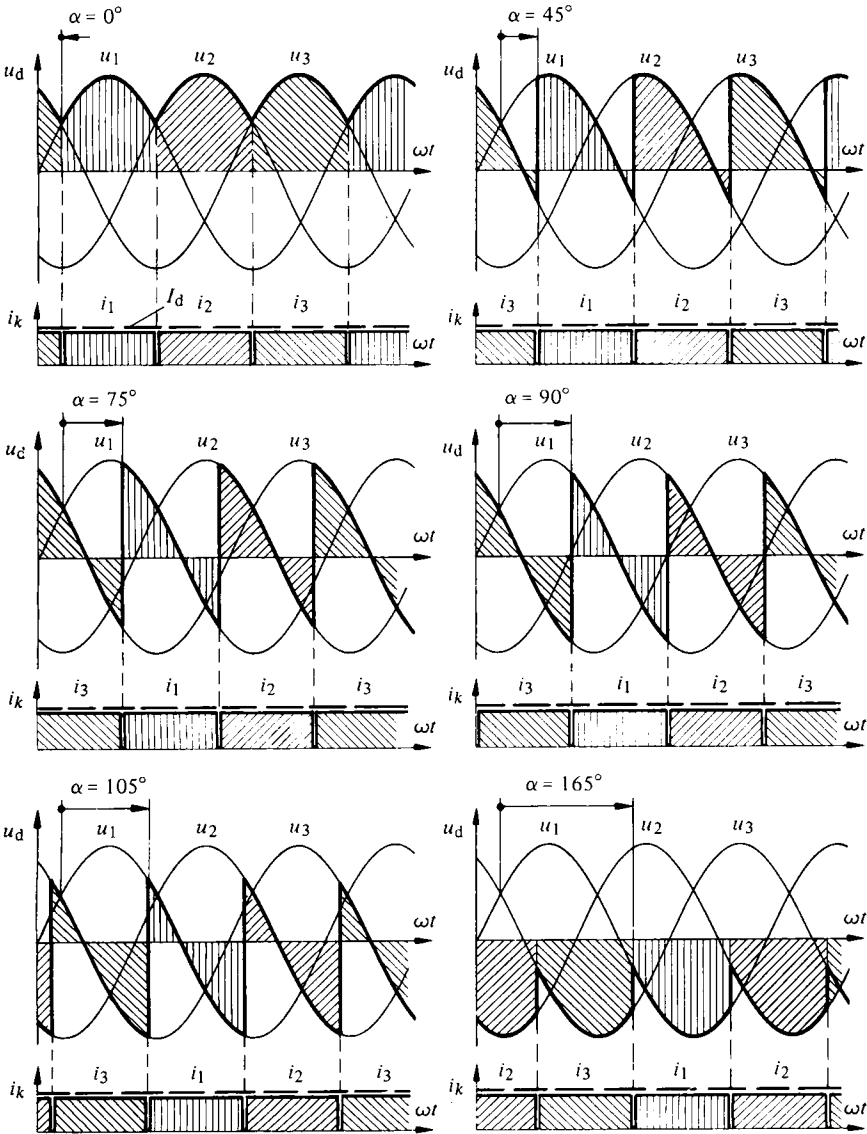


Fig. 5.23 Influence de l'angle de retard d'allumage α sur l'allure de la tension continue u_d pour un convertisseur de courant en montage étoile triphasé.

tension sinusoïdale comme une fonction de $\cos \omega t$, c'est-à-dire

$$u_k = \sqrt{2} U_y \cos \omega t \tag{5.5}$$

avec U_y la valeur efficace de la tension simple du réseau alternatif à q phases, où q est l'indice de commutation d'un groupe de commutation.

Vu la périodicité de $2\pi/q$ de u_d , il est suffisant d'intégrer et de déterminer la valeur moyenne sur un intervalle de $2\pi/q$.

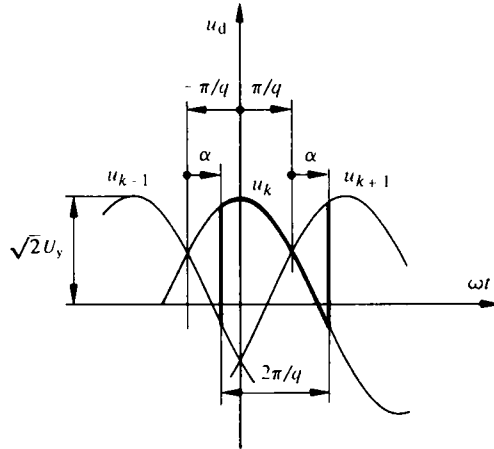


Fig. 5.24 Détermination de la valeur moyenne de la tension continue d'un groupe de commutation.

La valeur moyenne de la *tension continue idéale*, qui dépend de l'angle de retard d'allumage α , est désignée par le symbole $U_{di\alpha}$. La signification des indices est la suivante : d continue, i idéale et α dépendant de l'angle de retard d'allumage. Pour cette tension continue idéale $U_{di\alpha}$ on peut établir l'expression suivante :

$$U_{di\alpha} = \frac{1}{2\pi/q} \int_{-\pi/q+\alpha}^{\pi/q+\alpha} \sqrt{2} U_y \cos \omega t \, d\omega t = \frac{q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} U_y \cos \alpha \quad (5.6)$$

Pour $\alpha = 0$, cette tension devient maximale, et l'on tire

$$U_{di0} = \frac{q\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} U_y \quad (5.7)$$

En tenant compte du fait que dans un réseau symétrique à q phases, la relation suivante lie la tension composée polygonale U et la tension simple U_y

$$U = 2 \sin \frac{\pi}{q} U_y \quad (5.8)$$

on peut écrire au lieu de la relation (5.7)

$$U_{di0} = \frac{q\sqrt{2}}{2\pi} U \quad (5.9)$$

U_{di0} est la *tension continue idéale maximale* qu'un groupe de commutation est capable de fournir en fonctionnement en redresseur.

5.9.4 Tension continue d'un convertisseur de courant

Il est possible de généraliser le résultat précédent pour un convertisseur de courant quelconque, en tenant compte du nombre s de groupes de commutation connectés en série. Si les groupes de commutation sont commandés avec le même angle de retard

d'allumage α on obtient la *tension continue idéale maximale* U_{di0} en multipliant l'expression (5.7) ou (5.9) par le facteur s et on obtient

$$U_{di0} = \frac{s q \sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} U_y \quad (5.10)$$

ou bien

$$U_{di0} = \frac{s q \sqrt{2}}{2 \pi} U \quad (5.11)$$

Comme il découle de (5.6), la relation suivante est valable indépendamment du nombre de commutation q

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \cos \alpha \quad (5.12)$$

5.9.5 Tension continue d'un montage en pont asymétrique

Dans le cas d'un montage en pont asymétrique les deux groupes de commutation en série ne sont plus contrôlés avec le même angle de retard d'allumage. Pour le montage en pont monophasé asymétrique semi-contrôlé symétriquement selon la figure 5.19 une moitié est contrôlée avec un angle de retard d'allumage α ajustable, tandis que l'autre moitié fonctionne toujours avec $\alpha = 0$ ($\cos \alpha = 1$). Si l'on calcule U_{di0} avec $s = 2$, il faut tenir compte du fait que chaque groupe de commutation fournit la moitié de la tension d'un montage en pont symétrique.

Par conséquent on tire pour la valeur moyenne de la tension continue idéale

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (5.13)$$

On aboutit au même résultat en intégrant la tension $\sqrt{2}U \sin \omega t$ entre $\omega t = \alpha$ et π .

Le montage en pont monophasé asymétrique semi-contrôlé asymétriquement selon la figure 5.21 présente exactement la même allure instantanée pour la tension continue u_d . La valeur moyenne de cette dernière peut être calculée toujours suivant l'équation (5.13). Il est facile de démontrer que cette relation est valable pour d'autres montages en pont asymétriques, en particulier pour le montage en pont triphasé asymétrique.

5.9.6 Tension continue d'un montage à bobine d'absorption

Comme on l'a démontré à la section 5.5, le montage à bobine d'absorption consiste en un montage parallèle de deux convertisseurs de courant. La bobine d'absorption prend en charge la différence entre les valeurs instantanées des deux tensions continues. La valeur moyenne de la tension d'une inductance doit être nulle. Ceci implique qu'entre les bornes de la bobine d'absorption aucune tension continue ne peut apparaître. Les valeurs moyennes des tensions continues fournies par les deux convertisseurs de courant doivent être égales. Il faut contrôler les deux convertisseurs de courant avec le même angle de retard d'allumage α .

La valeur moyenne de la tension continue fournie par un montage à bobine d'absorption est donc égale à celle d'un des deux convertisseurs de courant et $U_{di\alpha}$ découle de l'équation (5.12); U_{di0} est à calculer en considérant les indices s et q valables pour chacun des deux convertisseurs de courant mis en parallèle.

5.9.7 Caractéristique idéale

La *caractéristique idéale* d'un convertisseur de courant, c'est-à-dire la tension continue idéale $U_{di\alpha}$ référée à U_{di0} en fonction de l'angle de retard d'allumage α est indiquée à la figure 5.25. La courbe 1 découle de la relation (5.12) et elle est valable pour un convertisseur de courant contrôlé partout avec le même angle de retard d'allumage (montage normal). La courbe 2 suivant la relation (5.13) n'est valable que pour un montage en pont asymétrique.

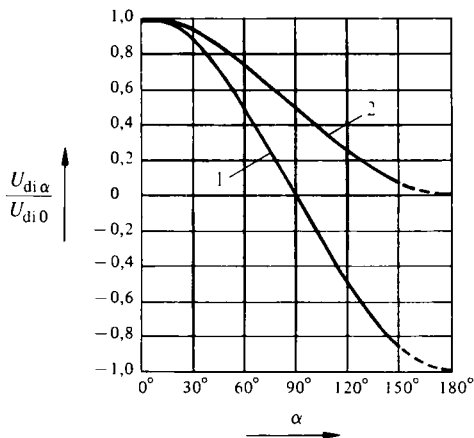


Fig. 5.25 Caractéristique idéale d'un convertisseur de courant. 1 : montages normaux, 2 : montages en pont asymétriques.

Pour un convertisseur de courant normal (courbe 1), la valeur moyenne de la tension continue est positive pour un angle de retard d'allumage α situé entre 0° et 90° . Dans ce domaine le convertisseur de courant fonctionne en redresseur. Pour α compris entre 90° et 180° la tension continue $U_{di\alpha}$ est négative et le convertisseur de courant travaille en onduleur. Cependant la limite de 180° ne peut être atteinte que dans le cas d'un fonctionnement idéalisé. En réalité il faut respecter une limite de fonctionnement en onduleur en limitant α à environ 150° (voir sect. 6.5).

Pour un montage en pont asymétrique (courbe 2), la valeur moyenne de la tension continue est toujours positive et le convertisseur de courant ne peut pas fonctionner en onduleur, une récupération d'énergie n'est donc pas possible. Dans le cas semi-contrôlé symétriquement, le groupe de commutation constitué par les thyristors fonctionne en onduleur dès que l'angle de retard d'allumage α dépasse 90° . En tenant compte de la limite de fonctionnement en onduleur, on constate que la tension continue ne peut pas être annulée complètement. Par contre, dans le montage semi-contrôlé asymétriquement, les deux groupes de commutation fonctionnent d'une manière mixte et la limite de fonctionnement en onduleur ne doit pas être prise en considération. La tension continue atteint la valeur nulle pour $\alpha = 180^\circ$.

5.9.8 Conditions de fonctionnement

A l'aide de la tension moyenne $U_{di\alpha}$ on peut calculer le courant continu I_d circulant dans la charge selon la figure 5.2. On en tire

$$I_d = \frac{U_{di\alpha} - U_i}{R} \tag{5.14}$$

Par suite de la supposition que l'inductance de la charge $L \rightarrow \infty$, la valeur instantanée i_d du courant est égale à la valeur moyenne I_d . Puisque le courant i_d doit toujours être positif (les éléments redresseurs étant unidirectionnels), il est nécessaire que $U_{di\alpha} > U_i$. Dans le cas contraire, c'est-à-dire $U_{di\alpha} < U_i$, les thyristors ou les diodes sont bloqués et il ne circule plus aucun courant.

En variant l'angle de retard d'allumage α il s'avère indispensable d'ajuster simultanément la tension interne U_i de la charge, si l'on veut maintenir le courant I_d constant. En particulier pour $\alpha > 90^\circ$, la tension interne U_i doit être négative. Cette adaptation de U_i est facile à réaliser avec une machine à courant continu soit en variant l'excitation, soit en variant la vitesse de rotation.

5.10 RÉCAPITULATION

Dans le tableau de la figure 5.26 on récapitule les données les plus importantes des différents montages de convertisseurs de courant, qui ont été traités ci-dessus. On y trouve en particulier l'indice de pulsation p , l'indice de commutation q , le nombre s de groupes de commutation en série et le nombre r de groupes de commutation en parallèle. On a aussi évalué les équations (5.10) et (5.11) en indiquant la tension continue idéale maximale U_{di0} référée à la valeur efficace de la tension simple U_y , respectivement à celle de la tension composée U de l'alimentation du convertisseur de courant.

Montage	p	q	s	r	U_{di0}/U_y	U_{di0}/U
étoile triphasé	3	3	1	1	1,170	0,675
étoile monophasé	2	2	1	1	0,900	0,450
étoile hexaphasé	6	6	1	1	1,350	1,350
à bobine d'absorption (étoile triphasé)	6	3	1	2	1,170	0,675
en pont triphasé	6	3	2	1	2,339	1,350
en pont monophasé	2	2	2	1	1,801	0,900
en pont monophasé asymétrique	2	2	2	1	1,801	0,900

Fig. 5.26 Tableau récapitulatif des données de différents montages de convertisseurs de courant.

Dans le cas d'une alimentation triphasée on fait appel presque exclusivement au montage en pont triphasé. Il possède un indice de pulsation élevé ($p = 6$). Le plus souvent on peut connecter le montage en pont directement au réseau d'alimentation, sans l'intermédiaire d'un transformateur. Tous les autres montages à alimentation triphasée nécessitent un transformateur. Dans le montage étoile hexaphasé qui possède aussi un indice de pulsation $p = 6$, les thyristors sont mal utilisés. Par conséquent ce montage est aujourd'hui abandonné. L'emploi du montage à bobine d'absorption est avantageux

dans les cas à faible tension continue ($< 100 \text{ V}$) mais à courant continu élevé. Ce dernier se répartit sur les deux groupes de commutation. La chute de tension due aux éléments redresseurs (voir § 6.3.5) est égale à la tension directe d'un seul élément redresseur, tandis que dans un montage en pont triphasé la chute de tension est doublée à cause de la mise en série de deux groupes de commutation.

Pour une alimentation monophasée on utilise davantage le montage en pont. Celui-ci peut être asymétrique, si la tension continue ne doit être que positive (pas de fonctionnement en onduleur). Avec un montage semi-contrôlé on peut annuler la tension continue.

CHAPITRE 6

CONVERTISSEURS DE COURANT : PHÉNOMÈNE D'EMPIÈTEMENT

6.1 INTRODUCTION

6.1.1 Généralités

Dans le chapitre précédent nous avons étudié le fonctionnement des convertisseurs de courant dans le cas idéal, c'est-à-dire en négligeant l'influence de la commutation naturelle. La commutation provoque un empiètement des courants circulant dans les thyristors.

Dans les sections suivantes on traitera d'abord ce phénomène d'empiètement (sect. 6.2) et l'on constatera que ce phénomène entraîne une réduction de la tension continue, appelée chute de tension inductive (sect. 6.3). Celle-ci a une influence sur la caractéristique du convertisseur de courant (sect. 6.3). A la section 6.4 on indiquera les contraintes en tension et en courant sur l'élément redresseur pour étudier finalement le fonctionnement en onduleur où la commutation provoque une limitation dans le domaine de fonctionnement (sect. 6.5).

6.1.2 Conditions pour l'étude du phénomène d'empiètement

Pour l'étude du phénomène d'empiètement dans les convertisseurs de courant on fera dans ce chapitre les suppositions suivantes :

- l'inductance L de la charge à courant continu (voir fig. 5.2) est infinie

$$L = \infty \quad (6.1)$$

- l'inductance L_c dans le circuit de commutation (voir fig. 2.3) est finie

$$L_c > 0 \quad (6.2)$$

La première supposition $L = \infty$ a pour conséquence que le courant continu i_d sera complètement lissé, comme dans le cas de l'étude du fonctionnement idéalisé (chap. 5).

La deuxième supposition $L_c > 0$ empêche des sauts de courant dans le circuit de commutation. On obtiendra ainsi le comportement réel des courants pendant le phénomène d'empiètement.

6.2 PHÉNOMÈNE D'EMPIÈTEMENT

6.2.1 Empiètement dans un groupe de commutation

Pour l'étude du *phénomène d'empiètement* dans un groupe de commutation nous faisons appel à la figure 6.1, qui représente avec une très bonne approximation le schéma équivalent d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé. L'inductance de court-circuit du transformateur y est représentée par L_c , ayant la même valeur pour chaque phase. Les tensions au secondaire sont remplacées par des sources de tension alternatives u_1 , u_2 et u_3 , formant un système triphasé. On utilise comme symbole graphique d'une *source de tension alternative* un cercle avec le symbole \sim à l'intérieur (fig. 6.1).

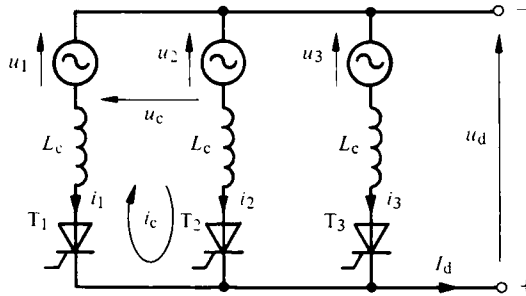


Fig. 6.1 Etude du phénomène d'empiètement dans un montage étoile triphasé.

Ce schéma équivalent est également valable pour les montages étoiles monophasés et hexaphasés. Dans le premier cas il n'y a que deux sources de tension, correspondant à un système biphasé, tandis que dans le deuxième cas il faut prévoir six sources de tension formant un système de tension hexaphasé. Etant donné que le phénomène d'empiètement intéresse uniquement le passage du courant d'une phase à l'autre, le nombre des phases a une influence mineure sur l'étude de ce phénomène.

Lors de la commutation du courant I_d du thyristor T_1 sur le thyristor T_2 il apparaît trois séquences. Elles sont représentées à la figure 6.2 où l'on a indiqué le chemin parcouru par le courant continu I_d (à ne pas confondre avec les courants de maille utilisés dans la théorie des circuits !). Admettons que le thyristor T_1 soit conducteur avec $i_1 = I_d$ (voir fig. 6.2(a)). En allumant le thyristor T_2 on provoque un court-circuit entre les phases 1 et 2 (voir fig. 6.2(b)). Ceci augmente le courant i_2 et diminue le courant i_1 (voir § 2.2.3). A la fin de la commutation, seul le thyristor T_2 est conducteur (voir fig. 6.2(c)) et $i_2 = I_d$. Pendant un certain laps de temps, il y a donc un empiètement des courants dans deux phases.

Pendant le court-circuit on a dans le circuit la *tension de commutation* u_c (voir fig. 6.1) avec

$$u_c = u_2 - u_1 \quad (6.3)$$

Pour que le thyristor T_2 puisse s'allumer, il faut que la condition $u_c \geq 0$ soit remplie. La tension de commutation u_c est égale à la tension composée du système triphasé, respectivement du système à q phases dans le cas général (tension composée polygonale).

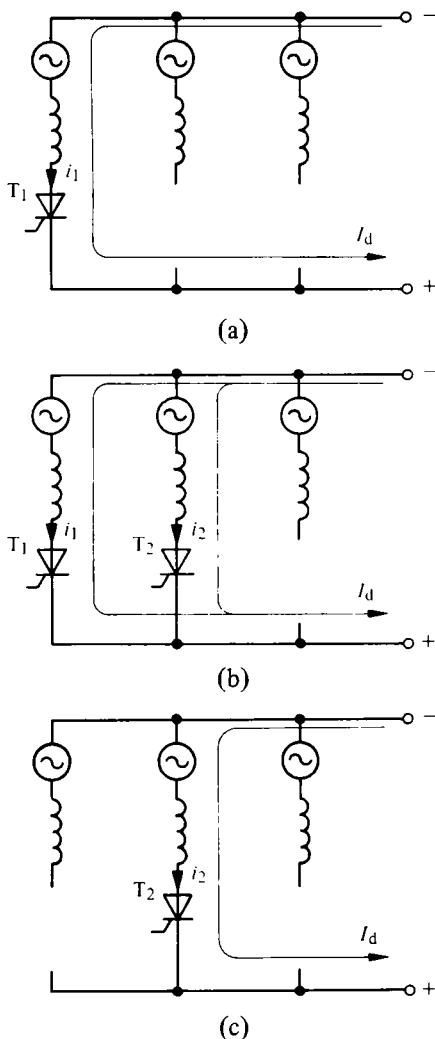


Fig. 6.2 Les trois séquences de la commutation du courant continu I_d du thyristor T_1 au thyristor T_2 .

6.2.2 Angle d’empiètement d’un groupe de commutation

Nous allons déterminer la durée de la commutation, qui sera exprimée par l’angle d’empiètement μ , pour un groupe de commutation ayant un indice de commutation égal à q .

Souvent l’angle d’empiètement est désigné par le symbole u . Cependant cette désignation n’est pas judicieuse, car cela peut prêter à des confusions avec la tension. De plus, les angles sont normalement désignés par des lettres grecques.

Pour le calcul de l’angle d’empiètement nous faisons appel à la figure 6.3 où sont représentées dans la partie supérieure les tensions u_1 et u_2 des deux phases qui sont en train de commuter. Suivant le choix de l’origine de l’axe du temps, la tension de commu-

tation u_c peut être exprimée par

$$u_c = \sqrt{2} U_c \sin \omega t \tag{6.4}$$

où U_c est la valeur efficace de cette tension. Elle correspond à la tension composée polygonale, qui dans le cas général d'un système à q phases vaut

$$U_c = 2 \sin \frac{\pi}{q} U_y \tag{6.5}$$

où U_y est la valeur efficace de la tension simple.

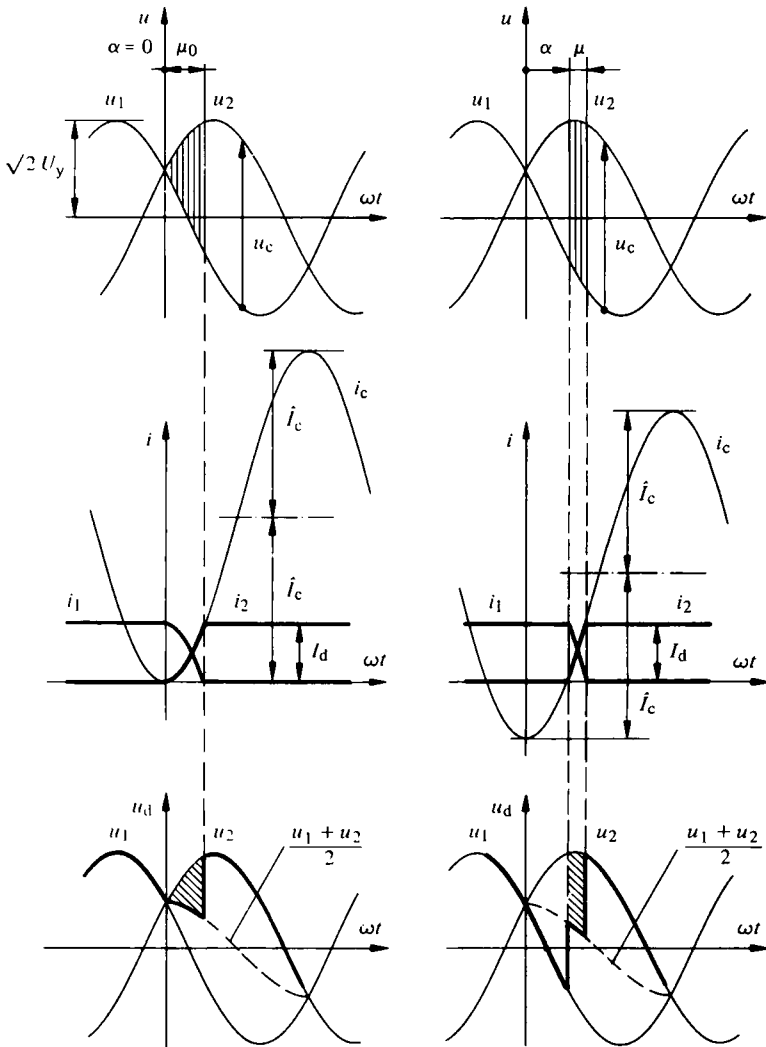


Fig. 6.3 Allure des tensions et des courants pendant le phénomène d'empîement pour $\alpha = 0^\circ$ et $\alpha = 54^\circ$.

Le courant de court-circuit i_c est déterminé par l'équation différentielle suivante, qui peut être déduite de la figure 6.1

$$2 L_c \frac{di_c}{dt} = u_c \quad (6.6)$$

d'où l'on tire par intégration, en tenant compte qu'en $\omega t = \alpha$, c'est-à-dire à l'instant d'allumage de la nouvelle phase, le courant de court-circuit doit être nul

$$i_c = \frac{\sqrt{2} U_c}{2 L_c \alpha / \omega} \int \sin \omega t dt = \hat{I}_c (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (6.7)$$

où l'on a introduit la valeur de crête du courant de court-circuit

$$\hat{I}_c = \frac{\sqrt{2} U_c}{2 \omega L_c} \quad (6.8)$$

que l'on obtiendrait en régime permanent de court-circuit.

Le courant de court-circuit i_c est égal au courant i_2 circulant dans le thyristor T_2 . On obtient ce courant par un décalage vertical de la fonction $-\hat{I}_c \cos \omega t$, de manière qu'en $\omega t = \alpha$ le courant i_2 soit nul (voir fig. 6.3). La somme des courants i_1 et i_2 doit être égale au courant continu I_d . Ce dernier étant maintenu constant par l'inductance de la charge (supposée infinie) nous obtenons pour le courant i_1 la relation suivante

$$i_1 = I_d - i_2 = I_d - i_c \quad (6.9)$$

Le courant i_2 augmente, tandis que le courant i_1 diminue (voir fig. 6.3). A l'instant correspondant à $\omega t = \alpha + \mu$ le courant i_1 s'annule. Le thyristor T_1 s'éteint et la commutation est terminée. L'équation (6.7) n'est valable que jusqu'à cet instant. Ensuite le thyristor T_2 est traversé par tout le courant continu I_d (voir fig. 6.2c).

En posant $i_c = I_d$ et $\omega t = \alpha + \mu$ dans l'équation (6.7) on en tire

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - \frac{I_d}{\hat{I}_c} \quad (6.10)$$

d'où l'on peut déterminer l'angle d'empiètement μ .

Pour $\alpha = 0$ on tire de (6.10)

$$\cos \mu_0 = 1 - \frac{I_d}{\hat{I}_c} \quad (6.11)$$

μ_0 est dénommé *angle d'empiètement initial*.

La durée de conduction des thyristors est augmentée de l'angle d'empiètement μ par rapport à la durée idéale de $2\pi/q$. L'allure du courant circulant dans les thyristors n'est plus rectangulaire, mais presque trapézoïdale.

6.2.3 Dépendance de l'angle d'empiètement

Il découle de l'équation (6.10) que l'angle d'empiètement dépend de l'angle de retard d'allumage α , ainsi que du courant continu I_d à commuter. Pour un montage

donné, \hat{I}_c apparaît comme un paramètre. Il est proportionnel à la tension U_c et inversement proportionnel à l'inductance de court-circuit L_c .

La figure 6.4 montre la dépendance de l'angle d'empiètement μ par rapport à l'angle de retard d'allumage α avec I_d/\hat{I}_c comme paramètre. L'angle d'empiètement augmente avec I_d/\hat{I}_c . Il devient maximal pour $\alpha = 0^\circ$. Pour ce point de fonctionnement particulier l'angle d'empiètement est égal à μ_0 . Ceci correspond au fonctionnement en redresseur pur, respectivement aux convertisseurs de courant équipés de simples diodes.

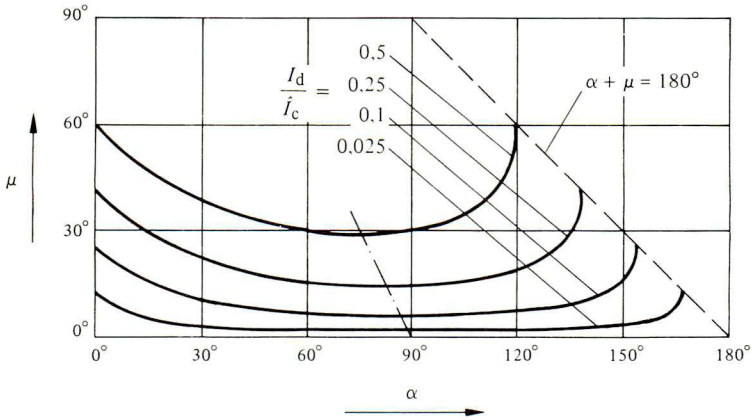


Fig. 6.4 Angle d'empiètement μ en fonction de l'angle de retard d'allumage α et du courant continu I_d réferé à \hat{I}_c .

Si α augmente, l'angle d'empiètement μ diminue, pour atteindre une valeur minimale pour $\alpha = 90^\circ - \arcsin(I_d/2\hat{I}_c)$. Pour $\alpha > 90^\circ$ (domaine onduleur) μ augmente de nouveau. Une limite de fonctionnement existe par le fait que $\alpha + \mu < \pi$. Cette condition sera démontrée au paragraphe 6.5.3.

Les relations établies au paragraphe 6.2.2 ne sont valables que pour $\mu \leq 2\pi/q$. La durée de commutation doit donc être inférieure à la durée de conduction des thyristors en fonctionnement idéalisé. Dans le cas contraire les thyristors T_1 et T_2 seraient encore en train de commuter lors de l'allumage du troisième thyristor. Il se produit alors des commutations multiples. Cependant ce phénomène ne se manifeste que pour des courants continus I_d très élevés, correspondant à des courants de court-circuit dans la charge. Ce domaine ne présente pas d'intérêt pour le fonctionnement stationnaire, car les thyristors ne peuvent supporter ces courants élevés que pendant un laps de temps très court (voir sect. 3.5).

6.2.4 Tension continue pendant l'empiètement

Le phénomène d'empiètement a également une influence sur la tension continue u_d . Pendant la durée de la commutation les deux inductances L_c parcourues par le courant de court-circuit i_c fonctionnent comme un diviseur de tension inductif entre les tensions u_1 et u_2 (voir fig. 6.1). Pour $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu$, la tension continue

u_d (valeur instantanée) est donc égale à

$$u_d = \frac{u_1 + u_2}{2} \quad (6.12)$$

Il découle de la figure 6.3 que pendant toute la durée de la commutation la tension continue u_d est inférieure à la valeur idéale. Ceci entraîne une réduction de la valeur moyenne de la tension continue. Ce phénomène sera étudié plus à fond dans la section 6.3.

6.2.5 Empiètement dans un montage en pont triphasé

La commutation du courant continu d'un thyristor à l'autre dans un montage en pont triphasé est retardée tout d'abord par l'inductance L_c du côté alternatif, comme indiqué à la figure 6.5. Cette inductance est la résultante de toutes les inductances situées en amont des thyristors (inductance des connexions, inductance de court-circuit du transformateur et du réseau d'alimentation ou le cas échéant, inductance des selfs de commutation). Généralement l'inductance des connexions entre les thyristors peut être négligée. C'est seulement pour des installations à puissance élevée, où ces connexions peuvent avoir une longueur non négligeable, qu'il faut tenir compte de cette inductance additive.

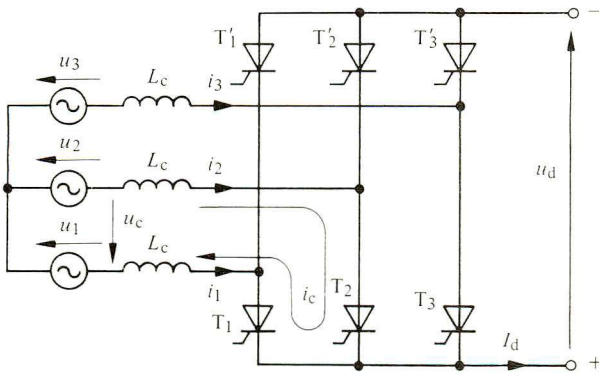


Fig. 6.5 Etude du phénomène d'empiètement dans un montage en pont triphasé.

Comme l'on a indiqué au paragraphe 5.6.3 le courant continu I_d commute dans le premier groupe de commutation de thyristor T_1 à T_2 , de T_2 à T_3 , de T_3 à T_1 et ainsi de suite. Dans le deuxième groupe de commutation la séquence est de T_1' à T_2' , de T_2' à T_3' et de T_3' à T_1' . Toutefois dans chaque groupe de commutation les relations concernant le phénomène d'empiètement sont les mêmes que dans le cas d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé, étant donné que normalement la commutation est indépendante dans chaque groupe de commutation.

Le courant de court-circuit \hat{I}_c et l'angle d'empiètement μ répondent aux équations déduites au paragraphe 6.2.2. On peut ainsi utiliser la représentation graphique de la figure 6.4 pour en tirer μ en fonction de α .

La figure 6.6 représente l'allure de la tension continue u_d en tenant compte de l'effet de la commutation. Pour déterminer u_d il faut d'abord construire l'allure des tensions partielles u_{d1} et u_{d2} . Pendant la commutation elles sont égales à la moitié de la somme des valeurs instantanées des tensions simples correspondantes aux phases qui sont en train de commuter [voir équation (6.12)].

L'allure des trois courants i_1 , i_2 et i_3 à l'entrée du pont est également indiquée dans la figure 6.6. Ces courants sont toujours alternatifs. Leur forme presque trapézoïdale est une conséquence des phénomènes de commutation. La durée où le courant n'est pas nul pendant une demi-période positive et négative est maintenant augmentée par l'angle d'empiètement μ par rapport à la valeur idéale de $2\pi/3$.

Toutefois les relations mentionnées précédemment ne sont valables que pour un angle d'empiètement μ plus petit que $60^\circ = 2\pi/p$. Le cas $\mu > 60^\circ$ doit être considéré seulement pour de très fortes surcharges ou pour un court-circuit du côté continu. Il

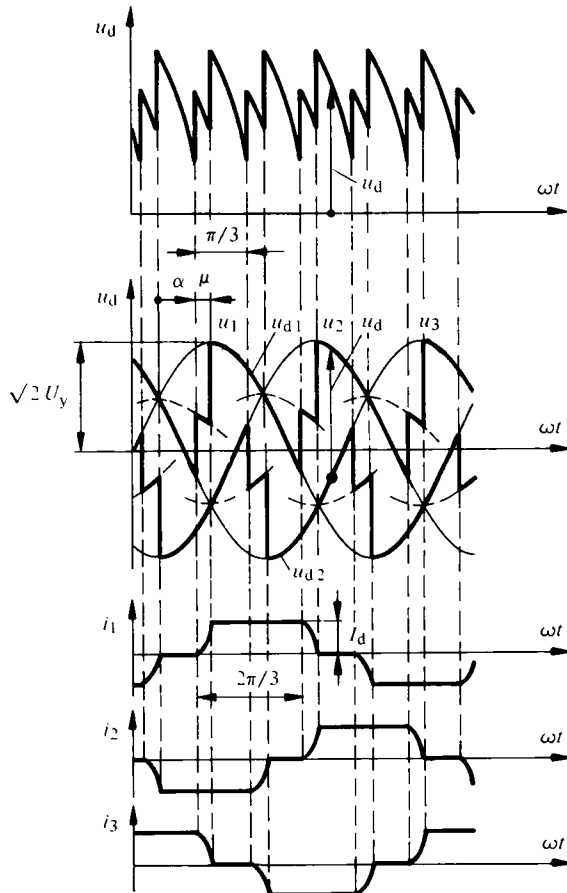


Fig. 6.6 Allure des tensions et des courants dans un montage en pont triphasé en tenant compte du phénomène d'empiètement.

apparaîtrait ainsi au même instant dans les deux groupes de commutation des phénomènes de commutation, qui ne seraient plus indépendants. Cependant nous n'aborderont pas l'étude du phénomène qui en découle.

6.2.6 Empiètement dans un montage en pont monophasé

Le schéma équivalent pour l'étude du phénomène d'empiètement dans un montage en pont monophasé est illustré à la figure 6.7. Lorsqu'il s'agit d'une alimentation monophasée, l'inductance de court-circuit L_c (ou inductance de commutation) peut être concentrée sur une seule ligne d'amenée. (L'inductance L_c est donc le double de celle d'une ligne d'amenée, si le montage en pont monophasé est branché entre deux phases d'un réseau triphasé). Ce montage en pont symétrique présente une particularité, parce que les deux groupes de commutation commutent en même temps.

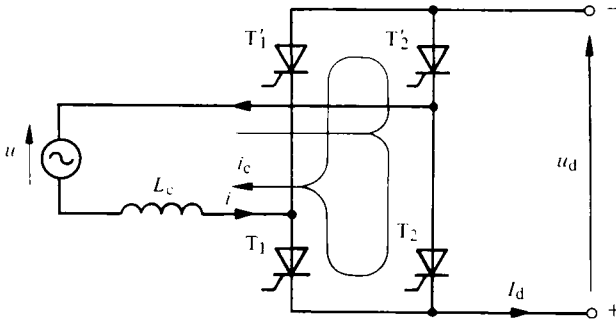


Fig. 6.7 Etude du phénomène d'empiètement dans un montage en pont monophasé.

Lors de l'allumage des thyristors T_1' et T_2 le pont est court-circuité, les thyristors T_1 et T_2' étant encore conducteurs. Le courant de court-circuit i_c augmente les courants dans les thyristors T_1' et T_2 , tandis que les courants dans les thyristors T_1 et T_2' diminuent jusqu'à s'annuler à la fin. La commutation est alors terminée. Le courant i dans les lignes d'alimentation est passé de $+I_d$ à $-I_d$.

Le courant de court-circuit répond à l'équation différentielle

$$L_c \frac{di_c}{dt} = u_c = \sqrt{2} U \sin \omega t \tag{6.13}$$

d'où l'on tire

$$i_c = \hat{I}_{cm} (\cos \alpha - \cos \omega t) \tag{6.14}$$

avec

$$\hat{I}_{cm} = \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_c} \tag{6.15}$$

Comme nous l'avons déjà mentionné, le courant de court-circuit doit changer le courant i de $+I_d$ à $-I_d$; la variation totale étant de $2I_d$ on trouve pour l'angle d'empiè-

tement μ la relation suivante

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - 2 \frac{I_d}{\hat{I}_{cm}} \quad (6.16)$$

Puisque $\hat{I}_{cm} = 2\hat{I}_c$, on aboutit à la même relation que pour le cas général (voir paragraphe 6.2.2) étant donné que selon l'équation (6.5) la tension de commutation est $U_c = 2U_y = U$.

Pendant la commutation, la tension continue u_d est nulle, car le pont est court-circuité. La figure 6.8 montre l'allure de la tension continue u_d et celle du courant i .

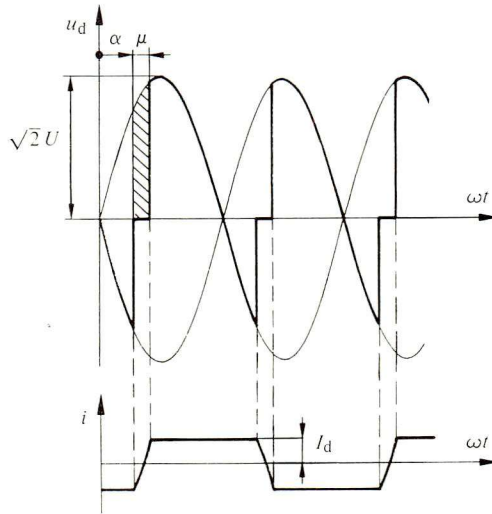


Fig. 6.8 Allure de la tension continue u_d et du courant i dans un montage en pont monophasé en tenant compte du phénomène d'empîement.

6.2.7 Empîement dans un montage en pont monophasé asymétrique

Pour l'étude du phénomène d'empîement dans un montage en pont monophasé asymétrique on fera appel au schéma équivalent représenté par la figure 6.9. On se limitera à l'étude d'un montage semi-contrôlé symétriquement. Les résultats finaux pour un montage semi-contrôlé asymétriquement sont les mêmes.

Dans le cas présent, les deux groupes de commutation constitués par les thyristors T_1 et T_2 et par les diodes D'_1 et D'_2 commutent normalement d'une manière indépendante.

Après l'allumage du thyristor T_2 avec un angle de retard d'allumage α , un courant de court-circuit i_c circule à travers T_2 et T_1 , en augmentant le courant dans le thyristor T_2 et en diminuant le courant dans le thyristor T_1 jusqu'à l'extinction de ce dernier. L'établissement de ce courant de court-circuit est décrit par l'équation (6.14). Etant donné qu'avant l'allumage du thyristor T_2 le courant i dans les lignes d'alimentation était nul (voir fig. 6.10), le courant i passe de 0 à $-I_d$. La variation totale est donc égale à I_d , d'où l'on tire de (6.14) la relation pour l'angle d'empîement

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - \frac{I_d}{\hat{I}_{cm}} \quad (6.17)$$

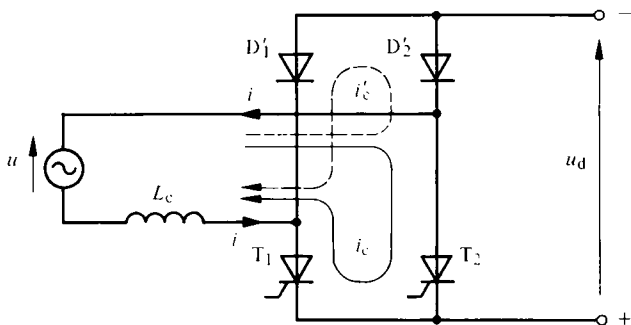


Fig. 6.9 Etude du phénomène d’empiètement dans un montage en pont monophasé asymétrique.

D’autre part la diode D_1' devient conductrice dès que la tension u devient négative, ce qui correspond à un angle de retard d’allumage $\alpha = 0$. Il s’établit un courant de court-circuit i'_c (voir fig. 6.9) qui fait augmenter le courant dans la diode D_1' et diminuer le courant dans la diode D_2' . Le courant i varie de I_d à 0. L’angle d’empiètement μ_0 découle de (6.14) en posant $\alpha = 0$ et $i_c = I_d$. On obtient

$$\cos \mu_0 = 1 - \frac{I_d}{\hat{I}_{cm}} \tag{6.18}$$

L’allure de la tension continue u_d et celle du courant i dans les lignes d’alimentation sont représentées à la figure 6.10. La commutation d’une diode à l’autre (angle d’empiètement μ_0) n’a aucune influence sur la tension continue, celle-ci étant déjà nulle à cet instant pour un montage asymétrique. Par contre, la commutation d’un thyristor à l’autre provoque une prolongation de la durée où la tension u_d est nulle, en correspondance avec l’angle d’empiètement μ .

Les relations déduites ci-dessus ne sont valables que pour $\alpha > \mu_0$. Si $\alpha < \mu_0$, les deux groupes de commutation ne commutent plus indépendamment. On obtient les

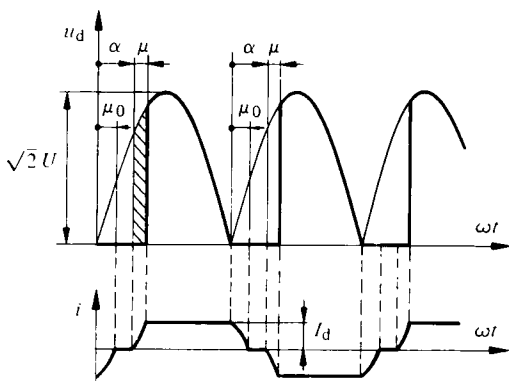


Fig. 6.10 Allure de la tension continue u_d et du courant i dans un montage en pont monophasé asymétrique en tenant compte du phénomène d’empiètement.

mêmes conditions comme pour un pont symétrique avec $\alpha = 0$. Le courant i change maintenant de I_d à $-I_d$ avec une variation totale de $2I_d$. Avec $\alpha = 0$ et $i_c = 2I_d$ on obtient dans ce cas particulier l'angle d'empîement μ'_0 à l'aide de l'équation (6.14). On en tire la relation suivante

$$\cos \mu'_0 = 1 - 2 \frac{I_d}{\hat{I}_{cm}} \quad (6.19)$$

6.3 CHUTE DE TENSION INDUCTIVE ET CARACTÉRISTIQUE DE CHARGE

6.3.1 Chute de tension inductive

Comme nous l'avons vu au paragraphe 6.2.4 le phénomène d'empîement provoque une réduction de la valeur instantanée de la tension continue pendant la commutation. Par conséquent la valeur moyenne de la tension continue $U_{d\alpha}$ est inférieure à la valeur idéale $U_{di\alpha}$ calculée à l'aide de l'équation (5.12). La différence, que l'on désigne par le symbole D_x dans le langage technique du domaine des convertisseurs de courant, vaut

$$D_x = U_{di\alpha} - U_{d\alpha} \quad (6.20)$$

Cette tension est dénommée *chute de tension inductive*. Elle est proportionnelle à la surface tension-temps représentée à la figure 6.3 en hachuré sur la tension continue u_d . Cette surface est égale à la moitié de la surface tension-temps de la tension de commutation u_c (voir fig. 6.3). Le phénomène de commutation se répète dans le cas général avec une période correspondant à $2\pi/q$, dans chaque groupe de commutation. Pour déterminer la valeur moyenne de la chute de tension inductive, la surface tension-temps doit être divisée par $2\pi/q$. Si s groupes de commutation sont montés en série, la chute de tension inductive d'un groupe de commutation est à multiplier par le facteur s . La chute de tension inductive d'un convertisseur de courant est donc donnée par

$$\begin{aligned} D_x &= \frac{s}{2\pi/q} \frac{1}{2} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sqrt{2} U_c \sin \omega t \, d\omega t = \\ &= \frac{s q \sqrt{2} U_c}{4\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \end{aligned} \quad (6.21)$$

A l'aide de l'équation (6.10) cette relation peut être transformée en

$$D_x = \frac{s q \sqrt{2} U_c}{4\pi} \frac{I_d}{\hat{I}_c} \quad (6.22)$$

Si l'on remplace \hat{I}_c par (6.8) on tire finalement

$$D_x = \frac{s q}{2\pi} \omega L_c I_d \quad (6.23)$$

La chute de tension inductive d'un convertisseur de courant est proportionnelle au courant continu I_d et aussi à la réactance de court-circuit $X_c = \omega L_c$. Il faut remarquer, que la chute de tension inductive est indépendante de l'angle de retard d'allumage α .

6.3.2 Chute de tension inductive pour un montage en pont monophasé

Pour un montage en pont monophasé symétrique, la chute de tension inductive est proportionnelle à la surface hachurée de la figure 6.8. On obtient donc

$$D_x = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sqrt{2} U \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (6.24)$$

A l'aide des équations (6.16) et (6.15) on peut transformer cette expression en

$$D_x = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} 2 \frac{I_d}{\hat{I}_{cm}} = \frac{2}{\pi} \omega L_c I_d \quad (6.25)$$

De la relation générale (6.23) on tire exactement le même résultat, si l'on pose pour un montage en pont monophasé $s = 2$ et $q = 2$.

Dans le cas d'un montage en pont monophasé asymétrique, la chute de tension inductive est proportionnelle à la surface hachurée à la figure 6.10. La relation (6.24) est également valable dans ce cas. Cependant l'angle d'empiètement μ découle de l'équation (6.17), à condition que $\alpha > \mu_0$. En tenant compte que \hat{I}_{cm} est donnée par (6.15) on peut faire les transformations suivantes

$$D_x = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \frac{I_d}{\hat{I}_{cm}} = \frac{1}{\pi} \omega L_c I_d \quad (6.26)$$

Pour un montage en pont monophasé asymétrique, la chute de tension inductive est égale à la moitié de celle d'un pont symétrique. Dans ce cas particulier la relation générale (6.23) n'est plus valable.

6.3.3 Chute de tension inductive relative

On exprime souvent la chute de tension inductive en valeurs relatives en prenant comme référence la tension continue idéale maximale U_{di0} . La chute de tension inductive relative est donc donnée par

$$d_x = \frac{D_x}{U_{di0}} \quad (6.27)$$

Si l'on introduit D_x selon la relation (6.22) et U_{di0} selon (5.11) on obtient, en tenant compte que la tension de court-circuit U_c est égale à la tension composée polygonale U

$$d_x = \frac{1}{2} \frac{I_d}{\hat{I}_c} \quad (6.28)$$

On peut exprimer d_x différemment en divisant la relation (6.21) par U_{di0} dé-

crite par (5.11). On tire

$$d_x = \frac{\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu)}{2} \quad (6.29)$$

Il est intéressant de mettre d_x en relation avec l'angle d'empiètement initial μ_0 (c.à d. correspondant à $\alpha = 0$). On peut tirer I_d/\hat{I}_c de l'équation (6.11). En remplaçant ce terme dans (6.28), on obtient

$$d_x = \frac{1 - \cos \mu_0}{2} \quad (6.30)$$

Pour un montage en pont monophasé asymétrique la relation (6.28) reste valable, si l'on remplace \hat{I}_c par \hat{I}_{cm} . Par contre l'équation (6.29) conserve sa validité. Pour tous les deux cas il faut que $\alpha > \mu_0$, où μ_0 découle de la relation (6.18).

6.3.4 Résistance interne d'un convertisseur de courant

Il s'avère très important de remarquer, que la chute de tension due à l'inductivité du circuit de commutation provoque une chute de tension continue proportionnelle au courant continu I_d [voir équation (6.23)]. Il est possible de tenir compte de ce phénomène par une *résistance interne* R_i équivalente, provoquant pour un courant continu I_d donné la même chute de tension D_x . On a donc

$$D_x = R_i I_d \quad (6.31)$$

En comparant avec D_x selon (6.23) on tire

$$R_i = \frac{s q}{2\pi} \omega L_c \quad (6.32)$$

Bien que la chute de tension inductive soit provoquée par une inductance, la résistance interne équivalente est une résistance ohmique. Ceci est dû au fait que le convertisseur de courant est un dispositif non-linéaire et discontinu. Dans ce cas les règles de superposition des systèmes linéaires et continus ne sont plus valables. Cependant il s'agit d'une *résistance fictive*, car il ne se produit pas de pertes actives dans R_i .

6.3.5 Autres chutes de tension

Dans un convertisseur de courant il existe plusieurs autres chutes de tension. Elles sont dues à la résistance ohmique des enroulements du transformateur et des connexions, ainsi qu'à la tension directe des éléments redresseurs.

La chute de tension due à la résistance ohmique est proportionnelle au courant continu I_d .

La chute de tension due à la tension directe des éléments redresseurs présente avant tout un seuil de tension U_{FS} indépendant du courant et une variation de tension supplémentaire selon la résistance différentielle R_{diff} (voir fig. 3.3). Il faut tenir compte ici de la mise en série des éléments redresseurs en particulier dans les montages en pont.

Généralement ces chutes de tension sont relativement petites et négligeables.

Toutefois pour des convertisseurs de courant à faible tension continue (≤ 20 à 30 V) et à courant très élevé il s'avère indispensable de tenir compte de ces effets. Nous négligerons ces chutes de tension dans les paragraphes suivants.

6.3.6 Tension continue d'un convertisseur de courant

Si l'on tient compte de la chute de tension inductive, la valeur moyenne de la tension continue $U_{d\alpha}$ d'un convertisseur de courant est donnée par

$$U_{d\alpha} = U_{di\alpha} - D_x \quad (6.33)$$

En remplaçant $U_{di\alpha}$ par (5.12) et D_x par (6.27) on tire

$$U_{d\alpha} = U_{di0} (\cos \alpha - d_x) \quad (6.34)$$

où il faut tenir compte du fait que la chute de tension inductive relative d_x est proportionnelle au courant continu I_d circulant dans la charge.

On obtient une autre forme pour $U_{d\alpha}$ en substituant d_x par la relation (6.29)

$$U_{d\alpha} = U_{di0} \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)}{2} \quad (6.35)$$

Celle-ci nous donne l'influence de l'angle de retard d'allumage α et de l'angle d'empêchement μ sur la tension continue $U_{d\alpha}$.

6.3.7 Tension continue d'un montage en pont asymétrique

Pour un convertisseur de courant en montage en pont asymétrique on tire de (6.33) en remplaçant $U_{di\alpha}$ par (5.13)

$$U_{d\alpha} = U_{di0} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} - d_x \right) \quad (6.36)$$

Si l'on introduit l'expression (6.29) pour d_x on obtient une autre relation pour $U_{d\alpha}$, à savoir

$$U_{d\alpha} = U_{di0} \frac{1 + \cos(\alpha + \mu)}{2} \quad (6.37)$$

On aboutit à un résultat équivalent par l'équation (5.13), qui donne la tension continue idéale $U_{di\alpha}$, en remplaçant α par $\alpha + \mu$.

6.3.8 Caractéristique de charge

L'équation (6.34) nous permet de tracer la *caractéristique de charge*, qui est illustrée par la figure 6.11. Pour la relation $U_{d\alpha}/U_{di0}$ en fonction de α , trois courbes sont dessinées avec d_x comme paramètre. Les valeurs $d_x = 0; 0,05$ et $0,1$ correspondent à un angle d'empêchement initial égal respectivement à $\mu_0 = 0^\circ$ (fonctionnement à vide), 26° et 37° . Ces dernières valeurs ne sont normalement atteintes qu'en fonctionnement en surcharge. A cause de la chute de tension inductive, la caractéristique idéale (correspondant à $d_x = 0$) se déplace verticalement vers le bas.

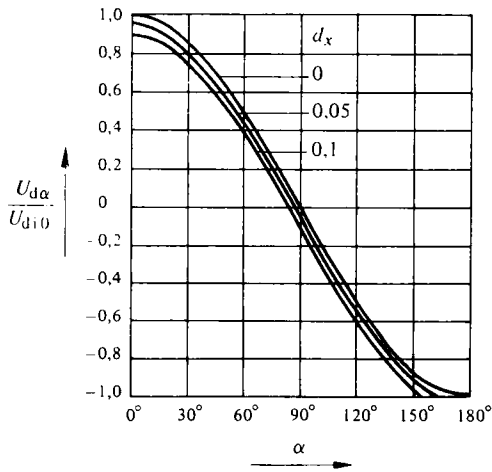


Fig. 6.11 Caractéristique de charge, $U_{d\alpha}/U_{di0}$ en fonction de α .

La figure 6.12 représente $U_{d\alpha}/U_{di0}$ en fonction du courant continu I_d référencé au courant nominal I_{dn} . L'angle de retard d'allumage α apparaît comme paramètre. On suppose que le fonctionnement avec un courant égal à deux fois le courant nominal comporte un angle d'empîement initial de $\mu_0 = 33^\circ$. Ces caractéristiques sont linéaires. Leur pente correspond à la droite de charge d'une source de tension ayant une résistance interne R_i . d_{xn} est la chute de tension inductive relative pour le courant continu nominal.

Dans ces deux caractéristiques, les valeurs positives de la tension continue $U_{d\alpha}$ correspondent à un fonctionnement en redresseur, tandis que dans le domaine de fonctionnement en onduleur la tension continue est négative.

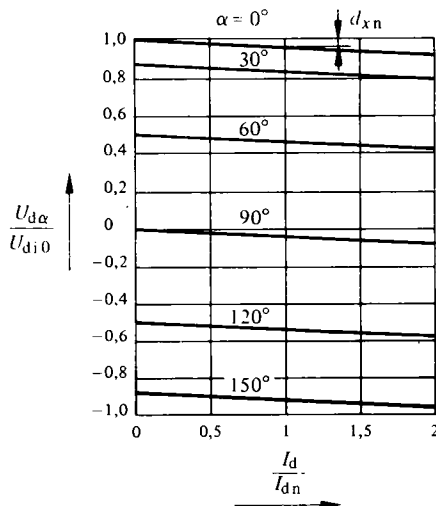


Fig. 6.12 Caractéristique de charge, $U_{d\alpha}/U_{di0}$ en fonction de I_d/I_{dn} .

Pour des montages asymétriques, en particulier pour le montage en pont mono-phasé asymétrique, les caractéristiques de charge sont similaires, à l'exception près que la tension continue $U_{d\alpha}$ ne peut pas devenir négative. On renonce ici à représenter ces caractéristiques.

6.3.9 Conditions de fonctionnement

A l'aide de la résistance interne fictive R_i du convertisseur de courant on peut écrire pour la tension continue

$$U_{d\alpha} = U_{di\alpha} - R_i I_d \quad (6.38)$$

D'autre part on a pour la charge à courant continu selon la figure 5.2 la relation

$$U_{d\alpha} = U_i + R I_d \quad (6.39)$$

En éliminant $U_{d\alpha}$ on tire la relation suivante pour le courant I_d

$$I_d = \frac{U_{di\alpha} - U_i}{R + R_i} \quad (6.40)$$

Cette relation est la même que celle établie au paragraphe 5.9.8 à la différence près que la résistance R de la charge n'intervient plus seule, mais qu'elle est augmentée de la résistance interne fictive R_i du convertisseur de courant.

Le convertisseur de courant ne fonctionne que pour un courant continu I_d positif, la condition $U_{di\alpha} > U_i$ est à respecter pour un fonctionnement à courant non nul. La tension interne U_i de la charge doit être adaptée à la variation de $U_{di\alpha}$, si l'on désire maintenir le courant continu I_d constant.

6.4 CONTRAINTES SUR L'ÉLÉMENT REDRESSEUR

6.4.1 Généralités

Les contraintes sur l'élément redresseur proviennent d'une part de la tension inverse durant la période bloquée et d'autre part du courant durant la période de conduction.

La figure 6.13 représente l'allure de la tension continue u_d , de la tension u_{T1} aux bornes du thyristor de la branche 1 et des courants i_1 , i_2 et i_3 dans les trois thyristors pour le cas d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé. Cette figure est représentative pour la plupart des autres convertisseurs de courant.

Dans les paragraphes suivants nous allons déterminer les contraintes sur l'élément redresseur. Ces valeurs doivent être inférieures aux valeurs limites de l'élément choisi.

6.4.2 Contrainte en tension

La tension aux bornes du thyristor (anode cathode) de la branche k est la suivante

$$\left. \begin{aligned} u_{Tk} &= 0 & i_k &> 0 \\ u_{Tk} &= u_k - u_d & i_k &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6.41)$$

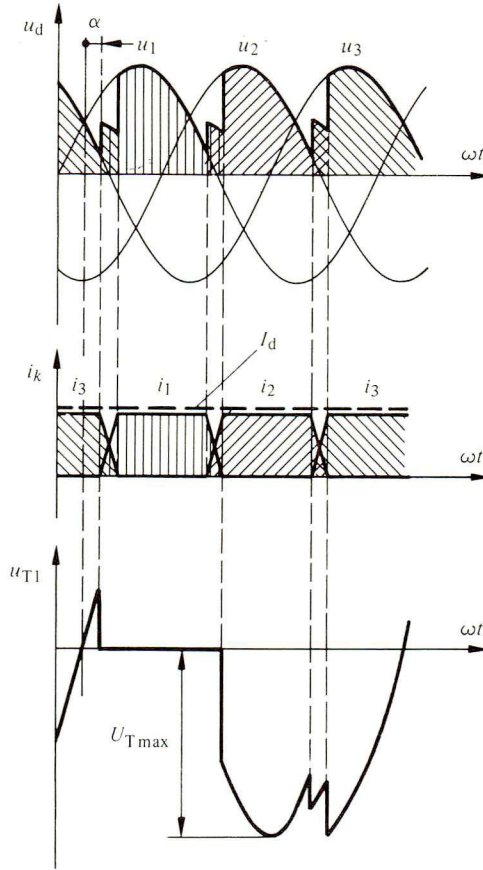


Fig. 6.13 Contraintes des thyristors en tension et en courant.

k variant de 1 à q , dans le cas général d'un groupe de commutation. La deuxième relation peut être déduite facilement de la figure 5.3.

L'allure de la tension u_{T1} est illustrée à la figure 6.13. Les autres tensions u_{Tk} ont la même allure, mais sont simplement décalées en fonction du temps. Après l'extinction du courant i_1 la tension u_{T1} passe rapidement à une valeur négative. Celle-ci correspond à une valeur instantanée de la tension composée polygonale qui a pour maximum la valeur de crête. En général la *tension inverse maximale* U_{Tmax} aux bornes d'un thyristor est égale à la tension composée polygonale d'un système à q phases, c'est-à-dire

$$U_{Tmax} = \sqrt{2} \cdot 2 \sin \frac{\pi}{q} U_y \tag{6.42}$$

C'est la *contrainte maximale en tension* du thyristor en fonctionnement bloqué. Cette valeur doit être inférieure à la tension inverse de service maximal U_{RWM} (sect. 3.2).

Pendant l'intervalle correspondant à α , le thyristor n'est pas encore allumé. La tension u_{T1} (anode cathode) devient positive. Selon l'angle de retard d'allumage α cette tension peut atteindre la valeur maximale de U_{Tmax} dans le sens positif.

La durée pendant laquelle la tension u_{T1} est négative, après l'extinction du thyristor est normalement suffisamment longue pour assurer un blocage parfait du thyristor pendant le temps de désamorçage t_q . Cette durée ne peut devenir critique qu'en fonctionnement en onduleur (voir sect. 6.5).

Etant donné que le montage en pont triphasé ou monophasé correspond à la connexion en série de deux groupes de commutation, la contrainte en tension des éléments redresseurs est égale à celle du montage étoile, représentant un groupe de commutation. La tension inverse maximale est $U_{T \max}$ selon l'équation (6.42). La même tension peut aussi apparaître dans le sens positif du thyristor bloqué. L'avantage du montage en pont réside dans le fait que pour la même tension inverse maximum $U_{T \max}$ la tension continue idéale maximale U_{di0} est le double de celle du montage étoile.

6.4.3 Contrainte en courant

Chaque thyristor est parcouru par le courant continu I_d pendant une durée égale à la période de la tension d'alimentation (en négligeant l'effet de la commutation). La valeur moyenne du courant circulant dans un thyristor est donc

$$I_{T \text{ med}} = \frac{1}{q} I_d \quad (6.43)$$

La valeur efficace découle de

$$I_{T \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/q} I_d^2 d\omega t} = \frac{1}{\sqrt{q}} I_d \quad (6.44)$$

Ces relations sont également valables pour les montages en pont.

Pour les montages à bobine d'absorption où sont connectés en parallèle r groupes de commutation, on tire

$$I_{T \text{ med}} = \frac{1}{q} \frac{I_d}{r} \quad (6.45)$$

et

$$I_{T \text{ eff}} = \frac{1}{\sqrt{q}} \frac{I_d}{r} \quad (6.46)$$

La valeur moyenne du courant dans un thyristor n'est pas affectée par le phénomène d'empiètement; la valeur efficace par contre est très légèrement modifiée. Généralement on peut se contenter de ces relations pour calculer la *contrainte en courant*.

A partir des valeurs moyennes et efficaces du courant on peut calculer les pertes et ensuite la température de la jonction ϑ_J selon les relations établies à la section 3.3. Cette température ne doit pas dépasser la température maximale admissible ϑ_{JM} .

La pente maximale de courant circulant dans un thyristor, c'est à dire le di_T/dt , est limitée par le phénomène de la commutation; cette valeur est égale à la pente du courant de court-circuit i_c . De l'équation (6.6) on tire

$$\left. \frac{di_T}{dt} \right|_{\max} = \left. \frac{di_c}{dt} \right|_{\max} = \frac{u_c}{2 L_c} \Big|_{\max} = \frac{\sqrt{2} U_c}{2 L_c} \quad (6.47)$$

Pour des convertisseurs de courant normaux, fonctionnant à fréquence industrielle de 50 Hz, cette valeur est égale à environ 1/10 de la pente critique $(di/dt)_{crit}$ du courant direct admissible pour les thyristors. Grâce à la commutation on n'a pas de difficultés à respecter cette limite.

6.5 FONCTIONNEMENT EN ONDULEUR

6.5.1 Généralités

Le phénomène d'empiètement comporte des problèmes spécifiques au fonctionnement en onduleur. La contrainte sur le thyristor devient ici critique en ce qui concerne le temps de désamorçage t_q à respecter. Comme nous allons le voir, ce phénomène implique une limitation du domaine admissible de la variation de l'angle de retard d'allumage α .

6.5.2 Angle d'extinction

La figure 6.14 montre l'allure des tensions et des courants pour $\alpha = 150^\circ$. A cause de ce grand angle de retard d'allumage la tension aux bornes du thyristor bloqué est positive pendant la plupart du temps. Elle n'est négative que pendant une durée correspondant à $\omega t = \gamma$. γ est appelé *angle d'extinction*.

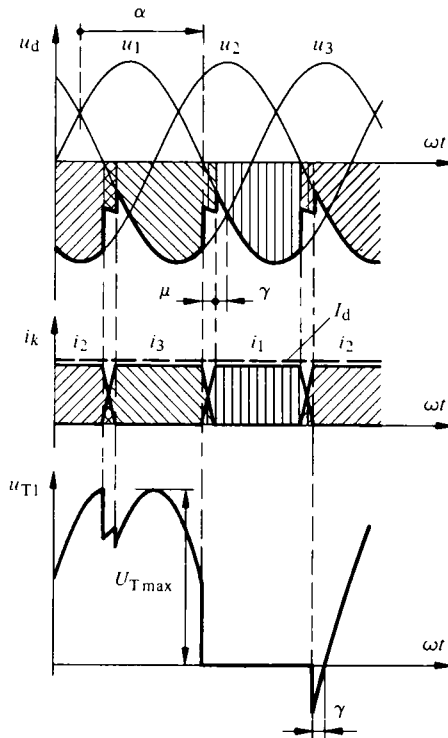


Fig. 6.14 Contraintes des thyristors en tension et en courant pour le fonctionnement en onduleur.

Le temps t_γ correspondant à cet angle d'extinction doit être supérieur au temps de désamorçage t_q du thyristor afin d'assurer un blocage parfait pour le régime bloqué à tension positive qui suit. On a donc

$$t_\gamma = \frac{\gamma}{\omega} > t_q \quad (6.48)$$

Pour une fréquence de 50 Hz, le temps correspondant à un angle d'extinction $\gamma = 10^\circ$ vaut $t_\gamma = 555 \mu\text{s}$. Le temps de désamorçage t_q typique d'un thyristor varie de 100 à 200 μs . A cause de la dispersion de cette valeur, t_γ doit être nettement supérieur à cette valeur afin d'obtenir une sécurité suffisante. Un angle d'extinction de $\gamma = 10^\circ$ devrait être respecté dans tous les cas. L'angle de retard d'allumage admissible dépend de plus de l'angle d'empîement μ . En général on limite l'angle de retard d'allumage du fonctionnement en onduleur à une valeur typique $\alpha = 150^\circ$.

6.5.3 Limite de fonctionnement en onduleur

Pour certains cas d'application il est indispensable d'étudier à fond la limite admissible de l'angle de retard d'allumage α en fonctionnement onduleur, en tenant compte de tous les facteurs qui peuvent intervenir, tels que surcharge en courant ou abaissement de la tension d'alimentation. Ces deux phénomènes ont pour effet une augmentation de l'angle d'empîement μ .

Pour la limite de fonctionnement en onduleur on a

$$\alpha + \mu = 180^\circ - \gamma \quad (6.49)$$

Si l'on introduit cette relation dans l'équation (6.29) on obtient pour l'angle de retard d'allumage

$$\cos \alpha = 2 d_x + \cos(\alpha + \mu) = 2 d_x - \cos \gamma \quad (6.50)$$

La figure 6.15 représente cette relation entre α et d_x pour un angle d'extinction $\gamma = 10^\circ$. A un angle de retard d'allumage $\alpha = 150^\circ$ correspond une valeur de $d_x = 0,06$.

La chute de tension inductive relative d_x est proportionnelle au courant continu I_d [voir équation (6.28)]. Plus le courant continu I_d (en surcharge maximale) est élevé, plus l'angle de retard d'allumage doit être choisi petit à la limite de fonctionne-

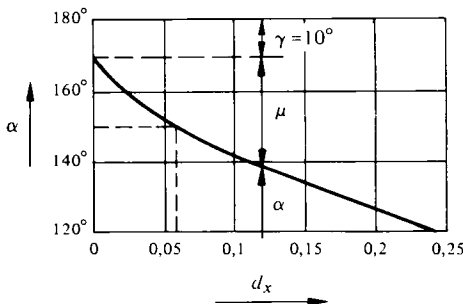


Fig. 6.15 Angle de retard d'allumage α à la limite de fonctionnement en onduleur pour un angle d'extinction $\gamma = 10^\circ$.

ment en onduleur. d_x est inversement proportionnelle au courant \hat{I}_c , qui à son tour est proportionnel à la tension de commutation U_c et inversement proportionnel à l'inductance de court-circuit L_c [voir équation (6.8)]. Si par une fluctuation de la tension d'alimentation U_c diminue, d_x augmentera d'où la limite pour α diminuera. Finalement d_x augmente avec L_c . Plus l'inductance de court-circuit L_c est grande, plus la limite pour α doit être choisie petite.

6.5.4 Raté de commutation

Le phénomène qui se produit, lorsque l'angle de retard d'allumage α est trop élevé, est illustré à la figure 6.16. On parle de *raté de commutation*. Cette représentation est valable pour un montage étoile triphasé. Cependant le résultat obtenu peut être facilement généralisé pour d'autres montages de convertisseurs de courant.

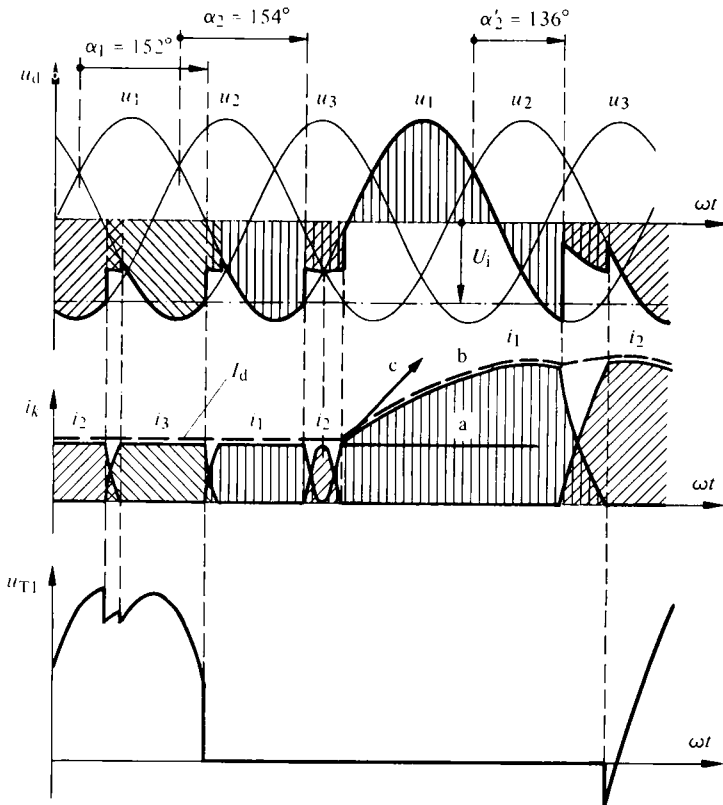


Fig. 6.16 Raté de commutation en fonctionnement onduleur.

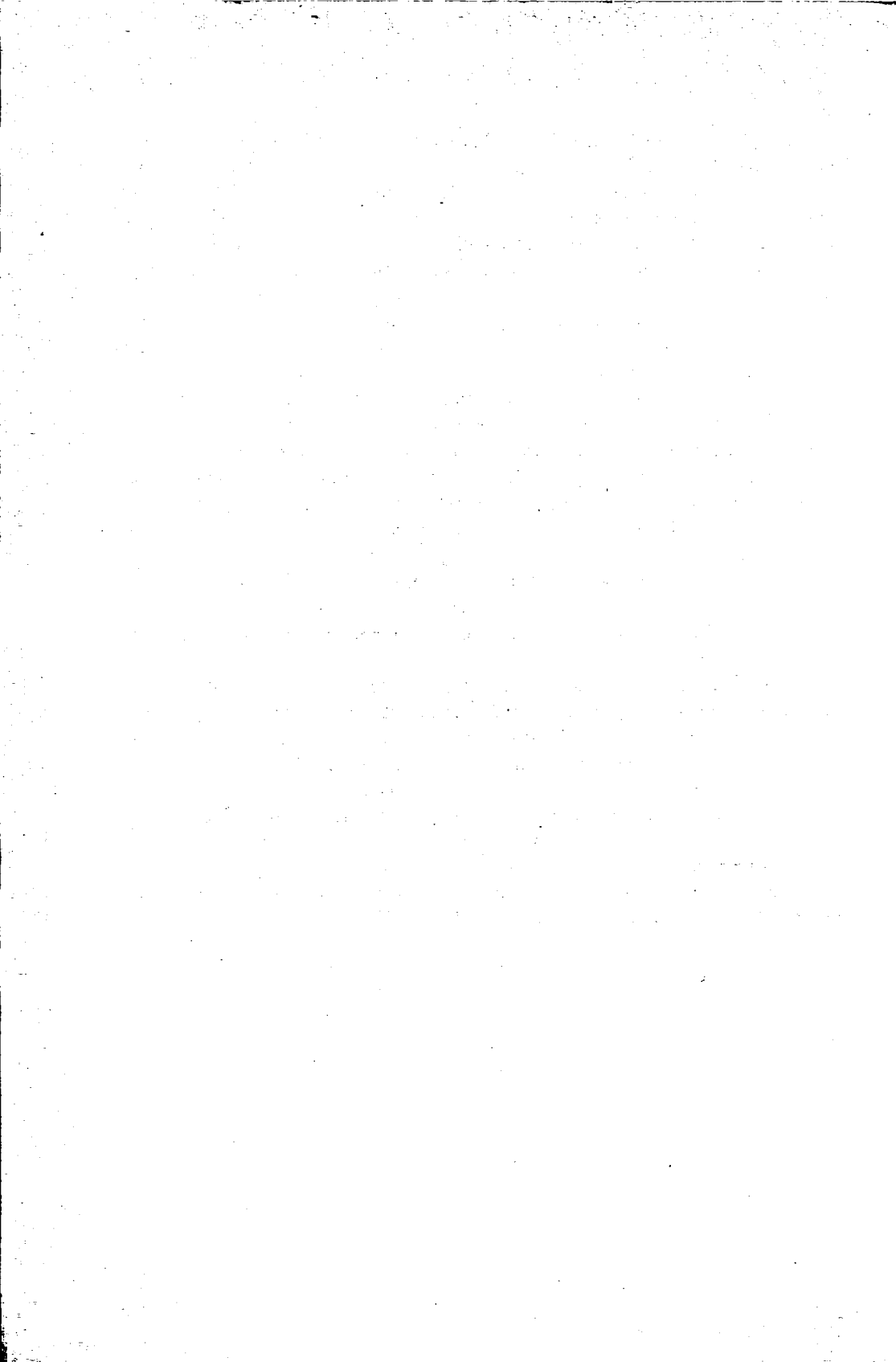
On suppose qu'au début l'angle de retard d'allumage du thyristor T_1 soit $\alpha_1 = 152^\circ$. La commutation se déroule normalement avec un angle d'empiètement $\mu = 18^\circ$ (voir fig. 6.4, courbe avec $I_d/\hat{I}_c = 0,1$) et un angle d'extinction $\gamma = 10^\circ$. Pour allumer le thyristor T_2 , l'angle de retard d'allumage est légèrement augmenté à $\alpha_2 = 154^\circ$

par exemple. Ceci correspond pour le même courant continu à un angle d'empiètement $\mu = 26^\circ$ (voir fig. 6.4) et à un angle d'extinction $\gamma = 0^\circ$. Lorsque la tension de commutation est faible, le courant i_2 dans le thyristor T_2 atteint la valeur du courant continu I_d seulement pour $\alpha + \mu = 180^\circ$. Ainsi la tension de commutation passe par zéro et change de signe. Il apparaît une tension positive aux bornes du thyristor T_1 . Celui-ci, n'ayant pas eu à disposition le temps de désamorçage nécessaire, ne se bloque pas, et continue à conduire. Par conséquent (tension de commutation négative) le courant i_2 diminue et le courant i_1 augmente de nouveau. Le courant i_2 tombe à zéro. La commutation de la phase 1 à la phase 2 n'a pas réussi; c'est de nouveau la phase 1 qui conduit le courant continu I_d .

L'allure du courant continu I_d dépend maintenant de l'inductance L du circuit à courant continu. La tension continue instantanée u_d fournie par le convertisseur de courant est égale à u_1 . Cette dernière devient positive. La différence entre les tensions u_d et U_i , qui est déterminante pour l'établissement du courant I_d circulant dans la charge, devient très élevée. Dans le cas théorique d'une inductance L infiniment grande, le courant continu reste constant (courbe a de la figure 6.16). Pour une inductance finie, mais relativement grande, le courant augmente lentement (courbe b). Normalement l'inductance possède une valeur telle que le courant continu augmente très rapidement (courbe c), pour atteindre des valeurs qui correspondent à des courants de court-circuit. Il s'avère indispensable de couper le circuit de charge par un disjoncteur rapide.

Dans le cas b d'une inductance relativement grande, il est possible de reprendre sans interruption le fonctionnement onduleur. Pour ce faire il faut diminuer l'angle de retard d'allumage de la phase 2 à une valeur qui permette une commutation sûre de la phase 1 à la phase 2, en tenant compte du courant continu élevé. Dans la figure 6.16 on a pris $\alpha'_2 = 136^\circ$. La commutation se déroule maintenant avec $\mu = 34^\circ$ et $\gamma = 10^\circ$.

Lors d'une défaillance de la tension d'alimentation alternative il se produit un phénomène de raté de commutation similaire. Lorsque la tension alternative manque, aucune commutation n'est possible. Le courant continu augmente très vite à cause de la tension U_i . Une coupure rapide du circuit à courant continu est nécessaire ou une désexcitation rapide de la source de tension interne U_i .



CONVERTISSEURS DE COURANT: FONCTIONNEMENT RÉEL

7.1 INTRODUCTION

7.1.1 Généralités

Jusqu'à présent nous avons supposé un courant bien lissé dans le circuit à courant continu. Ceci implique une inductance infinie dans la charge. Cette supposition simplifie beaucoup le traitement du fonctionnement d'un convertisseur de courant, et la théorie normale se base sur cette simplification.

En réalité, l'inductance de la charge est finie et le courant continu présente une ondulation plus ou moins prononcée. Dans la section 7.2 on étudiera l'allure du courant continu pour le comportement réel. A cause de l'ondulation du courant continu, ce dernier peut devenir intermittent pour des faibles valeurs moyennes. Ce phénomène sera traité à la section 7.3. Finalement on analysera dans la section 7.4 le comportement d'un convertisseur de courant pour une charge purement ohmique. On constatera qu'il présente alors un comportement complètement différent par rapport au fonctionnement idéalisé avec $L = \infty$.

7.1.2 Conditions pour l'étude du fonctionnement réel

Pour l'étude du fonctionnement réel d'un convertisseur de courant les suppositions suivantes seront utilisées :

- l'inductance L de la charge à courant continu (voir fig. 5.2) est finie, voire même nulle

$$L \geq 0 \quad (7.1)$$

- l'inductance L_c dans le circuit de commutation (voir fig. 2.3) est finie

$$L_c > 0 \quad (7.2)$$

La première supposition $L \geq 0$ a pour conséquence que le courant continu i_d sera ondulé, ce qui correspond au cas réel.

La deuxième supposition $L_c > 0$ garantit que le phénomène de commutation sera pris en considération. Seulement pour l'étude du comportement avec charge purement ohmique, à la section 7.4, on posera $L_c = 0$ pour simplifier les relations qui sont déterminantes pour ce cas particulier de fonctionnement.

7.2 ALLURE DU COURANT CONTINU

7.2.1 Dédution du schéma équivalent pour un montage étoile triphasé

Pour déterminer l'allure du courant continu lorsque l'inductance de charge est finie, on déduit d'abord le schéma équivalent pour différents montages de convertisseurs de courant. On commencera par celui du montage étoile triphasé.

Le schéma d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé avec charge à courant continu est illustré à la figure 7.1. Si un seul thyristor est conducteur, ce schéma peut être réduit à celui indiqué à la figure 7.2. u_k est la tension correspondant à la tension sinusoïdale de la phase k conduisant le courant. L'inductance L_c dans le circuit à courant alternatif est à prendre en considération car elle est parcourue par le courant continu i_d pendant l'intervalle envisagé.

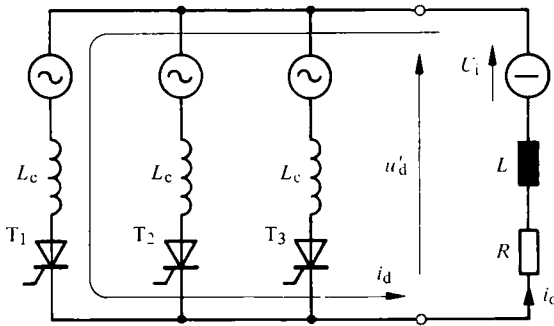


Fig. 7.1 Schéma d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé avec charge à courant continu.

Pendant la durée de la commutation, le schéma équivalent indiqué à la figure 7.3 est valable. La tension déterminante est $(u_k + u_l)/2$ ce qui correspond aux deux phases qui sont en train de commuter. Pour la détermination de l'allure du courant continu i_d les deux inductances L_c apparaissent montées en parallèle, c'est-à-dire que l'inductance équivalente est $L_c/2$ (voir aussi fig. 6.2(b)).

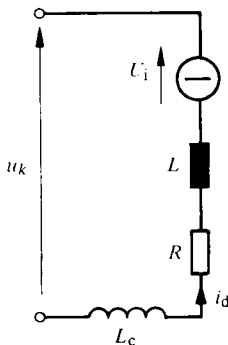


Fig. 7.2 Réduction du schéma de la figure 7.1 pendant la durée sans commutation

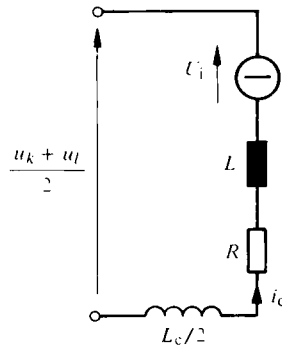


Fig. 7.3 Réduction du schéma de la figure 7.1 pendant la durée de la commutation.

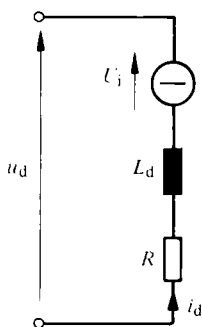


Fig. 7.4 Schéma équivalent de la figure 7.1.

Ces deux cas peuvent être réunis au cas général de la figure 7.4. u_d correspond à la tension continue instantanée, déterminée au paragraphe 6.2.4 (voir fig. 6.3) en tenant compte du phénomène d’empiètement. L_d est l’inductance équivalente, c’est-à-dire respectivement hors de la commutation

$$L_d = L + L_c \tag{7.3}$$

et pendant la commutation

$$L_d = L + L_c/2 \tag{7.4}$$

La tension continue u'_d aux bornes de la charge (voir fig. 7.1) est différente de la tension u_d à cause de la chute de tension au niveau de l’inductance L_c , respectivement $L_c/2$, chute de tension due au di_d/dt du courant continu qui, dans le cas présent, est différent de zéro.

Le schéma équivalent de la figure 7.4 est valable pour un montage étoile quelconque, en sachant que la périodicité de la tension continue u_d est $2\pi/q$.

7.2.2 Dédution du schéma équivalent pour un montage en pont triphasé

Le schéma d’un convertisseur de courant en montage en pont triphasé avec la charge à courant continu est illustré à la figure 7.5. Si dans chaque groupe de commutation un seul thyristor est conducteur, il est possible de réduire ce schéma à celui de la figure 7.6. La tension résultante $u_k - u'_m$ correspond aux phases d’alimentation des thyristors conducteurs. En série avec la charge il faut mettre deux inductances L_c du circuit alternatif, qui sont parcourues à cet instant par le courant continu i_d .

Pendant la durée de la commutation le schéma équivalent de la figure 7.7 est valable. La tension déterminante est $(u_k + u_l)/2 - u'_m$ ou $u_k - (u'_l + u'_m)/2$ selon les thyristors qui sont dans l’intervalle de commutation ou dans celui de conduction du courant continu. Le groupe de commutation, qui est en train de commuter fait intervenir l’inductance $L_c/2$, tandis que l’autre groupe de commutation présente L_c .

Il est possible de réunir ces deux cas au schéma équivalent de la figure 7.8. La tension u_d possède l’allure déterminée à la figure 6.6. L’inductance équivalente L_d est égale, en dehors de la commutation, à

$$L_d = L + 2L_c \tag{7.5}$$

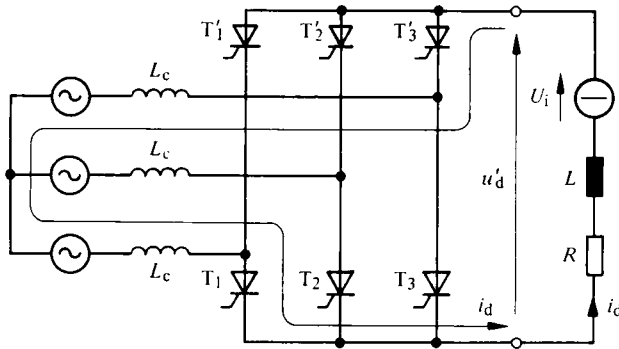


Fig. 7.5 Schéma d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé avec charge à courant continu.

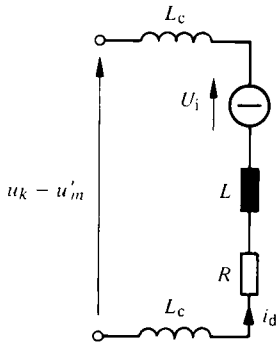


Fig. 7.6 Réduction du schéma de la figure 7.5 pendant la durée sans commutation.

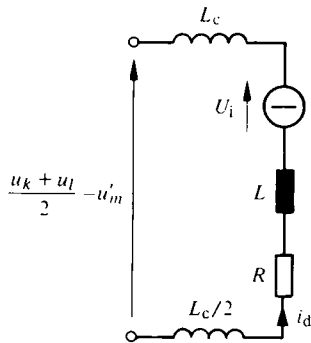


Fig. 7.7 Réduction du schéma de la figure 7.5 pendant la durée de commutation.

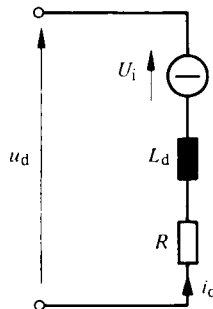


Fig. 7.8 Schéma équivalent de la figure 7.5.

et pendant la commutation, à

$$L_d = L + \frac{3}{2} L_c \tag{7.6}$$

On aboutit donc au même schéma équivalent que pour le cas d'un montage étoile triphasé (voir fig. 7.4). La différence la plus importante consiste dans le fait que la périodicité de la tension u_d en régime permanent est maintenant $2\pi/p = \pi/3 = 60^\circ$.

7.2.3 Dédution du schéma équivalent pour un montage en pont monophasé

En ce qui concerne la détermination de l'allure du courant continu i_d avec inductance finie on se limitera ici à l'étude d'un montage en pont monophasé symétrique.

Le schéma d'un pont monophasé avec charge à courant continu est indiqué à la figure 7.9. En dehors du phénomène de commutation on peut réduire ce montage au schéma équivalent de la figure 7.10. La tension résultante est $+u$ ou $-u$ selon la paire de thyristors qui est conductrice. L'inductance L_c intervient en série avec le circuit à courant continu.

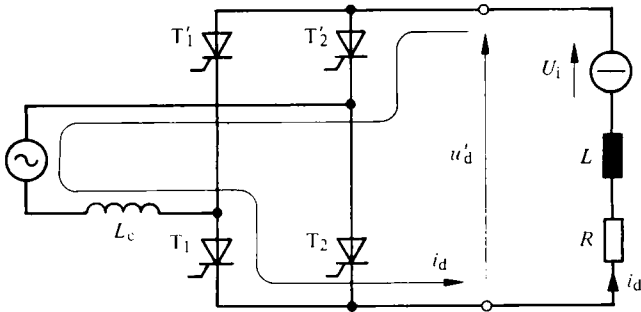


Fig. 7.9 Schéma d'un convertisseur de courant en montage en pont monophasé avec charge à courant continu.

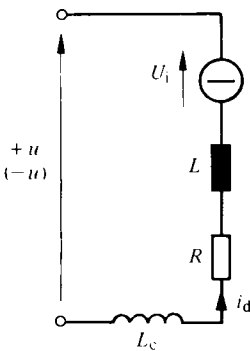


Fig. 7.10 Réduction du schéma de la figure 7.9 pendant la durée sans commutation.

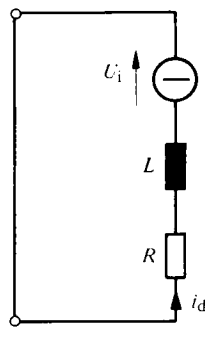


Fig. 7.11 Réduction du schéma de la figure 7.9 pendant la durée de commutation.

Pendant la commutation, le pont monophasé présente un court-circuit pour la charge à courant continu. L'inductance de commutation L_c est en dehors de ce circuit et n'a, pendant cet intervalle, aucune influence sur le courant continu i_d (voir schéma équivalent de la fig. 7.11).

On peut déduire de nouveau un seul schéma équivalent qui est représenté par la figure 7.12. La tension u_d possède l'allure déterminée à la figure 6.8, tandis que l'inductance équivalente L_d est égale, en dehors de la commutation, à

$$L_d = L + L_c \tag{7.7}$$

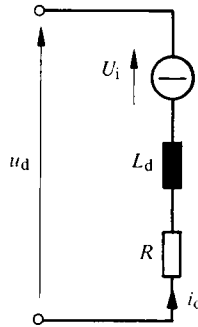


Fig. 7.12 Schéma équivalent de la figure 7.9.

et pendant la commutation, à

$$L_d = L \quad (7.8)$$

Comme on peut le constater, on aboutit au même schéma équivalent que dans les cas précédents. La périodicité de la tension u_d est maintenant égale à π ou 180° .

7.2.4 Equation différentielle générale

Comme nous l'avons vu, on peut établir un schéma équivalent pour la détermination de l'allure du courant continu i_d qui est indépendant du montage du convertisseur de courant (voir figures 7.4, 7.8 et 7.12).

Pour ce circuit, composé d'une résistance ohmique R , d'une inductance L_d et d'une tension interne U_i , l'équation différentielle suivante est valable

$$L_d \frac{di_d}{dt} + R i_d = u_d - U_i \quad (7.9)$$

La tension continue u_d se compose de sections de tensions sinusoïdales qui sont différentes suivant le fonctionnement hors ou pendant la commutation et dépendent aussi du montage du convertisseur de courant.

7.2.5 Solution générale de l'équation différentielle

D'une manière générale on peut écrire pour la tension continue

$$u_d = \sqrt{2} U_q \cos(\omega\tau + \xi) \quad (7.10)$$

où U_q et ξ dépendent du montage du convertisseur de courant et du fonctionnement hors commutation ou pendant la commutation. Cette relation ne reste valable que pour le fonctionnement envisagé. On a effectué une translation de l'axe du temps t en introduisant pour le temps une nouvelle variable τ . La section envisagée commence avec $\tau = 0$ (voir fig. 7.13).

La solution générale de l'équation différentielle (7.9) se compose de trois composantes, à savoir

- la composante alternative $i_{d\sim}$ due à la tension ondulée u_d

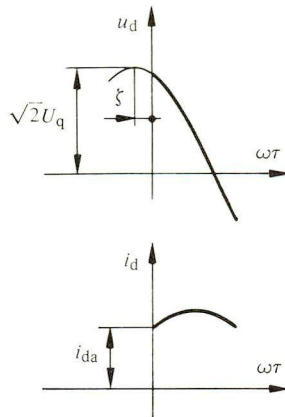


Fig. 7.13 Tension et courant continu pour la solution générale de l'équation différentielle.

- la composante continue i_{d-} due à la tension interne U_i
- la composante transitoire i_{dt} .

On a donc

$$i_d = i_{d\sim} + i_{d-} + i_{dt} \quad (7.11)$$

On obtient la composante alternative à l'aide du calcul des courants alternatifs en régime permanent, appliqué au circuit donné par la figure 7.12. On tire

$$i_{d\sim} = \frac{\sqrt{2} U_q}{\sqrt{R^2 + (\omega L_d)^2}} \cos(\omega\tau + \xi - \psi_d) \quad (7.12)$$

avec

$$\psi_d = \arctan \frac{\omega L_d}{R} \quad (7.13)$$

le déphasage dans le circuit RL pour un phénomène alternatif permanent.

La composante continue i_{d-} se déduit facilement, parce que $di_{d-}/dt = 0$. On peut donc tirer de l'équation différentielle (7.9), avec $u_d = 0$

$$i_{d-} = - \frac{U_i}{R} \quad (7.14)$$

Finalement, avec la constante de temps

$$T_d = \frac{L_d}{R} \quad (7.15)$$

du circuit RL , la composante transitoire est donnée par

$$i_{dt} = i_{dta} e^{-\tau/T_d} = i_{dta} e^{-\omega\tau/\tan \psi_d} \quad (7.16)$$

Le facteur i_{dta} doit être déterminé de manière que, pour $\tau = 0$ le courant continu i_d soit égal à la condition initiale du courant, c'est-à-dire égal à i_{da} (voir fig. 7.13).

Avec (7.11) on tire

$$i_{dta} = i_{da} - \frac{\sqrt{2} U_q}{\sqrt{R^2 + (\omega L_d)^2}} \cos(\xi - \psi_d) + \frac{U_i}{R} \quad (7.17)$$

Ainsi on obtient la solution générale

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_q}{\sqrt{R^2 + (\omega L_d)^2}} \left[\cos(\omega\tau + \xi - \psi_d) - \cos(\xi - \psi_d) e^{-\omega\tau/\tan \psi_d} \right] - \frac{U_i}{R} (1 - e^{-\omega\tau/\tan \psi_d}) + i_{da} e^{-\omega\tau/\tan \psi_d} \quad (7.18)$$

Le cas échéant, on peut mettre en évidence la fonction exponentielle pour le calcul numérique.

7.2.6 Solution particulière pour le montage étoile triphasé

Nous allons esquisser le procédé pour déterminer l'allure du courant continu i_d dans le cas d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé.

La figure 7.14 montre l'allure de la tension continue u_d . L'origine de l'axe du temps ωt est fixée à la valeur de crête de la tension sinusoïdale hors commutation. Cependant il faut commencer le calcul pour le courant continu à l'instant d'allumage d'un thyristor, c'est-à-dire à $\omega t = -\pi/3 + \alpha$. On doit donc traiter d'abord le cas pendant la durée de la commutation.

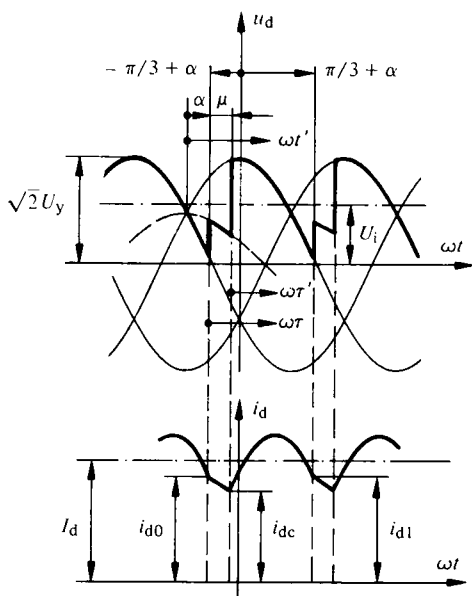


Fig. 7.14 Allure de la tension continue u_d et du courant continu i_d pour un montage étoile triphasé.

De la figure 7.14 on tire pour la tension

$$u_d = \frac{\sqrt{2} U_y}{2} \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right) \quad (7.19)$$

Par translation de l'origine de l'axe du temps pour se référer à $\omega\tau$ (voir fig. 7.14) on obtient par comparaison avec la relation générale (7.10) les paramètres

$$U_q = \frac{U_y}{2} \quad (7.20)$$

et

$$\zeta = \alpha \quad (7.21)$$

La valeur initiale i_{da} du courant dans la solution générale (7.18) est maintenant égale à i_{d0} (voir fig. 7.14). La valeur de i_{d0} n'est pas connue a priori. Elle résultera de la condition de la périodicité de l'ondulation du courant continu.

Ces valeurs sont valables pendant la durée de la commutation, c'est-à-dire pour $0 \leq \omega\tau \leq \mu$, où μ est l'angle d'empîement. Des indications plus précises sur ce dernier seront données au paragraphe 7.2.7. Pour $\omega\tau = \mu$ on peut tirer de l'équation (7.18) la valeur du courant continu $i_d = i_{dc}$ (voir fig. 7.14). Rappelons qu'il faut calculer ici avec $L_d = L + L_c/2$.

Ensuite on doit traiter le cas pendant la durée sans commutation. Cette étape commence à $\omega t = -\pi/3 + \alpha + \mu$, et la tension u_d est donnée par (voir fig. 7.14)

$$u_d = \sqrt{2} U_y \cos \omega t \quad (7.22)$$

Pour utiliser les solutions générales du paragraphe 7.2.5 on doit effectuer une autre translation de l'origine de l'axe du temps afin de se référer à $\omega\tau'$ (voir fig. 7.14). On tire maintenant les paramètres

$$U_q = U_y \quad (7.23)$$

et

$$\zeta = \alpha + \mu - \pi/3 \quad (7.24)$$

Dans la solution générale (7.18) pour le courant, il faut maintenant introduire comme valeur initiale $i_{da} = i_{dc}$. L'inductance L_d est ici $L + L_c$.

Avec ces valeurs on peut calculer l'allure du courant jusqu'à la fin de la durée sans commutation, c'est-à-dire jusqu'à $\omega t = \pi/3 + \alpha$. Ceci correspond à $\omega\tau' = 2\pi/3 - \mu$. A la fin le courant continu i_d est égal à i_{d1} .

Pour le régime permanent la valeur finale i_{d1} doit être égale à la valeur initiale i_{d0} afin d'obtenir pour l'ondulation du courant une allure périodique avec une période égale à $\omega t = 2\pi/3$. Cependant il n'est pas possible de déterminer directement cette valeur i_{d0} . On doit faire appel à un procédé numérique d'itération. On choisit une valeur initiale pour i_{d0} . Après on calcule une séquence complète, c'est-à-dire i_{dc} et i_{d1} . On recommence le calcul avec la valeur $i_{d0} = i_{d1}$ et on répète ce procédé jusqu'à ce que deux valeurs consécutives soient assez proches.

Ce calcul pour déterminer l'allure réelle du courant continu i_d est assez laborieux et on est contraint à faire appel à des ordinateurs en programmant les formules et le procédé mentionné ci-dessus. D'une manière similaire on peut aussi traiter des phénomènes transitoires.

La méthode pour obtenir l'allure réelle du courant continu pour d'autres montages de convertisseurs de courant est semblable. L'essentiel consiste à trouver une expression analytique pour la tension continue u_d pendant et hors de la commutation et de la mettre sous la forme donnée par l'équation (7.10).

La figure 7.15 montre le résultat obtenu par ordinateur de l'allure du courant continu i_d pour un convertisseur de courant en montage étoile triphasé. On distingue clairement les deux intervalles avec et sans commutation. Dans le cas représenté, la constante de temps de la charge est $T = L/R = 0,033$ s et l'inductance de commutation par rapport à celle de la charge est $L_c/L = 0,3$. Comme on peut le constater, l'ondulation du courant est assez élevée. Cette dernière dépend surtout de la constante de temps de la charge. Plus cette constante de temps est élevée, plus l'ondulation est petite.

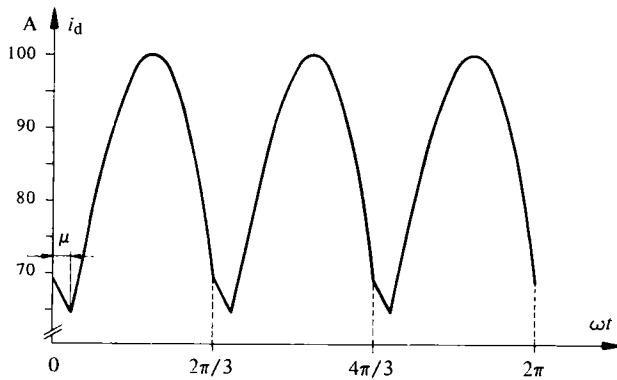


Fig. 7.15 Allure réelle du courant continu calculée par ordinateur, pour un convertisseur de courant en montage étoile triphasé.

Si l'ondulation est trop grande, à cause d'une constante de temps petite de la charge, on insère en série avec cette dernière des bobines d'induction, appelées *sels de lissage*, dont l'inductance s'ajoute à celle de la charge. Il faut veiller à ce que la résistance ohmique de ces sels reste petite par rapport à celle de la charge.

7.2.7 Angle d'empiètement

Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, la détermination de l'angle d'empiètement μ demande une attention particulière dans le cas où l'inductance de la charge est finie. Nous allons déduire les relations correspondantes à l'aide de la figure 7.16.

Pendant la commutation on a la relation

$$-L_c \frac{di_1}{dt} + L_c \frac{di_2}{dt} = u_c \quad (7.25)$$

et

$$i_1 + i_2 = i_d \quad (7.26)$$

On introduit, comme au paragraphe 6.2.2 le courant de court-circuit i_c . Ainsi

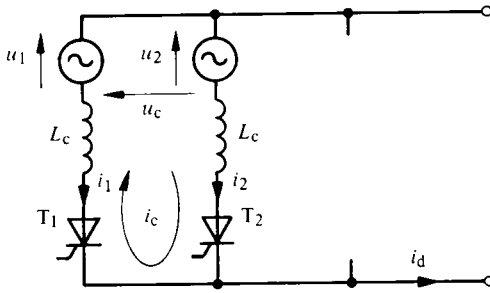


Fig. 7.16 Etude de la commutation.

on tire

$$i_2 = i_c \tag{7.27}$$

$$i_1 = i_d - i_c \tag{7.28}$$

La différence par rapport aux déductions du paragraphe 6.2.2 consiste dans le fait que le courant continu i_d n'est plus constant. L'équation (7.25) devient

$$-L_c \frac{di_d}{dt} + 2L_c \frac{di_c}{dt} = u_c = \sqrt{2} U_c \sin \omega t' \tag{7.29}$$

où l'on a remplacé u_c par la relation (6.4) avec l'origine du temps $\omega t'$ choisie selon la figure 7.14. En intégrant cette équation différentielle et en tenant compte des conditions initiales pour $\omega t' = \alpha$ où $i_d = i_{d0}$ (voir fig. 7.14) et $i_c = 0$, on tire

$$-L_c (i_d - i_{d0}) + 2L_c i_c = -\frac{\sqrt{2} U_c}{\omega} (\cos \omega t' - \cos \alpha) \tag{7.30}$$

d'où découle le courant de court-circuit

$$i_c = \frac{i_d - i_{d0}}{2} + \hat{I}_c (\cos \alpha - \cos \omega t') \tag{7.31}$$

où l'on a introduit la valeur de crête \hat{I}_c de ce courant suivant la relation (6.8).

A la fin de l'empiètement, c'est-à-dire pour $\omega t' = \alpha + \mu$ le courant de court-circuit i_c est égal au courant continu i_d qui, à cet instant précis, est égal à i_{dc} (voir fig. 7.14). On tire ainsi la relation suivante pour déterminer l'angle d'empiètement

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - \frac{i_{dc} + i_{d0}}{2 \hat{I}_c} \tag{7.32}$$

Etant donné que i_{dc} dépend à son tour de μ (voir § 7.2.6) par une relation transcendante du courant continu, on constate que l'angle d'empiètement μ ne peut être déterminé que numériquement par un procédé d'itération.

Pour un courant complètement lisse on a $i_{dc} = i_{d0} = I_d$ et (7.32) se réduit dans ce cas à la relation (6.10) déduite au paragraphe 6.2.2 sous les conditions idéalisées d'une inductance de charge infinie.

La figure 7.14 montre que les courants i_{dc} et i_{d0} déterminant la durée de la commutation, c'est-à-dire l'angle d'empiètement μ , sont inférieurs à la valeur moyenne

du courant continu I_d . Cette dernière doit être calculée par une intégration numérique. Par conséquent μ est en réalité plus petit par rapport à la valeur trouvée à l'aide de l'équation (6.10) en supposant un courant I_d bien lisse.

7.2.8 Conclusions

Il apparaît des considérations faites dans la section présente, que le calcul exact est difficile et laborieux. En aucun cas il n'est possible d'établir des formules complètes, et on n'obtient le résultat qu'avec des procédés numériques, nécessitant l'utilisation d'un ordinateur.

Pour cette raison on travaille dans la théorie conventionnelle des convertisseurs de courant avec la supposition d'une inductance de charge infinie, c'est-à-dire $L \rightarrow \infty$. Généralement les résultats ainsi obtenus ne diffèrent pas trop des relations effectives, en particulier en ce qui concerne les caractéristiques de charge. C'est surtout le cas de la conduction intermittente qui ne peut pas être prise en considération par la théorie conventionnelle. Nous étudierons ce cas spécial à la section suivante.

7.3 CONDUCTION INTERMITTENTE

7.3.1 Généralités

En tenant compte de l'inductance finie de la charge, le courant continu est ondulé comme indiqué à la figure 7.14. A de faibles valeurs moyennes I_d du courant continu il est possible que la valeur instantanée i_d devienne nulle avant que la prochaine phase soit allumée. En effet le courant i_d ne peut pas devenir négatif, parce que le thyristor concerné se bloque. Le courant continu est dans ce cas intermittent en restant pendant une durée plus ou moins longue égal à zéro. Le convertisseur de courant dégénère en un convertisseur statique sans commutation.

Les problèmes relatifs à ce régime particulier, appelé *conduction intermittente*, sont étudiés ci-dessous. La détermination de l'allure du courant continu i_d selon les équations exactes est relativement complexe. Pour simplifier le calcul on négligera la résistance ohmique de la charge en posant $R = 0$.

7.3.2 Conditions de fonctionnement pour un montage étoile triphasé

La figure 7.17 montre l'allure de la tension continue u_d et celle du courant continu i_d ainsi que la durée de conduction des trois thyristors pour le fonctionnement en conduction intermittente d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé.

A l'instant d'allumage, caractérisé par l'angle de retard d'allumage α , le courant continu i_d est nul. Ensuite il augmente, atteint une valeur maximale et diminue pour redevenir égal à zéro après la durée de conduction, exprimée par l'angle de conduction δ .

Pendant la durée de conduction, la tension continue est égale à un secteur d'une tension sinusoïdale. Pendant la lacune de courant la tension continue est égale à la tension interne U_i de la charge, parce que le convertisseur de courant sans conduction d'un thyristor ne peut imposer aucune tension. L'indice de pulsation de la tension continue est $p = 3$.

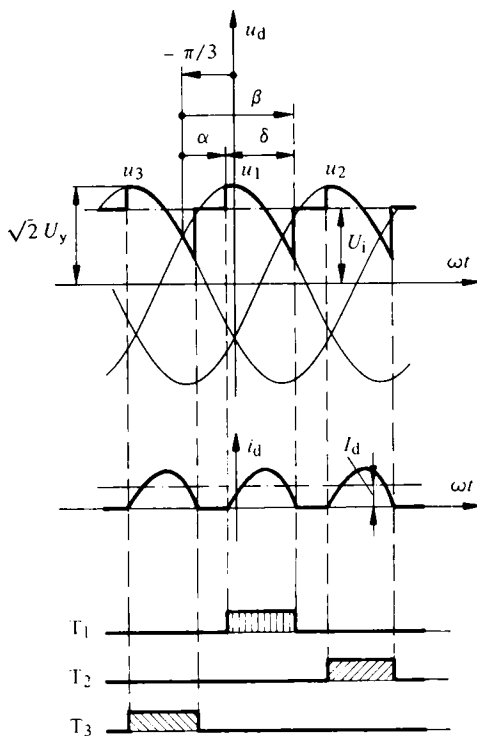


Fig. 7.17 Conduction intermittente d'un montage étoile triphasé.

Pendant la conduction du courant l'inductance déterminante dans le circuit est égale à $L_d = L + L_c$ (voir fig. 7.1).

7.3.3 Conditions de fonctionnement pour un montage en pont triphasé

Pour le cas de la conduction intermittente dans un convertisseur de courant en montage en pont triphasé, l'allure de la tension continue et celle du courant continu sont illustrées à la figure 7.18, où apparaît également la durée de conduction des thyristors.

La tension et le courant continu présentent une allure similaire à celle d'un montage étoile triphasé, à la seule différence que l'indice de pulsation est maintenant $p = 6$.

Le montage en pont triphasé présente une particularité en ce qui concerne la conduction de courant par les thyristors. Afin que le courant continu i_d puisse circuler, il s'avère nécessaire que, dans chaque moitié du pont, un thyristor soit conducteur. Il faut donc toujours allumer en même temps deux thyristors, à savoir T_1 et T_2' , T_3 et T_1' , T_2 et T_3' , T_1' et T_2 , T_2' et T_3 , T_1 et T_2' et ainsi de suite. La commande des gâchettes doit être capable de fournir cette série d'impulsions.

Pendant la conduction du courant l'inductance déterminante dans le circuit est donnée par $L_d = L + 2 L_c$ (voir fig. 7.5).

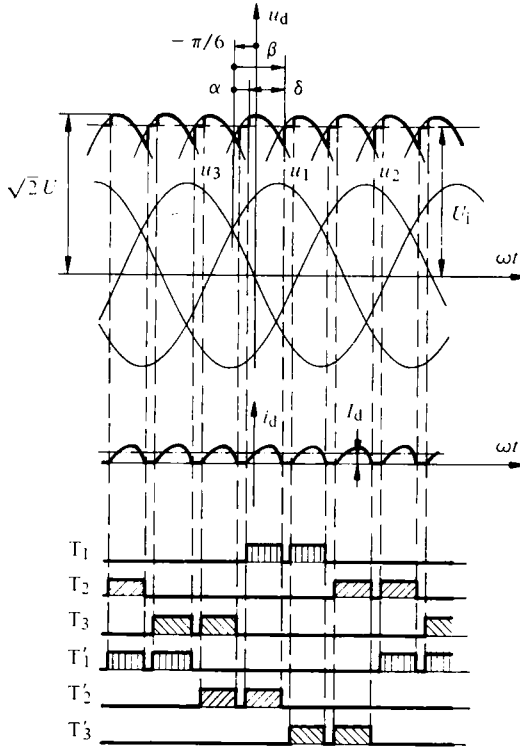


Fig. 7.18 Conduction intermittente d'un montage en pont triphasé.

7.3.4 Conditions de fonctionnement pour un montage en pont monophasé

La figure 7.19 présente l'allure de la tension, celle du courant continu et la durée de conduction des thyristors pour la conduction intermittente d'un convertisseur de courant en montage en pont monophasé.

Même ici il n'y a pas de différences fondamentales par rapport aux deux autres convertisseurs de courant, abstraction faite de l'indice de pulsation, qui est maintenant $p = 2$.

Le cas de la conduction intermittente ne présente aucune difficulté en ce qui concerne l'allumage des thyristors, étant donné que, déjà au fonctionnement continu, il est nécessaire d'allumer ensemble un thyristor de chaque moitié du pont.

L'inductance déterminante dans le circuit pendant la conduction du courant est, suivant la figure 7.9, $L_d = L + L_c$.

7.3.5 Détermination du courant continu

On peut traiter la conduction intermittente des différents montages de convertisseurs de courant d'une manière générale, en supposant un système à p pulsations. Avec la simplification $R = 0$, l'équation différentielle (7.9) se réduit à

$$L_d \frac{di_d}{dt} = u_d - U_i \quad (7.33)$$

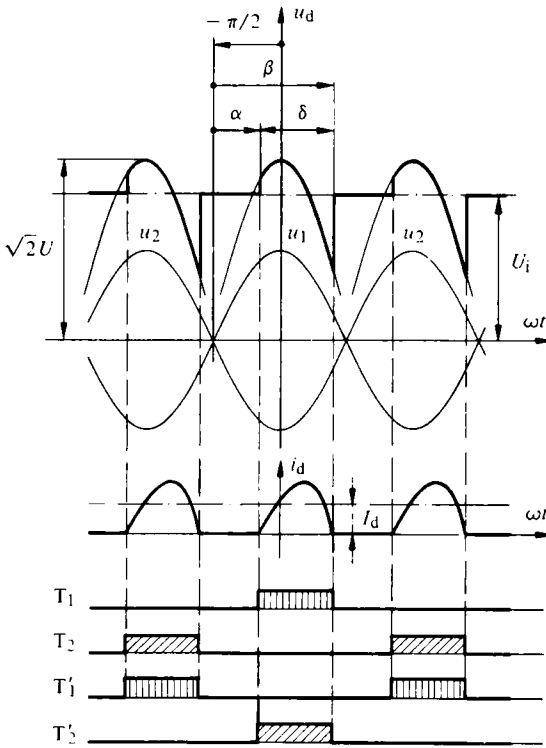


Fig. 7.19 Conduction intermittente d'un montage en pont monophasé.

Pour pouvoir traiter en même temps tous les montages de convertisseurs de courant on introduit, pour la tension instantanée u_d , la relation suivante

$$u_d = \sqrt{2} U_p \cos \omega t \tag{7.34}$$

$\sqrt{2} U_p$ est la valeur de crête de la tension alternative déterminant au fonctionnement de la conduction intermittente. Pour les montages principaux la relation entre U_p et la tension simple U_y est résumée dans le tableau de la figure 7.20.

Tenant compte du fait qu'en $\omega t = -\pi/p + \alpha$ le courant continu doit être $i_d = 0$ on tire comme solution de l'équation différentielle (7.33)

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_p [\sin \omega t - \sin (\alpha - \pi/p)] - U_i (\omega t - \alpha + \pi/p)}{\omega L_d} \tag{7.35}$$

À l'instant correspondant à $\omega t = -\pi/p + \beta$, le courant continu est de nouveau $i_d = 0$. Cette condition nous donne l'équation transcendante

$$\sqrt{2} U_p [\sin (\beta - \pi/p) - \sin (\alpha - \pi/p)] = U_i (\beta - \alpha) \tag{7.36}$$

permettant de déterminer l'angle β (angle de blocage).

On obtient la valeur moyenne du courant continu I_d en intégrant l'équation

Montage	p	U_p	U_p/U_{di0}	$\omega L_d I_{d \text{ lim max}}/U_p$	$\omega L_d I_{d \text{ lim max}}/U_{di0}$
étoile triphasé	3	U_y	0,855	0,462	0,395
étoile monophasé	2	U_y	1,111	0,900	1,000
étoile hexaphasé	6	U_y	0,741	0,126	0,0933
en pont triphasé	6	$U = \sqrt{3} U_y$	0,741	0,126	0,0933
en pont monophasé	2	$U = 2 U_y$	1,111	0,900	1,000

Fig. 7.20 Données déterminantes pour la conduction intermittente.

(7.35) entre $\omega t = -\pi/p + \alpha$ et $-\pi/p + \beta$ et en divisant par $2\pi/p$. On en tire, après une transformation, en utilisant l'équation (7.36), afin d'éliminer la tension U_i

$$I_d = \frac{p\sqrt{2}U_p}{2\pi\omega L_d} \left\{ \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) - \cos\left(\beta - \frac{\pi}{p}\right) - \frac{\beta - \alpha}{2} \left[\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) + \sin\left(\beta - \frac{\pi}{p}\right) \right] \right\} \quad (7.37)$$

7.3.6 Limite de la conduction intermittente

Si l'angle de conduction du courant $\delta = \beta - \alpha$ est égal à $2\pi/p$, il a atteint la *limite de la conduction intermittente*. De l'équation (7.37) on tire pour la valeur moyenne du courant limite

$$I_{d \text{ lim}} = \frac{p\sqrt{2}U_p}{\pi\omega L_d} \left(\sin \frac{\pi}{p} - \frac{\pi}{p} \cos \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha \quad (7.38)$$

Pour $I_d < I_{d \text{ lim}}$ la conduction est intermittente, tandis que pour $I_d > I_{d \text{ lim}}$ la conduction est continue.

Le courant limite est maximal pour $\alpha = 90^\circ$, c'est-à-dire

$$I_{d \text{ lim max}} = \frac{p\sqrt{2}U_p}{\pi\omega L_d} \left(\sin \frac{\pi}{p} - \frac{\pi}{p} \cos \frac{\pi}{p} \right) \quad (7.39)$$

d'où l'on tire

$$I_{d \text{ lim}} = I_{d \text{ lim max}} \sin \alpha \quad (7.40)$$

Pour les montages principaux le tableau de la figure 7.20 contient les valeurs numériques de $\omega L_d I_{d \text{ lim max}}/U_p$. On constate que la limite diminue quand l'indice de pulsation p augmente. Cette relation devient encore plus évidente, si l'on remplace la tension U_p par la tension continue idéale maximale U_{di0} (voir fig. 7.20). Par rapport aux montages monophasés ($p = 2$) la limite est environ 40% pour un montage étoile triphasé et descend à 9% pour les montages hexapulsés ($p = 6$).

7.3.7 Tension continue

La valeur moyenne de la tension continue est égale à U_i . Il n'y a pas de chute de tension, car on a négligé la résistance ohmique R de la charge. Aux bornes de l'inductance L n'existe aucune chute de tension continue, étant donné que la surface tension temps de u_d par rapport à U_i doit s'annuler pendant la conduction du courant. Pendant les intervalles de non-conduction du courant, la tension continue u_d est égale à U_i . En effet, le convertisseur de courant bloqué ne peut superposer aucune tension. On peut déduire la tension U_i de l'équation (7.36). Avec $U_{d\alpha} = U_i$ on a

$$U_{d\alpha} = \frac{\sqrt{2} U_p}{\beta - \alpha} \left[\sin \left(\beta - \frac{\pi}{p} \right) - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{p} \right) \right] \quad (7.41)$$

A la limite de la conduction intermittente, c'est-à-dire à $\delta = \beta - \alpha = 2\pi/p$, on trouve après une simple transformation trigonométrique

$$U_{d\alpha} = \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \sqrt{2} U_p \cos \alpha \quad (7.42)$$

En tenant compte de la relation existant entre U_p et U_{dio} (voir fig. 7.20) on tire

$$U_{d\alpha} = U_{dio} \cos \alpha \quad (7.43)$$

ce qui correspond bien à l'équation générale (5.12). Effectivement à la limite de la conduction intermittente il n'y a pas de commutation et la tension continue $U_{d\alpha}$ est égale à la valeur idéale U_{dio} .

La tension à vide (c'est-à-dire pour $I_d \rightarrow 0$), on tire de l'équation (7.41), par un passage à la limite $\beta \rightarrow \alpha$, à savoir

$$U_{d\alpha} = \sqrt{2} U_p \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{p} \right) \quad (7.44)$$

Pour $\alpha = \pi/p$ la tension atteint sa valeur maximale, correspondant à la tension de crête $\sqrt{2} U_p$ de la tension alternative.

7.3.8 Conditions d'allumage

En fonction de la tension $U_{d\alpha} = U_i$, il existe un domaine d'angle de retard d'allumage α , où l'allumage des thyristors est possible (voir fig. 7.21). A l'instant d'allumage la tension instantanée de phase $\sqrt{2} U_p \cos(-\pi/p + \alpha)$ doit être plus grande ou au moins égale à la tension U_i . Dans le cas contraire, la tension entre anode et cathode du thyristor à allumer est négative et ce dernier ne s'allume pas. Le convertisseur de courant reste bloqué et aucun courant continu ne circule. L'angle limite est déterminé par

$$\sqrt{2} U_p \cos \left(-\frac{\pi}{p} + \alpha \right) = U_i \quad (7.45)$$

d'où l'on tire

$$\cos \left(\frac{\pi}{p} - \alpha_{lim} \right) = \frac{U_i}{\sqrt{2} U_p} \quad (7.46)$$

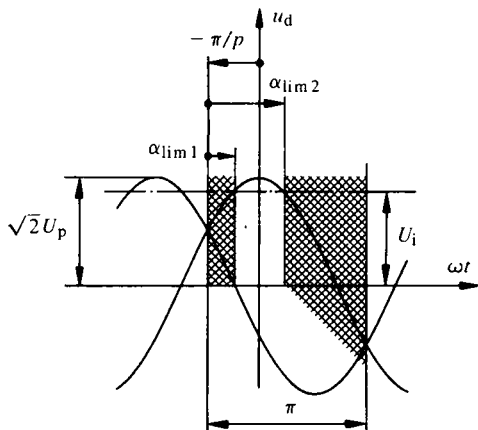


Fig. 7.21 Limites d'allumage au cas de la conduction intermittente.

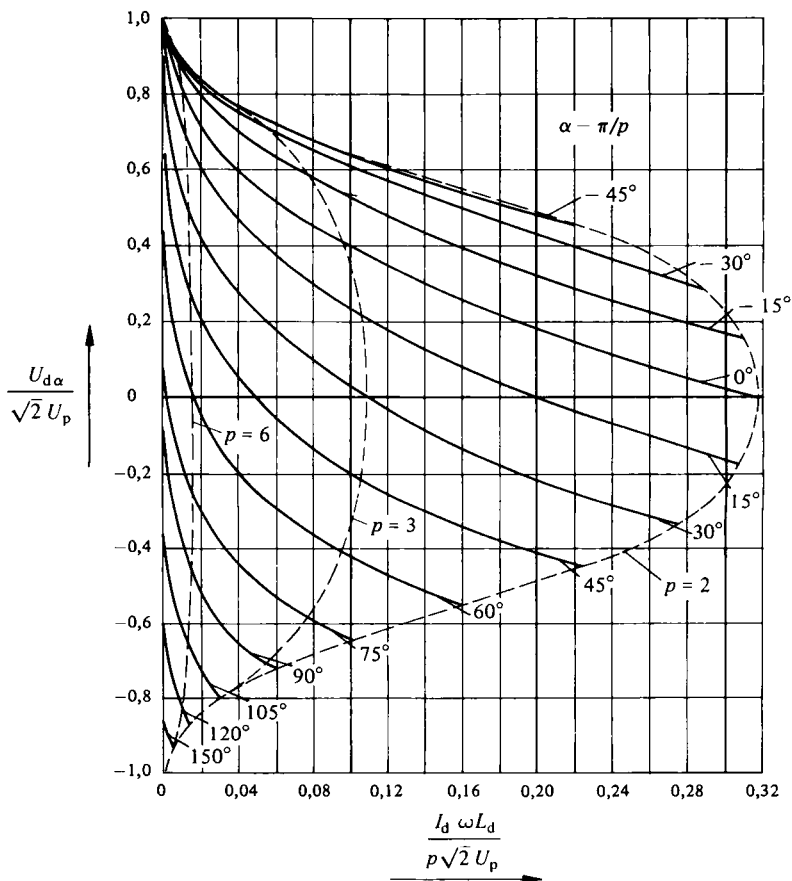


Fig. 7.22 Caractéristiques d'un convertisseur de courant pour le fonctionnement en conduction intermittente.

Cette équation possède deux solutions, α_{lim1} et α_{lim2} , symétriques par rapport à l'origine (voir fig. 7.21). Si $\alpha < \alpha_{lim1}$ ou $\alpha > \alpha_{lim2}$ le convertisseur de courant ne s'allume pas.

7.3.9 Caractéristiques en conduction intermittente

Les caractéristiques du convertisseur de courant pour le fonctionnement en conduction intermittente sont illustrées à la figure 7.22. Selon la représentation choisie, l'allure des courbes est indépendante de l'indice de pulsation p . Ce dernier influence la courbe limite de la conduction intermittente (courbes traitillées).

Ces caractéristiques peuvent être calculées facilement par les équations (7.37) et (7.41) pour un certain angle de retard d'allumage α , en variant β entre α et $\alpha + \pi/2$ (limite de la conduction intermittente pour $p = 2$). La conduction intermittente est même possible pour le fonctionnement en onduleur (valeurs négatives pour $U_{d\alpha}$).

Des caractéristiques de la figure 7.22 il ressort que la pente pour le fonctionnement en conduction intermittente, c'est-à-dire la résistance interne équivalente, est très élevée. Elle est supérieure à celle de la conduction en continu où la résistance interne R_i est donnée par l'équation (6.32). Ce comportement est gênant dans les circuits de réglage, parce qu'il faudrait réadapter le régulateur (voir sect. XVI.8.3). En pratique on cherche à diminuer le plus possible le domaine de la conduction intermittente en augmentant l'inductance L_d , si nécessaire par des selfs de lissage supplémentaires, qui peuvent être également saturables.

7.4 CHARGE PUREMENT OHMIQUE

7.4.1 Généralités

Nous nous occupons encore d'un autre cas particulier du fonctionnement d'un convertisseur de courant, à savoir celui d'une charge purement ohmique. Pour simplifier l'étude on néglige aussi l'inductance de commutation en posant $L_c = 0$. Ceci permet une commutation infiniment rapide des courants. En plus on suppose que la tension interne U_i est nulle.

Dans cette étude on se limite à un convertisseur de courant en montage étoile triphasé, en se basant sur le schéma représenté par la figure 7.23. L'extension des résultats obtenus sur d'autres montages de convertisseurs de courants ne présente aucune difficulté.

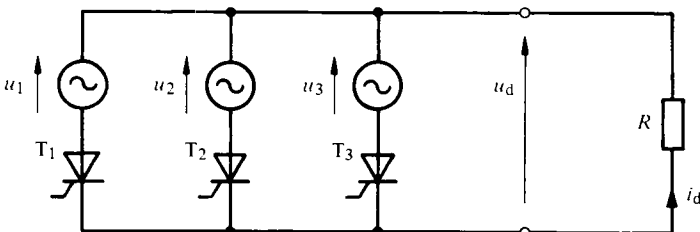


Fig. 7.23 Schéma d'un montage étoile triphasé avec charge purement ohmique.

7.4.2 Tension continue

Pour la détermination de l'allure de la tension continue u_d il faut tenir compte de la relation existant entre tension et courant continu

$$u_d = R i_d \quad (7.47)$$

Etant donné que le courant continu i_d ne peut être que positif, la tension continue doit aussi présenter des valeurs instantanées qui sont positives.

La figure 7.24 représente l'allure de la tension continue u_d pour différents angles de retard d'allumage α . Pour $\alpha \leq 30^\circ$ l'allure de cette tension est identique à celle du comportement idéalisé (voir sect. 5.9). Cependant pour $\alpha \geq 30^\circ$ l'allure de la tension continue diffère de celle du comportement idéalisé. La tension continue u_d reste nulle pendant un intervalle plus ou moins long car le courant i_d s'annule. Pour $\alpha = 150^\circ$ la tension continue est toujours nulle et pour $\alpha > 150^\circ$ aucun allumage des thyristors n'est possible.

Pour $\alpha > 30^\circ$ le courant continu i_d est intermittent. Le phénomène d'empiètement (négligé ici par simplification) n'existe donc que dans le domaine $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$.

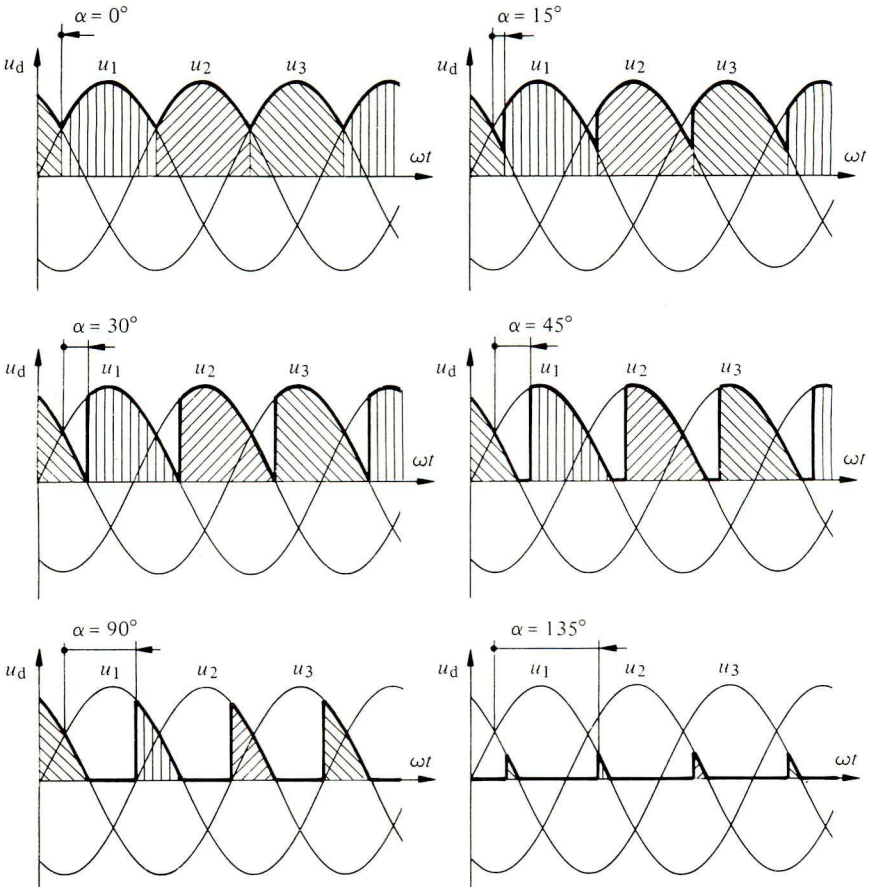


Fig. 7.24 Allure de la tension continue u_d pour une charge purement ohmique.

En déterminant la valeur moyenne de la tension continue il s'avère nécessaire de distinguer les deux domaines. Pour $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ on a comme dans le cas idéalisé

$$\begin{aligned}
 U_{di\alpha} &= \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha} \sqrt{2} U_y \cos \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_y \cos \alpha = \\
 &= U_{di0} \cos \alpha
 \end{aligned}
 \tag{7.48}$$

où l'on a introduit selon la relation (5.10) la tension continue idéale maximale U_{di0} . Pour l'autre domaine $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$ on tire

$$\begin{aligned}
 U_{di\alpha} &= \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/2} \sqrt{2} U_y \cos \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_y [1 - \sin(-\pi/3 + \alpha)] = \\
 &= U_{di0} \frac{1 - \sin(\alpha - \pi/3)}{\sqrt{3}}
 \end{aligned}
 \tag{7.49}$$

7.4.3 Caractéristique

A l'aide des deux relations (7.48) et (7.49) on peut tracer la caractéristique d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé avec charge purement ohmique. Cette courbe est représentée à la figure 7.25. Il y a deux points à remarquer. D'une part la tension continue $U_{di\alpha}$ est uniquement positive et d'autre part le domaine de variation de l'angle de retard d'allumage α est situé entre 0° et 150° .

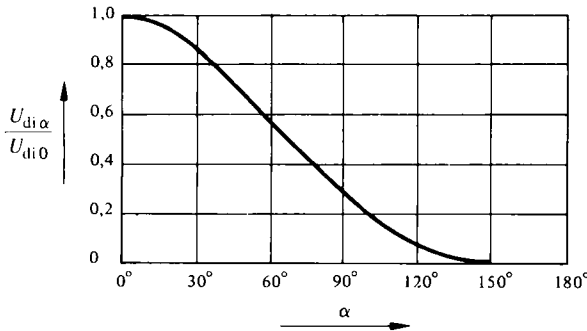
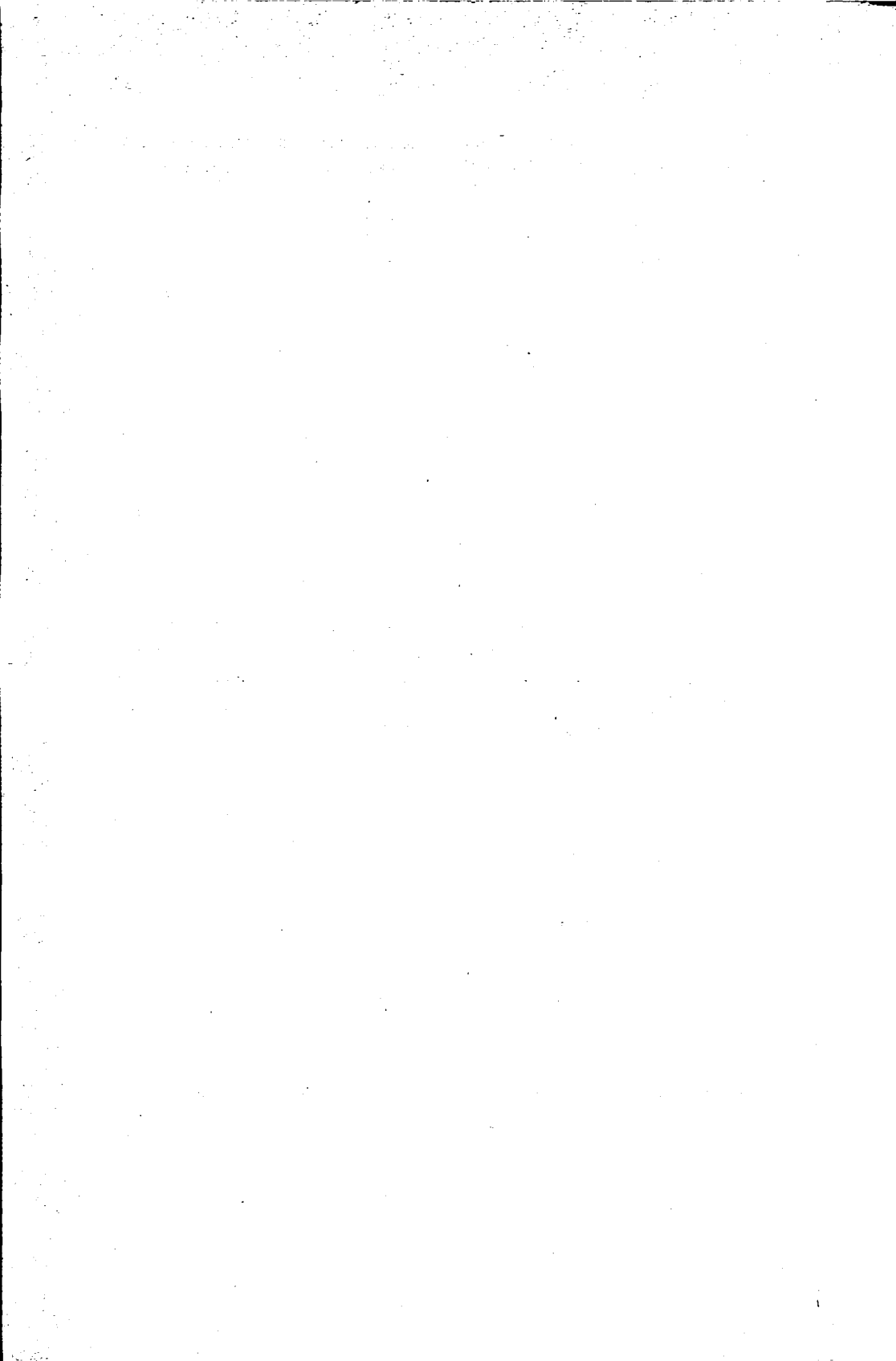


Fig. 7.25 Caractéristique d'un convertisseur de courant avec charge purement ohmique.



TRANSFORMATEURS POUR CONVERTISSEURS DE COURANT

8.1 INTRODUCTION

8.1.1 Généralités

Le transformateur d'un convertisseur de courant n'est pas parcouru par des courants sinusoïdaux mais par des courants rectangulaires et parfois asymétriques. Au secondaire, ces courants sont des courants continus excepté pour les convertisseurs de courant en montage en pont. Il est donc nécessaire d'observer quelques particularités du fonctionnement de ces transformateurs que nous allons étudier.

On démontrera que le couplage des enroulements a une influence prépondérante sur le fonctionnement du transformateur alimentant un convertisseur de courant en montage étoile. Nous nous limiterons à des transformateurs triphasés. Les transformateurs monophasés peuvent être traités de manière similaire.

8.1.2 Relations de base pour un transformateur triphasé

A la figure 8.1 est représenté le circuit magnétique d'un transformateur triphasé. Dans les trois noyaux circulent les flux Φ_1 , Φ_2 et Φ_3 . Dans le cas d'une composante continue du courant secondaire, il existe un *flux continu* Φ_d entre une culasse et l'autre (flux homopolaire). Ce flux passe par l'air et le fer d'une éventuelle cuve du transformateur. Le flux Φ_d n'est pas à confondre avec le flux de fuite qui est partiellement couplé avec les enroulements primaire et secondaire.

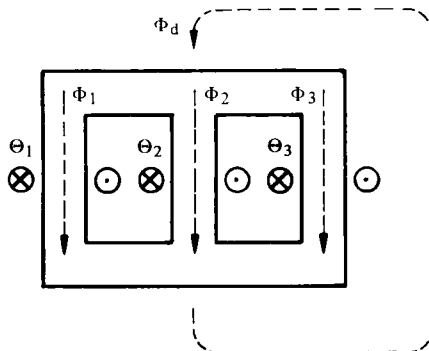


Fig. 8.1 Circuit magnétique d'un transformateur triphasé.

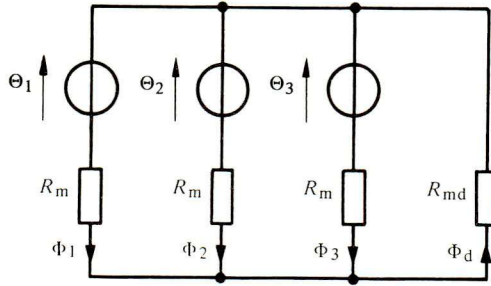


Fig. 8.2 Schéma équivalent du circuit magnétique d'un transformateur triphasé.

Pour ce circuit magnétique, on peut établir le schéma équivalent représenté par la figure 8.2. Soit R_m la résistance magnétique d'un noyau et R_{md} la résistance magnétique associée au flux Φ_d . R_{md} est très élevée par rapport à R_m . Avec les solénations Θ_1 , Θ_2 et Θ_3 sur chaque noyau, il existe les relations

$$R_m \Phi_1 + R_{md} \Phi_d = \Theta_1 \quad (8.1)$$

$$R_m \Phi_2 + R_{md} \Phi_d = \Theta_2 \quad (8.2)$$

$$R_m \Phi_3 + R_{md} \Phi_d = \Theta_3 \quad (8.3)$$

Les flux satisfont la condition

$$\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = \Phi_d \quad (8.4)$$

En effectuant la somme des équations (8.1) à (8.3) et en tenant compte de la relation (8.4), on obtient pour le flux continu d'une culasse à l'autre

$$\Phi_d = \frac{1}{R_m + 3 R_{md}} \sum_{i=1}^3 \Theta_i \quad (8.5)$$

Pour le flux dans un noyau, on obtient avec l'indice $k = 1, 2, 3$

$$\Phi_k = \frac{1}{R_m} \left(\Theta_k - \frac{R_{md}}{R_m + 3 R_{md}} \sum_{i=1}^3 \Theta_i \right) \quad (8.6)$$

Dans la dernière expression, on fait la transformation

$$\frac{R_{md}}{R_m + 3 R_{md}} = \frac{1}{3} \frac{3 R_{md} + R_m - R_m}{R_m + 3 R_{md}} = \frac{1}{3} - \frac{1}{3} \frac{R_m}{R_m + 3 R_{md}} \quad (8.7)$$

d'où l'on tire avec l'équation (8.5)

$$\Phi_k = \frac{1}{R_m} \left(\Theta_k - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \Theta_i \right) + \frac{1}{3} \Phi_d \quad (8.8)$$

Pour simplifier le calcul, nous négligeons le courant magnétisant, ce qui impose $R_m = 0$. Ceci est admissible tant que le circuit magnétique n'est pas saturé. Le flux

continu d'une culasse à l'autre devient

$$\Phi_d = \frac{1}{3 R_{md}} \sum_{i=1}^3 \Theta_i \quad (8.9)$$

Pour que le flux Φ_k dans le noyau reste fini, il est nécessaire que l'expression dans la parenthèse de l'équation (8.8) disparaisse. On tire ainsi une relation importante entre les solénations

$$\Theta_k = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \Theta_i \quad (8.10)$$

Les solénations Θ_k dépendent des courants dans les enroulements primaire et secondaire. Pour simplifier les expressions suivantes, nous supposons un rapport de transformation entre les spires N_p au primaire et N_s au secondaire.

$$\ddot{u} = \frac{N_p}{N_s} = 1 \quad (8.11)$$

Si cette condition n'est pas satisfaite, on doit tout d'abord rapporter les grandeurs du primaire au côté secondaire selon les règles bien connues de la théorie des transformateurs.

Avec $N_p = N_s = N$, la solénation par noyau est

$$\Theta_k = N(i_{pk} - i_{sk}) \quad (8.12)$$

où i_{pk} est le courant au primaire et i_{sk} le courant au secondaire du noyau k . De l'équation (8.10) on tire la relation pour les courants primaires

$$i_{pk} = i_{sk} + \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 (i_{pi} - i_{si}) \quad (8.13)$$

Pour déterminer les courants au primaire et au secondaire, il s'avère nécessaire de tenir compte du couplage des enroulements du transformateur et également du montage du convertisseur de courant. Dans les sections suivantes on étudiera différentes combinaisons.

8.2 TRANSFORMATEUR EN COUPLAGE ÉTOILE-ÉTOILE ALIMENTANT UN CONVERTISSEUR DE COURANT EN MONTAGE ÉTOILE TRIPHASÉ

8.2.1 Relations pour les courants

Nous étudierons tout d'abord le cas d'un transformateur en couplage étoile-étoile dont le schéma est donné à la figure 8.3.

Le couplage étoile sans connexion du neutre impose que la somme des courants primaires doit être nulle, c'est-à-dire

$$\sum_{i=1}^3 i_{pi} = 0 \quad (8.14)$$

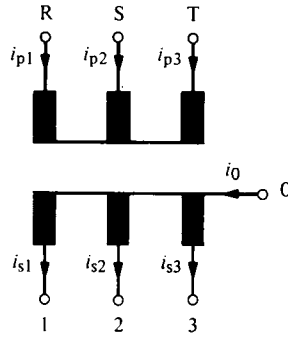


Fig. 8.3 Transformateur avec couplage étoile-étoile.

Pour le couplage étoile, la somme des courants secondaires est égale au courant i_0 circulant dans le neutre qui dépend du montage du convertisseur de courant. Lorsque celui-ci est un montage étoile triphasé, le courant i_0 correspond au courant continu i_d (voir fig. 5.3), c'est-à-dire

$$\sum_{i=1}^3 i_{si} = i_d \quad (8.15)$$

De l'équation générale (8.13), on tire

$$i_{pk} = i_{sk} - \frac{1}{3} i_d \quad (8.16)$$

Le courant secondaire i_{sk} est égal au courant circulant dans le thyristor de la branche correspondante; celui-ci est donc égal au courant continu i_d pendant $1/3$ de la période. La figure 8.4 représente l'allure du courant continu i_d , supposé ondulé, ainsi que celle du courant i_{s1} et i_{p1} au secondaire et au primaire des enroulements du noyau 1. L'allure des courants dans les enroulements des autres noyaux est la même, mais simplement décalée d'un tiers de la période. Pour simplifier, on a négligé le phénomène d'empîement.

8.2.2 Flux continu

La solévation sur un noyau n'est pas nulle, mais selon (8.12) et (8.16) égale à

$$\Theta_k = - \frac{N}{3} i_d \quad (8.17)$$

et provoque une préaimantation des noyaux.

Finalement, le flux continu Φ_d découle de (8.9)

$$\Phi_d = - \frac{N i_d}{3 R_{md}} \quad (8.18)$$

Ce flux continu d'une culasse à l'autre est donc proportionnel au courant continu instantané i_d . Si ce dernier n'est pas complètement lissé, le flux Φ_d est ondulé.

L'allure du flux continu Φ_d est aussi représentée à la figure 8.4. Le flux continu Φ_d possède une composante continue et une ondulation superposée. Etant donné

que $1/3$ de Φ_d passe par chaque noyau du transformateur [voir équation (8.8)], les flux relatifs présentent aussi une composante continue qui provoque une augmentation, ainsi qu'une déformation du courant magnétisant.

La fréquence de l'ondulation du flux Φ_d est le triple de la fréquence du réseau. Par conséquent de fortes pertes additionnelles se produisent dans la cuve du transformateur à cause des courants de Foucault en provoquant un échauffement supplémentaire. Pour cette raison le couplage étoile-étoile du transformateur ne peut absolument pas être utilisé pour alimenter un convertisseur de courant en montage étoile triphasé.

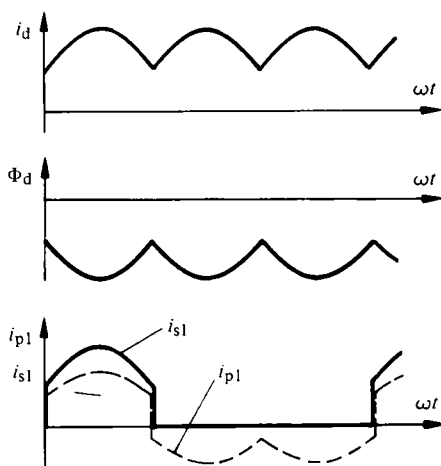


Fig. 8.4 Allure des différents courants et du flux continu Φ_d pour un transformateur en couplage étoile-étoile.

8.3 TRANSFORMATEUR EN COUPLAGE TRIANGLE-ÉTOILE ALIMENTANT UN CONVERTISSEUR DE COURANT EN MONTAGE ÉTOILE TRIPHASÉ

8.3.1 Relations pour les courants

Nous allons étudier maintenant un cas où le transformateur est couplé au primaire en triangle. Le schéma correspondant est illustré à la figure 8.5.

Le couplage triangle au primaire impose que la somme des tensions u_{p1} , u_{p2} et u_{p3} au primaire doit être nulle, c'est-à-dire

$$\sum_{k=1}^3 u_{pk} = 0 \tag{8.19}$$

La tension induite au primaire est égale à $u_{pk} = N d\Phi_k/dt$, en négligeant le flux de fuite et la résistance ohmique des enroulements. D'où l'on tire

$$\sum_{k=1}^3 \frac{d\Phi_k}{dt} = 0 \tag{8.20}$$

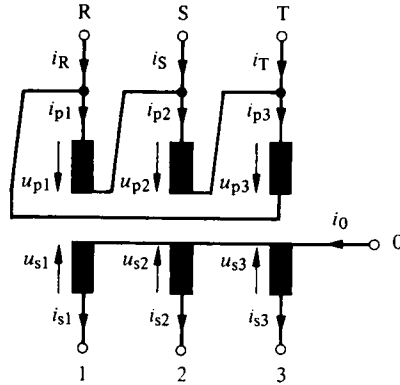


Fig. 8.5 Transformateur avec couplage triangle-étoile.

En dérivant l'équation (8.4), il résulte

$$\frac{d\Phi_d}{dt} = 0 \quad (8.21)$$

d'où l'on tire en intégrant

$$\Phi_d = \text{const.} \quad (8.22)$$

Dans le cas d'un couplage triangle au primaire le flux Φ_d doit rester constant. Le transformateur forme donc un court-circuit pour les composantes ondulées de Φ_d . Des équations (8.9) et (8.12) on tire

$$\Phi_d = \frac{N}{3 R_{md}} \sum_{i=1}^3 (i_{pi} - i_{si}) \quad (8.23)$$

Φ_d étant constant, il faut que

$$\sum_{i=1}^3 (i_{pi} - i_{si}) = c \quad (8.24)$$

où c est une constante. De l'équation (8.13), on tire la relation pour les courants

$$i_{pk} = i_{sk} + \frac{1}{3} c \quad (8.25)$$

Pour déterminer la constante c nous intégrons séparément les parties gauche et droite de cette équation entre les limites $\omega t = 0$ à 2π . Lorsque le courant primaire est un courant alternatif, l'intégrale sur i_{pk} s'annule, tandis que l'intégrale sur i_{sk} est en relation avec le montage du convertisseur de courant. Finalement l'intégrale sur la constante c donne $2\pi c$. Ainsi on tire

$$0 = \int_0^{2\pi} i_{sk} d\omega t + \frac{1}{3} 2\pi c \quad (8.26)$$

Pour un convertisseur de courant en montage étoile triphasé on obtient

$$\int_0^{2\pi} i_{sk} d\omega t = \frac{2\pi}{3} I_d \tag{8.27}$$

où I_d est la valeur moyenne du courant continu qui, en réalité, est ondulé.

De l'équation (8.26), il résulte finalement que $c = -I_d$ et en introduisant cette valeur dans (8.25), on tire

$$i_{pk} = i_{sk} - \frac{1}{3} I_d \tag{8.28}$$

La différence entre cette relation et l'équation (8.16) provient du fait que dans le cas présent intervient la valeur moyenne du courant continu I_d et non la valeur instantanée i_d .

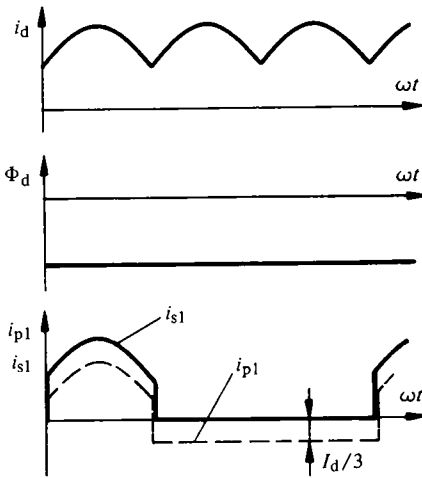


Fig. 8.6 Allure des différents courants et du flux continu Φ_d pour un transformateur en couplage triangle-étoile.

La figure 8.6 montre l'allure du courant continu i_d , ainsi que celle des courants i_{p1} au primaire et i_{s1} au secondaire du noyau 1. On a de nouveau négligé le phénomène de la commutation.

8.3.2 Flux continu

La solévation ne s'annule pas, elle est constante et suivant (8.12) et (8.28) égale à

$$\Theta_k = - \frac{N}{3} I_d \tag{8.29}$$

La solévation Θ_k provoque une préaimantation en courant continu qui augmente le courant magnétisant du transformateur. Normalement cette augmentation reste limitée à des valeurs admissibles pour le fonctionnement. Cependant il faut tenir compte de cet effet lors du dimensionnement du transformateur et choisir une induction plus

petite que dans un cas normal. Ceci demande un certain surdimensionnement du transformateur.

Le flux Φ_d découle de (8.23) et à l'aide de la relation (8.28), on tire

$$\Phi_d = - \frac{N I_d}{3 R_{m d}} \quad (8.30)$$

Ce flux Φ_d est donc constant et ne peut pas provoquer des pertes additionnelles dans la cuve du transformateur. L'allure de Φ_d est aussi illustrée à la figure 8.6.

A cause de la préaimantation le couplage triangle-étoile du transformateur ne peut être appliqué que pour des puissances relativement modestes, de l'ordre de 20 à 30 kW environ.

8.3.3 Courants efficaces et puissances apparentes

Pour déterminer la valeur efficace des courants au primaire et au secondaire, nous supposons un courant continu I_d bien lissé. Ceci implique que les courants au primaire et au secondaire sont de forme rectangulaire. Les allures correspondantes sont représentées à la figure 8.7.

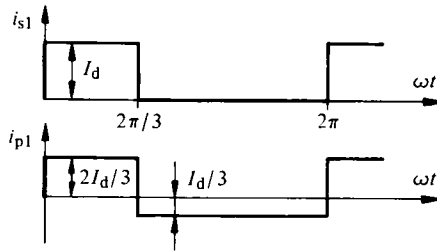


Fig. 8.7 Courant au primaire et au secondaire d'un transformateur en couplage triangle-étoile et courant continu I_d lisse.

Le courant efficace au secondaire découle de

$$I_{s \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(I_d^2 \frac{2\pi}{3} \right)} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \quad (8.31)$$

Par contre pour le courant efficace au primaire on obtient

$$I_{p \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{2}{3} I_d \right)^2 \frac{2\pi}{3} + \left(\frac{1}{3} I_d \right)^2 \frac{4\pi}{3} \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \quad (8.32)$$

A résistances égales, les pertes actives au secondaire sont 50% plus élevées qu'au primaire.

La puissance apparente totale au secondaire est

$$S_s = 3 U_y I_{s \text{ eff}} \quad (8.33)$$

tandis que celle au primaire découle de

$$S_p = 3 U_y I_{p\text{eff}} \quad (8.34)$$

car la tension aux bornes de l'enroulement primaire est égale à celle du secondaire à cause du rapport de transformation \bar{u} supposé égal à 1.

En remplaçant U_y par U_{d10} selon l'équation (5.10) avec $s = 1$ et $q = 3$ et en substituant $I_{s\text{eff}}$ et $I_{p\text{eff}}$ par les relations (8.31) et (8.32), on tire

$$S_s = \frac{\pi \sqrt{2}}{3} U_{d10} I_d = 1,481 P_{d10} \quad (8.35)$$

et

$$S_p = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} U_{d10} I_d = 1,209 P_{d10} \quad (8.36)$$

où l'on a introduit

$$P_{d10} = U_{d10} I_d \quad (8.37)$$

la *puissance continue idéale*.

Le transformateur doit être dimensionné pour une puissance typique S_t . La *puissance typique* est la moyenne de la puissance apparente au primaire et au secondaire. Dans le cas présent, on a

$$S_t = \frac{S_s + S_p}{2} = \frac{\pi}{3} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{1}{\sqrt{3}} \right) P_{d10} = 1,345 P_{d10} \quad (8.38)$$

A cause des courants de forme rectangulaire, qui au secondaire possèdent aussi une composante continue, le transformateur alimentant un convertisseur de courant en montage étoile triphasé doit être surdimensionné d'environ 35% par rapport à la puissance continue idéale P_{d10} du convertisseur de courant. Ceci entraîne une augmentation du prix et des dimensions du transformateur. Il est indispensable de connaître toutes ces particularités lors du dimensionnement et du calcul d'un tel transformateur. Il faut aussi tenir compte des pertes supplémentaires dues aux harmoniques à cause de l'effet pelliculaire qui augmente la résistance des enroulements.

8.4 TRANSFORMATEUR EN COUPLAGE ÉTOILE-ZIG-ZAG ALIMENTANT UN CONVERTISSEUR DE COURANT EN MONTAGE ÉTOILE TRIPHASÉ

8.4.1 Relations pour les courants

Le cas d'un transformateur avec couplage étoile-zig-zag sera traité à l'aide du schéma indiqué à la figure 8.8.

Ces transformateurs possèdent deux enroulements secondaires sur chaque noyau; il est donc nécessaire de modifier la relation (8.12) pour la solévation. En supposant que tous les enroulements possèdent le même nombre de spires N , et en tenant compte du sens d'aimantation des courants, on a maintenant

$$\Theta_k = N (i_{pk} - i_{sk} + i'_{sk}) \quad (8.39)$$

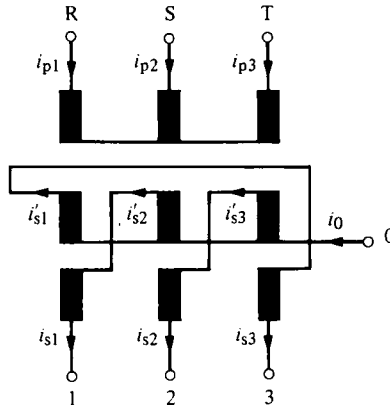


Fig. 8.8 Transformateur avec couplage étoile zig-zag.

et, au lieu de (8.13) la relation pour le courant primaire devient

$$i_{pk} = i_{sk} - i'_{sk} + \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 (i_{pi} - i_{si} + i'_{si}) \tag{8.40}$$

Le couplage étoile au primaire sans connexion du neutre demande que la somme des courants au primaire soit nulle, c'est-à-dire

$$\sum_{i=1}^3 i_{pi} = 0 \tag{8.41}$$

La somme des courants au secondaire est égale au courant i_0 , qui à son tour est égal au courant continu i_d dans le cas d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé. On a donc

$$\sum_{i=1}^3 i_{si} = \sum_{i=1}^3 i'_{si} = i_d \tag{8.42}$$

Ainsi de l'équation (8.40), il ne reste que

$$i_{pk} = i_{sk} - i'_{sk} \tag{8.43}$$

La figure 8.9 représente le courant continu i_d , le courant au primaire i_{p1} et au secondaire i_{s1} de la phase 1. Pour simplifier, on a de nouveau négligé le phénomène de la commutation.

8.4.2 Flux continu

On constate que la solévation selon l'équation (8.39) s'annule et l'on a

$$\Theta_k = 0 \tag{8.44}$$

Aucune préaimantation n'agit donc sur le transformateur. Le courant magnétisant du transformateur ne subit aucune augmentation.

De la relation (8.9) on tire

$$\Phi_d = 0 \tag{8.45}$$

Il n'existe donc aucun flux continu d'une culasse à l'autre (voir fig. 8.9).

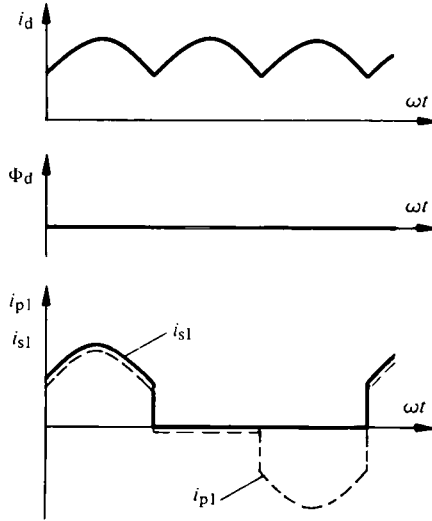


Fig. 8.9 Allure des différents courants et du flux continu Φ_d pour un transformateur en couplage étoile zig-zag.

Le couplage en zig-zag au secondaire se prête particulièrement bien pour alimenter un convertisseur de courant en montage étoile triphasé. Pour des puissances élevées on devrait faire appel à ce couplage. Le couplage au primaire n'a d'ailleurs aucune influence sur le comportement du transformateur. Même avec un couplage en triangle au primaire, le flux continu Φ_d s'annule.

8.4.3 Courants efficaces et puissances apparentes

On déduit la valeur efficace des courants au primaire et au secondaire de nouveau pour un courant continu I_d complètement lissé; ainsi on obtient les allures rectangulaires représentées par la figure 8.10.

Le courant efficace au secondaire est égal à

$$I_{seff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(I_d^2 \frac{2\pi}{3} \right)} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \tag{8.46}$$

Pour le courant efficace au primaire, on peut établir la relation suivante

$$I_{peff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[I_d^2 \frac{2\pi}{3} + (-I_d)^2 \frac{2\pi}{3} \right]} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \tag{8.47}$$

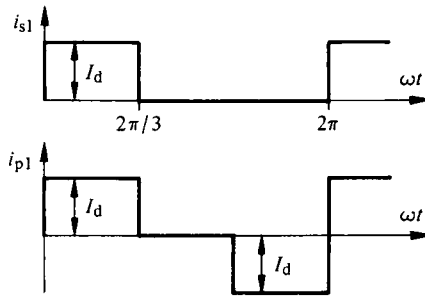


Fig. 8.10 Courant au primaire et au secondaire d'un transformateur en couplage étoile zig-zag et courant continu I_d lisse.

La puissance apparente totale au secondaire du transformateur est par convention la somme de la puissance apparente liée à chacun des six enroulements, à savoir

$$S_s = 6 U_s I_{s \text{ eff}} \quad (8.48)$$

où U_s est la valeur efficace de la tension fournie par un seul enroulement secondaire. Au primaire, la puissance efficace est donnée par

$$S_p = 3 U_p I_{p \text{ eff}} \quad (8.49)$$

avec U_p la tension efficace d'un enroulement primaire. Cette dernière est égale à U_s car on a supposé un rapport de transformation entre les différents enroulements égal à 1.

La tension simple U_y entre les bornes 1, 2 ou 3 du secondaire et le point neutre 0, qui intervient sur le convertisseur de courant, est pour le couplage en zig-zag donnée par

$$U_y = \sqrt{3} U_s \quad (8.50)$$

En remplaçant de nouveau U_y par U_{di0} donnée par l'équation (5.10) avec $s = 1$ et $q = 3$, on tire

$$S_s = \frac{4\pi}{3\sqrt{6}} U_{di0} I_d = 1,710 P_{di0} \quad (8.51)$$

et

$$S_p = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} U_{di0} I_d = 1,209 P_{di0} \quad (8.52)$$

où P_{di0} est la puissance continue idéale [voir équation (8.37)].

Pour le dimensionnement du transformateur, la puissance typique

$$S_t = \frac{S_s + S_p}{2} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} (\sqrt{2} + 1) P_{di0} = 1,460 P_{di0} \quad (8.53)$$

est déterminante.

On constate que la puissance typique S_t pour le couplage zig-zag est plus élevée que celle pour un couplage étoile au secondaire car, dans le cas présent, le transforma-

teur possède trois enroulements sur chaque noyau. Cet inconvénient d'une puissance typique plus élevée est compensé par le fait qu'avec un tel couplage aucun flux continu n'apparaît. On peut donc choisir une induction normale dans le circuit magnétique.

8.5 TRANSFORMATEUR ALIMENTANT UN CONVERTISSEUR DE COURANT EN MONTAGE EN PONT TRIPHASÉ

8.5.1 Flux continu

Si un transformateur alimente un convertisseur de courant en montage en pont triphasé, le courant i_0 circulant vers le point neutre des enroulements secondaires est nul et par conséquent le flux continu l'est aussi

$$\Phi_d = 0 \tag{8.54}$$

Ceci est valable indépendamment du couplage primaire du transformateur.

On aboutit au même résultat en considérant que le courant dans les lignes d'alimentation d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé est un courant alternatif, ne présentant aucune composante continue. Ainsi le flux continu Φ_d n'apparaît pas et le fonctionnement du transformateur ne pose aucun problème.

8.5.2 Courants efficaces et puissances apparentes

L'allure du courant alimentant un montage en pont triphasé a été déduite au paragraphe 5.6.3 (voir fig. 5.16). Ce courant est égal au courant au primaire ainsi qu'à celui circulant dans le secondaire du transformateur. Si l'on néglige le phénomène d'empiètement, le courant possède une allure rectangulaire, comme celle représentée à la figure 8.11. Ce courant est donc égal à I_d ou $-I_d$ pendant une durée égale à $\omega t = 2\pi/3$. Pour la valeur efficace, on tire

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[I_d^2 \frac{2\pi}{3} + (-I_d)^2 \frac{2\pi}{3} \right]} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \tag{8.55}$$

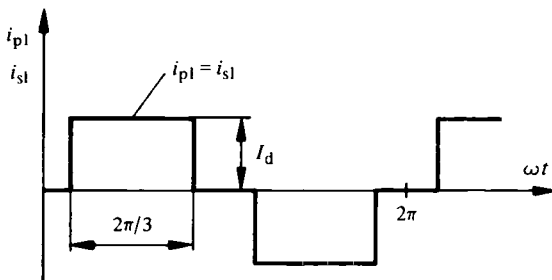


Fig. 8.11 Courant au primaire et au secondaire d'un transformateur alimentant un convertisseur de courant en montage en pont triphasé avec courant continu I_d lisse.

Pour un transformateur en couplage étoile-étoile la puissance apparente au secondaire et au primaire est

$$S_s = S_p = 3 U_y I_{\text{eff}} \quad (8.56)$$

En remplaçant U_y par U_{dio} selon l'équation (5.10) avec $s = 2$ et $q = 3$ et I_{eff} par (8.55) on tire

$$S_s = S_p = \frac{\pi}{3} U_{\text{dio}} I_d = 1,047 P_{\text{dio}} \quad (8.57)$$

où P_{dio} est de nouveau la puissance continue idéale.

Le transformateur doit être dimensionné pour une puissance typique égale à

$$S_t = \frac{S_s + S_p}{2} = \frac{\pi}{3} P_{\text{dio}} = 1,047 P_{\text{dio}} \quad (8.58)$$

Dans le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé le transformateur doit être dimensionné pour une puissance qui est légèrement plus élevée que la puissance continue idéale. Les conditions sont donc plus favorables et ceci est dû au fait que le courant ne possède au secondaire aucune composante continue.

RÉACTION DES CONVERTISSEURS DE COURANT SUR LE RÉSEAU D'ALIMENTATION

9.1 INTRODUCTION

Les convertisseurs de courant provoquent une réaction sur le réseau d'alimentation alternatif à cause des courants non sinusoïdaux qui circulent dans les trois phases alimentant le convertisseur de courant. Dans la section 9.2, on étudie d'abord l'allure du courant de réseau pour laquelle on fera un développement en série de Fourier afin de déterminer les harmoniques associées. Dans ce but, on se limitera à examiner les convertisseurs de courant en montage étoile triphasé et en pont triphasé. De la même manière, on peut déterminer l'allure des courants de réseau pour d'autres montages de convertisseurs de courant.

Les courants rectangulaires provoquent aussi une déformation de la tension d'alimentation. Les problèmes relatifs à ce phénomène seront traités à la section 9.3.

A la section 9.4, on démontrera que les convertisseurs de courant ne consomment pas seulement une puissance active, mais aussi une puissance réactive qui dépend fortement du point de fonctionnement. Cette dernière peut avoir des répercussions néfastes en causant des chutes de tension supplémentaires sur le réseau d'alimentation.

Finalement, à la section 9.5, on présentera la commande à séquence de deux convertisseurs de courant en série qui permettra de réduire la consommation de puissance réactive.

9.2 COURANTS DE RÉSEAU

9.2.1 Convertisseur de courant en montage étoile triphasé avec transformateur en couplage triangle-étoile

Pour un convertisseur de courant en montage étoile triphasé, l'allure de diverses tensions et courants est représentée à la figure 9.1. Les tensions simples u_R , u_S et u_T du réseau d'alimentation permettent de construire les tensions composées, qui correspondent aux tensions des enroulements primaires u_{p1} , u_{p2} et u_{p3} d'un transformateur avec couplage triangle-étoile. Lorsqu'aux secondaires les tensions u_{s1} , u_{s2} et u_{s3} sont en phase avec les tensions des enroulements primaires (voir fig. 8.5), ces dernières sont déterminantes pour la mesure de l'angle de retard d'allumage α .

Les courants i_{p1} , i_{p2} et i_{p3} aux primaires sont alors construits selon les indications données au paragraphe 8.3.1 ; ils sont représentés pour un courant continu lisse à la figure 8.7.

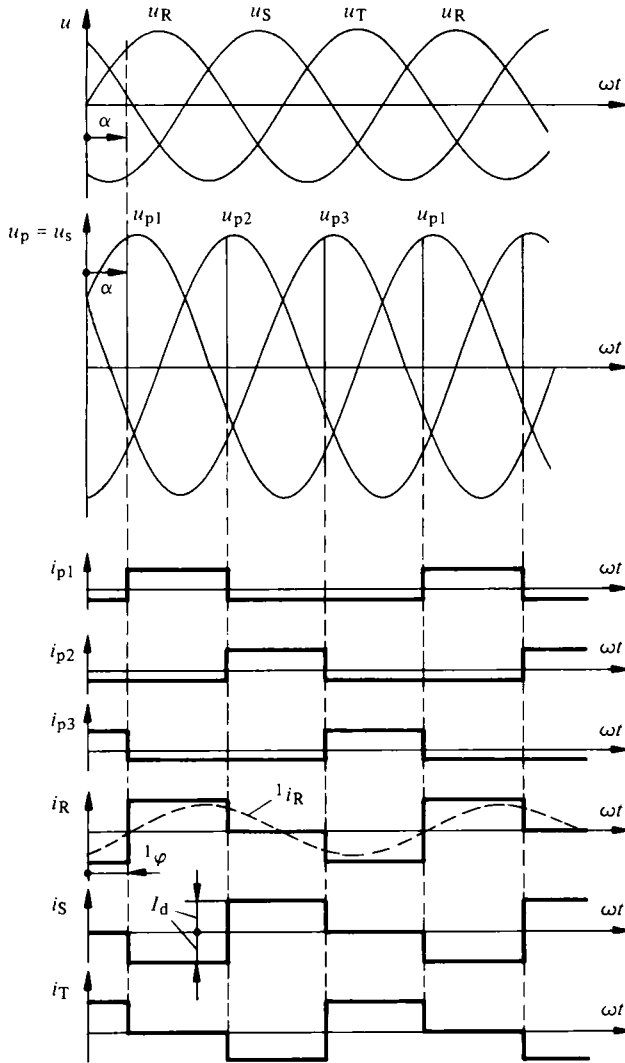


Fig. 9.1 Allure des tensions et courants de réseau pour un convertisseur de courant en montage étoile triphasé avec transformateur en couplage triangle-étoile.

Finalement les courants de réseau i_R , i_S et i_T résultent des relations (voir fig. 8.5)

$$i_R = i_{p1} - i_{p3} \quad (9.1)$$

$$i_S = i_{p2} - i_{p1} \quad (9.2)$$

$$i_T = i_{p3} - i_{p2} \quad (9.3)$$

Ces courants ont une allure rectangulaire en supposant un courant continu I_d complètement lissé et en négligeant le phénomène de la commutation (voir fig. 9.1).

La valeur efficace des courants de réseau se déduit par

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[I_d^2 \frac{2\pi}{3} + (-I_d)^2 \frac{2\pi}{3} \right]} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (9.4)$$

L'allure des courants de réseau pour le cas d'un transformateur en couplage triangle-étoile est identique à celle des courants primaires d'un transformateur en couplage étoile-zig-zag (voir fig. 8.10). Les résultats obtenus ci-dessous seront donc aussi valables pour ce type de couplage du transformateur.

9.2.2 Développement en série de Fourier pour montage étoile triphasé

On peut décomposer le courant de réseau en une onde fondamentale et des harmoniques à l'aide d'un développement en série de Fourier. De ce fait, il convient de choisir l'origine de l'axe du temps comme indiqué à la figure 9.2.

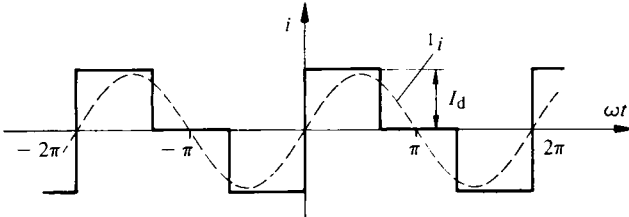


Fig. 9.2 Allure du courant de réseau pour le développement en série de Fourier.

A cause de la symétrie, la série de Fourier ne contient que des termes en sinus, c'est-à-dire

$$i = \sum_{\nu=1}^{\infty} \nu \hat{I} \sin \nu \omega t \quad (9.5)$$

où les amplitudes $\nu \hat{I}$ se déduisent de la relation

$$\begin{aligned} \nu \hat{I} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i \sin \nu \omega t \, d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{-2\pi/3}^0 (-I_d) \sin \nu \omega t \, d\omega t + \int_0^{2\pi/3} I_d \sin \nu \omega t \, d\omega t \right] = \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d \sin \nu \omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi \nu} I_d \left(1 - \cos \nu \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (9.6)$$

et l'on tire les valeurs particulières

$$\nu \hat{I} = \frac{3}{\pi \nu} I_d \quad \nu = 1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, \dots \quad (9.7)$$

$$\nu \hat{I} = 0 \quad \nu = 3, 6, 9, \dots \quad (9.8)$$

La valeur de crête de l'onde fondamentale du courant de réseau est donc

$$\hat{I}^1 = \frac{3}{\pi} I_d = 0,955 I_d \quad (9.9)$$

Elle est légèrement inférieure à la valeur du courant continu I_d .

Le déphasage ${}^1\varphi$ de l'onde fondamentale du courant de réseau par rapport à la tension simple correspondante est égal à l'angle de retard d'allumage α , c'est-à-dire

$${}^1\varphi = \alpha \quad (9.10)$$

Cette relation peut être déduite de la figure 9.1.

La valeur de crête des harmoniques est inversement proportionnelle à l'ordre ν . Les harmoniques dont la fréquence est un multiple de trois de la fréquence du réseau ($\nu = 3, 6, 9, \dots$) s'annulent.

Le spectre des harmoniques, rapportées à la valeur de crête de l'onde fondamentale, est représenté à la figure 9.3. Il faut remarquer la présence d'harmoniques d'ordre pair.

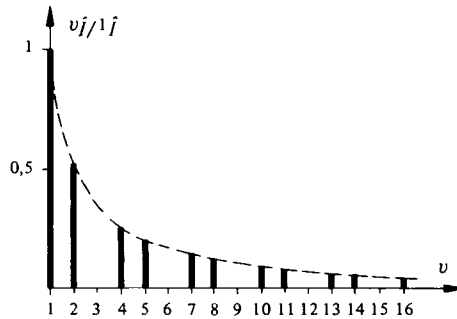


Fig. 9.3 Spectre des harmoniques du courant de réseau pour un montage étoile triphasé.

9.2.3 Convertisseur de courant en montage en pont triphasé

Pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé les courants de réseau correspondent aux courants à l'entrée du pont. Les mêmes conditions s'obtiennent par l'introduction d'un transformateur en couplage étoile-étoile. L'allure de ces courants a été déduite au paragraphe 5.6.3 (voir fig. 5.16). Ces courbes sont reportées à la figure 9.4 en tenant compte du fait que les tensions simples du réseau u_R , u_S et u_T sont identiques aux tensions simples à l'entrée du pont. L'effet de la commutation est de nouveau négligé.

Le courant efficace possède la même valeur que dans le cas précédent, c'est-à-dire

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (9.11)$$

9.2.4 Développement en série de Fourier pour montage en pont triphasé

Pour la décomposition du courant de réseau, il s'avère utile de choisir l'origine de l'axe du temps selon la figure 9.5. La série de Fourier ne contient alors que des termes en sinus correspondant à l'équation (9.5).

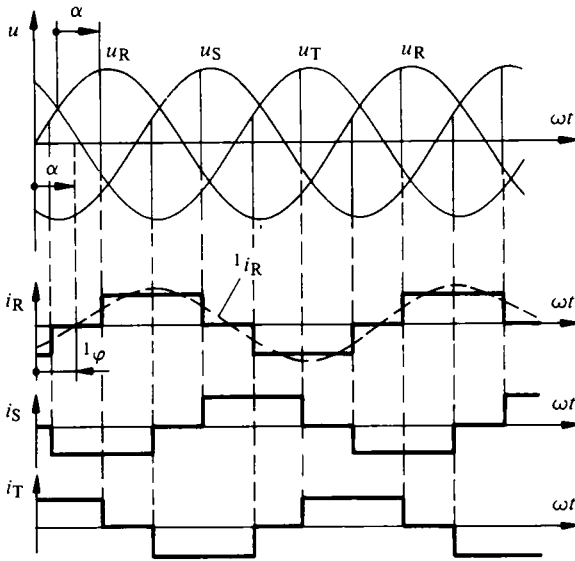


Fig. 9.4 Allure des tensions et courants de réseau pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé.

Pour les amplitudes $\nu \hat{I}$ des harmoniques on tire, en tenant compte de la symétrie du courant

$$\begin{aligned} \nu \hat{I} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i \sin \nu \omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \sin \nu \omega t \, d\omega t = \\ &= \frac{4}{\pi \nu} I_d \sin \nu \frac{\pi}{2} \sin \nu \frac{\pi}{3} \end{aligned} \tag{9.12}$$

d'où découlent les valeurs particulières

$$\nu \hat{I} = \pm \frac{2\sqrt{3}}{\pi \nu} I_d \quad \nu = 1, 5, 7, 11, 13, \dots \tag{9.13}$$

$$\nu \hat{I} = 0 \quad \nu = 2, 3, 4, 6, 8, 9, \dots \tag{9.14}$$

Dans (9.13) le signe + est valable pour $\nu = 1, 11, 13, \dots$ et le signe - pour $\nu = 5, 7, 17, 19, \dots$

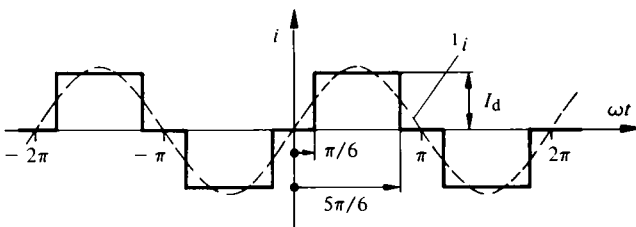


Fig. 9.5 Allure du courant de réseau pour le développement en série de Fourier.

La valeur de crête de l'onde fondamentale du courant du réseau est

$${}^1\hat{j} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = 1,103 I_d \quad (9.15)$$

Elle est donc supérieure d'environ 10% par rapport à la valeur du courant continu I_d .

Comme il découle de la figure 9.4, le déphasage ${}^1\varphi$ de l'onde fondamentale du courant de réseau par rapport à la tension simple correspondante est égal à l'angle de retard d'allumage α , c'est-à-dire

$${}^1\varphi = \alpha \quad (9.16)$$

La valeur de crête des harmoniques est proportionnelle à $1/\nu$. Seules les harmoniques d'ordre $\nu = 5, 7, 11, 13, \dots$ apparaissent, toutes les autres s'annulent, c'est-à-dire celles d'ordre pair et celles d'ordre multiple de trois.

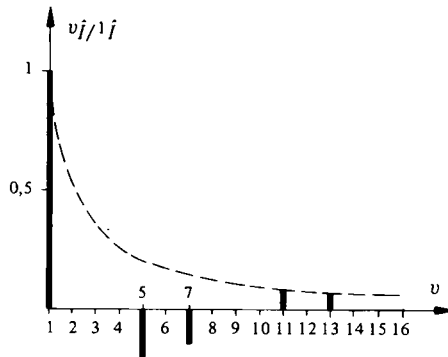


Fig. 9.6 Spectre des harmoniques du courant de réseau pour un montage en pont triphasé.

La figure 9.6 représente le spectre des harmoniques de nouveau rapportées à l'amplitude de l'onde fondamentale. Celles avec $\nu = 5$ et 7 sont dessinées vers le bas en tenant compte de leur signe. Par rapport au convertisseur de courant en montage étoile triphasé on constate que le montage en pont triphasé est plus favorable; il produit moins d'harmoniques (indice de pulsation $p = 6$).

9.2.5 Influence de l'empiètement

Le phénomène d'empiètement a pour conséquence que les courants de réseau ne sont plus rectangulaires, mais approximativement trapézoïdaux. L'influence sur l'amplitude de l'onde fondamentale et des harmoniques les plus basses est normalement modeste. On peut donc négliger cet effet.

L'influence la plus importante se manifeste sur le déphasage ${}^1\varphi$ de l'onde fondamentale du courant de réseau par rapport à la tension simple correspondante. A cause de l'empiètement on a ${}^1\varphi > \alpha$. Ce problème sera repris au paragraphe 9.4.5 lors du traitement de la puissance réactive, absorbée par un convertisseur de courant.

9.3 INFLUENCE SUR LA TENSION D'ALIMENTATION

9.3.1 Généralités

Les courants de réseau presque rectangulaires ont une influence défavorable sur le réseau et sur les autres installations électriques. Les harmoniques de courant produisent une chute de tension supplémentaire le long de l'inductance de la ligne d'alimentation en provoquant une distorsion de la tension sinusoïdale. Il peut aussi y avoir des résonances en certains points du réseau, accordées aux fréquences des harmoniques.

Ces harmoniques induisent même des tensions parasites à fréquence élevée dans des lignes se trouvant au voisinage des lignes d'alimentation. Ce sont surtout les lignes téléphoniques ou les lignes de signalisation qui sont très sensibles aux tensions perturbatrices. Une influence indésirable peut se produire même sur les équipements de réglage et de commande qui sont connectés avec le convertisseur de courant et alimentés par la tension perturbée.

9.3.2 Distorsion en tension

Pour étudier la distorsion de la tension d'alimentation, nous faisons appel à la figure 9.7 qui représente le schéma équivalent simplifié d'un réseau triphasé alimentant un convertisseur de courant. Toutes les grandeurs sont réduites au niveau de la tension simple u_y aux bornes triphasées du convertisseur de courant.

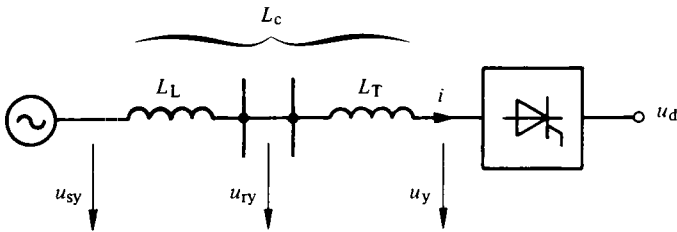


Fig. 9.7 Schéma équivalent pour l'étude de la distorsion de la tension d'alimentation.

u_{sy} est la tension simple d'une sous-station dont la puissance de court-circuit est très élevée par rapport à celle du convertisseur de courant. On peut donc supposer que cette tension est sinusoïdale et ne subit pas d'influence par le convertisseur de courant (voir fig. 9.8). u_{ry} est la tension de réseau auquel le convertisseur de courant est connecté. A ce point sont branchés généralement d'autres consommateurs, par exemple des moteurs, des lampes, etc.

Entre la sous-station et ce point existe l'inductance cyclique L_L de la ligne de transmission (voir chapitre XII.2). La résistance ohmique de cette dernière sera négligée. L_T est l'inductance de court-circuit du transformateur. La somme $L_L + L_T$ forme l'inductance de commutation L_C du convertisseur de courant. La ligne d'alimentation et le transformateur sont parcourus par le courant de réseau i du convertisseur de courant.

En supposant un convertisseur de courant en montage en pont triphasé les allures des tensions u_{ry} et u_y et du courant de réseau i sont illustrées à la figure 9.8 pour deux angles de retard d'allumage $\alpha = 0$ et $\alpha > 0$.

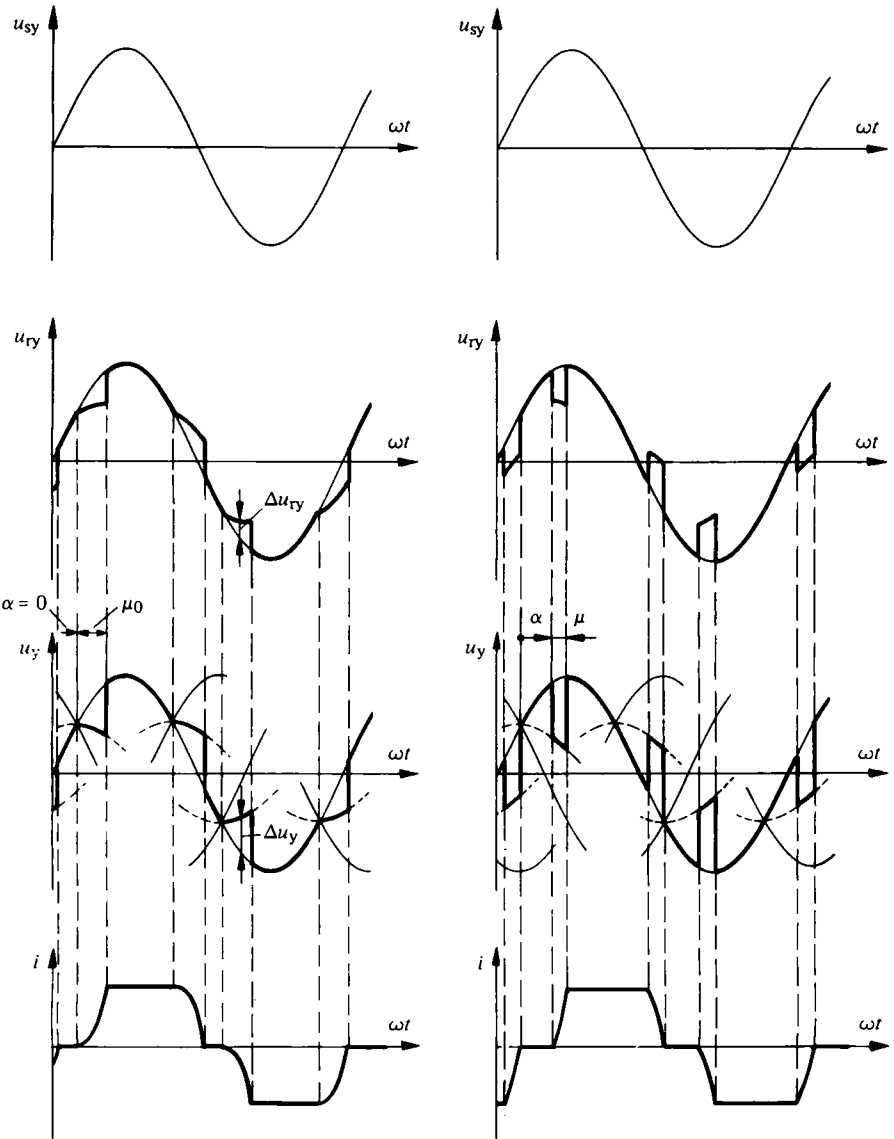


Fig. 9.8 Distorsion des tensions u_y et u_{ry} pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé.

La construction de l'allure de la tension u_y aux bornes alternatives du convertisseur de courant est analogue à celle de la tension continue u_d . Pendant l'empîement u_y est égal à la moitié de la somme des deux tensions simples associées aux phases qui sont en train de commuter. Ceci implique une diminution ou une augmentation de la tension u_y suivant le di/dt du courant de réseau. Soit Δu_y la différence entre la tension u_y et l'allure sinusoidale correspondante à u_{sy} .

Pour la déviation Δu_{ry} de la tension u_{ry} par rapport à la tension sinusoïdale u_{sy} , on tire

$$\Delta u_{ry} = \frac{L_L}{L_L + L_T} \Delta u_y \tag{9.17}$$

étant donné que L_L et L_T forment un diviseur de tension inductif.

La tension de réseau u_{ry} est déformée. Elle présente des impulsions superposées avec des variations rapides. Plus L_T est petite par rapport à L_L , plus cette déformation est grande. Si le convertisseur de courant (en montage en pont triphasé) est connecté directement au réseau (sans l'intermédiaire d'un transformateur), l'allure de la tension u_{ry} est identique à celle de la tension u_y . Dans ce cas, on connecte souvent des selfs de commutation entre le réseau d'alimentation et le convertisseur de courant (qui entrent à la place de L_T) afin de réduire les distorsions sur la tension u_{ry} .

Les changements rapides de la tension alternative u_{ry} provoquent des perturbations par couplage capacitif sur des dispositifs de réglage et de commande ou sur d'autres appareils à courant faible.

9.3.3 Filtres de lissage

Les harmoniques présentes dans la tension de réseau u_{ry} peuvent donner lieu à des résonances dans le réseau d'alimentation si ce dernier contient des condensateurs, par exemple des condensateurs de compensation de phase (voir fig. 9.9). Pour éviter ce phénomène, il s'avère parfois nécessaire d'installer des filtres dans le réseau d'alimentation.

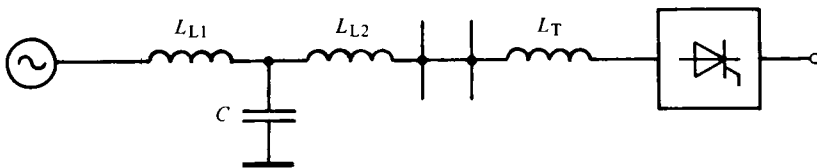


Fig. 9.9 Possibilité d'une résonance à cause du condensateur C.

Pour des convertisseurs de courant hexapulsés, il est suffisant de prévoir trois filtres LC série. Le premier doit être accordé à la fréquence égale à $\nu = 5$ fois la fréquence de réseau, le deuxième à une fréquence correspondant à $\nu = 7$ fois la fréquence de réseau, tandis que le troisième est à accorder à une fréquence 12 fois la fréquence de réseau afin d'affaiblir simultanément les harmoniques d'ordre $\nu = 11$ et 13.

Lors du dimensionnement des filtres il faut tenir compte de l'influence de ces derniers sur d'autres fréquences (onde fondamentale, fréquences moyennes de télécommandes). L'amortissement pour des phénomènes transitoires ne doit pas être négligé non plus.

Cette combinaison de filtres de lissage est représentée à la figure 9.10. Ces filtres LC série absorbent les harmoniques en courant produites par le convertisseur de courant (voir aussi le spectre à la figure 9.6).

Grâce à la forte interconnexion des réseaux d'alimentation, il ne s'avère généralement nécessaire d'installer ces filtres que dans des cas spéciaux.

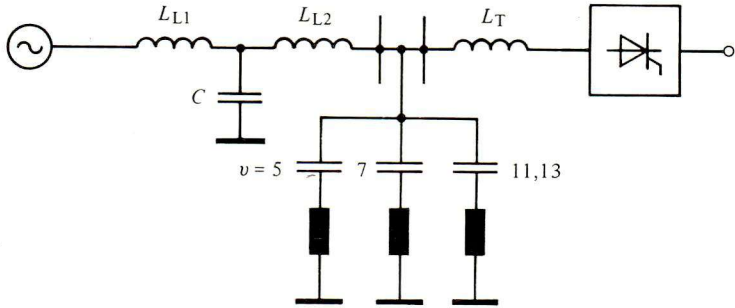


Fig. 9.10 Filtres de lissage pour les harmoniques d'ordre $\nu = 5, 7$ et $11, 13$.

9.4 PUISSANCE ACTIVE ET RÉACTIVE

9.4.1 Relations de base

Pour la détermination de la puissance active et réactive consommée par le convertisseur de courant, il faut tenir compte du fait que les courants ne sont pas sinusoïdaux. Par contre, on admet une tension sinusoïdale en négligeant la distorsion. Ceci est équivalent à un réseau d'alimentation possédant une puissance de court-circuit infiniment élevée. Dans ce cas, seule l'onde fondamentale du courant donne une contribution à la puissance active.

Il est connu dans la théorie des courants alternatifs que les puissances sont calculées par les relations suivantes (valables pour un système triphasé)

$$P = 3 U_{ry} \ ^1I \cos \ ^1\varphi \quad (9.18)$$

$$\ ^1Q = 3 U_{ry} \ ^1I \sin \ ^1\varphi \quad (9.19)$$

où U_{ry} est la tension simple du réseau et $\ ^1I = \hat{I}/\sqrt{2}$ la valeur efficace de l'onde fondamentale du courant de réseau. $\ ^1\varphi$ est le déphasage de cette dernière par rapport à la tension U_{ry} .

A cause de la tension supposée sinusoïdale, les harmoniques du courant n'ont aucune influence sur la puissance active P . Par contre, la *puissance réactive* $\ ^1Q$ est définie pour l'onde fondamentale. Les harmoniques donnent lieu à une *puissance réactive de distorsion*.

Pour un convertisseur de courant en montage étoile triphasé et transformateur en couplage triangle-étoile, la tension simple du réseau est $U_{ry} = U_y/\sqrt{3}$, avec U_y la tension simple à l'entrée du convertisseur de courant. A l'aide des équations (5.10) et (9.9), on tire

$$3 U_{ry} \ ^1I = 3 \frac{U_y}{\sqrt{3}} \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} = \sqrt{3/2} \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{dio} \frac{3}{\pi} I_d = U_{dio} I_d \quad (9.20)$$

Dans le cas d'un convertisseur de courant en pont triphasé U_{ry} est égale à U_y . Des équations (5.10) et (9.15), on tire

$$3 U_{ry} \ ^1I = 3 U_y \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} = \frac{3}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_{dio} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = U_{dio} I_d \quad (9.21)$$

Indépendamment du montage du convertisseur de courant, le produit $3 U_{ry} I$ est égal à $U_{dio} I_d$, c'est-à-dire égal à la puissance continue idéale. On peut démontrer que même pour des convertisseurs de courant monophasés, il existe la relation $U_r I = U_{dio} I_d$.

Dans ces considérations, on a négligé les pertes dans le convertisseur de courant et dans le transformateur. Généralement ces dernières sont très petites.

9.4.2 Influence de l'angle de retard d'allumage

Des figures 9.1 et 9.4, on peut déduire que le déphasage de l'onde fondamentale $^1\varphi$ est égal à l'angle de retard d'allumage α [voir aussi les équations (9.10) et (9.16)]. On suppose donc d'abord un comportement idéalisé en négligeant le phénomène d'empiètement.

Pour la puissance active et réactive on trouve

$$P = U_{dio} I_d \cos \alpha \tag{9.22}$$

$$^1Q = U_{dio} I_d \sin \alpha \tag{9.23}$$

En tenant compte du fait que $U_{dia} = U_{dio} \cos \alpha$, on constate que la puissance active P est proportionnelle à la tension continue idéale U_{dia} . On peut représenter la relation entre la puissance réactive 1Q et la puissance active P par un diagramme circulaire (voir fig. 9.11).

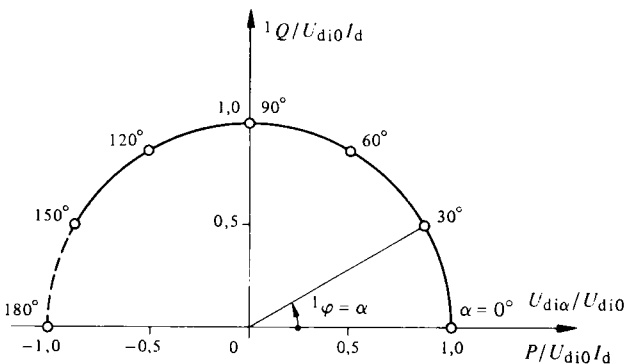


Fig. 9.11 Puissance active et réactive d'un convertisseur de courant, comportement idéalisé.

La puissance active P est proportionnelle à la tension continue idéale U_{dia} . La puissance réactive 1Q est nulle pour $\alpha = 0^\circ$ ($U_{dia} = U_{dio}$). Elle augmente rapidement avec l'angle de retard d'allumage pour atteindre le maximum à $\alpha = 90^\circ$ ($U_{dia} = 0$); ici on a alors $^1Q = U_{dio} I_d$. Pour $\alpha > 90^\circ$ la puissance réactive diminue de nouveau; dans le cas idéal, elle tombe à zéro pour $\alpha = 180^\circ$ ($U_{dia} = -U_{dio}$).

C'est surtout la puissance réactive 1Q élevée à des puissances actives P basses ($\alpha \approx 90^\circ$) qui influence de manière défavorable le réseau d'alimentation.

Puisque la puissance réactive dépend de l'angle de retard d'allumage α , c'est-à-dire de la grandeur de commande, 1Q est aussi dénommée *puissance réactive due à la commande*.

9.4.3 Facteur de puissance

La puissance apparente découle de la relation

$$S = 3 U_{ry} I_{\text{eff}} \quad (9.24)$$

où I_{eff} est la valeur efficace du courant de réseau.

Le *facteur de puissance* est défini par

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{{}^1I}{I_{\text{eff}}} \cos {}^1\varphi = g \cos {}^1\varphi \quad (9.25)$$

avec

$$g = \frac{{}^1I}{I_{\text{eff}}} \quad (9.26)$$

Pour un convertisseur de courant en montage étoile, on tire

$$g = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827 \quad (9.27)$$

et pour le montage en pont triphasé

$$g = \frac{3}{\pi} = 0,955 \quad (9.28)$$

Le facteur de puissance d'un convertisseur de courant ne correspond pas à $\cos {}^1\varphi$ mais il est plus petit. Ceci est dû aux harmoniques. Ainsi la valeur efficace I_{eff} du courant de réseau est plus élevée que celle de l'onde fondamentale, d'où $g < 1$.

9.4.4 Influence de la commutation

Jusqu'à présent nous avons négligé l'effet de la commutation. Pendant la durée de l'empiètement, le transformateur ou les selfs de commutation sont court-circuités et par conséquent le réseau d'alimentation doit fournir une puissance réactive supplémentaire.

On pourrait déterminer les puissances active et réactive en déterminant l'onde fondamentale à partir de l'allure réelle du courant de réseau. Son amplitude et son déphasage en dérivent. Ce calcul est relativement complexe. On constate que l'amplitude de l'onde fondamentale ne change que très peu. Cette dernière peut être posée égale à la valeur correspondante au fonctionnement idéalisé. On peut déduire le déphasage de l'onde fondamentale à l'aide de la réflexion suivante qui donne une bonne approximation.

En tenant compte du phénomène d'empiètement, la tension continue est donnée par [voir équation (6.34)]

$$U_{d\alpha} = U_{di0} (\cos \alpha - d_x) \quad (9.29)$$

d'où l'on tire pour la puissance active

$$P = U_{d\alpha} I_d = U_{di0} I_d (\cos \alpha - d_x) \quad (9.30)$$

En comparant avec l'équation (9.22) on constate qu'au lieu de $\cos \alpha$, il faut poser $\cos \alpha - d_x$. Le déphasage déterminant pour la puissance active correspond donc à

$$\cos {}^1\varphi = \cos \alpha - d_x \quad (9.31)$$

d'où l'on peut tirer $^1\varphi$. On obtient ainsi pour la puissance réactive de l'onde fondamentale

$$^1Q = U_{di0} I_d \sin ^1\varphi \tag{9.32}$$

ou en substituant $\sin^2(^1\varphi) = 1 - \cos^2(^1\varphi)$

$$^1Q = U_{di0} I_d \sqrt{1 - (\cos \alpha - d_x)^2} \tag{9.33}$$

Pour $\alpha = 0$, on tire après une petite transformation

$$^1Q_0 = U_{di0} I_d \sqrt{d_x (2 - d_x)} \tag{9.34}$$

Même avec un angle de retard d'allumage $\alpha = 0^\circ$ le convertisseur de courant consomme une puissance réactive dépendant de la chute de tension inductive relative d_x . Cette dernière est proportionnelle au courant continu I_d , suivant l'équation (6.28). On parle de *puissance réactive de commutation*.

Le diagramme circulaire de la puissance réactive correspond à une partie d'un demi-cercle (voir fig. 9.12 et 9.13). Pour un certain angle de retard d'allumage α , la puissance réactive 1Q est d'autant plus élevée en régime redresseur et d'autant plus petite en régime onduleur que la chute de tension inductive relative d_x est élevée. La figure 9.12 est valable pour $d_x = 0,05$ et la figure 9.13 pour $d_x = 0,1$.

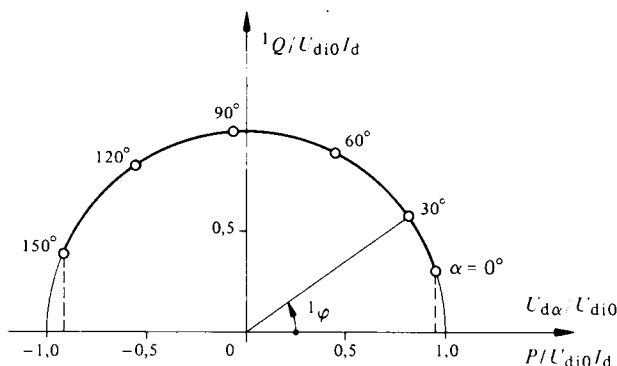


Fig. 9.12 Puissance active et réactive d'un convertisseur de courant en tenant compte de la commutation, $d_x = 0,05$.

9.4.5 Déphasage de l'onde fondamentale

Si l'on remplace dans (9.31) d_x par la relation (6.29), on obtient

$$\cos ^1\varphi = \frac{\cos \alpha + \cos (\alpha + \mu)}{2} \tag{9.35}$$

A l'aide d'une transformation trigonométrique, on peut écrire cette équation sous la forme

$$\cos ^1\varphi = \cos \left(\alpha + \frac{\mu}{2} \right) \cos \frac{\mu}{2} \tag{9.36}$$

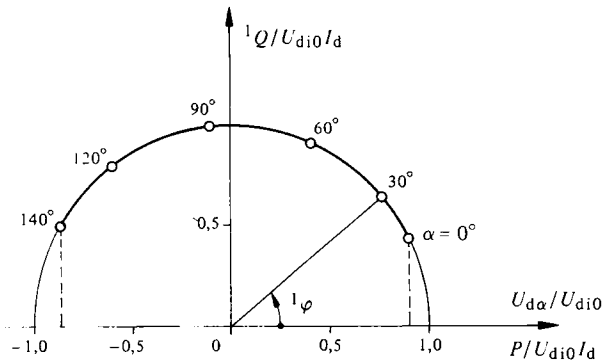


Fig. 9.13 Puissance active et réactive d'un convertisseur de courant en tenant compte de la commutation, $d_x = 0,1$.

On obtient donc une relation entre le déphasage $^1\varphi$ de l'onde fondamentale du courant de réseau et l'angle de retard d'allumage α ainsi que de l'angle d'empiètement μ . Pour des petites valeurs de μ on peut approximer $\cos(\mu/2)$ par 1 et l'on tire de (9.36)

$$^1\varphi \cong \alpha + \frac{\mu}{2} \quad (9.37)$$

L'onde fondamentale est donc approximativement déphasée en plus de l'angle de retard d'allumage α de la moitié de l'angle d'empiètement μ .

9.5 COMMANDE À SÉQUENCE

9.5.1 Montage

Il est possible de réduire la consommation de la puissance réactive très élevée en montant en série deux ou plusieurs convertisseurs de courant (voir fig. 9.14). Chaque convertisseur de courant doit être connecté au transformateur par des enroulements secondaires séparés afin d'éviter un court-circuit entre les convertisseurs de courant.

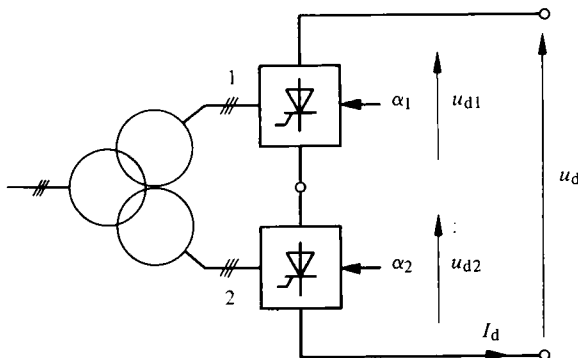


Fig. 9.14 Montage en série de deux convertisseurs de courant pour la commande à séquence.

Les convertisseurs de courant sont commandés d'une manière indépendante l'un par rapport à l'autre. Comme convertisseur de courant, on peut utiliser un montage quelconque. Cependant on fait appel le plus souvent aux montages en pont triphasés ou monophasés.

9.5.2 Fonctionnement idéalisé

Nous étudierons d'abord le fonctionnement idéalisé de la *commande à séquence* en négligeant le phénomène d'empiètement. Dans ce but, on se limitera à un montage en série de deux convertisseurs de courant.

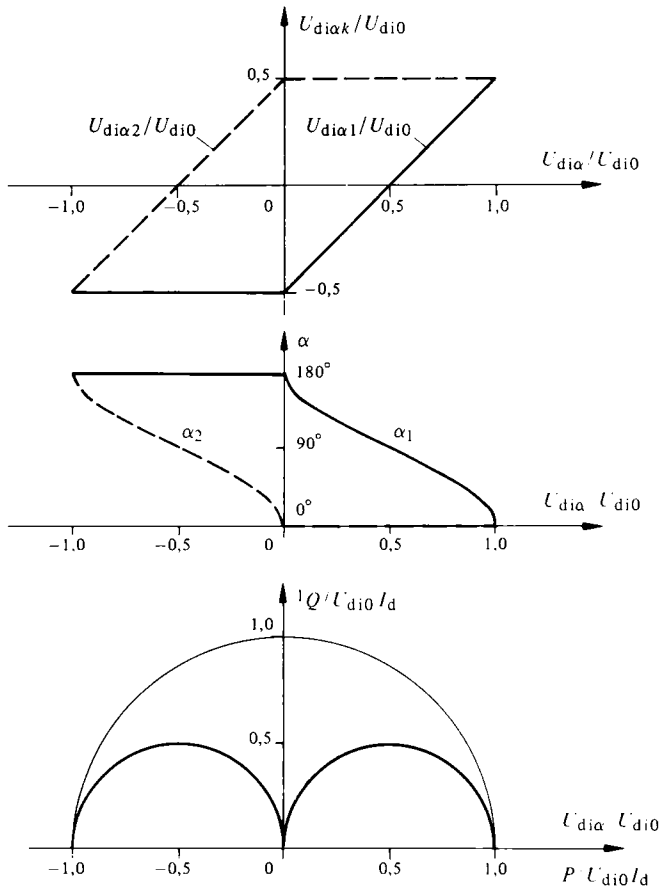


Fig. 9.15 Caractéristiques de la commande à séquence de deux convertisseurs de courant, comportement idéalisé.

Chaque convertisseur de courant est commandé de manière séquentielle comme indiqué à la figure 9.15. Pour diminuer la tension continue du montage complet, on maintient constant l'angle de retard d'allumage $\alpha_2 = 0^\circ$ et l'on augmente d'abord l'angle de retard d'allumage α_1 de 0° à 180° (en négligeant la marge de sécurité du fonctionnement en onduleur). La tension continue idéale $U_{di\alpha 1}$ du convertisseur de courant 1 passe de $U_{dio}/2$ à $-U_{dio}/2$, où U_{dio} est la tension continue idéale maxi-

male du montage en série des deux convertisseurs de courant. Ainsi la tension continue idéale totale $U_{di\alpha} = U_{di\alpha 1} + U_{di\alpha 2}$ devient nulle. La puissance réactive 1Q varie selon un demi-cercle dont la valeur maximale est la moitié de $U_{di0} I_d$.

Ensuite, l'angle de retard d'allumage α_2 est augmenté de 0° à 180° avec $\alpha_1 = \text{const} = 180^\circ$. La tension continue idéale totale $U_{di\alpha}$ devient négative.

Le convertisseur de courant 1 fonctionne en onduleur pour $U_{di0}/2 \geq U_{di\alpha} \geq -U_{di0}$ tandis que le convertisseur de courant 2 ne fonctionne en onduleur que pour $-U_{di0}/2 \geq U_{di\alpha} \geq -U_{di0}$.

A l'aide de la commande à séquence de deux convertisseurs de courant la puissance réactive maximale est la moitié de la puissance continue idéale $U_{di0} I_d$. Avec trois convertisseurs de courant en série la puissance réactive est un tiers et ainsi de suite.

Les montages en pont asymétriques décrits à la section 5.8 fonctionnent en principe avec une commande à séquence avec la particularité qu'une moitié du pont est toujours maintenue à $\alpha_2 = 0$. Ces montages permettent donc aussi de réduire la consommation de la puissance réactive.

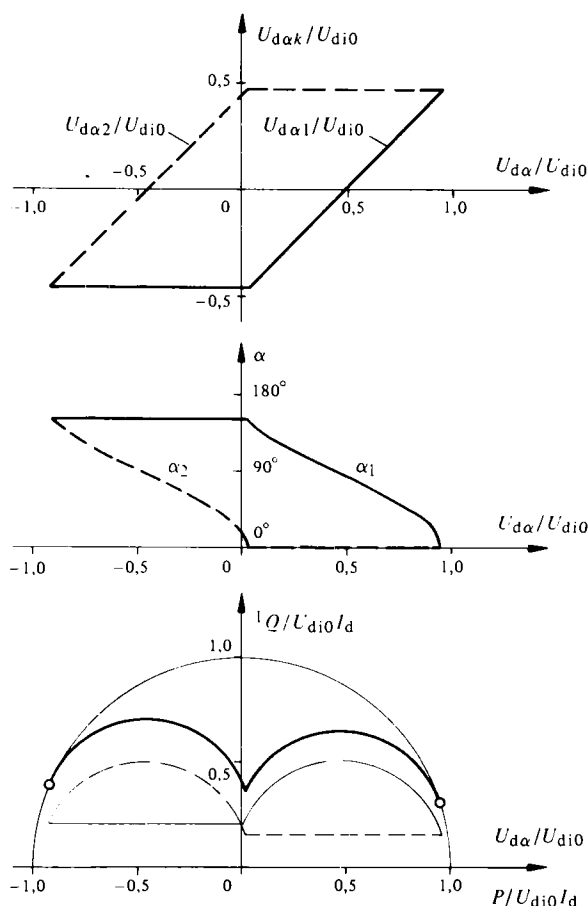


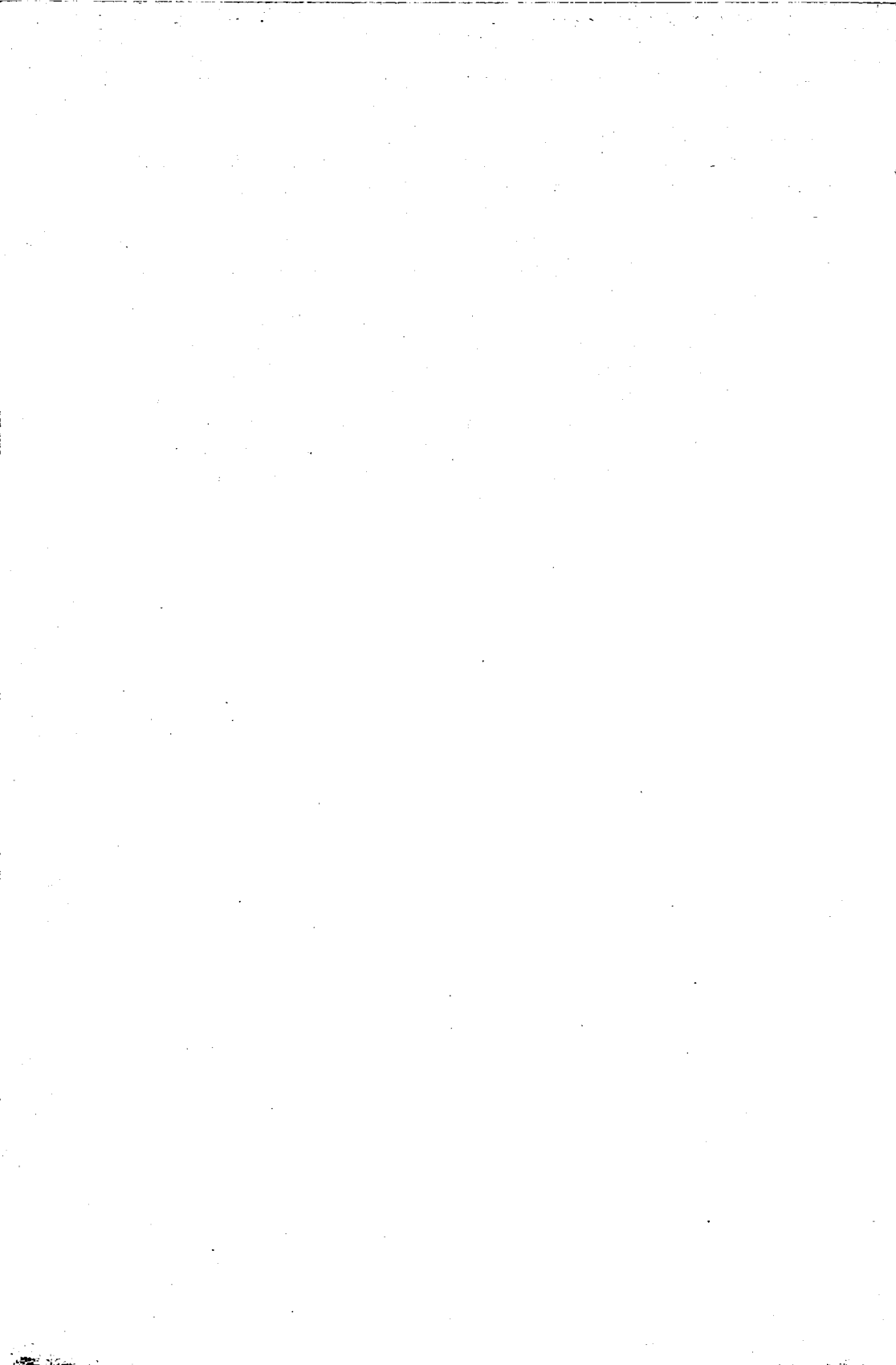
Fig. 9.16 Caractéristiques de la commande à séquence de deux convertisseurs de courant en tenant compte de la commutation, $d_x = 0,05$.

9.5.3 Influence de la commutation

La commutation possède une influence sur les caractéristiques d'un convertisseur de courant avec commande à séquence. Cette influence est particulièrement importante sur la consommation de la puissance réactive.

La figure 9.16 présente les relations dans le cas de la mise en série de deux convertisseurs de courant (voir fig. 9.14). Ces courbes sont valables pour une chute de tension inductive relative $d_x = 0,05$.

On reconnaît que le domaine de variation de la tension continue $U_{d\alpha}$ est plus restreint par rapport au cas idéal de la figure 9.15. Ceci est dû au fait qu'en réalité il faut observer pour la variation de l'angle de retard d'allumage α la limite en fonctionnement onduleur. En plus, le phénomène de l'empiètement provoque une augmentation de la puissance réactive 1Q . C'est la raison pour laquelle le montage en série de trois convertisseurs de courant ou plus n'est pas intéressant, puisque la puissance réactive de commutation prédomine et ne permet presque aucune économie par rapport au cas de deux convertisseurs de courant.



CHAPITRE 10

CONVERTISSEURS DE COURANT BIDIRECTIONNELS

10.1 INTRODUCTION

10.1.1 Généralités

Les convertisseurs de courant, traités aux chapitres 5 à 9, sont caractérisés par la propriété que le courant de sortie (courant continu) ne peut pas changer de signe. C'est seulement la tension de sortie (tension continue) qui est apte à changer de signe, c'est-à-dire qu'elle est négative dans le cas de fonctionnement en onduleur. Ces convertisseurs de courant travaillent donc dans deux quadrants du plan (I_s, U_s) (fig. 2.9).

Pour divers cas d'application, spécialement pour l'alimentation des entraînements réversibles avec moteurs à courant continu, il est nécessaire que le courant continu puisse aussi changer de signe pour prendre des valeurs négatives. Les convertisseurs de courant doivent donc fonctionner dans les quatre quadrants (fig. 2.10).

Les montages permettant de réaliser cette condition sont nommés convertisseurs de courant bidirectionnels. Ils consistent, en principe, en deux convertisseurs de courant normaux connectés en antiparallèle auxquels on applique une commande appropriée. Les montages et les diverses possibilités de commande seront décrits dans les sections suivantes.

10.1.2 Conditions pour l'étude du fonctionnement

Les suppositions suivantes seront mises à la base de l'étude du fonctionnement des convertisseurs de courant bidirectionnels :

- l'inductance L de la charge à courant continu (voir fig. 5.2) est infinie

$$L = \infty \quad (10.1)$$

- l'inductance L_c dans le circuit de commutation (voir fig. 2.3) est négligeable

$$L_c = 0 \quad (10.2)$$

Ces conditions sont donc équivalentes à l'étude du fonctionnement idéalisé des convertisseurs de courant (voir chap. 5). Le phénomène d'emplètement ainsi que le fonctionnement réel des convertisseurs de courant bidirectionnels sont les mêmes que dans le cas des convertisseurs de courant normaux.

10.2 MONTAGES AVEC COURANT DE CIRCULATION

10.2.1 Généralités

Diverses possibilités de connexion de deux convertisseurs de courant permettent d'obtenir un courant continu réversible. On distingue le montage antiparallèle, le montage croisé et le montage en H. Tous ces montages sont caractérisés par le fait qu'un courant peut circuler d'un convertisseur de courant à l'autre, sans passer par la charge. On parle de *courant de circulation* dont la nature sera examinée à la section 10.3. Comme on le démontrera, des tensions alternatives non complètement compensées sont à l'origine de ce courant de circulation. Pour limiter ce dernier, il est nécessaire d'insérer des bobines d'induction entre les deux convertisseurs de courant. Ces dernières sont appelées les *selfs de courant de circulation*.

Nous nous limiterons ci-dessous, à la description de divers montages triphasés. De même, il est possible de concevoir des montages monophasés.

10.2.2 Montage antiparallèle

Les figures 10.1 et 10.2 représentent le schéma d'un *montage antiparallèle* de deux convertisseurs de courant I et II, respectivement pour un montage étoile triphasé (fig. 10.1) et un montage en pont triphasé (fig. 10.2). En particulier pour le cas du montage en pont, on reconnaît clairement les deux convertisseurs de courant connectés en antiparallèle, où les sens de conduction des deux convertisseurs de courant sont opposés. L_{ci} sont les selfs de courant de circulation.

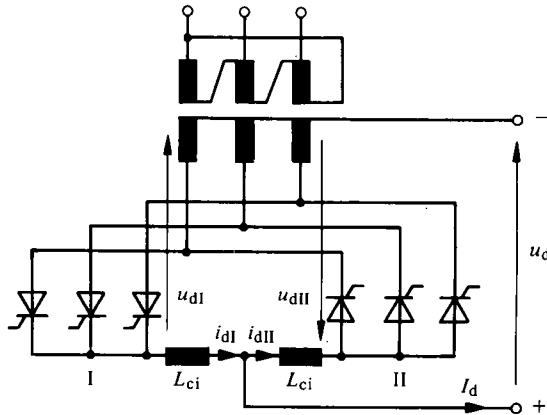


Fig. 10.1 Montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé.

La valeur moyenne des deux tensions continues U_{dI} et U_{dII} doit être égale mais opposée car la valeur moyenne de la tension aux bornes des selfs de courant de circulation doit s'annuler. Il existe donc la condition

$$U_{dI} = -U_{dII} \quad (10.3)$$

ou avec la relation générale (5.12)

$$U_{di0} \cos \alpha_I = -U_{di0} \cos \alpha_{II} \quad (10.4)$$

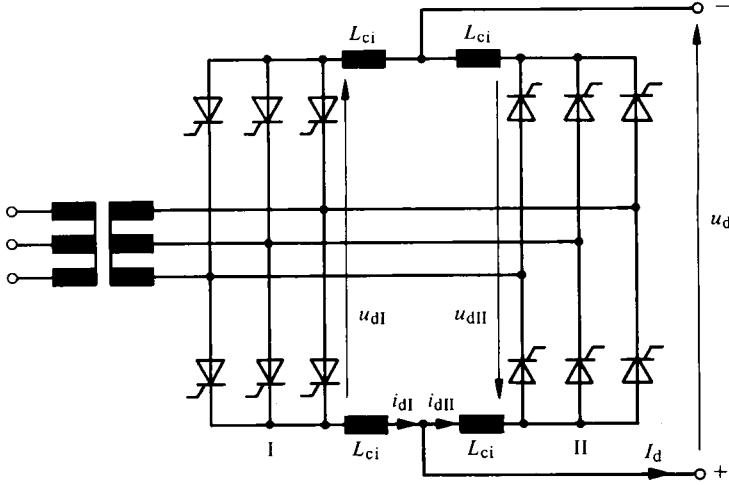


Fig. 10.2 Montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé.

Par conséquent, l'angle de retard d'allumage des deux convertisseurs de courant I et II doit respecter, dans le cas idéal, la relation suivante

$$\alpha_{II} = 180^\circ - \alpha_I \tag{10.5}$$

Cette condition implique qu'un des deux convertisseurs de courant fonctionne en redresseur et l'autre en onduleur. Selon l'angle de retard d'allumage α_I , la tension continue U_d aux bornes du montage antiparallèle peut être variée entre des valeurs positives et négatives. En négligeant le phénomène d'empiètement, on a

$$U_{dI\alpha} = U_{dI0} \cos \alpha_I \tag{10.6}$$

Pour respecter la limite de fonctionnement en onduleur et tenant compte de la relation (10.5), on constate que α_I ne peut varier qu'entre $30^\circ \leq \alpha_I \leq 150^\circ$ environ. Ce fait limite la valeur maximale de la tension continue qui peut être fournie par ce montage de convertisseur de courant bidirectionnel.

Pour le courant continu, il y a la relation

$$I_d = i_{dI} - i_{dII} \tag{10.7}$$

Selon que $i_{dI} > i_{dII}$ ou $i_{dI} < i_{dII}$, le courant de sortie I_d est positif ou négatif. Avec la supposition d'une inductance de charge L infinie, le courant I_d sera lisse. Par contre, les courants i_{dI} et i_{dII} présentent une ondulation car le courant de circulation est ondulé comme on le démontrera à la section 10.3.

10.2.3 Montage croisé

Le montage croisé de deux convertisseurs de courant est représenté à la figure 10.3 pour le montage étoile triphasé et par la figure 10.4 pour le montage en pont triphasé. Le croisement des connexions ressort clairement pour le cas de deux montages étoile. Le montage croisé diffère de celui antiparallèle par le fait que le transformateur

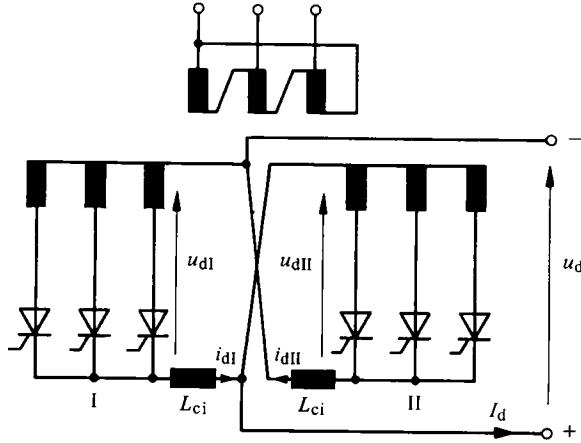


Fig. 10.3 Montage croisé de deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé.

doit posséder des enroulements secondaires séparés pour alimenter les deux convertisseurs de courant.

En admettant un certain courant de circulation, le montage croisé de deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé peut être équipé avec des selfs de courant de circulation plus petites, comme on l'indiquera au paragraphe 10.3.3. En plus, ce montage ne nécessite que deux selfs de courant de circulation.

En ce qui concerne la tension et le courant continu ainsi que les conditions de commande, les relations indiquées pour le montage antiparallèle dans le paragraphe précédent, restent valables.

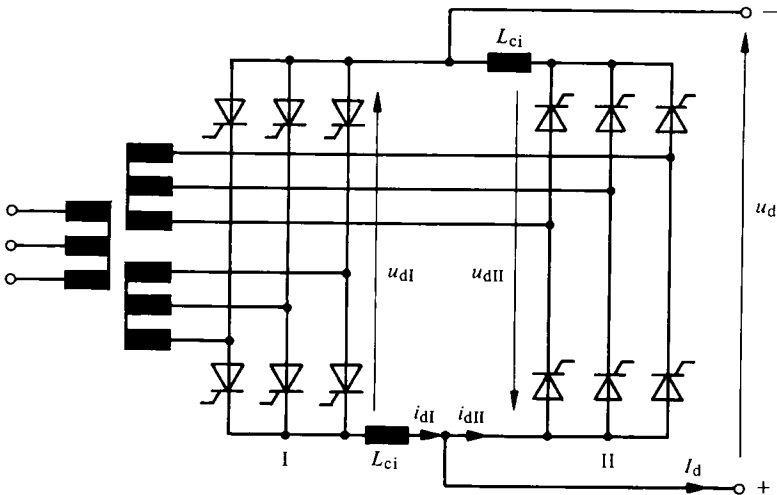


Fig. 10.4 Montage croisé de deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé.

10.2.4 Montage en H

Une autre possibilité de réaliser un convertisseur de courant bidirectionnel est le montage en H, représenté à la figure 10.5. La dénomination dérive de la disposition spéciale des groupes de commutation.

Ce montage est constitué en principe de quatre convertisseurs de courant en montage étoile triphasé, chacun formant un groupe de commutation, alimentés par deux enroulements secondaires séparés. Les points neutres sont reliés par une bobine d'induction L_1 . Dans cette liaison est aussi placé un disjoncteur D, dont la fonction sera indiquée plus tard. Pour $I_d > 0$, ce sont les groupes de commutation I' et II'' qui conduisent le courant de charge, tandis que pour $I_d < 0$, ce sont les groupes II' et II'' qui conduisent le courant de charge. Le courant de circulation passe par les groupes de commutation ne conduisant pas le courant de charge. Le courant continu I_d passe toujours au travers de la bobine d'induction L_1 , où circule aussi le courant de circulation.

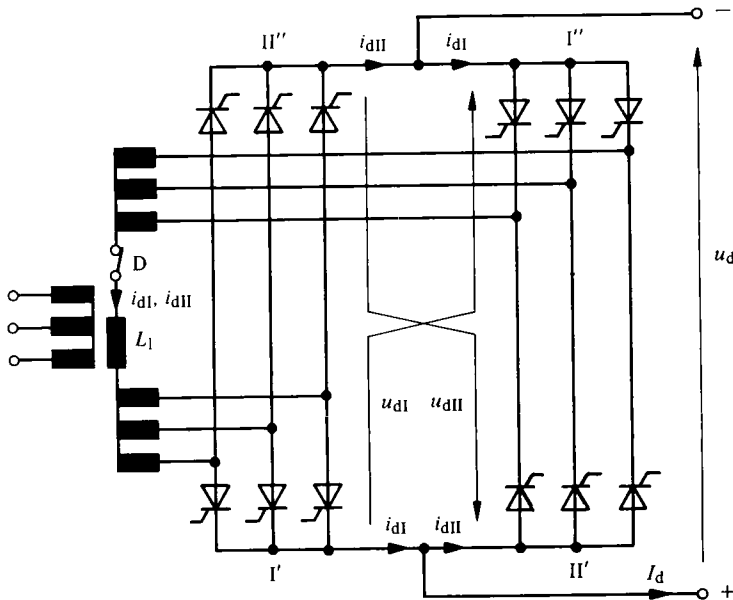


Fig. 10.5 Montage en H.

Cette bobine d'induction L_1 possède donc deux fonctions, à savoir le lissage du courant continu I_d et la limitation des courants de circulation. Puisqu'une self de lissage est souvent indispensable, le montage en H n'a pas besoin de bobines d'induction supplémentaires.

Le montage en H présente aussi des avantages en cas de défaillance interne, par exemple lors d'un allumage faux ou par un court-circuit d'un thyristor. Tous les courants de court-circuit dus à une défaillance interne circulent obligatoirement à travers la bobine d'induction L_1 . Cette dernière limite par conséquent aussi la vitesse de montée du courant de court-circuit. Celui-ci sera coupé par le disjoncteur rapide D. Les autres montages, décrits aux paragraphes précédents, auraient besoin de deux disjoncteurs rapides pour en assurer la protection.

L'utilisation du montage en H n'est justifiée que pour des puissances élevées.

10.3 COURANT DE CIRCULATION

10.3.1 Généralités

Pour l'étude du phénomène du courant de circulation, nous faisons appel aux figures 10.6 et 10.7 qui représentent de nouveau le montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé.

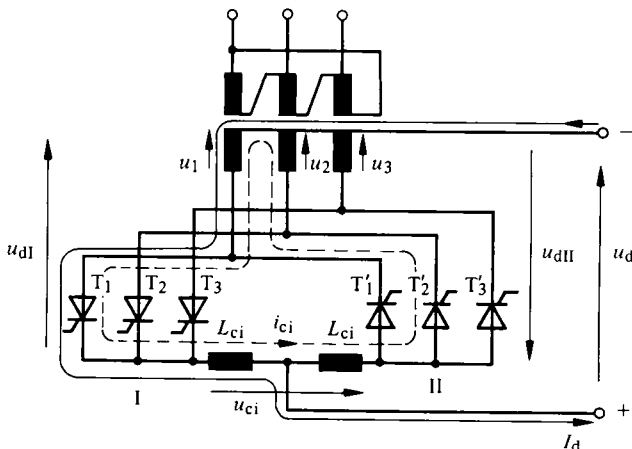


Fig. 10.6 Courant continu I_d et courant de circulation i_{ci} dans un montage antiparallèle pour $I_d > 0$.

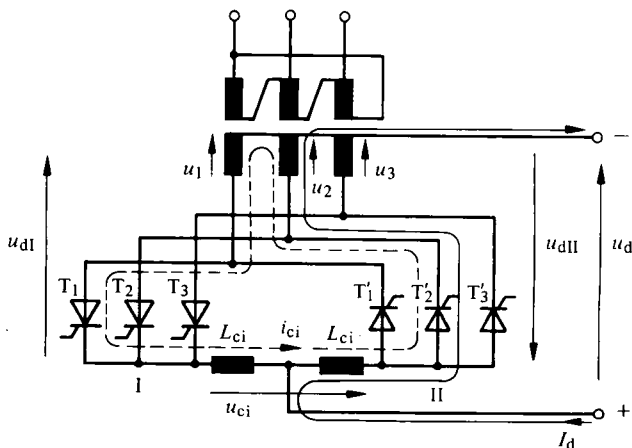


Fig. 10.7 Courant continu I_d et courant de circulation i_{ci} dans un montage antiparallèle pour $I_d < 0$.

La figure 10.6 représente d'une part le chemin parcouru par le courant continu I_d et d'autre part le chemin parcouru par le courant de circulation i_{ci} pour $I_d > 0$. C'est le convertisseur de courant I qui conduit le courant de charge I_d . Il est supposé que, pour un moment donné, I_d passe à travers le thyristor T_1 , tandis que le courant de circulation i_{ci} circule à travers les thyristors T_1 et T'_1 . Le thyristor T_1 est donc parcouru par la somme des courants I_d et i_{ci} .

Pour $I_d < 0$ le courant de charge passe à travers le convertisseur de courant II, tandis que le convertisseur de courant I ne conduit que le courant de circulation (voir fig. 10.7).

La tension aux bornes des deux selfs de courant de circulation est $u_{ci} = u_1 - u_2$, où u_1 et u_2 sont les tensions alternatives des deux phases conduisant momentanément le courant de circulation. En utilisant les deux tensions continues instantanées u_{dI} et u_{dII} , on obtient de manière plus générale pour la *tension de circulation*

$$u_{ci} = u_{dI} + u_{dII} \quad (10.8)$$

Pour le cas $I_d > 0$ de la figure 10.6, la somme des courants $I_d + i_{ci}$ commute du thyristor T_1 au thyristor T_2 et plus tard au thyristor T_3 , selon l'angle de retard d'allumage α_I . Le courant de circulation i_{ci} passe du thyristor T_2 à T_3 et T_1 , en relation avec l'angle de retard d'allumage α_{II} .

10.3.2 Courant de circulation pour montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé

Les figures 10.8 à 10.10 représentent, pour le cas d'un montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé, les allures des tensions u_{dI} , u_{dII} et u_{ci} pour trois angles de retard d'allumage $\alpha_I = 45^\circ$, 60° et 75° , avec la condition $\alpha_{II} = 180^\circ - \alpha_I$ et en supposant que c'est le convertisseur de courant I qui fournit le courant de charge (voir fig. 10.6). Le phénomène d'empiètement est négligé.

Pour $\alpha_I = 45^\circ$ (voir fig. 10.8) la tension de circulation u_{ci} est partiellement nulle et partiellement égale à la tension composée $u_1 - u_2$, $u_2 - u_3$ ou $u_3 - u_1$. Avec la nouvelle origine $\omega\tau$ définie à la figure 10.8, on tire

$$u_{ci} = -\sqrt{2} U_c \sin \omega\tau \quad (10.9)$$

avec $U_c = \sqrt{3} U_y$.

En négligeant les résistances ohmiques, le courant de circulation répond à l'équation différentielle

$$L_{ct} \frac{di_{ci}}{dt} = u_{ci} \quad (10.10)$$

L_{ct} est l'inductance totale dans le circuit du courant de circulation. Celle-ci se compose de l'inductance de court-circuit $2L_c$ du transformateur (généralement négligeable) et de l'inductance des deux selfs de courant de circulation. Il faut observer que ces dernières, afin de limiter leurs dimensions, sont normalement saturables et leur inductance dépend du courant; l'inductance est élevée pour des courants faibles et petite pour des courants élevés. Normalement les selfs sont dimensionnées de telle manière qu'elles soient saturées pour le courant continu nominal et qu'elles présentent une inductance maximale pour le courant de circulation. Dans ce cas, L_{ct} est donc pratiquement égale à l'inductance L_{ci} non saturée d'une seule self puisque la self, parcourue par le courant continu I_d , ne présente qu'une petite inductance.

En tenant compte de la condition initiale, qui est $i_{ci} = 0$ en $\omega\tau = -\alpha_I$, les équations (10.10) et (10.9) permettent de déterminer le courant de circulation

$$i_{ci} = \frac{\sqrt{2} U_c}{\omega L_{ct}} (\cos \omega\tau - \cos \alpha_I) \quad (10.11)$$

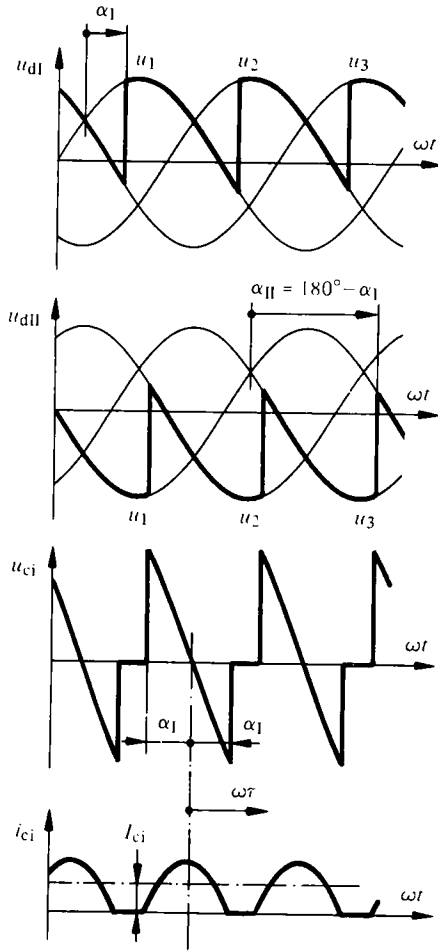


Fig. 10.8 Allure des tensions u_{dI} , u_{dII} , u_{ci} et du courant i_{ci} pour le montage antiparallèle, avec $\alpha_I = 45^\circ$ et $\alpha_{II} = 135^\circ$.

L'allure du courant de circulation i_{ci} est aussi indiquée à la figure 10.8. A l'instant correspondant à $\omega\tau = +\alpha_I$ le courant de circulation s'annule; ce dernier est donc intermittent.

L'indice de pulsation de la tension de circulation u_{ci} est $p = 3$.

La valeur moyenne du courant de circulation se détermine par l'intégration de (10.11) entre les limites $-\alpha_I$ et $+\alpha_I$. On tire

$$\begin{aligned}
 I_{ci} &= \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{2} U_c}{\omega L_{ct}} \int_{-\alpha_1}^{\alpha_1} (\cos \omega\tau - \cos \alpha_1) d\omega\tau = \\
 &= \frac{3\sqrt{2} U_c}{\pi \omega L_{ct}} (\sin \alpha_1 - \alpha_1 \cos \alpha_1)
 \end{aligned}
 \tag{10.12}$$

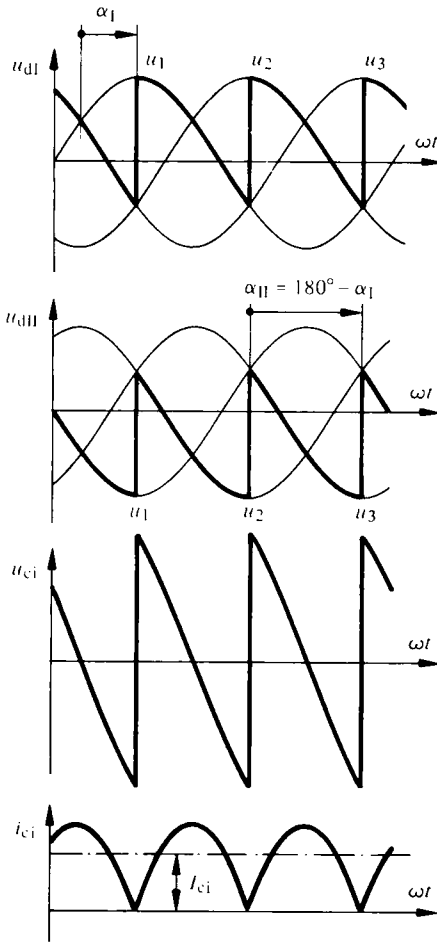


Fig. 10.9 Allure des tensions u_{dI} , u_{dII} , u_{ci} et du courant i_{ci} pour le montage antiparallèle, avec $\alpha_I = 60^\circ$ et $\alpha_{II} = 120^\circ$.

Pour l'angle de retard d'allumage $\alpha_I = 60^\circ$, le courant de circulation i_{ci} se trouve à la limite de la conduction intermittente, toujours en respectant la condition $\alpha_{II} = 180^\circ - \alpha_I$ (voir fig. 10.9).

En augmentant α_I au-delà de 60° , le courant de circulation reste à la limite de la conduction intermittente; il se produit en effet le phénomène illustré à la figure 10.10. Le courant se compose de deux crêtes de sinusoides. Avec les axes du temps $\omega\tau$ et $\omega\tau'$ repérés selon la figure 10.10 on tire pour $-(2\pi/3 - \alpha_I) \leq \omega\tau \leq (2\pi/3 - \alpha_I)$

$$i_{ci} = \frac{\sqrt{2}U_c}{\omega L_{ct}} \left[\cos \omega\tau - \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha_I \right) \right] \tag{10.13}$$

et pour $-(\alpha_I - \pi/3) \leq \omega\tau' \leq (\alpha_I - \pi/3)$

$$i_{ci} = \frac{\sqrt{2} U_c}{\omega L_{ct}} \left[\cos \omega \tau' - \cos \left(\alpha_1 - \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (10.14)$$

Pour la valeur moyenne, on tire

$$\begin{aligned} I_{ci} &= \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{2} U_c}{\omega L_{ct}} \left\{ \int_{-(2\pi/3 - \alpha_1)}^{2\pi/3 - \alpha_1} \left[\cos \omega \tau - \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha_1 \right) \right] d\omega \tau + \right. \\ &\quad \left. + \int_{-(\alpha_1 - \pi/3)}^{\alpha_1 - \pi/3} \left[\cos \omega \tau' - \cos \left(\alpha_1 - \frac{\pi}{3} \right) \right] d\omega \tau' \right\} = \\ &= \frac{3\sqrt{2} U_c}{\pi \omega L_{ct}} \left[\left(1 - \frac{\pi}{3} \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \sin \alpha_1 + \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_1 \right) \cos \alpha_1 \right] \end{aligned} \quad (10.15)$$

La valeur moyenne du courant de circulation I_{ci} en fonction de l'angle de retard d'allumage α_1 est représentée à la figure 10.11, courbe 1. On constate la symétrie par rapport à $\alpha_1 = \pi/2$. Dans cette figure, I_{ci} est rapporté à la valeur

$$\hat{I}_{cc} = \frac{\sqrt{2} U_c}{\omega L_{ct}} \quad (10.16)$$

correspondant à la valeur de crête de la composante alternative de i_{ci} , qui apparaîtrait en cas de court-circuit permanent du circuit considéré.

Normalement, la self de courant de circulation est dimensionnée de telle manière que le courant de circulation atteigne, au cas le plus défavorable, des valeurs d'environ 10 à 20% du courant continu nominal.

Les figures 10.12 à 10.14 montrent l'allure du courant de circulation si la condition $\alpha_{II} = 180^\circ - \alpha_I$ n'est pas respectée.

Pour $\alpha_{II} < 180^\circ - \alpha_I$ la tension de circulation u_{ci} présente une composante continue (voir fig. 10.12). Cette dernière provoque une composante continue du courant de circulation i_{ci} très prononcée qui est uniquement limitée par les faibles résistances ohmiques dans le circuit. Déjà de petites déviations de α_{II} en dessous de la valeur de $180^\circ - \alpha_I$ ont pour conséquence de très forts courants de circulation. Ce régime de fonctionnement doit donc être évité.

Si par contre $\alpha_{II} > 180^\circ - \alpha_I$, le courant de circulation devient intermittent et sa valeur moyenne diminue (voir fig. 10.13 et 10.14). Pendant l'intervalle de non-conduction du courant de circulation la tension continue u_{dII} suit la tension continue $-u_{dI}$, c'est-à-dire la tension du convertisseur de courant fournissant le courant continu I_d à la charge. De cette manière, la condition de l'égalité des valeurs moyennes $U_{dI} = -U_{dII}$ est respectée. Ce régime de fonctionnement est possible pour réduire le courant de circulation.

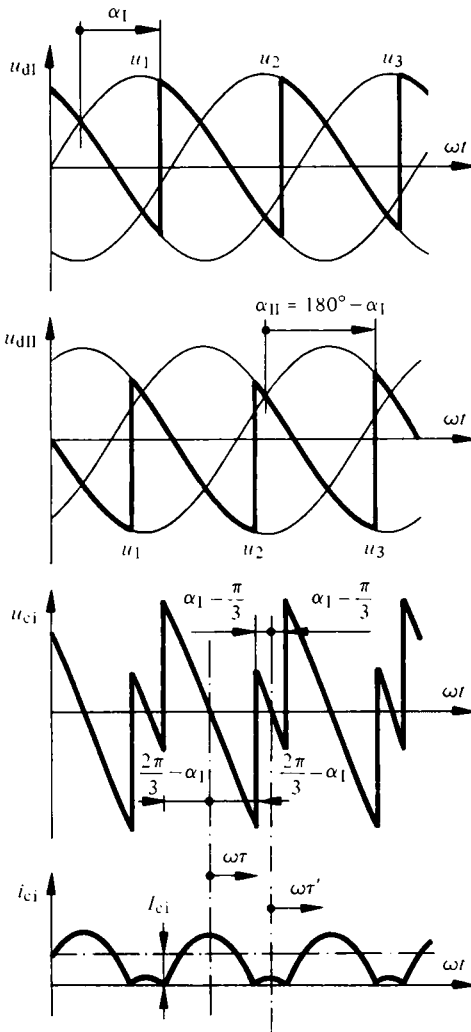


Fig. 10.10 Allure des tensions u_{dI} , u_{dII} , u_{ci} et du courant i_{ci} pour le montage antiparallèle, avec $\alpha_I = 75^\circ$ et $\alpha_{II} = 105^\circ$.

10.3.3 Courant de circulation pour d'autres montages

Pour les autres montages de convertisseurs de courant bidirectionnels, l'allure du courant de circulation peut être déterminée de la même façon. On renonce ici à une déduction détaillée.

Le montage antiparallèle de deux ponts triphasés (voir fig. 10.2) est caractérisé par la présence de deux courants de circulation, l'un circulant dans les moitiés inférieures des ponts I et II et l'autre dans les moitiés supérieures. Pour chaque courant de circulation, il existe les mêmes conditions que dans le cas de deux montages étoile triphasé. La tension de circulation u_{ci} présente donc un indice de pulsation $p = 3$ bien que la tension continue u_d possède un indice de pulsation $p = 6$. Les déductions du

paragraphe précédent restent valables pour ce cas, en particulier la courbe 1 de la figure 10.11.

Le montage croisé de deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé selon la figure 10.3 présente un déphasage entre les tensions alternatives des deux convertisseurs de courant différent de celle d'un montage antiparallèle. Par conséquent, la valeur moyenne du courant de circulation en fonction de l'angle de retard d'allumage est différente et suit la courbe 2 de la figure 10.11. Pour la tension de circulation, on a toujours $p = 3$.

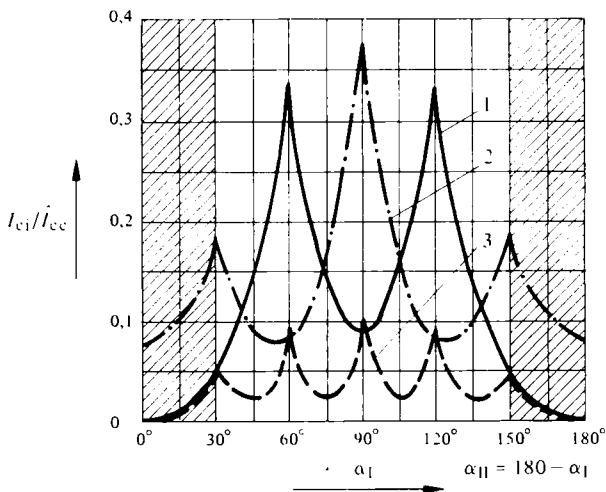


Fig. 10.11 Courant de circulation I_{ci} en fonction de l'angle de retard d'allumage α_I . 1 : montage antiparallèle (étoile triphasé et pont triphasé); 2 : montage croisé (étoile triphasé); 3 : montage croisé (pont triphasé).

Pour le montage croisé de deux ponts triphasés (voir fig. 10.4) on constate que le courant de circulation parcourt entièrement les deux ponts. La tension de circulation possède donc l'allure d'un indice de pulsation $p = 6$. La valeur moyenne I_{ci} du courant de circulation en fonction de α_I est donnée par la courbe 3 de la figure 10.11. Le courant de circulation est sensiblement réduit. D'autre part, en admettant un certain courant de circulation, l'inductance de la self de courant de circulation est d'environ un tiers par rapport à celle des autres montages avec $p = 3$. De ce point de vue, ce montage est particulièrement favorable.

Le montage en H selon la figure 10.5 présente de nouveau une tension de circulation avec un indice de pulsation $p = 3$. Les conditions sont similaires à celles du montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé.

10.3.4 Caractéristiques de charge

Les caractéristiques de charge d'un convertisseur de courant bidirectionnel, compte tenu de la chute de tension inductive due à la commutation naturelle, sont représentées à la figure 10.15. Il s'agit de la tension continue $U_{d\alpha}$ en fonction du cou-

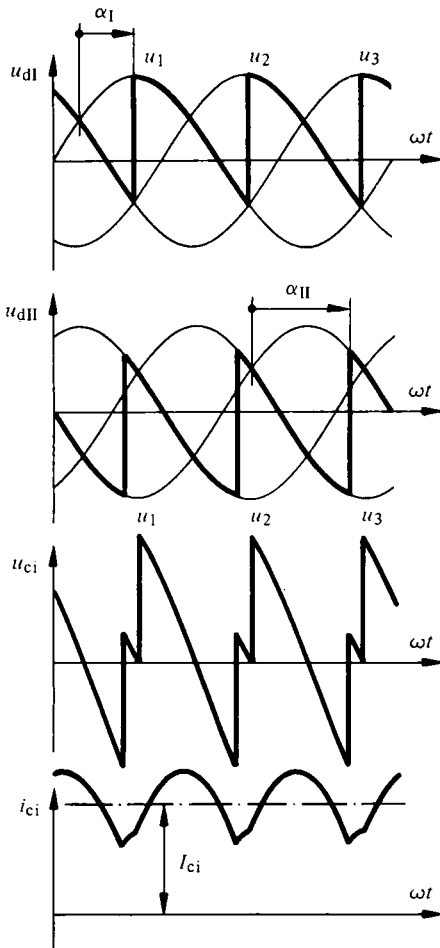


Fig. 10.12 Allure des tensions u_{dI} , u_{dII} , u_{ci} et du courant i_{ci} pour le montage antiparallèle, avec $\alpha_I = 60^\circ$ et $\alpha_{II} = 105^\circ$.

rant continu I_d avec l'angle de retard d'allumage α_I , respectivement α_{II} comme paramètre.

Les courbes valables pour le fonctionnement sans courant de circulation sont indiquées en pointillé, en correspondance au domaine de la conduction intermittente pour de faibles courants continus (voir sect. 7.3). La présence du courant de circulation a pour conséquence que les caractéristiques restent linéaires autour de $I_d = 0$. Dans ce but, il est nécessaire que le courant de circulation ne soit pas intermittent dans la zone de petites valeurs pour le courant continu I_d .

Ce comportement des caractéristiques continues est très favorable pour régler des petites valeurs du courant continu et le passage par zéro de ce dernier.

Pour des courants continus I_d avec des valeurs plus grandes que le courant limite I_{dlim} de la conduction intermittente, le courant de circulation peut être intermittent. Dans ce cas, celui-ci peut aussi être diminué en faisant $\alpha_{II} > 180^\circ - \alpha_I$.

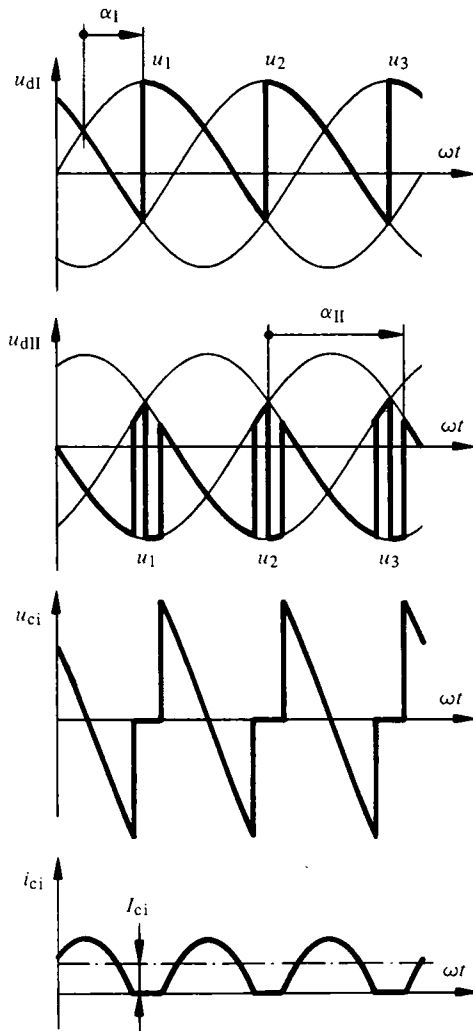


Fig. 10.13 Allure des tensions u_{dI} , u_{dII} , u_{ci} et du courant i_{ci} pour le montage antiparallèle, avec $\alpha_I = 60^\circ$ et $\alpha_{II} = 135^\circ$.

10.3.5 Réglage du courant de circulation

Comme nous l'avons vu, le courant de circulation est fortement sensible à des angles de retard d'allumage α_{II} inférieurs à $180^\circ - \alpha_I$. Si par contre α_{II} est supérieur à cette valeur théorique, le courant de circulation devient intermittent, ce qui est défavorable pour les caractéristiques voisines de $I_d = 0$. La commutation du convertisseur de courant conduisant le courant continu exerce une influence supplémentaire sur la relation entre α_{II} et α_I .

Normalement, il n'est pas suffisant de commander les angles de retard d'allumage des deux convertisseurs de courant selon la loi $\alpha_{II} = 180^\circ - \alpha_I$; on est contraint de faire appel à des circuits de réglage pour régler le courant de circulation sur une valeur déterminée (voir sect. XVI.6.5).

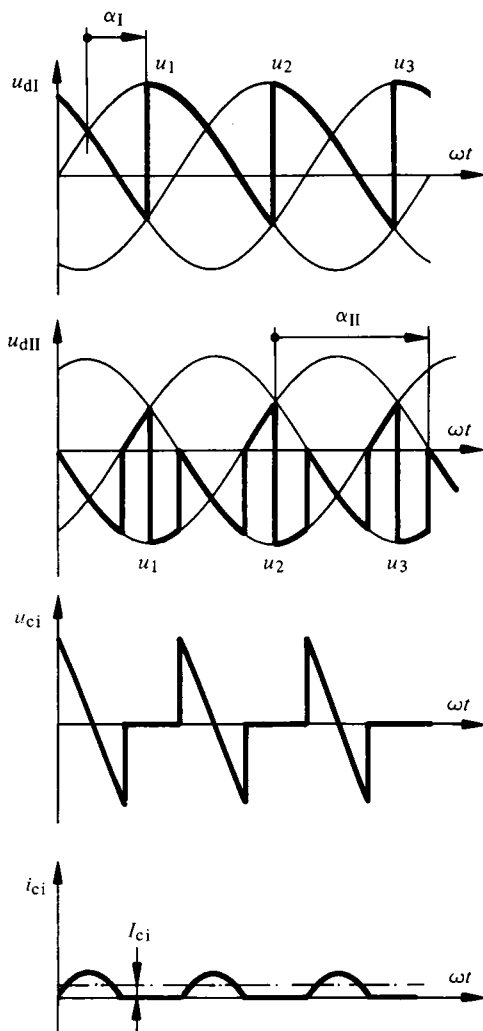


Fig. 10.14 Allure des tensions u_{dI} , u_{dII} , u_{ci} et du courant i_{ci} pour le montage antiparallèle, avec $\alpha_I = 60^\circ$ et $\alpha_{II} = 150^\circ$.

10.4 MONTAGES SANS COURANT DE CIRCULATION

10.4.1 Généralités

Le courant de circulation présente l'avantage d'assurer une caractéristique linéaire pour de faibles courants continu (au voisinage de $I_d = 0$). Comme désavantage, il faut remarquer la nécessité de selfs pour limiter le courant de circulation. En plus, l'angle de retard d'allumage du convertisseur de courant fonctionnant en redresseur ne peut pas être inférieur à $\alpha = 30^\circ$. La valeur maximale de la tension continue fournie par ces montages est donc limitée par cette valeur de α . Cette restriction sur l'angle de retard d'allumage provoque aussi une augmentation de la puissance réactive absorbée par le convertisseur de courant.

Il est souhaitable d'éliminer le courant de circulation pour des installations à puissances élevées. Dans ce but, il est nécessaire de bloquer complètement les impulsions aux gâchettes du convertisseur de courant ne conduisant pas le courant de charge I_d .

Si le courant de circulation est empêché par le blocage d'un convertisseur de courant, les selfs de courant de circulation peuvent être éliminées. De plus, le convertisseur de courant fonctionnant en redresseur peut être commandé avec un angle de retard d'allumage allant jusqu'à $\alpha = 0$. Ainsi on augmente la valeur maximale de la tension continue et la consommation en puissance réactive se réduit.

Comme désavantage du fonctionnement sans courant de circulation, il faut remarquer le comportement discontinu des caractéristiques de charge au voisinage de $I_d = 0$ (voir courbes pointillées de la figure 10.15).

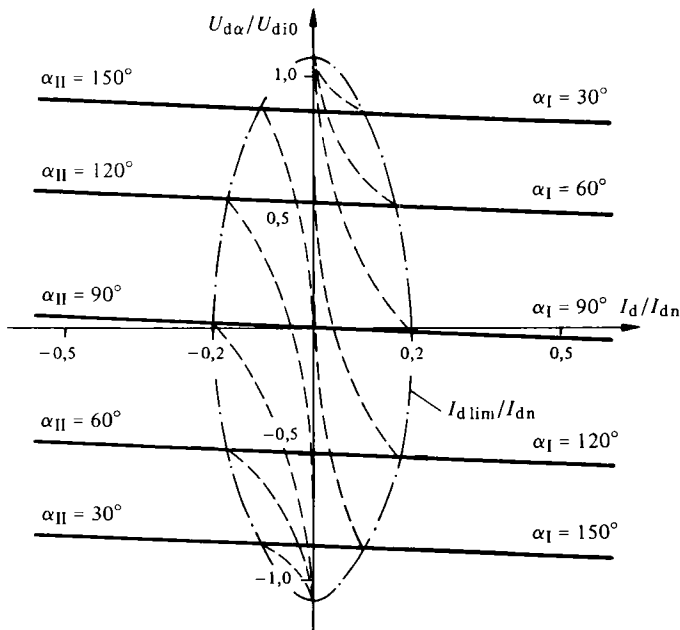


Fig. 10.15 Caractéristiques de charge d'un convertisseur de courant bidirectionnel avec courant de circulation.

Pour le fonctionnement sans courant de circulation, on peut utiliser les montages décrits aux paragraphes 10.2.2 à 10.2.4, c'est-à-dire le montage antiparallèle et le montage croisé (évidemment sans selfs de courant de circulation) ainsi que le montage en H. De plus, il existe un autre montage très avantageux pour ce mode de fonctionnement, c'est le montage antiparallèle des thyristors, qui sera décrit ci-dessous.

10.4.2 Montage antiparallèle des thyristors

Le montage antiparallèle des thyristors se distingue par le fait que dans chaque branche d'un convertisseur de courant (soit montage étoile, soit montage en pont) se

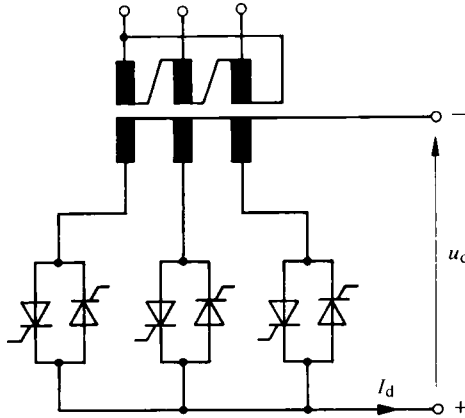


Fig. 10.16 Montage antiparallèle des thyristors, montage étoile triphasé.

trouvent deux thyristors montés directement en antiparallèle (tête-bêche) comme illustré aux figures 10.16 et 10.17.

Selon la polarité désirée du courant continu I_d il faut allumer les thyristors qui permettent le passage de ce courant. Il n'est admissible en aucun cas d'allumer en même temps des thyristors appartenant à des sens de conduction opposés; on provoquerait dans ce cas un court-circuit interne au convertisseur de courant.

10.4.3 Contrôle des montages sans courant de circulation

Les montages de convertisseurs de courant bidirectionnels sans courant de circulation ont besoin d'un contrôle assurant un blocage sûr de l'un ou l'autre convertisseur

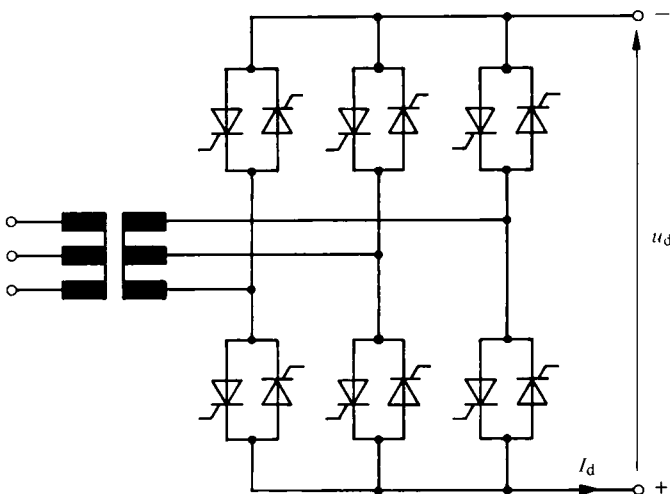


Fig. 10.17 Montage antiparallèle des thyristors, montage en pont triphasé.

de courant. Ce contrôle consiste en un circuit de réglage de courant et d'une partie de commande digitale.

Lors du changement de signe du courant continu I_d , il faut d'abord réduire le courant continu. Ceci est réalisé par le régulateur de courant qui décale l'angle de retard d'allumage du convertisseur de courant conduisant le courant continu dans le régime onduleur. Dès que le courant continu s'annule, les impulsions d'allumage de ce convertisseur de courant seront bloquées. Après un petit temps mort de l'ordre de 1 ms environ (largement supérieur au temps de désamorçage t_q des thyristors, afin d'assurer un blocage sûr des thyristors du convertisseur de courant qui vient d'être bloqué), on débloque les impulsions d'allumage du deuxième convertisseur de courant. Par l'intervention du régulateur de courant, le courant continu augmente pour atteindre la valeur voulue dans la polarité opposée (voir sect. XVI.6.5).

CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE À COMMUTATION NATURELLE

11.1 INTRODUCTION

11.1.1 Généralités

Un convertisseur de fréquence permet de convertir la fréquence fixe d'un réseau d'alimentation en une autre fréquence, généralement variable, d'un deuxième réseau alternatif. On distingue des convertisseurs de fréquence directs et à circuit intermédiaire.

Les convertisseurs de fréquence à conversion directe sont réalisés à l'aide de convertisseurs de courant bidirectionnels étudiés au chapitre 10; et se distinguent de ces derniers par une commande un peu différente. Ce type de convertisseur sera décrit à la section 11.2.

Les convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire se composent en principe d'un montage en cascade de deux convertisseurs de courant; le réseau alternatif primaire est d'abord converti en un réseau intermédiaire continu qui à son tour est converti en un réseau alternatif secondaire. Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu sera étudié à la section 11.3, tandis que la section 11.4 sera consacrée à la description des convertisseurs de fréquence avec charge à circuit oscillant.

Tous les convertisseurs de fréquence décrits dans ce chapitre fonctionnent à commutation naturelle.

11.1.2 Applications des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle

Le champ d'application des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle est très vaste. La figure 11.1 représente schématiquement les applications les plus importantes en indiquant aussi les tensions, courants et puissances nominales qui sont en jeu dans ces installations.

Le convertisseur de fréquence direct est essentiellement utilisé pour alimenter des moteurs synchrones dont la fréquence d'alimentation est relativement faible et variable dans un domaine de 0... 15 Hz.

Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire est employé aussi pour alimenter des machines synchrones. Dans ce cas le domaine de variation de fréquence se situe environ entre 5 et 100 Hz. Les puissances en jeu vont jusqu'à 50 MVA environ. Le même type de convertisseur de fréquence est aussi utilisé pour le démarrage de compensateurs synchrones ou d'alternateurs synchrones entraînés par des turbines à gaz, qui ne peuvent pas démarrer par leur propre moyen.

Un autre champ d'application du convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire est donné par la liaison élastique entre deux réseaux alternatifs combinée avec le

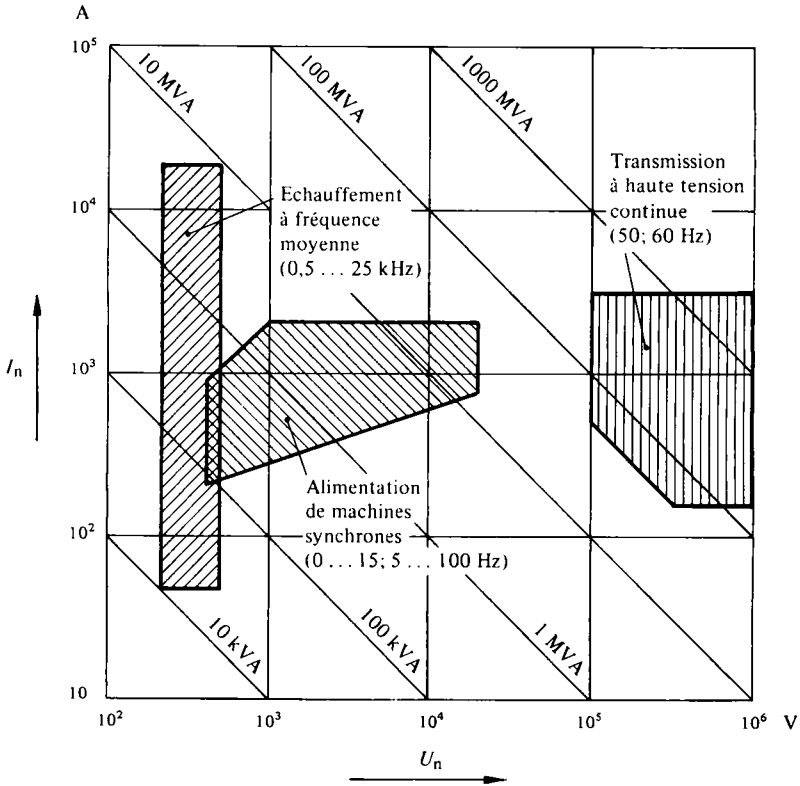


Fig. 11.1 Applications des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle.

transport d'énergie à haute tension continue. Ici, les tensions vont jusqu'à 1 MV et les puissances nominales dépassent 2000 MVA.

Les convertisseurs de fréquence avec charge à circuit oscillant sont utilisés pour des équipements de chauffage à fréquence moyenne (500 Hz ... 25 kHz) pour l'échauffement, le durcissement et la fonte de métaux.

11.1.3 Conditions pour l'étude du fonctionnement

Pour l'étude du fonctionnement des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle, on fera la supposition suivante : l'inductance L_c dans le circuit de commutation (voir fig. 2.3) est négligeable

$$L_c = 0 \tag{11.1}$$

Ceci implique un angle d'empiètement nul correspondant au fonctionnement idéalisé des convertisseurs de courant. En réalité la durée de l'empiètement sera finie et la commutation de ces convertisseurs de fréquence est analogue à celle des convertisseurs de courant.

Quant à l'inductance de charge, on la considère finie, selon le type de convertisseur de fréquence.

11.2 CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE DIRECTS

11.2.1 Généralités

Les convertisseurs de courant bidirectionnels décrits au chapitre 10 permettent d'inverser la direction du courant continu. Si cette inversion est effectuée périodiquement, il apparaît, à la sortie du convertisseur de courant, un courant alternatif. Le convertisseur de courant bidirectionnel fonctionne alors comme convertisseur de fréquence. On peut utiliser en principe tous les montages présentés au chapitre 10 fonctionnant soit avec, soit sans courant de circulation. Le montage le plus utilisé est le montage antiparallèle avec deux ponts triphasés, fonctionnant sans courant de circulation.

Ce type de convertisseur est appelé convertisseur de fréquence direct parce qu'il réalise la conversion de la fréquence d'entrée à la fréquence de sortie de manière directe, sans intervention d'une conversion intermédiaire en un système continu.

Souvent ces convertisseurs de fréquence directs sont aussi dénommés *cycloconvertisseurs*.

11.2.2 Montage monophasé

La figure 11.2 donne une représentation schématique d'un convertisseur de fréquence direct à sortie monophasée dont la fréquence f_2 est dans le cas général variable. Par contre, l'entrée, avec la fréquence f_1 fixe, est triphasée.

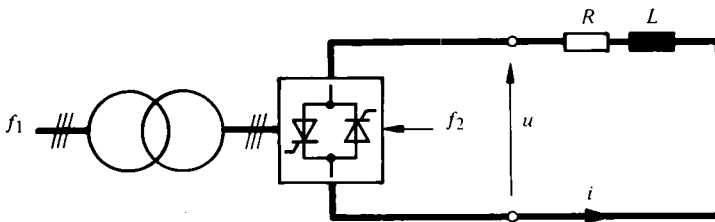


Fig. 11.2 Représentation schématique d'un convertisseur de fréquence direct monophasé.

Etant donné que le système alternatif à fréquence f_2 est obtenu par une variation continue de l'angle de retard d'allumage du convertisseur de courant bidirectionnel, la fréquence f_2 ne peut varier qu'entre 0 et $f_1/2$ environ. Des fréquences plus élevées que $f_1/2$ ne sont pas réalisables à cause des retards inhérent au fonctionnement des convertisseurs de courant.

La valeur moyenne glissante (déterminée sur une durée T/p) de la tension u et du courant i varie de façon alternative à la fréquence f_2 . La puissance réactive due au décalage des impulsions d'allumage et à la commutation du courant est fournie entièrement par le réseau d'alimentation à fréquence f_1 . Cette puissance, comme la puissance active, varie avec le double de la fréquence f_2 .

11.2.3 Montage triphasé

Un convertisseur de fréquence direct à sortie triphasée nécessite trois convertisseurs de courant bidirectionnels, comme représenté schématiquement à la figure 11.3.

Les trois convertisseurs de courant bidirectionnels sont toujours montés en étoile. Normalement, la charge est, elle aussi, montée en étoile. Les deux points neutres peuvent être reliés ensemble (connexion en trait pointillé). Cette liaison est en tout cas indispensable à l'enclenchement du convertisseur de fréquence et ceci pour garantir la circulation de courant par un seul convertisseur de courant bidirectionnel lorsque les impulsions d'allumage des trois convertisseurs de courant ne sont pas synchronisées. Une fois le régime permanent atteint, cette liaison peut être supprimée. Le courant circule maintenant au moins par deux convertisseurs de courant bidirectionnels. Une fois que la liaison est supprimée, le courant dans chaque phase ne présente plus les harmoniques d'ordre trois et ses multiples de la fréquence f_2 .

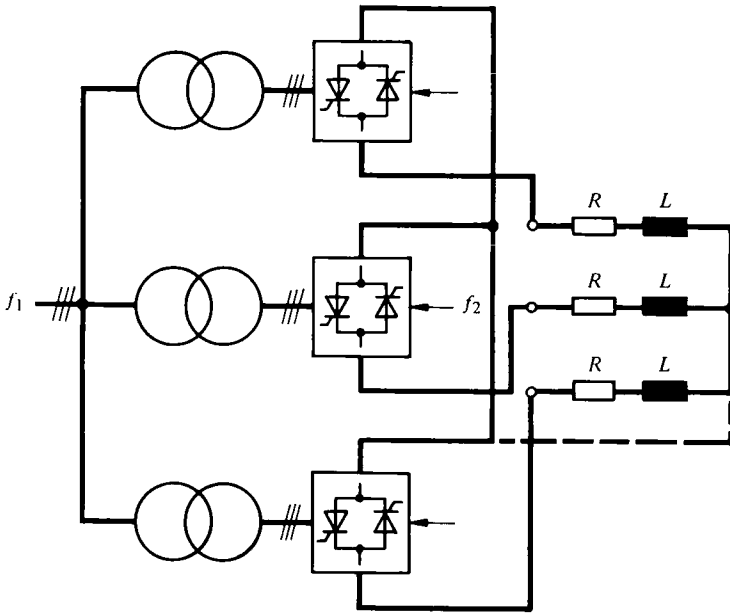


Fig. 11.3 Représentation schématique d'un convertisseur de fréquence direct triphasé.

Les trois convertisseurs de courant bidirectionnels doivent être contrôlés de telle manière que les tensions formant un système triphasé de fréquence f_2 présentent un déphasage de 120° d'une phase à une autre.

L'importance du matériel utilisé pour ce convertisseur de fréquence triphasé est assez grande, de même que pour les circuits de réglage et de contrôle. Les trois convertisseurs de courant bidirectionnels étant en montage en pont triphasé, le convertisseur de fréquence direct nécessite au moins 36 thyristors (voir fig. 11.4).

L'utilisation de ce convertisseur de fréquence est donc limitée à des puissances élevées pour alimenter des moteurs synchrones tournant à des vitesses basses. Ainsi, la fréquence f_2 variant seulement entre 0 et 5... 15 Hz permet de simplifier la construction de la machine synchrone; elle présente alors un nombre de paires de pôles relativement faible.

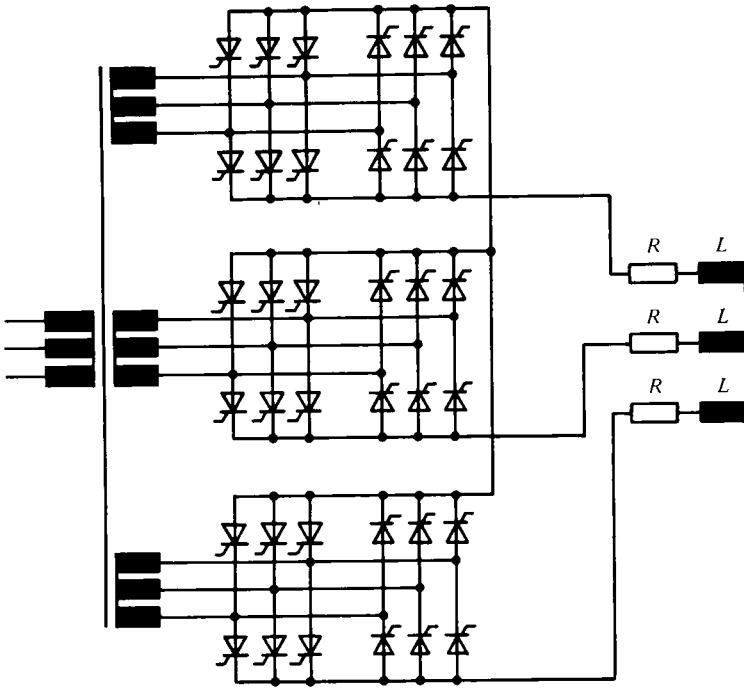


Fig. 11.4 Schéma d'un convertisseur de fréquence direct triphasé composé de montages en pont antiparallèles.

Pour contrôler ces convertisseurs de fréquence directs, il existe deux possibilités, à savoir le contrôle trapézoïdal et le contrôle sinusoïdal. Ces deux modes de contrôle seront examinés aux paragraphes suivants en se limitant à l'étude d'une seule phase.

11.2.4 Contrôle trapézoïdal

Le *contrôle trapézoïdal* est caractérisé par le fait que la tension à la sortie du convertisseur de fréquence possède la forme d'un trapèze, spécialement pour des fréquences $f_2 = f_1/4 \dots f_1/2$. Pour des fréquences basses $f_2 \ll f_1$ la tension devient plutôt rectangulaire.

Le contrôle présente quelques différences selon l'utilisation de convertisseurs de courant bidirectionnels fonctionnant avec ou sans courant de circulation. Généralement, on donne la préférence à des convertisseurs de courant bidirectionnels fonctionnant sans courant de circulation; ils présentent en effet quelques avantages qui seront mentionnés plus tard.

La figure 11.5 représente l'allure de la tension u et du courant i pour une fréquence $f_2 = 0,33 f_1$ et pour une charge ohmique et inductive. En plus, le fonctionnement en redresseur ou en onduleur des deux convertisseurs de courant I et II formant le convertisseur de courant bidirectionnel d'une phase est indiqué.

Lors du fonctionnement en redresseur, l'angle de retard d'allumage α peut être réduit à zéro; tandis qu'en onduleur, la limite est $\alpha = 150^\circ$. En utilisant des conver-

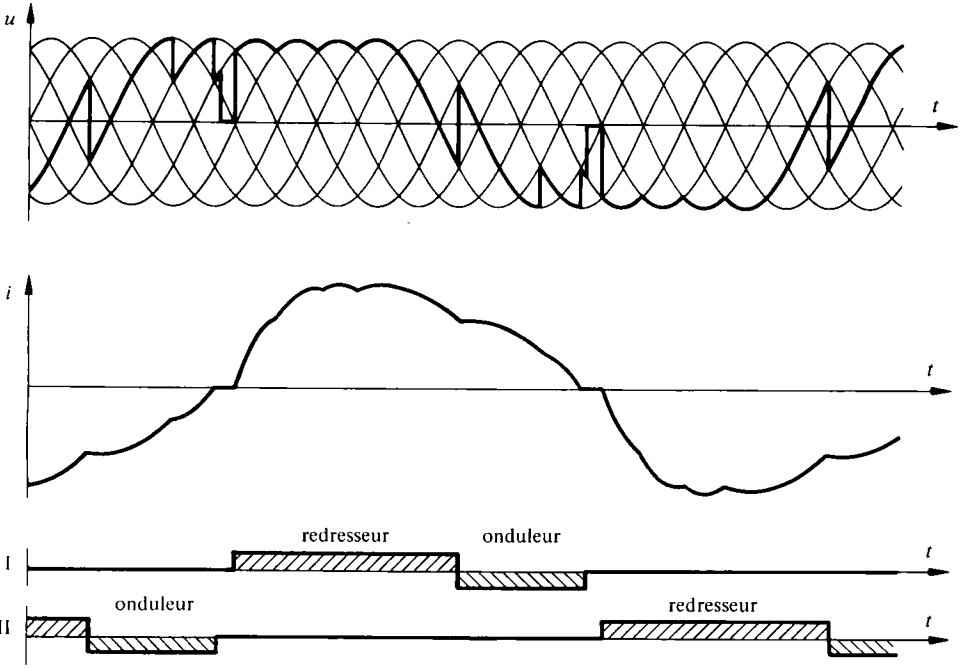


Fig. 11.5 Contrôle trapézoïdal avec charge ohmique et inductive.

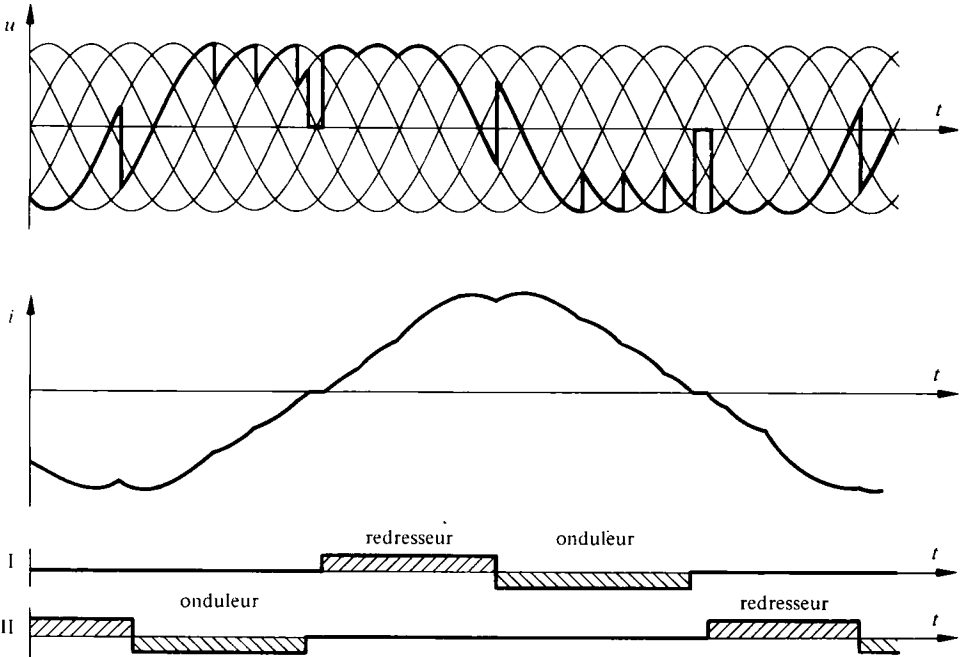


Fig. 11.6 Contrôle trapézoïdal avec charge inductive.

tisseurs de courant bidirectionnels fonctionnant avec courant de circulation, l'angle de retard d'allumage en fonctionnement redresseur est limité à $\alpha = 30^\circ$ par égard à l'autre convertisseur de courant fonctionnant en onduleur. Cette limitation de α diminue la tension utilisable et augmente en même temps la consommation de puissance réactive. C'est pour ces raisons que les convertisseurs de courant bidirectionnels fonctionnant sans courant de circulation sont plus favorables. Le petit intervalle pendant lequel le courant reste nul n'est normalement pas gênant.

Pour la détermination de l'allure du courant i à la sortie du convertisseur de fréquence direct, il faut faire appel aux relations du fonctionnement réel d'un convertisseur de courant (voir chap. 7). Le courant i possède une allure trapézoïdale assez asymétrique, avec une certaine ondulation à fréquence $6f_1$ superposée. Cette forme asymétrique est due au fait que le passage redresseur onduleur se déroule le long de la tension sinusoïdale de fréquence f_1 , tandis que le passage onduleur redresseur a lieu presque instantanément, à part le petit intervalle où le courant est nul.

Une commutation intermédiaire avec $\alpha = 90^\circ$ est indiquée à la figure 11.5 lors du passage redresseur onduleur. Ces commutations intermédiaires sont en tout cas indispensables si le rapport f_1/f_2 n'est pas un nombre entier. Ce comportement dynamique de manière asymétrique est à l'origine d'une limitation de la fréquence maximale environ à $f_2 < f_1/2$.

Si la charge est purement inductive, le courant i atteint une allure triangulaire, comme il ressort de la figure 11.6.

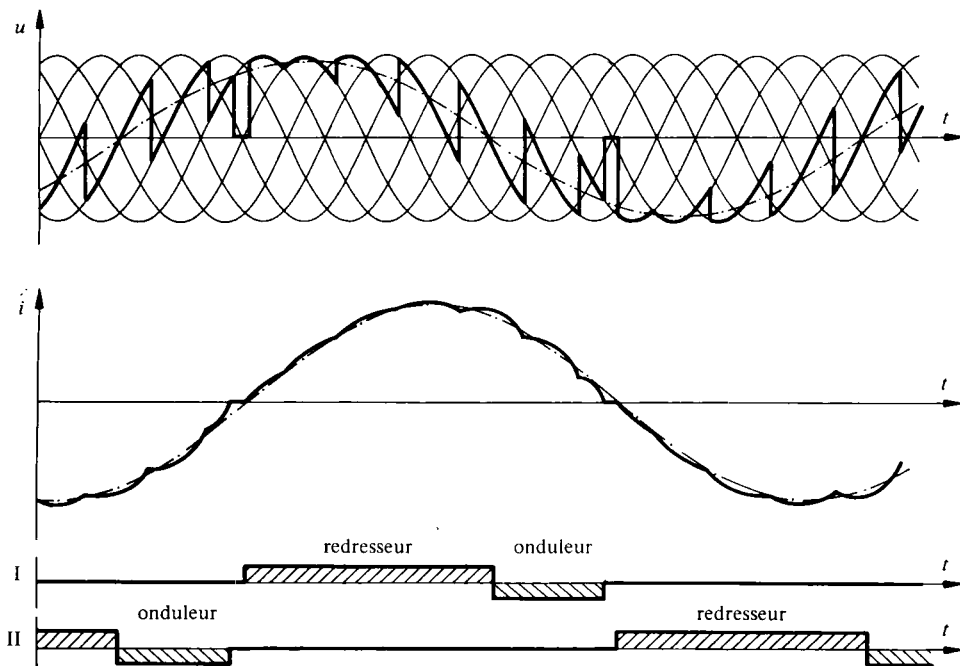


Fig. 11.7 Contrôle sinusoïdal avec charge ohmique et inductive.

11.2.5 Contrôle sinusoïdal

Dans le cas du *contrôle sinusoïdal*, la valeur moyenne glissante de la tension u varie selon une fonction sinusoïdale. Dans ce but on doit constamment varier l'angle de retard d'allumage α afin que la tension «continue» $U_{di\alpha} = U_{di0} \cos \alpha$ suive la relation $^1u = \hat{U} \sin \omega_2 t$, correspondant à l'onde fondamentale de la tension de sortie u . On peut ajuster l'amplitude \hat{U} et la pulsation ω_2 de manière indépendante. Le courant i s'approche très fortement de l'allure sinusoïdale et on atteint une forme de courant de fréquence f_2 presque idéale (voir fig. 11.7). Le rapport des durées de fonctionnement en redresseur et en onduleur dépend de la charge. Pour une charge purement ohmique, il n'existe que le fonctionnement en redresseur dans chaque demi-période. Pour une charge purement inductive le convertisseur de fréquence direct fonctionne pendant une moitié de la demi-période en redresseur et pendant l'autre moitié en onduleur.

Etant donné que pendant la plupart du temps l'angle de retard d'allumage est $\alpha > 0$, le convertisseur de fréquence direct consomme une puissance réactive assez élevée. De ce point de vue le contrôle sinusoïdal est défavorable par rapport au contrôle trapézoïdal. Par contre, le contrôle sinusoïdal permet d'une manière simple de réduire l'amplitude de l'onde fondamentale.

Le contrôle sinusoïdal est normalement réalisé par l'intermédiaire d'un réglage de courant, en variant la valeur de consigne i_c selon la loi $i_c = \hat{I} \sin \omega_2 t$, où l'on peut imposer l'amplitude \hat{I} et la pulsation ω_2 de l'onde fondamentale du courant. Pour un convertisseur de fréquence triphasé, chaque phase doit être réglée par un circuit de réglage séparé dont les trois valeurs de consigne doivent être déphasées de 120° d'une phase à une autre.

11.3 CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE À CIRCUIT INTERMÉDIAIRE À COURANT CONTINU

11.3.1 Généralités

Les convertisseurs de fréquence à conversion directe, décrits à la section précédente, sont caractérisés par le fait que la commutation est assurée par le réseau primaire de fréquence f_1 . Ce même réseau fournit aussi toute la puissance réactive à la charge. Cette dernière peut être passive, c'est-à-dire sans système alternatif (mono ou triphasé) de tensions induites.

Par contre, les convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu ont besoin d'un réseau actif de fréquence f_2 apte à assurer la commutation et à fournir la puissance réactive au convertisseur de courant. Ce type de convertisseur de fréquence consiste en deux convertisseurs de courant connectés en cascade dont l'un fonctionne en redresseur et l'autre en onduleur.

11.3.2 Montage

La figure 11.8 donne une représentation schématique d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu. Comme convertisseur de courant, un quelconque des montages indiqués au chapitre 5 peut être utilisé; toutefois, le montage le plus appliqué est le montage en pont triphasé. La figure 11.9 représente le schéma détaillé d'un convertisseur de fréquence comportant deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé. Dans ce cas, des transformateurs sont nécessaires

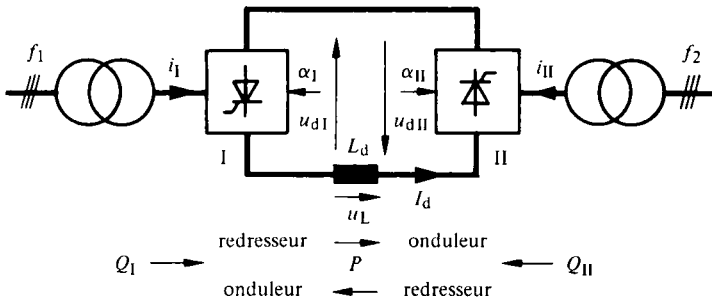


Fig. 11.8 Représentation schématique d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu.

uniquement pour adapter les niveaux des tensions alternatives ou pour effectuer une séparation galvanique entre les deux réseaux de fréquence f_1 et f_2 .

On constate que le montage de ce type de convertisseur de fréquence est assez simple puisqu'il ne nécessite que douze thyristors.

11.3.3 Fonctionnement

Le convertisseur de courant I fournit la tension continue u_{dI} . Il travaille normalement en redresseur. Un courant continu I_d circule du convertisseur de courant I vers le convertisseur de courant II qui fonctionne normalement en onduleur. Aux bornes de ce dernier, on trouve la tension continue u_{dII} . Il est connecté au réseau alternatif de fréquence f_2 , généralement différente de f_1 .

Les liaisons entre les deux convertisseurs de courant forment un circuit intermédiaire à courant continu. Une bobine d'induction L_d y est insérée, elle permet de lisser le courant continu I_d . Pour l'étude du fonctionnement idéalisé de ce convertisseur de fréquence, on suppose L_d infinie. Ainsi, le courant continu dans le circuit intermédiaire est complètement lisse.

Aux bornes de l'inductance L_d on trouve la tension

$$u_L = u_{dI} + u_{dII} \tag{11.2}$$

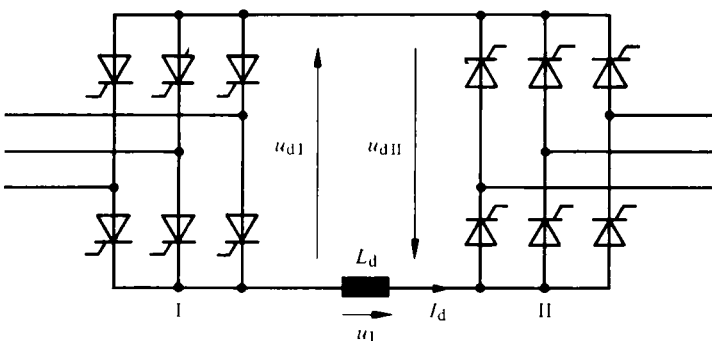


Fig. 11.9 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu composé de deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé.

En négligeant la résistance ohmique, la valeur moyenne de u_L doit être nulle. Ainsi les valeurs moyennes des tensions u_{dI} et u_{dII} sont liées par la relation

$$U_{dI} = -U_{dII} \quad (11.3)$$

A l'aide de la relation générale (5.12), on peut écrire

$$U_{di0I} \cos \alpha_I = -U_{di0II} \cos \alpha_{II} \quad (11.4)$$

Cette relation donne la condition de contrôle pour les deux angles de retard d'allumage α_I et α_{II} . Normalement, α_{II} est maintenu constant à la limite de fonctionnement en onduleur, tandis que α_I est ajusté de manière à satisfaire la condition (11.4). Les tensions U_{di0I} et U_{di0II} dépendent de la tension alternative des deux réseaux de fréquence f_1 et f_2 .

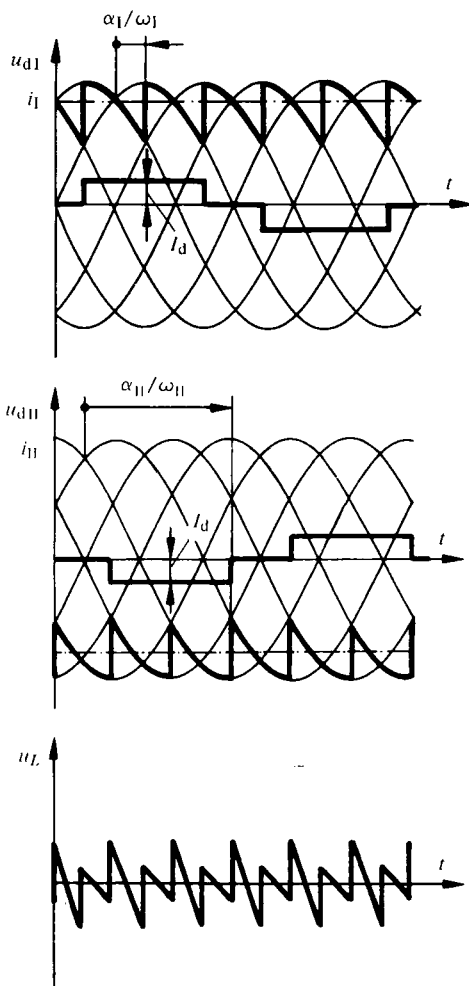


Fig. 11.10 Fonctionnement du convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire, avec $f_2 = f_1$ et $\hat{U}_2 = \hat{U}_1$.

De la relation (11.4) découle aussi la condition suivante : si le convertisseur de courant I fonctionne en redresseur, l'autre doit fonctionner en onduleur.

Les figures 11.10 à 11.12 représentent l'allure des tensions u_{dI} , u_{dII} et u_L pour trois cas différents.

Dans la figure 11.10 les deux réseaux possèdent la même fréquence et les mêmes amplitudes des tensions alternatives. Cependant il existe un déphasage entre ces deux tensions. Le convertisseur de courant II est contrôlé avec $\alpha_{II} = 150^\circ$. Par conséquent, il faut régler le convertisseur de courant I avec un angle de retard d'allumage $\alpha_I = 30^\circ$.

Dans le cas de la figure 11.11 la fréquence du réseau secondaire est $f_2 = 2f_1$, tandis que les amplitudes des tensions alternatives sont égales. De même ici, on a $\alpha_{II} = 150^\circ$ et $\alpha_I = 30^\circ$.

Finalement la figure 11.12 représente le cas où les deux fréquences f_2 et f_1

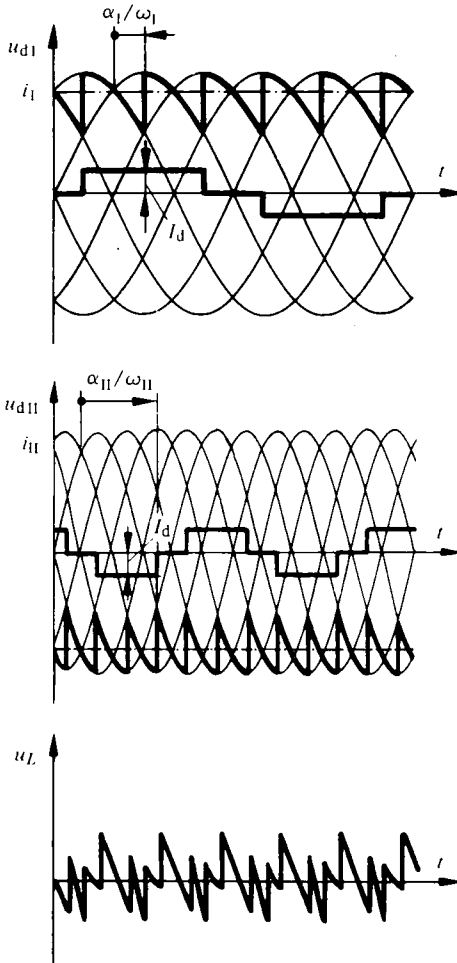


Fig. 11.11 Fonctionnement du convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire, avec $f_2 = 2f_1$ et $\hat{U}_2 = \hat{U}_1$.

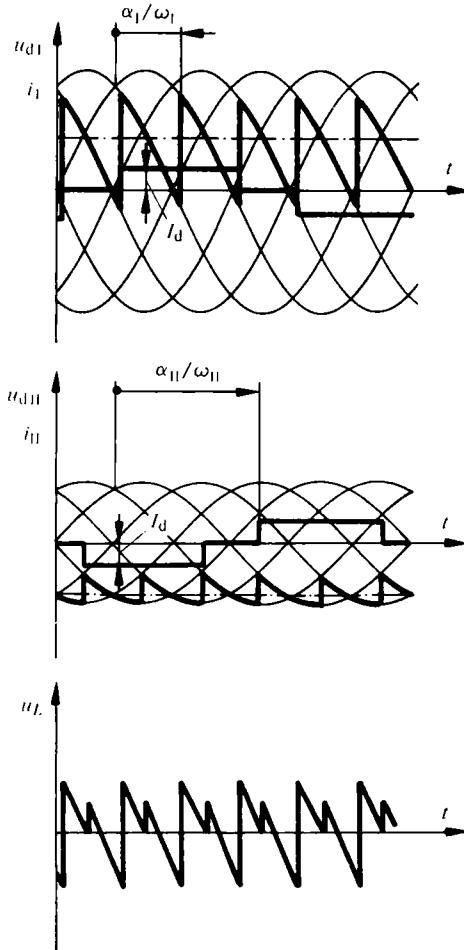


Fig. 11.12 Fonctionnement du convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire, avec $f_2 = f_1$ et $\hat{U}_2 = \hat{U}_1/2$.

sont de nouveau égales, mais l'amplitude de la tension alternative du réseau secondaire est maintenant la moitié de celle du réseau primaire. Le convertisseur de courant II est toujours contrôlé avec $\alpha_{II} = 150^\circ$. Pour satisfaire la condition (11.4), il faut maintenant porter l'angle de retard d'allumage α_I à $64,3^\circ$.

Les figures 11.10 à 11.12 représentent aussi les courants i_I et i_{II} dans une phase des deux réseaux alternatifs. L'allure de ces courants est rectangulaire au réseau primaire comme au réseau secondaire avec une valeur maximale égale au courant continu I_d dans le circuit intermédiaire.

11.3.4 Puissances actives et réactives

La puissance active P passe normalement du réseau alternatif de fréquence f_1 au travers du circuit intermédiaire à courant continu vers le réseau alternatif de fréquence f_2 (voir fig. 11.8).

Le réseau primaire de fréquence f_1 fournit la puissance réactive Q_1 au convertisseur de courant I suivant son angle de retard d'allumage α_1 (voir sect. 9.4), tandis que la puissance réactive Q_{II} est fournie au convertisseur de courant II par le réseau de fréquence f_2 en relation avec α_{II} . Si l'on tient compte du phénomène d'empiètement, les deux réseaux doivent aussi fournir la puissance réactive nécessaire à la commutation.

Pour faire passer la puissance active du réseau de fréquence f_2 vers celui de fréquence f_1 , il faut inverser les tensions continues u_{dI} et u_{dII} . C'est-à-dire que le convertisseur de courant II fonctionne maintenant en redresseur et le convertisseur de courant I en onduleur. Le courant continu I_d dans le circuit intermédiaire maintient sa direction et ne peut pas changer de polarité à cause du sens de conduction des convertisseurs de courant normaux (voir fig. 11.8).

Même dans ce cas, chaque réseau doit fournir de la puissance réactive Q_1 et Q_{II} à son propre convertisseur de courant.

11.3.5 Remarques concernant l'application des convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu

Comme déjà indiqué au paragraphe 11.1.2, on utilise le convertisseur de fréquence avec circuit intermédiaire à courant continu pour alimenter des machines synchrones ou pour réaliser une liaison élastique entre deux réseaux alternatifs.

Dans le cas de l'alimentation d'un moteur synchrone, ce dernier représente le réseau de fréquence f_2 . Le moteur synchrone, comme source de tension triphasée, est apte à fournir la puissance réactive Q_{II} nécessaire. La fréquence f_2 , proportionnelle à la vitesse du moteur synchrone, peut varier dans une gamme relativement vaste. En général, la tension alternative est elle-même proportionnelle à la fréquence f_2 (voir fig. 11.11 et 11.12). La limite supérieure de la fréquence f_2 est imposée par la construction du moteur synchrone et elle est située normalement entre 50 et 100 Hz ou même plus haut. La limite inférieure est de quelques Hertz et est due au fait que la tension alternative, très basse, n'est plus apte à assurer la commutation du courant. Le démarrage présente en tout cas des difficultés; celui-ci n'est pas possible avec ce type de convertisseur de fréquence, la tension étant nulle à l'arrêt du moteur. Il faut faire appel à des dispositifs de démarrage auxiliaires.

Par contre, il n'est pas possible d'alimenter un moteur asynchrone avec ce type de convertisseur de fréquence car le moteur asynchrone ne possède pas de source de tension alternative et ne peut donc pas fournir la puissance réactive indispensable au fonctionnement du convertisseur de courant II.

La liaison élastique entre deux réseaux est appliquée principalement dans les cas de transport d'énergie à haute tension continue. Les deux réseaux alternatifs ont souvent la même fréquence nominale (50 ou 60 Hz) mais ne sont pas au synchronisme (liaison élastique). Chaque réseau contient une ou plusieurs centrales électriques dont les générateurs synchrones fournissent les tensions alternatives, ainsi que les puissances réactives Q_1 et Q_{II} aux convertisseurs de courant. Le circuit intermédiaire à courant continu est formé par la ligne de transmission à haute tension continue qui possède souvent une longueur de plusieurs centaines de kilomètres. Sa capacité n'est pas négligeable et interdit toute variation rapide de la tension continue; par conséquent, tout changement rapide de la direction de la puissance active échangée est impossible.

11.4 CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE AVEC CHARGE À CIRCUIT OSCILLANT

11.4.1 Généralités

Un cas limite entre la commutation naturelle et forcée est donné par les *convertisseurs de fréquence avec charge à circuit oscillant*. Ces convertisseurs de fréquence possèdent aussi un circuit intermédiaire à courant ou à tension continue. La charge est de nature passive et ne présente pas des sources de tension alternatives. La charge ohmique et inductive est complétée par un condensateur pour former un circuit oscillant. Ce dernier assure la commutation du deuxième convertisseur de courant.

On distingue des convertisseurs de fréquence avec charge à circuit oscillant parallèle ou série.

Comme déjà mentionné au paragraphe 11.1.2, ils sont essentiellement employés pour l'alimentation des équipements de chauffage par induction à fréquence moyenne. La fréquence f_2 est située entre 500 Hz et 25 kHz.

11.4.2 Convertisseurs de fréquence avec charge à circuit oscillant parallèle

Le montage d'un convertisseur de fréquence avec charge à circuit oscillant parallèle est représenté à la figure 11.13. En parallèle avec la charge ohmique et inductive (R et L) est monté un condensateur C pour former un circuit oscillant parallèle.

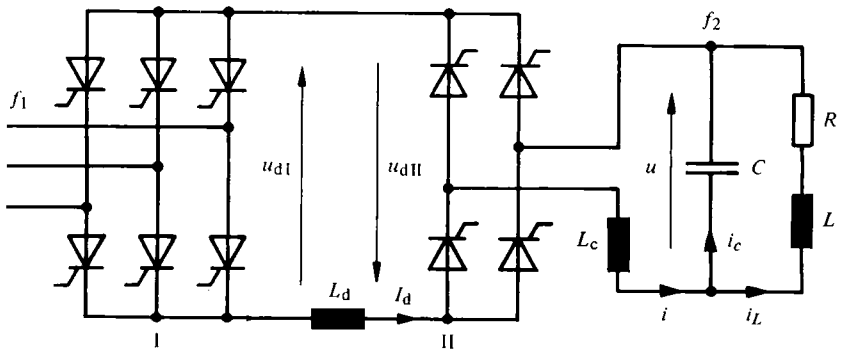


Fig. 11.13 Convertisseur de fréquence avec charge à circuit oscillant parallèle.

Le convertisseur de courant I, fonctionnant comme redresseur, est un montage en pont triphasé, tandis que le convertisseur de courant II, fonctionnant comme onduleur, est un montage en pont monophasé, puisque la charge est monophasée.

Au circuit intermédiaire à courant continu est insérée la bobine d'induction L_d . Pour l'étude du fonctionnement idéalisé, on supposera cette dernière comme infiniment grande.

L'inductance L_c en série avec le circuit oscillant assure la commutation du courant i dans le pont monophasé en limitant le di/dt dans les thyristors. Pour étudier le fonctionnement idéalisé on considérera cette inductance comme $L_c = 0$.

11.4.3 Fonctionnement

Le fonctionnement de ce convertisseur de fréquence avec charge à circuit oscillant parallèle est représenté à la figure 11.14. Le courant continu I_d , supposé complètement lissé, provoque un courant alternatif i d'une allure rectangulaire ceci en négligeant le phénomène de la commutation (inductance $L_c = 0$). Le changement de signe du courant i est dû à l'allumage alternatif des thyristors au pont monophasé. Ce courant alternatif i excite le circuit oscillant, dont la tension aux bornes u est presque sinusoïdale à condition que l'amortissement soit faible (résistance R petite). Cette tension est apte à garantir la commutation du convertisseur de courant II. La tension continue u_{dII} est positive pendant le temps t_γ correspondant à l'angle d'extinction γ . Ce temps t_γ doit être suffisamment long pour garantir un blocage sûr des thyristors (une tension u_{dII} positive correspond à une tension négative aux bornes anode cathode des thyristors!). Le temps t_γ doit être supérieur au temps de désamorçage t_q des thyristors. Ce laps de temps est garanti par un petit déphasage du passage par zéro de la tension u par rapport à celui du courant i .

Le courant i_L dans la charge ohmique et inductive est pratiquement sinusoïdal. Sa valeur de crête par rapport au courant i est plus élevée à cause de la surélévation de résonance. Le courant circulant à travers le condensateur C découle de la relation $i_c = i - i_L$.

La fréquence f_2 est déterminée par la pulsation propre ω_0 du circuit oscillant.

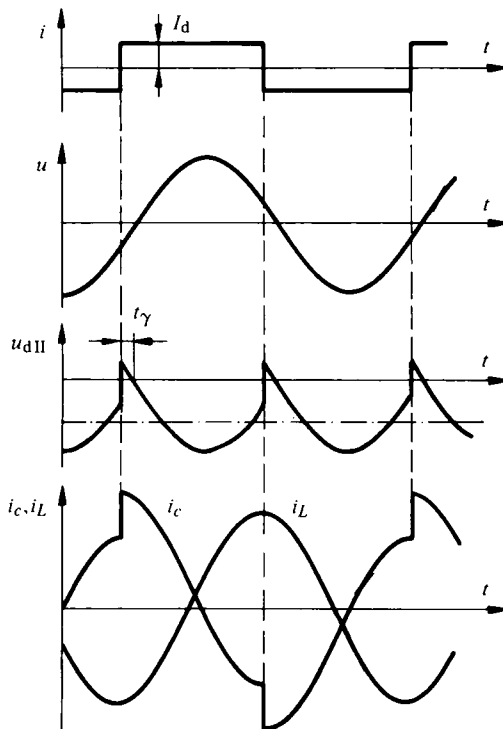


Fig. 11.14 Fonctionnement du convertisseur de fréquence avec charge à circuit oscillant parallèle.

Cette dernière est d'environ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (11.5)$$

A cause de l'amortissement dû à la résistance ohmique R , la fréquence de fonctionnement doit être légèrement supérieure à $f_0 = \omega_0/2\pi$. Si la charge est un four à induction, pendant l'échauffement de ce dernier, les valeurs de L et R varient et par conséquent aussi ω_0 ; il est donc indispensable d'adapter la fréquence f_2 à cette variation.

11.4.4 Convertisseurs de fréquence avec charge à circuit oscillant série

Des conditions différentes existent dans le cas d'un convertisseur de fréquence avec charge à circuit oscillant série, dont le montage est indiqué à la figure 11.15. Le condensateur C est maintenant monté en série avec la charge ohmique et inductive (R et L).

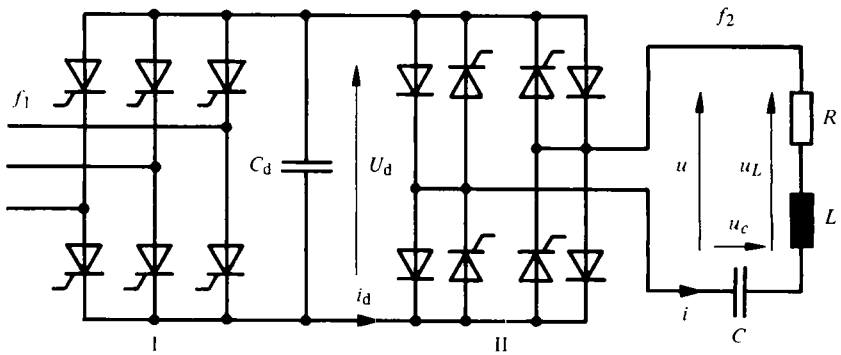


Fig. 11.15 Convertisseur de fréquence avec charge à circuit oscillant série.

Le convertisseur de courant I fonctionnant comme redresseur est un montage en pont triphasé. Le convertisseur de courant II, en montage en pont monophasé ayant la tâche d'onduleur, possède quatre diodes montées en antiparallèle à chaque thyristor. Leur fonction sera décrite ailleurs.

Au circuit intermédiaire se trouve maintenant un condensateur C_d . Ce dernier doit lisser la tension continue U_d . Pour l'étude du fonctionnement idéalisé, on supposera maintenant que la capacité de C_d est infinie de manière que la tension U_d soit complètement lisse.

Dans le cas présent on parle de circuit intermédiaire à tension continue.

11.4.5 Fonctionnement

Le fonctionnement de ce convertisseur de fréquence avec charge à circuit oscillant série est représenté à la figure 11.16. La tension u à la sortie du pont monophasé possède une forme rectangulaire, qui dérive de la tension continue U_d complètement lissée et de l'allumage alternatif des thyristors du pont monophasé II. La tension alternative u excite le circuit oscillant série dont le courant i est presque sinusoïdal, dans le

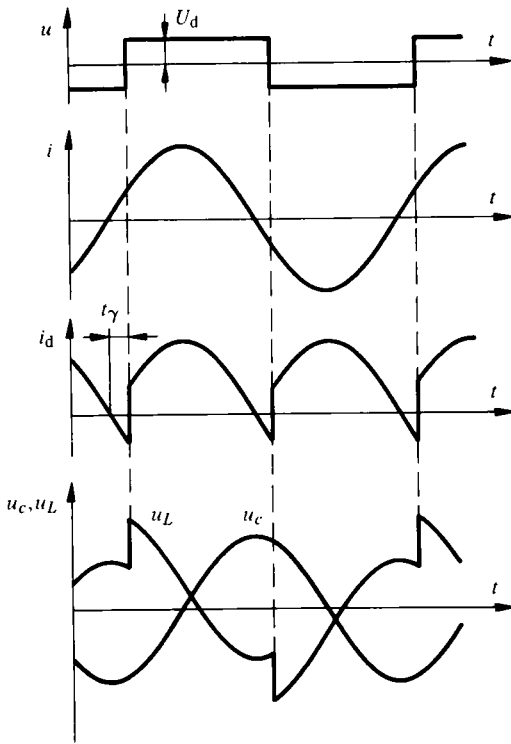


Fig. 11.16 Fonctionnement du convertisseur de fréquence avec charge à circuit oscillant série.

cas normal d'un amortissement faible. Ce courant est légèrement avancé par rapport à l'onde fondamentale de la tension u .

Le courant i_d circulant dans le circuit intermédiaire est fortement ondulé. Il est négatif pendant le laps de temps t_γ . Cette petite pointe négative ne peut pas circuler au travers du convertisseur de courant I, mais elle est fournie par le condensateur C_d et passe à travers deux diodes du convertisseur de courant II. La présence de ces diodes est nécessaire pour garantir la commutation du courant dans le pont II. Elles sont caractéristiques pour des convertisseurs statiques à commutation forcée, comme il sera décrit aux chapitres 12 à 15. Le temps t_γ doit être suffisamment élevé pour assurer le blocage des thyristors ($t_\gamma > t_d$). Pendant le laps de temps t_γ , entre anode et cathode des thyristors, il existe une petite tension négative égale à la tension directe des diodes conduisant momentanément le courant i_d .

La tension u_c aux bornes du condensateur C est pratiquement sinusoïdale, tandis que la tension u_L aux bornes de la charge ohmique et inductive est donnée par $u_L = u - u_c$. La valeur de crête de u_L est plus élevée par rapport à la tension u , elle est due à la surélévation de résonance.

Même ici, la fréquence f_2 est fixée par la pulsation propre ω_0 du circuit oscillant selon l'équation (11.5). Après le passage par zéro du courant i , il faut ajouter le temps t_γ avant d'allumer les autres thyristors dans le convertisseur de courant II. La fréquence

de fonctionnement f_2 dans le cas du circuit oscillant série doit être un peu inférieure à $f_0 = \omega_0/2\pi$.

Le contrôle de ce type de convertisseur de fréquence est relativement simple. Il suffit de détecter le passage par zéro du courant i et de retarder de t_γ l'allumage des thyristors. Ainsi la fréquence s'adapte automatiquement à chaque variation de L et de R due à l'échauffement du four à induction.

VARIATEURS DE COURANT CONTINU: FONCTIONNEMENT IDÉALISÉ

12.1 INTRODUCTION

12.1.1 Généralités

Les variateurs de courant continu font appel à la commutation forcée. Ils permettent de faire varier la valeur moyenne d'une tension continue.

Le principe de la commutation forcée est connu depuis 1930 environ. La réalisation était alors très limitée car les redresseurs à vapeur de mercure avaient un temps de désamorçage trop long. C'est seulement grâce aux thyristors, spécialement de type rapide et aux équipements de réglage et de commande transistorisés que cette technique a connu un développement rapide et que différentes variantes de montages ont pu être développées. Cette évolution continue. Dans le cadre de ce chapitre il n'est pas possible de traiter toutes ces variantes; on se limitera à l'étude des montages les plus importants et fondamentaux.

Selon la figure 2.13, les convertisseurs statiques à commutation forcée se divisent en contacteurs de courant continu, variateurs de courant continu, onduleurs et convertisseurs de fréquence.

On peut considérer les contacteurs de courant continu comme un cas spécial de fonctionnement d'un variateur de courant continu. Ces contacteurs ne seront donc pas traités séparément. Les chapitres 12 et 13 seront consacrés aux variateurs de courant continu. Ce dispositif relativement simple permet d'étudier le phénomène de la commutation forcée.

Les onduleurs et les convertisseurs de fréquence à commutation forcée seront traités dans les chapitres 14 à 16.

12.1.2 Applications des variateurs de courant continu

Le variateur de courant continu est très répandu dans le domaine de la traction électrique à courant continu, par exemple sur des engins de traction pour chemin de fer, tram, trolleybus et véhicules à batterie (locomotives de mines, chariots à fourche, voitures électriques). Il permet d'alimenter un moteur à courant continu avec une tension variable à l'aide d'une source de tension continue constante.

La figure 12.1 représente schématiquement ces différentes applications avec leurs valeurs nominales de tension, courant et puissance continue.

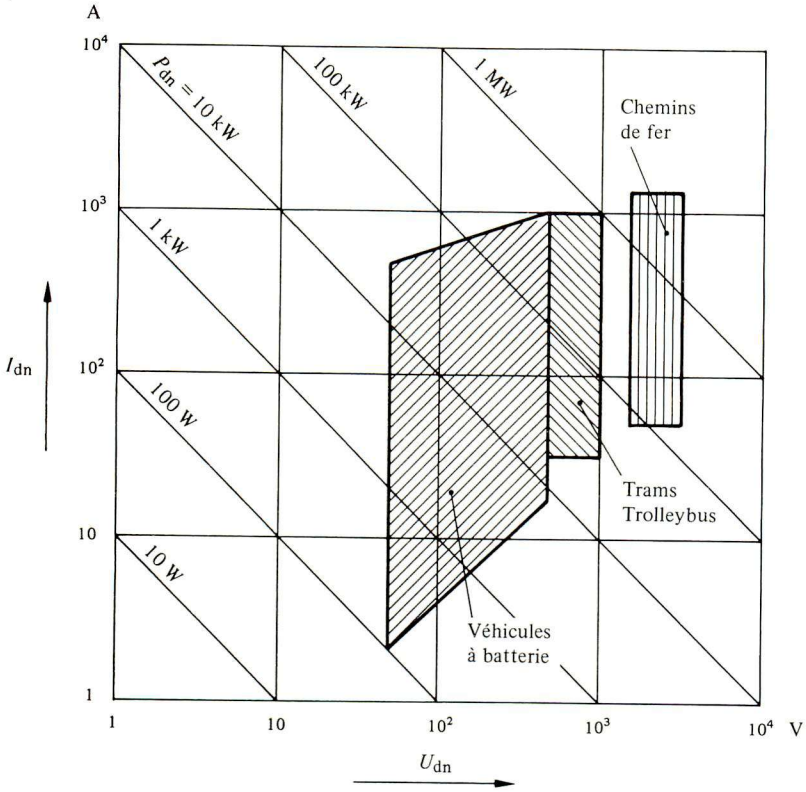


Fig. 12.1 Applications des variateurs de courant continu.

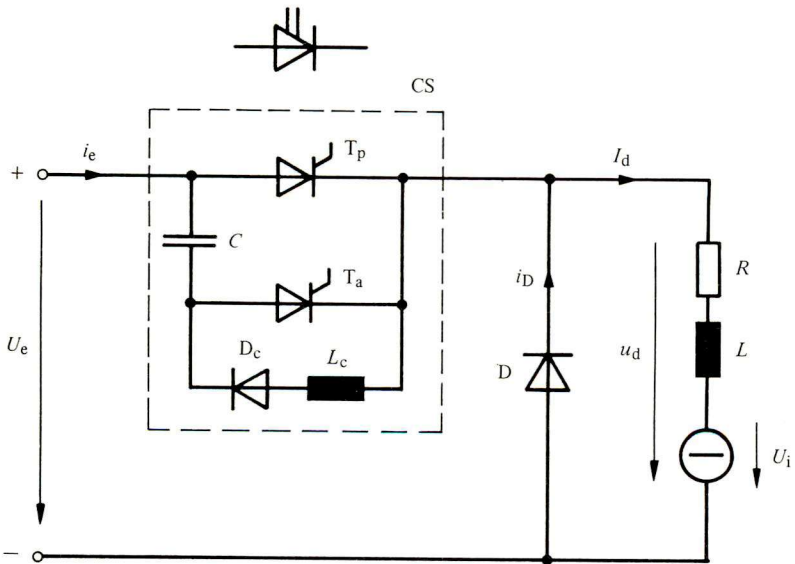


Fig. 12.2 Montage d'un variateur de courant continu à pulsation.

12.1.3 Conditions pour l'étude du fonctionnement idéalisé

Pour l'étude du fonctionnement idéalisé des variateurs de courant continu en régime permanent, on fera dans ce chapitre les suppositions suivantes :

- l'inductance L de la charge à courant continu (voir fig. 5.2) est infinie

$$L = \infty \quad (12.1)$$

- la durée de la commutation forcée (voir fig. 2.4) est nulle

$$t_c = 0 \quad (12.2)$$

La première supposition $L = \infty$ implique que le courant continu circulant dans la charge est complètement lisse et donc constant en fonction du temps. Cette supposition sera abandonnée à la section 12.6 où l'on étudiera l'ondulation du courant continu.

La deuxième supposition $t_c = 0$ correspond à un contacteur idéal qui peut être déclenché immédiatement. On n'étudie pas le phénomène de la commutation forcée.

12.2 VARIATEUR DE COURANT CONTINU À PULSATION

12.2.1 Généralités

Pour varier un courant continu provenant d'une source à tension continue constante, il faut faire appel au principe du *hâcheur*, c'est-à-dire enclencher et déclencher la charge périodiquement. Ceci est possible avec un *variateur de courant continu à pulsation*.

L'enclenchement du courant continu par des thyristors ne présente aucune difficulté. Pour le déclenchement (extinction des thyristors), des dispositifs supplémentaires sont nécessaires, permettant une commutation forcée du courant continu. Les phénomènes correspondants seront étudiés au chapitre 13.

12.2.2 Montage

Le montage d'un variateur de courant continu à pulsation est représenté à la figure 12.2.

Le thyristor principal T_p , le thyristor auxiliaire T_a , la diode D_c , le condensateur C et l'inductance L_c forment un dispositif apte à enclencher et déclencher un courant continu. Nous appelons ce montage *contacteur statique CS*.

Une impulsion d'allumage sur la gâchette du thyristor principal T_p enclenche le contacteur, tandis qu'une impulsion appliquée à la gâchette du thyristor auxiliaire T_a déclenche le contacteur. Le fonctionnement de ce dispositif à commutation forcée sera étudié à fond au chapitre 13.

Le condensateur C , le thyristor auxiliaire T_a , la diode D_c et l'inductance L_c forment le *circuit d'extinction* du contacteur statique.

Pour simplifier on peut représenter le contacteur statique dans les schémas de montages par le symbole d'un thyristor, mais avec deux entrées de contrôle (voir fig. 12.2 en haut) représentant schématiquement les entrées destinées à enclencher et déclencher le contacteur statique.

Le montage du variateur de courant continu à pulsation comprend de plus une diode D , montée en antiparallèle avec la charge. La charge consiste en une source de

tension interne U_i , une résistance R et une inductance L (moteur à courant continu, par exemple). Comme déjà mentionné, l'inductance L est supposée très élevée (théoriquement $L = \infty$) pour garantir un courant continu I_d bien lissé.

12.2.3 Fonctionnement

Le principe de fonctionnement est indiqué à la figure 12.3.

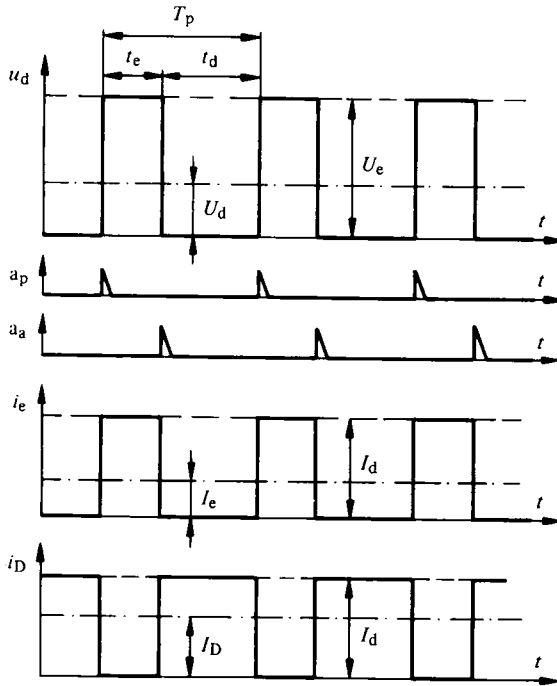


Fig. 12.3 Fonctionnement d'un variateur de courant continu à pulsation.

Lorsque le contacteur statique CS est enclenché par une impulsion d'allumage a_p sur le thyristor principal, la tension continue u_d à la sortie du variateur de courant continu est égale à celle de l'entrée U_e et le courant d'entrée i_e correspond au courant continu I_d circulant dans la charge. La diode D est bloquée, avec $i_D = 0$, parce que la tension $u_d = U_e$ apparaît entre anode et cathode avec une polarité négative.

Si le contacteur statique est déclenché à l'aide d'une impulsion d'allumage a_a sur le thyristor auxiliaire, le courant i_e s'annule. Le courant continu I_d de la charge passe maintenant au travers de la diode D, où $i_D = I_d$. Cette dernière impose une tension u_d nulle aux bornes de la charge (plus exactement légèrement négative, à cause de la tension directe de la diode D).

Le courant continu I_d commute alternativement du contacteur statique CS à la diode D et vice versa. Ce phénomène fera l'objet d'une étude approfondie au chapitre 13.

Soit t_e la durée d'enclenchement et t_d la durée de déclenchement du contacteur statique CS (voir fig. 12.3). La valeur moyenne de la tension continue aux bornes de la

charge s'obtient par

$$U_d = \frac{t_e}{t_e + t_d} U_e \quad (12.3)$$

la valeur moyenne du courant d'entrée par

$$I_e = \frac{t_e}{t_e + t_d} I_d \quad (12.4)$$

et celle du courant de diode par

$$I_D = \frac{t_d}{t_e + t_d} I_d \quad (12.5)$$

Des équations (12.3) et (12.4) on tire

$$\frac{U_d}{U_e} = \frac{I_e}{I_d} \quad (12.6)$$

ou

$$U_d I_d = U_e I_e \quad (12.7)$$

c'est-à-dire la puissance absorbée par la charge est la même que celle fournie à l'entrée du variateur de courant continu. Cette relation ne tient pas compte des pertes de commutation dans le contacteur statique. Ces pertes sont normalement très petites, donc négligeables.

A l'entrée, la tension U_e est constante et le courant i_e est rectangulaire, tandis qu'à la sortie le courant I_d est constant et la tension u_d rectangulaire.

Le courant d'entrée i_e ne peut varier rapidement que si la source de tension fournissant la tension U_e ne présente aucune inductance interne (comme c'est le cas par exemple pour un accumulateur). Les problèmes se posant si cette condition n'est pas satisfaite seront discutés à la section 12.5.

12.2.4 Caractéristique idéale

En agissant sur le rapport d'enclenchement $t_e/(t_e + t_d)$, il est possible de faire varier la tension continue U_d aux bornes de la charge. Selon l'équation (12.3) il s'agit d'une relation linéaire dont on représente la caractéristique idéale à la figure 12.4. Cette caractéristique est indépendante du courant continu I_d .

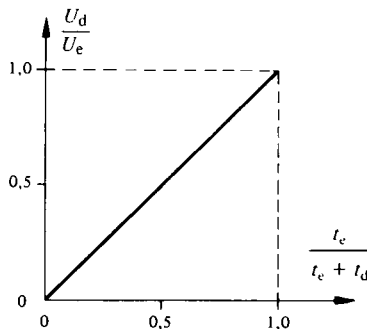


Fig. 12.4 Caractéristique idéale d'un variateur de courant continu.

12.2.5 Conditions de fonctionnement

Pour la charge on exprime la relation entre les valeurs moyennes de tension et courant continu

$$I_d = \frac{U_d - U_i}{R} \quad (12.8)$$

A cause du sens de conduction du contacteur statique CS et de la diode D, le courant continu I_d doit être positif, ce qui implique $U_d > U_i$. Notons de plus que $0 \leq U_d \leq U_e$.

12.3 RÉCUPÉRATION PAR UN VARIATEUR DE COURANT CONTINU À PULSATION

12.3.1 Généralités

Dans le montage de la figure 12.2 la puissance active passe de l'entrée (tension U_e) vers la charge à courant continu. Si l'on veut changer la direction de la puissance active et par conséquent aussi la direction du courant continu I_d , par exemple pour freiner un moteur à courant continu, il faut appliquer le montage illustré à la figure 12.5. Le contacteur statique CS et la diode D ont échangé leur position par rapport au montage de la figure 12.2. Ce montage permet une récupération d'énergie en cas de freinage d'un engin de traction.

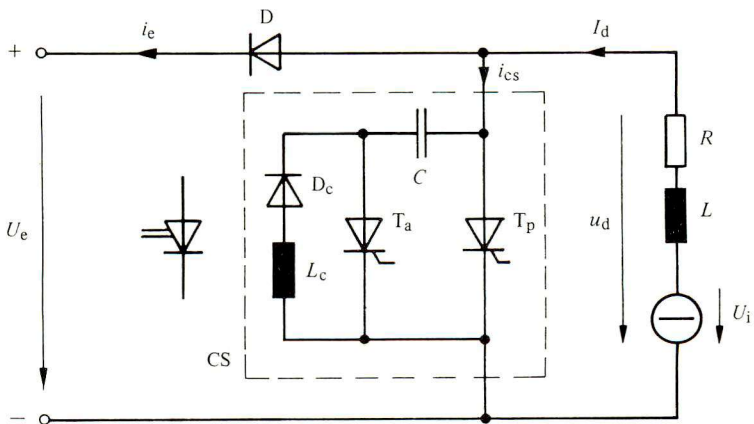


Fig. 12.5 Variateur de courant continu à pulsation dans un montage à récupération (freinage utile).

12.3.2 Fonctionnement

Pour l'étude du fonctionnement de ce montage à récupération d'énergie on fera appel à la figure 12.6.

Pendant la durée d'enclenchement t_e du contacteur statique la tension u_d est nulle. La diode D est bloquée et évite un court-circuit de l'entrée (tension U_e). Le courant continu I_d passe à travers la charge et le contacteur statique CS.

Si le contacteur statique est déclenché, la tension u_d est égale à U_e et le courant I_d circulant au travers de la diode D récupère l'énergie vers l'alimentation.

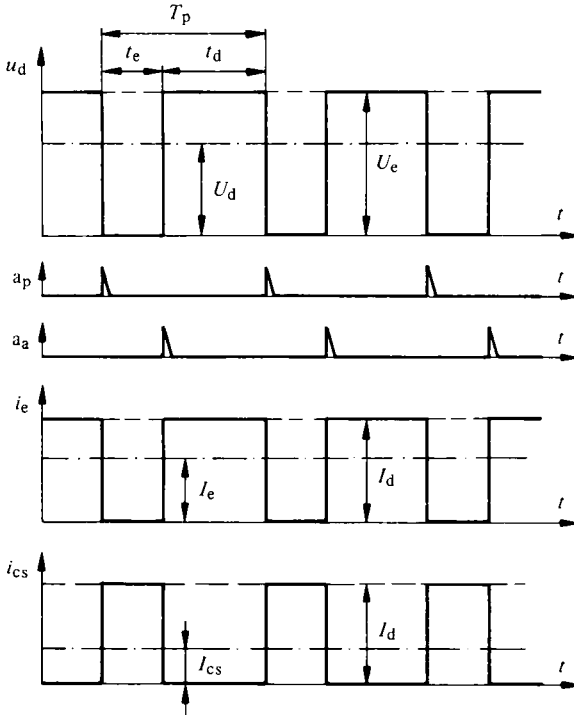


Fig. 12.6 Fonctionnement d'un variateur de courant continu à pulsation dans un montage à récupération.

La valeur moyenne de la tension continue U_d aux bornes de la charge est maintenant donnée par

$$U_d = \frac{t_d}{t_e + t_d} U_e = \left(1 - \frac{t_e}{t_e + t_d} \right) U_e \quad (12.9)$$

Pour la valeur moyenne du courant d'entrée I_e , qui est identique au courant circulant par la diode D, on obtient

$$I_e = \frac{t_d}{t_e + t_d} I_d \quad (12.10)$$

Finalement la valeur moyenne du courant I_{cs} dans le contacteur statique est donnée par

$$I_{cs} = \frac{t_e}{t_e + t_d} I_d \quad (12.11)$$

Même dans le cas présent, la relation (12.7) concernant l'égalité des puissances est satisfaite. Cependant il existe une différence, car c'est la charge qui doit être active et qui fournit la puissance à l'alimentation.

12.3.3 Caractéristique idéale

La valeur moyenne de la tension continue U_d aux bornes de la charge dépend dans ce cas aussi du rapport d'enclenchement $t_e/(t_e + t_d)$ selon l'équation (12.9).

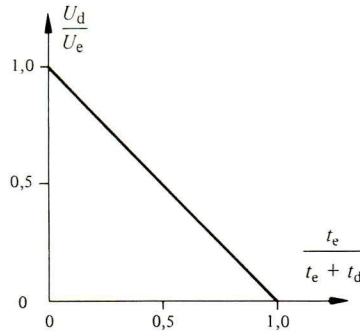


Fig. 12.7 Caractéristique idéale d'un variateur de courant continu dans un montage à récupération.

La figure 12.7 montre la caractéristique idéale, qui est linéaire. Si la durée d'enclenchement t_e est nulle, la tension continue U_d devient maximale et égale à la tension U_e . Si par contre la durée de déclenchement t_d est nulle, la tension continue U_d vaut zéro.

12.3.4 Conditions de fonctionnement

Pour la charge on a la relation

$$I_d = \frac{U_i - U_d}{R} \quad (12.12)$$

avec la condition $U_i > U_d$.

Il faut observer que $0 \leq U_d \leq U_e$ est toujours valable. Grâce à l'accumulation d'énergie dans l'inductance L de la charge, il est possible de faire passer de la puissance active vers l'entrée, bien que la tension U_e de cette dernière soit plus élevée par rapport à la valeur moyenne de la tension U_d . Ainsi il est possible de réaliser un freinage utile (récupération) de moteurs à courant continu jusqu'à des vitesses très basses (dans le cas idéal jusqu'à l'arrêt).

12.4 COMMUTATION À PULSATION D'UNE RÉSISTANCE

12.4.1 Généralités

Le contacteur statique CS introduit à la figure 12.2 peut aussi être utilisé pour enclencher et déclencher périodiquement une résistance ohmique R . On parle de *commutation à pulsation d'une résistance*. Il est ainsi possible de varier la valeur apparente R^* de cette résistance. On peut monter le contacteur statique en série ou en parallèle avec la résistance. La caractéristique résultante est différente pour ces deux cas.

Ces montages sont principalement utilisés pour varier des résistances de démarrage ou de freinage de moteurs à courant continu ou de moteurs asynchrones à cage. Dans la résistance R une puissance active est dissipée selon la valeur apparente R^* . Cette dernière sera déterminée dans les paragraphes 12.4.3 et 12.4.5 selon le montage en série ou en parallèle.

12.4.2 Montage en série

Le montage en série d'un contacteur statique CS et d'une résistance ohmique R est représenté à la figure 12.8, tandis que l'allure du courant i_R dans la résistance ainsi que les impulsions d'allumage a_p et a_a pour les thyristors principal T_p et auxiliaire T_a résultent de la figure 12.9.

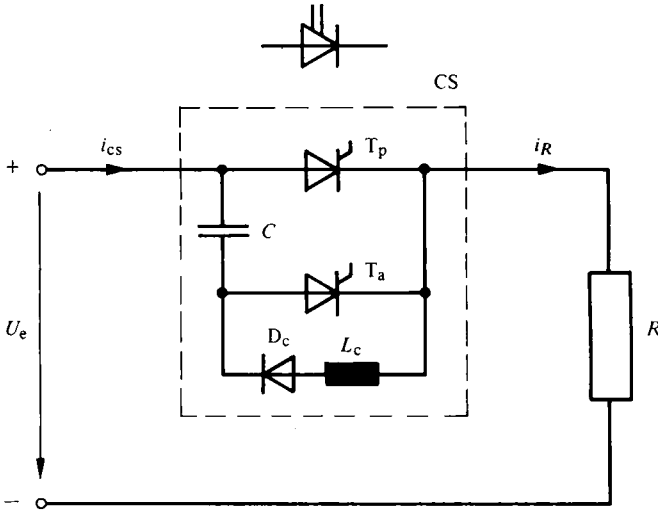


Fig. 12.8 Montage en série d'un contacteur statique et d'une résistance.

Si le contacteur statique est enclenché, la tension U_e apparaît aux bornes de la résistance R et le courant circulant dans cette dernière est égal à

$$i_R = i_{cs} = \frac{U_e}{R} \tag{12.13}$$

Si par contre le contacteur statique est déclenché, on a $i_R = 0$.

La variation rapide du courant $i_R = i_{cs}$ entre 0 et U_e/R n'est possible que s'il n'y a aucune inductance dans le circuit.

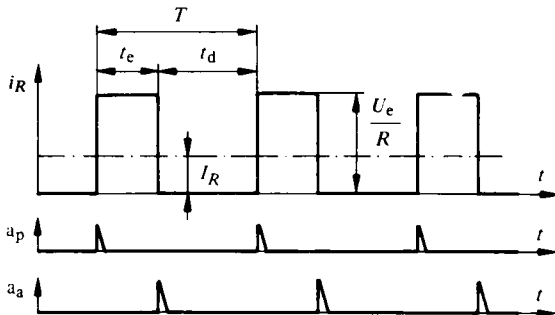


Fig. 12.9 Fonctionnement d'un montage en série avec une commutation à pulsation d'une résistance.

Selon la durée d'enclenchement t_e et de déclenchement t_d on obtient pour la valeur moyenne du courant I_R

$$I_R = \frac{t_e}{t_e + t_d} \frac{U_e}{R} \quad (12.14)$$

12.4.3 Résistance apparente

Entre les bornes + et - de la tension d'alimentation U_e apparaît maintenant une valeur moyenne de la résistance égale à la *résistance apparente* R^* , qui peut être définie par le quotient entre la tension U_e et la valeur moyenne du courant I_R , c'est-à-dire

$$R^* = \frac{U_e}{I_R} = \frac{t_e + t_d}{t_e} R \quad (12.15)$$

Lorsque le rapport d'enclenchement $t_e/(t_e + t_d)$ varie entre 0 et 1 la résistance apparente varie entre ∞ et R (voir fig. 12.10). La caractéristique présente donc une allure hyperbolique.

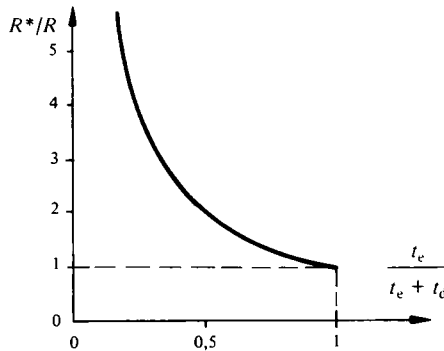


Fig. 12.10 Caractéristique idéale d'un montage en série avec une commutation à pulsation d'une résistance.

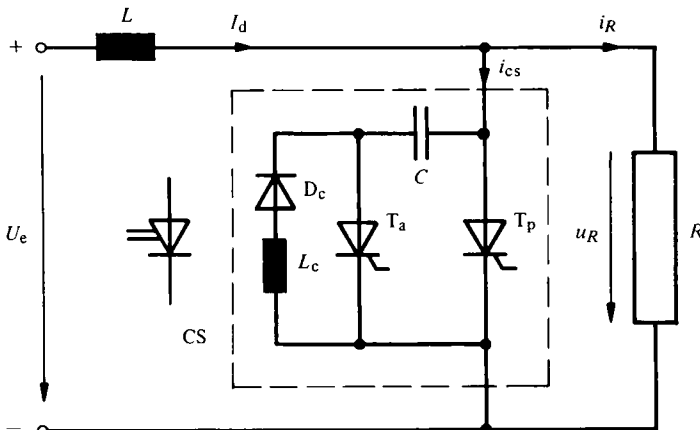


Fig. 12.11 Montage en parallèle d'un contacteur statique et d'une résistance.

12.4.4 Montage en parallèle

Il est aussi possible de monter le contacteur statique CS en parallèle avec la résistance R (voir fig. 12.11). L'allure de la tension u_R aux bornes de la résistance R ainsi que les impulsions d'allumage a_p et a_a pour les thyristors principal T_p et auxiliaire T_a résulte de la figure 12.12. Une inductance L de valeur très élevée (théoriquement $L = \infty$) garantit un courant continu I_d pratiquement constant.

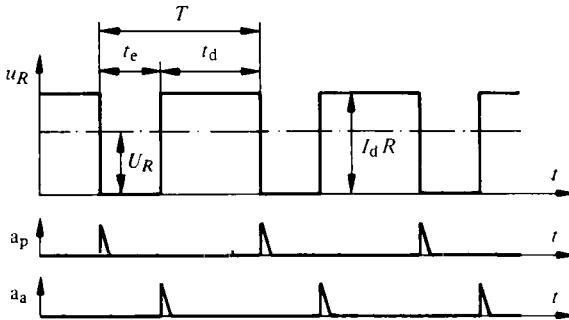


Fig. 12.12 Fonctionnement d'un montage en parallèle avec une commutation à pulsation d'une résistance.

Si le contacteur statique est enclenché, le courant I_d passe à travers ce dernier. La résistance R est court-circuitée et la tension u_R égale à zéro. Pendant la durée de déclenchement du contacteur statique, le courant I_d circule par la résistance R . La tension u_R est donc égale à $u_R = i_R R = I_d R$. Pour la valeur moyenne de la tension aux bornes de la résistance R on obtient

$$U_R = \frac{t_d}{t_e + t_d} I_d R \tag{12.16}$$

12.4.5 Résistance apparente

La résistance apparente résultant de la mise en parallèle du contacteur statique CS et de la résistance R est égale au quotient entre la valeur moyenne de la tension U_R

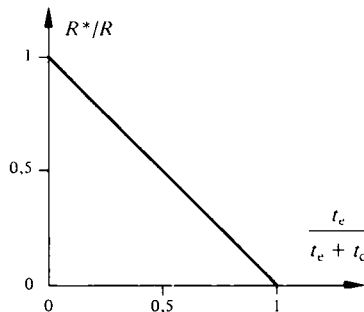


Fig. 12.13 Caractéristique idéale d'un montage en parallèle avec une commutation à pulsation d'une résistance.

et le courant I_d , d'où l'on tire

$$R^* = \frac{U_R}{I_d} = \frac{t_d}{t_e + t_d} R = \left(1 - \frac{t_e}{t_e + t_d}\right) R \quad (12.17)$$

En variant le rapport $t_e/(t_e + t_d)$ entre 0 et 1, la résistance apparente varie entre R et 0 (voir fig. 12.13).

12.5 CONDENSATEUR-TAMPON

12.5.1 Généralités

Nous avons supposé jusqu'ici que le circuit d'alimentation d'un variateur de courant continu (tension U_e) ne présente aucune inductance interne. Un accumulateur remplit assez bien cette condition. Si par contre le variateur de courant continu est installé sur un engin de traction alimenté par la caténaire, l'inductance de cette dernière n'est plus négligeable.

Une inductance située dans l'alimentation du variateur de courant continu diminue considérablement la vitesse de variation du courant d'entrée i_e en prolongeant le phénomène transitoire lors de l'enclenchement et du déclenchement. En plus, il y aurait aussi une influence défavorable sur le phénomène de la commutation forcée.

Dans un cas pareil il s'avère indispensable de brancher un *condensateur-tampon* entre les bornes d'entrée du variateur de courant. Ce montage est représenté à la figure 12.14. Le condensateur-tampon C_t est apte à fournir le courant d'entrée i_e rectangulaire. La tension d'entrée u_e n'est plus constante. L'inductance dans le circuit d'alimentation est représentée par L_a et la tension d'alimentation en amont de l'inductance par U_a .

On étudiera l'influence du condensateur-tampon en supposant d'abord une inductance L_a infinie.

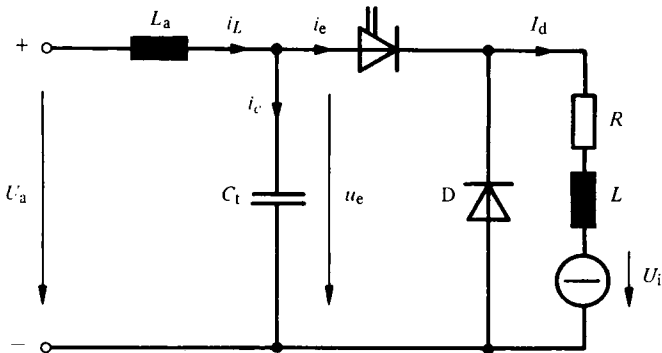


Fig. 12.14 Variateur de courant continu avec condensateur-tampon.

12.5.2 Inductance L_a infinie

Nous étudierons l'effet du condensateur-tampon à l'aide de la figure 12.15. D'abord nous supposons que l'inductance L_a dans l'alimentation est très élevée, théoriquement $L_a = \infty$. Le courant i_L circulant par cette inductance est dans ce cas constant

et égal à la valeur moyenne I_e du courant d'entrée i_e du variateur de courant continu, parce que la valeur moyenne du courant i_c est nulle. Pour I_e , on obtient

$$I_e = \frac{t_e}{t_e + t_d} I_d \tag{12.18}$$

Le courant i_c circulant dans le condensateur C_t est donné par

$$i_c = i_L - i_e = I_e - i_e \tag{12.19}$$

L'allure de i_c est représentée à la figure 12.15.

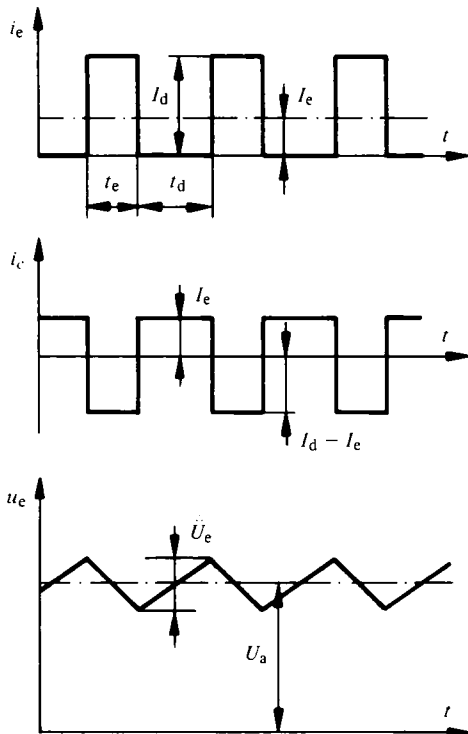


Fig. 12.15 Influence du condensateur-tampon pour L_a infinie.

La tension aux bornes du condensateur-tampon est égale à la tension u_e . Cette tension n'est pas constante, mais varie autour de la valeur moyenne. Cette dernière est égale à U_a en négligeant la chute de tension ohmique des lignes d'alimentation.

Pour la valeur crête à creux \hat{U}_e , différence entre la valeur maximale et la valeur minimale de cette tension pendant la durée de déclenchement t_d (le condensateur-tampon est chargé par le courant I_e) on obtient

$$\hat{U}_e = \frac{1}{C_t} I_e t_d \tag{12.20}$$

Pendant la durée d'enclenchement t_e le condensateur-tampon est déchargé par le cou-

rant $I_d - I_e$ et la valeur crête à creux de la tension d'entrée est maintenant

$$\hat{U}_e = \frac{1}{C_t} (I_d - I_e) t_e \quad (12.21)$$

En substituant le courant I_e par l'équation (12.18) on obtient la même relation pour les deux intervalles

$$\hat{U}_e = \frac{1}{C_t} \frac{t_e t_d}{t_e + t_d} I_d \quad (12.22)$$

La valeur de \hat{U}_e dépend des durées d'enclenchement t_e et de déclenchement t_d du variateur de courant continu. Elle est maximale pour $t_e = T_p/2$, où

$$T_p = t_e + t_d \quad (12.23)$$

est la *période de pulsation* du variateur de courant continu.

Si $\hat{U}_{e \text{ adm}}$ est la valeur maximale admissible, il faut dimensionner le condensateur-tampon C_t selon la relation

$$C_t = \frac{T_p I_d}{4 \hat{U}_{e \text{ adm}}} \quad (12.24)$$

On voit que plus la valeur choisie pour T_p est grande plus C_t doit être élevé.

12.5.3 Inductance L_a finie

Dans le cas réel, l'inductance L_a est finie. Cette dernière forme avec le condensateur C_t un circuit oscillant dont la pulsation propre vaut

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_t}} \quad (12.25)$$

Le courant i_c dans le condensateur-tampon n'est plus rectangulaire, mais composé de secteurs sinusoïdaux suivant la pulsation propre, décalés périodiquement par I_d , comme il est représenté schématiquement à la figure 12.16. Le calcul de ce phénomène est relativement complexe. On renonce à une déduction détaillée en se limitant à une indication schématique de l'allure des courants et des tensions.

L'influence de l'inductance L_a finie se manifeste aussi sur la tension u_e . Plus la fréquence propre $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ est proche de la *fréquence de pulsation*

$$f_p = \frac{1}{T_p} \quad (12.26)$$

plus la valeur crête à creux de la tension d'entrée \hat{U}_e est grande (voir courbes pointillées à la fig. 12.16). Si $f_0 = f_p$, la valeur de \hat{U}_e est infinie.

Pour éviter une valeur crête à creux \hat{U}_e de la tension et par conséquent aussi une valeur crête à creux des courants i_c et i_L trop élevée, il est indispensable que la fréquence de pulsation f_p soit plus grande que la fréquence propre f_0 . Après la détermination de la grandeur du condensateur-tampon C_t selon l'équation (12.24), il est nécessaire de calculer la fréquence propre. Il s'avère éventuellement indispensable d'augmenter l'inductance L_a ou la capacité C_t , afin de diminuer la fréquence propre

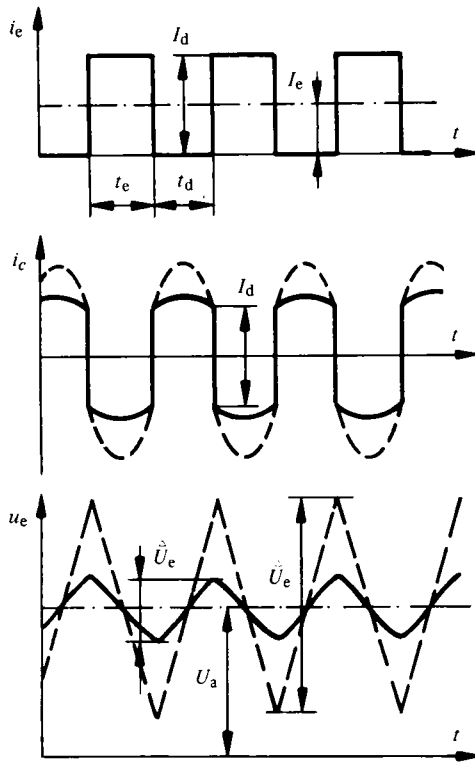


Fig. 12.16 Influence du condensateur-tampon pour L_a finie.

f_0 , ou si cela est compatible avec le fonctionnement du variateur de courant continu, d'augmenter la fréquence de pulsation f_p .

Pour des engins de traction alimentés par la caténaire, l'inductance L_a varie considérablement selon la position du véhicule par rapport au point d'alimentation de la caténaire. Pour éviter une variation trop forte de la fréquence propre f_0 , il est presque toujours nécessaire de disposer d'une bobine d'induction supplémentaire, logée sur l'engin de traction, à l'entrée du variateur de courant continu.

12.6 ONDULATION DU COURANT CONTINU

12.6.1 Généralités

Jusqu'à présent nous avons supposé une inductance L de la charge à courant continu infinie. Ainsi le courant continu circulant dans cette charge est complètement lisse.

En réalité l'inductance est finie et le courant continu possède une certaine ondulation à cause de la tension rectangulaire fournie à la charge par le variateur de courant continu.

Ci-dessous nous étudierons l'ondulation du courant continu en abandonnant la supposition $L = \infty$. Par contre on n'étudiera pas le phénomène de la commutation forcée, en supposant le temps de commutation $t_c = 0$.

12.6.2 Relations de base

Nous considérons la charge à courant continu représentée par la figure 12.17. Pour ce circuit l'équation différentielle

$$L \frac{di_d}{dt} + R i_d = u_d - U_i \quad (12.27)$$

est valable.

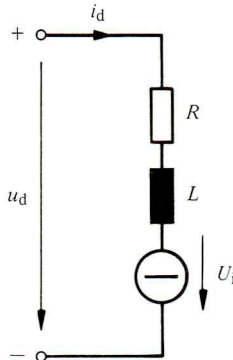


Fig. 12.17 Charge à courant continu d'un variateur de courant continu.

La tension u_d présente une allure rectangulaire (voir fig. 12.18), tandis que la tension interne U_i est constante.

Pendant la durée d'enclenchement t_e la tension u_d est égale à la tension d'entrée U_e et la valeur initiale du courant continu est i_{d0} .

En introduisant la constante de temps de la charge

$$T = \frac{L}{R} \quad (12.28)$$

on obtient la solution de l'équation différentielle

$$i_d = \frac{U_e - U_i}{R} (1 - e^{-\tau/T}) + i_{d0} e^{-\tau/T} \quad (12.29)$$

où la variable τ pour le temps est mesurée à partir de l'instant d'enclenchement (voir fig. 12.18).

Pendant la durée de déclenchement t_d la tension u_d est nulle et la valeur initiale du courant vaut i_{d1} . La solution de (12.27) est maintenant donnée par

$$i_d = -\frac{U_i}{R} (1 - e^{-\tau'/T}) + i_{d1} e^{-\tau'/T} \quad (12.30)$$

La variable τ' pour le temps est mesurée à partir de l'instant de déclenchement (voir fig. 12.18).

On doit encore déterminer les conditions initiales i_{d0} et i_{d1} du courant. Pour $\tau = t_e$ on a $i_d = i_{d1}$ et de (12.29) on tire

$$i_{d1} = \frac{U_e - U_i}{R} (1 - e^{-t_e/T}) + i_{d0} e^{-t_e/T} \tag{12.31}$$

Pour le régime permanent il faut qu'à l'instant $\tau' = t_d$ le courant i_d soit de nouveau égal à i_{d0} . De (12.30) on tire, en éliminant i_{d1} par (12.31) après quelques transformations élémentaires

$$i_{d0} = \frac{U_e}{R} \frac{(1 - e^{-t_e/T}) e^{-t_d/T}}{1 - e^{-T_p/T}} - \frac{U_i}{R} \tag{12.32}$$

où l'on a introduit la période de pulsation $T_p = t_e + t_d$ selon (12.23).

L'allure du courant continu i_d se compose donc de secteurs exponentiels (voir fig. 12.18). Par conséquent les courants i_e et i_D (voir schéma de la fig. 12.2) ne sont plus rectangulaires, mais présentent une allure similaire à un trapèze.

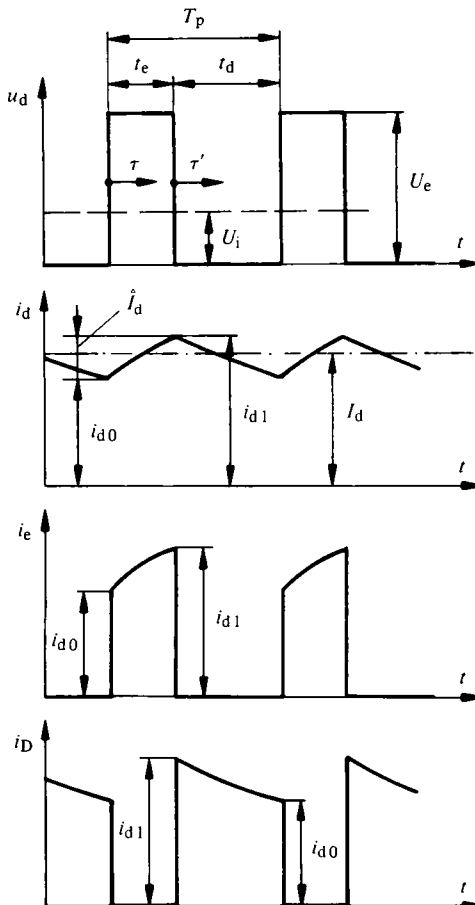


Fig. 12.18 Allure de tension et courants pour inductance de charge finie.

12.6.3 Valeur moyenne du courant continu

La valeur moyenne du courant continu découle de la relation

$$I_d = \frac{1}{T_p} \left(\int_0^{t_e} i_d \, d\tau + \int_0^{t_d} i_d \, d\tau' \right) \quad (12.33)$$

où il faut introduire pour i_d dans la première intégrale l'expression (12.29) et dans la deuxième intégrale l'expression (12.30). Après un calcul élémentaire, que l'on renonce à représenter ici on obtient

$$I_d = \frac{1}{R} \left(U_e \frac{t_e}{T_p} - U_i \right) \quad (12.34)$$

Suivant la relation (12.3) le premier terme dans la parenthèse est égal à la valeur moyenne U_d de la tension continue. Ainsi l'équation (12.34) se réduit à celle de (12.8). On aboutit au même résultat à partir de l'équation (12.27), en prenant la valeur moyenne pour chaque terme où il faut tenir compte que $dI_d/dt = 0$.

L'inductance de charge finie n'a donc pas d'influence sur la valeur moyenne du courant continu. Ce résultat n'est valable que sous la condition implicite, que le courant continu i_d ne s'annule pas, c'est-à-dire pour $i_{d0} > 0$.

12.6.4 Ondulation

La valeur crête à creux du courant continu correspond à l'ondulation maximale de ce courant. Cette dernière est donnée par

$$\hat{I}_d = i_{d1} - i_{d0} \quad (12.35)$$

(voir fig. 12.18). Avec i_{d1} selon (12.31) on tire

$$\hat{I}_d = \frac{U_e - U_i}{R} (1 - e^{-t_e/T}) - i_{d0} (1 - e^{-t_e/T}) \quad (12.36)$$

en éliminant i_{d0} à l'aide de la relation (12.32) on obtient après quelques transformations

$$\hat{I}_d = \frac{U_e}{R} \frac{(1 - e^{-t_e/T})(1 - e^{-t_d/T})}{1 - e^{-T_p/T}} \quad (12.37)$$

L'ondulation du courant continu est indépendante de la tension interne U_i , à condition que $i_{d0} \geq 0$. Elle dépend de la période de pulsation T_p et de la durée d'enclenchement t_e , étant donné que la durée de déclenchement est $t_d = T_p - t_e$.

A la figure 12.19, on a représenté l'ondulation du courant continu, rapportée à U_e/R en fonction de t_e/T_p avec le paramètre T_p/T . L'ondulation est maximale pour $t_e/T_p = 1/2$. Elle croît avec le paramètre T_p/T . Afin que l'ondulation du courant continu reste petite, la période de pulsation T_p doit être très inférieure à la constante de temps T de la charge.

Avec $t_e = t_d = T_p/2$ on tire de (12.37)

$$\hat{I}_{d \max} = \frac{U_e}{R} \frac{(1 - e^{-T_p/2T})^2}{1 - e^{-T_p/T}} = \frac{U_e}{R} \frac{1 - e^{-T_p/2T}}{1 + e^{-T_p/2T}} \quad (12.38)$$

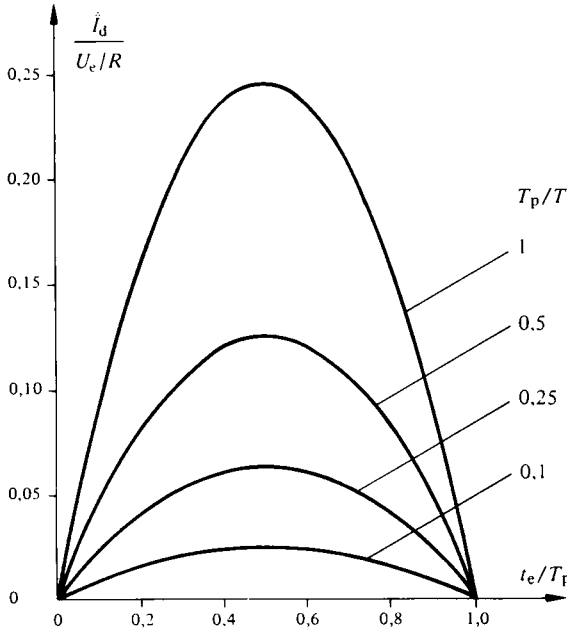


Fig. 12.19 Ondulation du courant continu suivant le point de fonctionnement, à condition que $i_{d0} \geq 0$.

Pour $T_p/2T \ll 1$ on peut approximer la fonction exponentielle $\exp(-x)$ par $1-x$. On obtient ainsi

$$\hat{I}_d \max \cong \frac{U_e}{R} \frac{T_p}{4T} \tag{12.39}$$

Par contre pour $T_p/2T \gg 1$ la fonction exponentielle devient petite et on aboutit à la valeur asymptotique

$$\hat{I}_d \max \cong \frac{U_e}{R} \tag{12.40}$$

cette dernière est atteinte pour une charge purement ohmique, avec $U_i = 0$ (à cause de la condition $i_{d0} \geq 0$).

12.6.5 Conduction intermittente

Il est possible qu'à de faibles valeurs du courant continu, ce dernier s'annule avant que le contacteur statique soit de nouveau enclenché. Ainsi le courant continu devient intermittent comme représenté à la figure 12.20.

Les relations de base établies au paragraphe 12.6.2 restent valables si l'on pose $i_{d0} = 0$. De (12.32) on obtient avec $i_{d0} = 0$ la limite de la conduction continue, à savoir

$$U_e \frac{(1 - e^{-t_e/T})(1 - e^{-t_d/T})}{1 - e^{-T_p/T}} = U_{i \lim} \tag{12.41}$$

Pour des durées d'enclenchement t_e et de déclenchement t_d fixes, on peut tirer

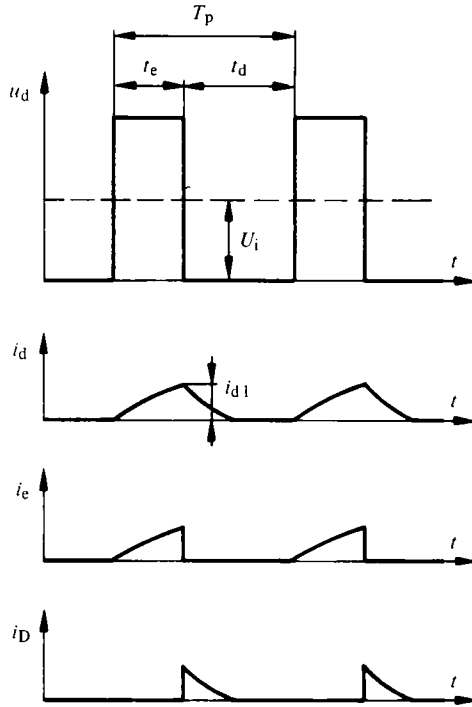


Fig. 12.20 Allure de tension et courants pour la conduction intermittente.

de cette relation la limite $U_i \text{ lim}$ pour la tension interne. Pour $U_i < U_i \text{ lim}$ la conduction est continue, tandis que pour $U_i > U_i \text{ lim}$ cette dernière devient intermittente.

Dans le cas de la conduction intermittente on ne peut plus calculer la valeur moyenne du courant continu I_d selon la relation (12.34). Il faut plutôt intégrer sur l'allure exacte du courant continu, en tenant compte que celui-ci présente une lacune pendant le temps de déclenchement. On ne fait pas ici le calcul relatif à ce cas.

12.7 VARIATION DE LA TENSION CONTINUE

12.7.1 Généralités

La valeur moyenne de la tension continue U_d dépend des durées d'enclenchement t_e et de déclenchement t_d , comme on le déduit facilement de l'équation (12.3), ainsi que de la caractéristique idéale représentée par la figure 12.4.

Pour faire varier la tension continue il faut modifier les valeurs de t_e et t_d . Dans ce but il y a plusieurs possibilités, d'une part l'intervention directe sur les durées t_e et t_d par une modulation d'impulsions en durée ou en fréquence et d'autre part en influençant indirectement les durées t_e et t_d par un réglage du courant continu, à l'aide d'un régulateur à action à deux positions (voir sect. XVI.6.6).

Tous ces modes de variation de la tension continue ont une influence sur l'ondulation du courant continu i_d si l'on tient compte, dans le cas réel, d'une inductance de la charge L finie (voir section 12.6).

Afin que l'ondulation du courant reste petite, il faut que la période de pulsation T_p soit petite (voir sect. 12.6). La fréquence de pulsation devrait donc être la plus élevée possible. D'autre part avec une fréquence de pulsation f_p élevée les pertes de commutation dans le cas réel prendront une importance inadmissible. On doit donc faire un compromis dans le choix de la fréquence de pulsation f_p . Généralement cette dernière se situe entre quelques 100 Hz et 1 kHz.

12.7.2 Modulation d'impulsions en durée

Dans le cas d'une modulation d'impulsions en durée, la fréquence de pulsation f_p reste constante. On varie la durée d'enclenchement t_e en agissant simultanément sur la durée de déclenchement t_d de telle manière que la somme $t_e + t_d$ correspondant à la période de pulsation $T_p = 1/f_p$ reste constante (voir fig. 12.21).

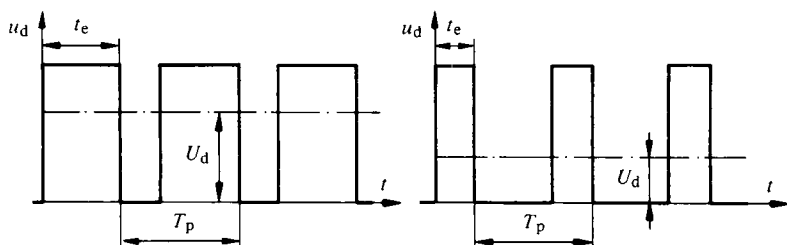


Fig. 12.21 Variation de la tension continue par modulation d'impulsions en durée (période de pulsation T_p constante).

Théoriquement le rapport t_e/T_p peut varier entre 0 et 1. Il faut cependant tenir compte qu'en réalité la durée d'enclenchement minimale est donnée par le temps nécessaire à la recharge négative du condensateur du circuit d'extinction, tandis que la durée de déclenchement minimale est limitée par la recharge positive (voir sect. 13.2). Le domaine utilisable du rapport t_e/T_p dépend de la période de pulsation T_p .

Le fonctionnement à fréquence de pulsation constante est avantageux si le variateur de courant continu est muni d'un condensateur-tampon. Ainsi il n'y a aucun risque que la fréquence de pulsation f_p devienne trop voisine de la fréquence propre f_0 (voir section 12.5).

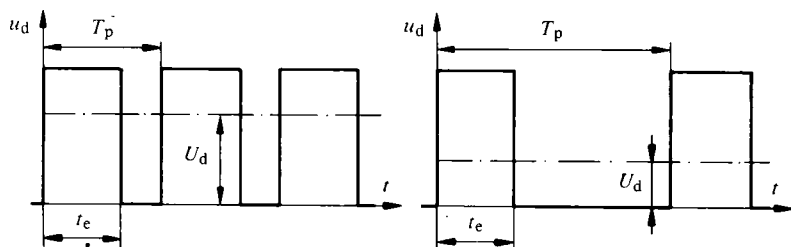


Fig. 12.22 Variation de la tension continue par modulation d'impulsions en fréquence (temps d'enclenchement t_e constant).

12.7.3 Modulation d'impulsions en fréquence

Dans le cas de la modulation d'impulsions en fréquence, la durée d'enclenchement t_e est maintenue constante en variant la durée de déclenchement t_d et par conséquent la période de pulsation T_p (fig. 12.22). Ceci entraîne une variation de la fréquence de pulsation f_p .

Pour diminuer la tension continue U_d , il faut diminuer la fréquence de pulsation f_p . Cette dernière est limitée vers le bas, pour éviter une ondulation du courant continu trop élevée.

Une autre possibilité de la modulation d'impulsions en fréquence consiste à tenir constante la durée de déclenchement t_d et à varier la durée d'enclenchement t_e et par conséquent la période de pulsation T_p (voir fig. 12.23), en intervenant sur la fréquence de pulsation f_p .

Pour diminuer la tension continue U_d il est nécessaire, dans ce cas, d'augmenter la fréquence de pulsation f_p .

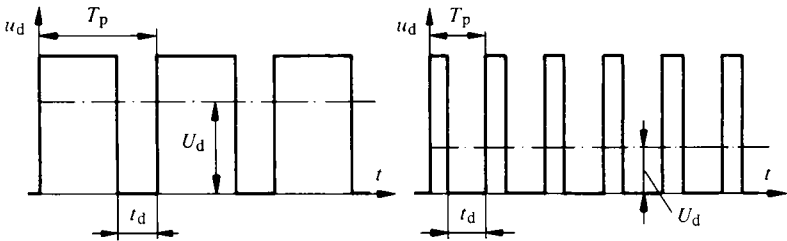


Fig. 12.23 Variation de la tension continue par modulation d'impulsions en fréquence (temps de déclenchement t_d constant).

12.7.4 Réglage du courant continu

Dans beaucoup de cas d'application, par exemple les engins de traction, il est souhaitable de régler le courant continu, notamment pour contrôler directement la force de traction.

Dans le cas le plus simple on fait appel à un régulateur à action à deux positions, qui maintient la valeur crête à creux de l'ondulation du courant continu à une valeur constante. Le courant continu i_d présente une variation ΔI_{dh} autour de la valeur moyenne I_d (voir fig. 12.24). ΔI_{dh} est déterminé par l'hystérèse du régulateur, c'est-à-dire par ses seuils de basculement.

Pendant la durée d'enclenchement du contacteur statique l'équation (12.29) est valable, tandis que pendant la durée de déclenchement l'allure du courant continu est donnée par la relation (12.30).

Dans le cas d'un réglage à deux positions on a normalement $\tau / T \ll 1$. Ainsi on peut linéariser $\exp(-\tau/T)$ par $1 - \tau/T$, d'où l'on tire pendant l'enclenchement

$$i_d = i_{d0} + \left(\frac{U_e - U_i}{R} - i_{d0} \right) \frac{\tau}{T} \quad (12.42)$$

et pendant le déclenchement

$$i_d = i_{d1} - \left(\frac{U_i}{R} + i_{d1} \right) \frac{\tau'}{T} \quad (12.43)$$

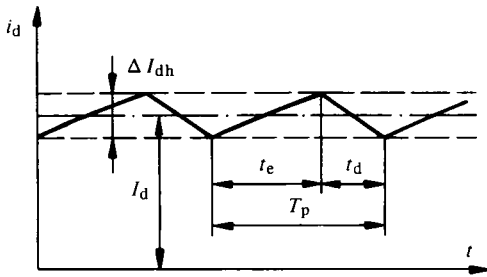


Fig. 12.24 Allure du courant continu pour un réglage de courant par un régulateur à action à deux positions.

De l'équation (12.42) avec $\tau = t_e$ on tire

$$i_d = i_{d1} \cong I_d + \frac{\Delta I_{dh}}{2} \tag{12.44}$$

tandis que l'équation (12.43) avec $\tau' = t_d$ nous donne

$$i_d = i_{d0} \cong I_d - \frac{\Delta I_{dh}}{2} \tag{12.45}$$

De ces relations, après quelques calculs, on obtient pour la durée d'enclenchement

$$t_e = \frac{\Delta I_{dh} R}{U_e - U_i - (I_d - \Delta I_{dh} / 2) R} T \tag{12.46}$$

et pour la durée de déclenchement

$$t_d = \frac{\Delta I_{dh} R}{U_i + (I_d + \Delta I_{dh} / 2) R} T \tag{12.47}$$

La fréquence de pulsation est égale à $f_p = 1/(t_e + t_d)$, c'est-à-dire

$$f_p = \frac{(U_e - U_i - R I_d) (U_i + R I_d)}{\Delta I_{dh} L U_e} \tag{12.48}$$

Dans cette expression on a négligé $\Delta I_{dh}/2$ par rapport à I_d et on a substitué $T \cdot R$ par L , où L est l'inductance de la charge à courant continu.

En tenant compte que

$$U_i + R I_d = U_d \tag{12.49}$$

on peut écrire l'équation (12.48) dans une forme plus compacte, à savoir

$$f_p = \frac{(U_e - U_d) U_d}{\Delta I_{dh} L U_e} \tag{12.50}$$

La fréquence de pulsation f_p est inversement proportionnelle à ΔI_{dh} . Elle dépend en plus du rapport U_d/U_e d'une manière parabolique, comme on peut le déduire de la

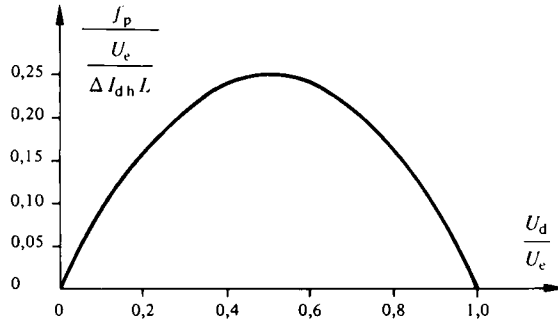


Fig. 12.25 Fréquence de pulsation pour un réglage de courant par un régulateur à action à deux positions, influence du point de fonctionnement.

figure 12.25. La fréquence de pulsation est maximale pour $U_d/U_e = 1/2$. Si le rapport U_d/U_e tend soit vers 0, soit vers 1, la fréquence de pulsation f_p devient nulle.

En prescrivant la fréquence de pulsation maximale $f_{p \max}$, on tire pour ΔI_{dh} la relation suivante

$$\Delta I_{dh} = \frac{U_e}{4 f_{p \max} L} \quad (12.51)$$

ΔI_{dh} correspond à l'hystérèse qu'il faut ajuster au régulateur à action à deux positions.

VARIATEURS DE COURANT CONTINU : COMMUTATION FORCÉE

13.1 INTRODUCTION

13.1.1 Généralités

Le principe de la commutation forcée a déjà été décrit brièvement au paragraphe 2.2.4, à l'aide de la figure 2.4. Ce montage simple permettait une seule commutation forcée, à la condition que le condensateur d'extinction C soit chargé à la polarité correcte. Le montage du variateur de courant continu indiqué à la figure 12.2 est complété par des éléments supplémentaires, garantissant une commutation forcée périodique. Nous allons étudier ce phénomène plus en détail dans ce chapitre. Dans ce but il s'avère indispensable d'examiner non seulement le déclenchement, mais aussi l'enclenchement du contacteur statique.

13.1.2 Conditions pour l'étude de la commutation forcée

Pour l'étude du phénomène de la commutation forcée nous déduirons d'abord des relations simplifiées en supposant l'inductance L de la charge à courant continu infinie

$$L = \infty \quad (13.1)$$

Le courant circulant dans la charge sera donc complètement lisse. Cette supposition simplifie considérablement le calcul du phénomène transitoire lors de la commutation forcée.

Ce n'est qu'à la section 13.4 que l'on supposera une inductance de charge finie afin de calculer le phénomène transitoire de manière plus exacte.

13.2 PHÉNOMÈNE DE LA COMMUTATION FORCÉE

13.2.1 Schéma équivalent

Pour l'étude du phénomène de la commutation forcée d'un variateur de courant continu nous faisons appel au schéma équivalent de la figure 13.1. Par rapport au schéma de montage de la figure 12.2 sont ajoutées en plus les inductances $L_{\sigma 1}$ et $L_{\sigma 2}$ qui sont de petites inductances dues aux connections. Ces inductances limitent la vitesse de variation de courant di/dt dans les thyristors principal T_p et auxiliaire T_a . Pour ne pas dépasser les valeurs admissibles du di/dt des thyristors il s'avère parfois nécessaire d'introduire de petites bobines d'induction supplémentaires. La fonction de la diode D_b indiqué en pointillé sur la figure 13.1 sera décrite au paragraphe 13.2.7.

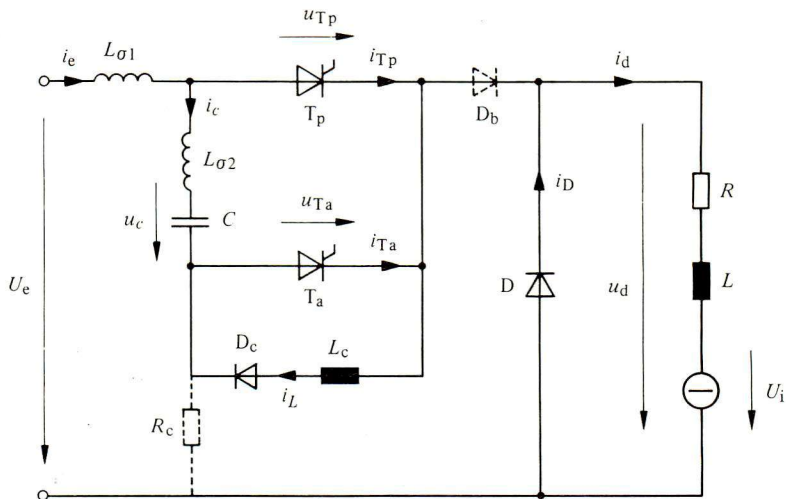


Fig. 13.1 Schéma équivalent d'un variateur de courant continu.

Avant de calculer le phénomène transitoire nous allons décrire brièvement les divers états de conduction de l'enclenchement et du déclenchement du contacteur statique du point de vue physique (fig. 13.2 et 13.3).

13.2.2 Enclenchement

Admettons que le contacteur statique soit déclenché. Le courant continu I_d passe à travers la charge et la diode D. Le condensateur C est chargé à la polarité indiquée à la figure 13.2(a) à la suite d'un phénomène de déclenchement précédent comme on le verra à la fin du paragraphe 13.2.3.

L'allumage du thyristor principal T_p provoque d'une part un courant déchargeant le condensateur C à travers l'inductance L_c et la diode D_c et d'autre part un courant passant par la diode D (fig. 13.2(b)). Ce deuxième courant circule dans la diode D, en sens opposé au sens de conduction en réduisant le courant global de cette diode. La diode D se bloque rapidement parce que la différence des courants ne peut pas devenir négative. A ce moment le courant continu circule seulement au travers de la charge (fig. 13.2(c)).

La décharge du condensateur C continue selon une forme oscillatoire (circuit LC). La polarité de la tension aux bornes du condensateur C change (signes entre parenthèses). Au moment où le courant s'annule, la diode D_c passe à l'état bloqué et évite la décharge de C dans le sens contraire.

L'enclenchement du contacteur statique est terminé. Il ne circule plus qu'un courant de la source d'alimentation à travers la charge (fig. 13.2(d)).

13.2.3 Déclenchement

Pour déclencher le contacteur statique on allume le thyristor auxiliaire T_a (fig. 13.3(a)). Le condensateur C se décharge à travers les thyristors T_a et T_p . Le courant résultant dans ce dernier s'annule rapidement, en provoquant le blocage du thyristor prin-

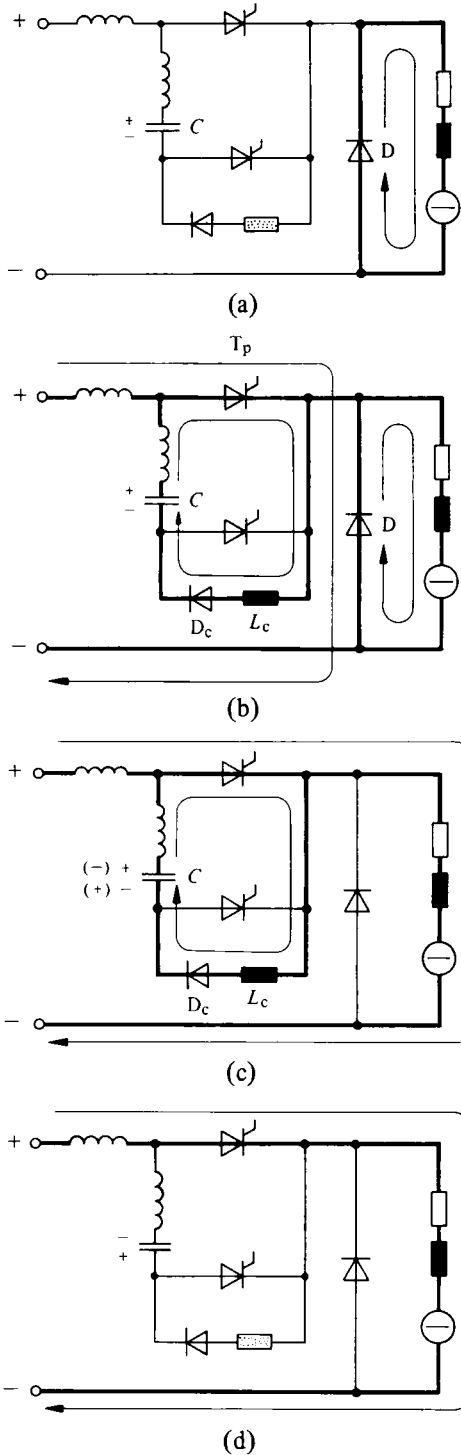


Fig. 13.2 Les quatre états de conduction de l'enclenchement d'un contacteur statique.

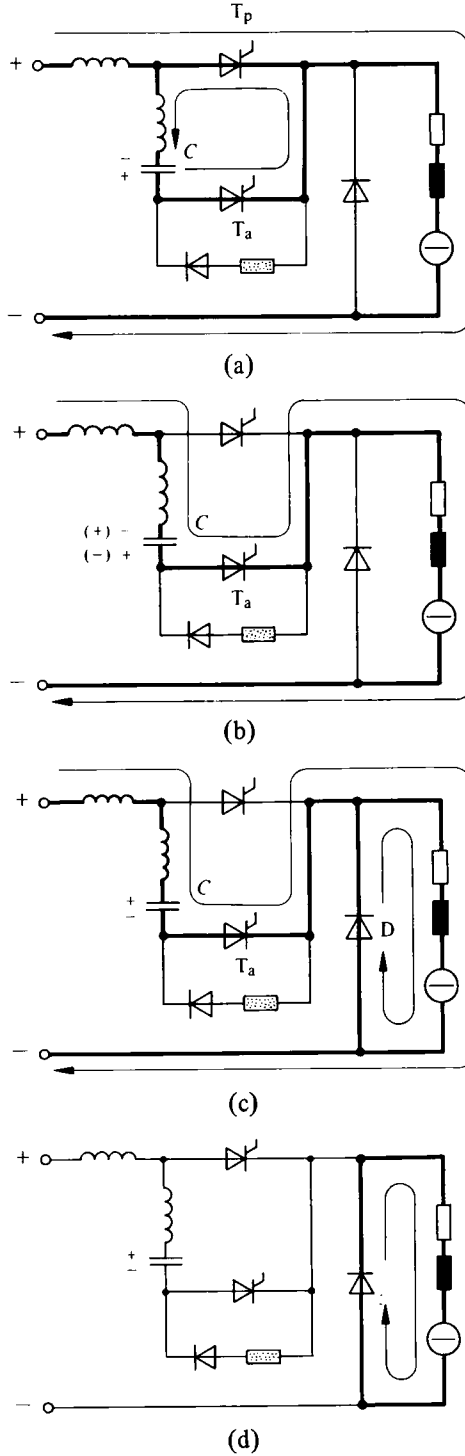


Fig. 13.3 Les quatre états de conduction du déclenchement d'un contacteur statique.

principal T_p . Le courant de charge circule maintenant à travers le condensateur C et le thyristor auxiliaire T_a (fig. 13.3(b)).

L'inductance de la charge maintient ce courant pratiquement constant. Le condensateur d'extinction C se décharge et se recharge à la polarité opposée (signes entre parenthèses). De ce fait la tension aux bornes de la charge à courant continu diminue. Lorsque cette tension s'annule, la diode D devient de nouveau conductrice (fig. 13.3(c)).

La charge du condensateur d'extinction C s'arrête et le thyristor auxiliaire T_a se bloque. Ainsi le déclenchement du contacteur statique est terminé (fig. 23.3(d)). Nous avons retrouvé les mêmes conditions qu'au début (comparer avec la figure 13.2(a)).

Il est possible de recommencer un nouveau cycle d'enclenchement et de déclenchement.

13.2.4 Charge initiale du condensateur d'extinction

Lors du premier enclenchement il est indispensable d'avoir chargé le condensateur d'extinction C à la polarité indiquée à la figure 13.2(a). Dans ce but on peut allumer le thyristor auxiliaire. Le condensateur C se charge alors au travers de la charge à courant continu par la tension d'alimentation U_e . Le condensateur étant chargé, le courant s'annule et le thyristor auxiliaire s'éteint.

Si la tension interne U_i dans la charge à courant continu est élevée, le condensateur C ne peut pas se charger suffisamment. Dans ce cas il s'avère nécessaire d'effectuer la charge du condensateur d'extinction C à travers une résistance R_c élevée, qui est à brancher comme indiqué en pointillé à la figure 13.1.

13.2.5 Calcul du phénomène d'enclenchement

Pour le calcul du phénomène d'enclenchement du contacteur statique nous faisons appel aux figures 13.1 et 13.2.

A l'instant d'allumage du thyristor principal T_p , nous avons d'une part le courant d'entrée i_e qui augmente et d'autre part une demi-oscillation dans le circuit d'extinction.

Pour le courant d'entrée l'équation différentielle

$$L_{\sigma 1} \frac{di_e}{dt} = U_e \quad (13.2)$$

est valable, étant donné que la diode D conduit et impose $u_d = 0$.

L'intégration de (13.2) donne

$$i_e = \frac{U_e}{L_{\sigma 1}} t \quad (13.3)$$

Le courant d'entrée augmente donc linéairement en fonction du temps.

Pour le courant i_D dans la diode D , on a la relation

$$i_D = I_d - i_e \quad (13.4)$$

où le courant continu I_d circulant par la charge est supposé constant. Comme le courant i_D dans la diode D ne peut pas devenir négatif, les relations ci-dessus ne sont valables que pour $i_e \leq I_d$.

Le temps de montée du courant t'_e (à ne pas confondre avec la durée d'enclenchement t_e) du contacteur statique vaut donc

$$t'_e = \frac{L_{\sigma 1} I_d}{U_e} \quad (13.5)$$

Après ce laps de temps, de l'ordre de $10 \mu\text{s}$, la diode D se bloque. La tension u_d aux bornes de la charge devient égale à U_e , car le courant i_e est constant, égal à I_d et $L_{\sigma 1} di_e/dt = 0$. L'allure de la tension u_d ainsi que celle des courants i_e et i_D est illustrée par la figure 13.4.

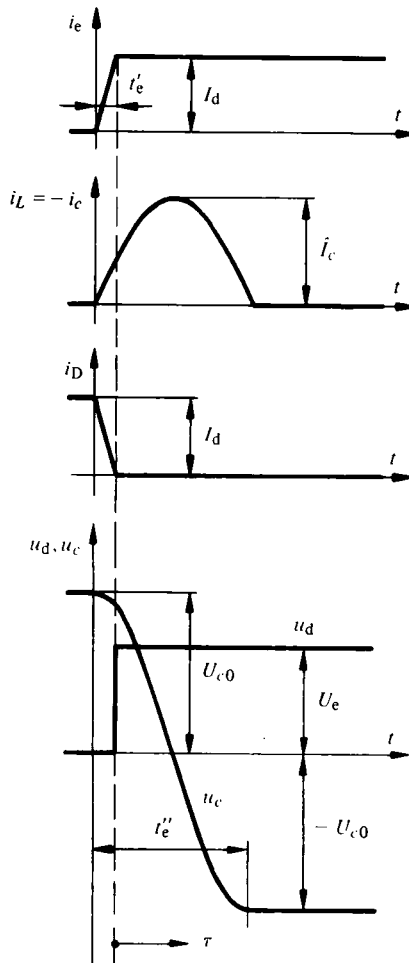


Fig. 13.4 Allure des courants et des tensions pendant l'enclenchement d'un contacteur statique.

Indépendamment de ce phénomène, le condensateur d'extinction C se décharge et se recharge dans le sens négatif au travers du thyristor principal T_p , de l'inductance L_c et de la diode D_c sous forme d'une demi-oscillation. Généralement l'inductance $L_{\sigma 2}$ est très petite par rapport à L_c et peut être négligée. La pulsation propre du circuit

oscillant formé de C et L_c est donc donnée par

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_c C}} \quad (13.6)$$

Si le condensateur d'extinction C est chargé initialement à une tension U_{c0} positive, la valeur instantanée de la tension u_c pendant le phénomène transitoire est donnée par

$$u_c = U_{c0} \cos \omega_c t \quad (13.7)$$

La tension initiale U_{c0} n'est pas connue a priori, mais sera déterminée à la fin d'un cycle complet d'enclenchement et de déclenchement.

Ce phénomène de décharge et de recharge négative du condensateur d'extinction dure jusqu'à $\omega_c t = \pi$, c'est-à-dire une demi-oscillation, parce que la diode D_c se bloque à cet instant. La tension u_c est devenue négative et égale à $-U_{c0}$ (voir fig. 13.4).

La durée t_e'' de cette demi-oscillation est donc

$$t_e'' = \frac{\pi}{\omega_c} = \pi \sqrt{L_c C} \quad (13.8)$$

Ce temps t_e'' se situe entre 100 et 200 μs environ.

Le contacteur statique doit rester enclenché au moins pendant une durée d'enclenchement t_e correspondant à ce temps t_e'' , afin de garantir que le circuit d'extinction soit chargé correctement et puisse ensuite déclencher le contacteur statique.

13.2.6 Calcul du phénomène de déclenchement

Pour déclencher le contacteur statique on allume le thyristor auxiliaire T_a . Le condensateur d'extinction C se décharge sur les deux thyristors T_a et T_p qui forment pratiquement un court-circuit. Toutefois, l'inductance $L_{\sigma 2}$ dont l'effet, cette fois, ne peut plus être négligé, limite la croissance du courant i_c . Si l'on néglige dans une première approche la variation de la tension u_c causée par la décharge partielle du condensateur d'extinction on a

$$L_{\sigma 2} \frac{di_c}{dt} = -u_c = U_{c0} \quad (13.9)$$

et pour le courant i_c résulte

$$i_c = \frac{U_{c0}}{L_{\sigma 2}} t \quad (13.10)$$

Ce courant i_c circule dans le thyristor principal T_p en sens opposé au courant continu I_d . Dès que le courant i_{T_p} s'annule, le thyristor principal se bloque. Le *temps de descente du courant* t_d' résulte de (13.10) avec $i_c = I_d$. On tire

$$t_d' = \frac{L_{\sigma 2} I_d}{U_{c0}} \quad (13.11)$$

Ce temps de descente ne dure que quelques μs .

Pendant ce laps de temps le condensateur d'extinction C s'est déchargé partiel-

lement. On peut déterminer la tension u_{c1} à l'instant de blocage du thyristor principal avec une considération sur les énergies capacitatives et inductives dans le circuit concerné.

Au début aucun courant ne circule au travers de l'inductance $L_{\sigma 2}$. A la fin le courant atteint la valeur I_d . Ceci correspond à une augmentation de l'énergie magnétique égale à $L_{\sigma 2} I_d^2 / 2$. Cette énergie provient du condensateur d'extinction C dont l'énergie capacitative a diminué de la quantité correspondante. Le bilan des variations d'énergie donne

$$L_{\sigma 2} \frac{I_d^2}{2} = C \frac{U_{c0}^2 - u_{c1}^2}{2} \quad (13.12)$$

d'où

$$u_{c1} = - \sqrt{U_{c0}^2 - \frac{L_{\sigma 2}}{C} I_d^2} \quad (13.13)$$

Généralement le deuxième terme est très petit par rapport à U_{c0}^2 . En approximant la racine par un développement en série, dont on ne garde que deux termes, on obtient

$$u_{c1} = -U_{c0} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{L_{\sigma 2}}{C} \frac{I_d^2}{U_{c0}^2} \right) \quad (13.14)$$

L'allure de la tension u_c et celle des courants i_{Tp} et i_c est représentée à la figure 13.5.

Après l'extinction du thyristor principal, le courant I_d circule au travers du condensateur C et du thyristor auxiliaire T_a . Le courant i_c est donc constant et égal à I_d . Pour la tension u_c on tire

$$u_c = u_{c1} + \frac{I_d}{C} \tau \quad (13.15)$$

où le temps τ est mesuré à partir de l'extinction du thyristor principal (fig. 13.5).

La tension u_d aux bornes de la charge est maintenant égale à

$$u_d = U_e - u_c \quad (13.16)$$

ou avec (13.15)

$$u_d = U_e - u_{c1} - \frac{I_d}{C} \tau \quad (13.17)$$

La tension u_d aux bornes de la charge présente une grande pointe et diminue ensuite linéairement en fonction du temps (fig. 13.5). Elle s'annule en $\tau = t_c$; le temps t_c découle de (13.17)

$$t_c = \frac{C (U_e - u_{c1})}{I_d} \quad (13.18)$$

Le temps t_c est de l'ordre de 50 à 150 μs .

La tension u_d ne peut pas devenir négative, parce que la diode D commence à conduire et impose la tension $u_d = 0$.

Cependant le phénomène de déclenchement n'est pas encore terminé, parce que le courant $i_c = i_{T_a}$ circulant dans le thyristor auxiliaire doit s'annuler. Ce courant passe

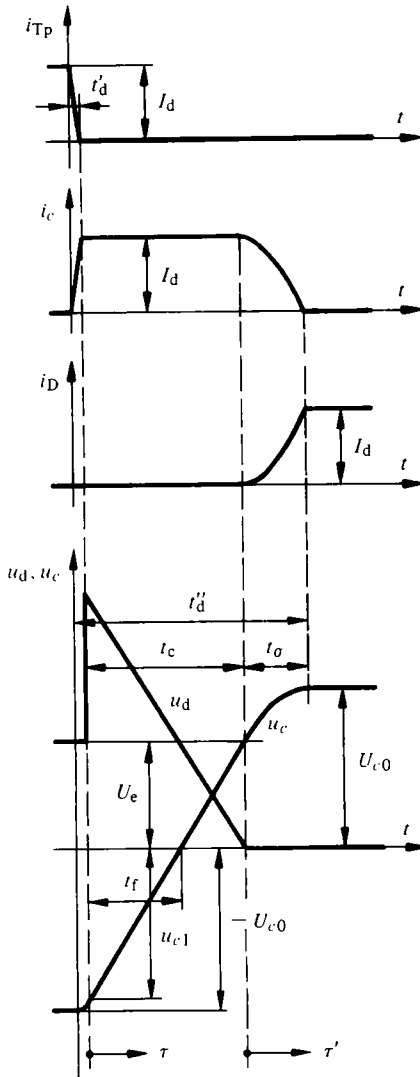


Fig. 13.5 Allure des courants et des tensions pendant le déclenchement d'un contacteur statique.

au travers des inductances des connexions

$$L_{\sigma} = L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2} \tag{13.19}$$

qui s'opposent à une variation rapide du courant. Ces inductances forment avec le condensateur d'extinction C un circuit oscillant qui est alimenté par la tension U_e car la diode D est conductrice.

La pulsation propre de ce circuit oscillant est

$$\omega_{\sigma} = \frac{1}{\sqrt{L_{\sigma} C}} \tag{13.20}$$

Le courant i_c tombe à zéro pendant un quart de la période de l'oscillation propre (voir fig. 13.5). Le temps t_σ est donc

$$t_\sigma = \frac{\pi}{2\omega_\sigma} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_\sigma C} \quad (13.21)$$

La tension u_c aux bornes du condensateur d'extinction C augmente pendant ce laps de temps et atteint la valeur finale U_{c0} , correspondant à la tension initiale du phénomène d'enclenchement (fig. 13.4).

On peut déterminer cette tension U_{c0} par une réflexion sur l'énergie magnétique et capacitive. Le courant i_c circulant dans l'inductance L_σ diminue de I_d à 0. Ceci correspond à une diminution de l'énergie magnétique de $L_\sigma I_d^2/2$. Cette énergie est emmagasinée dans le condensateur C . Au début, c'est-à-dire à l'instant où la diode D commence à conduire, la tension u_c est égale à U_e et l'énergie capacitive initiale est $C U_e^2/2$. Pendant le laps de temps t_σ , l'alimentation fournit par la tension U_e une énergie supplémentaire, qui augmente aussi la charge Q du condensateur C . Pour cette composante on a la relation

$$U_e \int_0^{t_\sigma} i_c d\tau' = U_e \Delta Q = U_e C (U_{c0} - U_e) \quad (13.22)$$

Le bilan d'énergie total donne pour l'énergie capacitive finale du condensateur d'extinction

$$C \frac{U_{c0}^2}{2} = C \frac{U_e^2}{2} + L_\sigma \frac{I_d^2}{2} + C (U_{c0} U_e - U_e^2) \quad (13.23)$$

Une première transformation fournit

$$C (U_{c0}^2 - 2 U_{c0} U_e + U_e^2) = L_\sigma I_d^2 \quad (13.24)$$

Finalement on obtient pour la tension U_{c0}

$$U_{c0} = U_e + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} I_d \quad (13.25)$$

Cette relation donne la tension initiale pour l'enclenchement suivant du contacteur statique.

Le temps total du phénomène de déclenchement est

$$t_d'' = t_d' + t_c + t_\sigma \quad (13.26)$$

Avant ce laps de temps on ne doit pas allumer le thyristor principal T_p pour enclencher de nouveau le contacteur statique. Sinon le condensateur C ne serait pas chargé suffisamment pour garantir l'extinction suivante du thyristor principal.

13.2.7 Diode de blocage

A la fin de l'intervalle considéré au paragraphe précédent, la tension aux bornes du condensateur d'extinction est égale à U_{c0} . Selon la relation (13.25) cette tension est plus élevée que la tension d'alimentation U_e .

Du schéma de la figure 13.1 on déduit que dans ce cas le condensateur C peut se décharger à travers les inductances de fuite $L_{\sigma 1}$ et $L_{\sigma 2}$, l'alimentation (tension U_e), la diode D , l'inductance L_c et la diode D_c . Il existe maintenant un autre circuit oscillant, composé du condensateur C et des inductances $L_c + L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}$. Il ne se produit dans ce circuit qu'une demi-oscillation, parce que la diode D_c s'oppose à un changement de polarité de courant.

On peut déterminer la tension aux bornes du condensateur d'extinction U'_{c0} à la fin de cette demi-oscillation par un bilan d'énergie. Au début et à la fin, le courant circulant dans les inductances est nul. La variation globale d'énergie magnétique dans cet intervalle est nulle. Le condensateur C possède initialement une énergie capacitive égale à $C U_{c0}^2/2$. Pendant la demi-oscillation il fournit une certaine énergie à l'alimentation. Cette énergie est donnée par

$$U_e \int_0^{t'_\sigma} i_c \, d\tau'' = -U_e \Delta Q = -U_e C (U_{c0} - U'_{c0}) \tag{13.27}$$

L'énergie capacitive finale est donc

$$C \frac{U'^2_{c0}}{2} = C \frac{U_{c0}^2}{2} - U_e C (U_{c0} - U'_{c0}) \tag{13.28}$$

d'où

$$U'^2_{c0} - 2 U_e U'_{c0} + U_{c0} (2 U_e - U_{c0}) = 0 \tag{13.29}$$

La solution de cette équation quadratique en U'_{c0} est

$$U'_{c0} = U_e \pm \sqrt{U_e^2 - U_{c0} (2 U_e - U_{c0})} \tag{13.30}$$

Si l'on introduit U_{c0} selon la relation (13.25) on tire après quelques transformations élémentaires

$$U'_{c0} = U_e \pm \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} I_d \tag{13.31}$$

Pour cette solution, seul le signe $-$ est valable, sinon on aurait $U'_{c0} = U_{c0}$.

On constate que la tension aux bornes du condensateur d'extinction est maintenant plus petite que la tension d'alimentation U_e . La différence de U'_{c0} par rapport à U_e augmente avec l'inductance L_σ et le courant continu I_d . Cette diminution est défavorable, parce qu'à l'enclenchement suivant du contacteur statique, on aura la tension $U'_{c0} < U_e$ comme condition initiale. Cette faible valeur de U'_{c0} se répercute d'une manière néfaste sur l'extinction suivante du courant continu.

On peut éviter cette décharge partielle du condensateur d'extinction en insérant une *diode de blocage* D_b comme indiqué en pointillé à la figure 13.1. Cette diode empêche la circulation du courant indiqué au début de ce paragraphe. Dans ce cas la tension aux bornes du condensateur d'extinction reste à la valeur U_{c0} , donnée par la relation (13.25). Cette tension apparaît donc comme condition initiale pour le phénomène d'enclenchement suivant, comme déjà mentionné dans le paragraphe 13.2.6.

On atteint le même but sans la diode de blocage D_b en remplaçant la diode D_c par un thyristor. Il faut allumer ce dernier au même instant que le thyristor principal T_p

pour permettre la recharge négative du condensateur d'extinction pendant l'enclenchement du contacteur statique. Pendant le phénomène de la commutation forcée (déclenchement), ce thyristor reste bloqué.

On doit compléter le montage original représenté par la figure 12.2 dans les cas où les inductances L_σ sont élevées. Si ces dernières sont très petites, la diminution de la tension U'_{c0} par rapport à U_e est insignifiante et on n'est pas obligé d'insérer la diode de blocage.

13.3 DIMENSIONNEMENT DU CIRCUIT D'EXTINCTION

13.1.1 Temps de protection

Après l'extinction du thyristor principal (première phase du déclenchement du contacteur statique), il apparaît pendant un certain temps une tension négative entre anode et cathode. Ce temps, désigné par t_f peut être considéré comme un *temps de protection*.

Comme il découle de la figure 13.1, la tension u_{Tp} entre anode et cathode du thyristor principal bloqué est égale à la tension u_c du condensateur d'extinction, car le thyristor auxiliaire est conducteur ($u_{Ta} = 0$).

On peut déterminer le temps de protection t_f à partir de l'équation (13.15), en posant $u_c = 0$ (voir fig. 13.5). On tire

$$t_f = C \frac{(-u_{c1})}{I_d} \quad (13.32)$$

Le temps de protection est donc inversement proportionnel au courant continu I_d à éteindre.

Ce temps de protection doit être plus long que le temps de désamorçage t_q du thyristor principal, afin de garantir un blocage sûr du thyristor principal (voir sect. 3.2), c'est-à-dire

$$t_f > t_q \quad (13.33)$$

Pour les convertisseurs statiques à commutation forcée on utilise des thyristors rapides, dont le temps de désamorçage est de l'ordre de 10 à 50 μs , selon le type du thyristor. Il est judicieux de choisir le temps de protection t_f de 20 à 50% plus élevé que le temps de désamorçage t_q .

13.3.2 Dimensionnement du condensateur d'extinction

La capacité du condensateur d'extinction doit être dimensionnée de telle manière, que le temps de protection minimal $t_{f \min}$ soit garanti pour éteindre le courant continu maximal $I_{d \max}$. De l'équation (13.32) on tire

$$C = \frac{I_{d \max} t_{f \min}}{(-u_{c1})} \quad (13.34)$$

La tension u_{c1} n'est pas connue à priori. Etant donné que la chute de tension pendant l'extinction du thyristor principal est généralement faible, on peut remplacer u_{c1} par $-U_{c0}$ (voir fig. 13.5). La tension U_{c0} est donnée par la relation (13.25), où il

faut calculer avec $I_d = I_{d \max}$. Comme on le constate, cette tension dépend elle-même de la capacité C . En substituant u_{c1} par $-U_{c0}$ tiré de (13.25), on peut déduire une équation quadratique pour C de la forme

$$C^2 - \left[2 \frac{I_{d \max} t_{f \min}}{U_e} + \left(\frac{I_{d \max}}{U_e} \right)^2 L_\sigma \right] C + \left(\frac{I_{d \max} t_{f \min}}{U_e} \right)^2 = 0 \quad (13.35)$$

d'où l'on tire

$$C = \frac{I_{d \max}}{U_e} \left[t_{f \min} - \frac{L_\sigma}{2} \frac{I_{d \max}}{U_e} \left(\sqrt{1 + 4 \frac{U_e t_{f \min}}{I_{d \max} L_\sigma}} - 1 \right) \right] \quad (13.36)$$

Cette relation est valable dans le cas où la décharge partielle du condensateur d'extinction est empêchée (présence de la diode de blocage D_b dans la figure 13.1). Ainsi il faut prendre le signe $-$ de la racine. Si la diode de blocage manque, on doit retenir le signe $+$ de la racine. Dans ce cas la capacité C du condensateur d'extinction devient plus grande.

Le choix du condensateur ne dépend pas seulement de la capacité C mais aussi du courant efficace $I_{c \text{ eff}}$ circulant dans le condensateur d'extinction. Se référant à l'allure du courant i_c représentée aux figures 13.4 et 13.5, on tire approximativement

$$I_{c \text{ eff}} \cong \sqrt{\frac{1}{T_p} \left(\frac{1}{2} \hat{I}_c^2 t_e'' + I_d^2 t_d'' \right)} \quad (13.37)$$

La valeur de crête \hat{I}_c sera déterminée au paragraphe suivant.

13.3.3 Dimensionnement de l'inductance L_c

L'inductance L_c dans le circuit d'extinction détermine le temps t_e'' de la demi-oscillation nécessaire au changement de polarité de la tension u_c aux bornes du condensateur d'extinction lors de l'enclenchement du contacteur statique.

Pendant cette demi-oscillation le courant i_c atteint la valeur de crête \hat{I}_c . On obtient par le bilan d'énergie

$$C \frac{U_{c0}^2}{2} = L_c \frac{\hat{I}_c^2}{2} \quad (13.38)$$

d'où

$$\hat{I}_c = \sqrt{\frac{C}{L_c}} U_{c0} \quad (13.39)$$

En prescrivant une valeur maximale admissible $\hat{I}_{c \text{ adm}}$ pour le courant de crête, afin de limiter le prix du condensateur d'extinction et du thyristor auxiliaire, on tire une relation permettant de déterminer l'inductance L_c , à savoir

$$L_c = C \left(\frac{U_{c0 \text{ max}}}{\hat{I}_{c \text{ adm}}} \right)^2 \quad (13.40)$$

où $U_{c0 \text{ max}}$ découle de (13.25) avec $I_d = I_{d \max}$.

Si l'on introduit (13.40) dans (13.8), on obtient une nouvelle relation pour le

temps t_e'' , c'est-à-dire

$$t_e'' = \pi C \frac{U_{c0 \max}}{\hat{I}_{c \text{ adm}}} \quad (13.41)$$

Il existe donc une relation liant le temps d'enclenchement minimal t_e'' et la valeur de crête $\hat{I}_{c \text{ adm}}$. Pour une valeur de t_e'' petite, il faut admettre une valeur élevée pour le courant de crête \hat{I}_c . Ceci entraîne une contrainte élevée en courant sur le condensateur d'extinction et sur le thyristor auxiliaire et par conséquent le prix sera augmenté.

13.4 CALCUL EXACT DU PHÉNOMÈNE DE LA COMMUTATION FORCÉE

13.4.1 Généralités

À la section 13.2 nous avons calculé le phénomène transitoire lors de l'enclenchement et du déclenchement du contacteur statique d'une manière simplifiée, en supposant l'inductance L de la charge infinie. Un courant continu I_d complètement lisse en est la conséquence.

Par la suite nous calculerons ce phénomène transitoire d'une manière plus exacte, en considérant une inductance de charge L finie.

À part le fait que le courant continu présente une certaine ondulation (voir sect. 12.6), on constate que le condensateur d'extinction C forme un circuit oscillant avec l'inductance de la charge L lors du déclenchement du contacteur statique. Ceci provoque une influence importante sur la commutation forcée des courants continus, qui sont petits par rapport à la valeur maximale $I_{d \max}$.

D'autre part, l'inductance de charge finie n'a pratiquement aucune influence sur le phénomène transitoire se produisant lors de l'enclenchement du contacteur statique.

La première phase du déclenchement (temps de descente t_d') et la troisième phase (temps t_σ) ne sont également que très faiblement influencées par l'inductance de charge finie. On se limitera donc par la suite à l'étude exacte de l'intervalle de durée t_c pendant lequel le courant i_d passe à travers le condensateur d'extinction, en provoquant sa recharge positive.

13.4.2 Relations de base

Après l'extinction du courant dans le thyristor principal T_p , le courant de charge i_d continue à circuler à travers le condensateur C et le thyristor auxiliaire (fig. 13.3(b)). À l'aide de la figure 13.1 on peut établir les relations suivantes

$$-U_e + u_c + R i_d + (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2} + L) \frac{di_d}{dt} + U_i = 0 \quad (13.42)$$

$$i_c = i_d = C \frac{du_c}{dt} \quad (13.43)$$

Avec l'inductance totale du circuit concerné

$$L_t = L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2} + L \quad (13.44)$$

et en transformant les relations (13.42) et (13.43) dans le domaine opérationnel de la

transformation de Laplace, on tire

$$-\frac{U_e - U_i}{s} + U_c + (R + s L_t) I_d - L_t i_{d1} = 0 \tag{13.45}$$

et

$$I_d = s C U_c - C u_{c1} \tag{13.46}$$

Les variables du domaine opérationnel sont distinguées comme d'habitude par des lettres majuscules. i_{d1} est la valeur initiale du courant continu à l'instant du déclenchement du contacteur statique (voir fig. 12.18). Pendant le bref intervalle t'_d de descente du courant dans le thyristor principal, le courant i_d ne change pratiquement pas. u_{c1} est la valeur initiale de la tension aux bornes du condensateur d'extinction. Cette tension découle de l'équation (13.13) si l'on remplace I_d par i_{d1} .

Des équations (13.45) et (13.46) résulte

$$I_d = \frac{U_e - U_i - u_{c1} + s L_t i_{d1}}{1 + s R C + s^2 L_t C} C \tag{13.47}$$

et

$$U_c = \frac{U_e - U_i + s(L_t i_{d1} + R C u_{c1}) + s^2 L_t C u_{c1}}{s(1 + s R C + s^2 L_t C)} \tag{13.48}$$

Pour la transformation de Laplace inverse il s'avère nécessaire de faire appel à la correspondance

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{s \cos \varphi + (1/T) \cos \varphi + \omega \sin \varphi}{s^2 + 2s/T + (1/T^2 + \omega^2)} \right] = e^{-t/T} \cos(\omega t - \varphi) \tag{13.49}$$

13.4.3 Allure du courant continu

D'abord nous nous occupons du courant continu. Nous mettons l'équation (13.47) sous la forme

$$I_d = \frac{s i_{d1} + \frac{1}{L_t} (U_e - U_i - u_{c1})}{s^2 + s \frac{R}{L_t} + \frac{1}{L_t C}} \tag{13.50}$$

que l'on peut comparer avec le membre gauche de l'expression (13.49) dont la correspondance est connue

$$I_d = \hat{I}_d \frac{s \cos \varphi_i + \frac{1}{T_t} \cos \varphi_i + \omega_t \sin \varphi_i}{s^2 + 2s \frac{1}{T_t} + \left(\frac{1}{T_t^2} + \omega_t^2 \right)} \tag{13.51}$$

On en tire par comparaison des termes correspondants en s

$$T_t = 2 \frac{L_t}{R} \quad (13.52)$$

$$\omega_t = \sqrt{\frac{1}{L_t C} - \frac{1}{4} \left(\frac{R}{L_t} \right)^2} \quad (13.53)$$

et

$$\hat{I}_d \cos \varphi_i = i_{d1} \quad (13.54)$$

$$\hat{I}_d \left(\frac{1}{T_t} \cos \varphi_i + \omega_t \sin \varphi_i \right) = \frac{U_e - U_i - u_{c1}}{L_t} \quad (13.55)$$

De ces deux dernières relations on tire

$$\hat{I}_d = \frac{i_{d1}}{\cos \varphi_i} \quad (13.56)$$

$$\tan \varphi_i = \left(2 \frac{U_e - U_i - u_{c1}}{R i_{d1}} - 1 \right) \frac{1}{\omega_t T_t} \quad (13.57)$$

L'allure temporelle du courant continu i_d est donc égale à

$$i_d = \hat{I}_d e^{-\tau/T_t} \cos(\omega_t \tau - \varphi_i) \quad (13.58)$$

Le temps τ est mesuré à partir de l'instant de blocage du thyristor principal.

13.4.4 Allure de la tension aux bornes du condensateur d'extinction

Pour déterminer l'allure de la tension u_c aux bornes du condensateur d'extinction nous transformons l'équation (13.48) à l'aide de la décomposition en fractions simples, dont la disposition sous une forme générale est

$$\frac{a_0 + s a_1 + s^2 a_2}{s(1 + s b_1 + s^2 b_2)} = \frac{c_0}{s} + \frac{c_1 + s c_2}{1 + s b_1 + s^2 b_2} \quad (13.59)$$

La multiplication par $s(1 + s b_1 + s^2 b_2)$ et la comparaison des termes correspondants en s permettent de déterminer les coefficients c_0 , c_1 et c_2 . On tire

$$c_0 = a_0 \quad ; \quad c_1 = a_1 - a_0 b_1 \quad ; \quad c_2 = a_2 - a_0 b_2 \quad (13.60)$$

A l'aide de ces relations générales on peut transformer l'équation (13.48) comme suit

$$U_c = \frac{U_e - U_i}{s} - \frac{(U_e - U_i - u_{c1}) R C - L_t i_{d1} + s (U_e - U_i - u_{c1}) L_t C}{1 + s R C + s^2 L_t C} =$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{U_e - U_i}{s} - \frac{s(U_e - U_i - u_{c1}) + (U_e - U_i - u_{c1}) \frac{R}{L_t} - \frac{i_{d1}}{C}}{s^2 + s \frac{R}{L_t} + \frac{1}{L_t C}} = \\
 &= \frac{U_e - U_i}{s} - \hat{U}_c \frac{s \cos \varphi_u + \frac{1}{T_t} \cos \varphi_u + \omega_t \sin \varphi_u}{s^2 + 2s \frac{1}{T_t} + \left(\frac{1}{T_t^2} + \omega_t^2 \right)} \quad (13.61)
 \end{aligned}$$

Par comparaison des termes équivalents en s on tire

$$T_t = 2 \frac{L_t}{R} \quad (13.62)$$

$$\omega_t = \sqrt{\frac{1}{L_t C} - \frac{1}{4} \left(\frac{R}{L_t} \right)^2} \quad (13.63)$$

et

$$\hat{U}_c = \frac{U_e - U_i - u_{c1}}{\cos \varphi_u} \quad (13.64)$$

$$\tan \varphi_u = \left(1 - 2 \frac{L_t}{R C} \frac{i_{d1}}{U_e - U_i - u_{c1}} \right) \frac{1}{\omega_t T_t} \quad (13.65)$$

De la transformation de Laplace inverse de l'équation (13.61) on tire à l'aide de la correspondance (13.49) et avec $L^{-1}[1/s] = \epsilon(t) = 1$.

$$u_c = U_e - U_i - \hat{U}_c e^{-\tau/T_t} \cos(\omega_t \tau - \varphi_u) \quad (13.66)$$

La constante de temps T_t et la pulsation propre ω_t sont les mêmes que dans le cas du calcul du courant continu.

13.4.5 Temps de protection et durée de la commutation

La tension aux bornes du thyristor principal T_p bloqué est donnée par la relation

$$u_{Tp} = L_{\sigma 2} \frac{di_c}{dt} + u_c \cong u_c \quad (13.67)$$

où $i_c = i_d$. Normalement le premier terme $L_{\sigma 2} di_c/dt$ est négligeable par rapport à u_c . Initialement la tension u_{Tp} est négative, assurant un blocage sûr du thyristor principal. Le temps de protection t_f pendant lequel u_{Tp} est < 0 doit être plus grand que le temps de désamorçage t_q du thyristor principal. L'équation (13.66) nous donne avec $u_c = 0$ une équation transcendante déterminant le temps de protection t_f .

Le phénomène transitoire envisagé continue jusqu'à ce que

$$u_d = U_e - (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}) \frac{di_d}{dt} - u_c \cong U_e - u_c = 0 \quad (13.68)$$

On peut déterminer la durée t_c de la commutation (fig. 13.5) à l'aide de l'équation (13.66) en posant $u_c = U_e$. Ceci demande de nouveau la résolution d'une équation transcendante.

Après la durée t_c la diode D devient à nouveau conductrice en interposant un court-circuit entre le circuit d'extinction et le circuit de la charge à courant continu.

13.4.6 Relations simplifiées

L'application de ces relations exactes est malaisée. Il est souhaitable d'introduire des simplifications pour déterminer l'allure du courant continu i_d et de la tension u_c aux bornes du condensateur d'extinction. Normalement on a $\tau/T_t \ll 1$ et on peut simplifier $\exp(-\tau/T_t) = 1$. On peut alors transformer l'équation (13.58), en introduisant la relation (13.56), comme suit

$$\begin{aligned} i_d &= \hat{I}_d e^{-\tau/T_t} \cos(\omega_t \tau - \varphi_i) = \\ &= \hat{I}_d (\cos \omega_t \tau \cos \varphi_i + \sin \omega_t \tau \sin \varphi_i) = \\ &= i_{d1} (\cos \omega_t \tau + \sin \omega_t \tau \tan \varphi_i) \end{aligned} \quad (13.69)$$

En remplaçant $\tan \varphi_i$ par (13.57) et en faisant les approximations

$$\cos \omega_t \tau \cong 1 - \frac{1}{2} (\omega_t \tau)^2 \quad (13.70)$$

$$\sin \omega_t \tau \cong \omega_t \tau \quad (13.71)$$

on tire après quelques calculs et en tenant compte de $RC \ll 1$

$$i_d = i_{d1} + \left(U_e - U_i - u_{c1} - \frac{R i_{d1}}{2} \right) \frac{\tau}{L_t} - \frac{i_{d1} \tau^2}{2 C L_t} \quad (13.72)$$

Cette expression donne une très bonne approximation de l'allure exacte.

Pour déterminer une expression approximative de la tension u_c , on pourrait procéder d'une façon analogue. Cependant i_d est égal au courant i_c et on peut obtenir la tension u_c en intégrant i_c . En tenant compte de la condition initiale $u_c = u_{c1}$ on tire

$$\begin{aligned} u_c &= \frac{1}{C} \int i_c d\tau = \\ &= u_{c1} + \frac{i_{d1}}{C} \tau + \left(U_e - U_i - u_{c1} - \frac{R i_{d1}}{2} \right) \frac{\tau^2}{2 C L_t} - \frac{i_{d1} \tau^3}{6 C^2 L_t} \end{aligned} \quad (13.73)$$

Cette expression donne également de bons résultats. Pour un calcul approximatif, cette relation est encore trop compliquée. Dans ce but on peut se limiter à une fonction

linéaire en τ à savoir

$$u_c \cong u_{c1} + \frac{i_{d1}}{C} \tau \quad (13.74)$$

On aboutit donc à la relation (13.15) si l'on remplace i_{d1} par I_d .

13.4.7 Charge finale du condensateur d'extinction

Après que la diode D soit de nouveau devenue conductrice, la tension aux bornes du condensateur d'extinction augmente encore jusqu'à la valeur finale U_{c0} . On peut calculer cette dernière à l'aide de la relation (13.25). En remplaçant I_d par i'_{d1} , où i'_{d1} est la valeur du courant continu à la fin de l'intervalle t_c . On a donc

$$U_{c0} = U_e + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} i'_{d1} \quad (13.75)$$

Le courant i'_{d1} découle de (13.58) avec $\tau = t_c$, c'est-à-dire

$$i'_{d1} = \hat{I}_d e^{-t_c/T_t} \cos(\omega_t t_c - \varphi_i) \quad (13.76)$$

13.4.8 Exemple numérique

Pour donner une idée précise du phénomène transitoire lors de l'enclenchement et du déclenchement d'un contacteur statique utilisé comme variateur de courant continu, l'allure des tensions et des courants à été calculée pour les données suivantes :

- charge : $R = 0,08 \Omega$; $L = 4 \text{ mH}$; $T = 0,05 \text{ s}$;
- circuit d'extinction : $L_{\sigma 1} = 16 \mu\text{H}$; $L_{\sigma 2} = 8 \mu\text{H}$; $L_\sigma = 24 \mu\text{H}$; $C = 25 \mu\text{F}$;
 $L_c = 100 \mu\text{H}$.

Le résultat des calculs numériques pour le point de fonctionnement $U_e = 400 \text{ V}$, $U_i = 250 \text{ V}$, $i_{d1} = 200 \text{ A}$ est représenté dans la figure 13.6 pour l'enclenchement et le déclenchement du contacteur statique.

Il faut remarquer la grande pointe que présente la tension u_d aux bornes de la charge au moment de l'extinction du thyristor principal. Par conséquent le courant continu i_d augmente légèrement, même si le thyristor principal n'est plus conducteur.

La tension u_{Tp} entre anode et cathode du thyristor principal est négative pendant le temps de protection $t_f = 68,3 \mu\text{s}$. Ce temps est supérieur au temps de désamorçage du thyristor rapide, qui vaut $t_q = 40 \mu\text{s}$ pour le thyristor considéré. L'extinction sûre du thyristor principal est donc assurée.

Pour ces calculs on a supposé la présence de la diode de blocage D_b . A la fin du déclenchement du contacteur statique la tension u_c reste donc à la valeur $U_{c0} = 620 \text{ V}$. Sans la diode de blocage, le condensateur d'extinction se déchargerait à une tension $U'_{c0} = 180 \text{ V}$. Cette tension initiale diminuerait le temps de protection t_f à $15,8 \mu\text{s}$, une valeur absolument inadmissible.

Le temps nécessaire pour recharger le condensateur d'extinction lors de l'enclenchement et du déclenchement détermine la fréquence de pulsation maximale du variateur de courant continu. Dans le cas de la figure 13.6 ce temps est égal à $163,2 + 115,4 + 38,5 = 317,1 \mu\text{s}$. La fréquence de pulsation maximale est donc limitée dans ce cas à $f_{p \max} = 1/(317,1 \cdot 10^{-6}) = 3,15 \text{ kHz}$.

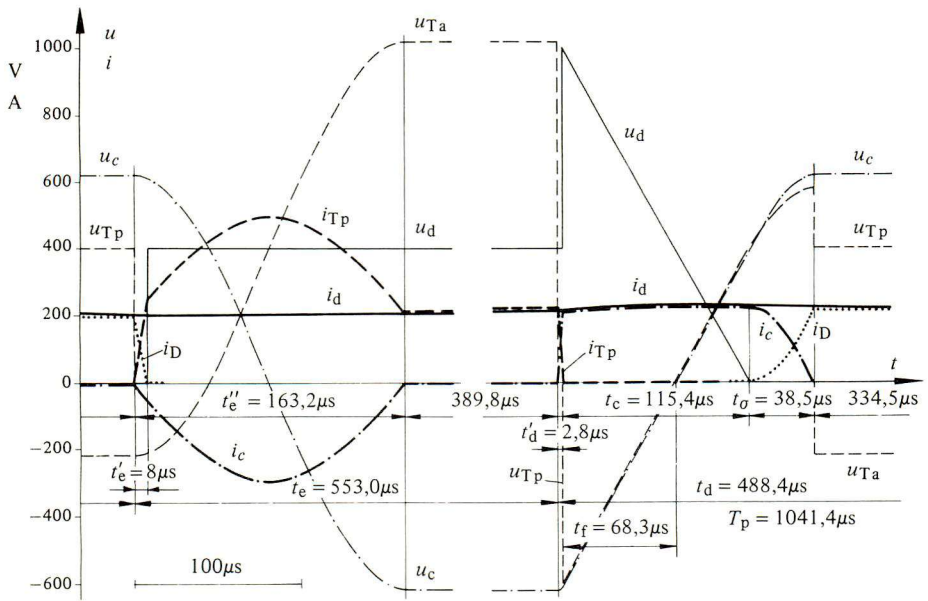


Fig. 13.6 Allure des courants et des tensions pendant l'enclenchement et le déclenchement du contacteur statique selon l'exemple numérique pour $i_{d1} = 200$ A.

Normalement, la fréquence de pulsation des variateurs de courant continu est située entre 500 Hz et 1 kHz. Cette limitation dépend non seulement des temps de commutation mentionnés ci-dessus, mais aussi des pertes de commutation. Ces dernières peuvent influencer de façon prépondérante l'utilisation des thyristors.

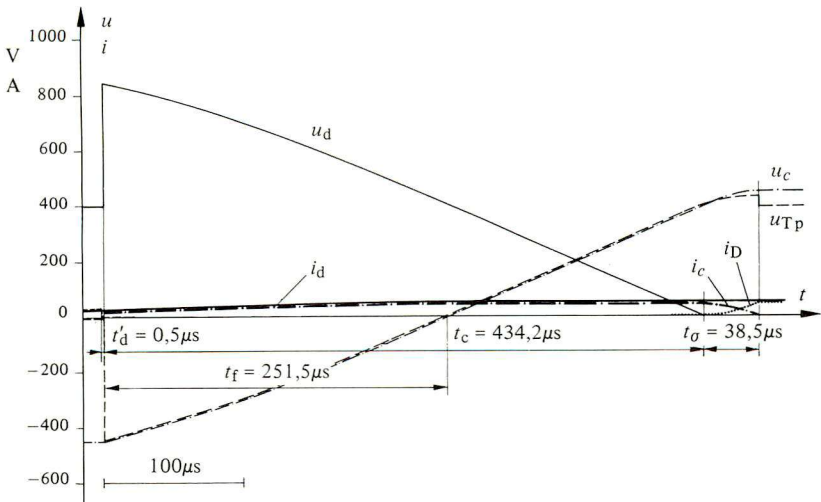


Fig. 13.7 Allure des courants et des tensions pendant le déclenchement du contacteur statique selon l'exemple numérique pour $i_{d1} = 30$ A.

La figure 13.7 montre l'allure du phénomène de déclenchement du contacteur statique pour les mêmes données, mais pour un courant continu plus faible, à savoir $i_{d1} = 30$ A. On constate que le temps de la commutation forcée augmente considérablement. On a maintenant $t_c = 434,2 \mu\text{s}$. Par contre la tension initiale aux bornes du condensateur d'extinction n'est que de $U_{c0} = 449$ V.

13.5 INFLUENCE DE LA COMMUTATION FORCÉE SUR LA TENSION CONTINUE

13.5.1 Généralités

Comme il découle des figures 13.5 à 13.7, la commutation forcée provoque à l'instant du déclenchement du contacteur statique une surtension de forme similaire à un triangle, sur la tension instantanée u_d aux bornes de la charge. Ceci augmente la valeur moyenne de la tension continue U_d .

Pour un fonctionnement à pulsation répétitif on peut décomposer l'allure de la tension u_d en une composante idéale u_{di} et une composante u_{dc} due à la commutation forcée, cette décomposition est illustrée par la figure 13.8.

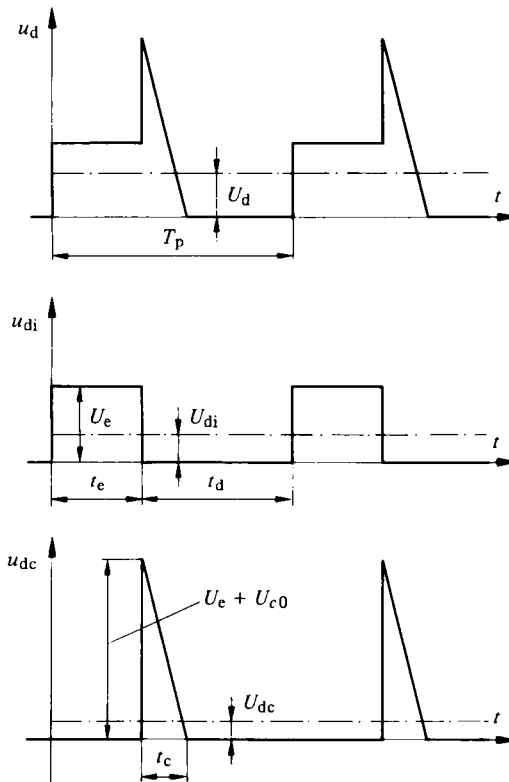


Fig. 13.8 Décomposition de la tension continue u_d en une composante idéale u_{di} et une composante u_{dc} due à la commutation forcée.

Pour chaque composante on peut déterminer une valeur moyenne, on distingue la tension continue idéale U_{di} et la tension continue U_{dc} due à la commutation forcée. Finalement on obtient la tension continue (valeur moyenne)

$$U_d = U_{di} + U_{dc} \quad (13.77)$$

13.5.2 Tension continue idéale

De la figure 13.8 on tire la tension continue idéale

$$U_{di} = \frac{t_e}{T_p} U_e \quad (13.78)$$

Elle est identique à la valeur moyenne définie par l'équation (12.3) obtenue pour le fonctionnement idéalisé en négligeant l'influence de la commutation forcée.

13.5.3 Tension continue due à la commutation forcée ($L = \infty$)

Si l'on suppose l'inductance L de la charge infinie, c'est-à-dire un courant continu I_d complètement lisse, la composante u_{dc} présente des impulsions triangulaires.

En remplaçant avec une bonne approximation la tension u_{c1} par $-U_{c0}$ (voir fig. 13.5), les impulsions triangulaires ont une valeur maximale de $U_e + U_{c0}$ et une durée égale à t_c , comme on le voit à la figure 13.8.

La composante due à la commutation forcée, a pour valeur moyenne

$$U_{dc} = \frac{t_c}{2 T_p} (U_e + U_{c0}) \quad (13.79)$$

Si l'on remplace t_c par (13.18) et $u_{c1} = -U_{c0}$ par (13.25) on tire

$$U_{dc} = \frac{C \left(2 U_e + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} I_d \right)^2}{2 I_d T_p} \quad (13.80)$$

Il est judicieux de remplacer C devant la parenthèse par la relation (13.34) en introduisant le temps de protection minimal $t_{f \min}$. On obtient

$$U_{dc} = 2 \frac{I_{d \max}}{I_d} \frac{t_{f \min}}{T_p} \frac{\left(U_e + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} I_d \right)^2}{U_e + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} I_{d \max}} \quad (13.81)$$

et si l'on met en évidence U_e

$$U_{dc} = U_e \frac{t_{f \min}}{T_p} 2 \frac{I_{d \max}}{I_d} \frac{\left(1 + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} \frac{I_d}{U_e} \right)^2}{1 + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} \frac{I_{d \max}}{U_e}} \quad (13.82)$$

La composante U_{dc} due à la commutation forcée dépend donc du courant continu I_d . A vide, c'est-à-dire pour $I_d = 0$ on aboutit à $U_{dc} = \infty$. Ceci provient du fait que nous avons supposé l'inductance L de la charge infinie. Comme nous l'avons déjà indiqué, cette supposition n'est plus admissible pour des courants continus faibles par rapport à $I_{d \max}$ et il faut calculer avec $L \neq \infty$.

13.5.4 Tension continue due à la commutation forcée ($L \neq \infty$)

Pour obtenir une relation pour U_{dc} qui soit aussi valable pour de faibles valeurs du courant I_d , il est nécessaire de faire appel aux déductions de la section 13.4 où l'on a supposé une inductance de charge L finie.

A l'aide de l'équation (13.66) on obtient pour la tension continue aux bornes de la charge

$$u_d = U_e - u_c = U_i + \hat{U}_c e^{-\tau/T_t} \cos(\omega_t \tau - \varphi_u) \tag{13.83}$$

Généralement on a $t_c / T_t \ll 1$ et on peut remplacer la fonction exponentielle par 1. En développant $\cos(\omega_t \tau - \varphi_u)$ suivant le théorème d'addition et en substituant \hat{U}_c par la relation (13.64) et $\tan \varphi_u$ par (13.65), on tire après quelques transformations élémentaires

$$u_d = U_i + (U_e - U_i - u_{c1}) \left(\cos \omega_t \tau + \frac{1}{\omega_t T_t} \sin \omega_t \tau \right) - \frac{i_{d1}}{\omega_t C} \sin \omega_t \tau \tag{13.84}$$

Il est possible d'introduire d'autres simplifications tout en gardant une bonne approximation dans des cas normaux. Comme on l'a déjà fait précédemment, on remplace u_{c1} par $-U_{c0}$ selon la relation (13.75). Pour les différentes valeurs du courant continu on pose $i'_{d1} \cong i_{d1} \cong I_d$ où I_d correspond à la valeur moyenne du courant continu. Finalement on néglige la résistance ohmique R de la charge ($T_t = \infty$). Ainsi on aboutit à la relation suivante

$$u_d \cong U_i + \left(2 U_e - U_i + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} I_d \right) \cos \omega_t \tau - \sqrt{\frac{L_t}{C}} I_d \sin \omega_t \tau \tag{13.85}$$

Avec $u_d = 0$ on peut calculer le temps t_c par itération.

Pour la valeur moyenne de la tension continue due à la commutation forcée on obtient

$$U_{dc} = \frac{1}{T_p} \int_0^{t_c} u_d \, d\tau = \frac{1}{T_p} \left[U_i t_c + \left(2 U_e - U_i + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} I_d \right) \frac{\sin \omega_t t_c}{\omega_t} - L_t I_d (1 - \cos \omega_t t_c) \right] \tag{13.86}$$

Afin d'obtenir une forme comparable à l'équation (13.82), valable pour le cas idéalisé, on met en évidence U_e et $t_{f \min}$, ce qui impose une division de chaque terme

par $t_{f \min}$. Ainsi on obtient

$$U_{dc} = U_e \frac{t_{f \min}}{T_p} \left[\frac{U_i}{U_e} \frac{t_c}{t_{f \min}} + \left(2 - \frac{U_i}{U_e} + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} \frac{I_d}{U_e} \right) \frac{\sin \omega_t t_c}{\omega_t t_{f \min}} - \frac{L_t I_d}{U_e} \frac{1 - \cos \omega_t t_c}{t_{f \min}} \right] \quad (13.87)$$

Dans le dernier terme on peut transformer l'expression $L_t/t_{f \min}$ en multipliant d'abord numérateur et dénominateur par $t_{f \min}$ et en remplaçant cette grandeur dans le numérateur par la relation tirée de (13.34), avec $u_{c1} = -U_{c0}$ selon (13.25), où l'on doit introduire $I_d = I_{d \max}$. Si l'on tient compte qu'avec $R = 0$ la pulsation propre est $\omega_t = 1/\sqrt{L_t C}$ on obtient successivement

$$\begin{aligned} \frac{L_t}{t_{f \min}} &= \frac{L_t t_{f \min}}{t_{f \min}^2} = \frac{L_t C \left(U_e + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} I_{d \max} \right)}{I_{d \max} t_{f \min}^2} = \\ &= \frac{U_e}{I_{d \max}} \frac{1 + \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} \frac{I_{d \max}}{U_e}}{(\omega_t t_{f \min})^2} \end{aligned} \quad (13.88)$$

Si l'on introduit encore le facteur

$$k_u = \sqrt{\frac{L_\sigma}{C}} \frac{I_{d \max}}{U_e} \quad (13.89)$$

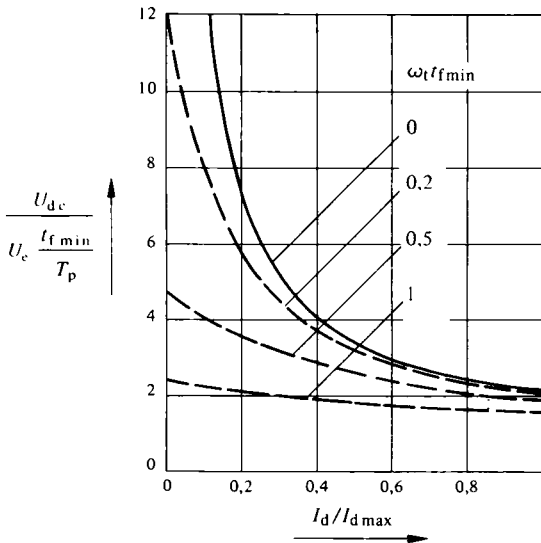


Fig. 13.9 Composante de la tension continue U_{dc} due à la commutation forcée en fonction du courant continu I_d .

on peut écrire pour U_{dc}

$$U_{dc} = U_e \frac{t_{f \min}}{T_p} \left[\frac{U_i}{U_e} \frac{t_c}{t_{f \min}} + \left(2 - \frac{U_i}{U_e} + k_u \frac{I_d}{I_{d \max}} \right) \frac{\sin \omega_t t_c}{\omega_t t_{f \min}} - \right. \\ \left. - (1 + k_u) \frac{I_d}{I_{d \max}} \frac{1 - \cos \omega_t t_c}{(\omega_t t_{f \min})^2} \right] \quad (13.90)$$

La figure 13.9 montre la relation entre U_{dc} , référé à $U_e t_{f \min} / T_p$ et le courant continu I_d référé à $I_{d \max}$, valable pour $U_i / U_e = 0,5$ et $k_u = 0,5$. Comme paramètre apparaît $\omega_t t_{f \min}$. On constate que la relation (13.82) correspondant à $\omega_t t_{f \min} = 0$ ne donne plus des résultats satisfaisants pour des courants continus I_d petits par rapport à $I_{d \max}$. Plus le paramètre $\omega_t t_{f \min}$ est élevé, plus la déviation est prononcée.



ONDULEURS À COMMUTATION FORCÉE: FONCTIONNEMENT IDÉALISÉ

14.1 INTRODUCTION

14.1.1 Généralités

Les onduleurs à commutation forcée permettent de produire une tension alternative à fréquence variable à partir d'une source de tension continue. La charge peut être passive, c'est-à-dire qu'elle ne doit pas forcément présenter des sources de tension alternatives, parce que la commutation de ces onduleurs est garantie par des circuits d'extinction faisant partie intégrante de l'onduleur.

On distingue des onduleurs monophasés ou triphasés selon le système alternatif produit à la sortie. Généralement la tension alternative n'est pas seulement variable en fréquence, mais également en amplitude.

A la section 14.2 on déduira le montage en pont à partir du montage de base du variateur de courant continu. On aboutit ainsi au montage de l'onduleur monophasé dans la section 14.3 où les différentes possibilités de faire varier la fréquence et la tension seront présentées. Finalement les sections 14.4 à 14.6 seront consacrées au traitement des onduleurs triphasés.

Pour les onduleurs à commutation forcée il existe plusieurs variantes de montages et de modes de fonctionnement. Le développement dans ce domaine est en pleine activité. Ci-dessous on se limitera à la description de quelques montages fondamentaux.

14.1.2 Application des onduleurs à commutation forcée

Les applications des onduleurs à commutation forcée sont très nombreuses et leur utilisation augmente de plus en plus.

La figure 14.1 représente les applications les plus importantes en indiquant en même temps les tensions, courants et puissances nominaux.

Les onduleurs à commutation forcée sont utilisés pour des entraînements à courant triphasé, le plus souvent pour l'alimentation de moteurs asynchrones à vitesse variable. Ce type d'entraînement est utilisé soit pour des installations fixes, soit sur des engins de traction. Dans ce genre d'application, l'onduleur à commutation forcée fait partie d'un convertisseur de fréquence (voir chap. 16). Les puissances en jeu sont très importantes.

Les alimentations de secours servent à fournir de l'énergie à des consommateurs qui ne doivent subir aucune interruption d'alimentation, comme par exemple les ordinateurs de grande envergure. Dans ces cas d'application, l'onduleur est alimenté par un accumulateur. Ce dernier est constamment chargé par le réseau d'alimentation alter-

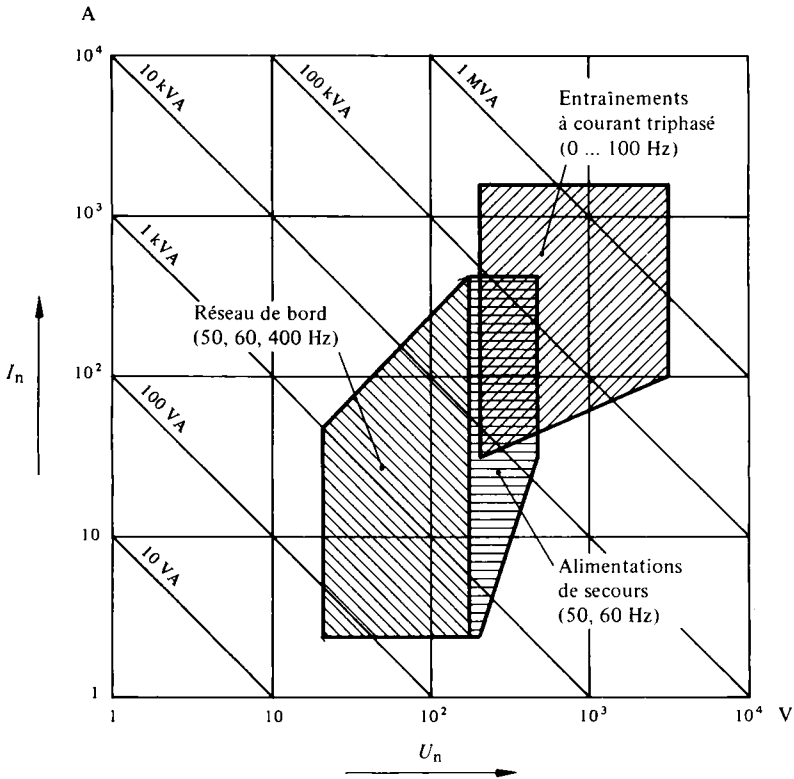


Fig. 14.1 Applications des onduleurs à commutation forcée.

natif par l'intermédiaire d'un redresseur de charge. En cas de panne du réseau d'alimentation, l'accumulateur garantit la fourniture de l'énergie pendant un laps de temps plus ou moins long. L'utilisation des onduleurs à commutation forcée dans ce domaine confirme leur fiabilité très élevée.

Mentionnons encore l'application dans des réseaux de bord (avions, engins de traction, wagons de chemin de fer, etc.). Ici les onduleurs sont alimentés par des accumulateurs en convertissant l'énergie continue en un système alternatif à tension et fréquence constantes.

14.1.3 Conditions pour l'étude du fonctionnement idéalisé

Pour l'étude du fonctionnement idéalisé des onduleurs à commutation forcée en régime permanent, on fera, dans ce chapitre, la supposition suivante : la durée de la commutation forcée est nulle

$$t_c = 0 \quad (14.1)$$

Cette supposition correspond à un contacteur idéal avec un temps de déclenchement nul. On n'étudie pas le phénomène de la commutation forcée, qui se déroule en réalité dans un laps de temps fini.

14.2 DÉDUCTION DU MONTAGE EN PONT

14.2.1 Généralités

L'onduleur réalise la conversion d'une tension continue en une tension alternative, dont la fréquence est normalement variable. Comme dans le cas des convertisseurs de courant à commutation naturelle, on peut distinguer le montage étoile (montage à point milieu) et le montage en pont. Le montage étoile nécessite un transformateur, ce qui présente certains inconvénients, spécialement pour le fonctionnement à des basses fréquences. Ce type d'onduleur est relativement peu utilisé et nous ne nous occuperons pas de ce montage.

Par contre nous déduirons le montage en pont à partir du variateur de courant continu.

14.2.2 Variantes d'un variateur de courant continu

Dans les figures 14.2 à 14.5 diverses variantes d'un variateur de courant continu sont illustrées, permettant de fonctionner dans un ou deux quadrants du plan (I_d, U_d), courant, tension continu. Si la charge à courant continu est très inductive, le courant I_d est pratiquement complètement lissé.

Le montage de la figure 14.2 correspond à celui de la figure 12.2, où le contacteur statique CS est représenté par le symbole d'un thyristor à deux entrées de contrôle. La charge à courant continu n'est pas représentée, parce qu'elle n'intervient pas dans les réflexions suivantes. La valeur moyenne U_d de la tension continue peut varier entre 0 et U_e , où U_e est la tension d'entrée du variateur de courant continu. Le courant continu I_d est positif.

Les parties essentielles d'un montage permettant la récupération d'énergie par un variateur de courant continu (voir fig. 12.5) sont représentées à la figure 14.3. La valeur

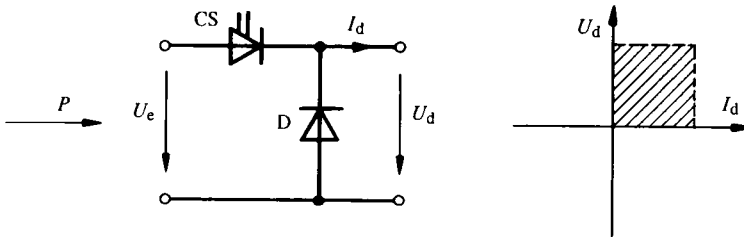


Fig. 14.2 Variateur de courant continu pour courant positif.

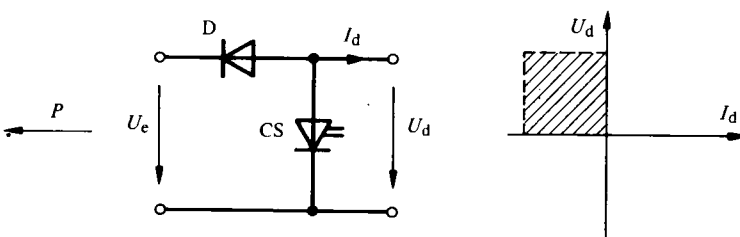


Fig. 14.3 Variateur de courant continu pour courant négatif (récupération d'énergie).

moyenne U_d de la tension continue est variable entre 0 et U_e . Le courant continu I_d est négatif.

On peut connecter ces deux montages en parallèle à l'aide d'une bobine d'induction L_c avec prise médiane (fig. 14.4). Cette bobine d'induction doit limiter le courant de circulation lors de l'extinction d'un des contacteurs statiques (voir sect. 15.3). Le courant continu I_d est positif si le contacteur statique CS_1 est enclenché et déclenché périodiquement, avec le contacteur statique CS_2 toujours bloqué. Le courant continu I_d devient négatif, si le contacteur statique CS_1 est bloqué et le contacteur statique CS_2 enclenché et déclenché périodiquement. La tension continue U_d est toujours positive et on peut la faire varier entre 0 et U_e .

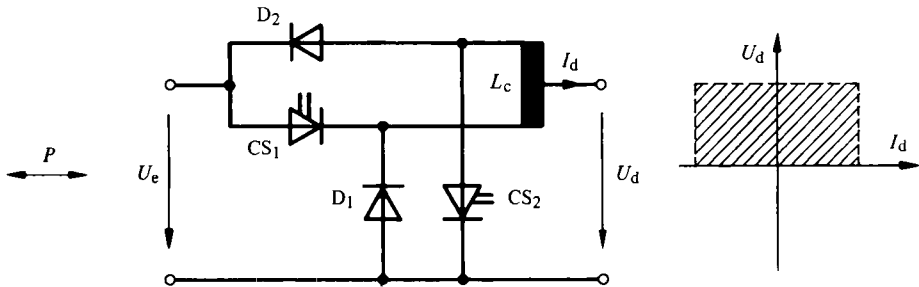


Fig. 14.4 Montage en parallèle de deux variateurs de courant continu pour courant positif et négatif.

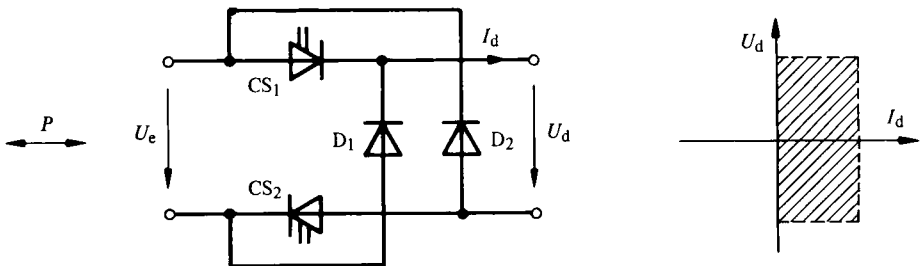


Fig. 14.5 Montage de deux variateurs de courant continu pour tension positive et négative.

Le montage de la figure 14.5 permet de changer la polarité de la tension continue U_d , avec un courant continu, qui reste toujours positif. Ce montage consiste en une combinaison de deux montages de la figure 14.2, où l'un des contacteurs statiques est situé dans le conducteur de retour. Si le contacteur statique CS_2 reste toujours enclenché, et que le contacteur statique CS_1 est enclenché et déclenché périodiquement, la valeur instantanée de la tension de sortie varie entre U_e et 0 de telle manière que la valeur moyenne U_d soit positive. On obtient les mêmes conditions, si le contacteur statique CS_1 reste toujours enclenché et que le contacteur statique CS_2 est enclenché et déclenché périodiquement. Si par contre le contacteur statique CS_2 reste toujours déclenché, le courant continu I_d circule à travers la diode D_2 et le contacteur statique CS_1 , si ce dernier est enclenché. La tension instantanée à la sortie est alors nulle. Si

CS_1 est aussi déclenché, le courant I_d doit circuler à travers la diode D_2 (comme auparavant), à travers la source d'alimentation (tension U_e) en sens opposé et à travers la diode D_1 . La valeur instantanée de la tension de sortie vaut maintenant $-U_e$. En enclenchant et déclenchant périodiquement le contacteur statique CS_1 on peut faire varier la valeur moyenne U_d de la tension de sortie entre 0 et $-U_e$. La charge reliée aux bornes de sortie de ce montage doit être capable de maintenir le courant I_d constant (par exemple machine à courant continu fonctionnant en génératrice avec tension induite négative). Nous avons les mêmes conditions, si CS_1 est toujours déclenché et CS_2 enclenché et déclenché périodiquement. Le fonctionnement de ce montage correspond à celui d'un convertisseur de courant à commutation naturelle dont l'angle de retard d'allumage est varié entre 0° et 180° .

14.2.3 Montage en pont

Il est possible de représenter différemment les montages des figures 14.4 et 14.5.

On remarque ainsi, que le montage de la figure 14.4 forme un double montage antiparallèle de contacteur statique et de diode, séparé par une bobine d'induction, apte à limiter le courant de circulation (voir fig. 14.6). Ce montage constitue une *branche d'onduleur* pour les onduleurs mono- et triphasés. Ce montage permet d'inverser le courant I_d .

Par contre, le montage de la figure 14.5 représente un montage en pont simple (voir fig. 14.7), dont la tension de sortie U_d est prise à la diagonale du pont, permettant d'inverser la polarité de cette tension, à condition que $I_d > 0$.

Si l'on utilise deux branches selon le montage de la figure 14.6, on obtient le montage en pont complet illustré à la figure 14.8. Ce montage en pont complet permet d'inverser non seulement la tension U_d mais aussi le courant I_d . Le fonctionnement est donc possible dans les quatre quadrants du plan (I_d, U_d) , équivalent au fonctionnement d'un convertisseur de courant bidirectionnel. Ainsi, nous avons développé le montage en pont, qui est la base de l'onduleur monophasé.

14.3 ONDULEURS MONOPHASÉS

14.3.1 Généralités

On étudiera ci-dessous le fonctionnement de l'*onduleur en montage en pont monophasé*.

Le schéma de montage est représenté par la figure 14.9 où l'on a aussi indiqué la charge, connectée aux bornes de sortie de l'onduleur. La charge est constituée d'une résistance ohmique R et d'une inductance L .

On examinera d'abord les différents états de conduction possibles dans ce montage pour démontrer ensuite la composition de l'allure de la tension u et du courant i à la sortie de l'onduleur. Finalement on décrira les possibilités existantes pour faire varier la fréquence et l'amplitude de la tension alternative.

L'étude du comportement du montage en pont monophasé, bien que ce dernier soit relativement peu utilisé en pratique, permettra de mieux comprendre le fonctionnement des onduleurs triphasés, qui sont très répandus et qui seront traités aux sections 14.4 à 14.6.

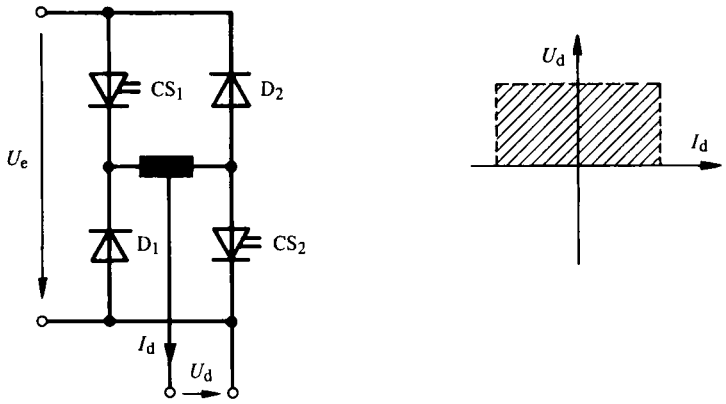


Fig. 14.6 Double montage antiparallèle (branche d'onduleur).

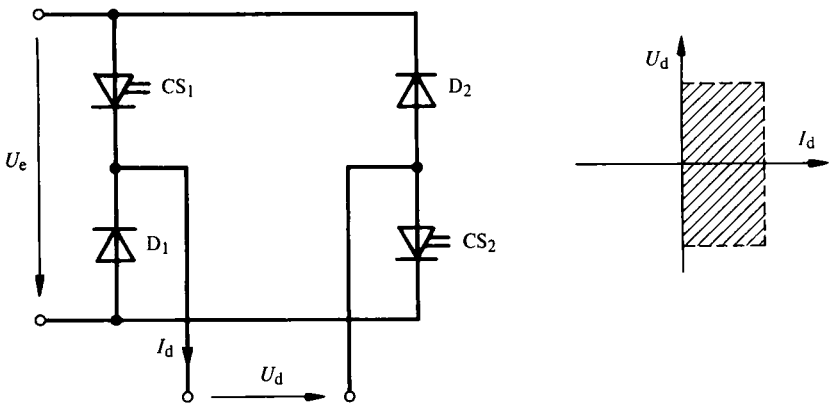


Fig. 14.7 Montage en pont simple.

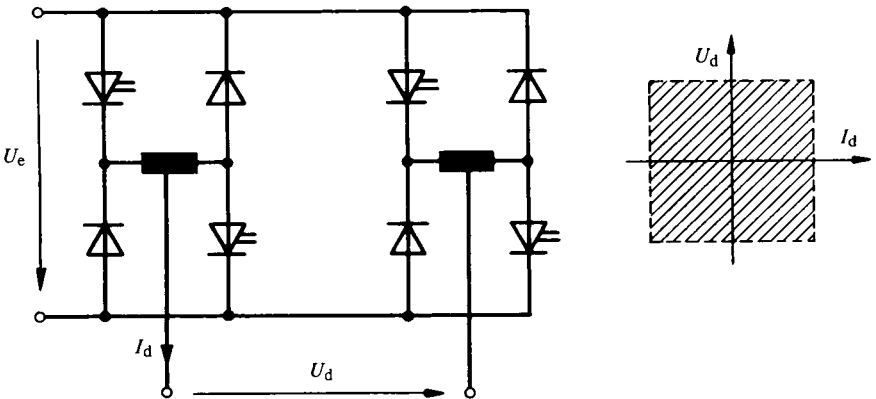


Fig. 14.8 Montage en pont complet.

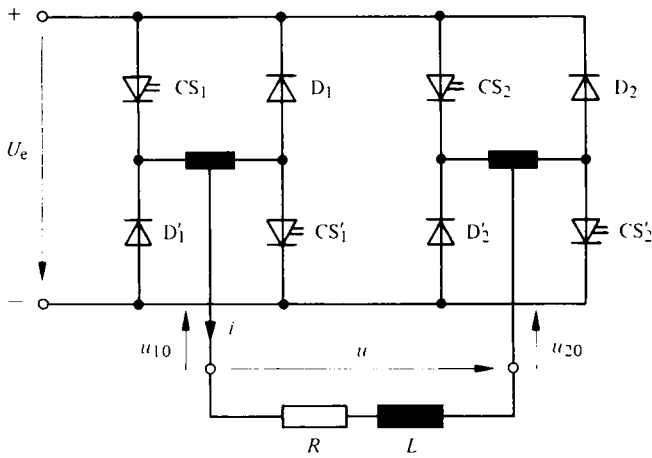


Fig. 14.9 Onduleur en montage en pont monophasé.

14.3.2 Etats de conduction

Les différents états de conduction possibles pour les contacteurs statiques et les diodes dans un onduleur en pont monophasé sont représentés à la figure 14.10. Pour chaque polarité du courant de charge i (fig. 14.10(a) à (d) et 14.10(e) à (h)) il existe quatre possibilités, tension de sortie u positive, négative, nulle au potentiel - et nulle au potentiel +. Si le courant et la tension ont le même signe, le courant circule à travers deux contacteurs statiques (fig. 14.10(a) et (e)). Si le signe est opposé, le courant circule à travers deux diodes (fig. 14.10(c) et (g)). Si la tension u est nulle, le courant passe à travers un contacteur statique dans une branche et à travers une diode dans l'autre branche (fig. 14.10(b), (d), (f), (h)). Dans ces cas, la charge est court-circuitée et aucun courant ne passe au travers de la source d'alimentation (tension d'entrée U_e).

Avec une séquence de commande appropriée sur les contacteurs statiques, on peut passer d'un état de conduction à un autre et influencer ainsi l'allure de la tension aux bornes de la charge, comme on le décrira dans les paragraphes suivants.

14.3.3 Composition de la tension alternative

Pour déterminer l'allure de la tension u fournie par l'onduleur en montage en pont monophasé, il est judicieux de construire d'abord les *tensions de branche* u_{10} et u_{20} entre la borne de sortie de chaque branche et la borne - de la tension d'entrée U_e (fig. 14.9).

La tension u_{10} est égale à U_e si le contacteur statique CS_1 ou la diode D_1 conduit selon le sens du courant sortant de la branche. La tension u_{10} est nulle lorsque le contacteur statique CS_1' ou la diode D_1' conduit. Les mêmes relations existent pour l'autre branche, c'est-à-dire pour la tension u_{20} .

Pour obtenir la tension alternative u maximale, on commande les contacteurs statiques de telle manière que la tension u_{10} soit égale à U_e pendant la première demi-période et égale à zéro pendant la deuxième demi-période. La tension u_{20} présente la même allure, mais elle est décalée de $T/2$ par rapport à u_{10} (voir fig. 14.11). T est la *période fondamentale* de la tension alternative.

La tension u à la sortie de l'onduleur monophasé est donnée par

$$u = u_{10} - u_{20} \quad (14.2)$$

comme il découle de la figure 14.9.

L'allure de la tension u est rectangulaire; elle est représentée à la figure 14.11.

Dans ce mode de fonctionnement on déclenche en même temps deux contacteurs statiques CS_1 et CS_2' ou CS_1' et CS_2' , en passant directement d'une polarité à l'autre de la tension u . Les états de conduction se réfèrent à la figure 14.10.

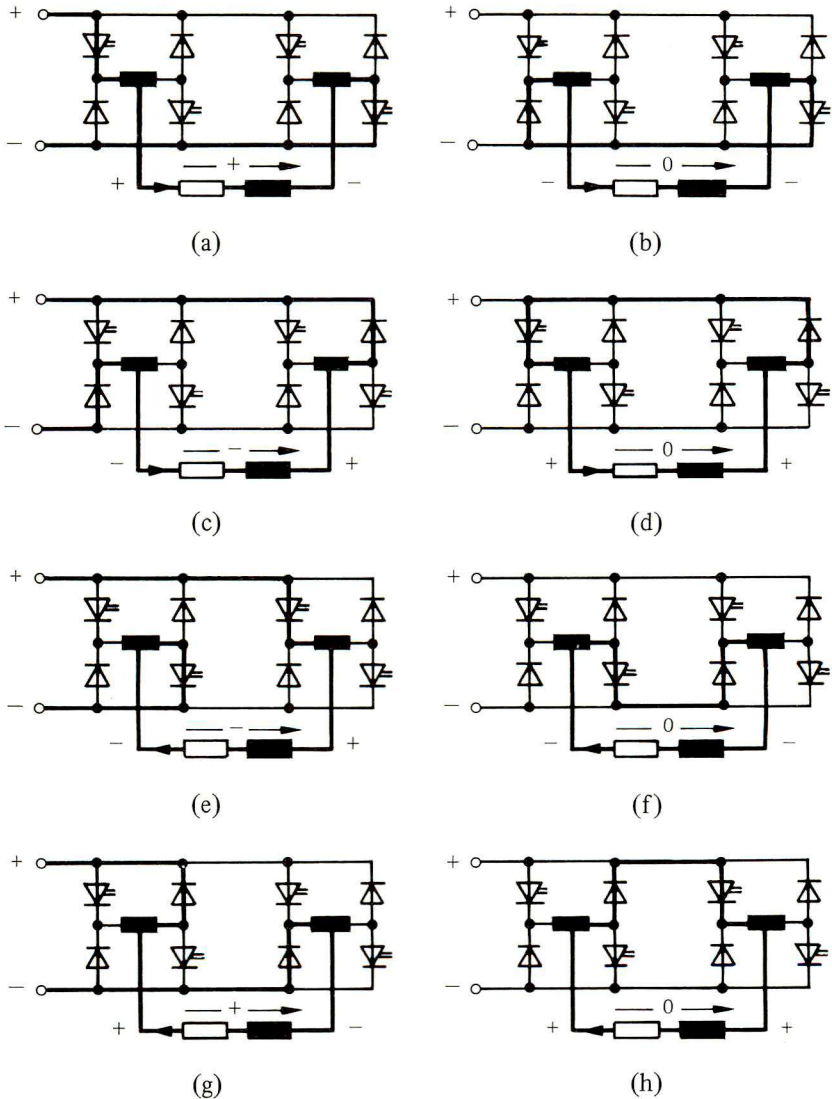


Fig. 14.10 Etats de conduction d'un onduleur en pont monophasé. (a) à (d) le courant dans la charge circule en sens positif; (e) à (h) le courant dans la charge circule en sens opposé.

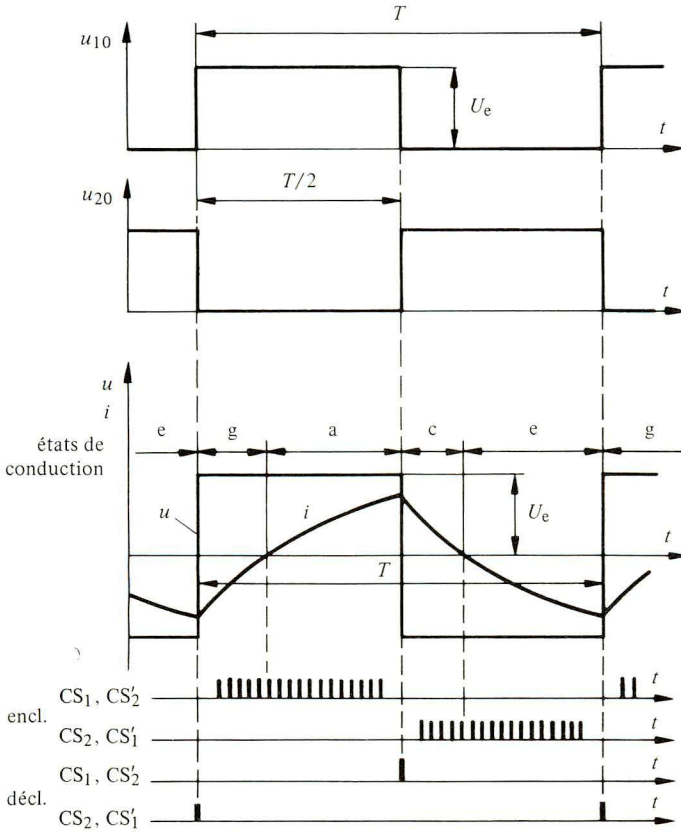


Fig. 14.11 Composition de la tension alternative.

La charge ohmique et inductive ne permet pas une variation rapide du courant i . Ce dernier varie d'une manière exponentielle selon la constante de temps L/R de la charge. Il tend toujours asymptotiquement vers $+U_e/R$ ou $-U_e/R$. Il existe un certain laps de temps, pendant lequel le courant de charge doit circuler à travers deux diodes (état de conduction g ou c). Lorsque le courant de charge passe par zéro, il faut enclencher les contacteurs statiques relatifs, afin de garantir la continuité du courant (état de conduction a ou e).

Dans ce but on applique normalement un train d'impulsions d'allumage, parce que le passage par zéro du courant i n'est pas connu a priori. La durée de ce train d'impulsion doit être un peu inférieure à une demi-période de la tension de sortie. Il faut en tout cas éviter d'enclencher en même temps deux contacteurs statiques situés dans la même branche du pont (par exemple CS_1 et CS'_1 de la figure 14.9). Cela provoquerait un court-circuit de la branche. Les impulsions destinées à enclencher et déclencher les différents contacteurs statiques sont aussi représentées à la figure 14.11.

Au lieu d'appliquer un train d'impulsions pour enclencher les contacteurs statiques, on peut mesurer le courant i et détecter son passage par zéro. Dès que le courant s'annule on enclenche le contacteur statique correspondant par une seule impulsion.

14.3.4 Variation de la fréquence

La variation de la fréquence est assez facile à effectuer. Avec une tension rectangulaire telle qu'elle est indiquée à la figure 14.11, la séquence des impulsions de déclenchement détermine la longueur de la période fondamentale T , donc la fréquence $f = 1/T$. On peut faire varier la fréquence entre 0 (tension et courant continus) et une valeur maximale. La fréquence est limitée vers le haut par le temps minimal d'enclenchement dû à la durée de la commutation forcée et des pertes de commutation (voir § 3.3.2), en tenant compte du fonctionnement réel.

14.3.5 Variation rectangulaire de la tension

La valeur maximale de la tension d'allure rectangulaire est indiquée à la figure 14.12 (a). La tension alternative est commutée entre $+U_e$ et $-U_e$ à des intervalles réguliers selon une demi-période $T/2$.

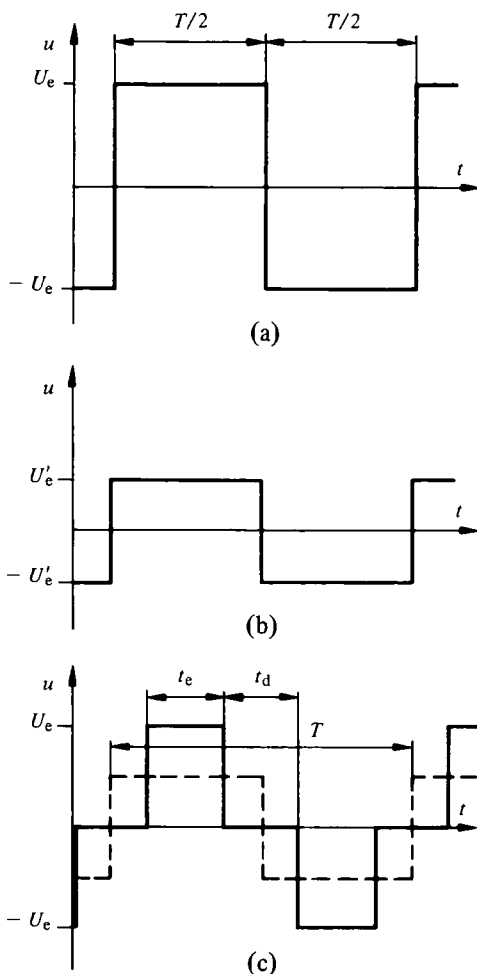


Fig. 14.12 Variation rectangulaire de la tension.

Pour la variation rectangulaire de la tension il existe deux possibilités, où l'on obtient toujours une réduction par rapport à la tension maximale.

Une réduction de la tension alternative est possible en diminuant la tension continue U_e à l'entrée du pont onduleur (fig. 14.12 (b)). Cette possibilité est facile à réaliser si U_e est fournie par un convertisseur de courant. Cependant il faut observer que normalement la charge du condensateur d'extinction dans les contacteurs statiques est proportionnelle à la tension U_e . En diminuant cette dernière, on diminue aussi la charge du condensateur d'extinction. Au-dessous d'une certaine tension, le circuit d'extinction n'est plus apte à éteindre le courant circulant par les contacteurs statiques. C'est la raison pour laquelle ce mode de variation n'est utilisé que pour des variations modestes.

En commutant la tension u alternativement entre 0, $+U_e$, 0, $-U_e$, 0 etc. on peut réduire la valeur moyenne de la tension sur une demi-période par rapport à la tension rectangulaire maximale, comme on l'a représenté à la figure 14.12 (c). La réduction de tension dépend de la durée d'enclenchement t_e et de déclenchement t_d . La durée d'enclenchement se réfère aux intervalles pendant lesquels la tension u est différente de zéro, tandis que la durée de déclenchement est liée aux intervalles de tension u nulle. La tension varie donc par gradins symétriques. Si $t_e \ll T/2$, les harmoniques supérieures sont très élevées par rapport à l'onde fondamentale. Une variation de tension dans un grand domaine n'est donc pas non plus très favorable.

14.3.6 Variation à pulsation de la tension

Pour une variation de la tension dans un grand domaine on utilise les méthodes représentées par les figures 14.13 (a) et (b). La tension est commutée plusieurs fois pendant une demi-période $T/2$ entre $+U_e$ et 0 ou 0 et $-U_e$ (fig. 14.13 (a)) ou toujours entre $+U_e$ et $-U_e$ (fig. 14.13 (b)). Le choix entre ces deux possibilités dépend du fonctionnement particulier de l'extinction des contacteurs statiques et des circuits de commande. Dans le premier cas (fig. 14.13 (a)) on ne commute qu'une seule branche pendant une demi-période $T/2$, tandis que dans l'autre cas (fig. 14.13 (b)) les deux branches sont commutées simultanément.

On parle dans ces cas de *variation par pulsation*. La réduction de la tension dépend de la relation entre la durée d'enclenchement t_e et de déclenchement t_d . La somme de t_e et t_d correspond à la période de pulsation T_p . Si t_e et t_d sont constants, on réduit la valeur moyenne de manière rectangulaire par rapport à la période fondamentale T .

La variation sinusoïdale de la valeur moyenne par rapport à la période fondamentale T représentée à la figure 14.14 (a) et (b) est avantageuse, parce que les harmoniques possèdent une fréquence élevée et sont en relation avec la fréquence de pulsation $f_p = 1/T_p$. Avec une charge ohmique et inductive on obtient des formes de courant presque sinusoïdales, de période fondamentale T . Dans ce mode de variation par pulsation, appelé aussi *méthode de sousoscillation*, la durée d'enclenchement t_e et de déclenchement t_d varie constamment.

La fréquence de pulsation est généralement limitée à des valeurs comprises entre 0,5 et 1 kHz environ comme dans le cas des variateurs de courant continu (voir § 13.4.8). La fréquence fondamentale $f = 1/T$ ne peut pas dépasser 50 à 100 Hz environ pour avoir un nombre suffisant de pulsations par demi-période. Pour des fréquences supérieures on fait appel à la variation rectangulaire de la tension selon la méthode illustrée par la figure 14.12 (c).

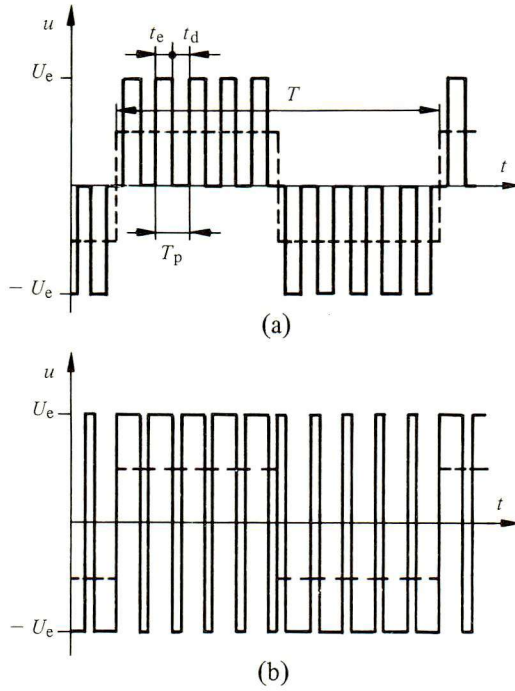


Fig. 14.13 Variation à pulsation de la tension, pulsation constante.

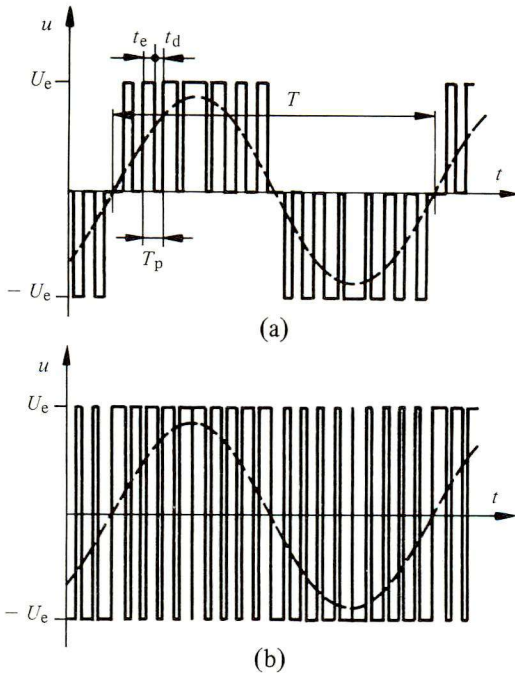


Fig. 14.14 Variation à pulsation de la tension, pulsation sinusoïdale.

14.3.7 Condensateur-tampon

Nous avons supposé jusqu'à présent implicitement que la source d'alimentation fournissant la tension U_e à l'entrée du pont onduleur ne présente aucune inductance interne, comme c'est presque le cas pour un accumulateur. Si cette condition n'est pas satisfaite, on doit prévoir un condensateur-tampon à l'entrée du pont onduleur (voir section 12.5). Cette mesure est indispensable, si la réduction de tension est réalisée par la méthode de pulsation.

14.4 ONDULEURS TRIPHASÉS EN MONTAGE EN PONT

14.4.1 Généralités

L'onduleur triphasé est plus important et plus utilisé que le monophasé. Son application principale consiste en l'alimentation de moteurs asynchrones à fréquence variable. Dans ce cas, il faut que la tension alternative soit pratiquement proportionnelle à la fréquence.

Un des montages les plus répandus est l'*onduleur en montage en pont triphasé*. Celui-ci se déduit du montage en pont monophasé par l'adjonction d'une troisième branche. Cette branche est identique aux deux branches du montage monophasé étudié à la section 14.3. La figure 14.15 montre le schéma de montage.

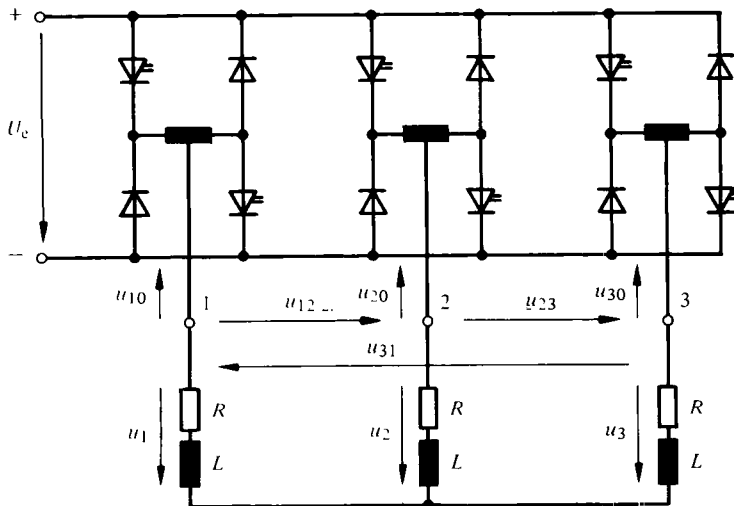


Fig. 14.15 Onduleur en montage en pont triphasé.

La charge triphasée est connectée normalement en étoile, avec le point neutre non relié. Chaque phase possède une résistance ohmique R et une inductance L . On suppose que la charge est symétrique dans les trois phases.

On décrira d'abord la composition du système de tension triphasé et on indiquera ensuite la variation de la tension par la méthode de pulsation.

14.4.2 Composition du système de tension triphasé

A la sortie, l'onduleur triphasé doit fournir un système de tension triphasé symétrique. La composition des tensions aux bornes du pont triphasé et la tension simple aux bornes de la charge découle de la figure 14.15.

La tension de chaque branche d'onduleur du pont triphasé u_{10} , u_{20} et u_{30} peut être ou $+U_e$ ou 0 selon l'état de conduction. Chaque tension rectangulaire doit être égale à U_e pendant la première demi-période $T/2$ et égale à 0 pendant la deuxième demi-période, comme on l'a représenté à la figure 14.16. T est de nouveau la période fondamentale. Chaque tension de branche doit être décalée de $T/3$ par rapport à l'autre, afin de former un système triphasé symétrique.

Les tensions composées à la sortie du pont onduleur sont données par les relations (voir fig. 14.15)

$$u_{12} = u_{10} - u_{20} \quad (14.3)$$

$$u_{23} = u_{20} - u_{30} \quad (14.4)$$

$$u_{31} = u_{30} - u_{10} \quad (14.5)$$

L'allure de la tension composée u_{12} est représentée à la figure 14.16. Les autres tensions u_{23} et u_{31} possèdent la même allure rectangulaire, mais sont décalées respectivement de $T/3$ et de $2T/3$.

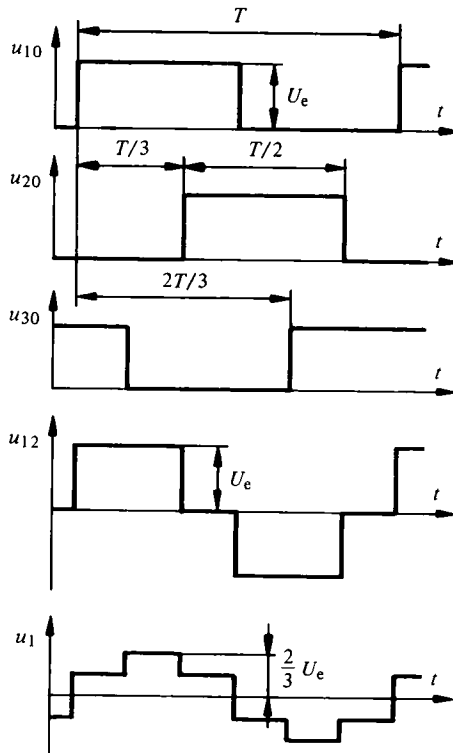


Fig. 14.16 Composition de la tension triphasée pour pont triphasé.

D'autre part, entre les tensions simples de la charge triphasée et les tensions composées on a les relations suivantes

$$u_{12} = u_1 - u_2 \tag{14.6}$$

$$u_{23} = u_2 - u_3 \tag{14.7}$$

$$u_{31} = u_3 - u_1 \tag{14.8}$$

Dans le cas d'une charge en montage étoile avec point neutre non relié, la somme des trois courants de phase est nulle. Si la charge est symétrique, la même relation est valable pour les tensions simples, à savoir

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0 \tag{14.9}$$

De ces équations on tire

$$u_1 = \frac{1}{3} (u_{12} - u_{31}) = \frac{1}{3} (2 u_{10} - u_{20} - u_{30}) \tag{14.10}$$

$$u_2 = \frac{1}{3} (u_{23} - u_{12}) = \frac{1}{3} (2 u_{20} - u_{10} - u_{30}) \tag{14.11}$$

$$u_3 = \frac{1}{3} (u_{31} - u_{23}) = \frac{1}{3} (2 u_{30} - u_{10} - u_{20}) \tag{14.12}$$

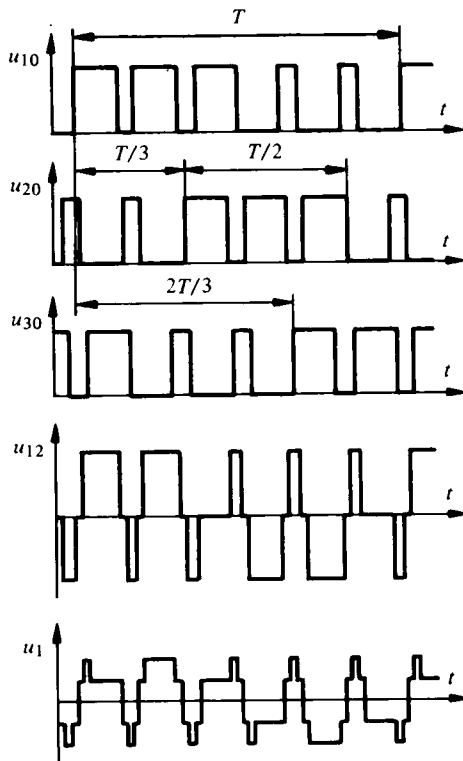


Fig. 14.17 Variation à pulsation de la tension pour pont triphasé.

L'allure de la tension simple u_1 est représentée au bas de la figure 14.16. Les autres tensions u_2 et u_3 sont décalées respectivement de $T/3$ et de $2T/3$. On constate, que la tension simple possède une allure en gradins qui s'approche assez bien à la forme sinusoïdale.

14.4.3 Variation à pulsation de la tension

Pour la variation de la tension, il faut faire appel à la méthode de pulsation illustrée déjà aux figures 14.13 et 14.14 pour l'onduleur monophasé. La figure 14.17 montre l'allure des tensions de branche u_{10} , u_{20} et u_{30} , de la tension composée u_{12} et de la tension simple u_1 pour le cas où les tensions de branche du pont onduleur triphasé sont commutées pour produire trois pulsations pendant chaque demi-période. Il faut veiller à ce que la commutation soit inversée à chaque demi-période, afin que la valeur moyenne des tensions u_{10} , u_{20} et u_{30} reste égale à $U_e/2$ pendant une période fondamentale T . Sinon les tensions simples u_1 , u_2 et u_3 présenteraient une allure asymétrique.

La figure 14.17 ne donne qu'une représentation schématique de la méthode de pulsation. Normalement on varie la tension d'une manière sinusoïdale (voir fig. 14.14) avec une période de pulsation T_p très inférieure par rapport à la période fondamentale T .

Il n'est pas possible d'appliquer la méthode de variation rectangulaire selon la figure 14.12 (c) dans le cas d'un pont triphasé. Cette méthode demande une diminution de la durée t_e où la tension de chaque branche est égale à U_e . La tension de branche devient asymétrique, ce fait produit des harmoniques paires dans le système triphasé.

14.5 ONDULEURS TRIPHASÉS COMPOSÉS DE TROIS ONDULEURS MONOPHASÉS

14.5.1 Généralités

Le pont triphasé selon le schéma de montage de la figure 14.15 ne permet que la variation de la tension par pulsation. Cette méthode limite la fréquence fondamentale à des valeurs comprises entre 50 et 100 Hz environ. Pour des fréquences supérieures il faut faire appel à la variation rectangulaire (fig. 14.12 (c)). Dans ce cas il s'avère nécessaire de recourir à d'autres montages que le pont triphasé.

Un montage composé de trois onduleurs monophasés est illustré à la figure 14.18. Chaque onduleur consiste en un pont monophasé décrit à la section 14.3. Les trois onduleurs étant reliés galvaniquement au niveau de la tension d'entrée U_e , il n'est pas possible de former un point neutre au côté triphasé; et les trois phases de la charge triphasée doivent rester séparées, afin d'éviter un court-circuit entre plusieurs branches d'onduleur.

Pour profiter malgré tout de la propriété des systèmes triphasés à point neutre non relié (annulation de la troisième harmonique et de ses multiples) on réalise un couplage inductif entre les trois phases à l'aide d'une bobine d'induction (self de couplage) S possédant trois enroulements.

On étudiera d'abord la composition du système de la tension triphasé dans ce montage, pour décrire ensuite la variation rectangulaire de la tension.

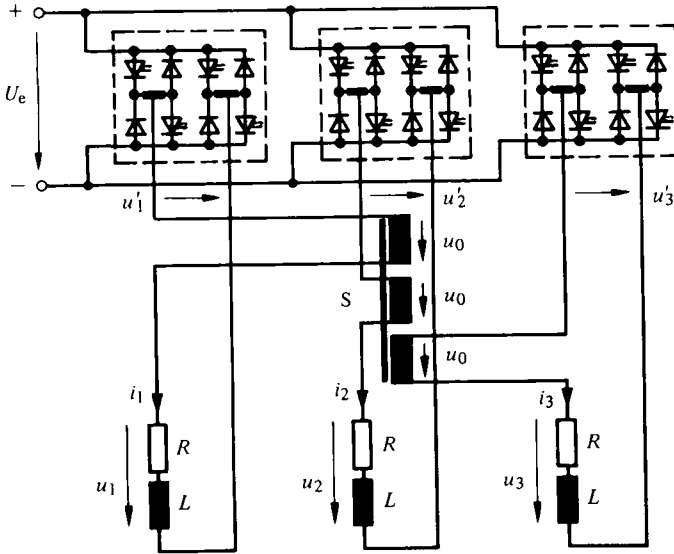


Fig. 14.18 Onduleur triphasé composé de trois onduleurs monophasés.

14.5.2 Composition du système de tension triphasé

En négligeant le courant magnétisant de la bobine d'induction S, la solénoïtion dans cette dernière doit être nulle. Les trois enroulements ayant le même nombre de spires, cette condition se traduit pour les trois courants i_1, i_2 et i_3 par

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \tag{14.13}$$

Si la charge triphasée est symétrique, les tensions u_1, u_2 et u_3 aux bornes de chaque phase sont proportionnelles aux courants i_1, i_2 et i_3 et à leurs dérivées. Au lieu de l'équation (14.13) on peut donc écrire

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0 \tag{14.14}$$

Dans chaque enroulement de la bobine d'induction S la même tension u_0 est induite, selon $d\Phi/dt$, où Φ est le flux de la bobine d'induction.

Finalement on obtient les relations suivantes entre les tensions de sortie des trois onduleurs monophasés u'_1, u'_2, u'_3 et les tensions aux bornes de chaque phase de la charge u_1, u_2, u_3

$$u_1 = u'_1 - u_0 \tag{14.15}$$

$$u_2 = u'_2 - u_0 \tag{14.16}$$

$$u_3 = u'_3 - u_0 \tag{14.17}$$

En sommant ces trois relations, on tire à l'aide de l'équation (14.14)

$$u_0 = \frac{1}{3} (u'_1 + u'_2 + u'_3) \tag{14.18}$$

d'où

$$u_1 = \frac{1}{3} (2 u'_1 - u'_2 - u'_3) \quad (14.19)$$

$$u_2 = \frac{1}{3} (2 u'_2 - u'_1 - u'_3) \quad (14.20)$$

$$u_3 = \frac{1}{3} (2 u'_3 - u'_1 - u'_2) \quad (14.21)$$

Les tensions de phase u_1, u_2, u_3 se composent d'une manière similaire à celles du pont triphasé examiné au paragraphe 14.4.2 avec la différence que u'_1, u'_2 et u'_3 varient entre $+U_e$ et $-U_e$.

La figure 14.19 donne l'allure des tensions u'_1, u'_2, u'_3, u_0 et u_1 . Les deux autres tensions u_2 et u_3 sont décalées respectivement de $T/3$ et de $2T/3$. La tension de phase u_1 présente la même allure que celle de la figure 14.16, mais la valeur maximale est maintenant égale à $4U_e/3$.

14.5.3 Variation rectangulaire de la tension

Le montage onduleur triphasé composé de trois onduleurs monophasés permet la variation rectangulaire des tensions u'_1, u'_2 et u'_3 à la sortie de chaque onduleur monophasé, comme le montre la figure 14.20. Grâce au couplage par la bobine d'induc-

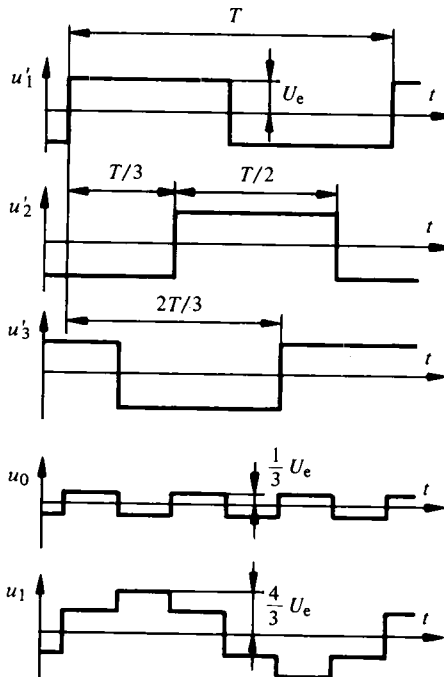


Fig. 14.19 Composition de la tension triphasée pour onduleur triphasé composé de trois onduleurs monophasés.

tion S les harmoniques sont moins prononcées dans la tension u_1 aux bornes d'une phase de la charge, même pour une durée d'enclenchement t_e de la tension à la sortie des onduleurs monophasés relativement brève.

Bien entendu, la tension de chaque onduleur monophasé peut aussi être variée à l'aide de la méthode de pulsation. Pour des entraînements à fréquence élevée, avec une large gamme de variation de cette dernière et par conséquent aussi de la tension, on a souvent recours à une combinaison de la méthode de pulsation et de la méthode rectangulaire. Jusqu'à une fréquence de sortie de 70 à 100 Hz environ, la variation de la tension s'effectue à l'aide de la méthode de pulsation, tandis que pour des fréquences supérieures on fait appel à la méthode rectangulaire. Il est ainsi possible de limiter les pertes dues à la commutation.

14.6 ONDULEURS TRIPHASÉS EN MONTAGE EN SÉRIE

14.6.1 Généralités

Une autre possibilité, qui permet la variation rectangulaire de la tension est la mise en série de deux onduleurs en montage en pont triphasé.

Le schéma de principe est indiqué à la figure 14.21. A cause de la liaison galvanique des deux onduleurs triphasés au niveau de la tension d'entrée U_e , la mise en série du côté triphasé doit être effectuée à l'aide de deux transformateurs, permettant une séparation galvanique.

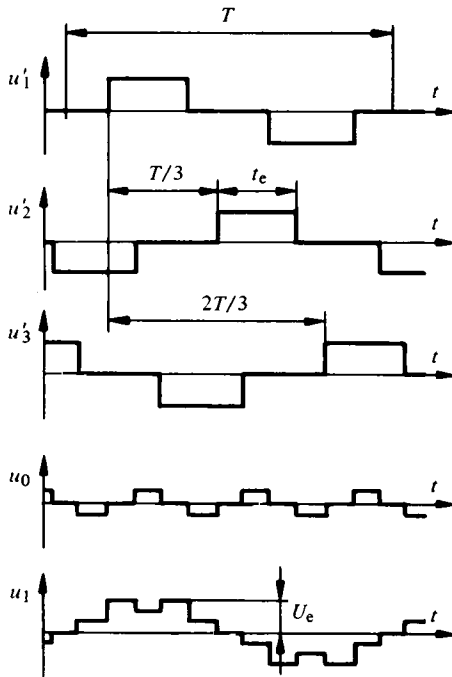


Fig. 14.20 Variation rectangulaire de la tension pour onduleur triphasé composé de trois onduleurs monophasés.

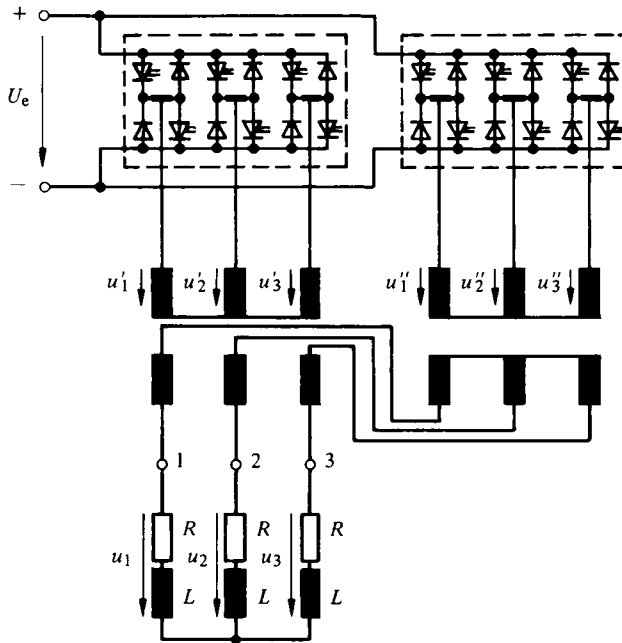


Fig. 14.21 Onduleur triphasé en montage en série.

On indique de nouveau la composition de la tension, ainsi que la méthode rectangulaire pour la variation de la tension.

14.6.2 Composition du système de tension triphasé

Les tensions simples u'_1, u'_2, u'_3 et u''_1, u''_2, u''_3 au primaire des deux transformateurs possèdent l'allure des tensions simples qu'on aurait aux bornes d'une charge triphasée alimentée par un onduleur en pont triphasé (voir fig. 14.16).

Si le rapport de transformation des deux transformateurs est égal à 1, les tensions simples aux bornes de la charge sont données par

$$u_1 = u'_1 + u''_1 \quad (14.22)$$

$$u_2 = u'_2 + u''_2 \quad (14.23)$$

$$u_3 = u'_3 + u''_3 \quad (14.24)$$

L'allure de la tension u_1 est indiquée à la figure 14.22 pour le cas où les tensions u'_1 et u''_1 ne sont pas décalées. La tension simple aux bornes de la charge u_1 possède la même allure que la tension au primaire des transformateurs, seule l'amplitude est doublée.

La présence des transformateurs limite la fréquence vers le bas à des valeurs comprises entre 10 et 20 Hz environ. Ce montage est donc surtout utilisé pour des fréquences élevées.

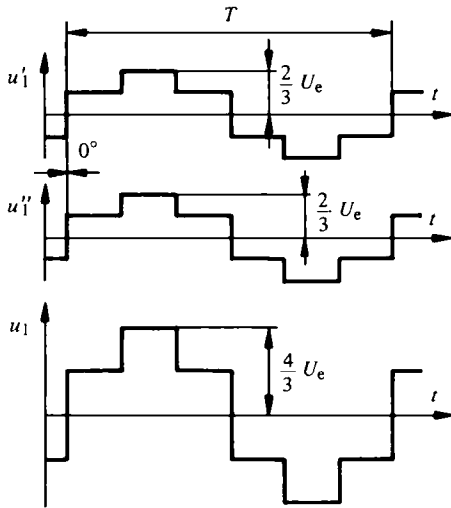


Fig. 14.22 Composition de la tension triphasée pour onduleur en montage en série.

14.6.3 Variation rectangulaire de la tension

Pour réduire la tension, on peut décaler la tension du deuxième onduleur triphasé par rapport à celle du premier, tout en gardant la forme en gradins de la tension. Si par exemple la tension simple u''_1 est décalée de $T/4$ par rapport à la tension u'_1 on obtient la tension aux bornes de la charge u_1 telle qu'elle est représentée à la figure 14.23. La tension est diminuée par rapport à la tension maximale.

Si le décalage est égal à $T/2$, les deux tensions u'_1 et u''_1 se compensent et la tension u_1 est nulle. Avec un décalage entre les deux tensions variant de 0 à $T/2$ on peut donc réduire la tension aux bornes de la charge de sa valeur maximale à zéro.

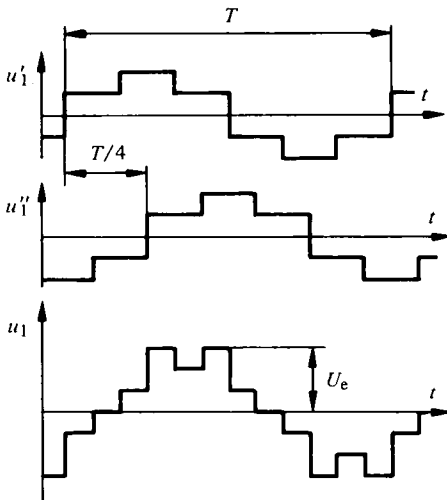


Fig. 14.23 Variation rectangulaire de la tension pour onduleur triphasé en montage en série.



ONDULEURS À COMMUTATION FORCÉE: PHÉNOMÈNE DE LA COMMUTATION

15.1 INTRODUCTION

15.1.1 Généralités

Le phénomène de la commutation forcée a déjà fait l'objet d'études approfondies dans le chapitre 13 en relation avec les variateurs de courant continu. Nous allons étudier ce phénomène en relation avec les onduleurs à commutation forcée.

A la section 15.2 on présentera quelques variantes de contacteurs statiques et leurs circuits d'extinction. Ensuite on étudiera à la section 15.3 l'extinction individuelle d'une branche d'onduleur et à la section 15.4 l'extinction par phase.

15.1.2 Conditions pour l'étude de la commutation forcée

Pour l'étude du phénomène de la commutation forcée nous supposons dans ce chapitre que le courant de charge i est constant pendant le phénomène transitoire lors de la commutation, c'est-à-dire

$$i = I = \text{constante} \quad (15.1)$$

En réalité le courant de charge est alternatif, variant avec la fréquence fondamentale. La supposition mentionnée ci-dessus est donc valable, si la durée de la commutation forcée est petite par rapport à la période fondamentale, ce qui est normalement le cas.

15.2 AUTRES MONTAGES DU CIRCUIT D'EXTINCTION

15.2.1 Généralités

Au chapitre 13 nous avons étudié à fond un circuit d'extinction généralement destiné aux variateurs de courant continu. Pour les besoins des onduleurs à commutation forcée, une grande quantité de circuits d'extinction ont été développés. On fait communément appel pour tous ces circuits, à la décharge d'un condensateur d'extinction. Quelques uns des circuits les plus importants seront examinés ci-dessous en ce qui concerne l'extinction individuelle d'un contacteur statique. Le comportement dans une branche d'onduleur sera décrit à la section 15.3, tandis que la section 15.4 sera consacrée à une autre possibilité permettant d'éteindre les contacteurs statiques dans une branche par un seul circuit d'extinction.

15.2.2 Montages avec circuit oscillant

La figure 15.1 représente le circuit d'extinction utilisé pour le variateur de courant continu. Pour les besoins des onduleurs, il s'avère presque toujours nécessaire de compléter ce circuit par une diode de blocage D_b (voir fig. 15.2). Cette dernière évite une décharge du condensateur C à travers une autre branche conductrice du pont onduleur, par l'inductance L_c et la diode D_c du circuit d'extinction propre, comme nous l'avons déjà constaté dans le cas du variateur de courant continu.

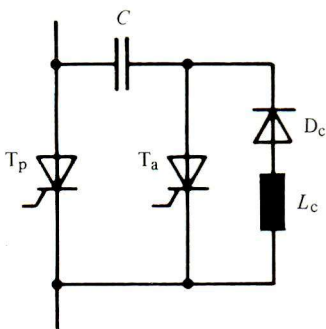


Fig. 15.1 Circuit d'extinction avec circuit oscillant

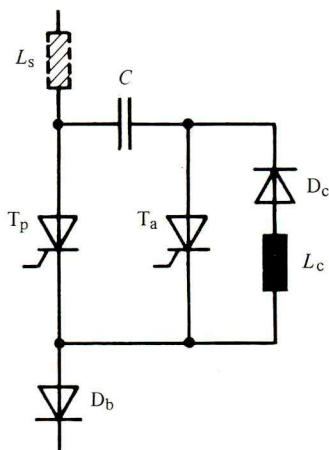


Fig. 15.2 Circuit d'extinction avec circuit oscillant muni d'une diode de blocage et d'une inductance série.

Une inductance L_s en série avec le contacteur statique augmente l'inductance des connexions L_o à l'entrée de ce dernier. La tension maximale aux bornes du condensateur C dépend du courant qui a été éteint dans le thyristor principal [voir équation (13.25)]. Cette surtension reste accumulée dans le condensateur C , grâce à la diode de blocage D_b . La tension U_{c0} à disposition pour l'extinction est fonction croissante du courant, ce qui est favorable pour l'extinction de courants en cas de surcharge.

15.2.3 Montages push-pull

Le circuit d'extinction *push-pull*, montré à la figure 15.3, présente un autre principe de fonctionnement. Pour éteindre le courant dans le thyristor principal T_p à l'aide de quatre thyristors auxiliaires T_{a1} à T_{a4} , il faut allumer en même temps les thyristors T_{a1} et T_{a4} ou T_{a2} et T_{a3} , selon la polarité de la charge du condensateur d'extinction C .

On peut utiliser ces quatre thyristors directement pour conduire le courant principal (voir fig. 15.4). Le contacteur statique est constitué dans ce cas de quatre thyristors et d'un condensateur d'extinction.

Le fonctionnement de ce circuit d'extinction *push-pull* à quatre thyristors principaux est illustré à la figure 15.5. Nous supposons que les thyristors T_1 et T_3 conduisent le courant de charge et que la polarité de la charge du condensateur d'extinction est celle indiquée à la figure 15.5 (a). Pour bloquer le contacteur statique, il faut allumer

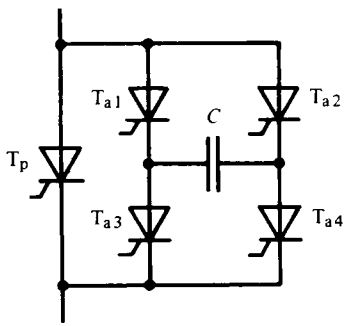


Fig. 15.3 Circuit d'extinction push-pull à quatre thyristors auxiliaires.

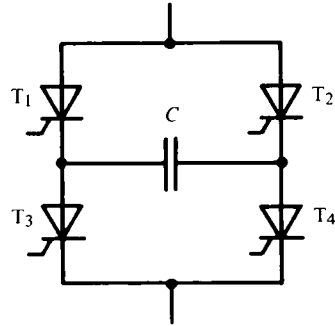


Fig. 15.4 Circuit d'extinction push-pull à quatre thyristors principaux.

le thyristor T_2 (fig. 15.5 (b)). Le condensateur se décharge partiellement à travers le thyristor T_1 , dont le courant s'annule rapidement. Le courant principal passe alors à travers le thyristor T_2 , le condensateur C et le thyristor T_3 (fig. 15.5 (c)). Le condensateur d'extinction C se décharge totalement, la tension à ses bornes change de signe et il se recharge à la polarité indiquée entre parenthèses. L'allure du courant est donnée par les éléments extérieurs, c'est-à-dire par le pont onduleur, comme nous verrons de plus près à la section 15.3. Ce courant s'annule lorsque la tension aux bornes du con-

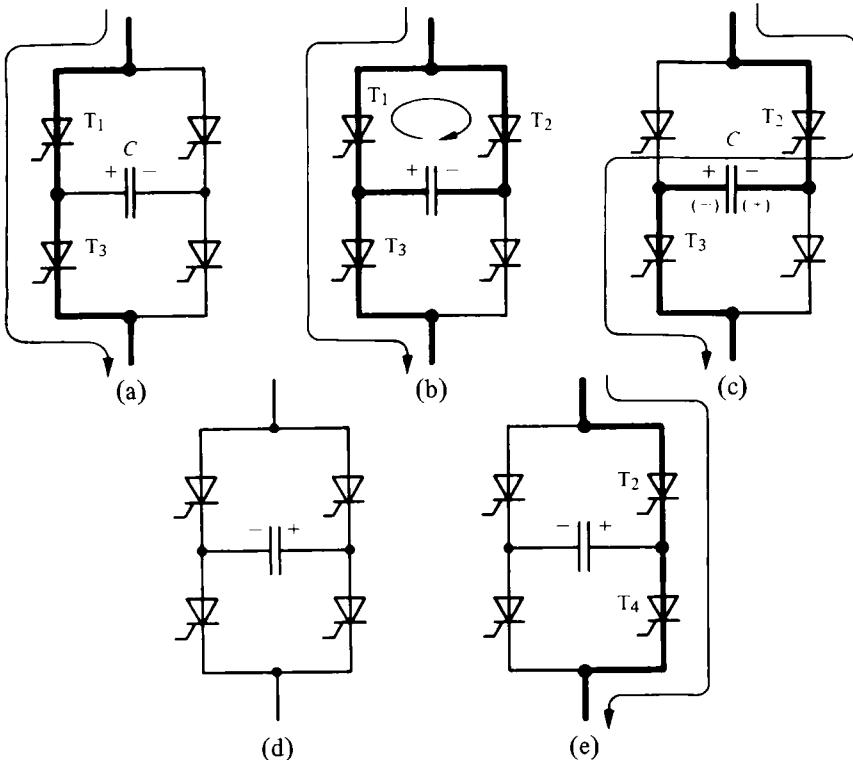


Fig. 15.5 Etats de conduction d'un circuit d'extinction push-pull à quatre thyristors principaux.

condensateur d'extinction C a atteint la valeur de la tension d'entrée du pont onduleur. Le contacteur statique est bloqué (fig. 15.5 (d)). Pour l'enclencher de nouveau, il faut allumer les thyristors T_2 et T_4 (fig. 15.5 (e)). La prochaine extinction se fait par l'allumage du thyristor T_1 et ainsi de suite. On peut aussi enclencher le contacteur statique en allumant toujours les thyristors T_1 et T_3 et l'éteindre alternativement par les thyristors T_2 ou T_4 . L'extinction push-pull présente l'avantage d'utiliser chaque polarité de charge du condensateur pour une extinction, sans qu'il y ait besoin de faire appel à une recharge intermédiaire à l'aide d'un circuit oscillant.

15.3 EXTINCTION INDIVIDUELLE

15.3.1 Généralités

Le montage en pont développé à la section 14.2 et représenté à la figure 14.9 permet une *extinction individuelle* de chaque contacteur statique, car chacun d'eux est muni d'un circuit d'extinction propre. Nous étudions, ci-dessous, le fonctionnement de ce montage en considérant un contacteur statique comprenant quatre thyristors principaux en montage push-pull selon la figure 15.4. Dans ce but il est suffisant d'examiner une seule branche d'onduleur. Ces déductions sont donc valables soit pour un montage en pont monophasé soit pour un montage en pont triphasé. La figure 15.6 reproduit le schéma de montage complet d'une branche d'onduleur.

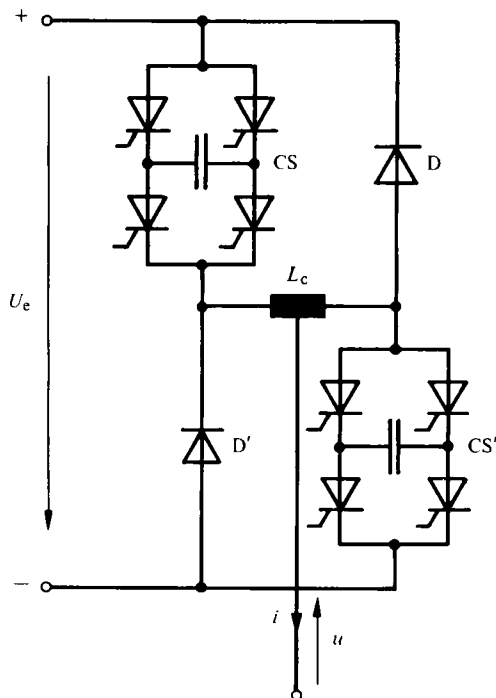


Fig. 15.6 Branche d'onduleur à extinction individuelle.

15.3.2 Commutation forcée

Nous étudions d'abord le phénomène de la commutation forcée. Nous supposons pour cela que le contacteur statique CS est conducteur, et que CS' est bloqué. Le courant de charge i est alors positif. Les deux diodes sont bloquées. Le contacteur statique CS' reste toujours déclenché. Pour l'étude de la commutation forcée on peut donc utiliser le schéma simplifié de la figure 15.7. La charge inductive maintient le courant $i = I$ constant pendant la durée de la commutation forcée.

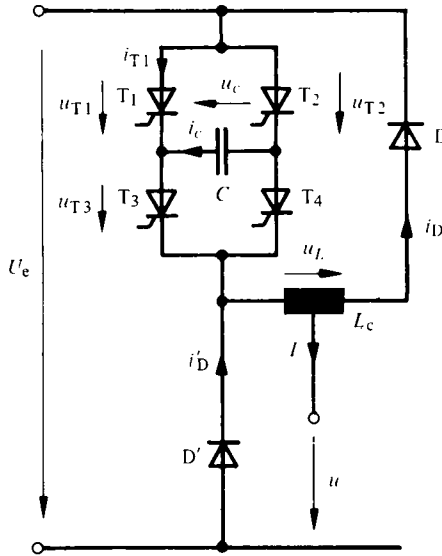


Fig. 15.7 Schéma simplifié d'une branche d'onduleur à extinction individuelle, extinction d'un courant de charge positif.

Pour bloquer le contacteur statique CS, on allume le thyristor T_2 . Le condensateur d'extinction, possédant une charge initiale négative, ($u_c < 0$) se décharge partiellement par T_1 . Le courant i_{T1} dans le thyristor T_1 s'éteint rapidement. La rapidité de décroissement de ce courant est limitée uniquement par les inductances des connexions, qui sont négligées pour des raisons de simplification. Le courant i_c circulant dans le condensateur d'extinction C a atteint au moment du blocage du thyristor T_1 la valeur du courant de charge I . Ce dernier circule maintenant à travers les thyristors T_2 et T_3 (voir fig. 15.5 c). De plus il circule un courant i_D à travers l'inductance L_c et la diode D . Ce courant de circulation se superpose au courant I , en augmentant le courant i_c . Sans l'inductance L_c , la diode D provoquerait un court-circuit et une décharge rapide du condensateur d'extinction en empêchant la commutation correcte du courant de charge.

Le condensateur d'extinction se décharge et se recharge à la polarité opposée. Dès que u_c est égale à U_e , le courant i_D s'annule, la diode D se bloque, la diode D' commence à conduire et le courant i_c s'annule. Le condensateur d'extinction reste chargé à la tension $u_c = +U_e$.

La commutation forcée est terminée. Le courant de charge I est commuté du contacteur statique CS sur la diode D' .

Si le courant de charge est négatif, le contacteur statique CS' est conducteur, tandis que le contacteur statique CS est bloqué (voir fig. 15.6). Le phénomène transitoire lors du blocage du contacteur statique se déroule d'une manière similaire.

Pendant la commutation un courant transitoire passe au travers de la diode D' , tandis qu'à la fin de la commutation, le courant de charge circule par la diode D .

Les diodes D et D' possèdent donc une double fonction. D'une part elles conduisent une partie du courant du condensateur d'extinction pendant la durée de la commutation forcée (diode située en antiparallèle avec le contacteur statique à éteindre) et d'autre part elles conduisent le courant de charge, si les contacteurs statiques sont bloqués (diode en opposition avec le contacteur statique qui vient de s'éteindre).

15.3.3 Calcul du phénomène transitoire

Si la charge est très inductive, on peut admettre que le courant de charge i reste constant et égal à I pendant le temps du phénomène transitoire lors de la commutation forcée. On se limitera à l'étude de ce phénomène transitoire pour un courant de charge positif; on peut donc se baser sur la figure 15.7.

Le temps nécessaire pour réduire le courant i_{T_1} dans le thyristor T_1 peut être négligé et on peut se concentrer sur le phénomène principal de la décharge et recharge du condensateur d'extinction.

Le condensateur d'extinction C et l'inductance L_c forment un circuit oscillant. Pour ce circuit, lorsque les thyristors T_2 et T_3 ainsi que la diode D sont conducteurs, on obtient les relations suivantes

$$i_c = I + i_D \quad (15.2)$$

$$u_c + L_c \frac{di_D}{dt} = 0 \quad (15.3)$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad (15.4)$$

Le courant I étant constant, il ne provoque aucune chute de tension à travers L_c .

On peut trouver la solution des équations ci-dessus, à l'aide de la transformation de Laplace, comme on l'a expliqué en détail à la section 13.4. Si l'on tient compte que la tension initiale de la tension u_c aux bornes du condensateur d'extinction est égale à $-U_e$ et que le courant initial dans la diode D est égal à $i_D = 0$, on en déduit

$$i_c = \frac{I}{\cos \varphi} \cos(\omega_c \tau - \varphi) \quad (15.5)$$

$$u_c = \frac{I}{\cos \varphi} \sqrt{\frac{L_c}{C}} \sin(\omega_c \tau - \varphi) \quad (15.6)$$

avec

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_c C}} \quad (15.7)$$

$$\tan \varphi = \frac{U_e}{I} \sqrt{\frac{C}{L_c}} \quad (15.8)$$

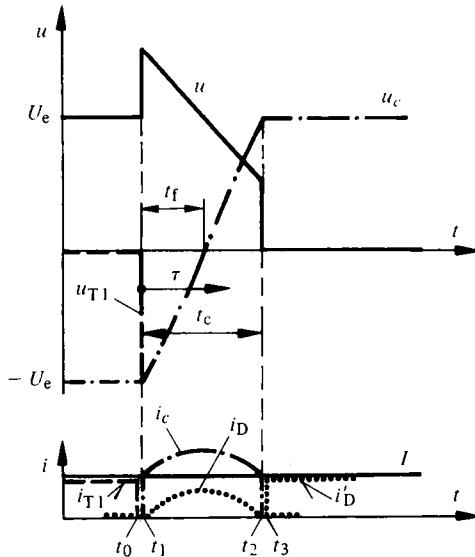


Fig. 15.8 Allure des tensions et des courants dans le cas de l'extinction individuelle d'un courant de charge positif.

L'allure de différentes tensions et de différents courants est représentée à la figure 15.8.

La tension u_{T1} aux bornes du thyristor T_1 est égale à u_c . Pendant un temps t_f , appelé temps de protection, cette tension est négative, et assure le blocage sûr de ce thyristor. Pour le temps de protection t_f on tire de l'équation (15.6) avec $u_c = 0$

$$t_f = \frac{\varphi}{\omega_c} = \sqrt{L_c C} \arctan \left(\sqrt{\frac{C}{L_c}} \frac{U_e}{I} \right) \tag{15.9}$$

Le temps de protection t_f diminue lorsque le courant I augmente. t_f est maximal pour $I = 0$, car $\varphi = \pi/2$.

A l'instant $\tau = t_c$ le courant i_D s'annule et la diode D se bloque. A cet instant le courant i_c est égal au courant I . De (15.5) on tire

$$\cos \varphi = \cos (\omega_c t_c - \varphi) \tag{15.10}$$

d'où la solution

$$t_c = \frac{2 \varphi}{\omega_c} = 2 \sqrt{L_c C} \arctan \left(\sqrt{\frac{C}{L_c}} \frac{U_e}{I} \right) \tag{15.11}$$

On constate que t_c est égal à $2t_f$. Avec $\omega_c \tau = \omega_c t_c = 2\varphi$ la tension u_c est alors égale à

$$u_c = \frac{I}{\cos \varphi} \sqrt{\frac{L_c}{C}} \sin \varphi = U_e \tag{15.12}$$

en tenant compte de $\tan \varphi$ selon la relation (15.8).

Pour $\tau > t_c$, une augmentation de la tension u_c n'est plus possible, parce que la tension entre anode et cathode de la diode D' , égale à $u_c - U_e$ deviendrait positive. Par conséquent la diode D' devient conductrice en limitant la tension u_c à U_e . Le courant i_c s'annule et le courant i'_D augmente jusqu'au courant de charge I . La vitesse de variation est de nouveau limitée par les petites inductances des connexions.

Pendant la commutation, la tension aux bornes de l'inductance L_c est égale à

$$u_L = -u_c \quad (15.13)$$

Cette inductance sert de diviseur de tension inductif pour la tension de sortie u . Cette dernière découle donc de

$$u = U_e + \frac{u_L}{2} = U_e - \frac{u_c}{2} \quad (15.14)$$

Pendant le temps de commutation t_c la tension u présente une allure trapézoïdale (voir fig. 15.8). Après la commutation on a $u = 0$.

15.4 EXTINCTION PAR PHASE

15.4.1 Généralités

La branche d'onduleur à extinction individuelle étudiée dans la section précédente permet une extinction et un passage très souple d'un état de conduction à un autre. Cependant l'importance de matériel utilisé est assez élevée en ce qui concerne les circuits d'extinction.

A cet effet, il est possible de faire des économies en ne prévoyant qu'un seul circuit d'extinction par branche d'onduleur. Ceci est possible, parce que les deux contacteurs statiques d'une branche du pont onduleur ne sont jamais enclenchés en même temps. On peut utiliser un seul circuit d'extinction pour éteindre alternativement l'un ou l'autre des contacteurs statiques.

Le montage de cette branche est représenté à la figure 15.9.

Chaque branche consiste en deux thyristors principaux T_p et T'_p avec des diodes D et D' montées en antiparallèle. Le circuit d'extinction est composé d'une bobine d'induction L_c et d'un condensateur C ainsi que de deux thyristors auxiliaires T_a et T'_a . La décharge de C étant limitée par L_c , les diodes D et D' ne forment plus de court-circuit pour le condensateur d'extinction. La bobine d'induction séparant les deux branches partielles constituées de T_p et D' pour l'une et de D et T'_p pour l'autre, n'est plus nécessaire et la borne de sortie de la branche d'onduleur peut être connectée directement au milieu de ces deux branches partielles.

Dans ce cas on parle d'*extinction par phase*. La dénomination plus correcte serait extinction par branche.

15.4.2 Commutation forcée

Pour l'étude du fonctionnement du circuit d'extinction nous supposons que le thyristor principal T_p est conducteur. Le courant de charge est donc positif. Si le thyristor principal T'_p reste toujours déclenché, le schéma simplifié de la figure 15.10 nous permet d'examiner le phénomène de l'extinction du courant dans le thyristor T_p . La

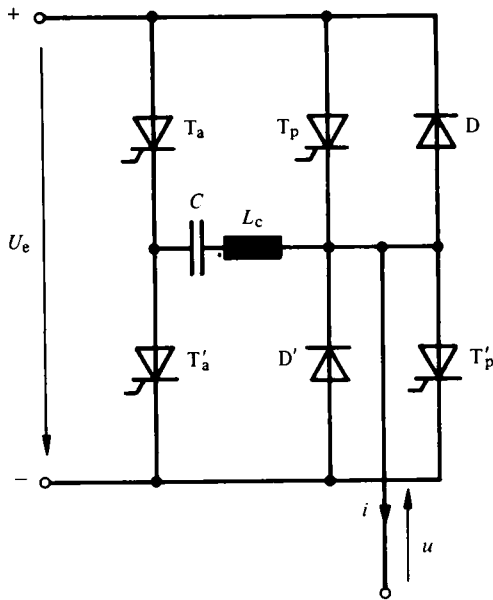


Fig. 15.9 Branche d'onduleur à extinction par phase.

charge à prédominance inductive maintient le courant $i = I$ constant pendant le phénomène de la commutation forcée.

A l'instant de l'allumage du thyristor auxiliaire T_a , le thyristor principal T_p étant conducteur, le circuit d'extinction est mis en court-circuit. Avec une charge initiale négative du condensateur d'extinction il s'établit un courant i_c dans le thyristor principal T_p , en sens opposé au sens de conduction.

Si le courant i_c augmente, le courant i_{T_p} diminue, car la somme de ces deux courants doit rester constante et égale au courant de charge I . A un certain instant, le

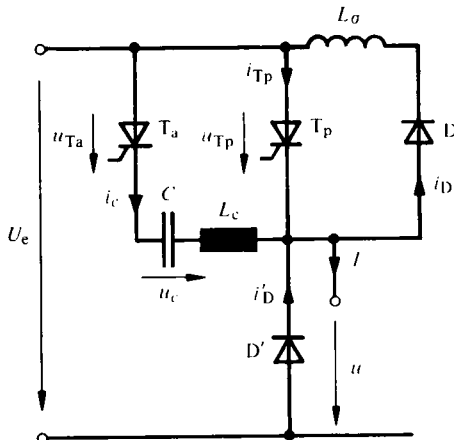


Fig. 15.10 Schéma simplifié d'une branche d'onduleur à extinction par phase, extinction d'un courant de charge positif.

courant i_{T_p} s'annule et le thyristor principal T_p se bloque. Il faut observer, que la diminution du courant i_{T_p} est relativement lente, parce que le condensateur d'extinction ne se décharge pas directement sur T_p , mais à travers l'inductance L_c .

Après le blocage du thyristor principal T_p , le courant i_c augmente encore. Il dépasse la valeur du courant de charge et la différence doit circuler dans la diode D . A cause du circuit oscillant, le courant i_c atteint une valeur maximale pour diminuer ensuite. A l'instant où le courant i_c est de nouveau égal à I , la diode D se bloque. Une diminution ultérieure du courant i_c doit être compensée par un courant i'_D circulant dans la diode D' , car le courant de charge I reste constant. La diode D' étant conductrice, la tension de sortie u est nulle et le courant i_c s'annule peu après.

A la fin de la commutation forcée, la tension u_c aux bornes du condensateur d'extinction C est positive. Cette polarité est apte à éteindre l'autre thyristor principal T'_p (qui devra conduire un courant négatif dans la charge) à l'aide du thyristor auxiliaire T'_a (voir fig. 15.9). Dans cette branche d'onduleur à extinction par phase il est donc nécessaire d'allumer et d'éteindre alternativement les thyristors principaux T_p et T'_p . Par conséquent, le courant de charge doit être alternativement positif et négatif.

Si pour des raisons déterminées il s'avère indispensable d'enclencher et de déclencher la branche d'onduleur pour la même polarité du courant de charge, par exemple pour la variation à pulsation de la tension, il est nécessaire de faire appel à une recharge intermédiaire du condensateur d'extinction. On allume pour cela le thyristor auxiliaire T'_a pendant le laps de temps où la diode D' est conductrice à courant de charge positif. Il se produit ainsi une demi-oscillation dans le circuit oscillant L_c et C . Finalement, la tension u_c aux bornes du condensateur d'extinction devient à nouveau négative et le thyristor auxiliaire T'_a s'éteint. Le circuit d'extinction est prêt à éteindre de nouveau le thyristor principal T_p avec un courant de charge positif. Pour un courant de charge négatif il est nécessaire de provoquer une recharge intermédiaire par l'allumage du thyristor auxiliaire T_a et ceci pendant la conduction du courant de charge par la diode D .

15.4.3 Calcul du phénomène transitoire

Pour l'étude du phénomène transitoire lors de la commutation forcée, on fait appel à la figure 15.10, en considérant l'extinction du thyristor principal T_p pour un courant de charge positif.

Après l'allumage du thyristor auxiliaire T_a à l'instant t_0 il est possible d'établir les équations

$$u_c + L_c \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (15.15)$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad (15.16)$$

La transformation de Laplace nous permet de trouver la solution. En tenant compte des conditions initiales $i_c = 0$ et $u_c = -U_{c0}$, on obtient

$$i_c = \sqrt{\frac{C}{L_c}} U_{c0} \sin \omega_c \tau \quad (15.17)$$

$$u_c = -U_{c0} \cos \omega_c \tau \quad (15.18)$$

avec

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_c C}} \tag{15.19}$$

L'allure de u_c et de i_c ainsi que celle d'autres grandeurs est représentée à la figure 15.11.

Le courant $i_{T_p} = I - i_c$ diminue et s'annule à l'instant t_1 . La diode D devient conductrice, en conduisant le courant $i_D = i_c - I$. Pour les relations indiquées ci-dessus rien ne change, étant donné que le circuit d'extinction est maintenant court-circuité par la diode D. A l'instant t_2 , ce courant i_D s'annule, la diode D se bloque, et la diode D' devient conductrice, à condition qu'à cet instant $u_c = u_{c2} > U_e$.

Pour le courant i_c et la tension u_c , les relations suivantes sont maintenant valables

$$u_c = U_e - L_c \frac{di_c}{dt} \tag{15.20}$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \tag{15.21}$$

Les conditions initiales, en $\tau = t_c$ sont $u_c = u_{c2}$ et $i_c = I$, où u_{c2} est la tension aux bornes du condensateur d'extinction au moment où la diode D se bloque. La tension u_c augmente encore sinusoïdalement pour atteindre la valeur maximale en t_3 .

A l'instant t_3 le courant i_c s'annule; dès lors, le courant i_D' dans la diode D' reste égal au courant de charge I . La commutation de ce courant du thyristor principal T_p à la diode D' est terminée.

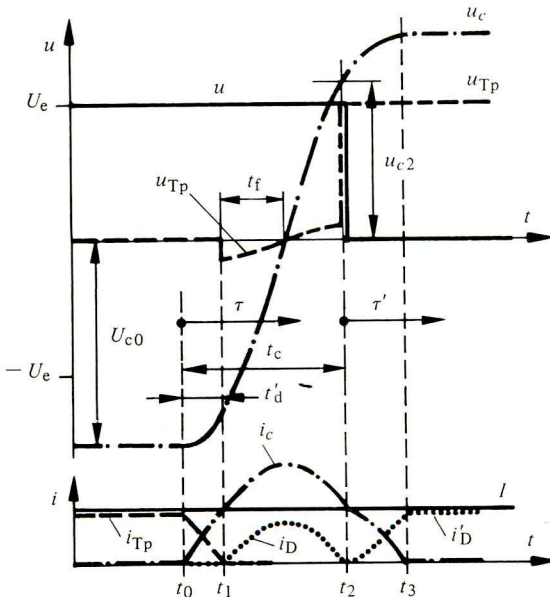


Fig. 15.11 Allure des tensions et des courants dans le cas de l'extinction par phase d'un courant de charge positif.

Pendant la commutation et plus précisément pendant le temps où la diode D est conductrice, nous avons aux bornes du thyristor principal T_p une tension légèrement négative, égale à la tension directe de la diode D. Cependant à cause des inductances L_σ des connexions, la variation du courant i_D induit une tension supplémentaire sur u_{T_p} qui est d'abord négative et ensuite positive, comme indiqué à la figure 15.11. Le temps de protection t_f , pendant lequel la tension u_{T_p} est négative (temps nécessaire pour le blocage sûr du thyristor principal) est pratiquement donné par le temps compris entre l'instant t_1 et le moment où i_D et i_c atteignent leur valeur maximale.

De l'équation (15.17) on tire

$$t_f = \frac{\pi}{\omega_c} - t'_d = \sqrt{L_c C} \arccos \left(\sqrt{\frac{L_c}{C}} \frac{I}{U_{c0}} \right) \quad (15.22)$$

t'_d découle de (15.17) en posant $i_c = I$, la solution est comprise entre $0 \leq \omega_c t'_d \leq \pi/2$.

Dans le cas de l'extinction par phase, la tension u ne présente aucune surtension pendant la commutation et passe de U_e à 0 avec un retard t_c par rapport à l'instant d'allumage du thyristor auxiliaire. Ce temps de commutation t_c découle aussi de l'équation (15.17) avec $i_c = I$. Cependant, la solution à prendre en considération se trouve maintenant dans le domaine $\pi/2 \leq \omega_c t_c \leq \pi$.

La tension initiale U_{c0} du condensateur d'extinction dépend du phénomène transitoire précédent. Dans le cas d'une répétition périodique on peut déterminer cette tension par itération. On constate que dans ce calcul il faut tenir compte de la résistance ohmique de la bobine d'induction L_c , c'est-à-dire qu'il faut prendre en considération les pertes dans le circuit oscillant. Sans cela, le calcul donnerait pour U_{c0} une valeur infinie. On renonce ici à présenter les démonstrations relatives.

CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE À COMMUTATION FORCÉE

16.1 INTRODUCTION

16.1.1 Généralités

Un convertisseur de fréquence convertit une fréquence f_1 (normalement 50 Hz) en une autre fréquence f_2 , variable dans la plupart des cas.

Les convertisseurs de fréquence à commutation forcée sont en général constitués d'un convertisseur de courant à commutation naturelle et d'un onduleur à commutation forcée. Les deux convertisseurs statiques sont liés par un circuit intermédiaire. Suivant le principe de fonctionnement, on distingue des circuits intermédiaires à tension continue ou à courant continu. Ces deux variantes seront présentées respectivement à la section 16.2 et aux sections 16.3 et 16.4.

La description des montages et de leur fonctionnement sera assez brève, car les parties essentielles composant les convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue ont été étudiées à fond dans les chapitres 5 et 6, ainsi que dans les chapitres 14 et 15. Par contre dans l'étude des convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, il faudra approfondir le phénomène de la commutation forcée, qui se base sur un autre principe.

16.1.2 Application des convertisseurs de fréquence à commutation forcée

L'application la plus importante des convertisseurs de fréquence à commutation forcée consiste en l'alimentation de moteurs asynchrones pour la réalisation d'entraînements à vitesse variable. Dans ce but on renvoie aux indications données dans le paragraphe 14.1.2.

16.2 CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE À CIRCUIT INTERMÉDIAIRE À TENSION CONTINUE

16.2.1 Montage de principe

Le montage de principe d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue est illustré par la figure 16.1.

Un réseau d'alimentation triphasé à fréquence f_1 constante alimente un convertisseur de courant I à commutation naturelle. Les différentes possibilités existant dans cette partie seront décrites dans le paragraphe 16.2.2.

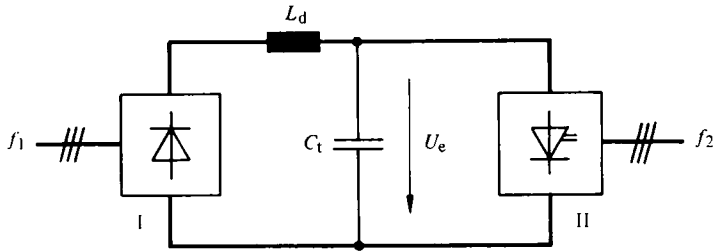


Fig. 16.1 Représentation schématique d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue.

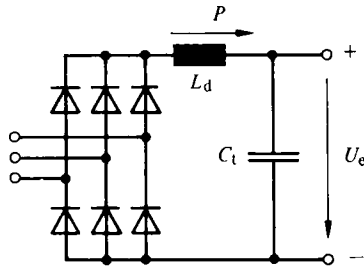


Fig. 16.2 Alimentation du circuit intermédiaire par un redresseur.

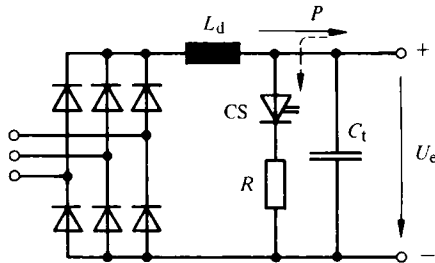


Fig. 16.3 Alimentation du circuit intermédiaire par un redresseur; résistance pulsée pour inverser occasionnellement la puissance active.

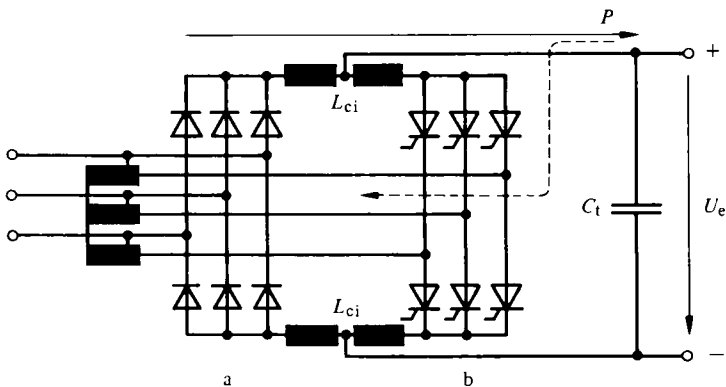


Fig. 16.4 Alimentation du circuit intermédiaire par un convertisseur de courant bidirectionnel.

Le convertisseur de courant I fournit la tension continue U_e à l'entrée de l'onduleur à commutation forcée II. Celui-ci est normalement un onduleur triphasé, dont la tension alternative est non seulement à fréquence mais également à amplitude variable, selon les méthodes indiquées dans le chapitre 14.

Entre le convertisseur de courant I et l'onduleur à commutation forcée II se trouve le circuit intermédiaire à tension continue, puisqu'il faut imposer une tension continue constante à l'entrée de ce type d'onduleur. Dans le circuit intermédiaire se trouve le condensateur C_t . Il sert de condensateur-tampon à l'entrée de l'onduleur pour prendre en charge les variations rapides du courant d'entrée de l'onduleur. Ce condensateur a aussi la tâche de lisser la tension continue redressée. Dans ce but, on insère parfois une bobine d'induction L_d , qui forme avec le condensateur C_t un filtre passe-bas utilisé comme filtre de lissage. Souvent l'inductance de court-circuit du réseau d'alimentation (inductance de commutation du convertisseur de courant I) est suffisante pour garantir, avec le condensateur C_t , un lissage de la tension redressée.

16.2.2 Alimentation du circuit intermédiaire

Trois variantes d'alimentation du circuit intermédiaire à tension continue sont illustrées aux figures 16.2 à 16.4.

La méthode la plus simple consiste en un redresseur à diodes en pont triphasé (voir fig. 16.2). La tension continue est constante. La puissance active P est orientée uniquement vers l'onduleur à commutation forcée, parce que le pont à diode ne peut pas conduire le courant continu dans le sens inverse.

S'il s'avère nécessaire de pouvoir inverser occasionnellement le signe de la puissance active, par exemple pour freiner un moteur asynchrone alimenté par l'onduleur à commutation forcée, on peut prévoir une résistance R avec un contacteur statique CS en série (voir fig. 16.3). Il est ainsi possible de faire varier la résistance apparente (voir section 12.4) et d'influencer la puissance active. Cette dernière est récupérée de la charge triphasée par l'onduleur à commutation forcée et dissipée dans la résistance R au circuit intermédiaire.

Si l'inversion de la puissance active est très fréquente, il est avantageux de monter en antiparallèle un convertisseur de courant (à commutation naturelle) fonctionnant en onduleur, comme indiqué à la figure 16.4. La puissance active inverse est alors réinjectée sur le réseau primaire à travers l'onduleur. Pour éviter des courants de circulation excessifs (le redresseur à diode correspond à un convertisseur de courant avec un angle de retard d'allumage $\alpha = 0^\circ$), il s'avère indispensable d'alimenter le pont onduleur avec une tension un peu plus élevée que celle du redresseur à diodes, de telle manière que la valeur absolue de la tension continue de l'onduleur correspondant à un angle de retard d'allumage $\alpha = 150^\circ$ soit égale à la tension continue du redresseur à diodes. Pour cela on peut faire appel à un auto-transformateur. Les selfs de courant de circulation L_{ci} servent en même temps d'inductance de lissage.

La relation entre les tensions alternatives alimentant le pont à diodes a (redresseur) et le pont à thyristors b (onduleur) découle de la condition posée aux tensions continues de deux convertisseurs de courant en montage antiparallèle [voir équation (10.4)]. On a

$$U_{di0a} \cos \alpha_a = -U_{di0b} \cos \alpha_b \quad (16.1)$$

Dans le cas présent on a $\alpha_a = 0^\circ$ et $\alpha_b = 150^\circ$ et on tire

$$U_{di0a} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{di0b} \tag{16.2}$$

Etant donné que $U_{di0} = 1,35 U$ où U est la tension composée, on obtient

$$U_b = \frac{2}{\sqrt{3}} U_a = 1,155 U_a \tag{16.3}$$

L'autotransformateur doit donc présenter un rapport de transformation de 1 : 1,155.

16.2.3 Montage complet d'un convertisseur de fréquence

Un exemple pour le montage complet d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue est représenté à la figure 16.5.

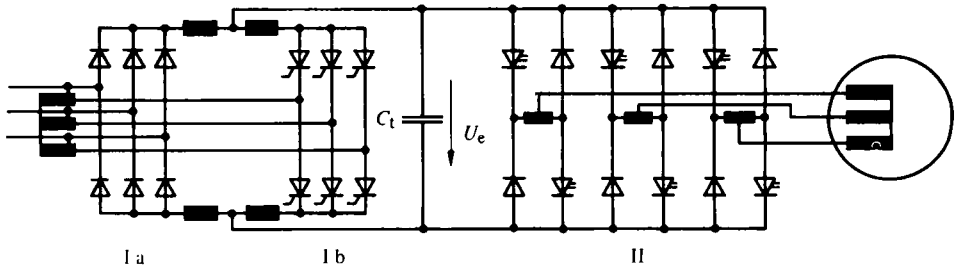


Fig. 16.5 Montage complet d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue.

L'alimentation est réalisée avec un montage antiparallèle selon la figure 16.4, tandis que l'onduleur à commutation forcée est en montage en pont triphasé à extinction individuelle (voir fig. 14.15). Il alimente un moteur asynchrone triphasé.

Il est bien entendu que l'un quelconque des montages décrit au chapitre 14 peut être utilisé comme onduleur.

16.3 CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE À CIRCUIT INTERMÉDIAIRE À COURANT CONTINU, ONDULEUR AVEC PONT D'EXTINCTION AUXILIAIRE

16.3.1 Montage

Le montage d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu est représenté à la figure 16.6. Ce montage est composé d'un convertisseur de courant I (à commutation naturelle) qui alimente le circuit intermédiaire à courant continu, et d'un onduleur à commutation forcée constitué de deux montages en pont triphasé IIa et IIb dont les trois branches sont reliées par des condensateurs d'extinction C . La charge est un moteur asynchrone. Dans le circuit intermédiaire à courant continu se trouve une bobine d'induction L_d , qui a pour but de lisser le courant continu I_d .

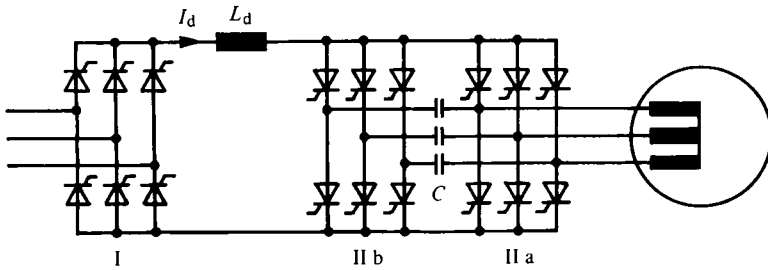


Fig. 16.6 Montage d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, onduleur avec pont d'extinction auxiliaire.

Ce montage est similaire à celui décrit à la section 11.3 (voir fig. 11.9), fonctionnant à commutation naturelle. Dans le cas présent, l'onduleur possède un deuxième pont triphasé II b composé de thyristors auxiliaires. Ces derniers sont utilisés pour éteindre les thyristors principaux du premier pont triphasé II a, qui conduisent normalement le courant de charge.

Ce convertisseur de fréquence a un fonctionnement complètement différent de celui décrit à la section 16.2. La première différence consiste dans le fait, que c'est maintenant le courant continu I_d qui est imposé dans le circuit intermédiaire. La tension continue est variable, suivant les besoins de l'onduleur. La deuxième différence est donnée par le principe de la commutation forcée. Celle-ci se déroule au travers de la charge, comme on le décrira dans le paragraphe suivant.

16.3.2 Commutation forcée

Pour commuter le courant continu I_d d'une phase de la charge sur une autre, on doit allumer le thyristor auxiliaire du pont II b qui correspond au thyristor principal du pont II a à éteindre. Le condensateur d'extinction chargé préalablement se décharge partiellement sur le thyristor principal en sens opposé au sens de conduction et éteint rapidement ce thyristor. Le courant de charge circule maintenant à travers le thyristor auxiliaire et le condensateur d'extinction, parce que le courant continu I_d est imposé par la bobine d'induction L_d . Le condensateur d'extinction se décharge et se recharge à la polarité opposée, jusqu'à ce que la tension anode cathode du thyristor principal à allumer soit positive, afin que ce dernier puisse conduire. Le courant continu I_d commute ensuite du thyristor auxiliaire sur ce thyristor principal allumé et le courant passe alors d'une phase de la charge à l'autre. Ce phénomène de commutation sera étudié plus à fond au paragraphe suivant.

16.3.3 Phénomène transitoire lors de la commutation forcée

Pour l'étude du phénomène transitoire se déroulant lors de la commutation forcée, on fait appel à la figure 16.7. Seuls les thyristors principaux et auxiliaires impliqués dans la conduction du courant pendant le phénomène envisagé, sont indiqués.

La charge est représentée par un schéma équivalent. Chaque phase consiste en une source de tension alternative et une inductance de fuite L_σ . Dans le cas d'une machine asynchrone la tension induite dans chaque enroulement dépend du courant statorique. Ce dernier est pratiquement rectangulaire (comme le courant alternatif d'un convertis-

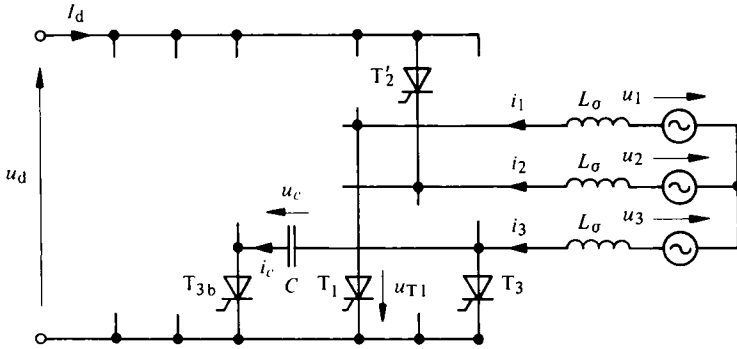


Fig. 16.7 Parties essentielles de l'onduleur pour l'étude de la commutation forcée dans le montage de la figure 16.6.

seur de courant à commutation naturelle). Par contre, la tension statorique de la machine asynchrone est pratiquement sinusoïdale. Pour l'étude de la commutation forcée on peut donc calculer sur la base du schéma équivalent indiqué à la figure 16.7 où les tensions u_1 , u_2 et u_3 sont supposées sinusoïdales et forment un système triphasé symétrique.

Avant la commutation, le courant continu I_d du circuit intermédiaire circule à travers le thyristor principal T_2' , les phases 2 et 3 de la charge et à travers le thyristor principal T_3 . On a donc $i_1 = 0$, $i_2 = -I_d$ et $i_3 = +I_d$. Le thyristor principal T_1 et le thyristor auxiliaire T_{3b} sont bloqués (il en est de même pour tous les thyristors non représentés dans la figure 16.7). La tension du condensateur d'extinction C est négative et égale à $u_c = -U_{c0}$.

On suppose que le courant continu I_d va être commuté de la phase 3 sur la phase 1. Dans ce but il faut allumer le thyristor auxiliaire T_{3b} à l'instant correspondant à $\omega t = -\pi/3 + \alpha'$ (voir fig. 16.8). L'angle de retard d'allumage α' est mesuré à partir de l'intersection des tensions simples considérées, comme dans le cas d'un convertisseur de courant à commutation naturelle. Dans l'exemple représenté on a $\alpha' > 180^\circ$. Ceci est possible grâce à la commutation forcée.

La charge négative du condensateur d'extinction C provoque l'établissement d'un courant dans la maille constituée du condensateur C et des thyristors T_{3b} et T_3 . Dans ce dernier thyristor, le sens du courant est en opposition avec le sens de conduction. Le courant global dans le thyristor T_3 s'annule donc rapidement et ce thyristor se bloque. Le courant $i_3 = I_d$ circule maintenant par le condensateur d'extinction C et le thyristor auxiliaire T_{3b} . Pendant la durée de la commutation forcée on peut considérer que le courant continu I_d reste constant.

La tension aux bornes du condensateur d'extinction est donnée par

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_c d\tau = \frac{1}{C} I_d \tau - U_{c0} \quad (16.4)$$

La tension initiale U_{c0} n'est pas connue a priori. Elle sera déterminée plus tard.

À l'instant d'allumage du thyristor auxiliaire T_{3b} , on donne également une impulsion d'allumage au thyristor principal T_1 . Celui-ci ne peut pas encore conduire,

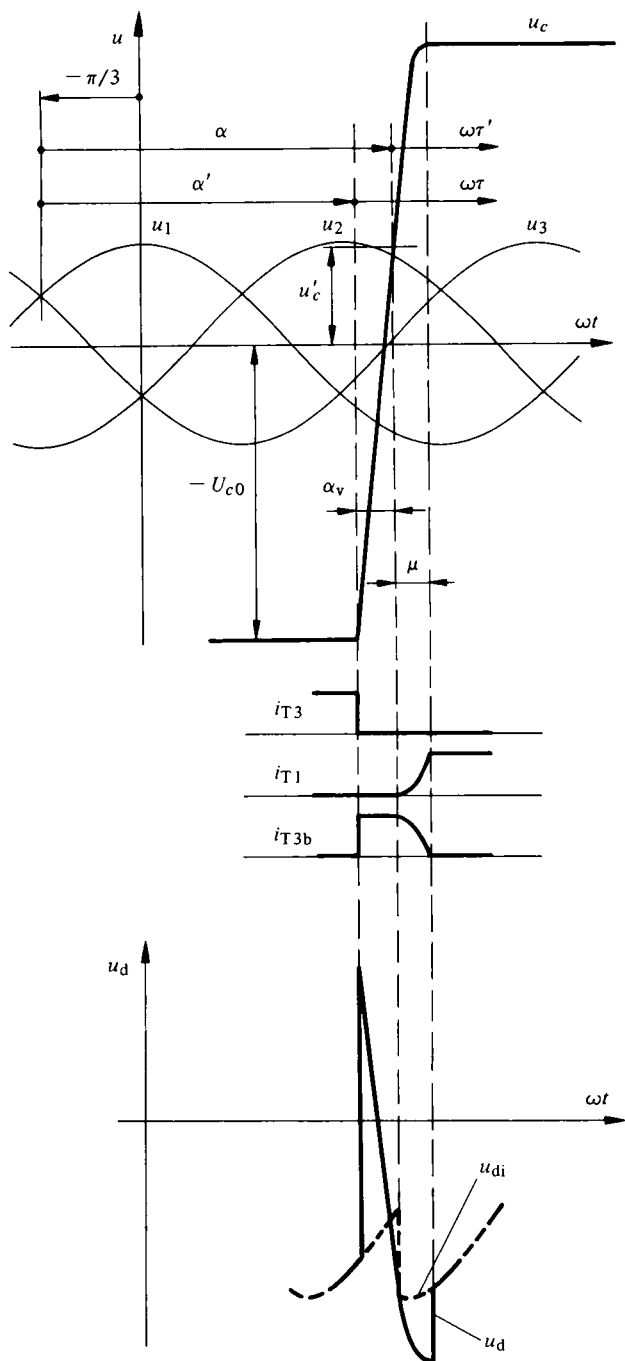


Fig. 16.8 Allure des tensions et des courants pendant le phénomène de la commutation forcée dans le montage de la figure 16.6.

parce que la tension anode cathode est d'abord négative. Pour la tension u_{T1} on obtient

$$u_{T1} = u_1 - u_3 + L_\sigma \frac{di_3}{dt} + u_c = u_1 - u_3 + u_c \quad (16.5)$$

en tenant compte que $i_3 = I_d = \text{constante}$. Avec

$$u_1 = \hat{U}_y \cos \omega t \quad (16.6)$$

$$u_3 = \hat{U}_y \cos(\omega t - 4\pi/3) \quad (16.7)$$

on tire

$$u_1 - u_3 = -\sqrt{3} \hat{U}_y \sin(\omega t - 2\pi/3) = \sqrt{3} \hat{U}_y \sin(\omega\tau + \alpha') \quad (16.8)$$

A l'instant correspondant à $\omega t = \alpha_v$ la tension u_{T1} , jusqu'ici négative, s'annule et des équations précédentes on tire

$$\sqrt{3} \hat{U}_y \sin(\alpha_v + \alpha') + \frac{1}{\omega C} I_d \alpha_v - U_{c0} = 0 \quad (16.9)$$

Le thyristor principal T_1 commence maintenant à conduire, à condition que l'impulsion d'allumage soit encore appliquée à sa gâchette. Cette impulsion doit donc posséder une durée suffisamment longue.

La commutation du courant de phase commence à cet instant. On peut définir l'angle de retard d'allumage réel $\alpha = \alpha_v + \alpha'$ (voir fig. 16.8). La tension aux bornes du condensateur d'extinction vaut à cet instant

$$u_c' = \frac{1}{\omega C} I_d \alpha_v - U_{c0} = -\sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha \quad (16.10)$$

Lorsque les thyristors T_{3b} et T_1 sont conducteurs, il apparaît un circuit oscillant, formé par le condensateur d'extinction C et les deux inductances de fuites L_σ de la phase 1 et 3. Pour ce circuit on peut établir les équations différentielles suivantes

$$-L_\sigma \frac{di_1}{dt} + u_1 - u_3 + L_\sigma \frac{di_3}{dt} + u_c = 0 \quad (16.11)$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad (16.12)$$

Le courant i_c est égal au courant i_3 . A cause du point neutre flottant de la charge, la somme des trois courants $i_1 + i_2 + i_3$ doit être nulle. Parce que i_2 est toujours égal à $-I_d$, on tire

$$i_1 = I_d - i_3 \quad (16.13)$$

Pour les équations (16.11) et (16.12), on obtient, en remplaçant de plus $u_1 - u_3$ par (16.8)

$$2 L_\sigma \frac{di_3}{d\tau'} + \sqrt{3} \hat{U}_y \sin(\omega\tau' + \alpha) + u_c = 0 \quad (16.14)$$

et

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^{\tau'} i_3 d\tau' + u_c' \quad (16.15)$$

La condition initiale pour le courant i_3 est égale à I_d , tandis que la condition initiale u'_c pour la tension aux bornes du condensateur d'extinction est déjà prise en considération dans l'équation (16.15). Normalement le phénomène de commutation se déroule rapidement par rapport à la variation des tensions sinusoïdales, de manière qu'on peut négliger, dans le deuxième terme de (16.14), l'argument $\omega\tau'$ par rapport à α et on peut simplifier

$$\sqrt{3} \hat{U}_y \sin(\omega\tau' + \alpha) \cong \sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha = -u'_c \quad (16.16)$$

Si l'on introduit (16.15) dans (16.14) on obtient pour le courant i_3 l'équation différentielle suivante

$$2 L_\sigma C \frac{d^2 i_3}{d\tau'^2} + i_3 = 0 \quad (16.17)$$

dont la solution est

$$i_3 = I_d \cos \omega_c \tau' \quad (16.18)$$

où

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{2 L_\sigma C}} \quad (16.19)$$

est la pulsation propre du circuit oscillant. Normalement ω_c est beaucoup plus élevée que ω .

De (16.15) on obtient pour la tension aux bornes du condensateur d'extinction

$$u_c = \frac{I_d}{\omega_c C} \sin \omega_c \tau' - \sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha \quad (16.20)$$

La commutation de la phase 3 sur la phase 1 est terminée quand le courant i_3 s'annule. De (16.18) on tire la condition $\omega_c \tau' = \pi/2$. Si l'on introduit l'angle d'empiètement μ (voir fig. 16.8), on a à la fin de la commutation $\omega\tau' = \mu$. On obtient donc pour l'angle d'empiètement

$$\mu = \frac{\omega}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \quad (16.21)$$

A la fin de la commutation, le thyristor auxiliaire T_{3b} se bloque. Le courant i_c est donc nul. La tension aux bornes du condensateur d'extinction est donnée par (16.20) avec $\omega_c \tau' = \pi/2$. Cette tension est à disposition pour l'extinction forcée suivante, prête à éteindre le thyristor principal T'_3 qui se trouve en série avec T_3 . Cette tension finale correspond donc à la valeur absolue de la tension initiale U_{c0} . Si l'on transforme dans (16.20)

$$\frac{1}{\omega_c C} = \frac{2 L_\sigma}{\omega_c 2 L_\sigma C} = 2 L_\sigma \omega_c \quad (16.22)$$

on obtient pour la tension initiale

$$U_{c0} = 2 \omega_c L_\sigma I_d - \sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha \quad (16.23)$$

Cette tension est positive, parce que $\alpha > \pi$ (voir fig. 16.8). On voit qu'elle dépend aussi du courant continu I_d dans le circuit intermédiaire.

16.3.4 Tension continue au circuit intermédiaire

La valeur instantanée de la tension continue u_d au circuit intermédiaire se compose des tensions sinusoïdales des deux phases de la charge en correspondance avec les thyristors principaux qui conduisent (voir fig. 16.7). Si l'on néglige le phénomène de la commutation, l'allure de la tension continue est donc la même que dans le cas d'un convertisseur de courant à commutation naturelle fonctionnant en onduleur. Pour la valeur moyenne de la tension continue idéale on peut utiliser les résultats de la section 5.9. On a

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \cos \alpha \quad (16.24)$$

Pour le montage en pont triphasé la tension U_{di0} vaut

$$U_{di0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_y \quad (16.25)$$

Pour déterminer l'influence de la commutation forcée, il s'avère nécessaire d'examiner l'allure de la tension continue u_d pendant le phénomène de la commutation (voir fig. 16.8).

Avant l'allumage du thyristor auxiliaire 3b, la tension continue est $u_d = u_{di} = u_3 - u_2$. Après l'allumage du thyristor auxiliaire 3b on tire de la figure 16.7

$$u_d = -u_c + u_3 - u_2 = -u_c + u_{di} \quad (16.26)$$

parce que les courants circulant par les inductances de fuite L_σ sont constants et ne provoquent aucune chute de tension inductive. La tension u_c aux bornes du condensateur d'extinction est donnée par la relation (16.4).

Dès que le thyristor principal 1 commence à conduire, la valeur instantanée de la tension continue est donnée par

$$u_d = -L_\sigma \frac{di_1}{dt} + u_1 - u_2 + L_\sigma \frac{di_2}{dt} = -L_\sigma \frac{di_1}{dt} + u_{di} \quad (16.27)$$

car le courant i_2 est constant et la tension continue idéale u_{di} se compose maintenant de la différence des tensions u_1 et u_2 .

La valeur moyenne de la composante de la tension continue due à la commutation forcée découle de la relation

$$U_{dc} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} (u_d - u_{di}) d\omega\tau \quad (16.28)$$

En dehors de l'intervalle de commutation, la tension u_d est égale à la tension idéale u_{di} . Pendant la commutation u_d est donnée respectivement par (16.26) et (16.27). Ainsi on obtient

$$U_{dc} = -\frac{3}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_v} u_c d\omega\tau + L_\sigma \int_0^{\mu} \frac{di_1}{d\tau'} d\omega\tau' \right) \quad (16.29)$$

Dans la première intégrale il faut intégrer u_c donnée par (16.4). Dans la deuxième intégrale, il faut tenir compte du fait que i_1 varie de 0 à I_d pendant l'intervalle d'intégration.

Ainsi on tire

$$U_{dc} = -\frac{3}{\pi} \left(\frac{1}{\omega C} I_d \frac{\alpha_v^2}{2} - U_{c0} \alpha_v + \omega L_\sigma I_d \right) \quad (16.30)$$

On peut faire une première transformation à l'aide de (16.9) en remplaçant $\alpha_v + \alpha'$ par α . On aboutit à

$$U_{dc} = -\frac{3}{\pi} \left[-(\sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha + U_{c0}) \frac{\alpha_v}{2} + \omega L_\sigma I_d \right] \quad (16.31)$$

et si l'on substitue U_{c0} par l'expression (16.23)

$$U_{dc} = -\frac{3}{\pi} \omega L_\sigma I_d \left(1 - \frac{\omega_c}{\omega} \alpha_v \right) \quad (16.32)$$

On obtient l'angle α_v à partir de l'équation (16.9) en remplaçant de nouveau U_{c0} par (16.23) et en faisant appel à la relation (16.22)

$$\alpha_v = \frac{\omega}{\omega_c} \frac{\omega_c L_\sigma I_d - \sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha}{\omega_c L_\sigma I_d} \quad (16.33)$$

Ainsi on tire finalement

$$U_{dc} = -\frac{3}{\pi} \frac{\omega}{\omega_c} \sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha = -\frac{\omega}{\omega_c} U_{di0} \sin \alpha \quad (16.34)$$

On constate que la composante de la tension continue due à la commutation forcée est indépendante du courant I_d à commuter. Elle est positive, car on a normalement $\alpha > 180^\circ$.

Pour la tension continue on obtient donc

$$U_d = U_{di0} \left(\cos \alpha - \frac{\omega}{\omega_c} \sin \alpha \right) \quad (16.35)$$

La même valeur moyenne pour la tension continue (en valeur absolue) doit apparaître aux bornes du convertisseur de courant I (voir fig. 16.6) qui alimente le circuit intermédiaire à courant continu.

16.4 CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE À CIRCUIT INTERMÉDIAIRE À COURANT CONTINU, ONDULEUR AVEC EXTINCTION PAR SÉQUENCE DE PHASE

16.4.1 Montage

Un autre montage de convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu est représenté à la figure 16.9. Comme dans le cas précédent, un convertisseur de courant I (à commutation naturelle) alimente le circuit intermédiaire à courant continu. L'onduleur à commutation forcée consiste en un seul montage en pont triphasé II. En série avec chaque thyristor se trouve une diode. Dans chaque moitié du pont se trouvent trois condensateurs d'extinction C. La charge est constituée d'un moteur asynchrone. Le circuit intermédiaire à courant continu présente une bobine d'induction L_d .

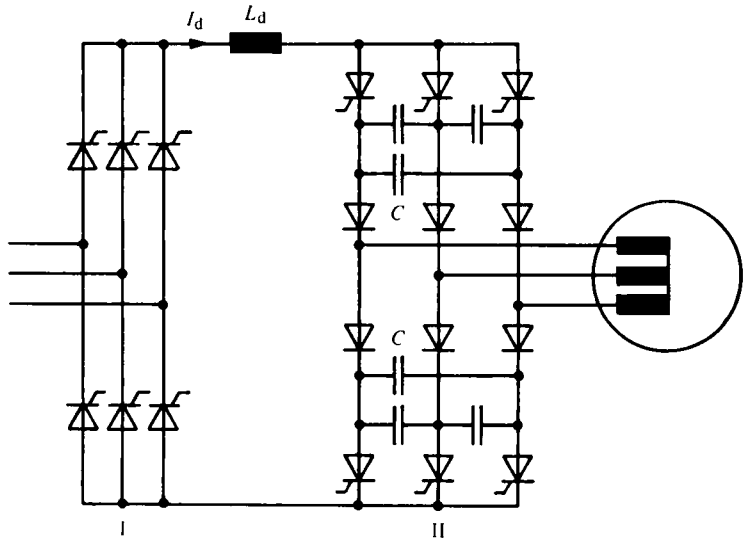


Fig. 16.9 Montage d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, onduleur avec extinction par séquence de phase.

Ce convertisseur de fréquence a un fonctionnement similaire de celui décrit à la section 16.3. Le courant continu I_d est imposé au circuit intermédiaire, par conséquent la tension continue s'établit selon les besoins de l'onduleur. Même dans ce cas, la commutation forcée se déroule au travers de la charge, comme on le décrira dans le paragraphe suivant.

16.4.2 Commutation forcée

Pour commuter le courant continu I_d d'une phase de la charge à une autre, il suffit d'allumer le thyristor qui correspond à un nouvel état de conduction. Dans cette moitié du pont, les condensateurs d'extinction, préalablement chargés, se déchargent partiellement sur le thyristor qui a conduit jusqu'à présent et qui s'éteint rapidement. Le courant de charge circule maintenant par le thyristor allumé, les condensateurs d'extinction et la diode qui a conduit jusqu'à présent. Les condensateurs d'extinction se déchargent et se rechargent à la polarité opposée, jusqu'à ce que la tension anode cathode de la diode qui se trouve en série avec le nouveau thyristor allumé devienne positive. A cet instant la diode concernée commence à conduire. Le courant continu I_d commute ensuite d'une diode à l'autre et le courant passe alors d'une phase de la charge à l'autre. Ce phénomène de commutation sera étudié plus à fond au paragraphe suivant.

16.4.3 Phénomène transitoire lors de la commutation forcée

Pour l'étude plus approfondie du phénomène transitoire se déroulant lors de la commutation forcée, on fait appel à la figure 16.10. Seuls les éléments redresseurs (thyristors et diodes) impliqués dans la conduction du courant pendant le phénomène étudié, sont indiqués. La charge est de nouveau représentée par un schéma équivalent (voir § 16.3.3).

Avant la commutation, le courant continu I_d du circuit intermédiaire circule à travers le thyristor T'_2 , la diode D'_2 , les phases 2 et 3 de la charge et à travers la diode D_3 et le thyristor T_3 . On a $i_1 = 0$, $i_2 = -I_d$ et $i_3 = +I_d$. Le thyristor T_1 et la diode D_1 sont bloqués. On suppose que les tensions aux bornes des condensateurs d'extinction sont $u_{c1} = 0$, $u_{c2} = U_{c0}$ et $u_{c3} = -U_{c0}$.

Le courant continu doit être commuté de la phase 3 sur la phase 1. Dans ce but il faut allumer le thyristor T_1 à l'instant correspondant à $\omega t = -\pi/3 + \alpha'$ (voir fig. 16.11). L'angle de retard d'allumage α' est mesuré à partir de l'intersection des tensions simples considérées.

La charge des condensateurs d'extinction provoque l'augmentation du courant dans le thyristor T_1 et la diminution du courant dans le thyristor T_3 . Le courant global dans le thyristor T_3 s'annule donc rapidement et ce thyristor se bloque. Le courant $i_3 = I_d$ circule maintenant par les condensateurs d'extinction et le thyristor T_1 . On considère de nouveau que le courant continu I_d reste constant pendant la durée de la commutation forcée.

Les courants dans les trois condensateurs d'extinction sont donnés par

$$i_{c1} = i_{c2} = -i_3/3 ; i_{c3} = 2i_3/3 \quad (16.36)$$

comme on le déduit de la figure 16.10, car les capacités des trois condensateurs d'extinction sont identiques.

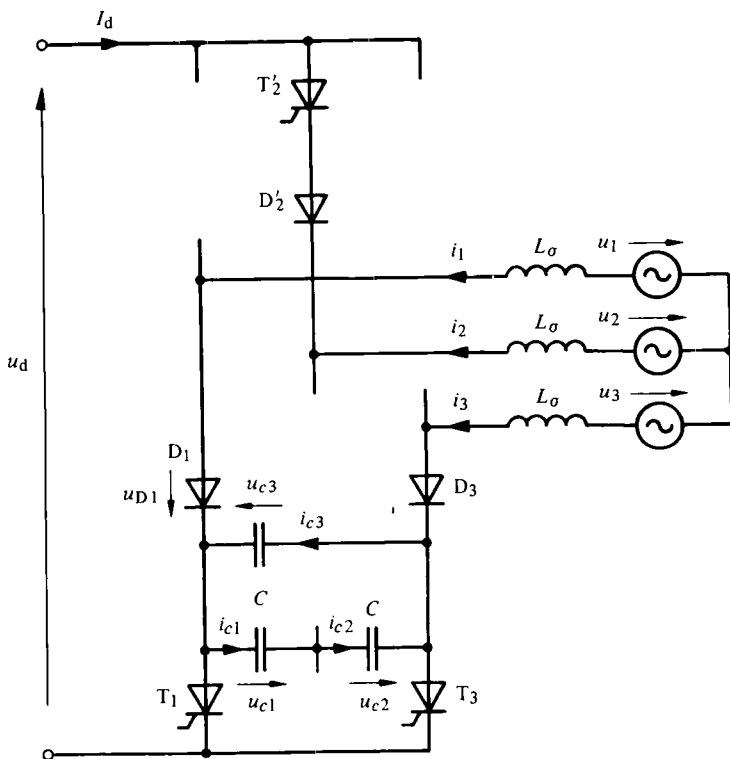


Fig. 16.10 Parties essentielles de l'onduleur pour l'étude de la commutation forcée dans le montage de la figure 16.9.

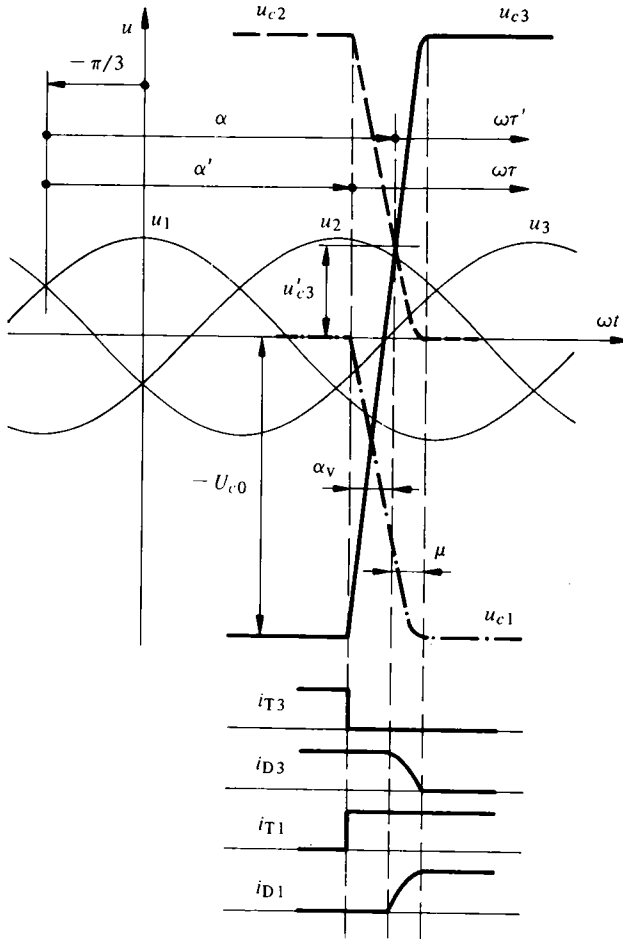


Fig. 16.11 Allure des tensions et des courants pendant le phénomène de la commutation forcée dans le montage de la figure 16.9.

Avec $i_3 = I_d = \text{constante}$ on obtient pour les tensions aux bornes des condensateurs d'extinction

$$u_{c1} = -\frac{1}{C} \frac{I_d}{3} \tau \quad (16.37)$$

$$u_{c2} = -\frac{1}{C} \frac{I_d}{3} \tau + U_{c0} \quad (16.38)$$

$$u_{c3} = \frac{1}{C} \frac{2 I_d}{3} \tau - U_{c0} \quad (16.39)$$

La tension initiale U_{c0} n'est pas connue a priori, elle découlera des conditions rencontrées à la fin de la durée de la commutation.

La tension u_{D1} aux bornes de la diode D_1 est donnée par

$$u_{D1} = u_1 - u_3 + L_\sigma \frac{di_3}{dt} + u_{c3} = u_1 - u_3 + u_{c3} \quad (16.40)$$

en tenant compte du fait que le courant i_3 reste constant. La différence entre les tensions u_1 et u_3 est donnée par la relation (16.8). On constate que la tension u_{D1} est d'abord négative. Par conséquent la diode D_1 ne conduit pas.

A l'instant correspondant à $\omega\tau = \alpha_v$ la tension u_{D1} s'annule. Avec (16.8) et (16.39) on tire de (16.40)

$$|\bar{3} \hat{U}_y \sin(\alpha_v + \alpha') + \frac{1}{\omega C} \frac{2 I_d}{3} \alpha_v - U_{c0} = 0 \quad (16.41)$$

La diode commence maintenant à conduire. Si l'on introduit de nouveau $\alpha = \alpha_v + \alpha'$ (voir fig. 16.11), on obtient pour les tensions aux bornes des condensateurs d'extinction à cet instant

$$u'_{c1} = -\frac{1}{\omega C} \frac{I_d}{3} \alpha_v = -\frac{1}{2} (U_{c0} - |\bar{3} \hat{U}_y \sin \alpha) \quad (16.42)$$

$$u'_{c2} = -\frac{1}{\omega C} \frac{I_d}{3} \alpha_v + U_{c0} = \frac{1}{2} (U_{c0} + |\bar{3} \hat{U}_y \sin \alpha) \quad (16.43)$$

$$u'_{c3} = \frac{1}{\omega C} \frac{2 I_d}{3} \alpha_v - U_{c0} = -|\bar{3} \hat{U}_y \sin \alpha \quad (16.44)$$

Dès que la diode D_1 conduit, il apparaît un circuit oscillant, formé par les condensateurs d'extinction et les deux inductances de fuites L_σ de la phase 1 et 3. Pour ce circuit, les équations différentielles suivantes sont valables

$$-L_\sigma \frac{di_1}{dt} + u_1 - u_3 + L_\sigma \frac{di_3}{dt} + u_{c3} = 0 \quad (16.45)$$

$$i_{c3} = C \frac{du_{c3}}{dt} \quad (16.46)$$

Le courant i_{c3} est égal à $2 i_3/3$ [voir (16.36)]. Le point neutre non relié de la charge impose $i_1 + i_2 + i_3 = 0$. De plus i_2 étant toujours égal à $-I_d$, on tire $i_1 = I_d - i_3$ [voir (16.13)]. Ainsi on peut transformer les équations ci-dessus en

$$2 L_\sigma \frac{di_3}{d\tau'} + |\bar{3} \hat{U}_y \sin(\omega\tau' + \alpha) + u_{c3} = 0 \quad (16.47)$$

et

$$u_{c3} = \frac{2}{3 C} \int_0^{\tau'} i_3 d\tau' + u'_{c3} \quad (16.48)$$

La condition initiale pour le courant i_3 est égale à I_d . La condition initiale pour la tension $u_{c3} = u'_{c3}$ est déjà prise en considération dans l'équation (16.48). En supposant que le phénomène de commutation se déroule rapidement par rapport à la variation de la tension sinusoïdale on peut négliger, dans le deuxième terme de (16.47), l'argument

$\omega\tau'$ par rapport à α et on peut simplifier

$$|\sqrt{3} \hat{U}_y \sin(\omega\tau' + \alpha) \cong |\sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha = -u'_{c3} \quad (16.49)$$

De (16.47) et (16.48) on peut déduire pour le courant i_3 l'équation différentielle suivante

$$3 L_\sigma C \frac{d^2 i_3}{d\tau'^2} + i_3 = 0 \quad (16.50)$$

En tenant compte de la condition initiale on obtient la solution

$$i_3 = I_d \cos \omega_c \tau' \quad (16.51)$$

avec

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{3 L_\sigma C}} \quad (16.52)$$

la pulsation propre du circuit oscillant.

De (16.48) et (16.44) on tire

$$u_{c3} = \frac{2 I_d}{3 \omega_c C} \sin \omega_c \tau' - \sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha \quad (16.53)$$

La commutation de la phase 3 sur la phase 1 est terminée quand le courant i_3 s'annule. De (16.51) on tire $\omega_c \tau' = \pi/2$. L'angle d'empiètement μ (voir fig. 16.11) est donné, même dans ce cas présent, par la relation (16.21).

A la fin de la commutation, la diode D_3 se bloque. Le courant i_3 reste donc nul et par conséquent également les courants dans les condensateurs d'extinction. La tension aux bornes de ces derniers découle de (16.53) avec $\omega_c \tau' = \pi/2$. Cette tension est à disposition pour l'extinction forcée suivante. Elle correspond donc à la valeur absolue de la tension initiale U_{c0} . Avec la relation

$$\frac{1}{\omega_c C} = \frac{3 L_\sigma}{\omega_c 3 L_\sigma C} = 3 L_\sigma \omega_c \quad (16.54)$$

on obtient pour la tension initiale

$$U_{c0} = 2 \omega_c L_\sigma I_d - \sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha \quad (16.55)$$

On obtient la même tension initiale comme pour l'onduleur étudié dans la section précédente.

Finalement on calcule encore les tensions u_{c1} et u_{c2} à la fin de la commutation. Avec (16.36), (16.51), (16.54), (16.42) et (16.55) on tire successivement

$$\begin{aligned} u''_{c1} &= \frac{1}{\omega_c C} \int_0^{\pi/2} i_{c1} d\omega_c \tau' + u'_{c1} = - \frac{I_d}{3 \omega_c C} + u'_{c1} = \\ &= - \omega_c L_\sigma I_d - \frac{1}{2} (U_{c0} - \sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha) = - U_{c0} \end{aligned} \quad (16.56)$$

et par analogie

$$\begin{aligned}
 u_{c2}'' &= \frac{1}{\omega_c C} \int_0^{\pi/2} i_{c2} d\omega_c \tau' + u_{c2}' = - \frac{I_d}{3 \omega_c C} + u_{c2}' = \\
 &= - \omega_c L_\sigma I_d + \frac{1}{2} (U_{c0} + \sqrt{3} \hat{U}_y \sin \alpha) = 0
 \end{aligned} \tag{16.57}$$

On constate que les tensions aux bornes des condensateurs d'extinction ont été changées cycliquement. Ils possèdent maintenant une telle configuration qui permet la commutation du courant de la phase 1 sur la phase 2 et ainsi de suite, d'où la dénomination d'extinction par séquence de phase.

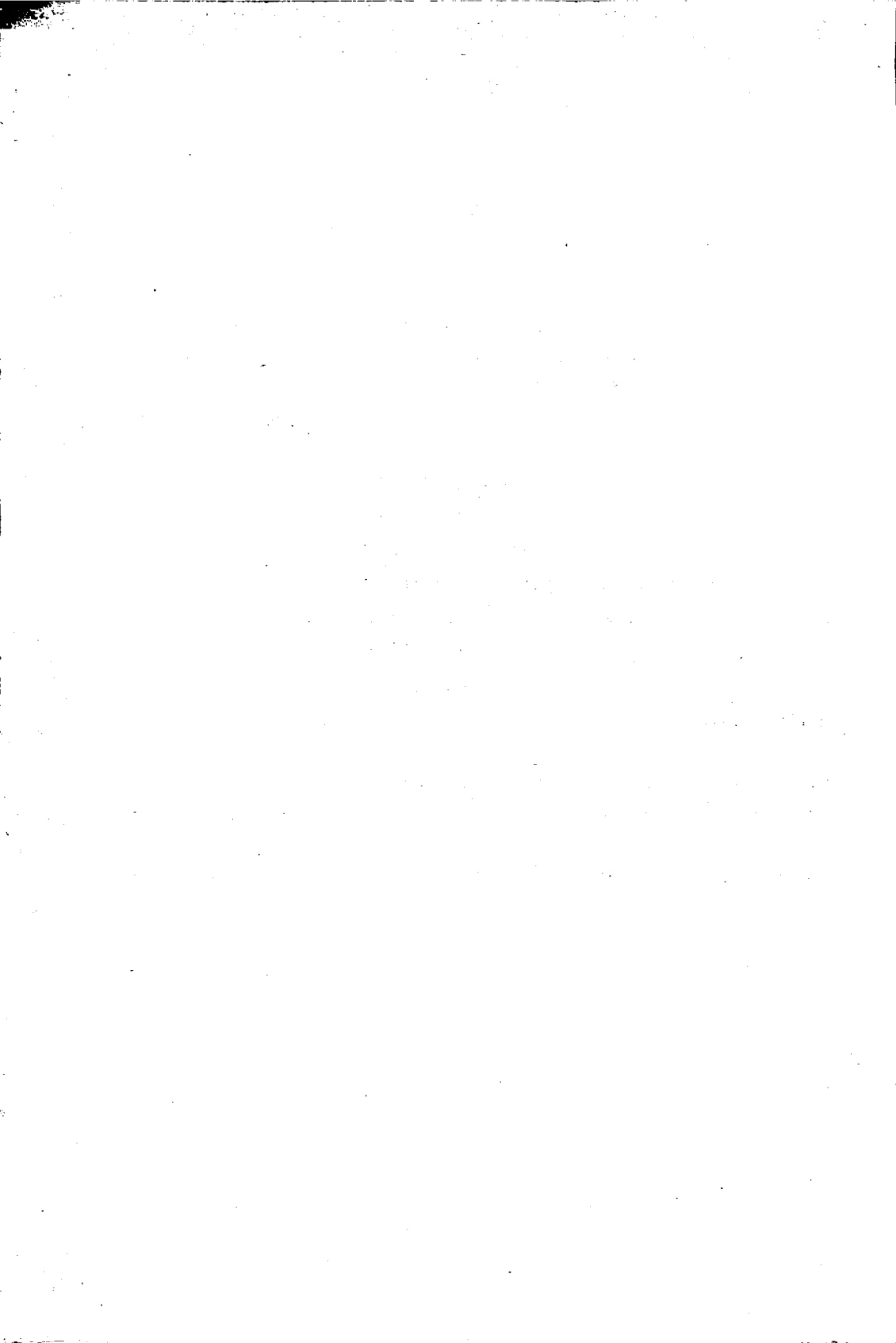
16.4.4 Tension continue au circuit intermédiaire

Par des réflexions, analogues à celles du paragraphe 16.3.4 on peut déterminer l'allure de la tension continue au circuit intermédiaire. Ainsi on constate, que l'allure instantanée de la tension u_d est identique à celle du montage étudié à la section 16.3 (voir fig. 16.8 en bas) et ceci pendant et en dehors de la commutation. On renonce ici à faire les calculs correspondants. En particulier en ce qui concerne la valeur moyenne de la tension continue U_d on peut utiliser même dans le cas présent la relation (16.35).



BIBLIOGRAPHIE

- G. MAGGETTO, *Le thyristor : définitions, protection, commandes*, Eyrolles, Paris, 1971.
- J.-D. CHATELAIN, *Dispositifs à semiconducteurs*, Traité d'électricité, Vol. VII, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1987.
- K. HEUMANN, C. STUMPE, *Thyristoren, Eigenschaften und Anwendungen*, Teubner, Stuttgart, 1970.
- G. MÖLTGEN, *Stromrichtertechnik*, Siemens, Berlin/München, 1983.
- F. ZACH, *Leistungselektronik*, Springer, Wien/New York, 1979.
- R. MASCARIN, *Redresseurs industriels à semiconducteurs*, Eyrolles, Paris, 1973.
- G. SÉGUIER, *Les montages redresseurs*, Dunod, Paris, 1970.
- G. SÉGUIER, *L'électronique de puissance*, Dunod, Paris, 1974.
- K. HEUMANN, *Grundlagen der Leistungselektronik*, Teubner, Stuttgart, 1975.
- R. JÖTTEN, *Leistungselektronik*, Band 1, Vieweg, Braunschweig, 1977.
- R. JÄGER, *Leistungselektronik, Grundlagen und Anwendungen*, VDE-Verlag, Berlin, 1977.
- S.B. DEWAN, A. STRAUGHEN, *Power Semiconductor Circuits*, Wiley, New York, 1975.
- B.R. PELLY, *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*, Wiley, New York, 1971.
- L. GYUGYI, B.R. PELLY, *Static Power Frequency Changers*, Wiley, New York, 1976.



INDEX ANALYTIQUE

Les références sont celles des pages

- Allure du courant continu, 120
- Angle
 - de blocage, 49, 133
 - de conduction, 130
 - d’empiètement, 97
 - d’empiètement initial, 99
 - d’extinction, 114
 - de retard d’allumage, 47, 68
- Antisérie, 42
- Applications de l’électronique industrielle, 4

- Bobine d’absorption, 73
- Branche d’onduleur, 263

- Calculateur de processus, 4
- Capacité thermique, 32
- Caractéristique
 - de charge, 109
 - de commande, 54
 - directe, 29
 - en conduction intermittente, 137
 - idéale, 92
 - limite de surcharge, 38
- Charge
 - à courant continu, 66
 - ohmique, 137
 - ohmique et inductive, 15
- Choix de l’élément redresseur, 25
- Chute de tension inductive, 106
 - relative, 107
- Circuit d’extinction, 211, 281
 - push-pull, 282
- Circuit intermédiaire
 - à courant continu, 23
 - à tension continue, 23
- Circuits RC de protection, 40
- Coefficient de sécurité, 26
- Commande à séquence, 169
- Commutation, 15
 - à pulsation d’une résistance, 216
 - forcée, 17, 233, 281
 - naturelle, 16, 95
- Comportement thermique, 27
- Composante
 - permanente, 51
 - transitoire, 51
- Condensateur d’extinction, 237, 282, 296
- Condensateur-tampon, 220
- Conditions d’allumage, 135
- Conduction intermittente, 130
- Contacteur
 - de courant, 19
 - statique, 211
- Contrainte
 - en courant, 113
 - en tension, 112
 - sur l’élément redresseur, 111
- Contrôle
 - sinusoïdal, 198
 - trapézoïdal, 195
- Convection naturelle, 30
- Convertisseur de courant, 20, 66
 - bidirectionnel, 21, 173
- Convertisseur de fréquence, 22, 191, 293
 - à circuit intermédiaire, 22
 - à circuit intermédiaire à courant continu, 198, 296, 303
 - à circuit intermédiaire à tension continue, 293
 - à commutation forcée, 294
 - à commutation naturelle, 191
 - avec charge à circuit oscillant, 204
 - direct, 22, 193
- Convertisseurs statiques, 13
 - sans commutation, 15
- Courant
 - de réseau, 155

- de circulation, 174, 178
- direct, 29
- efficace, 29
- inverse, 37
- moyen, 29
- moyen nominal, 25
- Cycloconvertisseur, 193

Dimensionnement du circuit d'extinction, 244

Diode, 13

- de blocage, 243
- Disposition mécanique, 43
- Durée
 - de conduction, 69
 - de déclenchement, 212
 - d'enclenchement, 212

Electronique

- de puissance, 2
- de réglage et de commande, 2
- industrielle, 1

Eléments

- de puissance, 2, 13
- redresseurs contrôlables, 2, 13
- redresseurs non contrôlables, 2, 13

Equipements

- de commande et de réglage, 2
- de puissance, 2, 13

Evolution de l'électronique industrielle, 1

Extinction

- individuelle, 284
- par phase, 288

Facteur

- de mise en parallèle, 36
- de puissance, 166

Filtre de lissage, 163

Flux continu, 141

Fonctionnement en onduleur, 114

Fréquence de pulsation, 222

Fusible, 38

Gradateur, 19

Graduateur, 19

Groupe de commutation, 69

Hâcheur, 211

Impulsion d'allumage, 13

Indice

- de commutation, 69, 75, 80
- de pulsation, 69, 75, 80
- Installations complètes, 2

Limite

- de fonctionnement en onduleur, 115
- de la conduction intermittente, 134

Méthode de sousoscillation, 269

Mise en parallèle, 34

Mise en série, 34

Modules

- analogiques, 2
- logiques, 2
- standard, 2

Montage

- à bobine d'absorption, 73
- antiparallèle, 174
- antiparallèle des thyristors, 45, 188
- avec courant de circulation, 174
- composé de trois onduleurs monophasés, 274
- croisé, 175
- en H, 177

Montage en pont

- monophasé, 80
- monophasé asymétrique, 83
- triphasé, 76

Montage étoile

- hexaphasé, 71
- monophasé, 69
- triphasé, 67

Montage

- hexaphasé à moind milieu, 71
- monophasé à point milieu, 70
- sans courant de circulation, 187
- triphasé à point milieu, 67

Nombre de groupe de commutation

- en parallèle, 75
- en série, 80

Onde fondamentale, 48

Ondulation, 88

- du courant continu, 223

Onduleur, 20

- à commutation forcée, 259

- avec extinction par séquence de phase, 303
- avec pont d'extinction auxiliaire, 296
- en montage en pont monophasé, 263
- en montage en pont triphasé, 271
- monophasé, 263
- triphasé, 271
- triphasé en montage en série, 277
- Organes de commande et de réglage, 2
- Période
 - de pulsation, 222
 - fondamentale, 265
- Pertes
 - dans la jonction gâchette cathode, 28
 - dues à la commutation, 28
 - dues à la conduction du courant direct, 28
 - dues à l'état bloqué, 28
 - moyennes, 29
- Phénomène
 - d'empiètement, 96
 - de la commutation forcée, 233
- Point neutre fictif, 81
- Protection
 - contre des surintensités, 37
 - contre des surtensions, 39
- Puissance
 - active, 54, 164
 - continue idéale, 149
 - réactive, 54, 164
 - réactive de commutation, 167
 - réactive de distorsion, 164
 - réactive due à la commande, 165
 - typique, 149
- Pulsations, 69
- Raté de commutation, 116
- Réaction sur le réseau d'alimentation, 155
- Récupération, 214
- Redresseur, 20
 - contrôlable, 20
- Refroidissement, 27
 - forcé, 30
- Régleur, 19
- Régulateur, 19
- Résistance
 - apparente, 218
 - différentielle, 29
 - fictive, 108
 - interne, 108
 - thermique, 29
- Schéma thermique équivalent, 31
- Selfs
 - de commutation, 77
 - de courant de circulation, 174
 - de lissage, 67, 128
- Semi-contrôlé
 - asymétriquement, 85
 - symétriquement, 84
- Source de tension
 - alternative, 96
 - continue, 67
- Suppresseurs, 42
- Système biphasé, 70
- Température limite de la jonction, 26
- Temps
 - de désamorçage, 26
 - de descente du courant, 239
 - de montée du courant, 238
 - de protection, 244
- Tension continue, 88
 - idéale, 90
 - idéale maximale, 90, 91
- Tension
 - de branche, 265
 - de circulation, 179
 - de commutation, 96
 - de seuil, 29
 - directe, 29
 - directe non répétitive maximale, 25
 - inverse de service maximale, 25
 - inverse maximale, 112
 - inverse non répétitive maximale, 25
- Tête-bêche, 45
- Thyristor, 13
 - déclenchable par la gâchette, 14
 - lent, 27
 - rapide, 27
- Transformateurs, 141
- Triac, 14
- Valeur
 - crête à creux, 221
 - instantanée, 88
 - moyenne, 88

- Valeurs limites, 25
 - pour le circuit de la gâchette, 26
- Variateur de courant, 19
 - alternatif, 45
 - continu, 209
 - continu à pulsation, 211
 - monophasé, 46
 - triphasé, 56
- Variation
 - de la tension continue, 228
 - par pulsation, 269
- Varistor, 42
- Vitesse critique de croissance
 - de la tension, 26
 - du courant, 26

GLOSSAIRE

Symbole	Unité	Description	Page	Paragraphe
c_p	1	Facteur de mise en parallèle	36	3.4.2
C	F	Capacité	239	13.2.5
C_t	F	Capacité du condensateur-tampon	220	12.5.1
C_{th}	Ws/°C	Capacité thermique	32	3.3.6
d_x	l	Chute de tension inductive relative	107	6.3.3
D_x	V	Chute de tension inductive	106	6.3.1
f	s ⁻¹	Fréquence	19	2.3.2
f_p	s ⁻¹	Fréquence de pulsation	222	12.5.3
i	A	Courant (valeur instantanée)	16	2.2.2
1i	A	Courant (onde fondamentale, valeur instantanée)	54	4.2.6
i_c	A	Courant de court-circuit (valeur instantanée)	99	6.2.2
i_c	A	Courant dans condensateur d'extinction	239	13.2.6
i_{ci}	A	Courant de circulation (valeur instantanée)	179	10.3.2
i_{cs}	A	Courant dans contacteur statique (valeur instantanée)	214	12.3.1
i_d	A	Courant continu (valeur instantanée)	67	5.1.3
i_{dt}	A	Courant continu (composante transitoire)	125	7.2.5
i_{d-}	A	Courant continu (composante continue)	125	7.2.5
$i_{d\sim}$	A	Courant continu (composante alternative)	124	7.2.5
i_{dI}	A	Courant continu (valeur instantanée) du convertisseur de courant I	175	10.2.2
i_{dII}	A	Courant continu (valeur instantanée) du convertisseur de courant II	175	10.2.2
i_D	A	Courant dans diode	212	12.2.3
i_e	A	Courant d'entrée (valeur instantanée)	212	12.2.3
i_F	A	Courant direct	29	3.3.2
i_L	A	Courant dans l'inductance	220	12.5.1
1i_p	A	Composante de l'onde fondamentale du courant en phase avec la tension	54	4.2.6
1i_q	A	Composante de l'onde fondamentale du courant décalé de 90° par rapport à la tension	54	4.2.6

i_R	A	Courant dans résistance (valeur instantanée)	217	12.4.2
i_{Ta}	A	Courant dans thyristor auxiliaire	240	13.2.6
\hat{I}	A	Courant (valeur de crête)	54	4.2.6
1I	A	Courant (onde fondamentale, valeur efficace)	164	9.4.1
${}^\nu f$	A	Courant (harmonique ν , valeur de crête)	157	9.2.2
\hat{I}_c	A	Courant de court-circuit (valeur de crête)	99	6.2.2
\hat{I}_c	A	Courant dans condensateur d'extinction (valeur de crête)	245	13.3.3
\hat{I}_{cc}	A	Courant de court-circuit dans circuit de circulation (valeur de crête)	182	10.3.2
I_{ci}	A	Courant de circulation (valeur moyenne)	180	10.3.2
\hat{I}_{cm}	A	Courant de court-circuit pour montage en pont monophasé (valeur de crête)	103	6.2.6
I_{cs}	A	Courant dans contacteur statique (valeur moyenne)	215	12.3.2
I_d	A	Courant continu (valeur moyenne)	67	5.1.4
\hat{I}_d	A	Courant continu (valeur de crête)	248	13.4.3
\hat{I}_d	A	Courant continu (valeur crête à creux)	226	12.6.4
ΔI_{dh}	A	Variation du courant continu	230	12.7.4
I_e	A	Courant d'entrée (valeur moyenne)	212	12.2.3
I_R	A	Courant dans résistance (valeur moyenne)	218	12.4.3
k_u	1	Facteur	256	13.5.4
L	H	Inductance	46	4.2.1
L_a	H	Inductance dans circuit d'alimentation	220	12.5.1
L_c	H	Inductance dans circuit de commutation	16	2.2.3
L_c	H	Inductance de commutation	239	13.2.5
L_{ct}	H	Inductance totale dans circuit de circulation	179	10.3.2
L_d	H	Inductance équivalente	121	7.2.1
L_L	H	Inductance cyclique des lignes de transmission	161	9.3.2
L_t	H	Inductance totale	246	13.4.2
L_T	H	Inductance de court-circuit du transformateur	161	9.3.2
L_σ	H	Inductances dues aux connections	241	13.2.6
L_σ	H	Inductance de fuite	297	16.3.3
N	1	Nombre de spires	143	8.1.2
p	1	Indice de pulsation	69	5.2.3
P	kW	Puissance active	55	4.2.6
P_{di0}	kW	Puissance continue idéale	149	8.3.3
P_F	W	Puissance dissipée	30	3.3.3
q	1	Indice de commutation	69	5.2.3
Q	As	Charge d'un condensateur	242	13.2.6
1Q	kVAr	Puissance réactive de l'onde fondamentale	55	4.2.6

$r_{th}(t_i)$	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$	Résistance thermique transitoire	33	3.3.7
R	Ω	Résistance	46	4.2.1
R_{diff}	Ω	Résistance différentielle d'un élément redresseur	29	3.3.2
R_i	Ω	Résistance interne fictive	108	6.3.4
R_m	A/Vs	Résistance magnétique d'un noyau	142	8.1.2
R_{md}	A/Vs	Résistance magnétique associée au flux continu	142	8.1.2
R_s	Ω	Résistance série	36	3.4.2
R_{th}	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$	Résistance thermique	29	3.3.3
R^*	Ω	Résistance apparente	216	12.4.1
s	1	Nombre de groupes de commutation en série	80	5.6.4
s	s^{-1}	Opérateur de Laplace	247	13.4.2
S	kVA	Puissance apparente	148	8.3.3
S_t	kVA	Puissance typique	149	8.3.3
t	s	Temps	16	2.2.2
t_c	s	Durée de la commutation forcée	18	2.2.4
t_d	s	Durée de déclenchement	212	12.2.3
t'_d	s	Temps de descente	239	13.2.6
t''_d	s	Temps total de déclenchement	242	13.2.6
t_e	s	Durée d'enclenchement	212	12.2.3
t'_e	s	Temps de montée	238	13.2.5
t''_e	s	Durée de demi-oscillation	239	13.2.5
t_f	s	Temps de protection	244	13.1.1
t_q	s	Temps de désamorçage	26	3.2.1
t_{γ}	s	Temps correspondant à l'angle d'extinction	115	6.5.2
T	s	Constante de temps	51	4.2.4
T	s	Période fondamentale	265	14.3.3
T_d	s	Constante de temps	125	7.2.5
T_p	s	Période de pulsation	222	12.5.2
T_t	s	Constante de temps	248	13.4.3
T_{th}	s	Constante de temps thermique	32	3.3.6
u	V	Tension (valeur instantanée)	16	2.2.3
u_c	V	Tension de commutation (valeur instantanée)	96	6.2.1
u_c	V	Tension du condensateur d'extinction (valeur instantanée)	239	13.2.6
u_{c1}	V	Tension du condensateur d'extinction après le blocage du thyristor principal	240	13.2.6
u_{ch}	V	Tension aux bornes de la charge	47	4.2.2
u_{ci}	V	Tension de circulation (valeur instantanée)	179	10.3.1
u_d	V	Tension continue (valeur instantanée)	88	5.9.1
$\sim u_d$	V	Ondulation de la tension continue	88	5.9.1

u_{dc}	V	Composante due à la commutation forcée (valeur instantanée)	253	13.5.1
u_{di}	V	Tension continue idéale (valeur instantanée)	253	13.5.1
u_{dk}	V	Tension continue partielle, $k = 1, 2$ (valeur instantanée)	73	5.5.3
u_{dI}	V	Tension continue (valeur instantanée) du convertisseur de courant I	174	10.2.2
u_{dII}	V	Tension continue (valeur instantanée) du convertisseur de courant II	174	10.2.2
u_F	V	Tension directe	29	3.3.2
u_k	V	Tension simple de la phase k (valeur instantanée)	68	5.2.1
u_{kl}	V	Tension composée	272	14.4.2
u_{k0}	V	Tension de branche d'onduleur	265	14.3.3
u_L	V	Tension aux bornes de l'inductance dans le circuit intermédiaire	199	11.3.3
u_{ry}	V	Tension simple du réseau (valeur instantanée)	161	9.3.2
u_{sy}	V	Tension simple d'une sous-station (valeur instantanée)	161	9.3.2
u_{Tp}	V	Tension aux bornes du thyristor principal	249	13.4.4
u_{\sim}	V	Tension alternative (valeur instantanée)	15	2.2.2
U	V	Tension composée (valeur efficace)	80	5.6.3
\hat{U}	V	Tension (valeur de crête)	47	4.2.2
U_{AC}	V	Tension anode cathode	13	2.1.2
U_c	V	Tension de commutation (valeur efficace)	98	6.2.2
\hat{U}_c	V	Tension du condensateur d'extinction (valeur de crête)	249	13.4.4
U_{c0}	V	Tension initiale du condensateur d'extinction	239	13.2.6
U_d	V	Tension continue (valeur moyenne)	88	5.9.1
U_{dc}	V	Composante due à la commutation forcée (valeur moyenne)	254	13.5.1
U_{di}	V	Tension continue idéale (valeur moyenne)	254	13.5.1
$U_{di\alpha}$	V	Tension continue idéale (valeur moyenne) dépendant de l'angle de retard d'allumage α	90	5.9.3
U_{di0}	V	Tension continue idéale maximale (valeur moyenne)	90	5.9.3
$U_{d\alpha}$	V	Tension continue (valeur moyenne), dépendant de l'angle de retard d'allumage α	106	6.3.1

U_{dI}	V	Tension continue (valeur moyenne) du convertisseur de courant I	174	10.2.2
U_{dII}	V	Tension continue (valeur moyenne) du convertisseur de courant II	174	10.2.2
U_e	V	Tension d'entrée	212	12.2.3
\hat{U}_e	V	Tension d'entrée (valeur crête à creux)	221	12.5.2
U_{FS}	V	Tension de seuil d'un élément redresseur	29	3.3.2
U_i	V	Tension interne	66	5.1.3
U_p	V	Tension déterminante à la conduction intermittente (valeur efficace)	133	7.3.5
U_{ph}	V	Tension simple (tension de phase)	63	4.3.5
U_q	V	Tension pour le calcul de l'allure du courant continu (valeur efficace)	124	7.2.5
U_{ry}	V	Tension simple du réseau (valeur efficace)	164	9.4.1
U_y	V	Tension simple (valeur efficace)	69	5.2.2
\hat{U}_y	V	Tension simple (valeur de crête)	300	16.3.3
\ddot{u}	1	Rapport de transformation	143	8.1.2
α	° ou rad	Angle de retard d'allumage	47	4.2.2
α_v	° ou rad	Angle	300	16.3.3
α_I	° ou rad	Angle de retard d'allumage du convertisseur de courant I	174	10.2.2
α_{II}	° ou rad	Angle de retard d'allumage du convertisseur de courant II	174	10.2.2
β	° ou rad	Angle où le courant s'annule	49	4.2.3
γ	° ou rad	Angle d'extinction	114	6.5.2
δ	° ou rad	Angle de conduction	130	7.3.2
ζ	° ou rad	Angle de la tension pour le calcul de l'allure du courant continu	124	7.2.5
ϑ	°C	Température	31	3.3.4
Θ_k	A	Solénation sur le noyau k	142	8.1.2
λ	1	Facteur de puissance	166	9.4.3
μ	° ou rad	Angle d'empiètement	97	6.2.2
μ_0	° ou rad	Angle d'empiètement initial	99	6.2.2
ν	1	Ordre des harmoniques	157	9.2.2
π	1	Pi ($\pi = 3,14159\dots$)	47	4.2.2
τ	s	Temps	124	7.2.5
φ	° ou rad	Déphasage	286	15.3.3
${}^1\varphi$	° ou rad	Déphasage de l'onde fondamentale	56	4.2.6
φ_i	° ou rad	Déphasage du courant	248	13.4.3
φ_u	° ou rad	Déphasage de la tension	249	13.4.4
Φ_d	Vs	Flux continu	141	8.1.2
Φ_k	Vs	Flux dans le noyau k	141	8.1.2
ψ	° ou rad	Déphasage dans une charge ohmique et inductive	51	4.2.4
ψ_d	° ou rad	Déphasage dans la charge à courant continu	125	7.2.5

ω	s^{-1}	Pulsation ($2\pi f$)	47	4.2.2
ω_c	s^{-1}	Pulsation propre du circuit de commutation	239	13.2.5
ω_t	s^{-1}	Pulsation propre	248	13.4.3
ω_σ	s^{-1}	Pulsation propre	241	13.2.6
ω_0	s^{-1}	Pulsation propre	206	11.4.3

INDICES

adm	Admissible
e	Entrée
eff	Valeur efficace
lim	Limite
max	Valeur maximale
med	Valeur moyenne
min	Valeur minimale
n	Nominal
p	Composante permanente
p	Primaire
r	Phase r de la charge
R	Phase R du réseau
s	Phase s de la charge
s	Secondaire
s	Sortie
S	Phase S du réseau
t	Composante transitoire
t	Phase t de la charge
tot	Total
T	Phase T du réseau
T	Thyristor
Th	Thyristor
0	Valeur initiale

Le Traité d'Electricité est l'oeuvre collective
des membres du Département d'Electricité de l'EPFL,
assistés par quelques collaborateurs externes.
A ce volume ont collaboré plus particulièrement :

Alessandra Boella : composition des formules
Hansruedi Bühler : rédaction
Raul Cermeno : correction des épreuves
Jean-Daniel Chatelain : production
Marcienne Decarli : composition
Claire-Lise Delacrausaz : secrétariat de rédaction,
correction des épreuves
Walter Dübler : photographie
Pierre Feller : correction du manuscrit
Kurt Hofer : dessins
Roland Jaques : matériel
de composition des formules
Andon Kartalovski : critique du manuscrit
Allen Kilner : mise en page et montage
Béatrice Marquis : composition
Hubert Monbaron : photographie
Jean-Jacques Morf : critique du manuscrit
Jacques Neirynek : direction du Traité
Grazia Neumaier : composition du lettrage
Ha Nguyen : correction du manuscrit
Jean-David Pahud : critique du manuscrit
Renée Pittet : composition
Pierre-Jean Riedo : correction du manuscrit
Marco Rossi : correction du manuscrit
Alfred-Christophe Rufer : correction du manuscrit
Othmar Schaer : photographie
Roland Schwarz : critique du manuscrit,
correction des épreuves
Cyrus Yechouroun : correction du manuscrit

