

50376
1990
251

50376
1990
251

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

POUR OBTENIR LE TITRE DE

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Jean-Pascal CAMBRONNE

Ingénieur I.D.N.



MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR DE COURANT A MLI

Soutenu le 21 Décembre 1990 devant la Commission d'Examen

C. SOL	Président
G. SEGUIER	Rapporteur
B. TRANNOY	Rapporteur
C. ROMBAUT	Examineur
F. LABRIQUE	Examineur
E. DESTOBBELEER	Examineur
J. BONAL	Examineur
J. COURAULT	Examineur

AVANT-PROPOS

Les travaux de Recherche présentés dans ce mémoire ont été menés dans le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de l'I.D.N. (L.E.E.P.- I.D.N.) dirigé par Monsieur le Professeur C. ROMBAUT.

Nous remercions Monsieur J. BONAL, Directeur Scientifique de JEUMONT SCHNEIDER INDUSTRIE, Monsieur J. COURAULT, Chef du Service Développement de JEUMONT SCHNEIDER INDUSTRIE, site de Champagne sur Seine, qui sont à l'origine du thème développé dans ce mémoire.

Nous tenons à exprimer toute notre reconnaissance à Monsieur le Professeur C. ROMBAUT qui, par ses conseils, ses encouragements et son enthousiasme, nous a permis d'orienter et de mener à bien les travaux entrepris dans un contexte favorable.

Nous remercions très vivement Monsieur le Professeur C. SOL, Professeur du C.N.A.M., titulaire de la Chaire d'Electrotechnique, qui nous a fait l'honneur de présider le jury auquel nous soumettons ce mémoire.

Nous sommes très honorés que Monsieur le Professeur G. SEGUIER, de l'U.S.T.L. et Monsieur le Professeur G. TRANNOY, de l'I.N.P. de Toulouse aient accepté de juger ce mémoire et nous leur en sommes vivement reconnaissants.

Nos remerciements vont également à Monsieur le Professeur F. LABRIQUE, de l'Université Catholique de Louvain qui nous a fait l'honneur de participer à ce jury.

Nous sommes honorés de la présence de Monsieur E. DESTOBBELEER, Maître de Conférences de l'U.S.T.L..

Nous sommes reconnaissants envers Monsieur A. CASTELAIN, Monsieur S. GORA et tous les membres du Département Génie Electrique de l'I.D.N. pour leur aide au cours de nos travaux de Recherche.

Enfin, nous remercions très vivement Madame A. PENNEQUIN qui a assuré avec sérieux, compétence et célérité, la frappe et la mise en page de ce mémoire.

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé à cage, différents procédés peuvent être envisagés [1]. La réduction de la tension d'alimentation ne peut que faire croître le glissement, ce procédé est peu économique car il conduit à une augmentation importante des pertes de la machine. Le changement du nombre de paires de pôles conduit à une variation discrète de la vitesse. La variation simultanée de la tension et de la fréquence d'alimentation est le seul procédé qui permet une variation continue de la vitesse d'un moteur en lui conservant de bonnes performances.

Ce procédé nécessite l'utilisation d'un convertisseur de fréquence.

La fréquence variable peut être obtenue directement à partir du réseau alternatif par un changeur direct de fréquence utilisant uniquement des interrupteurs bidirectionnels. Il s'agit alors des cycloconvertisseurs et autres changeurs directs de fréquence [2], [3]. On utilise plus fréquemment des convertisseurs indirects à étage continu intermédiaire [4].

Dans le cas de l'onduleur de tension, l'étage continu doit se comporter comme une source instantanée de tension. Il est obtenu à partir du réseau alternatif par un redresseur à thyristors ou à diodes dont la tension est filtrée par un condensateur. Si cette tension est obtenue par un redresseur à diodes, on peut adjoindre ou non un hacheur.

Dans le cas de l'onduleur de courant, l'étage continu doit se comporter comme une source instantanée de courant. Il est obtenu à partir du réseau alternatif par un redresseur à thyristors qui débite alors directement dans une inductance.

Dans les deux cas, le convertisseur fonctionne comme un aiguilleur, puisqu'il impose sa grandeur d'entrée à l'une ou l'autre des phases du récepteur.

L'entité convertisseur-machine ainsi créée est commandée par différentes lois de complexité croissante avec les performances dynamiques souhaitées [5], [6], [7], [8]. Pour mettre en oeuvre des régulations performantes, on utilise les équations électriques de la machine issues de la transformation de PARK dans lesquelles figurent des grandeurs statoriques et des grandeurs rotoriques [9], [10], [11], [12]. Puisque les grandeurs rotoriques ne sont pas accessibles, un asservissement de vitesse selon la loi du flux orienté nécessite l'élaboration d'estimateurs qui déterminent l'état magnétique et électrique du rotor [13], [14], [15]. Les paramètres rotoriques, notamment les résistances et les inductances doivent être déterminées avec précision [16]. Certains algorithmes calculent ces paramètres "en ligne", ou encore par la méthode numérique des éléments finis, d'autres corrigent leurs variations par des commandes adaptatives [17], [18], [19], [20], [21].

La nécessité d'obtenir des ondes sinusoïdales conduit à l'utilisation de la M.L.I. [22], [23]. Le formidable essor des nouveaux composants d'électronique de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture rend cette technique de plus en plus performante, en particulier grâce à une augmentation de leur fréquence d'utilisation.

Dans le cas de l'onduleur de tension, l'alternance des sources est respectée puisque la machine asynchrone doit être considérée comme un récepteur instantané de courants. La topologie du convertisseur nécessite l'utilisation d'interrupteurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant, leurs possibilités de commande tant à l'amorçage qu'au blocage permettent de réaliser les commutations introduites par la technique de la MLI. Pour le découpage, la seule contrainte est que la source de tension ne soit jamais court-circuitée ; elle peut en revanche rester déconnectée du récepteur. Parce qu'il n'existe que cette seule contrainte, chaque bras d'onduleur peut être commandé indépendamment des deux autres.

Cette propriété est importante car dans ces conditions, chaque instant de commutation peut être déterminé en vue de la minimisation du taux d'harmoniques. Alimenté par ce convertisseur, le moteur asynchrone est traversé par des courants quasi-sinusoïdaux. La tension simple aux bornes de la machine est une succession de pulses de tension de largeur variable, ce qui risque d'être néfaste pour les enroulements de la machine.

Dans le cas de l'onduleur de courant débitant sur un moteur asynchrone, l'alternance des sources n'est plus respectée [24]. Dans les commutateurs de courant à 120°, des condensateurs sont nécessaires pour permettre le transfert du courant d'une phase à l'autre. Alimenté par ce type de convertisseur, le moteur asynchrone est traversé par des courants constants, sauf aux instants de commutation, la tension simple résultante aux bornes de la machine est quasi-sinusoïdale.

Des surtensions relativement importantes se produisent à chaque commutation. Elles sont liées aux inductances de fuites de la machine. Or dans certaines applications, pompes immergées par exemple, les câbles d'alimentation sont relativement longs. L'augmentation de réactance qui en résulte, contribue à l'augmentation de ces surtensions. Le problème est d'autant plus difficile à résoudre que l'on augmente le nombre de commutations par période. L'introduction de la MLI est grandement facilitée si le récepteur peut être considéré comme un récepteur instantané de tension.

Pour cela, on peut connecter des condensateurs en parallèle sur la machine [25]. Puisque ces condensateurs peuvent assurer la continuité du courant dans les phases de la machine, on voit que ce récepteur peut supporter des discontinuités de courant. Dès lors, l'alternance des sources est respectée. Cette nouvelle structure nécessite l'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels en tension et unidirectionnels en courant. Leurs possibilités de commande à l'amorçage et au blocage permettent la réalisation des commutations introduites par la MLI. Les condensateurs supportent les variations rapides du courant et sont à même d'absorber les harmoniques de courant de rang élevé. Il est donc raisonnable d'espérer obtenir une alimentation du moteur par des courants quasi-sinusoïdaux d'où il résultera une tension, elle aussi, quasi-sinusoïdale [26], [27], [28].

Le convertisseur de courant alimente une association condensateurs-machine.

Le découpage doit assurer la continuité du courant de la source qui pourra, éventuellement, être court-circuitée, tout en évitant le court-circuit des phases du récepteur [29]. Le chapitre I montre les différentes stratégies de commande compte-tenu de ces contraintes [30], [31], [32], [33].

Une représentation très simplifiée de la machine met en évidence pour les harmoniques un filtre créé par l'association condensateur-inductance totale de fuites. Le chapitre II expose une méthode de calcul de motif de découpage qui prend en compte l'effet de ce filtre [34], [35].

Pour le fondamental du courant apparaît également un filtre créé par l'association condensateur-inductance magnétisante. Le chapitre III met en évidence les phénomènes d'auto-amorçage de la machine sur les condensateurs et indique comment la régulation permet de les éviter.

Le chapitre IV concerne la réalisation pratique de ce montage : il propose un circuit de protection pour les interrupteurs et présente des formes d'onde réelles des tensions et des courants [36].

CHAPITRE I

PRINCIPE DU DECOUPAGE MLI EN COURANT

CHAPITRE I

PRINCIPE DU DECOUPAGE MLI EN COURANT

1. PRESENTATION GENERALE DES ONDULEURS DE COURANT

1.1. NECESSITE DE L'INTRODUCTION DE CONDENSATEUR

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques qui assurent la transformation d'énergie électrique qui se présente sous forme continue en énergie électrique qui se présente sous forme alternative.

La source d'énergie peut être une source de tension ; dans ce cas, la tension d'alimentation E du convertisseur ne peut subir de discontinuité, on parle d'onduleur de tension.

La source d'énergie peut être une source de courant ; dans ce cas, le courant I_s qui alimente le convertisseur ne peut subir de discontinuité, on parle d'onduleur de courant. Nous nous intéresserons à la structure de ces onduleurs de courant dans le cas où ils alimentent un moteur asynchrone (figure 1).

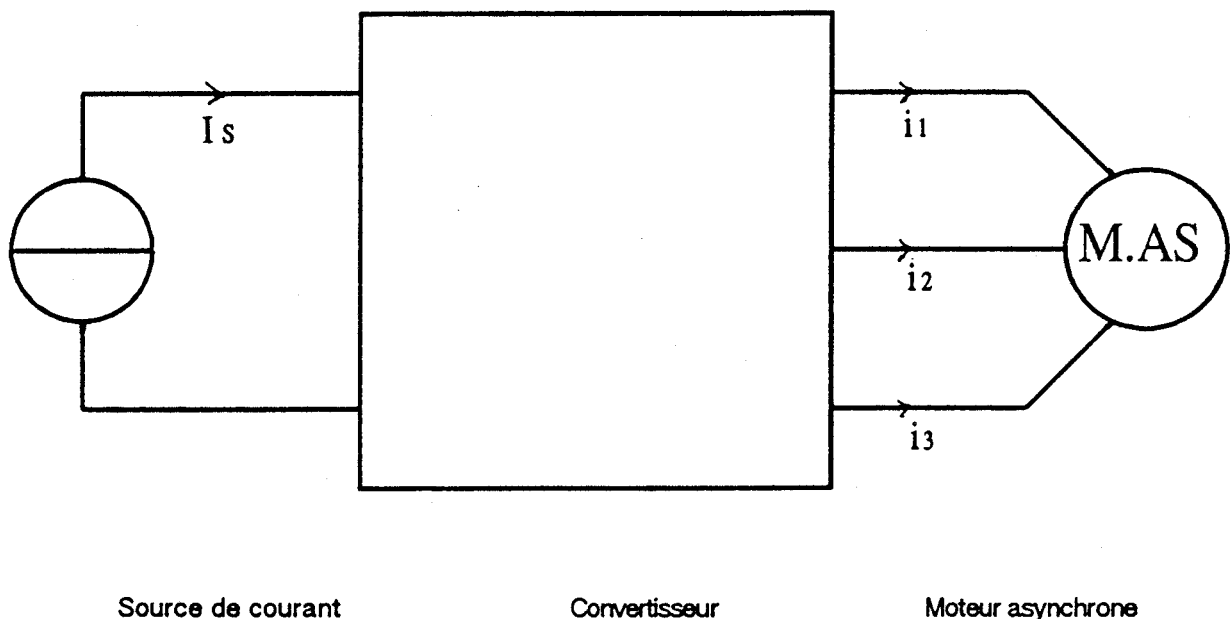


Figure 1

Les puissances mises en jeu dans ce transfert d'énergie peuvent être importantes. Pour ne pas nuire au rendement de cette transformation, le convertisseur doit dissiper le moins de pertes possibles : il sera donc uniquement constitué d'interrupteurs (semi-conducteurs fonctionnant en commutation) et d'éléments réactifs.

A l'aide d'interrupteurs seuls, le convertisseur ne peut qu'aiguiller le courant I_S de la source vers l'une ou l'autre des phases du récepteur. Il en résultera dans le récepteur un système de courants (i_1, i_2, i_3), où chacun de ces courants ne prendra qu'une de ces trois valeurs $I_S, -I_S$ ou 0. Le récepteur étant un récepteur alternatif, le courant dans chacune de ses phases ne doit pas rester tout le temps constant et doit évoluer pour prendre successivement comme valeur $I_S, 0$ et $-I_S$: le courant dans le récepteur est donc discontinu puisque, le convertisseur ne contenant que des semi-conducteurs fonctionnant en commutation n'autorise pas d'autres états.

Or, dans le cas où ce convertisseur alimente un moteur asynchrone, les réactances rencontrées dans chacune des phases interdisent toute discontinuité de courant : un tel récepteur est appelé récepteur de courant. Par conséquent, sous peine d'engendrer des surtensions intolérables aux bornes des semi-conducteurs, un moteur asynchrone ne peut pas être alimenté par un convertisseur de courant composé uniquement d'interrupteurs. Il faut ajouter à ce convertisseur des éléments réactifs, soit des inductances, soit des condensateurs.

Toujours parce que des interrupteurs ne font qu'aiguiller le courant, on conçoit bien que la présence d'inductances supplémentaires ne ferait que compliquer le problème. Les éléments réactifs à ajouter sont donc des condensateurs. Comment intégrer ces condensateurs dans le convertisseur ?

1.1.1. A l'entrée du convertisseur

Dans ce cas, c'est la nature même de la source qui est modifiée puisque la source de courant devient une source de tension. En exemple, la figure 2 montre la structure d'un onduleur à stockage capacitif. Notre cadre d'étude se limitant aux onduleurs de courant, nous n'entrerons pas dans les détails de fonctionnement de ce type de structure.

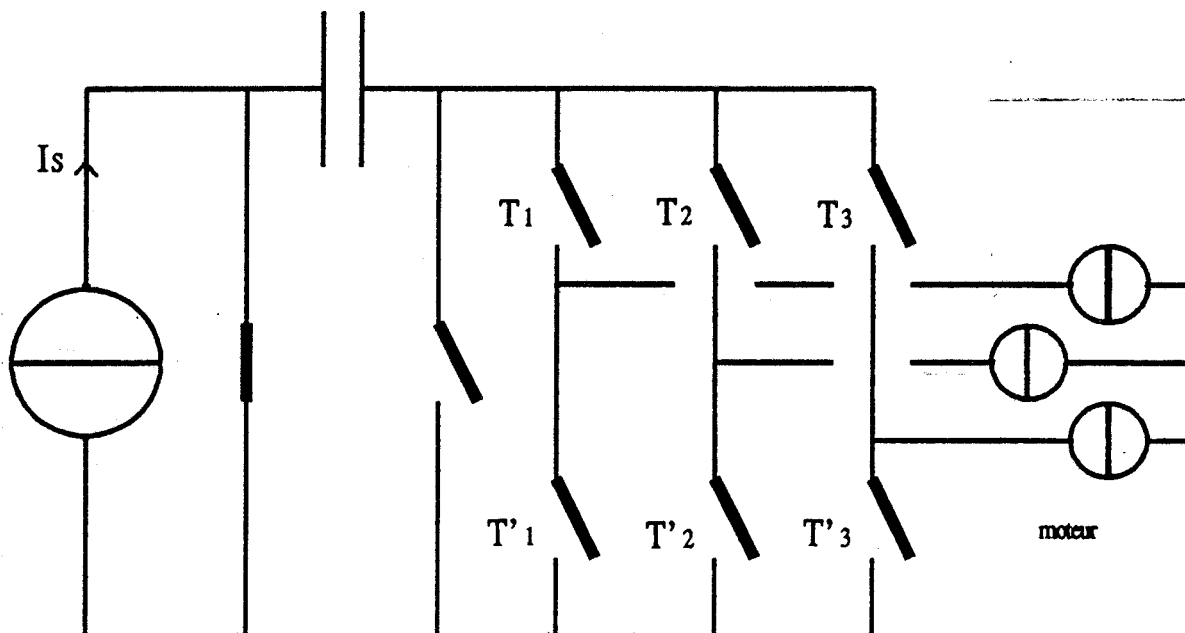


Figure 2

1.1.2. Au niveau du jeu d'interrupteurs

Plusieurs montages existants seront décrits. Il apparaît que ces condensateurs permettent de créer en sortie du convertisseur des courants pouvant évoluer de façon continue entre $-I_S$ et I_S : les changements d'états imposés par le jeu d'interrupteurs se trouvent ainsi ralentis.

Exemple 1 : Le montage le plus répandu illustrant cette description est le commutateur de courant à 120° avec diodes d'isolement, représenté à la figure 3.

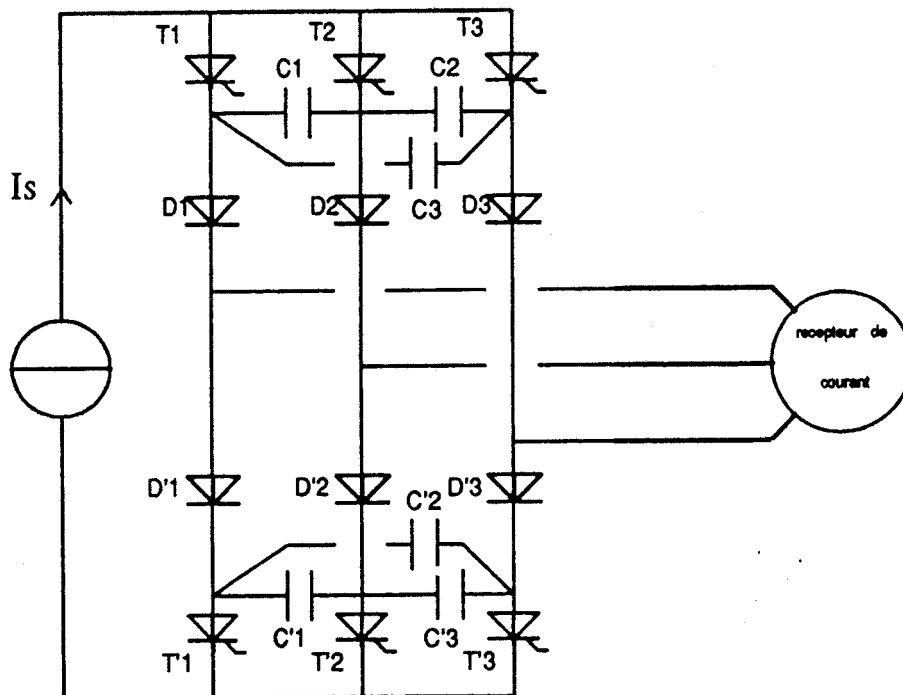


Figure 3

Chaque thyristor conduit pendant 1/3 de période, les commandes des thyristors à cathodes communes étant décalées de 1/6 de période par rapport à celles des thyristors à anodes communes. La figure 4 montre l'ordre de succession de ces commandes :

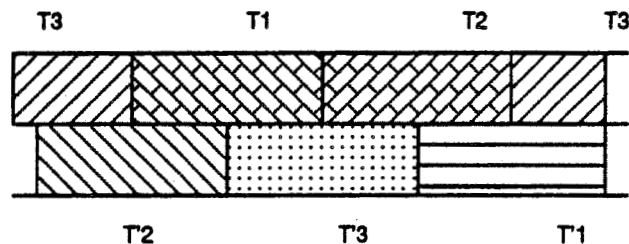


Figure 4

Observons par exemple la commutation $T1 \rightarrow T2$, $T'3$ étant passant. Avant la commutation, T1 est passant, T2 et T3 sont bloqués.

Sur la figure 5, sont représentées les notations utilisées pour désigner les tensions apparaissant aux bornes des semi-conducteurs et des condensateurs.

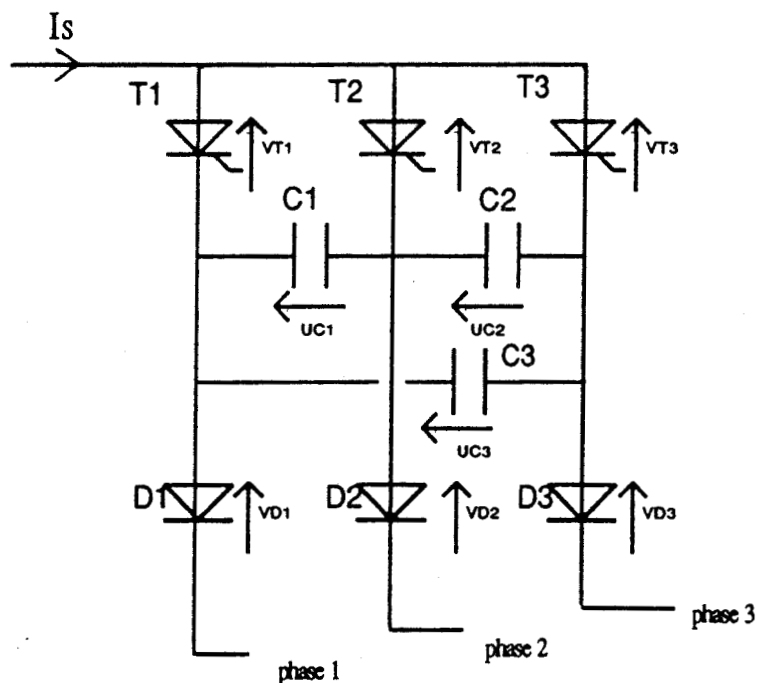


Figure 5

Supposons qu'avant la commutation, les tensions aux bornes des condensateurs aient pour valeur :

$$u_{C1} = + u_0 > 0$$

$$u_{C2} = 0$$

$$u_{C3} = - u_0 < 0$$

On a alors :

$$v_{T2} = + u_{C1} > 0$$

$$v_{D2} = - u_{C1} + (v_1 - v_2)$$

Or le récepteur étant inductif, le courant est en retard sur la tension, donc lorsque l'on amorce T2, $v_2 > v_1$ (figure 6), d'où $v_{D2} < 0$, la diode D2 est bloquée.

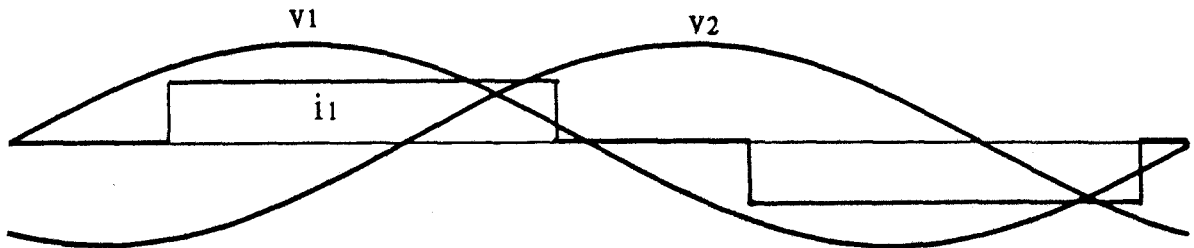


Figure 6

A $t = 0$, on amorce T2, la tension à ses bornes étant positive, il entre en conduction. Dès lors, $v_{T2} = 0$ et $v_{T1} = - u_{C1} = - u_0 < 0$: par conséquent, l'amorçage de T2 provoque le blocage de T1.

Néanmoins, le courant dans la phase (1) étant continu, la diode D1 continue à conduire.

La tension v_{D2} est toujours négative puisque $v_{D2} = - u_0 + (v_1 - v_2)$ à l'instant de l'amorçage de T2. D2 reste bloquée.

En ne représentant que les interrupteurs passants, le schéma est le suivant (figure 7).

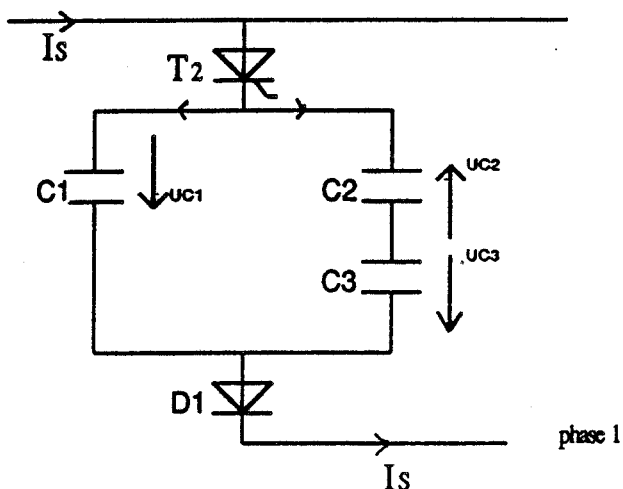


Figure 7

Il est clair, compte-tenu du sens des courants, que le condensateur C_1 se décharge, donc que u_{C1} diminue, que v_{D2} augmente puisque $v_{D2} = -u_{C1} + (v_1 - v_2)$. Lorsque $u_{C1} = v_1 - v_2$ alors $v_{D2} = 0$ et D_2 entre en conduction.

En ne représentant que les interrupteurs passants, le schéma devient (figure 8).

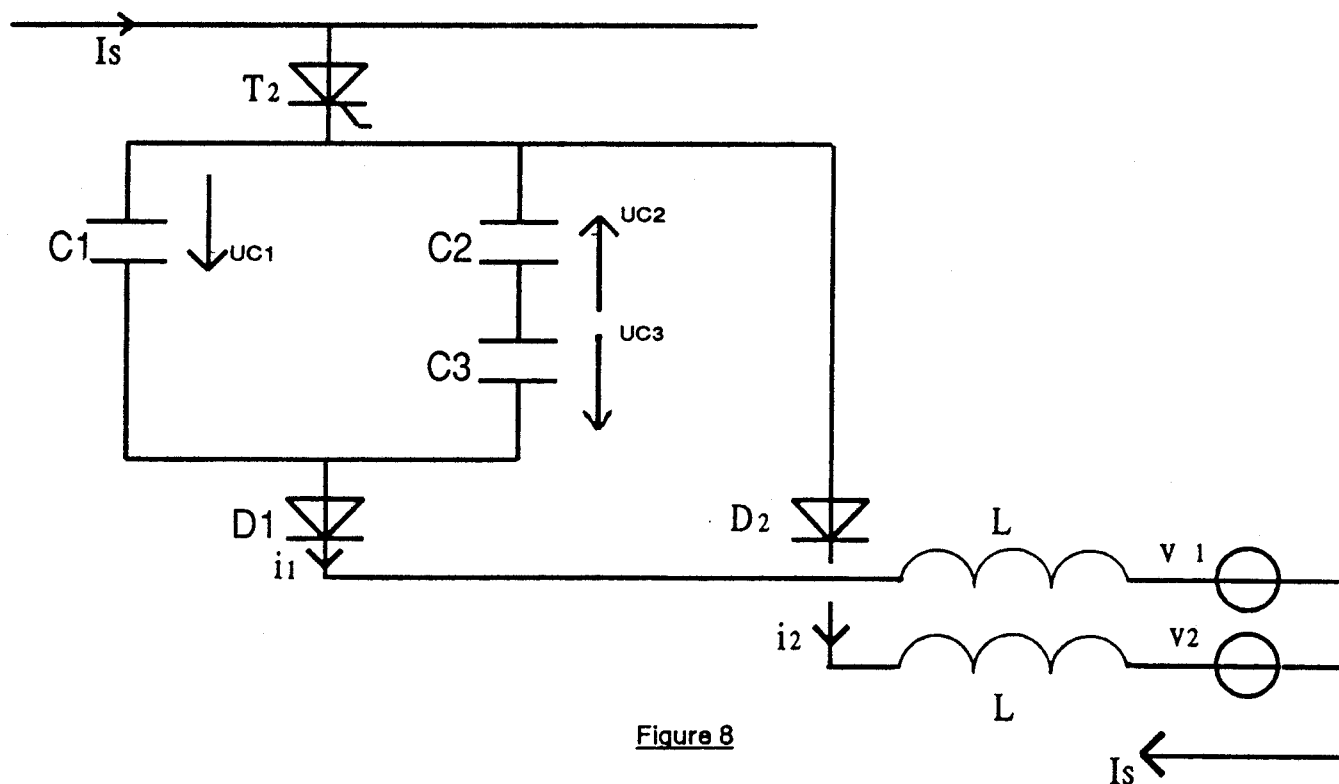


Figure 8

La figure 9 montre la maille formée par la phase 1, la phase 2 et les condensateurs.

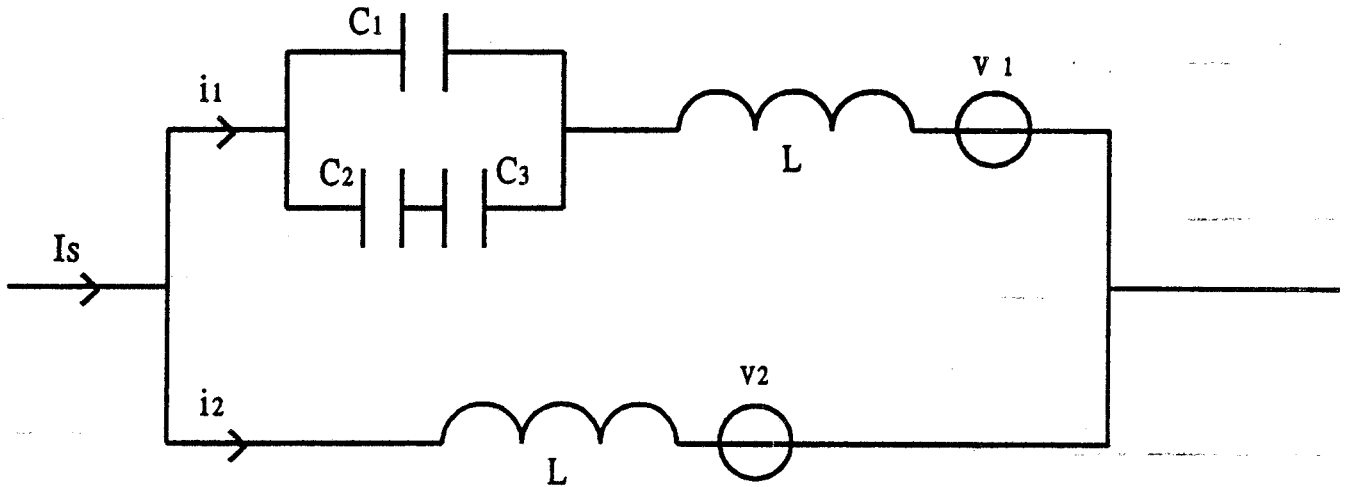


Figure 9

Le courant i_2 augmente et i_1 diminue puisque $i_1 + i_2 = I_S$. Dès que $i_1 = 0$, D1 se bloque, la commutation est terminée. La suivante sera assurée de la même manière puisque dès lors les condensateurs sont chargés de la façon suivante :

$$u_{C3} = 0$$

$$u_{C2} = +u_0 > 0$$

$$u_{C1} = -u_0 < 0$$

Dans le déroulement complet de cette commutation, les condensateurs sont mis en série avec la phase dont le courant doit être coupé. La taille des condensateurs et les temps de commutations dépendent de la fréquence, des tensions aux bornes du moteur, des valeurs d'inductance du récepteur et de l'amplitude du courant à commuter.

Exemple 2 : D'autres montages fonctionnent selon le même principe. Citons le commutateur de courant à transistors bipolaires et circuit de clamping, par exemple le JIS 50 de Jeumont-Schneider, représenté sur la figure 10, qui permet de plus de récupérer l'énergie de commutation.

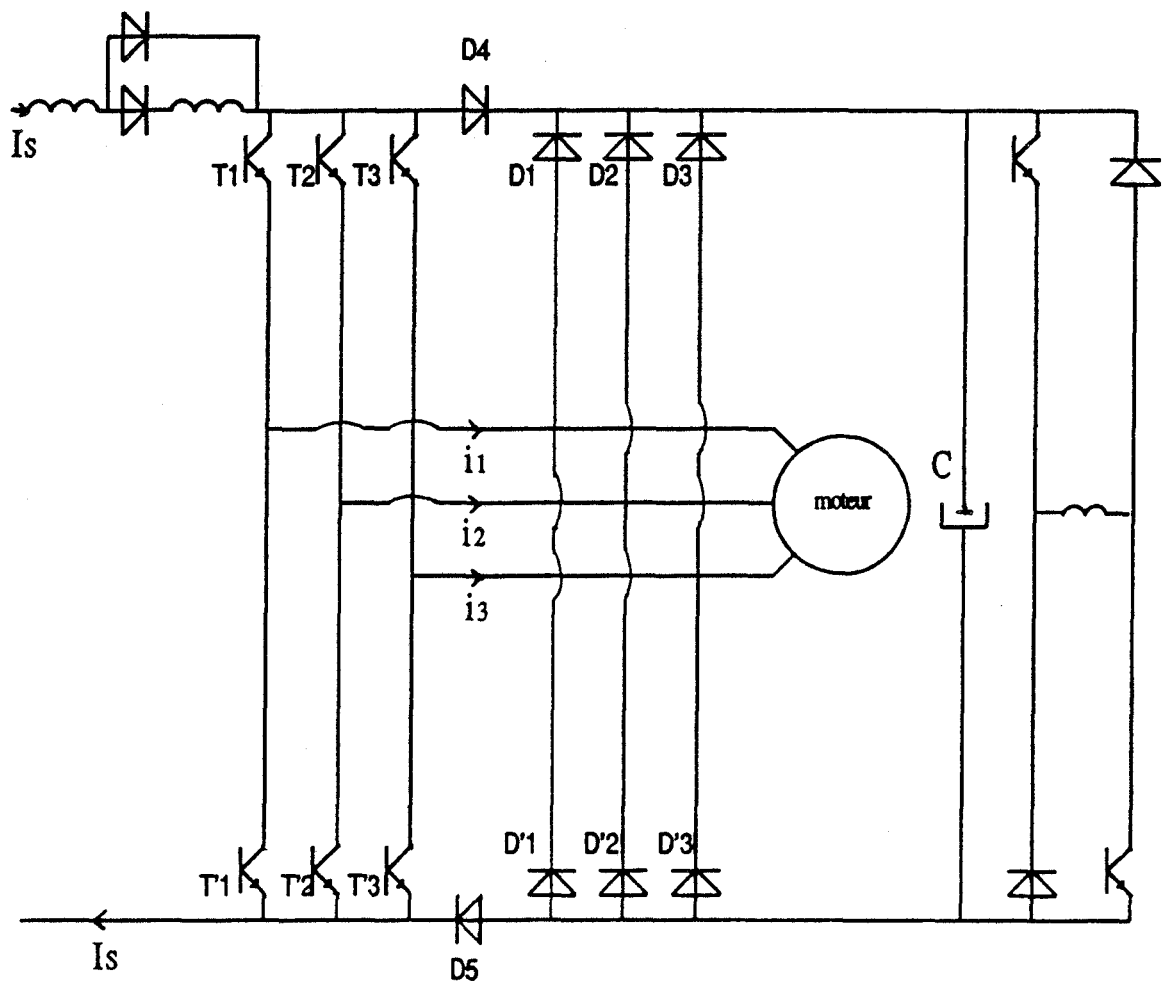


Figure 10

L'ordre de successions de conduction des semi-conducteurs étant identique au montage précédent (figure 4), observons là encore la commutation $T1 \rightarrow T2$, $T'3$ étant passant.

A $t = 0$, on amorce $T2$ et on bloque $T1$. La continuité du courant de la source et la continuité du courant la phase 1 entraînent la conduction de la diode $D'1$ du pont et de la diode $D4$.

En ne représentant que les semi-conducteurs passants, le schéma équivalent est représenté figure 11.

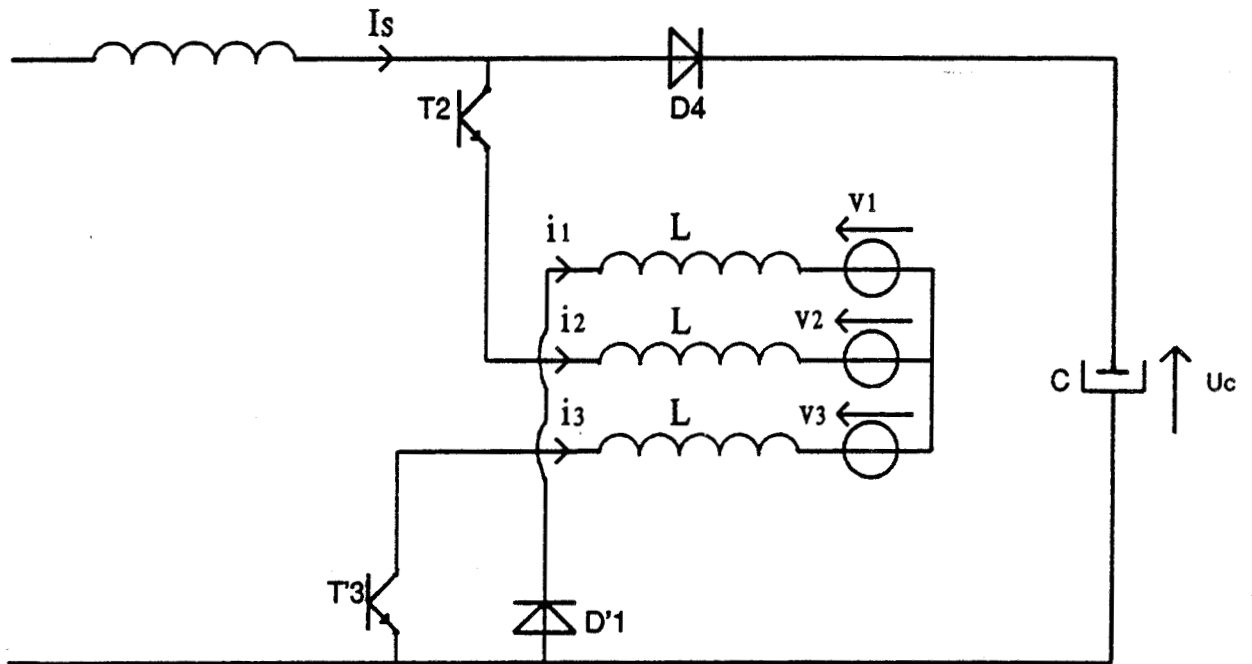


Figure 11

La figure 12 montre la maille formée par la phase 1, la phase 2 et le condensateur :

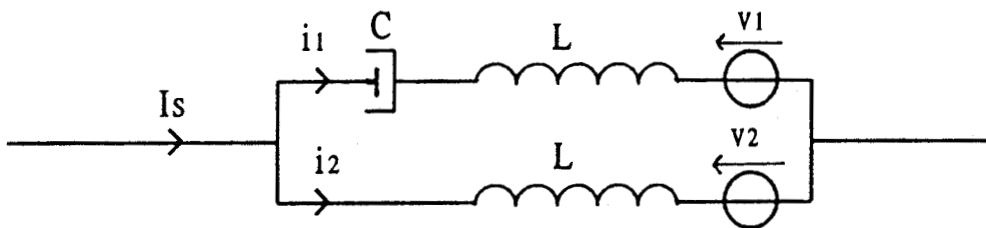


Figure 12

Le courant i_2 augmente et i_1 diminue puisque $i_1 + i_2 = I_s$. Dès que $i_1 = 0$, les diodes D_4 et $D'1$ se bloquent, la commutation est terminée. Au cours de ce transfert de courant de la phase 1 vers la phase 2, le condensateur chimique C s'est chargé. Sa décharge est assurée par le demi-pont à transistors associé à un transformateur de courant, l'énergie de commutation étant ainsi réinjectée vers la source.

Dans les deux exemples, le mécanisme de commutation met en évidence la mise en série d'un condensateur avec la phase dans laquelle il faut couper le courant, cet aiguillage étant assuré par des diodes. Sur cette phase formée par le condensateur en série avec l'inductance du récepteur de courant vient s'appliquer une tension continue : en effet, la durée des commutations étant assez brève, la f.e.m. aux bornes du moteur asynchrone peut être considérée comme constante. Un circuit résonant étant ainsi formé, il en résulte un courant oscillant dans la phase où l'on veut couper le courant ; l'interrupteur jusque là passant cesse de conduire dès que ce courant s'annule.

Cette mise en série d'un condensateur avec une des phases du récepteur ne le transforme pas pour autant en récepteur de tension. Cette mise en série ne peut être qu'éphémère : elle permet simplement de ralentir le transfert du courant d'une phase à l'autre en créant au moment des commutations une résonance locale.

1.1.3. A la sortie du convertisseur

Dans ce cas, c'est la nature même du récepteur qui est modifiée, puisque le récepteur de courant devient un récepteur de tension (figure 13).

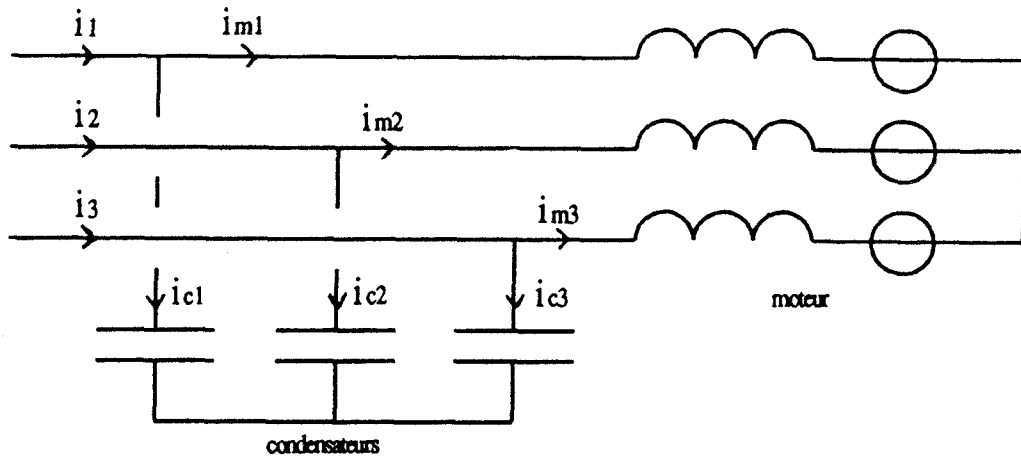


Figure 13

Un tel récepteur peut en effet supporter des discontinuités de courant. En revanche, les phases ne devront jamais être court-circuitées.

La nature même du récepteur se trouve donc complètement modifiée. La structure complète représentée figure 14 devient une association source de courant-convertisseur-récepteur de tension .

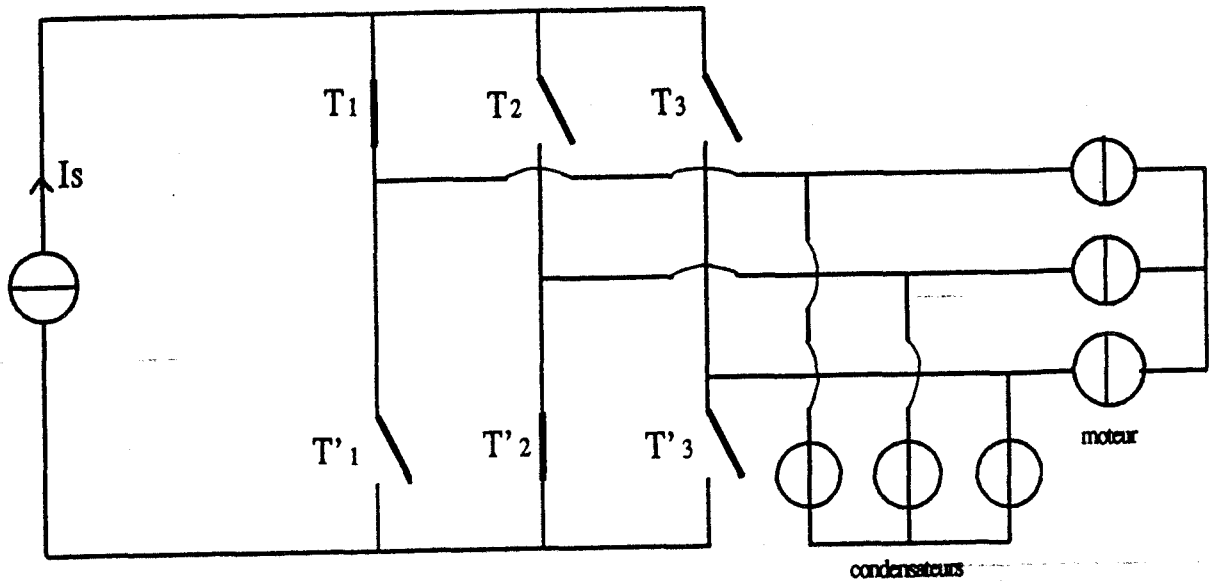


Figure 14

La compatibilité des sources étant ainsi respectée, les condensateurs peuvent rester connectés de cette façon pendant toutes les étapes du fonctionnement.

Dès lors, à condition de disposer d'interrupteurs entièrement commandables, une commande à M.L.I. est tout à fait envisageable. Il est important de remarquer que les pulses de courant sont envoyées sur le récepteur formé par des condensateurs en parallèle sur un moteur et non pas sur un moteur seul. Ces condensateurs supporteront les variations rapides du courant et seront à même d'absorber les harmoniques de courant de rang élevé.

1.2. CONCLUSION

Il est donc raisonnable d'espérer obtenir une alimentation de courants quasi-sinusoïdaux pour le moteur. Il en résultera une tension quasi-sinusoïdale. Nous nous intéresserons dans un premier temps à la topologie du convertisseur seul et aux lois de commande qu'elle impose.

Dans un deuxième temps, nous étudierons l'association convertisseur-machine. Cette étude sur l'analyse harmonique des courants et tensions aux bornes du moteur portera sur les fondamentaux de ceux-ci, puis sur leurs harmoniques.

2. ETUDE DU CONVERTISSEUR

Le convertisseur étudié est représenté figure 15.

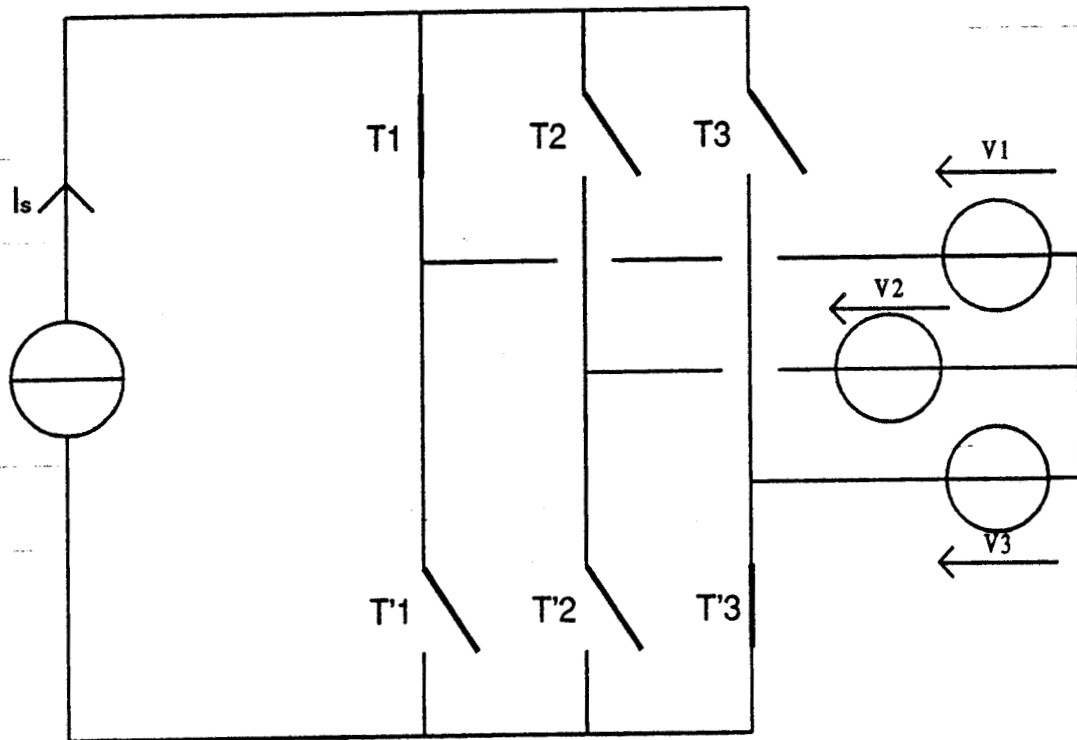


Figure 15

2.1. HYPOTHESES

Dans l'étude théorique qui va suivre, nous supposerons :

- que les sources sont parfaites, c'est-à-dire que le courant débité par la source est constant, que les tensions aux bornes du récepteur sont sinusoïdales

- que les interrupteurs sont parfaits et leurs commutations instantanées. Le convertisseur sera utilisé pour piloter un moteur asynchrone. Pour contrôler ce moteur, il faut agir sur deux paramètres qui sont le module du courant et sa fréquence. Le module du courant sera contrôlé directement au niveau de la source de courant. On pourra par exemple obtenir cette source de courant d'amplitude variable en associant une inductance à un pont tout thyristors.

L'amplitude du courant débité par la source étant réglable, la commande de l'onduleur permettra seulement le réglage de la fréquence selon le synoptique représenté figure 16.

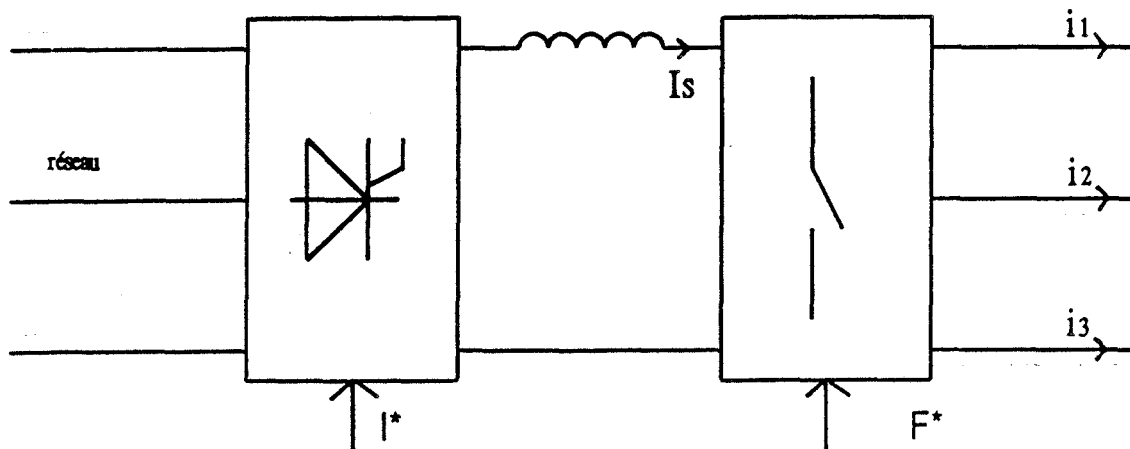


Figure 16

C'est dans un premier temps cet onduleur seul que nous allons étudier dans ces conditions théoriques : nous nous intéresserons à sa réversibilité, à sa commande, aux formes d'ondes qu'il génère en entrée et en sortie.

2.2. REVERSIBILITE

Le fait d'ajouter une commande à M.L.I. ne change rien au résultat que nous allons obtenir puisque c'est uniquement la valeur du fondamental du courant créé par le convertisseur qui intervient. Envisageons donc pour les interrupteurs une simple commande à 120°. La figure 17 précise les notations qui seront utilisées.

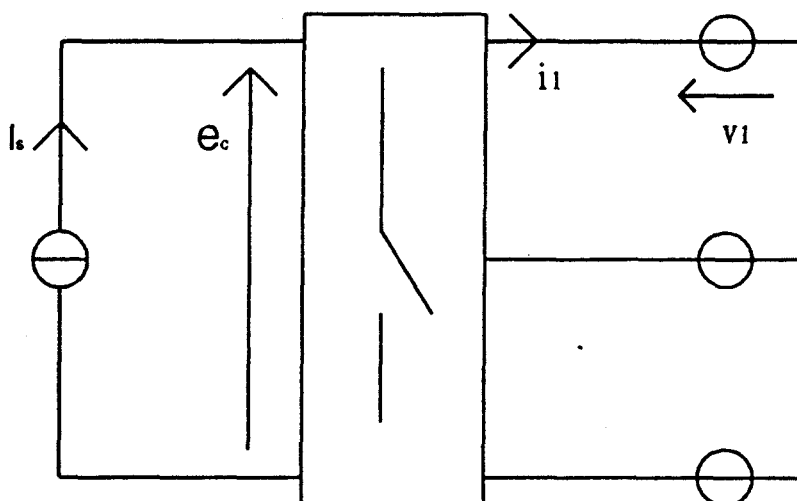


Figure 17

Soit α l'angle qui repère l'amorçage des interrupteurs par rapport à la commutation naturelle.

En faisant référence aux redresseurs tout thyristors, cet angle est souvent appelé angle de retard : le thyristor étant un composant uniquement commandé à la fermeture, sur ce type de redresseur, l'onde de courant dans une phase de la source de tension alternative est nécessairement en retard sur la tension correspondante.

Ici, les interrupteurs sont commandés à l'ouverture et à la fermeture : l'angle α pourra donc être ou positif (commande à l'amorçage) ou négatif (commande au blocage).

Soit e_c la tension continue apparaissant aux bornes de la source de courant ; notons E_c la valeur moyenne de e_c . Il est clair que :

$$E_c = E_o \cos \alpha$$

avec :

$$E_o = \frac{3}{\pi} V \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{3}$$

(tension obtenue si les interrupteurs sont des diodes)

La figure 18.a., respectivement 18.b., représente l'évolution de la tension e_c en fonction du temps, lorsque α est positif, respectivement négatif.

La figure 19.a., respectivement 19.b., représente l'évolution de la tension simple et du courant en ligne de la phase n°1 de la source alternative en fonction du temps, lorsque α est positif, respectivement lorsque α est négatif.

Supposons constants le module de la tension sinusoïdale de la source alternative et le courant I_S de la source continue.

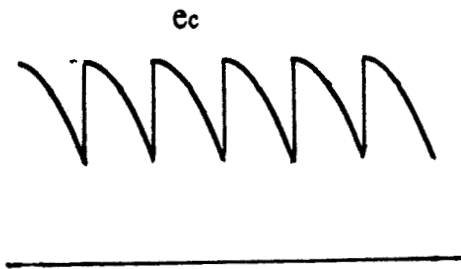


Figure 18.a.

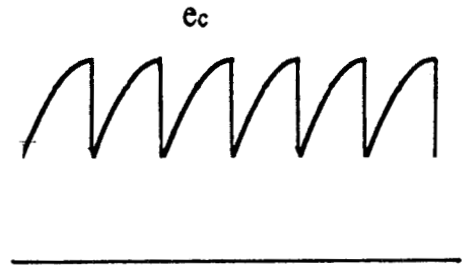


Figure 18.b.

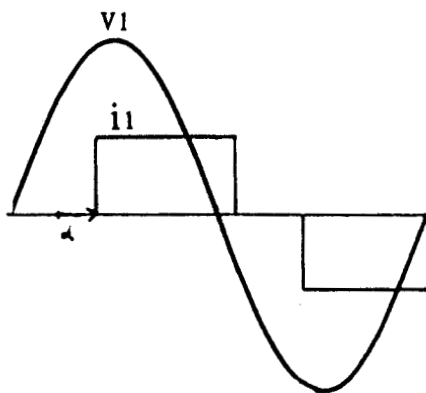


Figure 19.a.

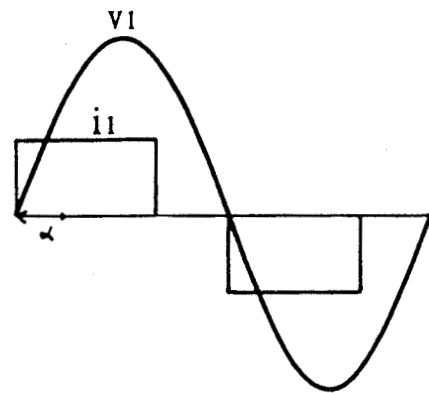


Figure 19.b.

Désignons par :

V_1 , la valeur efficace des tensions simples de la source de tension alternative

i_L , la valeur efficace des courants en ligne

I_1 , la valeur efficace de leur fondamental

ϕ , le déphasage arrière du fondamental du courant d'une phase par rapport à la tension simple correspondante.

Les puissances apparente et active absorbées par le récepteur ont pour expression :

$$S = 3 V_1 I_L$$

$$P = 3 V_1 I_1 \cos \phi$$

avec :

$$S = \sqrt{S_1^2 + D^2}$$

où

$S_1 = 3 V_1 I_1$ correspond à la puissance apparente du fondamental

et

D , puissance déformante, traduit l'effet des harmoniques sur la puissance apparente.

A valeur donnée du courant I_S , les valeurs de I_L et I_1 , donc de S , S_1 et D , sont indépendantes de α . Pour observer les variations de puissance active et réactive, écrivons :

$$S_1 = \sqrt{P^2 + Q_1^2}$$

où

$P = 3 V_1 I_1 \cos \phi$ est la puissance active

$Q_1 = 3 V_1 I_1 \sin \phi$ est la puissance réactive due au fondamental.

La puissance active, côté continu, s'écrit :

$$P = E_c I_S$$

En négligeant les pertes, la comparaison des deux expressions de la puissance active :

$$P = S_1 \cos \phi = E_c I_S \cos \alpha$$

montre que les angles ϕ et α sont égaux, et donc que :

$$Q_1 = S_1 \sin \phi = S_1 \sin \alpha$$

Représentons S_1 en fonction de α sur un diagramme (P, Q_1) :

- puisque :

$$S_1 = \sqrt{P^2 + Q_1^2}$$

est constant, l'extrémité du vecteur dont les projections sur les axes donnent P et Q_1 , se situe sur un cercle de rayon S_1

- les interrupteurs étant commandés à l'ouverture et à la fermeture, l'angle α peut varier de $-\pi$ à π .

L'extrémité du vecteur représentant S_1 décrit donc un cercle entier de rayon S_1 , comme le décrit la figure 20.

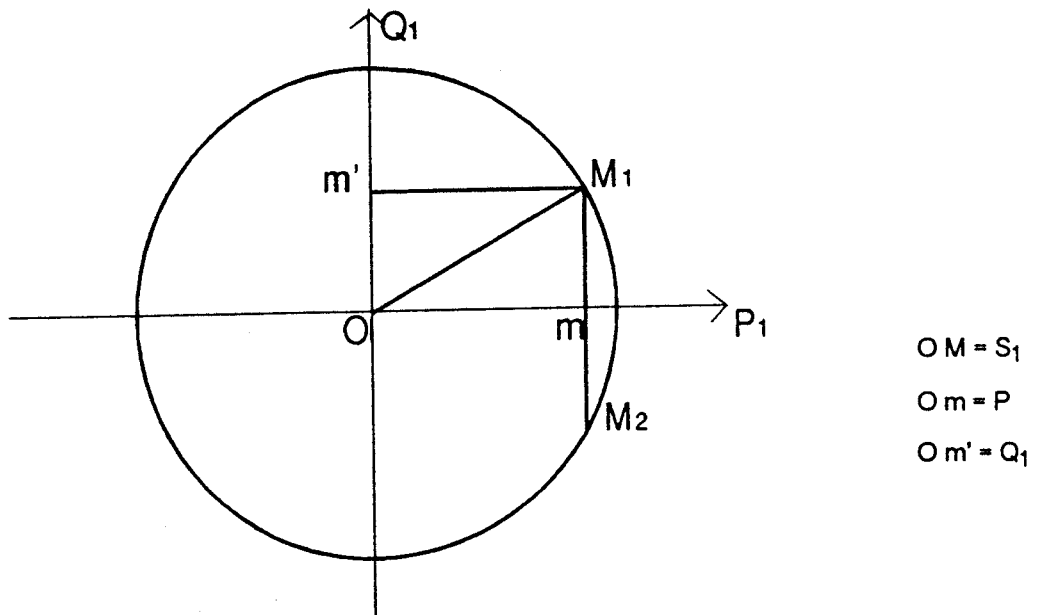


Figure 20

Ainsi, à puissance donnée, le convertisseur peut absorber ou fournir de l'énergie réactive. Sur la figure 20, M_1 correspond à un point de fonctionnement où la source alternative absorbe de la puissance active et de la puissance réactive. M_2 correspond à un point de fonctionnement où la source alternative absorbe de la puissance active et crée de la puissance réactive.

Qu'il s'agisse de puissance active ou de puissance réactive, ce convertisseur est complètement réversible.

2.3. STRATEGIE DE COMMANDE

Cette question peut être traitée dans le cas tout à fait général d'un onduleur de courant constitué d'un pont à six interrupteurs, alimentant un récepteur de tension. Les notations et les conventions sur le signe des courants utilisés dans cette partie sont représentées sur la figure 21, les indices 1, 2, 3 désignant les trois phases, les indices P et N indiquent à quelle borne de la source est directement relié l'interrupteur.

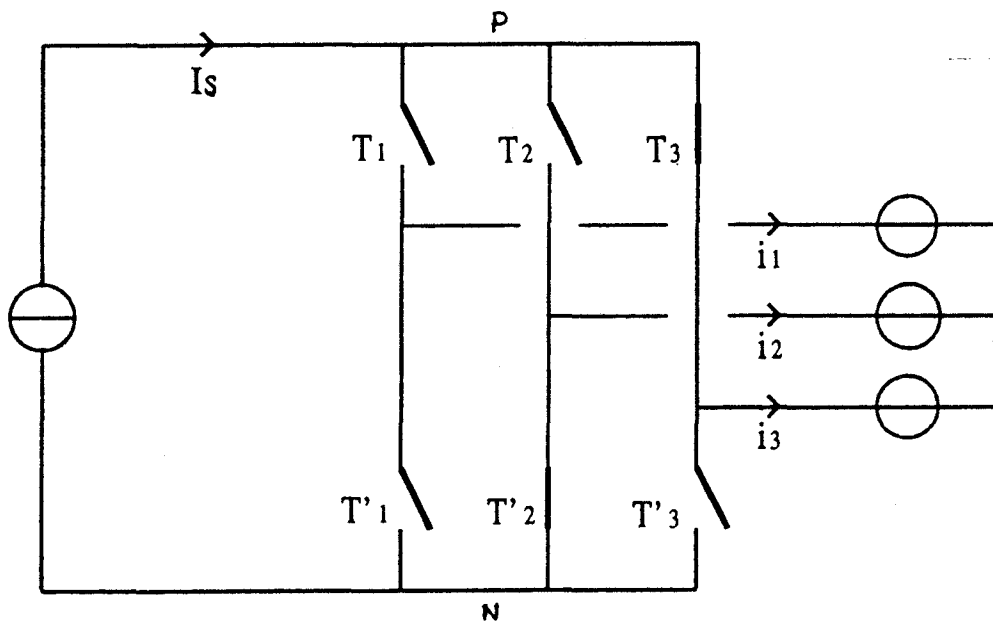


Figure 21

La topologie du circuit (figure 21) impose deux règles :

- 1) la source étant une source de courant, il faut respecter la continuité du courant I_s
- 2) le récepteur étant un récepteur de tension, il est impératif de ne pas en court-circuiter les phases.

Disposant de trois états possibles dans les phases réceptrices, I_S , $-I_S$ et 0, nous choisirons également d'observer une troisième règle dictée par le bon sens :

- 3) au cours d'une alternance positive du courant dans les phases, respectivement négative, les courants à l'entrée du récepteur sont des successions de pulses de courant positifs, respectivement négatifs, ou nuls.

La détermination de la stratégie de commande conduit à introduire une fonction f qui caractérise l'état d'un interrupteur i en fonction du temps de la manière suivante :

$f_i(t) = 1$ si l'interrupteur i est fermé

$f_i(t) = 0$ s'il est ouvert

L'origine des temps est telle que à $t = 0$, le fondamental du courant de la phase 1 devient positif. C'est une variable angulaire α qui sera utilisée, avec :

$$\alpha = \frac{t}{T} \times 2\pi$$

où T est la période des courants dans les phases réceptrices.

La règle (1) implique simplement que la source de courant doit débiter dans un circuit fermé ; le court-circuit de cette source est tout à fait possible. On peut donc envisager deux stratégies de commande, la première où l'on s'interdit le court-circuit de la source, cette contrainte supplémentaire sera désignée par règle (4), et la deuxième où les courts-circuits de la source sont autorisés.

2.3.1. Première stratégie : la source n'est jamais court-circuitée

Dans cette première stratégie de commande du convertisseur, aucun court-circuit de la source n'est introduit. Le courant I_S de la source traverse donc nécessairement au moins deux phases du récepteur ; les trois courants dans le récepteur ne pourront donc jamais être nuls simultanément.

Comment les règles (1), (2), (3), (4) précédentes se traduisent-elles ?

Règle (1) :

Le courant I_S doit circuler de façon continue, donc, à tout instant, T_1 ou T_2 ou T_3 , doit être passant, T_1 ou T_2 ou T_3 également, ce qui se traduit par les relations (1) et (2) :

$$f T_1(\alpha) + f T_2(\alpha) + f T_3(\alpha) \geq 1 \quad \forall \alpha \quad (1)$$

$$f T_1(\alpha) + f T_2(\alpha) + f T_3(\alpha) \geq 1 \quad \forall \alpha \quad (2)$$

Règle (2) :

Pour ne pas court-circuiter les phases du récepteur, deux interrupteurs reliés au même pôle de la source ne doivent pas être fermés simultanément. Par exemple, la fermeture simultanée de T_1 et de T_2 court-circuiterait les phases 1 et 2 du récepteur. Pour éviter ces courts-circuits entre phases, les fonctions de conduction doivent vérifier les relations (3) et (4) :

$$f T_1(\alpha) + f T_2(\alpha) + f T_3(\alpha) = 1 \quad \forall \alpha \quad (3)$$

$$f T_1(\alpha) + f T_2(\alpha) + f T_3(\alpha) = 1 \quad \forall \alpha \quad (4)$$

Cela signifie qu'à tout instant, un et un seul interrupteur relié au pôle P de la source doit être fermé, un et un seul interrupteur relié au pôle N de la source doit être fermé.

Chaque interrupteur conduit donc pendant $1/3$ de période ; en effet, soit αT la période de conduction d'un interrupteur, la quantité :

$$\int_0^T f T_1(t) dt + \int_0^T f T_2(t) dt + \int_0^T f T_3(t) dt$$

est égale à T compte-tenu de l'égalité (3). La durée de conduction étant identique pour tous les interrupteurs, cette quantité est aussi égale à $3 \alpha t$. On en déduit que $\alpha = 1/3$.

Règle (3) et (4) :

Intéressons nous à la création de l'alternance négative de i_1 et à l'état des interrupteurs T_1 et T_1 pendant cette demi-période.

La règle (3) précise que pendant cet intervalle de temps, i_1 est égal à 0 ou à $-I_S$. T_1 peut être, à priori, ouvert ou fermé :

- si T_1 est ouvert, T_1 ne peut être fermé sinon i_1 serait égal à $+I_S$, ce qui est contraire à la règle (3)

- si T_1 est fermé, T_1 ne peut être fermé sinon la source de courant serait court-circuitée ce qui est contraire à la règle (4).

L'interrupteur T_1 reste donc ouvert pendant la création de l'alternance négative de i_1 . Cela se traduit par la relation (5) :

$$f_{T_1}(\alpha) = 0, \forall \alpha \in [\pi; 2\pi] \quad (5)$$

A partir de ces différentes relations, il est possible d'établir deux propriétés :

*** Première propriété :**

Le courant à l'entrée d'une phase ne subit aucune modulation pendant une durée $\pi / 3$ au milieu d'une alternance.

En effet, les trois courants i_1, i_2, i_3 formant un système triphasé équilibré, les fonctions de conduction $f_{T_1}(\alpha), f_{T_2}(\alpha)$ et $f_{T_3}(\alpha)$ sont liées par les relations (6) et (7) :

$$f_{T_2}(\alpha) = f_{T_1}(\alpha - 2\pi/3) \quad (6)$$

et

$$f_{T_3}(\alpha) = f_{T_1}(\alpha - 4\pi/3) \quad \forall \alpha \quad (7)$$

En remplaçant dans la relation (1) :

$$f_{T_1}(\alpha) + f_{T_1}\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + f_{T_1}\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) = 1 \quad \forall \alpha \quad (8)$$

en tenant compte de (5) ; il reste :

$$f_{T_1}\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + f_{T_1}\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) = 1 \quad \forall \alpha \in [\pi; 2\pi] \quad (9)$$

Sur l'intervalle $(\pi, \pi + \pi/3]$, $\alpha - 4\pi/3$ est compris entre $-\pi/3$ et 0, et est donc négatif. $f_{T_1}(\alpha - 4\pi/3)$ est donc égal à 0 d'après la relation (5).

La relation (9) se simplifie et s'écrit :

$$f T_1 \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) = 1 \quad \forall \alpha \in \left[\pi; \pi + \frac{\pi}{3} \right]$$

c'est-à-dire :

$$f T_1 (\alpha) = 1 \quad \forall \alpha \in \left[\frac{\pi}{3}; 2\pi/3 \right] \quad (10)$$

La relation (10) énonce cette première propriété.

Pour l'illustrer, on peut représenter le système triphasé des fondamentaux des courants i_1, i_2, i_3 comme sur la figure 22.

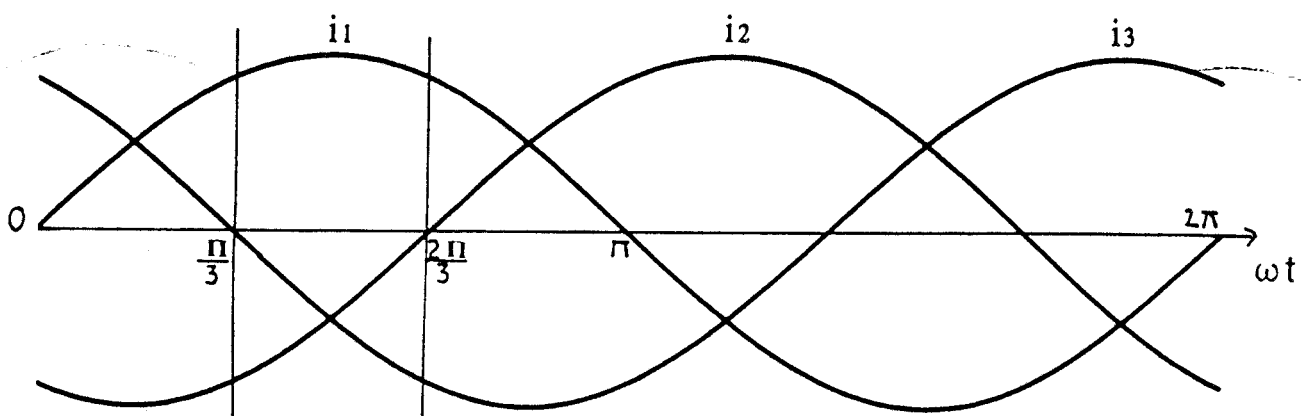


Figure 22

On remarque alors que dans l'intervalle $\left[\frac{\pi}{3}; 2\pi/3 \right]$, il faut générer :

- l'alternance positive de i_1
- les alternances négatives de i_2 et de i_3 .

i_1 étant le seul courant positif, un seul des trois interrupteurs T_1 , T_2 et T_3 devant être fermé, il ne peut s'agir que de l'interrupteur T_1 ; le courant i_1 reste alors égal à I_S .

*** Deuxième propriété**

Dans l'intervalle $[0 ; \pi / 3]$, le courant modulé présente une anti-symétrie autour de $\pi / 6$.

En effet,

$$f T_1(\alpha) + f T_2(\alpha) + f T_3(\alpha) = 1 \quad \forall \alpha \quad (1)$$

or :

$$\forall \alpha \in [0 ; \pi/3], f T_2(\alpha) = 0 \text{ (d'après la règle (3))}$$

La considération simultanée de ces deux relations conduit à la relation (11) :

$$f T_1(\alpha) + f T_3(\alpha) = 1, \quad \forall \alpha \in [0 ; \pi/3] \quad (11)$$

avec toujours :

$$f T_3(\alpha) = f T_1(\alpha - 4\pi/3) = f T_1(\alpha + 2\pi/3) \quad (7)$$

Une alternance devant être symétrique par rapport à son milieu,

$$f T_1(\pi/2 - \alpha) = f T_1(\pi/2 + \alpha)$$

En remplaçant dans la relation précédente, il vient :

$$f T_3(\alpha) = f T_1(\alpha + 2\pi/3) = f T_1(\alpha + \pi/2 + \pi/6) = f T_1(\pi/2 - \alpha - \pi/6)$$

soit :

$$f T_3(\alpha) = f T_1(\pi/3 - \alpha) \quad (12)$$

En reportant la relation (12) dans la relation (11), il vient la relation (13) :

$$f T_1(\alpha) + f T_1(\pi/3 - \alpha) = 1, \forall \alpha \in [0; \pi/3] \quad (13)$$

qui peut encore s'écrire :

$$\forall \alpha \in [0; \pi/6], f T_1(\pi/6 - \alpha) + f T_1(\pi/6 + \alpha) = 1 \quad (14)$$

La relation (14) énonce cette deuxième propriété. Elle signifie que si l'interrupteur T_1 est fermé dans l'intervalle $[\alpha_1; \alpha_2]$, il est ouvert dans l'intervalle $[\pi/3 - \alpha_2; \pi/3 - \alpha_1]$.

Comme précédemment, on peut illustrer cette propriété sur le système triphasé des fondamentaux des courants, figure 23.

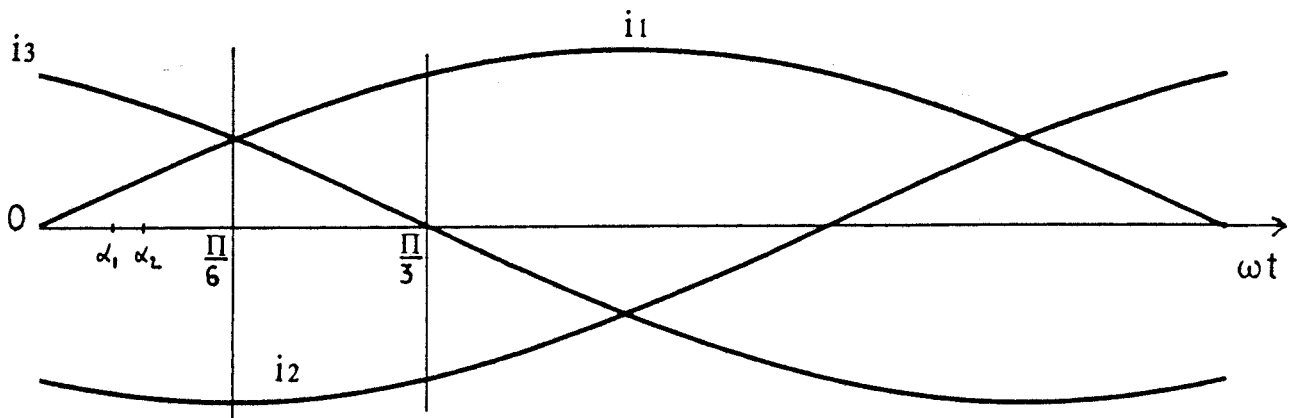


Figure 23

Dans l'intervalle $[0, \pi/3]$, il faut générer :

- l'alternance négative de i_2
- les alternances positives de i_1 et de i_3 .

D'après la première propriété, il est clair que T_2 reste ouvert et que l'un ou l'autre des interrupteurs T_3 et T_1 est fermé.

A un décalage d'un tiers de période près, les courants i_1 et i_3 sont identiques. Supposons, par exemple, que T_1 est fermé dans l'intervalle $[\alpha_1 ; \alpha_2]$; cela implique que T_3 est fermé dans l'intervalle $[\pi/3 - \alpha_2 ; \pi/3 - \alpha_1]$ puisque les alternances de courant sont symétriques par rapport à leur milieu. T_1 est donc ouvert durant ce même intervalle $[\pi/3 - \alpha_2 ; \pi/3 - \alpha_1]$ pour ne pas créer de court-circuit sur les phases du récepteur.

La figure 24 donne deux exemples de découpage vérifiant ces deux propriétés.

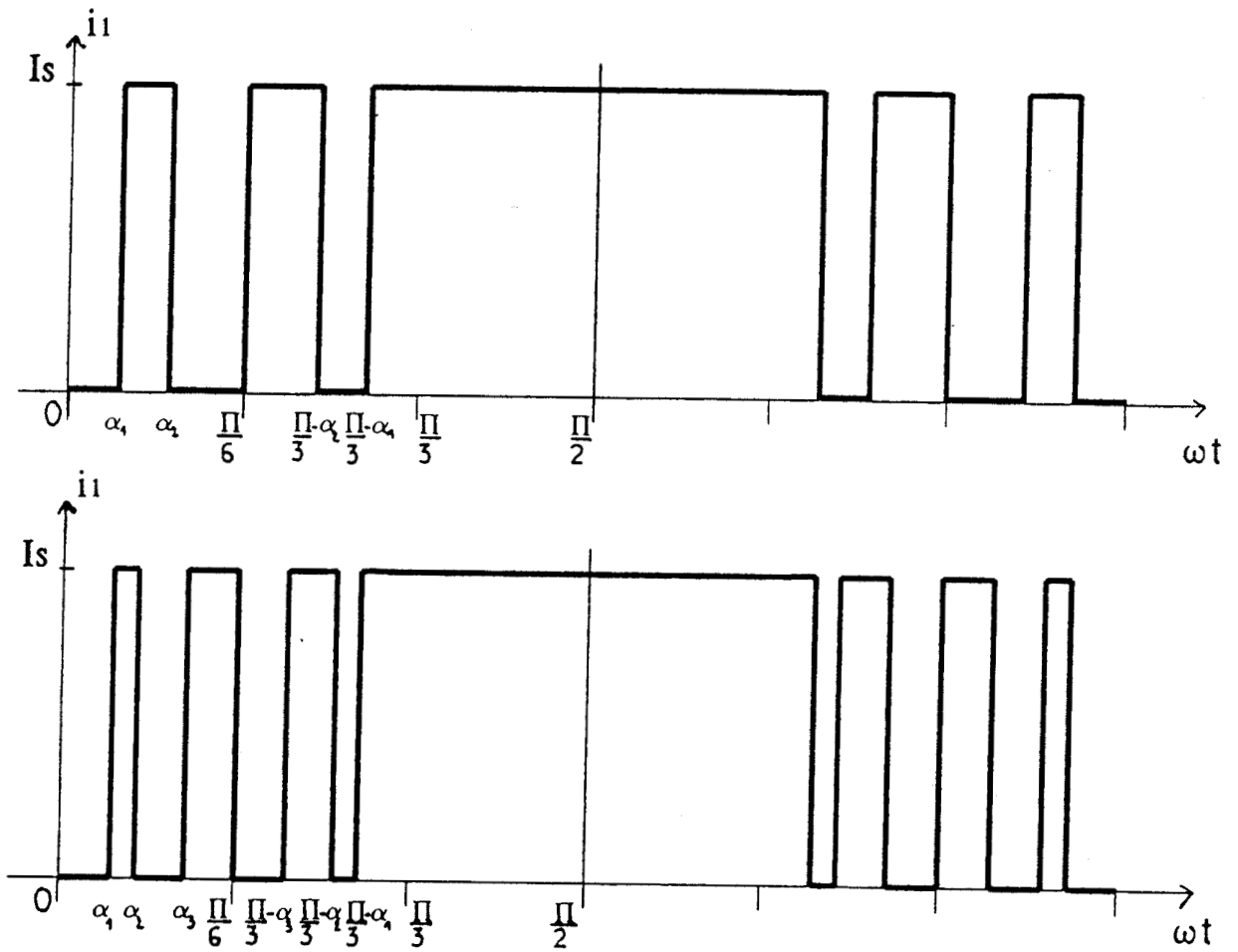


Figure 24

2.3.2. Deuxième stratégie : la source peut être court-circuitée

Dans cette deuxième stratégie, le court-circuit de la source de courant est autorisé. Trois règles, que nous rappelons ici, doivent être respectées :

- (1) Il faut assurer la continuité du courant I_S
- (2) Il ne faut pas créer de court-circuit entre les phases du récepteur
- (3) Une alternance positive, respectivement négative, est créée à l'aide de pulses de courants positifs, respectivement négatifs, ou nuls.

En supprimant la règle (4), la possibilité de court-circuiter la source de courant offre un degré de liberté supplémentaire. Si la source de courant est court-circuitée, le récepteur se trouve privé de ce courant : l'obtention de trois courants simultanément nuls dans le récepteur est donc désormais possible.

Dans ce cas, quelle peut être l'allure du courant à la sortie du convertisseur ?

Considérons une onde de courant i_1 définie arbitrairement entre $\pi/6$ et $\pi/3$ par les r angles $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_r$ de la façon suivante :

$$i_1(\alpha) = I_S \text{ pour } \alpha \in [\pi/3 - \alpha_1; \pi/3]$$

$$i_1(\alpha) = 0 \text{ pour } \alpha \in [\pi/3 - \alpha_2; \pi/3 - \alpha_1]$$

.

.

$$i_1(\alpha) = 0 \text{ pour } \alpha \in [\pi/6; \pi/3 - \alpha_r] \quad \text{si } r \text{ est impair}$$

$$i_1(\alpha) = I_S \text{ pour } \alpha \in [\pi/6; \pi/3 - \alpha_r] \quad \text{si } r \text{ est pair}$$

La figure 25 montre l'allure d'un courant défini arbitrairement entre $\pi/6$ et $\pi/3$ par r angles, où r est un nombre impair.

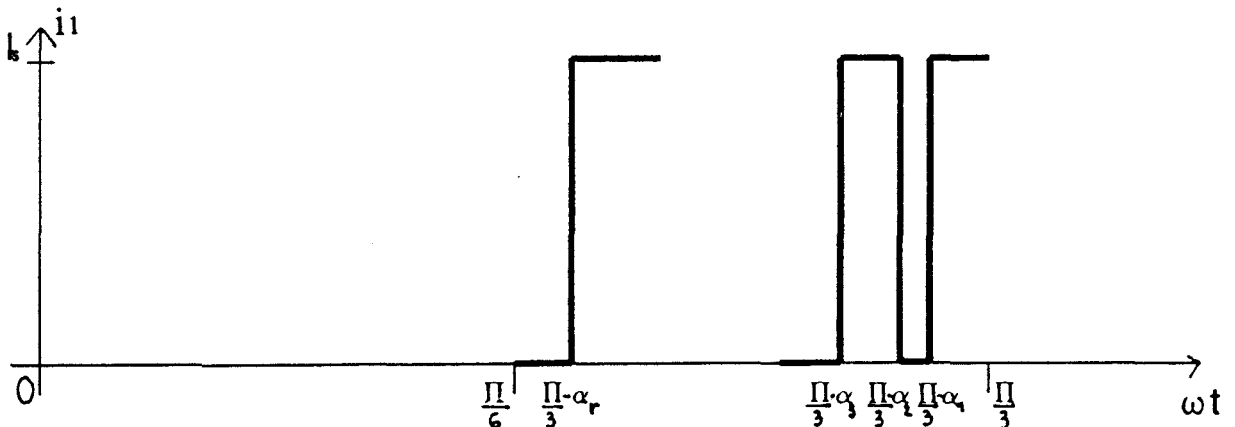


Figure 25

Le courant i_1 dans la phase 1 étant défini de cette façon entre $\pi/6$ et $\pi/3$. Comment peut-on le définir sur les intervalles $[0; \pi/6]$ et $[\pi/3; \pi/2]$?

Soit α un angle appartenant à l'intervalle $[\alpha_{p-1}; \alpha_p]$ avec p compris entre 1 et r ; l'angle $\pi/3 - \alpha$ appartient alors à l'intervalle $[\pi/3 - \alpha_p; \pi/3 - \alpha_{p-1}]$

Le courant i_1 étant défini entre $\pi/6$ et $\pi/3$, sa valeur dans l'intervalle $[\pi/3 - \alpha_p; \pi/3 - \alpha_{p-1}]$ est connue, elle est soit égale à I_S , soit égale à 0.

a) Si $i_1(\pi/3 - \alpha) = I_S$, cela signifie que l'interrupteur T_1 est fermé donc que $f_{T_1}(\pi/3 - \alpha) = 1$. Les fonctions de conduction des interrupteurs étant identiques au déphasage $2\pi/3$ ou $4\pi/3$ près, comme le montre la figure 26, si $f_{T_1}(\pi/6 - \alpha) = 1$ alors $f_{T_3}(\alpha) = 1$.

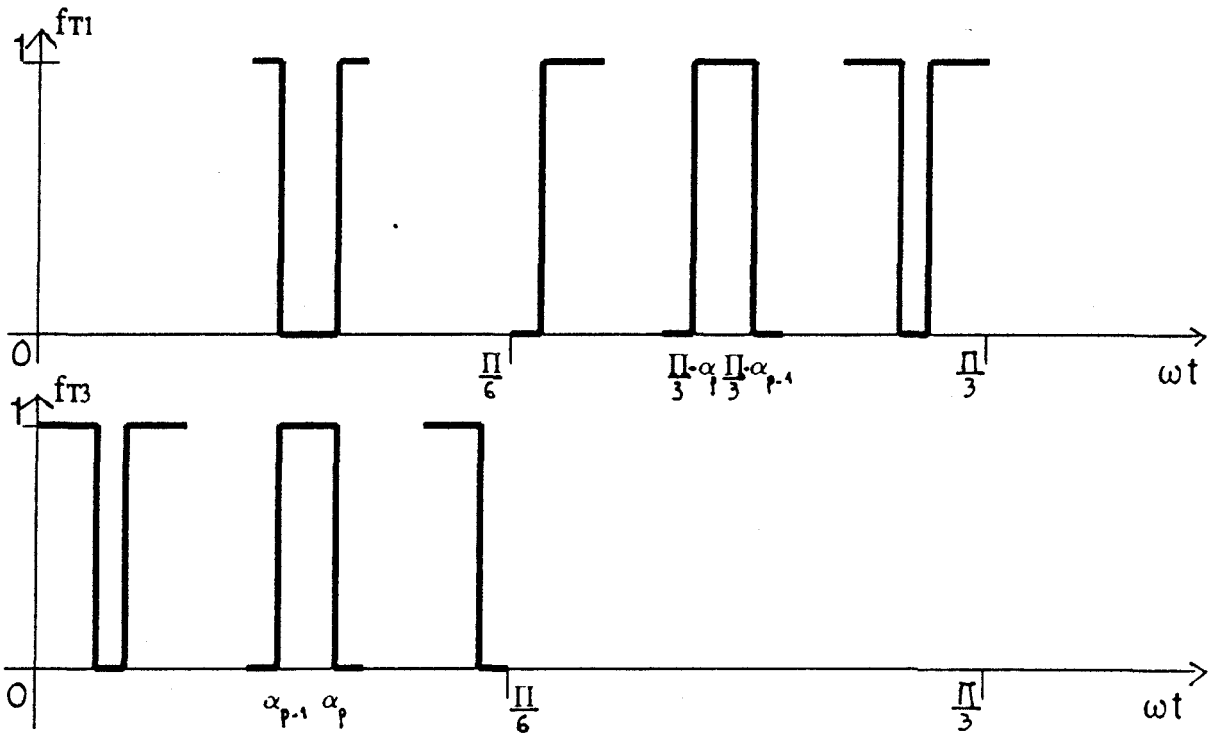


Figure 26

L'interrupteur T_3 est donc fermé dans l'intervalle $[\alpha_{p-1}; \alpha_p]$; l'interrupteur T_1 est donc obligatoirement ouvert dans l'intervalle $[\alpha_{p-1}; \alpha_p]$ afin d'éviter de court-circuiter les phases 1 et 2.

b) Si $i_1(\pi/3 - \alpha) = 0$ pour $\alpha \in [\pi/3 - \alpha_p; \pi/3 - \alpha_p - 1]$, deux cas peuvent se présenter en ce qui concerne l'interrupteur T_1 . Il peut être fermé ou ouvert.

* T_1 est fermé et le courant dans la phase 1 est nul : l'interrupteur T_1 est donc également fermé, la source est court-circuitée ; cette configuration est représentée figure 27.

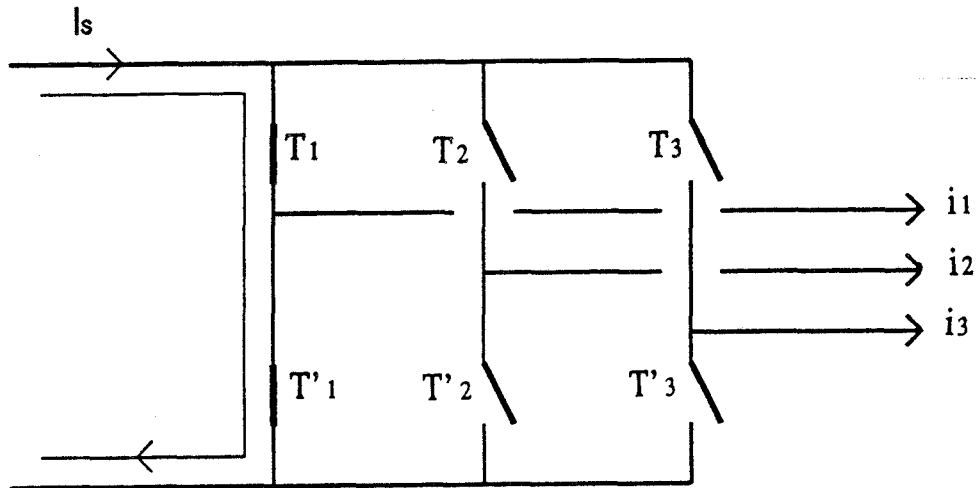


Figure 27

La source privant les trois phases de courant, les trois courants i_1, i_2, i_3 sont nuls simultanément : $i_3(\pi/3 - \alpha) = i_2(\pi/3 - \alpha) = 0$ pour $\alpha \in [\pi/3 - \alpha_p; \pi/3 - \alpha_p - 1]$. (i_1, i_2, i_3) formant un système triphasé équilibré de courants, ces deux relations peuvent encore s'écrire :

$$i_1(\alpha) = 0 \text{ pour } \alpha \in [\alpha_p - 1; \alpha_p]$$

et

$$i_1(\alpha) = 0 \text{ pour } \alpha \in [\pi/6 + \alpha_p - 1; \pi/6 + \alpha_p]$$

Ce cas est représenté sur la figure 28.

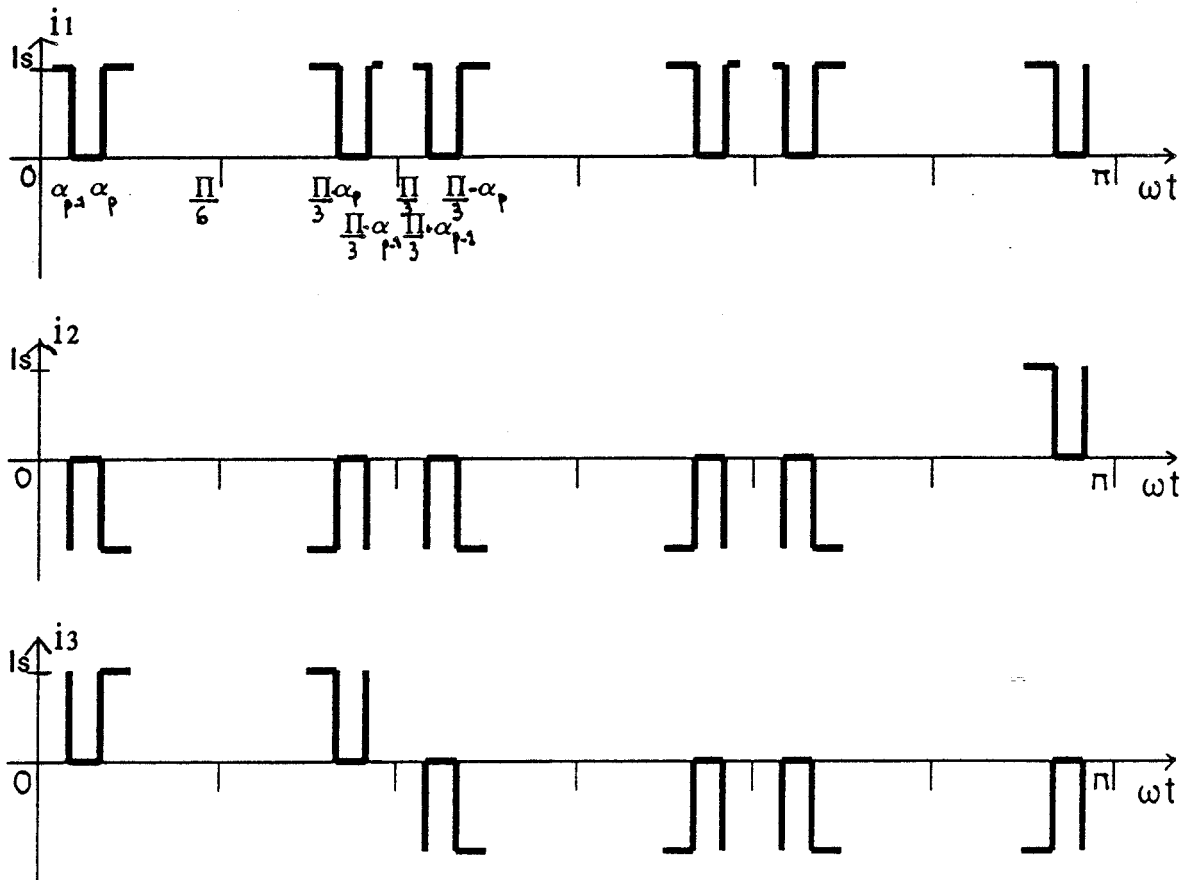


Figure 28

* Si T_1 est ouvert, c'est l'interrupteur T_3 qui est fermé et assure la continuité du courant de la source I_s (figure 29).

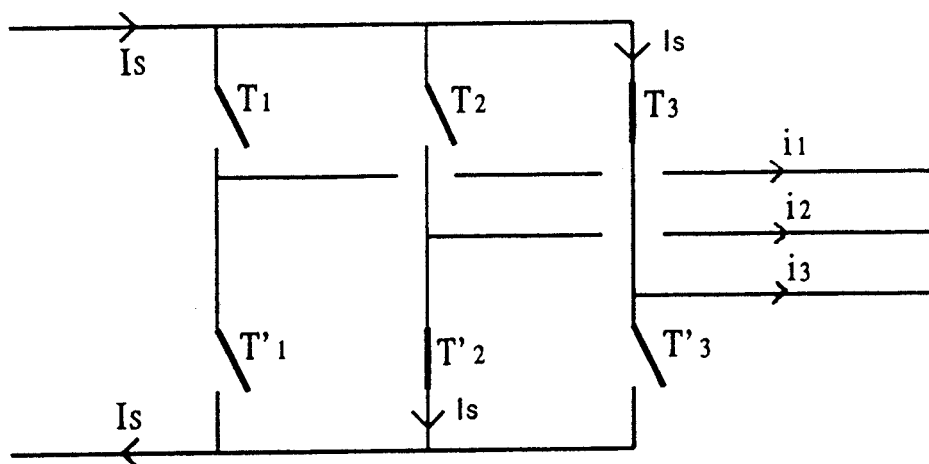


Figure 29

On a alors :

$$i_3(\pi/3 - \alpha) = I_S$$

et

$$i_2(\pi/3 - \alpha) = -I_S$$

(i_1, i_2, i_3) formant un système triphasé équilibré de courants, ces deux relations peuvent encore s'écrire :

$$i_1(\alpha) = I_S$$

et

$$i_1(\pi/3 + \alpha) = I_S$$

pour

$$\alpha \in [\alpha_p - 1; \alpha_p]$$

Dans ce cas, la source n'est pas court-circuitée, et l'anti-symétrie autour de $\pi/6$ est respectée.

Pour illustrer les résultats qui viennent d'être établis, il est intéressant de représenter le système triphasé de courants sinusoïdaux que l'on souhaite approximer par découpage M.L.I..

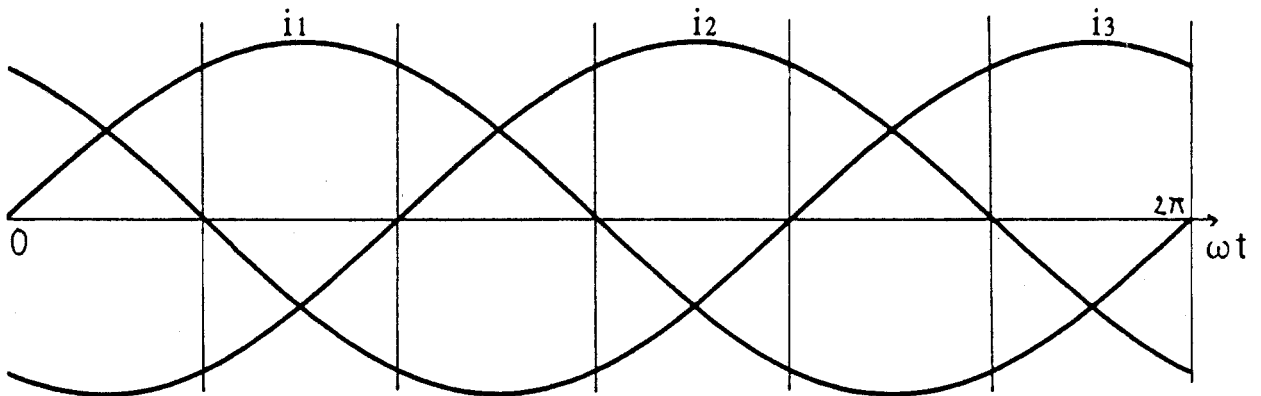


Figure 30

La représentation de ce système sur 60° est suffisante à cause de l'identité des formes d'onde des courants dans les 3 phases au décalage de $1/3$ et $2/3$ de période près ainsi que celle des alternances positive et négative au signe près.

La figure 30 montre que ayant choisi le motif découpage du courant dans la phase 1 pendant l'intervalle $[\pi/6, \pi/3]$ ce choix implique le motif M.L.I. du courant dans la phase 3 pendant l'intervalle $[0, \pi/6]$.

Quand le courant i_3 prend la valeur I_S , i_1 ne peut être que nul. Quand le courant i_3 prend la valeur 0, il est possible de faire des courts-circuits de source et dans ce cas i_1 prend la valeur 0. Si l'on ne court-circuite pas la source, i_1 prend la valeur I_S car dans cet intervalle on génère l'alternance négative de i_2 .

La figure 31 montre un exemple de forme d'onde des courants dans les phases. Les angles $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_r$ correspondent à des instants où il est possible de court-circuiter la source, puisque le courant i_3 est nul.

La figure 31 donne un exemple de découpage où figurent le courant dans une phase et les fonctions de conduction des deux interrupteurs qui lui sont connectés, dans le cas où r est égal à 4. On voit ici que la source est court-circuitée pendant les intervalles $[\alpha_1, \beta_1], [\beta_2, \alpha_2], [\alpha_3, \beta_3], [\beta_4, \alpha_4]$.

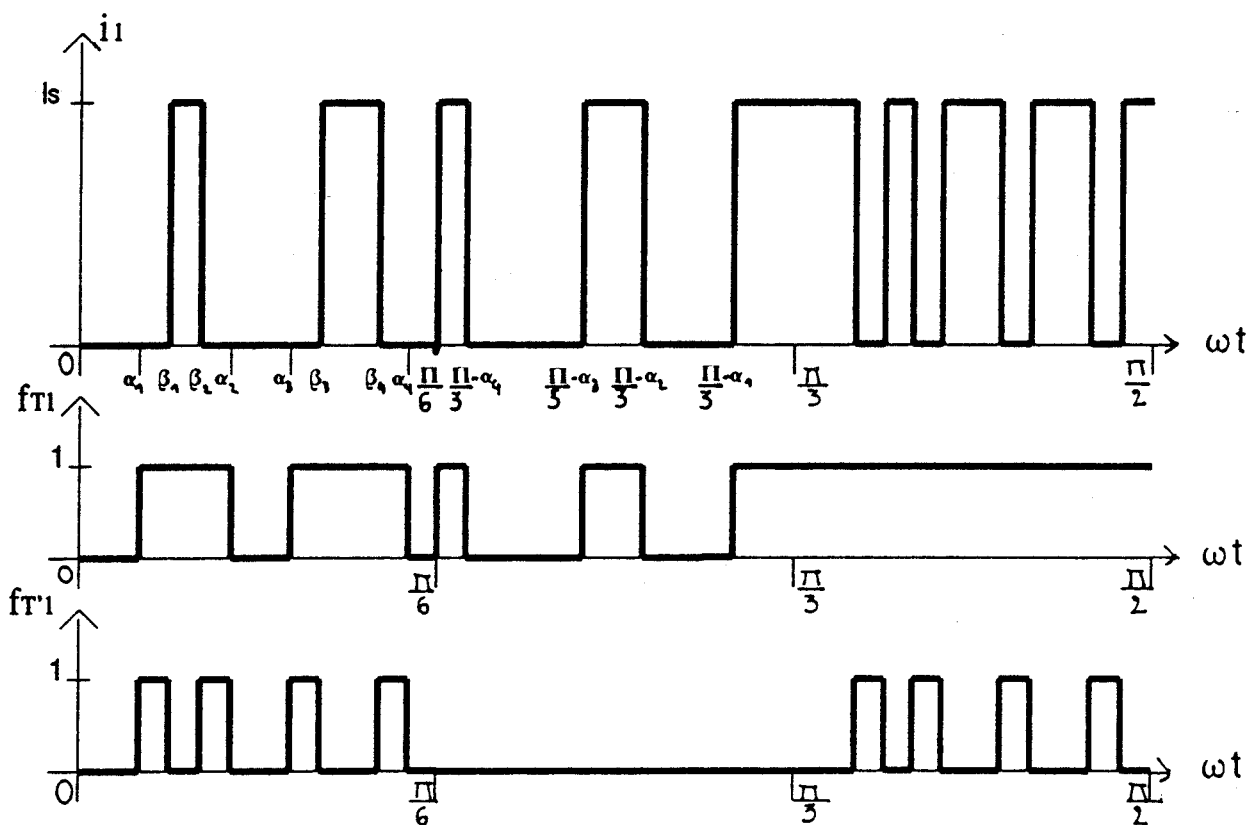


Figure 31

Conclusion :

Ce convertisseur est étudié pour fonctionner en modulation de largeur d'impulsions. La M.L.I. est généralement utilisée pour effectuer du réglage tout en atténuant ou en supprimant certains harmoniques contenus dans l'onde obtenue en particulier ceux dont la fréquence peut être gênante (taille des filtres, pollution E.M.I., bruit sonore...). Les paramètres dont nous disposons sont les angles du découpage qui restent à calculer en fonction de critères à déterminer.

Dans le cas d'une alimentation en tension, la seule condition est de ne pas court-circuiter la source d'alimentation. Chaque phase peut ainsi être connectée ou non à la source de manière totalement indépendante. Chaque angle de découpage constitue donc un degré de liberté.

Dans le cas d'une alimentation en courant débitant sur un récepteur de tension, deux phases ne peuvent pas être connectées simultanément sur la source. Le découpage du courant dans une phase ne peut s'obtenir indépendamment des deux autres. Ainsi, si l'on n'autorise aucun court-circuit sur la source, les formes d'onde du courant obtenu doivent vérifier certaines symétries, de sorte qu'en fait, si un découpage nécessite n commutations entre 0 et 90° , seuls $(n - 1) / 2$ angles sont indépendants.

A fréquence de commutation donnée, un onduleur de courant n'offre donc que la moitié des possibilités offertes par un onduleur de tension en ce qui concerne la réduction d'harmoniques.

L'introduction de court-circuit de la source de courant n'apporte pas beaucoup de paramètres indépendants. Seule la comparaison des harmoniques engendrés dans un cas comme dans l'autre permettra de conclure sur l'utilité de créer des courts-circuits sur la source.

2.4. ETUDE DES COURANTS

Les courants dans les phases du récepteur sont des fonctions périodiques du temps de période T . Ils peuvent donc être décomposés en série de Fourier. De façon générale, le courant dans la phase 1 par exemple, peut s'écrire :

$$i_1(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} I'_k \cos k\omega t$$

avec

$$I_K = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_1(\theta) \sin k\theta \, d\theta$$

et

$$I'_K = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_1(\theta) \cos k\theta \, d\theta$$

et

$$\theta = \omega t = \frac{2\pi t}{T}$$

2.4.1. Première stratégie

La figure 32 rappelle un exemple de forme d'onde du courant dans une phase du récepteur de tension ; la représentation est donnée pour sept changements d'état par demi-alternance.

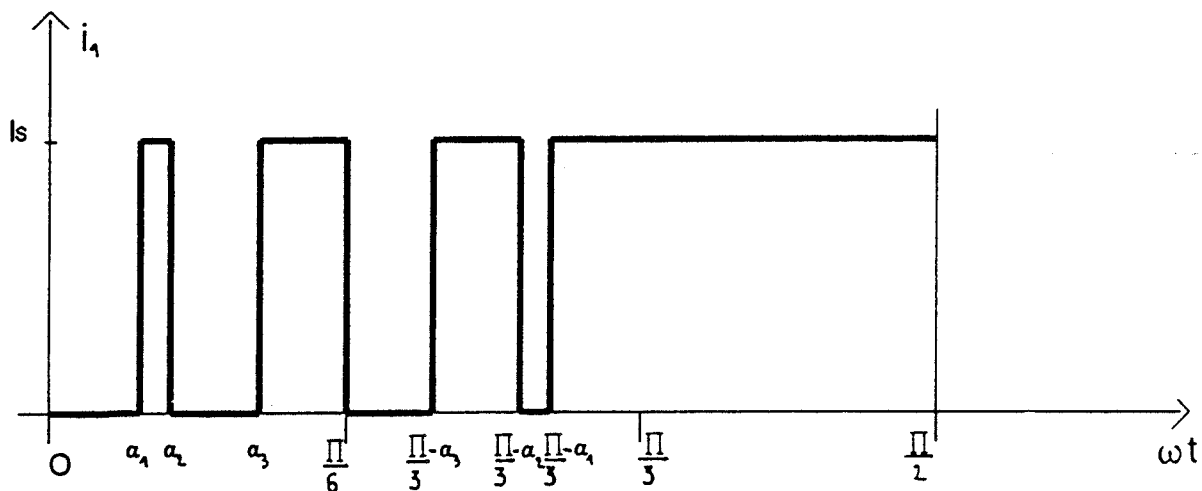


Figure 32

Dans le cas général, s'il y a n commutations par demi-alternance, ces commutations ont lieu entre 0 et $\pi/3$ puisque le courant n'est pas modulé entre $\pi/3$ et $\pi/2$.

De plus, compte-tenu des symétries, plus précisément, de l'anti-symétrie autour de $\pi/6$, il y a autant de commutations entre 0 et $\pi/6$ qu'entre $\pi/6$ et $\pi/3$, et une commutation à $\pi/6$.

Par conséquent, n est toujours impair ; posons $r = (n - 1)/2$, il y a r commutations entre 0 et $\pi/6$; $\alpha_{(n+1)/2} = \alpha_{r+1} = \pi/6$

a) Calcul des harmoniques

Pour calculer les harmoniques de courant, il faut remarquer que :

* la fonction $i(\theta)$ est impaire, son développement en série de Fourier ne comporte donc pas de terme en cosinus, on a donc : $I_k = 0$

* l'alternance positive du courant étant identique, au signe près, à l'alternance négative, le développement en série de Fourier ne comporte pas d'harmonique pair.

Il suffit de calculer I_k pour $k = 2p + 1$ avec $p \in \mathbb{N}$. On obtient :

$$I_k = I_{2p+1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_1(\theta) \sin(2p + 1)\theta \, d\theta$$

soit :

$$I_k = \frac{4}{\pi} I_S \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\alpha_n}^{\frac{\pi}{3}} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \sin k\theta \, d\theta \right]$$

$$I_k = \frac{4}{k\pi} I_S \left[\cos k\alpha_1 - \cos k\alpha_2 + \cos k\alpha_3 - \dots + (-1)^{p+1} \cos k\alpha_p + \dots + (-1)^{n+1} \cos k\alpha_n \right]$$

Avec les relations déduites de l'anti-symétrie autour de $\pi/6$:

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{3} - \alpha_n$$

$$\alpha_2 = \frac{\pi}{3} - \alpha_{n-1}$$

.

.

$$\alpha_r = \frac{\pi}{3} - \alpha_{r+2}$$

$$\alpha_{r+1} = \frac{\pi}{6}$$

Les différents termes peuvent être regroupés de la façon suivante :

$$I_k = \frac{4}{k\pi} I_S \left[\left(\cos k\alpha_1 + (-1)^{n+1} \cos k\alpha_n \right) + \left((-1)^3 \cos k\alpha_2 + (-1)^n \cos k\alpha_{n-1} \right) + \dots \right. \\ \left. + \left((-1)^{r+1} \cos k\alpha_r + (-1)^{r+3} \cos k\alpha_{r+2} \right) + (-1)^{r+2} \cos k\frac{\pi}{6} \right]$$

Le terme général Y_p s'écrit :

$$(-1)^{p+1} \cos k \alpha_p + (-1)^{n-p} \cos k \alpha_{n-p}$$

or :

$$(-1)^{p+1} = (-1)^{n-p}$$

puisque n est impair.

$$Y_p = (-1)^{p+1} [\cos k \alpha_p + \cos k \alpha_{n-p}] = (-1)^{p+1} \left[\cos k \alpha_p + \cos k \left(\frac{\pi}{3} - \alpha_p \right) \right]$$

$$Y_p = (-1)^{p+1} \left[\cos \left(k \left(\alpha_p - \frac{\pi}{6} \right) + k \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(k \left(\alpha_p - \frac{\pi}{6} \right) - k \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

$$Y_p = (-1)^{p+1} \left[2 \cos \frac{k \pi}{6} \cos k \left(\alpha_p - \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

D'où :

$$I_k = \frac{4 I_s}{k \pi} \left[(-1)^r \cos \frac{k \pi}{6} + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos \frac{k \pi}{6} \cos \left(k \left(\alpha_p - \frac{\pi}{6} \right) \right) \right]$$

La somme des courants dans les phases étant nulle, on ne doit pas trouver d'harmonique 3 et multiple de 3 dans les courants de phase. On vérifie bien que si k est un multiple de 3, $\cos k \pi / 6 = 0$; les seuls harmoniques restants sont de rang $k = 6 m \pm 1$ ($m \in \mathbb{N}^*$) ($k = 1, 5, 7, 11, 13, \dots$).

$$I_k = \frac{4 I_s}{k \pi} \cos \frac{k \pi}{6} \left[(-1)^r + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos \left(k \left(\alpha_p - \frac{\pi}{6} \right) \right) \right]$$

$$r = \frac{n-1}{2}, \text{ n étant le nombre de commutations entre } 0 \text{ et } \frac{\pi}{3}$$

$$k = 6 m \pm 1 \quad m \in \mathbb{N}^*$$

b) Calcul de la valeur efficace

Pour calculer la valeur efficace I du courant dans une phase, il suffit de remarquer que chaque semi-conducteur est fermé pendant $1/3$ de période. Quelles que soient les valeurs des angles choisis dans cette stratégie, chaque phase est traversée par I_S pendant $T/3$ et par $-I_S$ pendant la même durée.

La valeur efficace du courant est donc indépendante du découpage. On obtient ainsi :

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_S$$

2.4.2. Deuxième stratégie

La figure 33 rappelle un exemple de forme d'onde du courant dans une phase du récepteur de tension ; la représentation est donnée pour neuf changements d'état entre 0 et $\pi/3$.

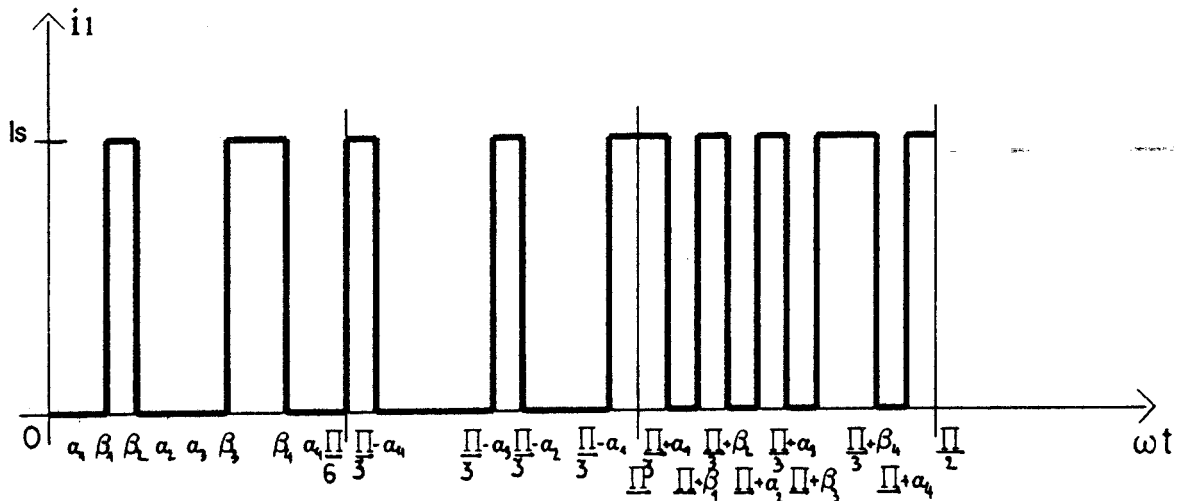


Figure 33

Soit r le nombre de commutations entre $\pi/6$ et $\pi/3$; l'intervalle $[\pi/6 ; \pi/3]$ se trouve ainsi découpé en $r + 1$ intervalles, $[\pi/6 ; \pi/3 - \alpha_r]$, $[\pi/3 - \alpha_r ; \pi/3 - \alpha_{r-1}]$, ..., $[\pi/3 - \alpha_1 ; \pi/3]$.

1) Si r est pair, $r + 1$ est impair : il y a donc $r/2 + 1$ intervalles où $i_1(\alpha) = I_S$ et $r/2$ intervalles où $i_1(\alpha) = 0$. Dans chaque intervalle où $i_1(\alpha) = 0$, il est possible d'introduire un court-circuit sur la source défini par deux angles β ; au total, il y a donc r angles β à déterminer.

2) Si r est impair, $r + 1$ est pair : il y a donc $(r + 1)/2$ intervalles où $i_1(\alpha) = I_S$ et $(r + 1)/2$ intervalles où $i_1(\alpha) = 0$. Dans chaque intervalle où $i_1(\alpha) = 0$, il est possible d'introduire un court-circuit sur la source défini par deux angles β ; au total, il y a donc $(r + 1)$ angles β à déterminer.

Le calcul des harmoniques de courant sera donc différent suivant la parité de r . Dans les deux cas, le développement en série de Fourier de la fonction $i_1(t)$ ne comporte pas de termes en cosinus, ni d'harmoniques pairs. Il faut donc calculer :

$$I_k = I_{2p+1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_1(\theta) \sin(2p+1)\theta \, d\theta$$

a) Calcul des harmoniques si r est pair

Ces harmoniques s'écrivent en fonction de r angles β , r angles α de la façon suivante :

$$I_k = \frac{4 I_S}{\pi} \left[\int_{\beta_1}^{\beta_2} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\beta_3}^{\beta_4} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\beta_{r-1}}^{\beta_r} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}-\alpha_r} \sin k\theta \, d\theta + \right. \\ \left. + \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha_{r-1}}^{\frac{\pi}{3}-\alpha_{r-2}} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha_1}^{\frac{\pi}{3}} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha_1} \sin k\theta \, d\theta + \right. \\ \left. + \int_{\frac{\pi}{3}+\beta_1}^{\frac{\pi}{3}+\beta_2} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha_2}^{\frac{\pi}{3}+\alpha_3} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\frac{\pi}{3}+\beta_{r-1}}^{\frac{\pi}{3}+\beta_r} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha_r}^{\frac{\pi}{2}} \sin k\theta \, d\theta \right]$$

Pour simplifier cette écriture, on peut poser :

$$\begin{cases} \gamma_p = \beta_p & \text{si } p \in [1 ; r] \\ \gamma_p = \frac{\pi}{3} - \alpha_{2r-p+1} & \text{si } p \in [r+1, 2r] \end{cases}$$

I_k s'écrit alors :

$$I_k = \frac{4 I_S}{\pi} \left[\int_{\gamma_1}^{\gamma_2} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\gamma_3}^{\gamma_4} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\gamma_{r-1}}^{\gamma_r} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\gamma_{r+1}} \sin k\theta \, d\theta + \right. \\ \left. + \int_{\gamma_{r+2}}^{\gamma_{r+3}} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\gamma_{2r}}^{\frac{\pi}{3}} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha_1} \sin k\theta \, d\theta + \right. \\ \left. + \int_{\frac{\pi}{3}+\gamma_1}^{\frac{\pi}{3}+\gamma_2} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha_2}^{\frac{\pi}{3}+\alpha_3} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\frac{\pi}{3}+\gamma_{r-1}}^{\frac{\pi}{3}+\gamma_r} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha_r}^{\frac{\pi}{2}} \sin k\theta \, d\theta \right]$$

ce qui donne :

$$I_k = \frac{4 I_s}{k\pi} \left[\sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos k \gamma_p + \cos \frac{k\pi}{6} + \sum_{p=r+1}^{2r} (-1)^p \cos k \gamma_p \right. \\ \left. + \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos k(\gamma_p + \pi/3) + \sum_{p=1}^r (-1)^p \cos k(\alpha_p + \pi/3) \right]$$

Le dernier terme :

$$Y = \sum_{p=1}^r (-1)^p \cos k(\alpha_p + \pi/3)$$

peut se simplifier :

$$Y = \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos k(\alpha_p + \pi/3) = \sum_{p=1}^r (-1)^p \cos k\left(\frac{2\pi}{3} - \gamma_{2r-p+1}\right)$$

or :

$$\cos k\left(\frac{2\pi}{3} - x\right) = \cos k\left(\pi - \left(\frac{\pi}{3} + x\right)\right) = (-1)^k \cos k\left(\frac{\pi}{3} + x\right) = -\cos k\left(\frac{\pi}{3} + x\right)$$

puisque k est impair $(-1)^k = -1$.

$$Y = \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos k\left(\frac{\pi}{3} + \gamma_{2r-p+1}\right)$$

Dans l'expression de Y, effectuons le changement d'indice :

$$i = 2r - p + 1$$

soit :

$$p + 1 = 2r - i + 2$$

et donc :

$$(-1)^{p+1} = (-1)^i$$

Lorsque p varie de 1 à r, i varie de r + 1 à 2r d'où :

$$Y = \sum_{p=1}^r (-1)^p \cos k\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_p\right) = \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos k\left(\frac{\pi}{3} + \gamma_{2r-p+1}\right) = \sum_{p=r+1}^{2r} (-1)^p \cos k\left(\frac{\pi}{3} + \gamma_p\right)$$

En remplaçant dans l'expression de I_k , on trouve :

$$I_k = \frac{4 I_s}{k \pi} \left[\cos \frac{k \pi}{6} + \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \left(\cos k \gamma_p + \cos k \left(\gamma_p + \frac{\pi}{3} \right) \right) + \sum_{p=r+1}^{2r} (-1)^p \left(\cos k \gamma_p + \cos k \left(\gamma_p + \frac{\pi}{3} \right) \right) \right]$$

soit :

$$I_k = \frac{4 I_s}{k \pi} \left[\cos \frac{k \pi}{6} + 2 \cos \frac{k \pi}{6} \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos k \left(\gamma_p + \frac{\pi}{6} \right) + 2 \cos \frac{k \pi}{6} \sum_{p=r+1}^{2r} (-1)^p \cos k \left(\gamma_p + \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

Encore une fois, on vérifie que les harmoniques de rang 3 ou multiples de 3 sont nuls. Les rangs des harmoniques restants sont donc $k = 6m \pm 1$ ($m \in \mathbb{N}^*$) ($k = 1, 5, 7, 11, 13, \dots$).

$$I_k = \frac{4 I_s}{k \pi} \cos \frac{k \pi}{6} \left[1 + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos k \left(\gamma_p + \frac{\pi}{6} \right) + 2 \sum_{p=r+1}^{2r} (-1)^p \cos k \left(\gamma_p + \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

r , le nombre de commutations dans l'intervalle $]\pi/6; \pi/3[$, étant pair

$$k = 6m \pm 1, m \in \mathbb{N}^*$$

Dans le cas où $\beta_p = \alpha_p$, c'est-à-dire si la source n'est jamais court-circuitée, on retrouve la formule établie dans le paragraphe précédent.

b) Calcul de la valeur efficace si r est pair

S'il n'y a pas de court-circuit,

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_s$$

puisque le courant prend la valeur $+ I_s$ pendant les $2/3$ de l'alternance positive.

Dès qu'il y a un court-circuit de durée $\Delta \theta$, le courant prend la valeur 0 pendant cet intervalle de temps. Entre 0 et π , le courant i_1 prend la valeur $+ I_S$ pendant une durée D où :

$$D = \frac{2\pi}{3} - 2(\beta_1 - \alpha_1) - 2(\alpha_2 - \beta_2) + \dots + 2(-1)^{p+1}(\beta_p - \alpha_p) + \dots - 2(\alpha_r - \beta_r)$$

$$D = \frac{2\pi}{3} + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^p \beta_p + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \alpha_p$$

$$D = \frac{2\pi}{3} + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^p \gamma_p + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma_{2r-p+1} \right)$$

Effectuons dans le dernier terme le changement d'indice $i = 2r - p + 1$, soit $p = 2r + 1 - i$ (alors $(-1)^{p+1} = (-1)^i$).

Lorsque p varie de 1 à r, i varie de r + 1 à 2r d'où la durée :

$$D = \frac{2\pi}{3} + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^p \gamma_p + 2 \sum_{p=r+1}^{2r} (-1)^{p+1} \gamma_p$$

pendant laquelle le courant a comme valeur I_S , d'où :

$$I = I_S \sqrt{\frac{2}{3} + \frac{2}{\pi} \sum_{p=1}^r (-1)^p \gamma_p + \frac{2}{\pi} \sum_{p=r+1}^{2r} (-1)^{p+1} \gamma_p}$$

c) Calcul des harmoniques si r est impair

La figure 34 rappelle un exemple de forme d'onde du courant dans une phase du récepteur de tension ; la représentation est donnée pour sept changements d'état entre 0 et $\pi/3$.

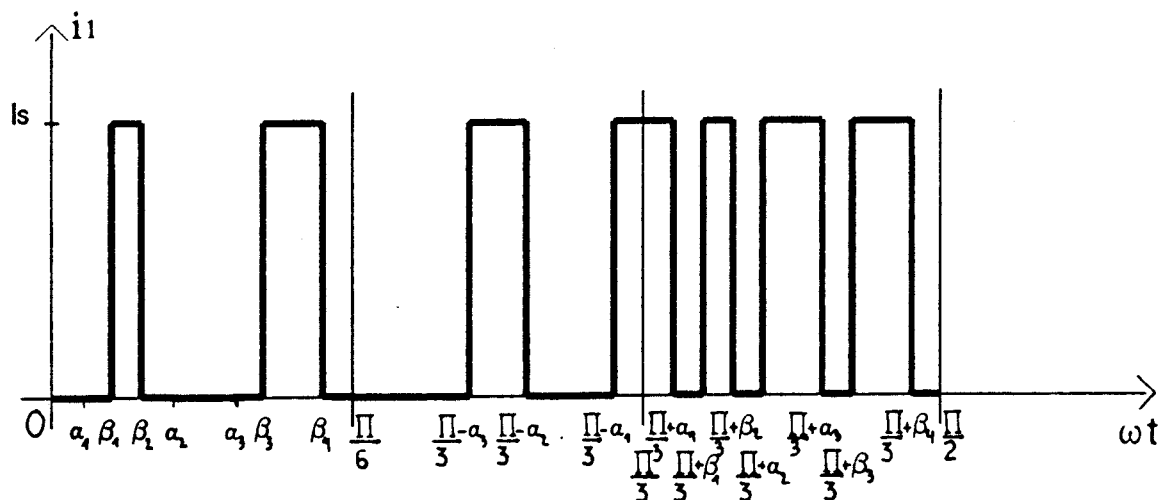


Figure 34

Les harmoniques s'écrivent en fonction de r angles α et $(r + 1)$ angles β de la façon suivante :

$$I_k = \frac{4 I_S}{\pi} \left[\int_{\beta_1}^{\beta_2} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\beta_3}^{\beta_4} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\beta_r}^{\beta_{r+1}} \sin k\theta \, d\theta + \right. \\ \left. \int_{\frac{\pi}{3} - \alpha_r}^{\frac{\pi}{3} - \alpha_{r-1}} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3} - \alpha_{r-2}}^{\frac{\pi}{3} - \alpha_{r-3}} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\frac{\pi}{3} - \alpha_1}^{\frac{\pi}{3}} \sin k\theta \, d\theta + \right. \\ \left. \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3} + \alpha_1} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3} + \beta_1}^{\frac{\pi}{3} + \beta_2} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha_2}^{\frac{\pi}{3} + \alpha_3} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha_{r-1}}^{\frac{\pi}{3} + \alpha_r} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3} + \beta_r}^{\frac{\pi}{3} + \beta_{r+1}} \sin k\theta \, d\theta \right]$$

Pour simplifier cette écriture, on peut poser :

$$\begin{cases} \gamma_p = \beta_p & \text{si } p \in [1; r + 1] \\ \gamma_p = \frac{\pi}{3} - \alpha_{2r-p+2} & \text{si } p \in [r + 2, 2r + 1] \end{cases}$$

I_k s'écrit alors :

$$I_k = \frac{4 I_S}{\pi} \left[\int_{\gamma_1}^{\gamma_2} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\gamma_3}^{\gamma_4} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\gamma_r}^{\gamma_{r+1}} \sin k\theta \, d\theta + \right. \\ \left. \int_{\gamma_{r+2}}^{\gamma_{r+3}} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\gamma_{2r+1}}^{\frac{\pi}{3}} \sin k\theta \, d\theta + \right. \\ \left. \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3} + \alpha_1} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3} + \gamma_1}^{\frac{\pi}{3} + \gamma_2} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha_2}^{\frac{\pi}{3} + \alpha_3} \sin k\theta \, d\theta + \dots + \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha_{r-1}}^{\frac{\pi}{3} + \alpha_r} \sin k\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3} + \gamma_r}^{\frac{\pi}{3} + \gamma_{r+1}} \sin k\theta \, d\theta \right]$$

$$I_k = \frac{4 I_S}{k\pi} \left[\sum_{p=1}^{2r+1} (-1)^{p+1} \cos k\gamma_p + \sum_{p=1}^{r+1} (-1)^{p+1} \cos k\left(\gamma_p + \frac{\pi}{3}\right) + \sum_{p=1}^r (-1)^p \cos k\left(\alpha_p + \frac{\pi}{3}\right) \right]$$

Le dernier terme :

$$Y = \sum_{p=1}^r (-1)^p \cos k \left(\alpha_p + \frac{\pi}{3} \right)$$

peut se simplifier :

$$Y = \sum_{p=1}^r (-1)^p \cos k \left(\alpha_p + \frac{\pi}{3} \right) = \sum_{p=1}^r (-1)^p \cos k \left(\frac{2\pi}{3} - \gamma_{2r-p+2} \right) = \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \cos k \left(\gamma_{2r-p+2} + \frac{\pi}{3} \right)$$

soit :

$$Y = \sum_{p=r+2}^{2r+1} (-1)^{p+1} \cos k \left(\gamma_p + \frac{\pi}{3} \right) \text{ après un changement d'indice}$$

En remplaçant dans l'expression de I_k il vient :

$$I_k = \frac{4 I_S}{k \pi} \left[\sum_{p=1}^{2r+1} (-1)^{p+1} \cos k \gamma_p + \sum_{p=1}^{2r+1} (-1)^{p+1} \cos k \left(\gamma_p + \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

$$I_k = \frac{4 I_S}{k \pi} \times 2 \cos \frac{k\pi}{6} \times \sum_{p=1}^{2r+1} (-1)^{p+1} \cos k \left(\gamma_p + \frac{\pi}{6} \right)$$

r , le nombre de commutations dans l'intervalle $]\pi/6; \pi/3[$ étant impair

$$k = 6m \pm 1, m \in \mathbb{N}^*$$

Dans le cas où la source n'est jamais court-circuitée, $\beta_p = \alpha_p$ pour $1 \leq p \leq r$ et $\beta_{r+1} = \pi/6$; on retrouve la formule calculée dans le paragraphe précédent.

d) Calcul de la valeur efficace si r est impair

Pour déterminer la valeur efficace du courant, il suffit ici encore de calculer la durée D pendant laquelle i_1 est égal à $+I_S$.

$$D = 2 \frac{\pi}{3} - 2(\beta_1 - \alpha_1) - 2(\alpha_2 - \beta_2) + \dots - 2(\beta_r - \alpha_r) - 2\left(\frac{\pi}{6} - \beta_{r+1}\right)$$

$$D = 2 \frac{\pi}{3} + 2 \sum_{p=1}^{r+1} (-1)^p \beta_p + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \alpha_p - \frac{\pi}{3}$$

$$D = 2 \sum_{p=1}^{r+1} (-1)^p \gamma_p + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^{p+1} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma_{2r-p+2}\right)$$

$$D = 2 \sum_{p=1}^{r+1} (-1)^p \gamma_p + 2 \sum_{p=1}^r (-1)^p \gamma_{2r-p+2} + 2 \frac{\pi}{3}$$

$$D = 2 \sum_{p=1}^{r+1} (-1)^p \gamma_p + 2 \sum_{p=r+2}^{2r+1} (-1)^p \gamma_p + 2 \frac{\pi}{3}$$

La valeur efficace du courant est donc :

$$I = \sqrt{\frac{2}{3} + \frac{2}{\pi} \sum_{p=1}^{2r+1} (-1)^p \gamma_p}$$

2.5. ETUDE DE LA TENSION CONTINUE D'ENTREE

En pratique, l'onduleur est alimenté par une source de tension en série avec une inductance de lissage (figure 35). La tension v_L aux bornes de cette inductance est la différence de la tension de la source et de la tension $e(t)$ apparaissant à l'entrée de l'onduleur de courant. Le dimensionnement de l'inductance de lissage nécessite la connaissance de cette tension $e(t)$. Celle-ci dépend de la tension aux bornes des phases du récepteur et de l'état des interrupteurs. Si l'on désigne par v_1, v_2, v_3 les tensions simples aux bornes des phases réceptrices, et si l'on utilise la fonction de conduction des interrupteurs introduite dans le paragraphe 2.3., cette tension $e(t)$ peut s'exprimer relativement simplement :

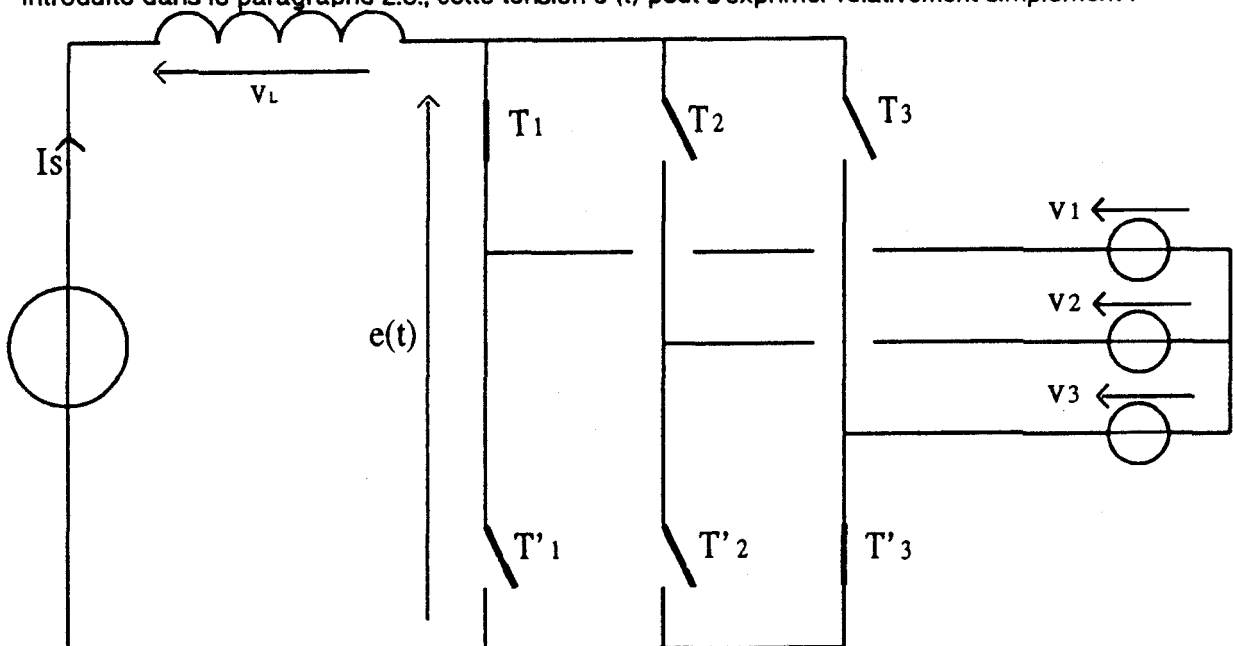


Figure 35

$$e(t) = (f T_1 - f T'_1) v_1 + (f T_2 - f T'_2) v_2 + (f T_3 - f T'_3) v_3$$

Si l'on suppose les sources de tension v_1, v_2, v_3 sinusoïdales et d'impédance interne nulle, et en appelant ϕ le déphasage arrière entre le fondamental du courant dans une phase du récepteur et la tension simple correspondante, ces tensions s'écrivent :

$$v_1 = V_m (\sin \omega t + \phi)$$

$$v_2 = V_m \sin \left(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_3 = V_m \sin \left(\omega t + \phi - \frac{4\pi}{3} \right)$$

avec l'origine des temps prise au moment où le fondamental du courant dans la phase 1 devient positif.

Les expressions $(f T_1 - f T'_1)$, $(f T_2 - f T'_2)$, $(f T_3 - f T'_3)$ sont faciles à déterminer à partir de la forme d'onde du courant dans une phase.

Par exemple, si l'on s'intéresse à la commande sans court-circuit de source et dans le cas où il y a 5 commutations par demi-alternance, la figure 36 donne les valeurs des fonctions $f T_1$ et $f T'_1$. On voit que $(f T_1 - f T'_1)$ représente au facteur multiplicatif I_S près, le courant dans la phase 1 dont l'expression a été calculée :

$$i_1(t) = \sum_{k=1}^{\infty} A_k I_S \sin k \omega t + A_1 I_S \sin \omega t$$
$$k=6p \pm 1$$

A_1 et A_k représentent respectivement l'amplitude du fondamental et l'amplitude des harmoniques de courant exprimées en grandeurs réduites.

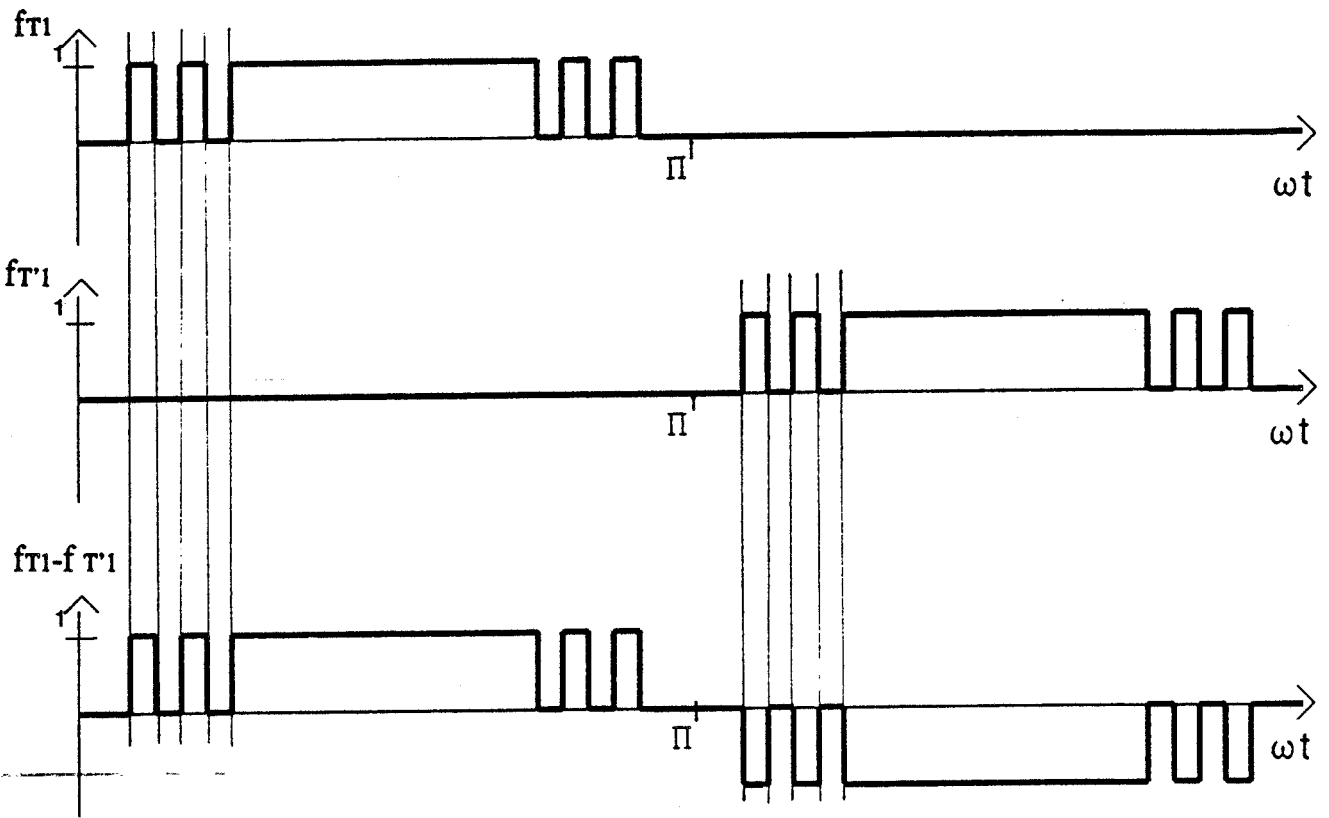


Figure 36

Les fonctions de conduction étant identiques à un déphasage de $2\pi/3$ ou $4\pi/3$ près, on peut écrire :

$$f T_1 - f T'_1 = A_1 \sin \omega t + \sum_n A_n \sin n \omega t \text{ avec } n = 6k \pm 1 \text{ et } k \in \mathbb{N}^*$$

$$f T_2 - f T'_2 = A_1 \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \sum_n A_n \sin \left(n \omega t - \frac{2n\pi}{3} \right)$$

$$f T_3 - f T'_3 = A_1 \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) + \sum_n A_n \sin \left(n \omega t - \frac{4n\pi}{3} \right)$$

soit :

$$e = (f T_1 - f T'_1) v_1 + (f T_2 - f T'_2) v_2 + (f T_3 - f T'_3) v_3 =$$

$$e(t) = \frac{1}{2} A_1 V_m [\cos \phi - \cos(2\omega t + \phi)] + \sum_n \frac{A_n V_m}{2} [\cos((n-1)\omega t - \phi) - \cos((n+1)\omega t + \phi)]$$

$$+ \frac{1}{2} A_1 V_m \left[\cos \phi + \cos \left(2\omega t + \phi - \frac{4\pi}{3} \right) \right] + \sum_n \frac{A_n V_m}{2} \left[\cos \left((n-1)\omega t - (n-1) \frac{2\pi}{3} - \phi \right) - \cos \left((n+1)\omega t - (n+1) \frac{2\pi}{3} + \phi \right) \right]$$

$$+ \frac{1}{2} A_1 V_m \left[\cos \phi - \cos \left(2\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \sum_n \frac{A_n V_m}{2} \left[\cos \left((n-1)\omega t - (n-1) \frac{4\pi}{3} - \phi \right) - \cos \left((n+1)\omega t - (n+1) \frac{4\pi}{3} + \phi \right) \right]$$

$$e(t) = \frac{3}{2} A_1 V_m \cos \phi + \sum_n X_n - \sum_n Y_n$$

avec :

$$X_n = \frac{A_n V_m}{2} \left[\cos((n-1)\omega t - \phi) + \cos\left((n-1)\omega t - \phi - (n-1)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((n-1)\omega t - \phi - (n-1)\frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

et

$$Y_n = \frac{A_n V_m}{2} \left[\cos((n+1)\omega t + \phi) + \cos\left((n+1)\omega t + \phi - (n+1)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((n+1)\omega t + \phi - (n+1)\frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

Les rangs des harmoniques de courant sont de la forme $n = 6m \pm 1$.

Pour $n = 6m - 1$,

$$X_n = \frac{A_{6m-1} V_m}{2} \times 3 \times \cos(6m\omega t - \phi) \quad \text{et} \quad Y_n = 0$$

Pour $n = 6m + 1$,

$$X_n = 0 \quad \text{et} \quad Y_n = \frac{A_{6m+1} V_m}{2} \times 3 \times \cos(6m\omega t + \phi)$$

Finalement, on obtient :

$$e(t) = \frac{3}{2} A_1 V_m \cos \phi + \frac{3}{2} V_m \sum_{m=1}^{\infty} \left[A_{6m-1} \cos(6m\omega t + \phi) - A_{6m+1} \cos(6m\omega t - \phi) \right]$$

L'examen de cette expression conduit aux remarques suivantes :

* la valeur moyenne de la tension continue a pour expression :

$$E = \frac{3}{2} A_1 V_m \cos \phi$$

Ce résultat était prévisible, en effet la puissance moyenne fournie au convertisseur vaut $E I_S$.

Le récepteur absorbe une puissance moyenne $3 V I_1 \cos \phi$ avec :

$$I_1 = \frac{A_1 I_S}{\sqrt{2}}$$

On a donc :

$$E I_s = \frac{3 V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{A_1 I_s}{\sqrt{2}} \cos \phi$$

d'où :

$$E = \frac{3}{2} A_1 V_m \cos \phi$$

La tension continue à l'entrée du convertisseur dépend donc :

- de l'amplitude de la tension aux bornes du récepteur
- du déphasage entre le fondamental du courant et la tension aux bornes du récepteur

* Les harmoniques de tension sont de rang 6 ou multiples de 6. En particulier le premier harmonique, celui de rang 6, provient des harmoniques 5 et 7 du courant. L'amplitude de ces harmoniques peut se déterminer facilement à partir des harmoniques de courant.

Puisque $V_m A_{6m-1} \cos(6m \omega t + \phi)$ est déphasé de ϕ en avance sur le fondamental du courant dans la phase 1, et que $V_m A_{6m+1} \cos(6m \omega t - \phi)$ est déphasé de ϕ en arrière sur ce même fondamental de courant, la figure 37 montre que E_{6m} , A_{6m+1} , A_{6m-1} sont liés par la relation :

$$E_{6m}^2 = \left(\frac{3}{2} V_m \right)^2 \left[\left(A_{6m-1} \cos \phi + A_{6m+1} \cos \phi \right)^2 + \left(A_{6m-1} \sin \phi - A_{6m+1} \sin \phi \right)^2 \right]$$

ce qui peut encore s'écrire :

$$E_{6m}^2 = \left(\frac{3}{2} V_m \right)^2 \left[\left(A_{6m-1} + A_{6m+1} \right)^2 \cos^2 \phi + \left(A_{6m+1} - A_{6m-1} \right)^2 \sin^2 \phi \right]$$

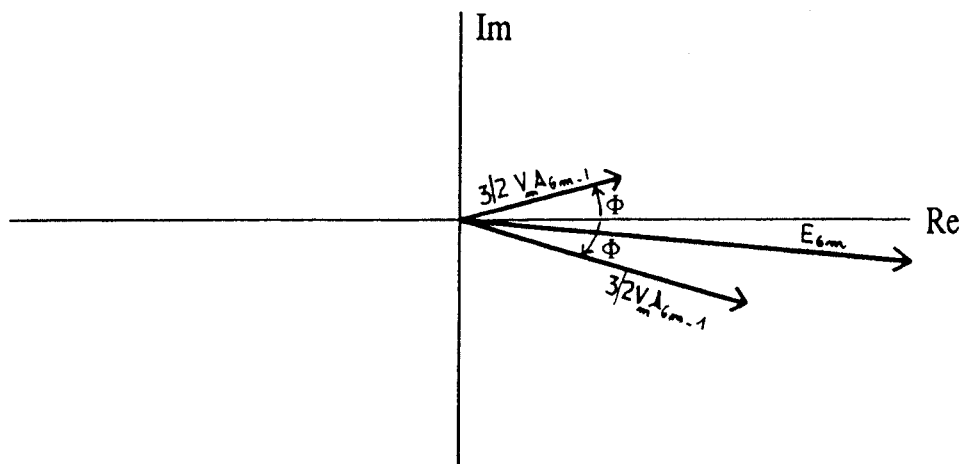
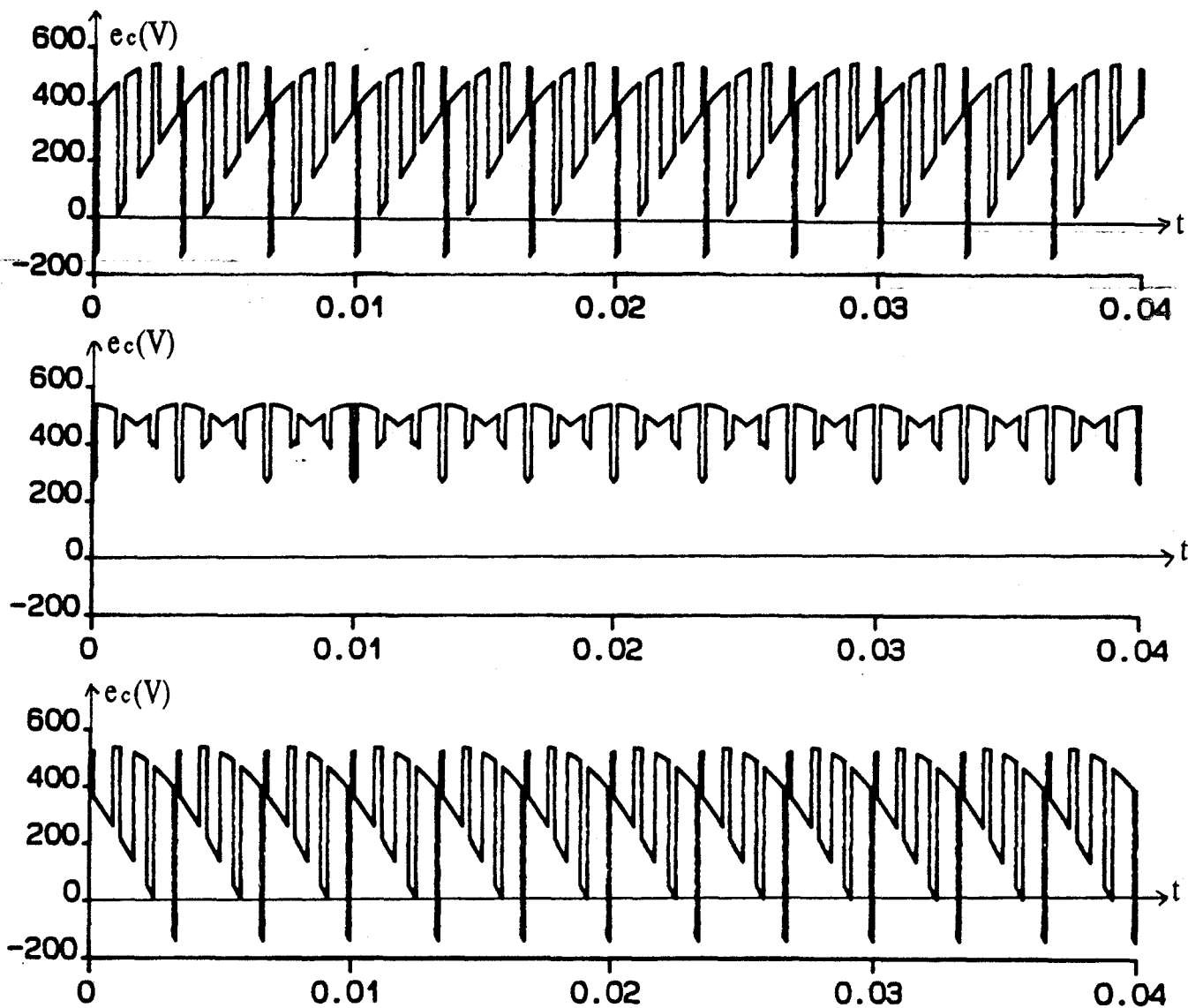


Figure 37

En conclusion, l'amplitude des harmoniques de tension à l'entrée de l'onduleur dépend :

- de l'amplitude des harmoniques de courant générés par le convertisseur
- du déphasage entre le fondamental du courant et la tension aux bornes du récepteur.

La figure 38 donne un exemple de tensions à l'entrée du convertisseur dans le cas où la source n'est jamais court-circuitée et où une demi-alternance de courant dans les phases réceptrices est obtenue avec 9 commutations. Trois différentes valeurs de déphasage entre courant en ligne et tension simple correspondante ont été données.



$f = 50 \text{ Hz}, V = 220 \text{ V}, \phi = -45^\circ, 0^\circ, 45^\circ$

Figure 38

CHAPITRE II

**CALCUL DES ANGLES DE DECOUPAGE MLI
POUR UNE ASSOCIATION
MACHINE ASYNCHRONE-CONDENSATEURS**

CHAPITRE II

CALCUL DES ANGLES DE DECOUPAGE MLI POUR UNE ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE-CONDENSATEURS

1. MODELISATION DE LA CHARGE

L'étude précédente a montré les règles générales à imposer aux cycles ouverture-fermeture des interrupteurs lorsque le convertisseur alimente un récepteur de tension. Ce convertisseur étant destiné à alimenter un moteur asynchrone, on a vu qu'il était nécessaire de connecter en parallèle sur celui-ci des condensateurs. Cette charge se présente alors comme une "source" de tension instantanée.

En vue de la détermination des angles de commande des interrupteurs du convertisseur, on peut représenter le moteur asynchrone par son schéma monophasé équivalent représenté figure 39.

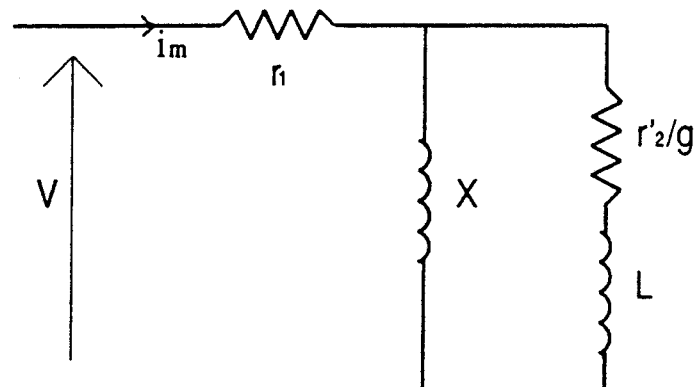


Figure 39

Les éléments passifs introduits dans le modèle représentent respectivement :

r_1 , la résistance d'une phase du stator

r'_2 , la résistance d'une phase du rotor ramenée au stator

X , la réactance cyclique magnétisante

L , la réactance cyclique totale de fuites ramenée au stator

g , le glissement

V , la tension simple aux bornes de la machine.

Le modèle équivalent de l'ensemble condensateurs-machine est représenté figure 40. La source de courant représentée par I sur cette figure génère un courant à la fréquence fondamentale ainsi que des courants harmoniques à la pulsation $k \omega$.

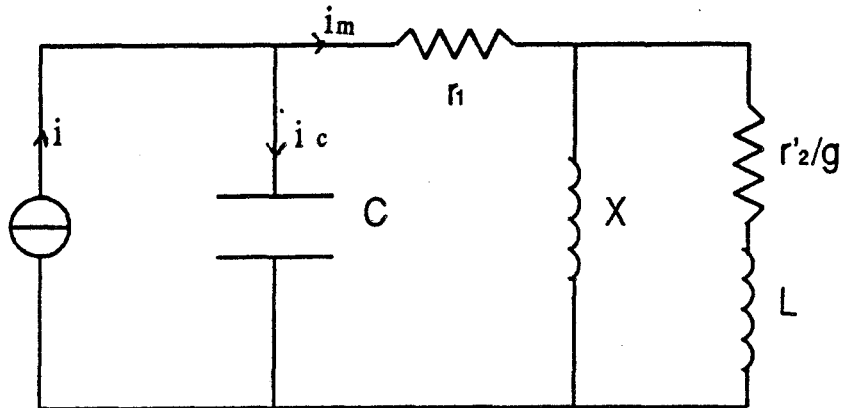


Figure 40

- Pour le fondamental, la réactance magnétisante est grande par rapport à l'impédance de la branche formée par $r'2/g$ et $L \omega$ et la majeure partie du courant est dérivée dans cette branche. Cependant cette configuration laisse présager des difficultés. Le condensateur forme avec la réactance magnétisante un circuit bouchon faiblement amorti. La fréquence de résonance :

$$f_m = \frac{1}{2\pi \sqrt{XC}}$$

est relativement basse. Ce circuit oscillant peut être excité lorsque la fréquence fondamentale du courant d'alimentation se rapproche de la fréquence f_m .

- Pour les harmoniques, si k désigne le rang de l'harmonique de courant dans le moteur, la vitesse de synchronisme associée à cet harmonique est $k \Omega_s$. Pour cet harmonique de courant de rang k , le glissement :

$$g = \frac{k \Omega_s - \Omega}{k \Omega_s}$$

est voisin de l'unité, donc $r'2/g$ est faible. La réactance magnétisante étant importante par rapport à la réactance totale de fuites, on peut considérer que la maille contenant cette impédance se comporte comme un circuit ouvert ; le circuit équivalent est alors représenté figure 41.

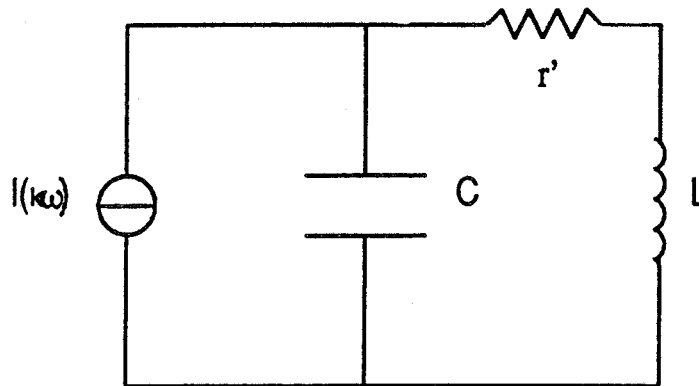


Figure 41

Il s'agit d'un circuit bouchon amorti par la résistance des enroulements de fréquence de résonance :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Les stratégies de découpage vont devoir être définies pour éviter que ce circuit résonant soit excité par un des harmoniques de la source de courant.

2. IMPORTANCE RELATIVE DES HARMONIQUES

Le réglage de la valeur efficace du courant dans le moteur à la fréquence fondamentale est obtenu par action sur l'amplitude de la source de courant continu.

Le découpage MLI doit permettre la minimisation du contenu harmonique du courant absorbé par le moteur. Il est donc nécessaire de calculer ces harmoniques en fonction de ceux générés par le convertisseur.

Les notations utilisées sont les suivantes :

- un harmonique de rang k , d'amplitude I_k à l'entrée du récepteur monophasé équivalent induit aux bornes de celui-ci, un harmonique de tension d'amplitude V_k , un courant d'amplitude I_{km} dans le moteur et I_{kC} dans le condensateur.

La figure 42 précise ces notations et les conventions de signe pour les courants et les tensions.

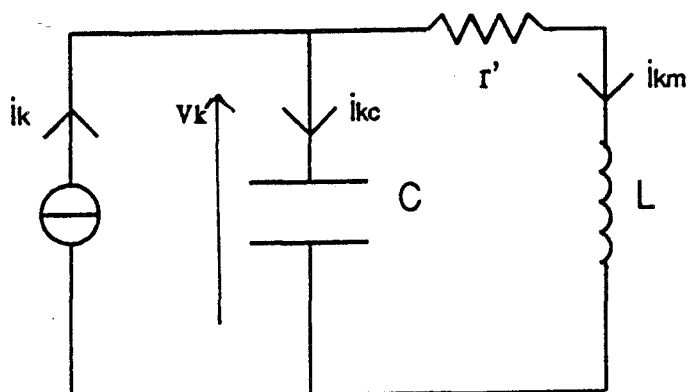


Figure 42

Ces grandeurs sont liées par les relations suivantes :

$$i_{km} = \frac{i_k}{\sqrt{(1 - LCk^2\omega^2)^2 + (r' C k \omega)^2}} \quad V_k = \frac{\sqrt{r'^2 + L^2 k^2 \omega^2}}{\sqrt{(1 - LCk^2\omega^2)^2 + (r' C k \omega)^2}} i_k$$

Par la suite, nous négligerons la valeur de la résistance r' devant la valeur de l'impédance $L k \omega$.

Ces relations deviennent :

$$i_{km} = \frac{i_k}{\left| 1 - k^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right|} \quad \text{avec} \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$V_k = \frac{L k \omega i_k}{\left| 1 - k^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right|}$$

Si l'on représente sur un diagramme (figure 43) portant en abscisse la pulsation et en ordonnée le module de l'harmonique de courant dans le moteur par rapport au module de l'harmonique du courant d'entrée, on peut constater que $i_{km} > i_k$ si $k \omega < k \omega_0 \sqrt{2}$.

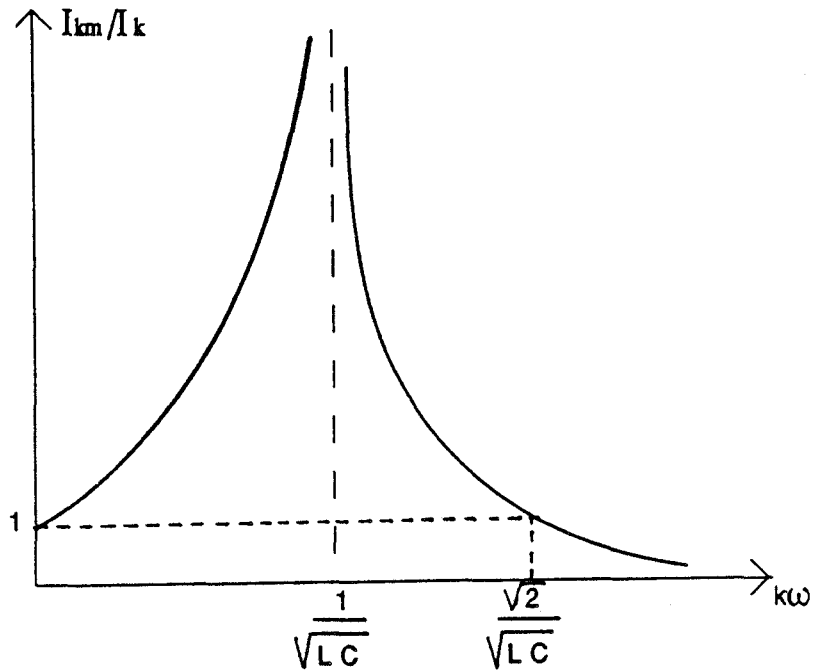


Figure 43

Ce qui signifie qu'un harmonique de courant de pulsation inférieure à $\omega_0 \sqrt{2}$ dans une phase du récepteur moteur-condensateur est amplifié dans le moteur par le filtre LC, condensateur, réactance de fuites.

Il importe donc de minimiser ou d'annuler ces harmoniques de courant créés par le convertisseur de sorte que même amplifiés, leurs valeurs ne deviennent pas trop importantes par rapport au fondamental.

L'utilisation de la MLI permet d'effectuer cette minimisation qui devient un critère dans la détermination de la valeur des angles. Les interrupteurs étant soumis aux fonctions de conduction ainsi déterminées, le motif calculé doit pouvoir être technologiquement reproduit par le convertisseur. Le calcul des angles est donc un problème d'optimisation avec contraintes.

3. DETERMINATION DES ANGLES DE COMMUTATION

3.1. CONTRAINTES TECHNOLOGIQUES

Cette étude théorique porte sur un montage technologiquement réalisable actuellement. La durée minimale de conduction des G.T.O. est, dès qu'il s'agit de MLI, un obstacle à une augmentation de la fréquence de commutation. Les progrès rapides réalisés dans le domaine des semi-conducteurs laissent espérer des temps de conduction inférieurs à 20 μs dans un avenir assez proche. Toutefois, dans les calculs d'angles, nous considérerons une durée minimale de conduction de 100 μs : dès aujourd'hui, les résultats obtenus seront donc transposables à des installations de très forte puissance, mais le nombre de commutations par alternance reste limité ; c'est ce qui constitue la contrainte technologique.

3.2. CONTRAINTES MATHÉMATIQUES

Le calcul des angles en vue d'une réduction des harmoniques dans le moteur est un problème d'optimisation avec des contraintes de type inégalités. Ces inégalités, qui traduisent les contraintes technologiques, s'énoncent de la façon suivante :

$$\alpha_{p+1} - \alpha_p > \delta$$

où :

α_p et α_{p+1} sont deux angles successifs repérant la commutation d'un semi-conducteur,

δ la durée minimale, traduite en donnée angulaire, de conduction de cet interrupteur.

(exemple : 100 μs à 50 Hz = 1,8°)

Soit r le nombre de paramètres angulaires disponibles, p le nombre d'harmoniques à minimiser, existe-t-il une relation entre r et p pour que la solution obtenue reste convenable, dans les limites d'un critère fixé au préalable ?

Il convient de distinguer deux méthodes :

1) S'il s'agit d'annuler véritablement des harmoniques, il est nécessaire d'avoir au moins autant de paramètres que d'inconnus, soit $r = p$. Si le système à r inconnues, p équations admet une solution, encore faut-il que celle-ci ait un sens physique, c'est-à-dire que les angles soient ordonnés ($\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 \dots$). Par ailleurs, lors d'un découpage MLI, l'annulation des p premiers harmoniques s'accompagne souvent d'un accroissement du $(p + 1)$ ième et des suivants, le taux d'harmoniques global restant sensiblement identique quel que soit p . Cette technique ne fait que rejeter vers les fréquences plus élevées les premiers harmoniques rencontrés qui seront plus facilement filtrés.

2) Une deuxième méthode permet de mieux tenir compte des effets du filtre. L'impédance de celui-ci dépendant de la fréquence, un harmonique est plus ou moins gênant selon son rang, d'où l'idée de donner un poids différent aux divers harmoniques et de calculer les angles de façon à minimiser le taux d'harmoniques pondérés.

En effet :

$$I_{\text{moteur}}^2 = I_{1m}^2 + \sum_{\substack{k=6p \pm 1 \\ p=1}}^{\infty} (p(k) I_k)^2$$

où :

I_k est l'harmonique de rang k généré par le convertisseur

$p(k)$ le coefficient de pondération dû au filtre

$p(k) I_k$ représente donc l'harmonique de rang k dans le moteur.

Appelons le résidu harmonique :

$$J = \sum (p(k) I_k)^2$$

Il apparaît clairement que minimiser le taux d'harmoniques du courant moteur revient à minimiser la quantité J . C'est cette deuxième méthode que nous proposons ici.

3.3. RESOLUTION MATHEMATIQUE

3.3.1. Paramètres de Lagrange

On utilise des notations matricielles, et puisque les harmoniques I_k dépendent des angles ($\alpha_1,$

... α_r)

$$\alpha = \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \alpha_r \end{pmatrix} \quad J(\alpha) = \sum_{\substack{k=6p \pm 1 \\ p=1}}^{\infty} (p(k) I_k)^2$$

Les contraintes inégalités sur les angles α_i sont :

$$\begin{aligned} \alpha_1 &\geq 0 \\ \alpha_2 - \alpha_1 &\geq \delta \\ &\vdots \\ &\vdots \\ \pi/6 - \alpha_r &\geq \delta \end{aligned} \quad (\delta \text{ angle minimum de conduction})$$

et peuvent s'écrire matriciellement $A \underline{\alpha} \leq \underline{\delta}$ avec :

$$A = \begin{bmatrix} -1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ & 1 & & & \\ & 0 & & & \\ & \vdots & & & \\ & \vdots & & & \\ & \vdots & & & \\ & \vdots & & & \\ & \vdots & & & \\ & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \underline{\delta} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\delta \\ -\delta \\ \vdots \\ \vdots \\ -\delta \\ \pi/6 - \delta \end{bmatrix}$$

Le problème mathématique formulé de la façon suivante :

$$\begin{aligned} &\text{chercher min}_{\underline{\alpha}} J(\underline{\alpha}) \\ &\text{avec } \underline{A} \underline{\alpha} \leq \underline{\delta} \end{aligned}$$

se traduit par un problème de recherche de "mini-max", c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} &\text{chercher } \max_{\underline{\lambda} \geq 0} \min_{\underline{\alpha}} L(\underline{\alpha}, \underline{\lambda}) \\ &\text{avec } L(\underline{\alpha}, \underline{\lambda}) = J(\underline{\alpha}) + \underline{\lambda}^T (\underline{A} \underline{\alpha} - \underline{\delta}) \end{aligned}$$

où $\underline{\lambda}$ est la matrice des multiplicateurs de Lagrange.

Max signifie que tous les termes de la matrice $\underline{\lambda}$ doivent être positifs ou nuls.

$$\underline{\lambda} \geq 0$$

Ainsi, l'introduction de cette fonction $L(\underline{\alpha}, \underline{\lambda})$ et des multiplicateurs de Lagrange permet une résolution simple par une classique méthode de gradients, la quantité à minimiser, le résidu harmonique étant :

$$J = \sum_{k=6p \pm 1}^{\infty} (p(k) I(k))^2$$

$p=1$

3.3.2. Méthode des gradients

Le principe est le suivant : soit x tel que $x = F(x)$, où F est une fonction définie de \mathbb{R} dans \mathbb{R} . On montre que si F est différentiable sur un voisinage V de x , avec $|F'(x)| < 1$, alors $\forall x_0 \in V$, la suite définie par $x_{n+1} = F(x_n)$ converge vers x .

Si par exemple, on recherche la racine d'une équation définie par $f(x) = 0$, ce principe est applicable par le biais de plusieurs formules. On peut citer :

- La méthode de la parallèle :

La formule d'itération du type :

$$F(x) = x - \frac{1}{m} f(x)$$

Comme $f(x) = 0$ pour la valeur cherchée, ceci s'identifie bien avec $x_{n+1} = x_n$. L'interprétation géométrique de cette formule est illustrée par la figure 44, où l'on voit que le point A_{n+1} d'abscisse x_{n+1} est obtenu en menant du point B_n correspondant à l'abscisse x_n , une droite de pente $\text{tg } \alpha = m$ puisque :

$$\text{tg } \alpha = \frac{\overline{A_n B_n}}{x_n - x_{n+1}} = \frac{f(x_n)}{x_n - x_{n+1}} = m$$

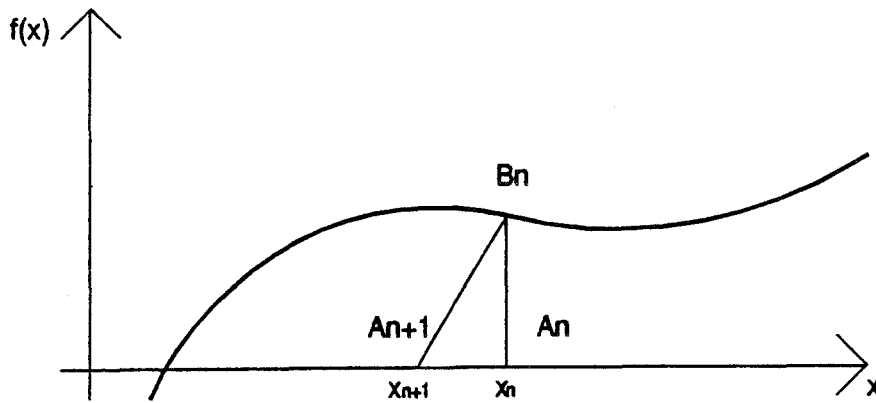


Figure 44

Pour que la suite définie par :

$$x_{n+1} = F(x_n) = x_n - \frac{1}{m} f(x_n)$$

converge, il faut que $|F'(x)| < 1$, c'est-à-dire que :

$$\left| 1 - \frac{1}{m} f'(x) \right| < 1$$

On choisit donc m pour $|f'(x)| < 2m$. La convergence est d'ordre 1, et on peut remarquer qu'une trop grande valeur de m nuit à la rapidité de la convergence.

Par cette méthode, la convergence de la suite n'est donc pas très rapide.

- La méthode de Raphson-Newton :

La formule d'itération est du type :

$$F(x) = x - \frac{f(x)}{f'(x)}$$

L'interprétation géométrique de cette formule est illustrée par la figure 45, où l'on voit que le point A_{n+1} d'abscisse x_{n+1} est obtenu en menant du point B_n correspondant à l'abscisse x_n , la tangente à la courbe puisque :

$$\operatorname{tg} \alpha = f'(x_n) = \frac{\overline{A_n B_n}}{x_n - x_{n+1}} = \frac{f(x_n)}{x_n - x_{n+1}}$$

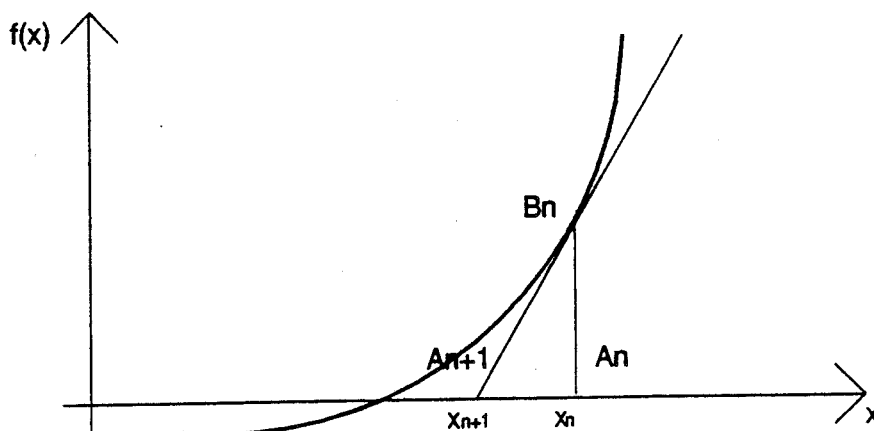


Figure 45

On montre que si la fonction f est 2 fois continûment différentiable, si $f'(x) \neq 0$, si $x_0 \in V$, voisinage de x , alors la suite définie par $x_{n+1} = F(x_n)$ converge.

On peut remarquer que :

$$F'(x) = \frac{f(x) f''(x)}{f'(x)^2}$$

Puisque $f(x) = 0$, la condition $|F'(x)| < 1$ est remplie.

La convergence est d'ordre 2 ; elle est donc beaucoup plus rapide qu'avec la méthode de la parallèle. Toutefois, cette méthode n'est pas universelle, puisque la fonction f doit vérifier $f'(x) \neq 0$; cette vérification peut ne pas être immédiate dans le cas de fonction dont la définition est complexe.

- La méthode des projections orthogonales

La formule d'itération est du type :

$$F(x) = x - \frac{f(x) f'(x)}{1 + (f'(x))^2}$$

L'interprétation géométrique de cette formule est illustrée par la figure 46.

On part du point A_n d'abscisse x_n , on abaisse la perpendiculaire sur la tangente au point B_n d'abscisse x_n et d'ordonnée $f(x_n)$. L'abscisse du point C_{n+1} ainsi obtenu est la nouvelle valeur x_{n+1} . Si $\text{tg } \alpha$ et $\text{tg } \alpha'$ sont les pentes de la tangente à la courbe $B_n C_{n+1}$ et de la perpendiculaire $A_n C_{n+1}$, puisque $\text{tg } \alpha \cdot \text{tg } \alpha' = -1$, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{tg } \alpha = f'(x_n) = \frac{f(x_n) - y_{n+1}}{x_n - x_{n+1}} \\ \text{tg } \alpha' = -\frac{1}{f'(x_n)} = \frac{y_{n+1}}{x_{n+1} - x_n} \end{array} \right. \quad \text{où } y_{n+1} \text{ désigne l'ordonnée de } C_{n+1}$$

En éliminant y_{n+1} entre ces deux équations, on obtient la formule cherchée, c'est-à-dire :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n) f'(x_n)}{1 + (f'(x_n))^2} = F(x_n)$$

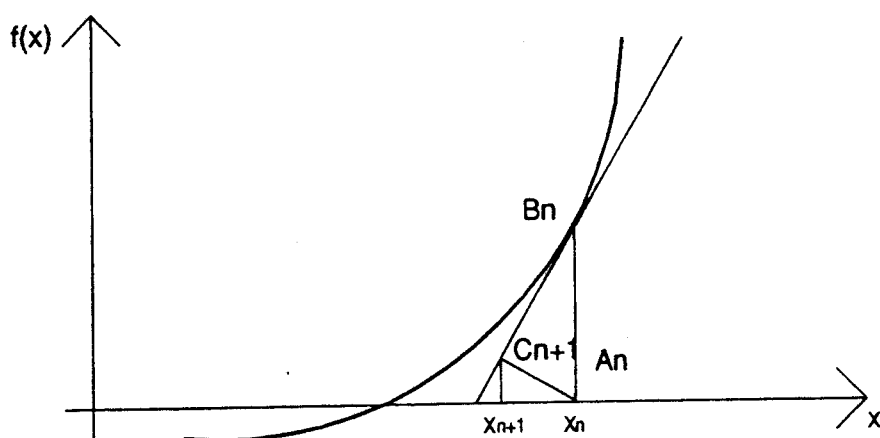


Figure 46

On peut remarquer que puisque :

$$F'(x) = \frac{1}{1 + (f'(x_n))^2}$$

cette dérivée est toujours positive et inférieure à 1.

Ce qui signifie que cette méthode assure toujours la convergence de la suite $x_{n+1} = F(x_n)$. La convergence est d'ordre 1. Toutefois, on peut constater que la formule d'itération appelle de nombreux calculs : la convergence n'est pas très rapide. Mais parce qu'elle s'utilise sans restriction, c'est cette méthode qui a été choisie.

3.3.3. Algorithme de calcul

Le problème du "mini-max" est formulé de la façon suivante :

$$\max_{\lambda \geq 0} \min_{\alpha} L(\alpha, \lambda)$$

Chercher $\min L(\alpha, \lambda)$, c'est chercher (α) telle que :

$$\frac{\partial}{\partial \alpha} L(\alpha, \lambda) = 0$$

Chercher $\max L(\alpha, \lambda)$, c'est chercher $\min -L(\alpha, \lambda)$, donc une matrice (λ) telle que :

$$-\frac{\partial}{\partial \lambda} L(\alpha, \lambda) = 0$$

Pour appliquer les formules indiquées dans le paragraphe précédent, il faut donc remplacer la fonction f par l'une ou l'autre de ces dérivées partielles.

On définit par récurrence une première suite de matrice $\alpha(k)$ à l'aide de la formule d'itération issue de la méthode des projections orthogonales :

$$\alpha(k+1) = \alpha(k) - \frac{\frac{\partial L(\alpha(k), \lambda(k))}{\partial \alpha(k)} \cdot \frac{\partial^2 L(\alpha(k), \lambda(k))}{\partial^2 \alpha(k)}}{1 + \left(\frac{\partial^2 L(\alpha(k), \lambda(k))}{\partial^2 \alpha(k)} \right)^2}$$

On définit par récurrence une deuxième suite de matrice $\lambda(k)$ à l'aide de la formule d'itération issue de la méthode de la parallèle :

$$\lambda(k+1) = P \left[\lambda(k) + \frac{\partial L(\alpha(k), \lambda(k))}{\partial \lambda(k)} \right]$$

où P est la fonction définie par :

$$P(x) = x \quad \text{si } x \geq 0$$

$$P(x) = 0 \quad \text{si } x < 0$$

Puisque la méthode des projections orthogonales s'utilise sans restriction, la suite $\underline{\alpha}(k)$ converge. Les dérivées partielles $\partial L / \partial \underline{\lambda}$ étant toujours inférieures à 1 en module, la suite $\underline{\lambda}(k)$ converge également.

3.3.4. Mise en oeuvre logicielle

Sur ce principe, un logiciel de calcul d'angles a été créé.

Les entrées à définir par l'utilisateur sont :

- . f_d , la fréquence des courants désirée
- . f_o , la fréquence de résonance du filtre
- . r , le nombre de paramètres angulaires introduits
- . δ , la durée minimale de conduction.

Dès lors, les angles sont calculés de manière à minimiser la quantité J :

$$J = \sum_{\substack{k=6m \pm 1 \\ m=1}}^N (p(k))^2 I_k^2$$

où I_k est l'harmonique de rang k crée par le découpage.

$$p(k) = \frac{1}{\left| 1 - \frac{k^2 f_d^2}{f_o^2} \right|}$$

reflète l'effet du filtre en fonction du rang de cet harmonique.

N désigne le rang du dernier harmonique qui est minimisé. On peut, par exemple, choisir N de sorte que tous les harmoniques dont le coefficient de pondération $p(k)$ est supérieur à 5 % soient pris en compte dans l'optimisation.

4. INFLUENCE DE LA FREQUENCE VARIABLE SUR LE CHOIX DES ANGLES

4.1. POSITION DU PROBLEME

La vitesse de la machine est déterminée par la fréquence f des courants du moteur ; elle est donc réglée par la commande de l'onduleur.

Pour un filtre donné, le nombre d'harmoniques amplifiés augmente lorsque la fréquence diminue. En effet, soit k^* le rang le plus élevé de l'harmonique à minimiser, il faut que la relation $f k^* \geq \sqrt{2} f_0$ soit vérifiée pour toute valeur de la fréquence f (figure 47).

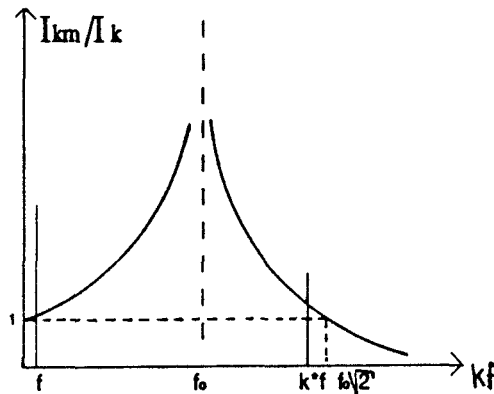


Figure 47

De plus, lorsque la fréquence f diminue, le nombre de paramètres angulaires disponibles augmente. En effet, la période augmentant, il est possible d'introduire de plus en plus de commutations par période, sans que la durée qui sépare deux changements d'état successifs soit inférieure à la durée minimale de conduction.

En conséquence, même si le nombre p d'harmoniques amplifiés évolue avec la fréquence f , il est toujours possible d'introduire un nombre r de paramètres angulaires tel que le rapport r/p reste constant quelle que soit la valeur de f .

Pour une valeur donnée de la fréquence, le nombre r de paramètres angulaires dépend surtout de la durée minimale de conduction. Sa valeur permet alors de déterminer p et d'en déduire le dimensionnement du filtre.

4.2. CHOIX DU NOMBRE DE PARAMETRES ANGULAIRES

4.2.1. La source n'est pas court-circuitée

Pour les harmoniques de courant, le filtre est formé par le condensateur et l'inductance totale de fuites de la machine. La fréquence f_0 qui lui est associée peut être calculée pour une valeur donnée f_d de la fréquence des courants dans le moteur.

A cette fréquence donnée f_d , il y a p harmoniques amplifiés par le filtre et on dispose de r paramètres angulaires. Il faut, à priori, $r \geq p$. Nous avons choisi d'introduire autant de paramètres angulaires que d'harmoniques amplifiés, soit $r = p$. Ainsi, si l'on se donne la valeur de r , on se donne la valeur de p , c'est-à-dire le nombre d'harmoniques amplifiés. k^* , le rang le plus élevé de l'harmonique amplifié est alors connu et il permet de déterminer la fréquence f_0 du filtre, puisqu'il suffit de choisir f_0 telle que $f_d k^* \geq \sqrt{2} f_0$.

Le principe de fonctionnement d'un programme de calcul d'angles est indiqué dans le paragraphe précédent. Ce logiciel peut fournir des valeurs d'angles, d'harmoniques et de taux d'harmoniques correspondants aux valeurs de f_d , f_0 , r qui lui sont assignées en entrée.

Pour une fréquence donnée f_d , le nombre r de paramètres angulaires qu'il faut choisir est compris dans un certain intervalle. En effet, il est certain que la valeur maximale du nombre d'angles est limitée à cause de la durée minimale de conduction δ , puisqu'on ne peut pas introduire plus d'intervalles de durée minimale δ que la période $1 / f_d$ ne peut en contenir. Par ailleurs, un nombre trop réduit de paramètres angulaires, en limitant le nombre d'harmoniques amplifiés et donc la fréquence f_0 du filtre, peut conduire à une valeur de capacité prohibitive.

On se donne donc un nombre r appartenant à cet intervalle. Ce nombre fixe la valeur de f_0 . Avec ces deux paramètres r et f_0 , le logiciel de calcul d'angles donne les r angles assurant la minimisation du taux d'harmoniques de courant dans le moteur.

Si dans cette solution, tous les angles consécutifs sont distants d'une valeur supérieure à la durée minimale de conduction, c'est que les contraintes sur les angles n'ont pas d'utilité, et que la solution calculée est une solution optimale.

Si, au contraire, dans cette solution, la distance entre deux angles consécutifs est égale à la durée minimale de conduction, c'est que les contraintes sur les angles n'ont pas permis de calculer la solution optimale, et que la solution obtenue est la meilleure compte-tenu des contraintes technologiques. Dans ce cas, la solution n'étant pas la solution optimale, les taux d'harmoniques calculés ont des valeurs élevées. Il convient alors de choisir un plus petit nombre de paramètres angulaires.

Exemple :

Cet exemple sera traité pour $f_d = 50$ Hz et une durée minimale de conduction de $100 \mu\text{s}$ qui correspond à un écart angulaire de $1,8^\circ$. Si la source n'est pas court-circuitée, le nombre de paramètres angulaires r représente le nombre de commutations entre 0 et 30° , soit pendant une durée de $1,67$ ms. On peut probablement introduire pendant cette durée 4 changements d'état.

Aussi, on choisit dans un premier temps $r = 4$.

$r = p = 4$ harmoniques peuvent donc être amplifiés, c'est-à-dire les harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13 ; le rang le plus élevé des harmoniques amplifiés est égal à 13 et l'harmonique correspondant est à la fréquence 650 Hz. La fréquence f_o du filtre doit être choisie telle que $f_o \sqrt{2} \leq 650$ Hz ; Prenons $f_o = 450$ Hz.

Avec $f_d = 50$ Hz, $f_o = 450$ Hz, $r = 4$, en utilisant pour les angles les notations utilisées dans le paragraphe 1.2.4., si la source n'est pas court-circuitée, on trouve :

$$\alpha_1 = 6^\circ$$

$$\alpha_2 = 8,1^\circ$$

$$\alpha_3 = 19,2^\circ$$

$$\alpha_4 = 23,7^\circ$$

Le taux d'harmoniques des courants moteur est $\tau_i = 7 \%$.

Le taux d'harmoniques des tensions moteur est $\tau_u = 18 \%$.

L'examen de cette solution montre que l'écart entre deux changements d'état successifs est toujours largement supérieur à la durée minimale de conduction. Ceci prouve que les contraintes appliquées aux angles ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$) n'interviennent pas dans le calcul des angles, et que le logiciel donne la solution optimale.

Si le nombre de paramètres angulaires r est égal à 5, $r = p = 5$ harmoniques peuvent être amplifiés, c'est-à-dire les harmoniques de rang 5, 7, 11, 13, 17 ; le rang le plus élevé des harmoniques amplifiés est égal à 17 et l'harmonique correspondant est à la fréquence 850 Hz. La fréquence f_0 du filtre doit être choisie telle que $f_0 \sqrt{2} \leq 850$ Hz. Prenons $f_0 = 600$ Hz.

Avec $f_d = 50$ Hz, $f_0 = 600$ Hz, $r = 5$, si la source n'est pas court-circuitée, on trouve :

$$\alpha_1 = 4,8^\circ$$

$$\alpha_2 = 6,6^\circ$$

$$\alpha_3 = 16,8^\circ$$

$$\alpha_4 = 20,7^\circ$$

$$\alpha_5 = 26,7^\circ$$

Le taux d'harmoniques des courants moteur est $\tau_i = 9$ %.

Le taux d'harmoniques des tensions moteur est $\tau_u = 32$ %.

L'examen de ces solutions montre que l'écart entre α_1 et α_2 est exactement égal à la durée minimale de conduction. Ceci prouve que la solution optimale ne peut être atteinte et que le logiciel a donné la meilleure solution qui tient compte des contraintes sur les angles. Les taux d'harmoniques de courant et de tension ont d'ailleurs des valeurs plus élevées que dans le cas où $r = 4$. On peut donc considérer que le nombre $r = 5$ est trop grand et que, pour ces valeurs $f_d = 50$ Hz, $\delta = 100$ μ s, il faut choisir $r = 4$ et $f_0 = 450$ Hz.

4.2.2. La source est court-circuitée

Si la source peut être court-circuitée, le nombre de paramètres angulaires représente le nombre de commutations entre 0 et $T / 6$. Toutefois, si $(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_r)$ caractérisent les instants de commutation entre 0 et $T / 12$, si $(T / 6 - \alpha_r, T / 6 - \alpha_{r-1}, \dots, T / 6 - \alpha_1)$ caractérisent les instants de commutation entre $T / 12$ et $T / 6$, ces angles doivent vérifier les relations :

$$\alpha_1 > 0$$

$$\beta_1 - \alpha_1 > \delta$$

$$\beta_2 - \beta_1 > \delta$$

$$\alpha_2 - \beta_2 > \delta$$

etc....

Une durée minimale de conduction de 100 μ s devient alors une contrainte très sévère dans le calcul des angles : les résultats obtenus par le logiciel, notamment les taux d'harmoniques du courant ou de la tension, ne sont pas améliorés si la source est court-circuitée.

Exemple :

Pour $f_d = 50$ Hz, $f_o = 450$ Hz, on introduit 8 paramètres angulaires. Si ce calcul est effectué sans contrainte sur la durée des courts-circuits de la source ,on trouve :

$$\alpha_1 = 3,6^\circ \quad \beta_1 = 3,8^\circ$$

$$\alpha_2 = 7,5^\circ \quad \beta_2 = 5,5^\circ$$

$$\alpha_3 = 17^\circ \quad \beta_3 = 17,8^\circ$$

$$\alpha_4 = 23,1^\circ \quad \beta_4 = 22^\circ$$

Le taux d'harmoniques des courants moteur est $\tau_i = 7$ %.

Le taux d'harmoniques des tensions moteur est $\tau_u = 18$ %.

L'examen de ces solutions montre que les durées de court-circuit sont très inférieures à la durée minimale de conduction : un tel découpage n'est donc pas envisageable technologiquement.

En considérant une durée minimale de conduction de 100 μ s, on peut donc dire que le court-circuit de la source, s'il est possible, n'apporte pas d'intérêt en ce qui concerne la réduction d'harmoniques.

Toutefois, si l'on dispose de semi-conducteurs plus rapides, un calcul intégrant une plus faible valeur de durée minimale de conduction permettra de conclure sur l'utilité de court-circuiter la source dans ce cas.

4.3. ROBUSTESSE

Le logiciel de calculs d'angles donne la solution à la minimisation du résidu harmonique du courant dans le moteur, pour une fréquence et un nombre de paramètres angulaires donné. La commande de l'onduleur doit reproduire ce motif de découpage. En fonction de la technologie utilisée, le motif restitué peut ne pas coïncider avec le motif précalculé. Dans ce cas, les harmoniques créés par le convertisseur sont plus importants que les harmoniques qui ont été calculés.

Il n'est pas aisé de chiffrer analytiquement cette augmentation d'harmoniques résultante. Aussi, à titre d'exemple, on peut calculer les taux d'harmoniques de courant et de tension dans le moteur, si sur chaque angle de conduction une erreur de $20 \mu\text{s}$ est introduite aléatoirement en avance ou en retard sur l'instant idéal. On prend $f_d = 50 \text{ Hz}$, $f_o = 450 \text{ Hz}$ et $r = 4$.

La solution est :

$$\alpha_1 = 6^\circ$$

$$\alpha_2 = 8,1^\circ$$

$$\alpha_3 = 19,2^\circ$$

$$\alpha_4 = 23,7^\circ$$

Dans ce cas, on trouve :

$$\tau_i = 7 \%$$

$$\tau_u = 18 \%$$

Si on prend :

$$\alpha_1 = 6,3^\circ$$

$$\alpha_2 = 7,9^\circ$$

$$\alpha_3 = 19^\circ$$

$$\alpha_4 = 24^\circ$$

On trouve :

$$\tau_i = 10 \%$$

$$\tau_u = 20 \%$$

L'examen de ces solutions numériques montre que les taux d'harmoniques de courant ou de tension ne sont pas trop sensibles à des variations de valeurs d'angles. Une faible erreur sur les valeurs angulaires restituées peut donc être tolérée.

4.4. CHOIX DES PLAGES DE FREQUENCE

Le nombre de paramètres angulaires r est égal au nombre d'harmoniques p amplifiés par le filtre. Sans oublier que p est un nombre discret, on peut dire que p évolue proportionnellement à la période des courants dans le moteur, donc que p est inversement proportionnel à la fréquence f_d .

On peut ainsi choisir r pour que $r \times f_d$ soit quasiment constant.

A chaque valeur discrète de r , on peut ainsi faire correspondre une fréquence de fonctionnement pour laquelle la minimisation des harmoniques sera optimale. Toutefois, pour ne pas multiplier les motifs de découpage entre par exemple 1 et 60 Hz, on peut se limiter à un nombre restreint de possibilités. Par exemple, si 4 angles déterminent le découpage à 50 Hz, on peut choisir 5 angles à 40 Hz, 6 à 33 Hz, 8 à 25 Hz, 10 à 20 Hz, 16 à 12 Hz, 24 à 8 Hz, 40 à 5 Hz.

Pour chacun de ces couples (r, f_d) , on peut calculer un motif de découpage : ce découpage peut être utilisé pour la fréquence à laquelle il a été calculé, mais également à des fréquences plus élevées, ceci tant que la distance angulaire qui sépare deux commutations reste supérieure à la durée minimale de conduction.

Par exemple, le domaine de fréquence 0 - 60 Hz peut se partager en 8 plages de fréquence, qui sont définies :

de 60 à 46 Hz, avec 4 paramètres angulaires
de 46 à 40 Hz, avec 5 paramètres angulaires
de 40 à 27 Hz, avec 6 paramètres angulaires
de 27 à 22 Hz, avec 8 paramètres angulaires
de 22 à 15 Hz, avec 10 paramètres angulaires
de 15 à 10 Hz, avec 16 paramètres angulaires
de 10 à 6 Hz, avec 24 paramètres angulaires
de 6 à 1 Hz, avec 40 paramètres angulaires.

Un découpage est calculé pour une fréquence donnée f_d . Il n'est donc pas optimal sur toute la plage de fréquence sur laquelle il est utilisé. Pour une fréquence f différente de f_d , les harmoniques créés avec ce motif sont donc plus importants que les harmoniques qui seraient créés avec un découpage optimisé pour cette fréquence f .

Il n'est pas aisé de chiffrer analytiquement cette augmentation d'harmoniques résultante. Aussi, à titre d'exemple, on peut calculer les taux d'harmoniques de courant et de tension dans le moteur pour une fréquence f supérieure ou inférieure à f_d pour laquelle ce découpage est optimisé.

Pour $f_d = 50$ Hz, $f_0 = 450$ Hz, $r = 4$, la solution est :

$$\alpha_1 = 6^\circ$$

$$\alpha_2 = 8,1^\circ$$

$$\alpha_3 = 19,2^\circ$$

$$\alpha_4 = 23,7^\circ$$

On trouve :

$$\tau_i = 7 \%$$

$$\tau_u = 18 \%$$

Si l'on utilise ce découpage à 60 Hz, on trouve :

$$\tau_i = 13 \%$$

$$\tau_u = 21 \%$$

Si l'on utilise ce découpage à 46 Hz, on trouve :

$$\tau_i = 8 \%$$

$$\tau_u = 21 \%$$

L'examen de ces solutions numériques montre que les taux d'harmoniques de courant ou de tension ne sont pas trop sensibles à des variations de fréquence. Les plages de fréquence ne doivent cependant pas être trop larges.

Dans la réalisation pratique, le passage d'une plage de fréquence à l'autre ne peut se produire que tous les $1/6$ de période, sinon il y a risque de court-circuit des phases du récepteur ou risque de discontinuité du courant fourni par la source.

CHAPITRE III

SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE-CONDENSATEURS

CHAPITRE III

SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE-CONDENSATEURS

1. SIMULATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MOTEUR

Dans cette partie, on se propose de compléter l'étude précédente en simulant l'association convertisseur-machine asynchrone-condensateurs. Après un rappel des équations matricielles régissant le fonctionnement de ce type de moteur, nous utiliserons la formulation de PARK pour simplifier les calculs et accélérer le processus de simulation. Ce modèle complet permet de prévoir le comportement de l'ensemble convertisseur-machine, tant en régime permanent que transitoire.

1.1. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

On néglige la saturation et l'hystérésis du circuit magnétique, l'effet pelliculaire et les effets thermiques. On suppose que la machine est de construction symétrique et que le flux est à répartition sinusoïdale.

Les notations utilisées sont les suivantes :

s, r, indices désignant les grandeurs du stator ou du rotor

v_1, v_2, v_3 , tensions appliquées aux bornes des enroulements statoriques

i_{m1}, i_{m2}, i_{m3} , courants traversant les enroulements statoriques

i_{r1}, i_{r2}, i_{r3} , courants traversant les enroulements rotoriques

r_s, L_s , résistance et inductance propre d'une phase statorique

r_r, L_r , résistance et inductance propre d'une phase rotorique

M_{ss} , inductance mutuelle entre deux phases statoriques

M_{rr} , inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

m_{sr} , inductance mutuelle entre la phase s du stator et la phase r du rotor

M_{sr} , amplitude maximale de m_{sr} (obtenu lorsque les deux axes s et r coïncident)

ϕ_s, ϕ_r , les flux statoriques et rotoriques

p, le nombre de paires de pôles

$\Omega = \frac{d\theta}{dt}$, la vitesse angulaire du moteur en rd/s

Sous forme matricielle, l'équation régissant le fonctionnement d'un moteur asynchrone s'écrit :

$$[u] = [R][I] + \frac{d}{dt} [\phi]$$

avec :

$$[U] = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} r_s & & & & & \\ & r_s & & & & \\ & & r_r & & & \\ & & & r_r & & \\ & & & & r_r & \\ & & & & & r_r \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \\ i_{m3} \\ 0 \\ i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}$$

$$[\phi] = [L][I] \text{ où } [L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M] \\ [M]^t & [L_r] \end{bmatrix}$$

avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & L_r \end{bmatrix}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} m_{11} &= m_{22} = m_{33} = M_{sr} \cos p \theta \\ m_{12} &= m_{23} = m_{31} = M_{sr} \cos (p \theta - 4 \pi / 3) \\ m_{13} &= m_{21} = m_{32} = M_{sr} \cos (p \theta - 2 \pi / 3) \end{aligned}$$

Dans un premier temps, on simplifie ces équations pour se ramener à deux bobinages diphasés, un pour le stator, un pour le rotor. La transformation de Concordia, à laquelle on peut associer une matrice [C] assure le passage d'un bobinage triphasé à un bobinage diphasé équivalent en ce qui concerne les forces magnéto-motrices.

La figure 48 précise les conventions choisies pour les signes des courants.

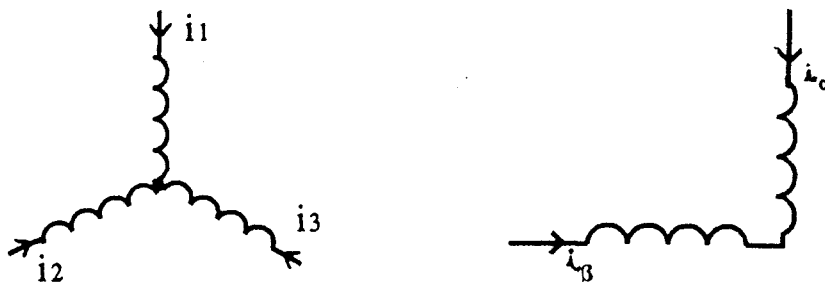


Figure 48

Ceux-ci sont liés par la relation :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

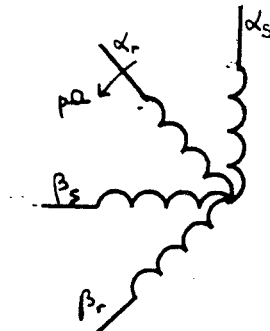
où la matrice [C] rendue orthogonale s'écrit :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Dans l'espace de dimension 6, la transformation de Concordia au stator et au rotor sera notée :

$$[C^*] = \begin{bmatrix} [C] & 0 \\ 0 & [C] \end{bmatrix}$$

Grâce à cette transformation, on se ramène à un bobinage diphasé fixe (α_s, β_s) dont l'axe α_s coïncide avec l'axe de la phase A du stator, un bobinage diphasé mobile (α_r, β_r) lié au rotor qui tourne à la vitesse angulaire $p \Omega$ par rapport au stator.



Pour rendre constants les termes de la matrice [L], il suffit que les valeurs de mutuelle-inductance soient indépendantes du temps, donc que les deux repères (α_s, β_s) et (α_r, β_r) soient fixes l'un par rapport à l'autre. Les grandeurs observées étant celles du stator, on se place dans un repère lié au stator ; pour rendre le rotor solidaire du stator, il suffit de lui appliquer une rotation d'angle $p \theta$ notée $\rho(p \theta)$, qui s'écrit :

$$[\rho(p \theta)]^* = \begin{bmatrix} 1 & & & 0 \\ & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos p \theta & \sin p \theta \\ & 0 & -\sin p \theta & \cos p \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \rho(p \theta) \end{bmatrix}$$

La matrice de transformation complète est donc :

$$[C]^* [\rho(p\theta)]^* = \begin{bmatrix} [I] & 0 \\ 0 & [\rho(p\theta)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [C] & 0 \\ 0 & [C] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [C] & 0 \\ 0 & [\rho(p\theta)][C] \end{bmatrix} = [T]$$

La matrice $[\rho(p\theta)][C]$ correspond à la transformée de PARK ; la matrice $[T]$ à la transformation cherchée.

L'équation de départ est :

$$[U] = [R][I] + \frac{d}{dt}[L][I]$$

Par cette matrice $[T]$, cette équation peut se transformer et après élimination des composantes homopolaires, le système est réduit de deux rangs. Posons :

$$[U'] = [T][U] = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [I'] = [T][I] = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix}$$

On note $[L']$ la matrice inductance associée aux nouveaux repères.

$$[L'] = \begin{bmatrix} L'_s & 0 & M'_{sr} & 0 \\ 0 & L'_s & 0 & M'_{sr} \\ M'_{sr} & 0 & L'_r & 0 \\ 0 & M'_{sr} & 0 & L'_r \end{bmatrix} \quad \text{avec:} \quad \begin{aligned} L'_s &= L_s - M_{ss} \\ L'_r &= L_r - M_{rr} \\ M'_{sr} &= \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \end{aligned}$$

La dérivation par rapport au temps des grandeurs rotoriques écrites dans un repère mobile fait intervenir la matrice $[\alpha]$ qui représente la rotation de ce repère. En effet

$$\begin{aligned} \frac{d \rho(\theta)}{dt} &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos p\theta & \sin p\theta \\ 0 & -\sin p\theta & \cos p\theta \end{bmatrix} = p \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin p\theta & \cos p\theta \\ 0 & -\cos p\theta & -\sin p\theta \end{bmatrix} = \\ &= p \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos p\theta & \sin p\theta \\ 0 & -\sin p\theta & \cos p\theta \end{bmatrix} = p \frac{d\theta}{dt} [\alpha][\rho(p\theta)] \end{aligned}$$

Dans l'espace de dimension 4, la matrice notée $[\alpha]$ dans l'espace de dimension 3 s'écrit :

$$[\alpha'] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec ces notations, les équations de la machine deviennent :

$$[U'] = [R][I'] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha'] [L'] [I'] + [L'] \frac{d}{dt} [I']$$

L'équation d'état peut être formulée de la façon suivante :

$$\frac{d[I']}{dt} = [L']^{-1} \left[[U'] - [R][I'] - p \frac{d\theta}{dt} [\alpha'] [L'] [I'] \right]$$

On trouve :

$$[L']^{-1} = \frac{1}{L'_s L'_r - M'^2_{sr}} \begin{bmatrix} L'_r & 0 & -M'_{sr} & 0 \\ 0 & L'_r & 0 & -M'_{sr} \\ -M'_{sr} & 0 & L'_s & 0 \\ 0 & -M'_{sr} & 0 & L'_s \end{bmatrix}$$

et

$$[\alpha'] [L'] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M'_{sr} & 0 & L'_r \\ -M'_{sr} & 0 & -L'_r & 0 \end{bmatrix}$$

En introduisant les courants $i'_{\alpha r}$ et $i'_{\beta r}$ tels que :

$$i'_{\alpha r} = \frac{L'_r}{M'_{sr}} i_{\alpha r}, \quad i'_{\beta r} = \frac{L'_r}{M'_{sr}} i_{\beta r}$$

et en posant

$$M = \frac{M'^2_{sr}}{L'_r}, \quad \tau_r = \frac{L'_r}{r_r}$$

le système s'écrit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i'_{\alpha r} \\ i'_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} -r_s & p\Omega M & \frac{M}{\tau_r} & pM\Omega \\ -p\Omega M & -r_s & -p\Omega M & \frac{M}{\tau_r} \\ r_s & -pL'_s\Omega & -\frac{L'_s}{\tau_r} & -pL'_s\Omega \\ pL'_s\Omega & r_s & pL'_s\Omega & -\frac{L'_s}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i'_{\alpha r} \\ i'_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{1}{K} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ -v_\alpha \\ -v_\beta \end{bmatrix}$$

avec :

$$K = L'_s L'_r - M'^2_{sr}$$

où il apparaît clairement que l'entrée du système est la tension appliquée au moteur.

1.2. MODELISATION DE L'ASSOCIATION MOTEUR ASYNCHRONE-CONDENSATEURS

Le modèle défini précédemment doit être complété puisque dans le montage étudié, des condensateurs sont connectés en parallèle sur le moteur.

On note i_1, i_2, i_3 les courants générés par le convertisseur, v_1, v_2, v_3 les tensions simples aux bornes du récepteur, i_{m1}, i_{m2}, i_{m3} les courants statoriques.

Ces grandeurs sont liées par les relations :

$$i_1 - i_{m1} = C \, dv_1 / dt$$

$$i_2 - i_{m2} = C \, dv_2 / dt$$

$$i_3 - i_{m3} = C \, dv_3 / dt$$

où C désigne la capacité du condensateur.

Pour tenir compte de ces relations, il est impératif d'ajouter au moins deux grandeurs d'état. Puisque le condensateur est un récepteur de tension, les grandeurs d'état supplémentaires seront deux des trois tensions aux bornes des condensateurs.

La modélisation de la machine ayant été établie dans un repère diphasé au stator, il est intéressant de transformer ces relations et de les écrire dans le même repère.

Dans un repère triphasé, ces relations s'écrivent matriciellement :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/C & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 \\ 0 & 0 & 1/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 - i_{m1} \\ i_2 - i_{m2} \\ i_3 - i_{m3} \end{bmatrix}$$

En multipliant à gauche par la matrice de Concordia, il vient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/C & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 \\ 0 & 0 & 1/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 - i_{0s} \\ i_\alpha - i_{\alpha s} \\ i_\beta - i_{\beta s} \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

Cette écriture revient à considérer les composantes de Concordia des courants traversant les condensateurs. En éliminant la relation liant les grandeurs homopolaires, deux nouvelles équations sont à ajouter au modèle décrivant la machine seule. Ces relations sont :

$$\frac{d v_\alpha}{d t} = \frac{1}{C} (i_\alpha - i_{\alpha s})$$

$$\frac{d v_\beta}{d t} = \frac{1}{C} (i_\beta - i_{\beta s})$$

Matriciellement, le système complet peut donc s'écrire :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha_s} \\ i_{\beta_s} \\ i'_{\alpha_r} \\ i'_{\beta_r} \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} -r_s & pM\Omega & M/\tau_r & pM\Omega & 1 & 0 \\ -pM\Omega & -r_s & -pM\Omega & M/\tau_r & 0 & 1 \\ r_s & -pL'_3\Omega & -L'_3/\tau_r & -pL'_3\Omega & -1 & 0 \\ pL'_3\Omega & r_s & pL'_3\Omega & -L'_3 & 0 & -1 \\ -K/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K/C & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_s} \\ i_{\beta_s} \\ i'_{\alpha_r} \\ i'_{\beta_r} \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

La formulation de ce modèle fait clairement apparaître que l'entrée du système est le courant à l'entrée du récepteur moteur-condensateurs. Puisque les tensions et les courants dans la machine figurent dans le vecteur d'état, ils ne dépendent que des courants d'entrée.

A ces équations électriques, il faut ajouter l'équation mécanique. Dans la formulation de PARK, le couple électromagnétique C_e s'écrit :

$$C_e = p \sqrt{\frac{3}{2}} M'_{sr} (i_{\alpha_r} i_{\beta_s} - i_{\beta_r} i_{\alpha_s})$$

En utilisant les grandeurs $i_{\alpha'_r}$ et $i_{\beta'_r}$, cette expression devient :

$$C_e = p \sqrt{\frac{3}{2}} M' (i_{\alpha'_r} i_{\beta_s} - i_{\beta'_r} i_{\alpha_s})$$

Le principe fondamental de la dynamique indique que :

$$C_e - C_r = J \frac{d \Omega}{d t}$$

où C_r est le couple résistant dont la forme générale est :

$$C_r = C_p + C_m(\Omega)$$

où :

C_p traduit le couple dû aux pertes

$C_m(\Omega)$ représente le couple de la charge

J est le moment d'inertie des parties tournantes.

1.3. PRINCIPE DE LA SIMULATION

L'équation d'état du système étant établie, il faut définir les entrées qui sont les courants $i_{\alpha_{ref}}$ et $i_{\beta_{ref}}$.

Dans un fonctionnement en boucle ouverte, on peut imposer à l'entrée du récepteur moteur-condensateurs un système quelconque de courants triphasés équilibré (i_1, i_2, i_3) ; les courants $i_{\alpha_{ref}}$ et $i_{\beta_{ref}}$ sont alors obtenus par la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} i_{\alpha_{ref}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sqrt{2} i_1 - \frac{1}{\sqrt{2}} i_2 - \frac{1}{\sqrt{2}} i_3 \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_1 - \frac{i_2}{2} - \frac{i_3}{2} \right) = \sqrt{\frac{3}{2}} i_1 \\ i_{\beta_{ref}} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_1 - i_3) = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_1 + i_2 + i_2) = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_1 + 2 i_2) \end{cases}$$

Pour observer les courants moteur et les tensions v_1, v_2 aux bornes des condensateurs, on applique la transformée de Concordia inverse sur les grandeurs issues du vecteur d'état, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} i_{m1} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{\alpha_s} \\ i_{m2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(-\frac{1}{\sqrt{2}} i_{\alpha_s} + \sqrt{\frac{3}{2}} i_{\beta_s} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{\alpha} \\ v_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(-\frac{1}{\sqrt{2}} v_{\alpha} + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{\beta} \right) \end{cases}$$

Les courants condensateurs étant alors égaux à :

$$i_{c1} = i_1 - i_{m1}$$

$$i_{c2} = i_2 - i_{m2}$$

1.4. RESULTATS

Ce modèle permet la simulation de l'ensemble moteur-condensateurs alimenté par un système de courants i_1, i_2, i_3 de somme nulle. Pour vérifier les hypothèses émises lors de l'étude simplifiée du chapitre II, il est intéressant :

- d'alimenter l'ensemble par un système de courants sinusoïdaux équilibré. Cette simulation permet la mise en évidence d'un phénomène gênant : l'auto-amorçage de la machine sur les condensateurs

- de superposer au fondamental un harmonique d'amplitude donnée et de fréquence variable. Cette simulation permet de vérifier les hypothèses du chapitre II relatives à l'amplification ou à la réduction des harmoniques.

1.4.1. Alimentation par un système de courants sinusoïdaux

Les trois courants d'entrée i_1, i_2, i_3 sont des courants sinusoïdaux d'une fréquence f comprise entre 0 et 60 Hz, fréquences habituelles des courants à l'entrée d'une machine. L'amplitude de ces courants est choisie pour que, en régime stable, le rapport V / f reste constant, V représentant la valeur efficace des tensions simples aux bornes du moteur.

Dans l'étude théorique simplifiée, la modélisation de l'ensemble condensateurs-moteur a laissé apparaître un circuit oscillant peu amorti, formé par un condensateur et l'inductance magnétisante de la machine : la fréquence f_m correspondant à cette résonance est une grandeur caractéristique de ce montage. Pour cette raison, on étudie les deux cas : $f < f_m$ puis $f > f_m$.

1.4.1.1. La fréquence f des courants est inférieure à la fréquence f_m

On applique à l'entrée de l'ensemble machine-condensateurs un système triphasé de courants sinusoïdaux de fréquence f inférieure à f_m . Des simulations ont été réalisées machine à vide et pour différentes valeurs du couple résistant. La machine étant à vide, la figure 49 montre l'évolution de la vitesse du moteur, le courant imposé au récepteur moteur-condensateurs, le courant dans une phase du moteur et la tension correspondante.

On voit que la vitesse croît régulièrement jusqu'à une vitesse voisine de la vitesse de synchronisme ($\Omega_s = \pi f$, la machine étant bipolaire).

La fréquence des courants dans le moteur ainsi que la fréquence de rotation du champ tournant sont déterminées par la fréquence des courants d'entrée.

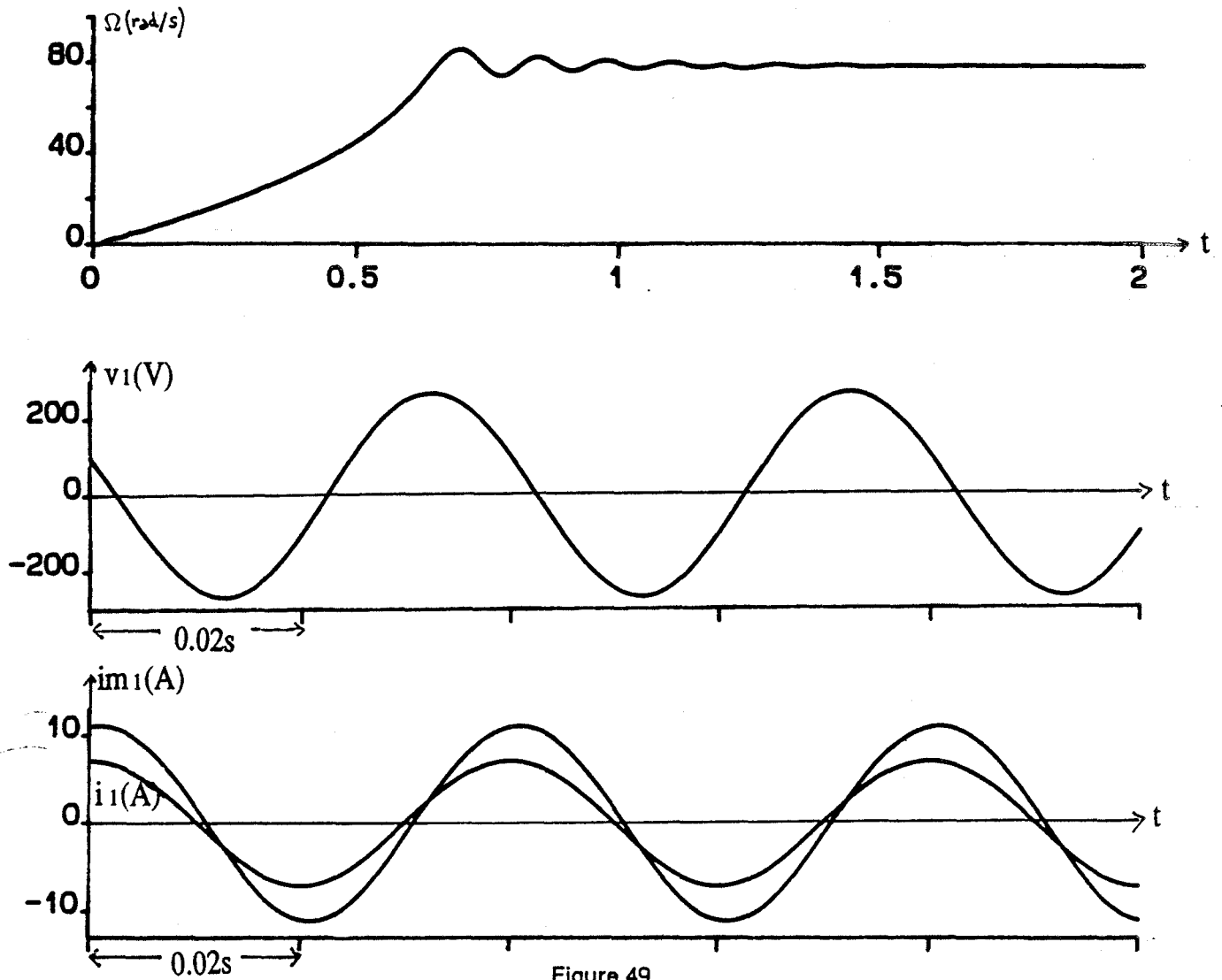


Figure 49

1.4.1.2. La fréquence f des courants est supérieure à la fréquence f_m

On applique à l'entrée de l'ensemble machine-condensateurs un système triphasé de courants de fréquence f supérieure à f_m . Des simulations ont été réalisées machine à vide et pour différentes valeurs du couple résistant. La machine étant à vide, la figure 50 montre l'évolution de la vitesse du moteur. Au démarrage, on voit que la vitesse croît régulièrement.

En régime permanent, contrairement à ce que l'on peut observer dans le cas précédent, cette vitesse oscille autour d'une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme associée à la fréquence f . Un rapide calcul permet de voir que cette vitesse est égale à la vitesse synchrone Ω_m correspondant à la fréquence de résonance f_m ($\Omega_m = \pi f_m$).

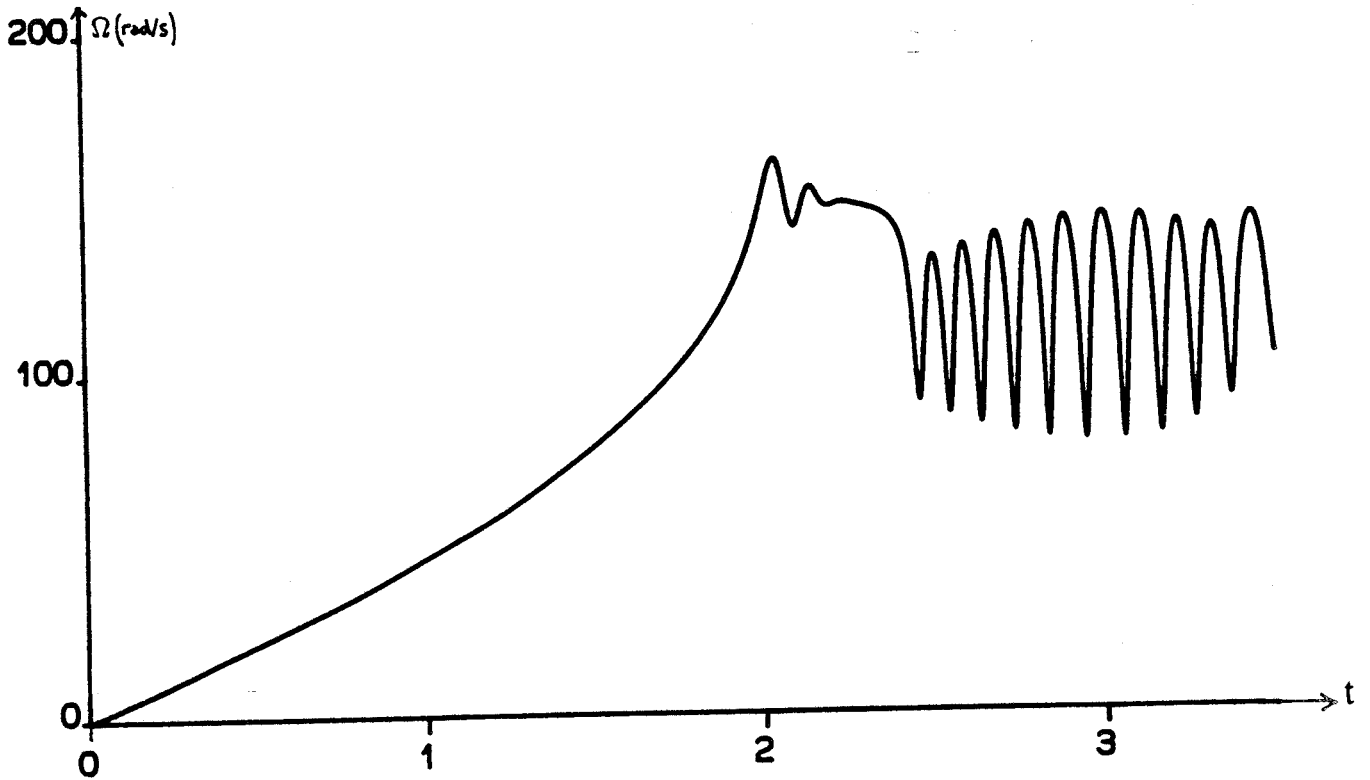


Figure 50

La machine étant à vide, la figure 51.a. montre l'allure du courant dans le moteur, tension à ses bornes, la figure 51.b. l'allure du couple électromagnétique lorsque ce régime permanent s'installe. On voit que la fréquence de la tension aux bornes du moteur est égale à la fréquence de résonance et que le régime souhaité ne s'établit pas.

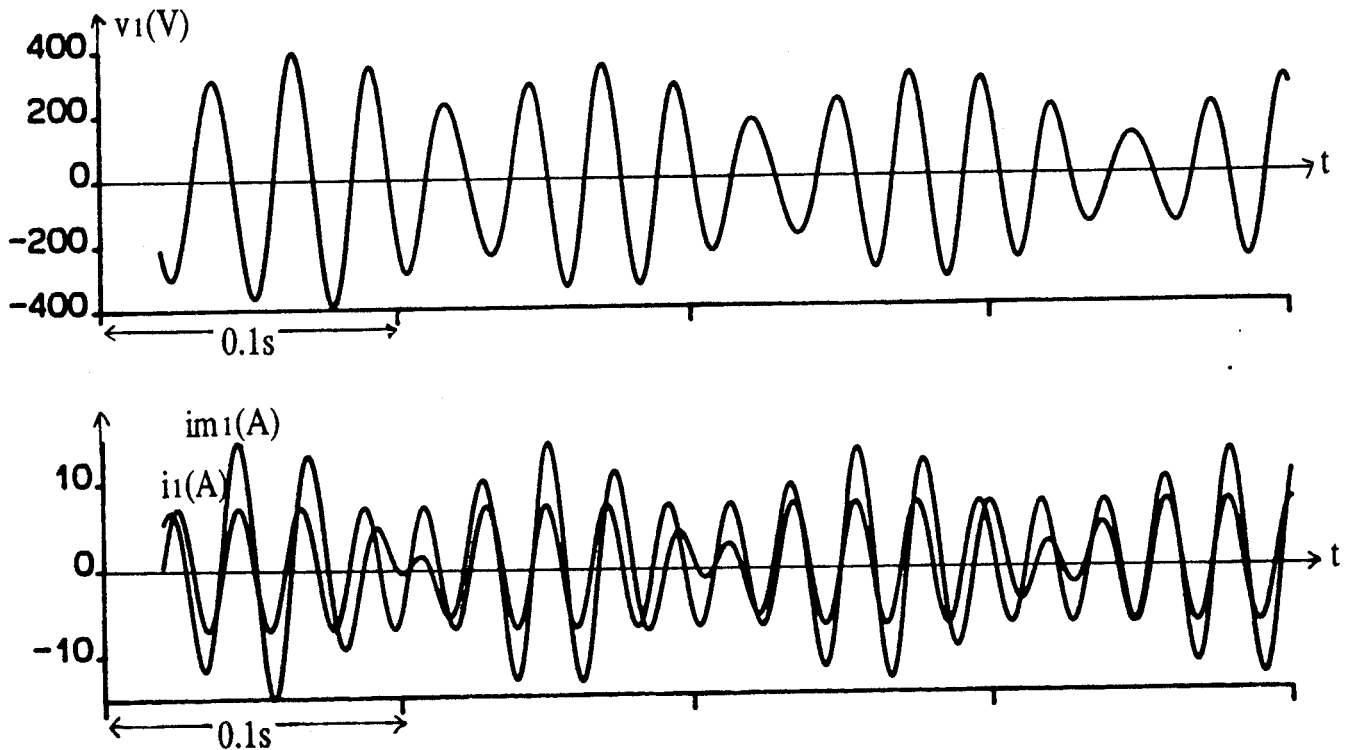


Figure 51.a.

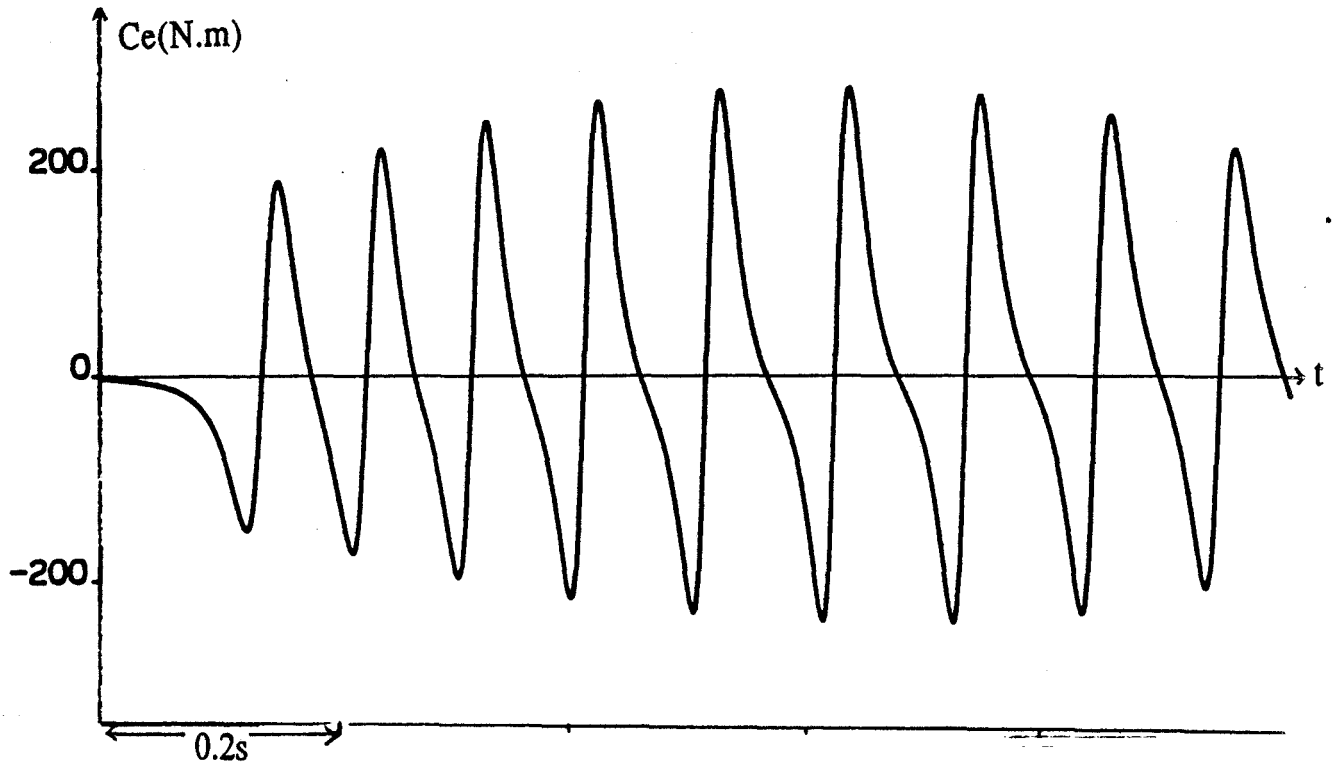


Figure 51.b.

La vitesse de rotation étant oscillante, le glissement g évolue au cours du temps et la modélisation simplifiée du chapitre II ne permet pas la prise en compte de ces phénomènes.

Cette résonance doit dans tous les cas être évitée. Elle pourra l'être par la régulation.

1.4.2. Comportement de la charge vis à vis des harmoniques

Pour étudier la réponse de l'association condensateur-moteur à des courants harmoniques, la fréquence des courants dans les phases de ce récepteur doit être inférieure à la fréquence de résonance du filtre condensateur-inductance magnétisante. La vitesse du moteur est alors déterminée et elle correspond à la vitesse fixée par les fondamentaux de ces courants. L'étude théorique menée dans le chapitre II a conduit pour les harmoniques au schéma équivalent représenté sur la figure 41.

Puisque, pour les harmoniques, le glissement est voisin de l'unité, la résistance r'_2 / g est égale à r'_2 . Si I_{km} est le module du courant dans la machine et I_k le module de l'harmonique de rang k , la résistance r'_2 étant négligeable par rapport à $L_k \omega$, on a :

$$I_{km}/I_k = \frac{1}{\left| 1 - k^2 f^2 / f_0^2 \right|}$$

Pour étudier le comportement de la charge vis à vis des harmoniques, le système des courants à l'entrée du récepteur condensateurs-machine est la somme d'un système de fondamentaux de courants de fréquence f inférieure à f_m et d'un système d'harmoniques de courants dont la fréquence évolue linéairement par rapport au temps. La figure 52 montre l'amplitude de l'harmonique de courant résultant dans la machine en fonction du temps, donc en fonction de sa fréquence. On voit que l'amplitude de cet harmonique croît, passe par un maximum puis décroît au fur et à mesure que sa fréquence augmente. Un rapide calcul numérique permet de vérifier que l'amplitude de l'harmonique est maximale lorsque sa fréquence est égale à :

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

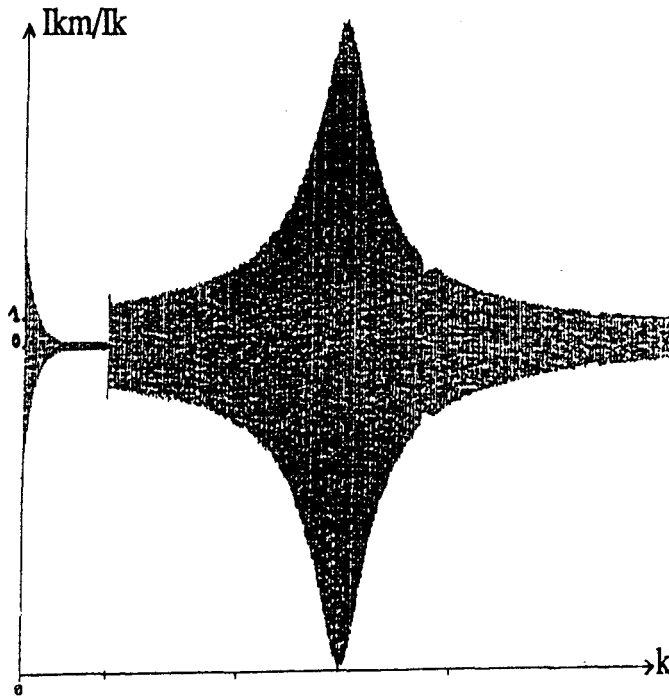


Figure 52

Ce résultat de simulation justifie la minimisation des harmoniques pondérés qui a été proposée dans la partie théorique.

CONCLUSION

Cette simulation de l'ensemble convertisseur-condensateurs-machine à partir des équations de PARK permet de valider l'étude théorique basée sur une représentation très simplifiée du moteur asynchrone :

- la réponse de ce récepteur aux harmoniques correspond bien à un circuit bouchon formé par le condensateur et l'inductance de fuites

- en ce qui concerne le fondamental, la modélisation simplifiée du moteur laissait entrevoir des phénomènes de résonance à une fréquence déterminée par les valeurs du condensateur et de l'inductance magnétisante. La simulation vient confirmer l'existence de cette résonance dans le cas où la fréquence des courants d'alimentation est supérieure à la fréquence de résonance f_m .

2. REGULATION

Les résultats obtenus en simulation mettent en évidence des phénomènes d'auto-amorçage de la machine associée aux condensateurs. Pour remédier à ce problème, on pourrait envisager de diminuer la valeur des capacités des condensateurs de telle façon que la fréquence f_m soit toujours supérieure à la fréquence maximale d'utilisation. Cette solution nécessiterait un découpage beaucoup plus rapide des ondes de courant si l'on veut néanmoins obtenir un filtrage correct des courants absorbés par la machine. On peut aussi, sans augmenter la fréquence de découpage, ni modifier la valeur des capacités des condensateurs, supprimer l'instabilité due à l'auto-amorçage en introduisant un contrôle du couple et du flux de la machine.

La méthode du champ orienté, technique utilisée sur certains variateurs de vitesse pour moteur asynchrone, permet de contrôler ces deux grandeurs indépendamment l'une de l'autre. La théorie du champ orienté, et son application dans le cas d'une alimentation en courant, sont rappelés dans un premier paragraphe. La possibilité de l'implantation de ce type de commande sur le convertisseur étudié fait l'objet des paragraphes suivants.

2.1. LA METHODE DU CHAMP ORIENTE

2.1.1. Modèle mathématique de la machine asynchrone

La machine est supposée triphasée tant au stator qu'au rotor. Les trois phases sont notées 1, 2, 3. Les indices s et r caractérisent respectivement les grandeurs statoriques et rotoriques. Si l'on considère un plan perpendiculaire à l'axe 0 de rotation de la machine, on peut, sur ce plan, définir plusieurs référentiels remarquables ayant tous comme origine cet axe de rotation :

- 0, α, β : un référentiel fixe par rapport au stator, où α coïncide avec la phase 1_s du stator
- 0, x, y : un référentiel fixe par rapport au rotor, où x coïncide avec la phase 1_r du rotor, tournant à la vitesse ω_r par rapport au stator
- 0, d, q : un référentiel tournant à la vitesse $d\theta_s / dt$ par rapport au stator, où θ_s désigne l'angle entre l'axe α et l'axe d.

Posons, pour simplifier les écritures : $d\theta_s / dt = \omega_s$. La représentation de ces repères est donnée sur la figure 53.

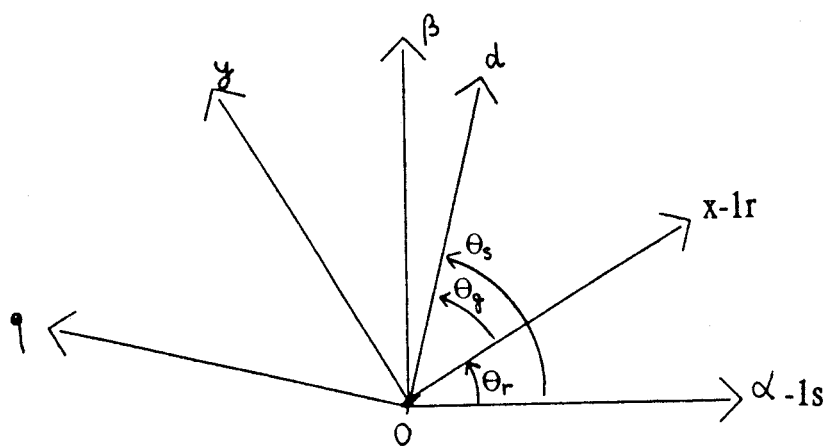


Figure 53

On désigne par θ_r l'angle entre la phase 1 du stator et la phase 1 du rotor, avec :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = p \Omega_r$$

où Ω_r est la vitesse de rotation de la machine, p le nombre de paires de pôles.

On désigne par θ_g l'angle entre la phase 1 du rotor et l'axe d. On a donc :

$$\theta_g = \theta_s - \theta_r, \text{ on note : } \omega_g = \frac{d \theta_g}{d t}$$

Les grandeurs électriques statoriques (X_1, X_2, X_3) peuvent s'exprimer dans ce repère (d - q) par la transformation :

$$\begin{bmatrix} X_{d_s} \\ X_{q_s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s - 4\pi/3) \\ \sin \theta_s & \sin(\theta_s - 2\pi/3) & \sin(\theta_s - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{1s} \\ X_{2s} \\ X_{3s} \end{bmatrix}$$

En négligeant la saturation, les pertes fer, l'effet pelliculaire et les effets thermiques, en supposant que l'entrefer est constant et le flux à répartition sinusoïdale, la machine asynchrone ainsi rendue diphasée peut se représenter par un système d'équations non linéaires.

On note :

L_s, L_r , les inductances cycliques statoriques et rotoriques par phase

L_m , l'inductance mutuelle propre

σ , le coefficient de fuites total $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$

R_s, R_r , les résistances d'enroulements statoriques et rotoriques par phase

T_s, T_r , les constantes de temps statoriques et rotoriques

ϕ , les flux

v , les tensions

i , les courants

J , le moment d'inertie de la partie tournante

f , le coefficient de frottement visqueux

C_e , le couple électromagnétique

C_r , le couple résistant

En exprimant les grandeurs électriques et magnétiques dans le repère d - q, ces équations s'écrivent :

Equations électriques:

$$\begin{cases} v_{d_s} = R_s i_{d_s} + d \phi_{d_s} / d t - \omega_s \phi_{q_s} \\ v_{q_s} = R_s i_{q_s} + d \phi_{q_s} / d t + \omega_s \phi_{d_s} \\ 0 = R_r i_{d_r} + d \phi_{d_r} / d t - (\omega_s - \omega_r) \phi_{q_r} \\ 0 = R_r i_{q_r} + d \phi_{q_r} / d t + (\omega_s - \omega_r) \phi_{d_r} \end{cases}$$

Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \phi_{d_s} = L_s i_{d_s} + L_m i_{d_r} \\ \phi_{d_r} = L_r i_{d_r} + L_m i_{d_s} \\ \phi_{q_s} = L_s i_{q_s} + L_m i_{q_r} \\ \phi_{q_r} = L_r i_{q_r} + L_m i_{q_s} \end{cases}$$

Equations mécaniques :

$$\begin{cases} J \frac{d \Omega_r}{d t} = C_e - C_r - f \Omega_r \\ C_e = p L_m (i_{q_s} i_{d_r} - i_{d_s} i_{q_r}) \end{cases}$$

Ces équations restant valables quel que soit le repère d - q, donc quel que soit le choix de ω_s : deux cas sont particulièrement intéressants :

1. En simulation, il peut être commode de choisir $\theta_s = 0$, donc $\omega_s = 0$. En effet, de cette façon, ce sont les grandeurs à observer qui apparaissent dans des équations nettement simplifiées si on les compare aux six équations classiques du moteur asynchrone triphasé. C'est le choix qui a été retenu dans le paragraphe 1.

2. En choisissant un repère d - q tel que l'axe d soit porté par le champ magnétique qui crée le flux rotorique, le vecteur flux rotorique devient fixe par rapport à ce repère d - q. Il en découle que :

$$\begin{aligned} \phi_{d_r} &= \phi_r \\ \phi_{q_r} &= 0 \end{aligned}$$

Si ces relations sont vérifiées, on peut établir les relations (1) et (2) à partir des équations précédentes :



$$\begin{cases} T_r \frac{d \phi_r}{d t} + \phi_r = L_m i_{d_s} & (1) \\ C_e = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{q_s} & (2) \end{cases}$$

2.1.2. Le contrôle vectoriel

D'après (1), on voit que seule la composante directe du courant statorique i_{d_s} détermine l'amplitude du flux rotorique ϕ_r ; si le flux est maintenu constant, d'après (2), on voit que le couple développé par la machine ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique i_{q_s} . La commande de la machine est donc découplée. La figure 54 montre les positions relatives des différents repères lorsque le flux rotorique est orienté sur l'axe α .

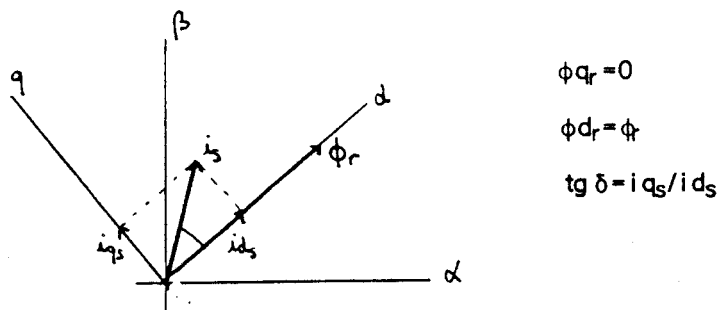


Figure 54

Pour réaliser cette commande découplée, il faut qu'à chaque instant, l'axe d coïncide avec la direction du vecteur flux rotorique. Pour recaler cet axe d , il faut donc connaître la position de ϕ_r par rapport à α , c'est-à-dire connaître ω_s . Pour cela, il existe plusieurs méthodes qui permettent soit la mesure directe du flux à partir de sondes à effet Hall, soit la détermination de $d \theta_s / d t$ à partir de mesures de grandeurs électriques ou mécaniques.

Par exemple, si l'on considère l'équation :

$$0 = R_r i_{q_r} - \frac{d}{dt} \phi_{q_r} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{d_r}$$

Puisque $\phi_{q_r} = 0$, et $\phi_{d_r} = \phi_r$, on trouve :

$$\omega_s = \omega_r - \frac{R_r i_{q_r}}{\phi_r}$$

Pour exprimer ω_s en fonction d'un courant statorique, on utilise l'équation :

$$L_r i_{q_r} + L_m i_{q_s} = \phi_{q_r}$$

Puisque $\phi_{q_r} = 0$, on trouve :

$$i_{q_r} = - \frac{L_m}{L_r} i_{q_s}$$

En remplaçant dans l'expression de ω_s , on peut écrire :

$$\omega_s = p \Omega_r + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{q_s}}{\phi_r} \quad (3)$$

Un module qui effectue ces opérations est parfois appelé calculateur de glissement. Il peut être utilisé dans une régulation pour déterminer la valeur de ω_s à tout instant.

2.2. STRUCTURE GLOBALE DE COMMANDE EN COURANT

Les schémas de régulation d'un ensemble convertisseur-machine varient suivant la nature de l'alimentation de la machine.

En vue d'une simulation, on peut décomposer, dans tous les cas, le système machine-régulation en trois blocs :

- un bloc de commande
- le modèle de la machine
- un estimateur.

La figure 55 montre un système complet de commande en courant :

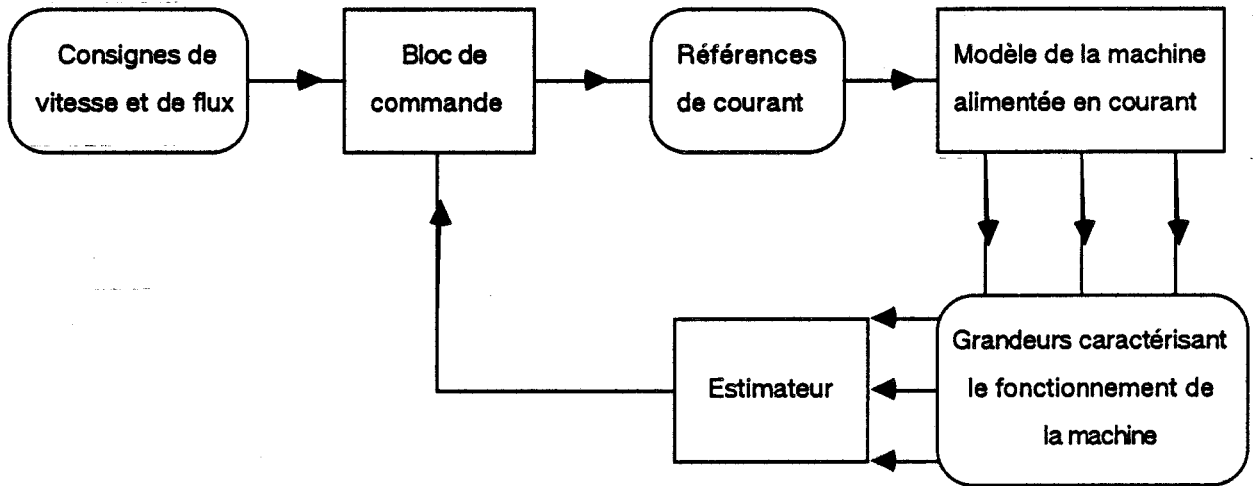


Figure 55

2.2.1. Bloc de commande

Le bloc de commande élabore des références de courant pour la machine à partir de consignes de flux et de vitesse.

Les grandeurs de référence sont notées de la même manière que les grandeurs réelles en leur associant l'indice *.

La consigne de flux est fournie par un bloc de défluxage de telle façon que :

$$\phi_r^* = \phi_{r0} \text{ tant que } |\Omega_r| < \Omega_{r0} \text{ où } \phi_{r0} \text{ est une constante}$$

$$\phi_r^* = \phi_{r0} \frac{|\Omega_r|}{\Omega_{r0}} \text{ si } |\Omega_r| > \Omega_{r0}$$

La consigne de vitesse est fixée par l'utilisateur. Elle est transformée en une consigne de couple qui en définissant la capacité du moteur à accélérer ou à décélérer, est liée à la différence : vitesse de référence - vitesse réelle. Le flux est orienté de façon indirecte par la relation :

$$\omega_s^* = \omega_r + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i q^*}{\phi_r^*}; \text{ on note } \omega_g^* = \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i q^*}{\phi_r^*}$$

Lorsque la commande est découplée, le flux et le couple dans la machine sont donnés par :

$$T_r \frac{d \phi_r}{d t} + \phi_r = L_m i_{d_s}$$

$$C_e = p \frac{L_m}{T_r} \phi_r i_{q_s}$$

La commande peut être définie par le schéma bloc représenté figure 56.

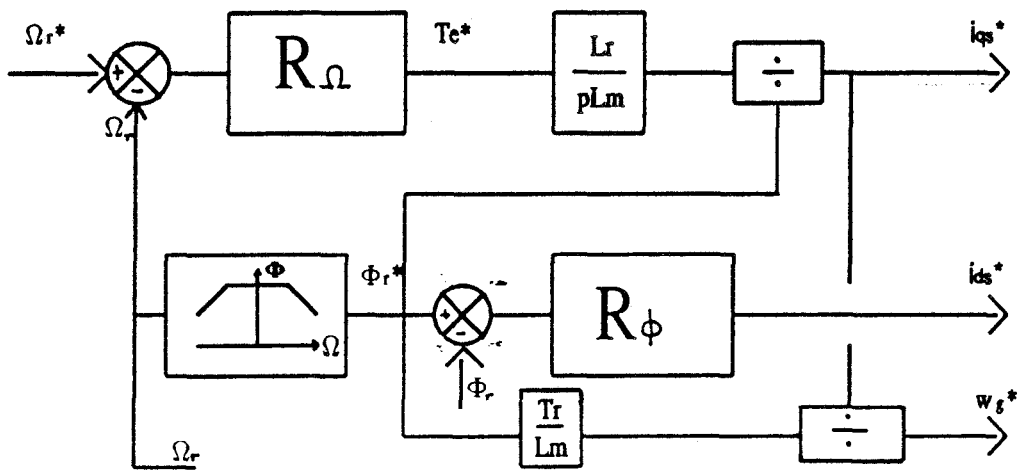


Figure 56

Cette structure de commande n'est pas liée à la topologie du convertisseur.

2.2.2. Le modèle de la machine alimentée en courant

Pour définir le modèle de la machine alimentée en courant, si l'on considère $(\phi_{d_r}, \phi_{q_r}, \Omega_r)$ comme des variables d'état, les équations s'écrivent :

$$T_r \frac{d \phi_{d_r}}{d t} + \phi_{d_r} = L_m i_{d_s}^* + T_r \omega_g^* \phi_{q_r}$$

$$T_r \frac{d \phi_{q_r}}{d t} + \phi_{q_r} = L_m i_{q_s}^* - T_r \omega_g^* \phi_{d_r}$$

$$J \frac{d \Omega_r}{d t} = p \frac{L_m}{L_r} (i_{q_s} \phi_{d_r} - i_{d_s} \phi_{q_r}) - C_r$$

2.2.3. L'estimateur

Cet estimateur peut déterminer à partir des variables d'état et des consignes, les flux statorique et rotorique, et les courants rotoriques. Le flux rotorique ϕ_r peut par exemple être calculé par :

$$\phi_r = \left(\phi d_r^2 + \phi q_r^2 \right)^{1/2}$$

La structure globale de commande en courant est représentée sur la figure 57 :

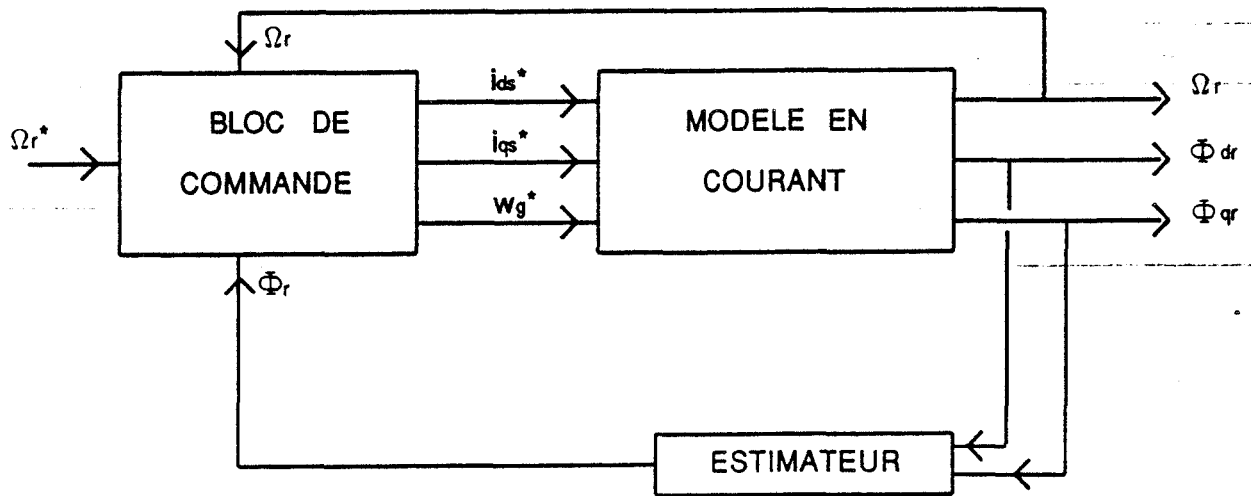


Figure 57

Ce type de commande permet d'obtenir des réponses qui ont de très bonnes performances dynamiques : il faut donc essayer d'adapter cette structure de commande au convertisseur étudié.

2.3. CAS DE L'ASSOCIATION MOTEUR-CONDENSATEUR

La commande doit avoir la structure définie précédemment, c'est-à-dire une structure de commande, un modèle, un bloc estimateur.

Le modèle est modifié puisque l'on ajoute les condensateurs en parallèle sur le moteur, ce qui peut entraîner des modifications de la structure du bloc de commande et de l'estimateur.

2.3.1. Modélisation de la charge

Pour élaborer le modèle équivalent de l'association condensateurs-machine, il nous est déjà apparu dans le chapitre précédent qu'il fallait dans un premier temps considérer un moteur seul alimenté en tension. Ajouter les condensateurs dans un deuxième temps, se traduit par deux relations supplémentaires.

C'est le modèle défini à présent qui sera utilisé lors des simulations. Les équations sont donc écrites dans un repère lié au stator (coordonnées $\alpha - \beta$) dans le seul but d'avoir des grandeurs statoriques directement observables.

Dans le cas de l'alimentation en tension, on peut considérer comme grandeurs d'état les grandeurs suivantes :

$$i_{\alpha_s}, i_{\beta_s}, \phi_{\alpha_s}, \phi_{\beta_s}, \Omega_r$$

Les équations de la machine sont calculées à partir des équations complètes (paragraphe 2.1.1.) où l'on pose $\omega_s = 0$ puisque l'on veut des grandeurs d'état exprimées dans le repère $\alpha - \beta$. On trouve :

$$\begin{aligned} \frac{d \phi_{\alpha_s}}{d t} &= v_{\alpha_s} - R_s i_{\alpha_s} \\ \frac{d \phi_{\beta_s}}{d t} &= v_{\beta_s} - R_s i_{\beta_s} \\ \sigma \frac{d i_{\alpha_s}}{d t} + i_{\alpha_s} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) &= \frac{\phi_{\alpha_s}}{T_r L_s} + \frac{\phi_{\beta_s}}{L_s} p \Omega_r - \sigma p \Omega_r i_{\beta_s} + \frac{v_{\alpha_s}}{L_s} \\ \sigma \frac{d i_{\beta_s}}{d t} + i_{\beta_s} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) &= \frac{\phi_{\beta_s}}{T_r L_s} - \frac{\phi_{\alpha_s}}{L_s} p \Omega_r + \sigma p \Omega_r i_{\alpha_s} + \frac{v_{\beta_s}}{L_s} \\ J \frac{d \Omega_r}{d t} &= p (i_{\beta_s} \phi_{\alpha_s} - i_{\alpha_s} \phi_{\beta_s}) - C_r \end{aligned}$$

En tenant compte des condensateurs connectés en parallèle sur la machine, il faut ajouter deux équations supplémentaires :

$$\begin{aligned} \frac{d v_{\alpha_s}}{d t} &= \frac{1}{C} (i_{\alpha^*} - i_{\alpha_s}) \\ \frac{d v_{\beta_s}}{d t} &= \frac{1}{C} (i_{\beta^*} - i_{\beta_s}) \end{aligned}$$

Les consignes de courant (i_{α}^* , i_{β}^*) sont appliquées à l'ensemble machine-condensateurs et induisent des courants (i_{α_s} , i_{β_s}) dans le moteur.

Les consignes générées par la structure de commande sont toujours écrites dans un repère lié au champ tournant pour que les régulations s'effectuent sur des grandeurs continues. Pour adapter ces consignes, il suffit d'intervaler une rotation ρ (θ_s) entre les deux blocs, c'est-à-dire :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* \cos \theta_s - i_q^* \sin \theta_s \\ i_d^* \sin \theta_s + i_q^* \cos \theta_s \end{bmatrix} \text{ soit } \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = [\rho(\theta_s)] \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}$$

Le schéma global de la structure moteur-condensateurs-régulation est représenté figure 58.

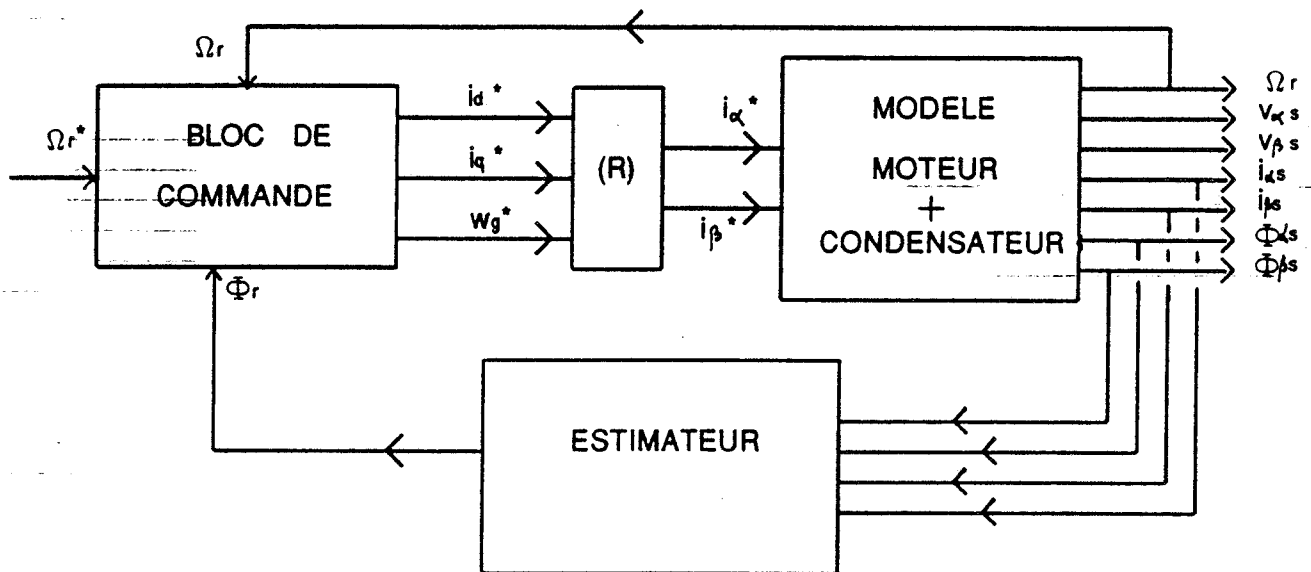


Figure 58

2.3.2. L'estimateur

On peut déterminer ϕ_r , connaissant ϕ_{α_s} et ϕ_{β_s} , à l'aide des équations magnétiques qui montrent que :

$$\begin{cases} \phi_{d_r} = \frac{L_r}{L_m} \phi_{\alpha_s} + \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{\alpha_s} \\ \phi_{q_r} = \frac{L_r}{L_m} \phi_{\beta_s} + \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{\beta_s} \end{cases}$$

Comme précédemment, le flux est calculé à partir de ces grandeurs par :

$$\phi_r = \left(\phi d_r^2 + \phi q_r^2 \right)^{1/2}$$

2.3.3. La structure de commande

2.3.3.1. Enoncé du problème

Les consignes de courants $i_{d_s^*}$, $i_{q_s^*}$ et ω_s^* peuvent être élaborées à partir du même bloc de commande que précédemment (paragraphe 2.2.1.).

Des simulations montrent que si ces consignes ($i_{d_s^*}$, $i_{q_s^*}$ et ω_s^*) constituent les consignes pour l'ensemble moteur-condensateurs, la régulation de la machine ne s'opère pas de façon satisfaisante ; en effet, cette structure de commande définit des courants de consigne pour le moteur seul. Or sur celui-ci sont connectés en parallèle des condensateurs eux-mêmes traversés par des courants. Ces courants, compte-tenu du rapport des impédances, peuvent devenir importants si la fréquence augmente, si bien que les courants qui alimentent alors le moteur sont différents de ceux générés par la structure de commande.

Le convertisseur alimentant un moteur et des condensateurs, il doit contrôler ces deux éléments, il est donc nécessaire d'introduire également des courants de référence pour les condensateurs.

On désigne par :

- ($i_{d_c^*}$, $i_{q_c^*}$) les consignes de courant pour les condensateurs, exprimées dans le repère (d, q)
- ($i_{\alpha_c^*}$, $i_{\beta_c^*}$) les consignes de courant pour les condensateurs, exprimées dans le repère (α , β)
- (i_{d^*} , i_{q^*}) les consignes de courant pour l'ensemble condensateurs-machine, exprimées dans le repère (d, q)
- (i_{α^*} , i_{β^*}) les consignes de courant pour l'ensemble condensateurs-machine, exprimées dans le repère (α , β).

Puisque le convertisseur alimente le moteur et les condensateurs, on a :

$$i_{\alpha}^* = i_{\alpha_s}^* + i_{\alpha_c}^* \quad i_{\beta}^* = i_{\beta_s}^* + i_{\beta_c}^*$$

et

$$i_d^* = i_{d_s}^* + i_{d_c}^* \quad i_q^* = i_{q_s}^* + i_{q_c}^*$$

($i_{d_s}^*$, $i_{q_s}^*$) sont déterminées à partir des consignes de vitesse et de flux.

2.3.3.2. Courants dans les condensateurs

En ce qui concerne les courants (i_{α_c} , i_{β_c}) circulant dans les condensateurs, ils sont liés aux tensions (v_{α} , v_{β}) par la relation :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_c} \\ i_{\beta_c} \end{bmatrix} = C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix}$$

La figure 59 représente les repères (α , β) et (d , q) où θ_s est l'angle entre l'axe d et l'axe α .

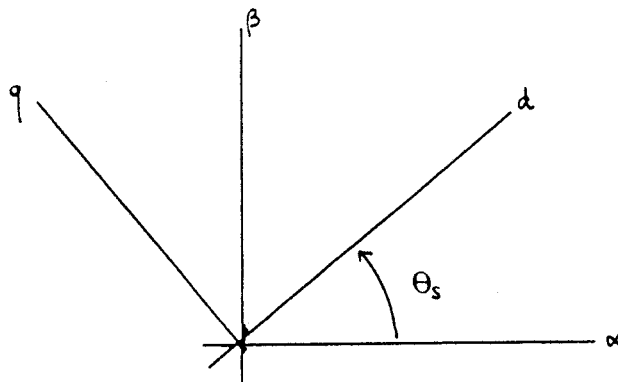


Figure 59

On appelle $\rho(\theta_s)$ la relation d'angle θ_s définie matriciellement par :

$$\rho(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

On a donc :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_c} \\ i_{\beta_c} \end{bmatrix} = C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = C \frac{d}{dt} \left[\rho(\theta_s) \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \right]$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_c} \\ i_{\beta_c} \end{bmatrix} = C \omega_s \left[\rho \left(\theta_s + \frac{\pi}{2} \right) \right] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + C \left[\rho(\theta_s) \right] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_c} \\ i_{\beta_c} \end{bmatrix} = C \omega_s \left[\rho(\theta_s) \right] \begin{bmatrix} -v_q \\ v_d \end{bmatrix} + C \left[\rho(\theta_s) \right] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_c} \\ i_{\beta_c} \end{bmatrix} = C \omega_s \begin{bmatrix} -v_{\beta} \\ v_{\alpha} \end{bmatrix} + C \left[\rho(\theta_s) \right] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

En régime permanent, on a :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = 0$$

Les tensions et courants dans les condensateurs sont alors liés par la relation :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_c} \\ i_{\beta_c} \end{bmatrix} = C \omega_s \begin{bmatrix} -v_{\beta} \\ v_{\alpha} \end{bmatrix}$$

On voit que la tension v_{α} donne naissance à un courant circulant dans les condensateurs de valeur $C \omega_s v_{\alpha}$, porté par l'axe β . On a donc :

$$i_{\beta_c} = C \omega_s v_{\alpha}$$

On voit que la tension v_{β} donne naissance à un courant circulant dans les condensateurs de valeur $-C \omega_s v_{\beta}$, porté par l'axe α . On a donc :

$$i_{\alpha_c} = -C \omega_s v_{\beta}$$

Si l'on désigne par :

- (v_d^* , v_q^*) les références de tension pour l'ensemble moteur-condensateurs, exprimées dans le repère (d, q)

- (v_{α}^* , v_{β}^*) les références de tension pour l'ensemble moteur-condensateurs, exprimées dans le repère (α , β)

On voit que l'on peut calculer les références de courant pour les condensateurs dans les repères (d, q) ou (α , β) par les relations :

$$i_{\alpha_c}^* = -C \omega_s v_{\beta}^* \quad i_{\beta_c}^* = C \omega_s v_{\alpha}^*$$

et

$$i_{d_c}^* = -C \omega_s v_q^* \quad i_{q_c}^* = C \omega_s v_d^*$$

2.3.3.3. Elaboration de références de courants pour les condensateurs

La méthode décrite peut être élaborée en technologie analogique ou numérique. On envisage une méthode numérique où ΔT est la période d'échantillonnage.

On suppose qu'à un instant t_n donné l'ensemble condensateurs-machine est parfaitement régulé. Exprimées dans le repère ($\alpha - \beta$), les grandeurs ($i_{\alpha_s n}$, $i_{\beta_s n}$, $v_{\alpha n}$, $v_{\beta n}$) caractérisent la machine à cet instant t_n . On peut utiliser les valeurs $v_{\alpha n}$, $v_{\beta n}$ de la tension machine à l'instant t_n , pour déterminer les consignes de courant pour les condensateurs, en utilisant la relation :

$$i_{\alpha_{c(n+1)}}^* = -C \omega_{s(n+1)}^* v_{\beta n}$$

$$i_{\beta_{c(n+1)}}^* = C \omega_{s(n+1)}^* v_{\alpha n}$$

$\omega_{s(n+1)}^*$ étant une des consignes pour les courants machines, elle est déterminée en même temps que $i_{\alpha_{s(n+1)}}^*$, $i_{\beta_{s(n+1)}}^*$ à l'instant $t_{n+1} = t_n + \Delta T$.

Les consignes de courant pour l'ensemble condensateurs-machine, s'écrivent à l'instant t_{n+1} :

$$i_{\alpha(n+1)}^* = i_{\alpha_{s(n+1)}}^* + i_{\alpha_{c(n+1)}}^*$$

$$i_{\beta(n+1)}^* = i_{\beta_{s(n+1)}}^* + i_{\beta_{c(n+1)}}^*$$

Les consignes de courant pour les condensateurs ne sont qu'une approximation des consignes réelles qui devraient s'écrire :

$$i_{\alpha_c(n+1)}^{**} = -C \omega_{s(n+1)}^* v_{\beta(n+1)}^*$$

$$i_{\beta_c(n+1)}^{**} = C \omega_{s(n+1)}^* v_{\alpha(n+1)}^*$$

On voit que si la période d'échantillonnage ΔT est faible, les consignes $(i_{\alpha_c(n+1)}^*, i_{\beta_c(n+1)}^*)$ constituent une bonne approximation des consignes réelles $(i_{\alpha_c(n+1)}^{**}, i_{\beta_c(n+1)}^{**})$.

Le schéma global de l'association moteur-condensateur-régulateur est représenté figure 60.

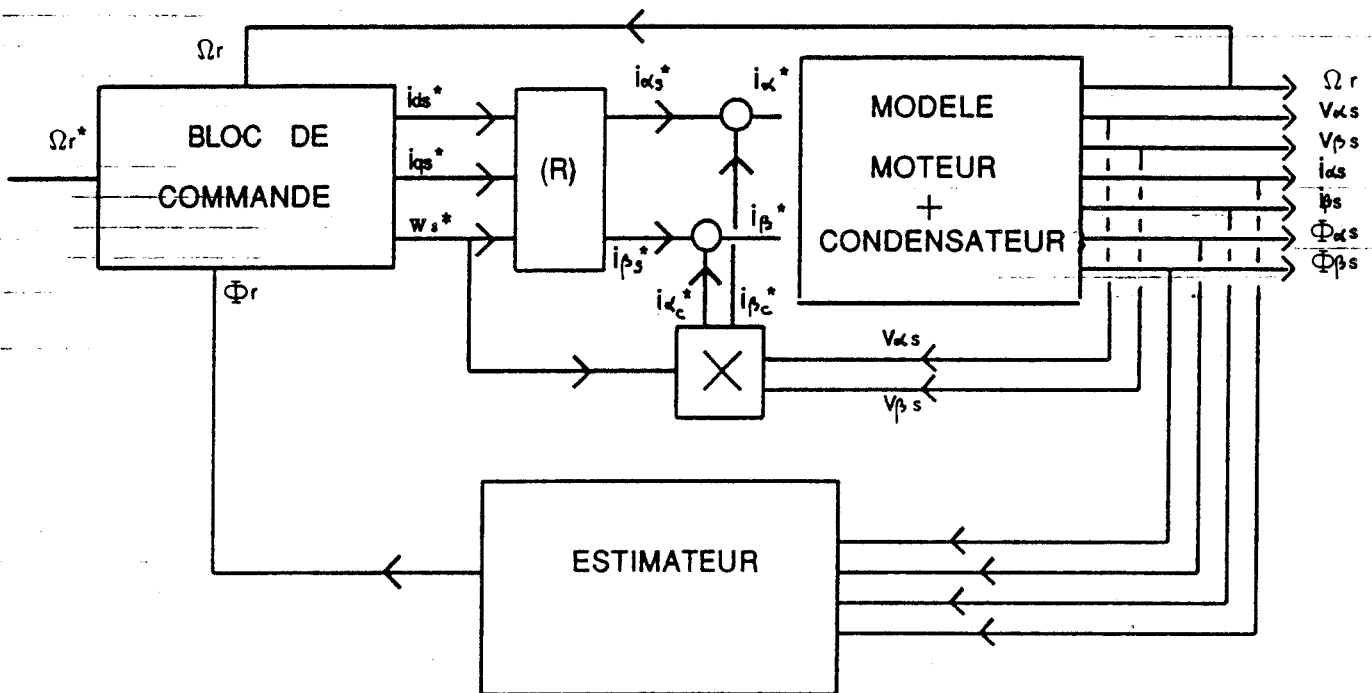


Figure 60

Les courants de consigne pour les condensateurs sont déterminés "à postériori" à partir de tensions réelles aux bornes de la machine. Ceci appelle une remarque :

- à cause de cette détermination "à postériori", le niveau de performances dynamiques de la régulation n'est sans doute pas aussi élevé que dans le cas où la machine est seule alimentée.

Les condensateurs, en transformant le récepteur de courant en récepteur de tension ajoutent une inertie électrique au moteur considéré seul, puisque dès lors, ni son courant, ni sa tension ne peuvent évoluer aussi rapidement qu'on le voudrait.

La méthode décrite ici a fait l'objet d'une simulation.

2.4. RESULTATS DE SIMULATION

L'association condensateurs-machine est telle que :

- la fréquence de résonance f_m créée par l'association condensateur-inductance magnétisante est égale à 40 Hz. Puisque la machine possède deux paires de pôles, la vitesse de synchronisme associée à cette fréquence est $\Omega_m = 126$ rd/s.

- la fréquence de résonance f_0 créée par l'association condensateur-inductance de fuites est égale à 250 Hz. Des condensateurs de capacité plus faible pourraient assurer un filtrage efficace des harmoniques. L'intérêt de cette simulation est de vérifier que la méthode de régulation proposée permet d'éviter les phénomènes d'auto-amorçage de la machine sur les condensateurs. Pour cette raison, le condensateur est dimensionné pour que la fréquence f_m soit comprise dans la plage habituelle de fonctionnement.

La figure 61 montre la montée en vitesse de la machine lorsque, le moteur étant à l'arrêt, on applique une vitesse de consigne $\Omega_m = 150$ rd/s. On voit que la régulation permet à la machine de dépasser, en régime permanent, la vitesse Ω_m . La figure 62 montre l'allure de la vitesse si on applique à l'entrée de la machine un système triphasé de courants sinusoïdaux de fréquence 48 Hz, qui devrait, s'il n'y avait pas d'auto-amorçage, entraîner la machine à cette même vitesse de 150 rd/s.

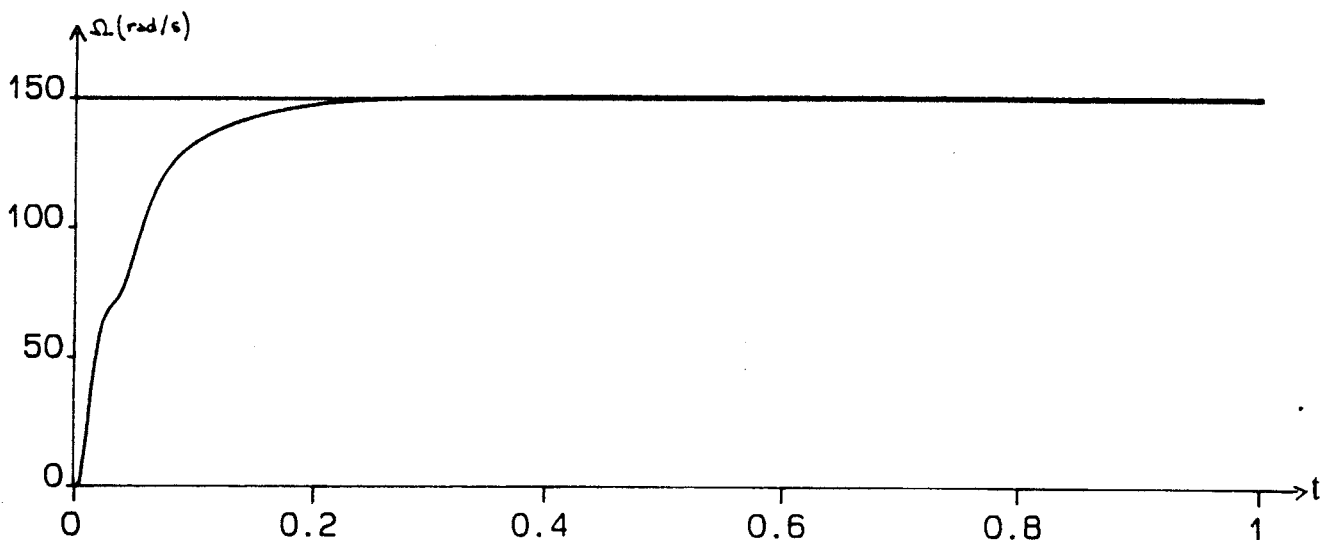


Figure 61

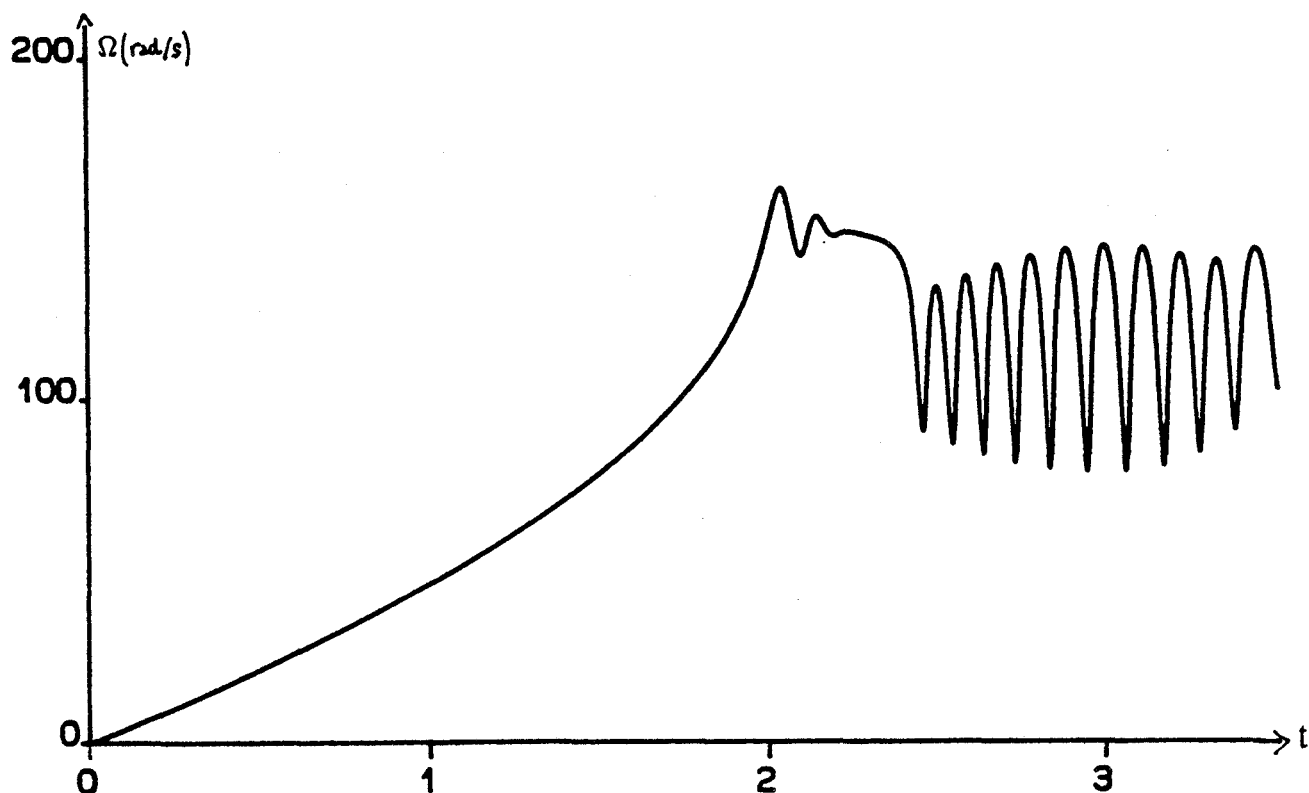


Figure 62

Dans les résultats de simulation suivants, figurent les courants et tensions moteur, courants fournis par le convertisseur et couple électromagnétique de la machine, lorsque, à partir du régime permanent, on vient appliquer un couple résistant constant, à un instant noté t_0 . La vitesse de consigne n'est pas modifiée, elle vaut respectivement 60 rd/s (planche 1), 123 rd/s (planche 2), 150 rd/s (planche 3).

Dans les trois cas, on voit que l'action de la régulation se traduit par une augmentation du module du courant fourni par le convertisseur, qui permet ainsi à la machine de fournir le couple, donc la puissance correspondante. Puisque la machine est régulée en flux, les variations de tension sont très faibles. Il est également intéressant de remarquer qu'en amplitude, le courant dans la machine est toujours plus élevé que le courant fourni par le convertisseur. Ceci est d'autant plus vrai que la fréquence des courants est proche de f_m (planche 2), puisque dans ce cas, étant proche de la résonance, le courant créé par le convertisseur est quasiment en phase avec la tension. Or, pour $t < t_0$, la machine étant à vide, la puissance absorbée par l'ensemble condensateurs-machine est très faible : il est donc logique de constater que le courant créé par le convertisseur est très inférieur au courant absorbé par la machine. L'échange d'énergie réactive ne s'effectue qu'entre le moteur et les condensateurs.

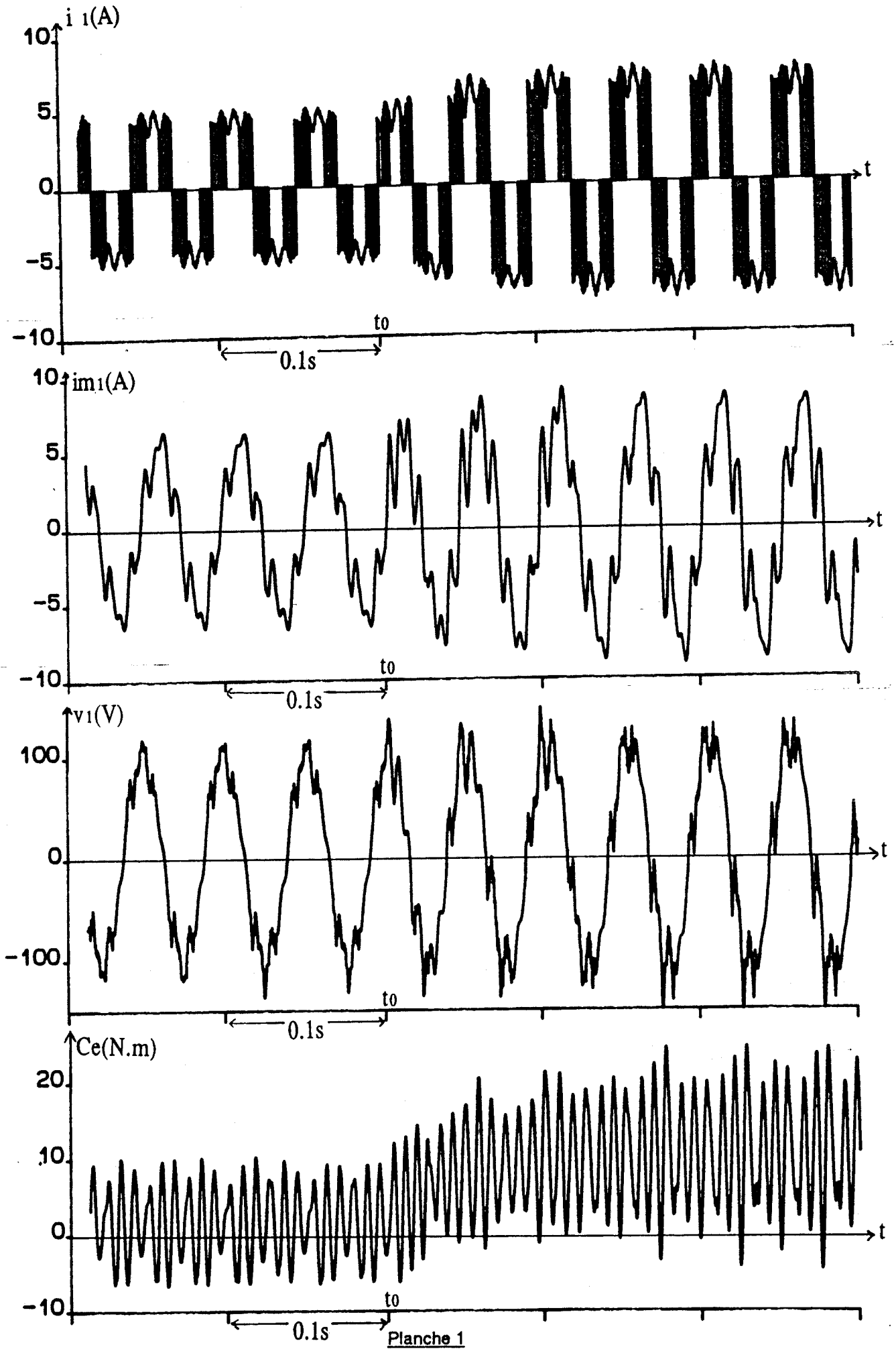


Planche 1

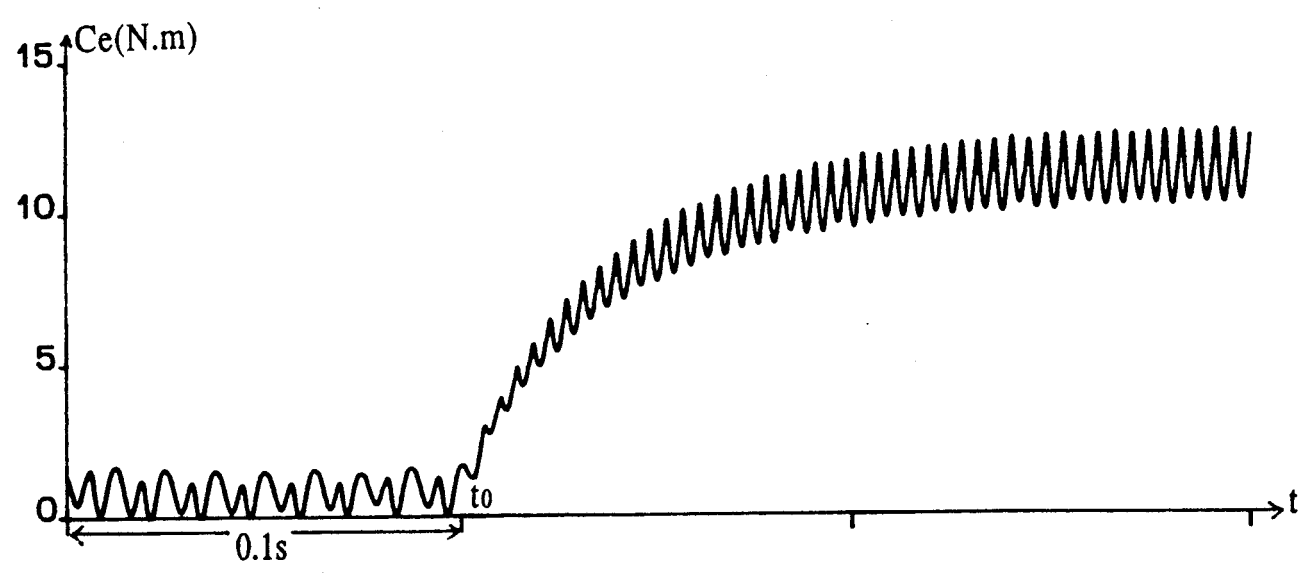
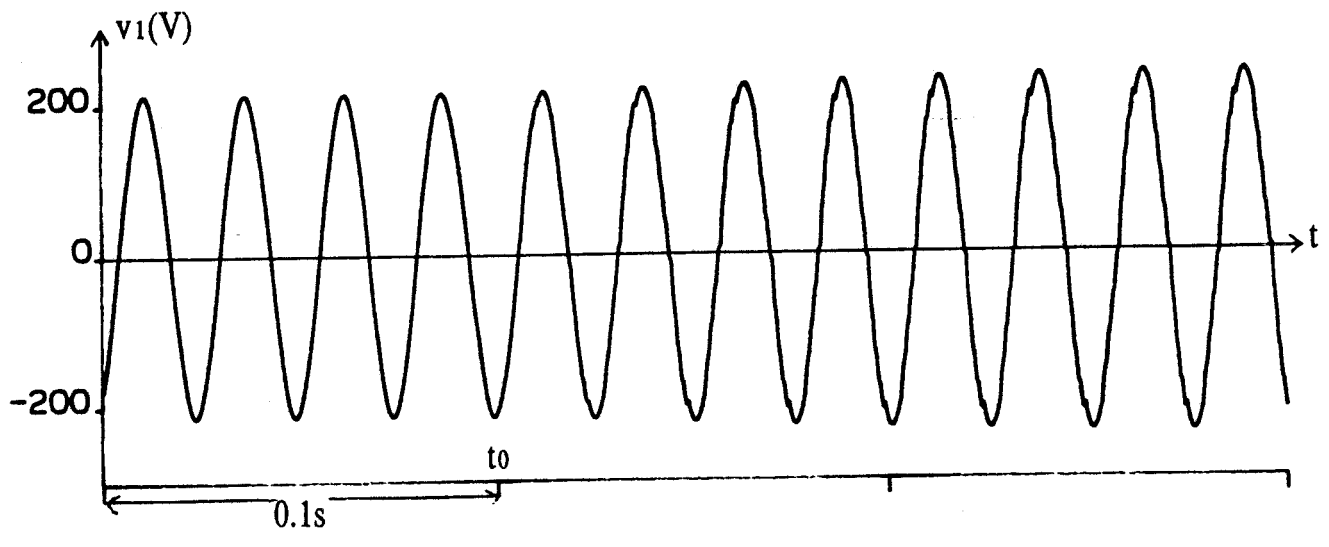
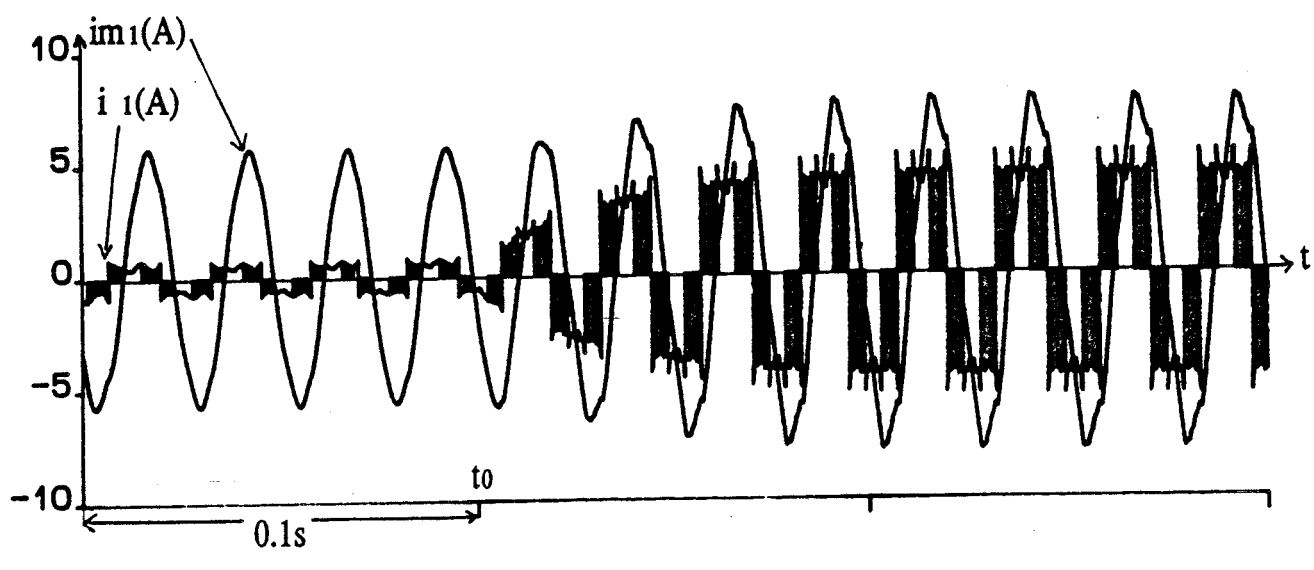


Planche 2

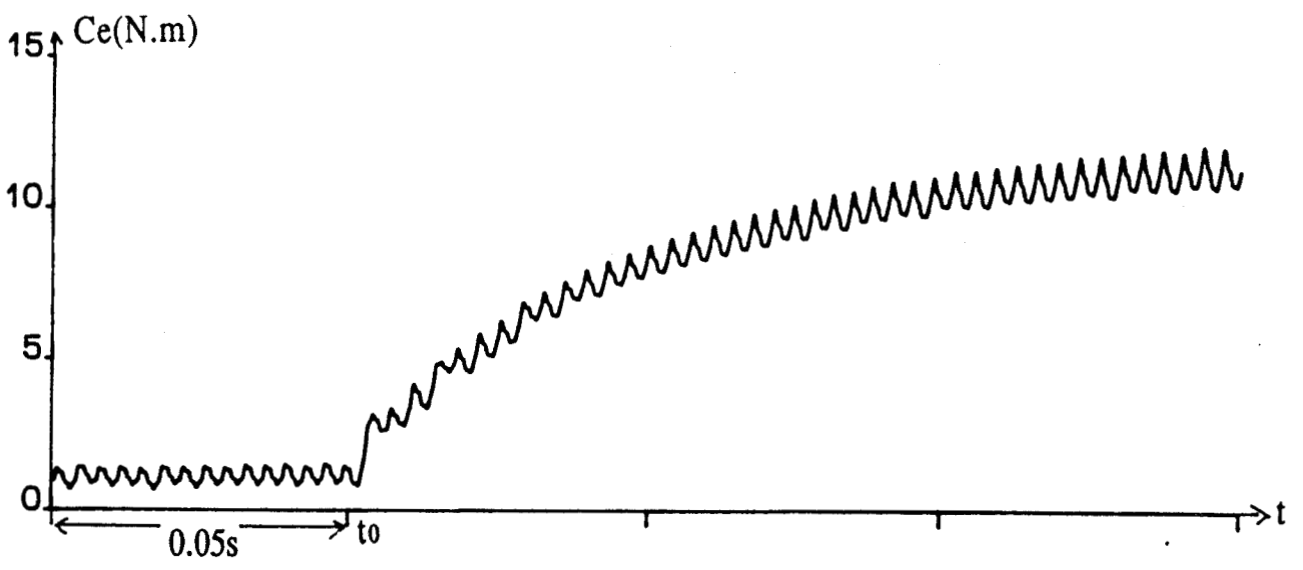
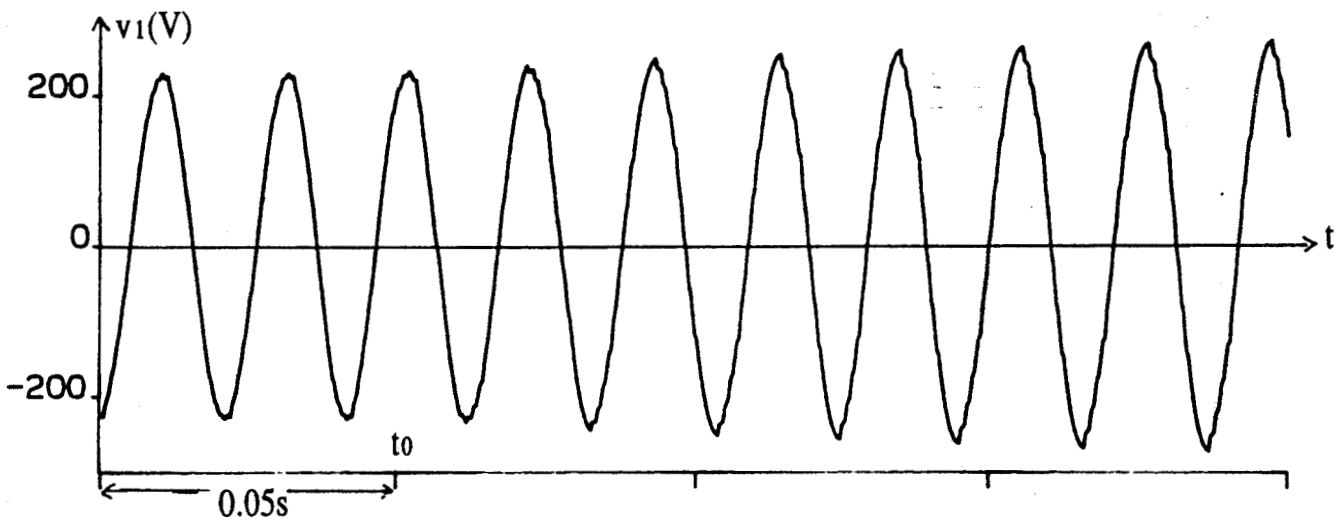
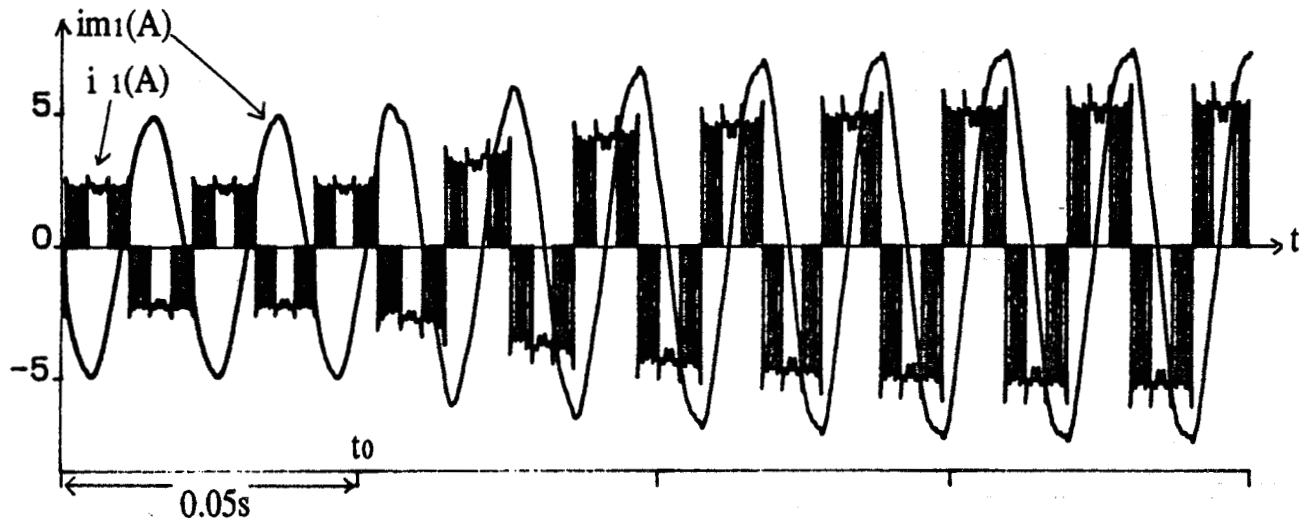


Planche 3

CHAPITRE IV

REALISATION DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE - RESULTATS

CHAPITRE IV

REALISATION DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE - RESULTATS

1. CONTRAINTES SUR LES INTERRUPTEURS

La source étant une source de courant, les interrupteurs doivent être unidirectionnels en courant. Le récepteur étant un récepteur de tension alternative, les interrupteurs doivent être bidirectionnels en tension. Une commande à MLI nécessite des interrupteurs commandés au blocage et à l'amorçage. Pour ces trois motifs, les interrupteurs utilisés possèdent donc les caractéristiques statiques du thyristor et les caractéristiques dynamiques du transistor. Ils peuvent être réalisés au moyen de GTO réversibles en tension ou synthétisés par une association de diodes et de composants blocables en série.

1.1. DIMENSIONNEMENT DES INTERRUPTEURS

En dehors des périodes de commutation, la topologie du convertisseur fixe le dimensionnement des interrupteurs :

- en courant : le courant à couper est le courant délivré par la source. Son amplitude dépend de la puissance absorbée par le récepteur, compte-tenu de son facteur de puissance et de son niveau de tension

- en tension : en observant la figure 63, on voit que la tension qui apparaît aux bornes de l'interrupteur est une tension composée aux bornes du récepteur puisque, si un interrupteur est ouvert, l'un ou l'autre des deux interrupteurs connectés au même point de la source est fermé.

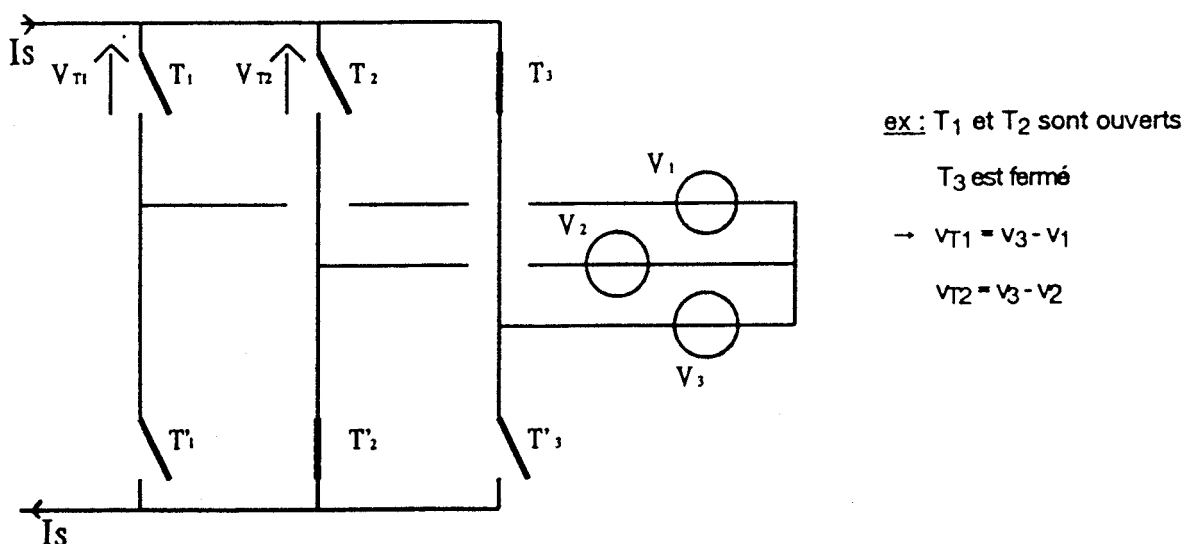


Figure 63

Comme le montre la figure 64, on peut constater que la forme d'onde de la tension aux bornes de l'interrupteur dépend du découpage, de la valeur de ϕ , déphasage arrière entre le fondamental du courant dans une phase et la tension simple correspondante :

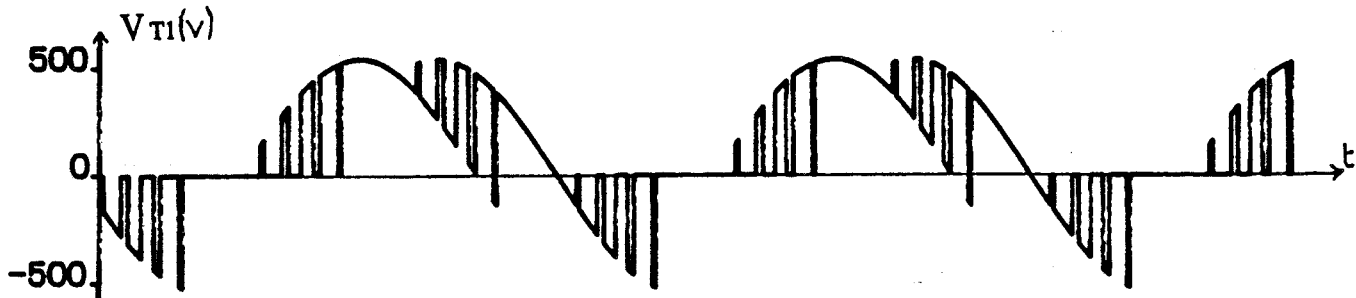


Figure 64

Les valeurs extrêmes des tensions susceptibles d'être appliquées aux bornes d'un interrupteur sont donc $\sqrt{6} V$ ou $-\sqrt{6} V$ où V est la valeur efficace de la tension simple aux bornes du récepteur.

1.2. PROTECTION DES COMPOSANTS

Les interrupteurs possédant deux commandes, il faut protéger les composants à l'ouverture et à la fermeture.

- A l'ouverture :

La grandeur à surveiller est la remontée de la tension aux bornes du semi-conducteur qui ne doit en aucun cas dépasser le $(d v / d t)_{\max}$ qui caractérise chaque composant.

Pour limiter ces $d v / d t$, on place habituellement en parallèle sur l'interrupteur un condensateur C_p en série avec une diode.

On doit ajouter une résistance pour limiter le courant de décharge du condensateur à la fermeture. Le schéma de protection est représenté figure 65.

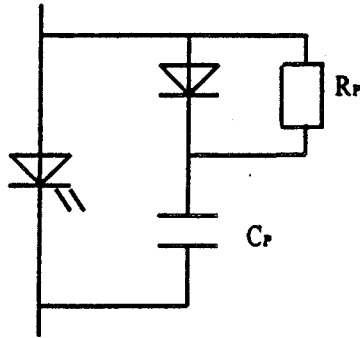


Figure 65

Dans le cas de l'onduleur, l'interrupteur est bidirectionnel en tension : il faut éviter que le condensateur se charge négativement ; on ajoute donc une diode en parallèle à ses bornes. Ainsi complété, ce circuit de protection est représenté figure 66.

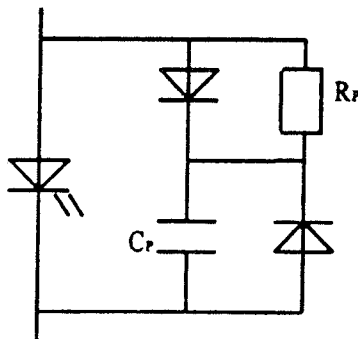


Figure 66

Puisque l'interrupteur est bidirectionnel en tension, la résistance R_p est parcourue soit par le courant de décharge du condensateur C_p , soit par un courant dû à la tension négative aux bornes de l'interrupteur. Ce deuxième phénomène, générateur de pertes par effet Joule, peut éventuellement être évité en ajoutant une diode en série sur l'interrupteur.

- A la fermeture :

La grandeur à surveiller est la montée du courant dans le semi-conducteur qui ne doit en aucun cas dépasser le $(d i / d t)_{\max}$ qui caractérise chaque composant.

Pour limiter ces di/dt dans l'interrupteur, on lui associe en série une inductance. Dans le cas d'un pont à six interrupteurs, trois inductances peuvent suffire : il suffit de les intercaler entre le convertisseur et le récepteur.

Dans le montage étudié, le récepteur est une association moteur-condensateurs en parallèle. La figure 67 représente un interrupteur relié à la source par une borne, à un condensateur et à une phase du moteur par l'autre. Une phase du moteur est équivalente à une force électromotrice e en série avec l'inductance totale de fuites L

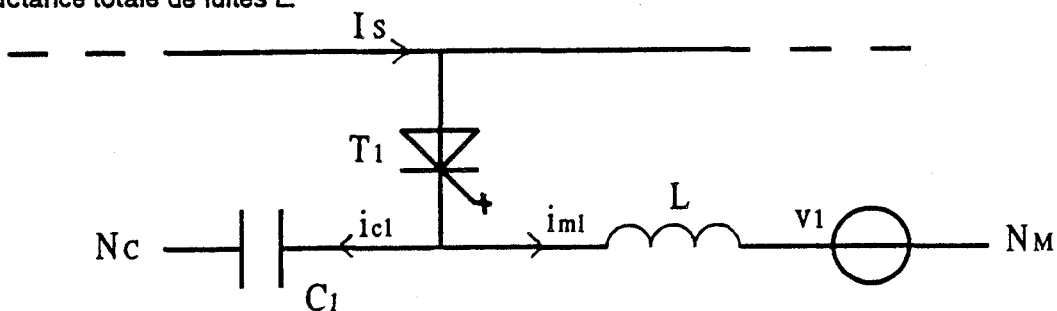


Figure 67

Le courant dans la phase du moteur ne peut subir de discontinuité. Pour être assuré de la continuité du courant dans l'interrupteur T_1 , il suffit de s'assurer de la continuité du courant dans le condensateur C .

Pour cela, on peut placer en série avec ce condensateur C , une inductance L_p . Le di/dt résultant dans le composant dépend de la tension appliquée et des valeurs des inductances. En plaçant L_p en série avec C , cette inductance protège efficacement les deux composants qui lui sont reliés.

1.3. ETUDE DES COMMUTATIONS

Il faut vérifier que ces circuits de protection protègent efficacement et à tout instant les interrupteurs même si les ordres de commande sont imparfaits.

La commande est idéale quand la fermeture d'un interrupteur coïncide avec l'ouverture d'un deuxième interrupteur, c'est-à-dire quand ces deux changements d'état sont simultanés.

Deux types d'imperfection peuvent se produire au niveau de la commande :

- les deux interrupteurs qui doivent commuter restent simultanément fermés, c'est-à-dire que les commandes à la fermeture se chevauchent
- les deux interrupteurs qui doivent commuter restent simultanément ouverts, c'est-à-dire que les commandes à l'ouverture se chevauchent.

De plus, l'interrupteur étant bidirectionnel en tension, deux cas peuvent se présenter :

- la tension aux bornes de l'interrupteur que l'on veut amorcer est positive
- la tension aux bornes de l'interrupteur que l'on veut amorcer est négative.

Le comportement des protections est étudié dans les 6 cas de figure : les deux signes de la tension aux bornes de l'interrupteur, la commande idéalisée et les deux commandes imparfaites. C'est toujours la commutation $T_1 \rightarrow T_2$ qui sera observée, T_3 restant fermé. Le schéma du montage pour l'étude des commutations ainsi que les conventions pour les sens des courants et tensions sont représentés figure 68.

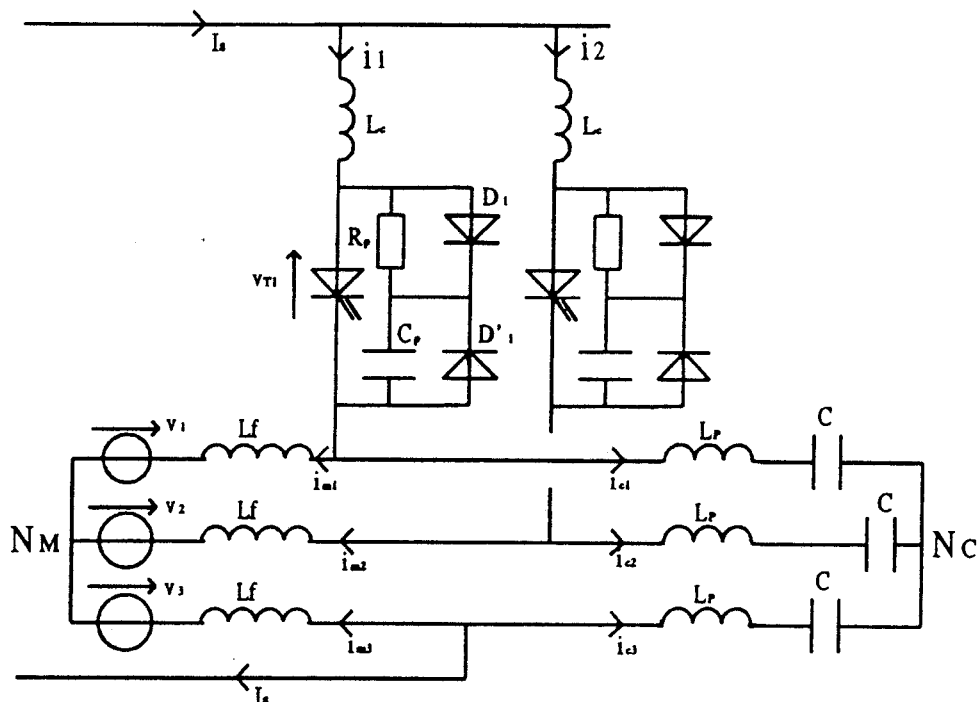


Figure 68

L_f représente l'inductance totale de fuites du moteur asynchrone par phase, v_1, v_2, v_3 les f.e.m apparaissant aux bornes du moteur,

L_C l'inductance équivalente de câblage,

C_P le condensateur pour la protection en $d v / d t$

L_P l'inductance pour limiter les $d i / d t$,

R_P la résistance du snubber

C le condensateur qui transforme le récepteur de courant en récepteur de tension.

On note :

$$\omega' = \frac{1}{\sqrt{2(L_P + L_C) C_P}}$$

et

$$\tau' = \frac{2(L_P + L_C)}{R_P}$$

Les différentes grandeurs d'état intervenant dans ce circuit sont liées par un certain nombre d'équations issues de la loi des mailles ou de la loi des noeuds. Des hypothèses permettent de simplifier ces relations.

1.3.1. Hypothèses d'étude

a) Les temps de commutation étant très faibles par rapport à la période de fonctionnement, nous supposons constantes les f.e.m aux bornes de la machine.

b) Le moteur étant un récepteur de courant, on négligera les variations de courant dans les phases du moteur durant les commutations, c'est-à-dire :

$$\frac{d i_{m1}}{d t} = 0$$

$$\frac{d i_{m2}}{d t} = 0$$

$$\frac{d i_{m3}}{d t} = 0$$

et puisque :

$$i_{m3} + i_{C3} + I_S = 0$$

alors :

$$\frac{d i_{C3}}{d t} = 0$$

Ce qui signifie :

- que les grandeurs qui caractérisent la phase 3 ne sont pas impliquées dans une commutation du courant i_S de la phase 1 vers la phase 2. La phase 3 ne sera donc jamais représentée dans les figures illustrant chaque description

- que les grandeurs qui caractérisent les phases 1 et 2 du moteur ne varient pas durant les commutations ; elles ne seront donc pas représentées dans les figures suivantes. D'autre part, puisque :

$$i_1 = i_{C1} + i_{m1} ; i_2 = i_{C2} + i_{m2} ; i_S = i_1 + i_2$$

alors

$$\frac{d i_1}{d t} = \frac{d i_{C1}}{d t} = - \frac{d i_2}{d t} = - \frac{d i_{C2}}{d t}$$

c) les capacités des condensateurs C_1, C_2, C_3 sont telles que l'on négligera les variations de tension à leurs bornes durant les commutations.

1.3.2. Commande idéale

À $t = 0$, on ouvre l'interrupteur T_1 et on commande simultanément l'interrupteur T_2 . Avant la commutation, la tension v_{T2} est liée aux tensions qui apparaissent aux bornes de C_1 et C_2 par la relation :

$$v_{T2} (t = 0) = v_{C1} - v_{C2}$$

Posons :

$$v_{C1} - v_{C2} = E$$

Suivant le signe de E , deux cas peuvent se présenter :

a) $E > 0$

La tension aux bornes de l'interrupteur que l'on veut amorcer est positive : T_2 entre donc en conduction à $t = 0$.

Au même instant, on ouvre l'interrupteur T_1 : la continuité du courant dans la phase 1, nécessaire par la présence des inductances L_C et L_P , est assurée par la diode D_1 et le condensateur C_{P1} . Le schéma d'étude de cette commutation est représenté figure 69.

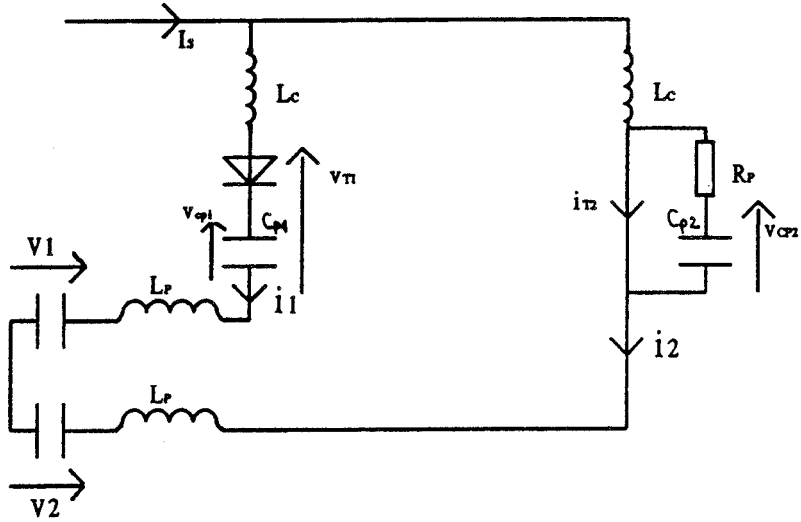


Figure 69

Le condensateur C_{P1} se charge :

$$\frac{d v_{CP1}}{d t} = \frac{i_1}{C_P}$$

La tension aux bornes du condensateur C_{P1} est solution de l'équation :

$$L_P C_P \frac{d^2 v_{CP1}}{d t^2} + v_{CP1} + L_C C_P \frac{d^2 v_{CP1}}{d t^2} + v_1 = - L_P C_P \frac{d^2 v_{CP1}}{d t^2} - L_C C_P \frac{d^2 v_{CP1}}{d t^2} + v_2$$

soit :

$$2 C_P (L_P + L_C) \frac{d^2 v_{CP1}}{d t^2} + v_{CP1} = - E$$

v_{CP1} est donc de la forme :

$$v_{CP1}(t) = - E + A \cos \omega' t + B \sin \omega' t$$

À $t = 0$, puisque T_1 conduit, on a $v_{CP1}(t = 0) = 0$ et $i_1(t = 0) = I_S$ ce qui donne :

$$v_{CP1}(t) = E(\cos \omega' t - 1) + \frac{I_S}{C_P \omega'} \sin \omega' t$$

$$i_1(t) = I_S \cos \omega' t - E C_P \omega' \sin \omega' t$$

Le courant i_1 décroît, et v_{CP1} croît. Lorsque le courant i_1 est nul, la diode D_1 se bloque. Le condensateur C_{P1} se décharge alors à travers la résistance R_P . Le circuit équivalent est représenté figure 70.

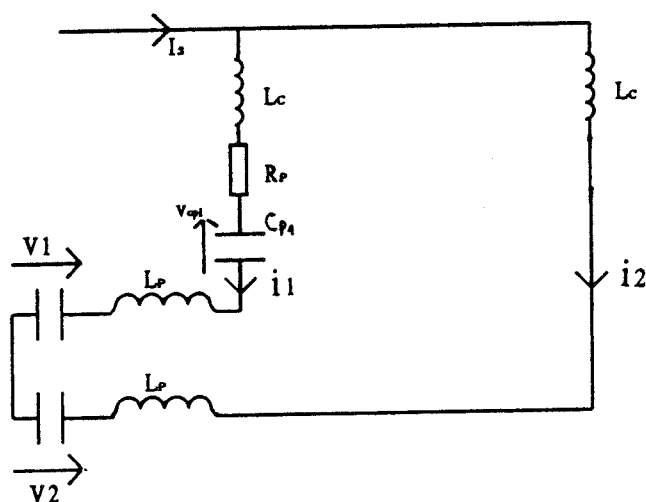


Figure 70

La tension v_{CP1} aux bornes du condensateur C_{P1} est solution de l'équation :

$$2(L_C + L_P) C_P \frac{d^2 v_{CP1}}{dt^2} + R_P C_P \frac{dv_{CP1}}{dt} + v_{CP1} + V_1 = V_2$$

v_{CP1} est donc de la forme :

$$v_{CP1} = K_1 e^{-r_1 t} + K_2 e^{-r_2 t} - E$$

où r_1, r_2 sont les solutions de l'équation caractéristique et K_1, K_2 des constantes d'intégration.

Avec des éléments de protection L_P , R_P , C_P de valeurs usuelles, la constante de temps :

$$\frac{2(L_C + L_P)}{R_P}$$

est très inférieure à $R_P C_P$.

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$-\frac{1}{\tau_1} = \tau_1 = R_P C_P$$

et

$$-\frac{1}{\tau_2} = \tau_2 = \frac{2(L_C + L_P)}{R_P}$$

avec τ_1 très supérieur à τ_2 .

i_1 est donc de la forme :

$$i_1 = -\frac{C_P}{\tau_1} K_1 e^{-r_1 t} - \frac{C_P}{\tau_2} K_2 e^{-r_2 t}$$

À $t = 0$, au moment où la diode D_1 se bloque, $i_1 = 0$ et $v_{C_P 1} = (v_T)_{\max}$. On a donc :

$$\begin{cases} K_1 + K_2 - E = (v_T)_{\max} \\ \frac{K_1}{\tau_1} + \frac{K_2}{\tau_2} = 0 \end{cases}$$

Or puisque τ_1 est très supérieur à τ_2 , K_2 est négligeable par rapport à K_1 , et avec des éléments de protection de valeurs usuelles, τ_2 est négligeable par rapport à la durée de la commutation.

On peut donc écrire pour des valeurs de $t > 5 \tau_2$, ce qui revient à négliger le terme du second ordre de l'équation différentielle :

$$\begin{cases} v_{CP1} = (v_{Tmax} + E) e^{-t/\tau_1} - E \\ i_1 = -\frac{(v_{Tmax} + E)}{R_p} e^{-t/\tau_1} \end{cases}$$

Cette équation est valide tant que $v_{CP1} \geq 0$.

Quand $v_{CP1} = 0$, on a $i_1 = -E/R$.

Dès que v_{CP1} tend à devenir négatif, la diode D_1 conduit et s'installe un courant de circulation traversant D_1 et R_p comme le montre la figure 71.

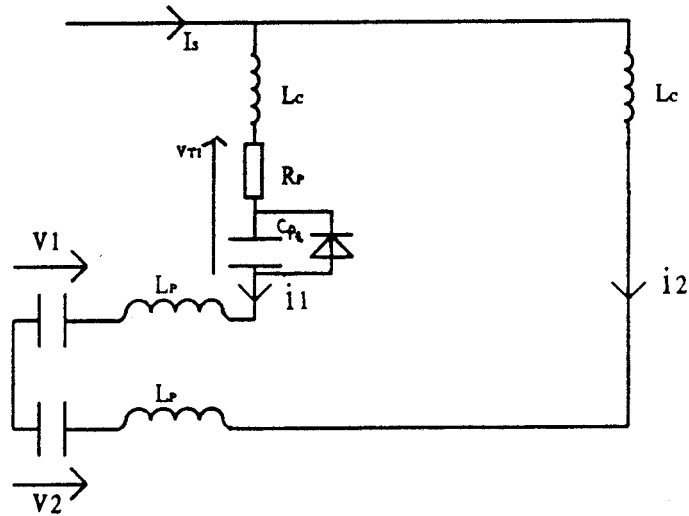


Figure 71

La tension aux bornes de l'interrupteur T_1 vaut alors $v_{T1} = -E$, le courant i_1 est négatif avec $i_1 = -E/R$.

Un régime permanent est établi et la commutation est terminée.

On peut tracer l'évolution des différentes grandeurs en fonction du temps. La figure 72 montre les courants i_1 et i_2 , i_{T2} , la tension v_{T1} .

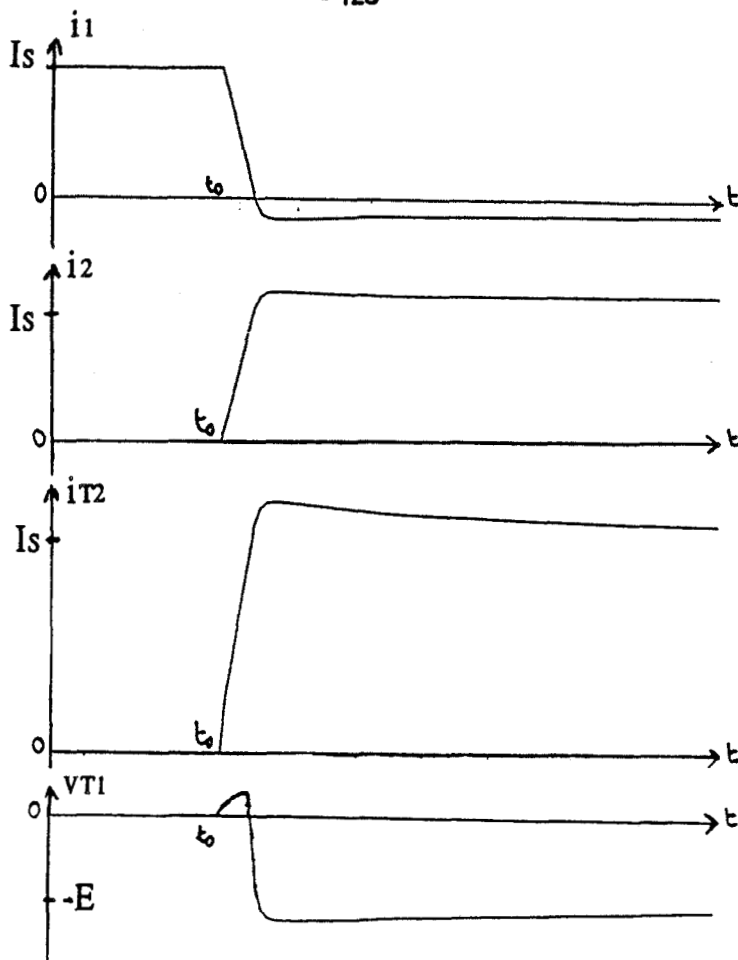


Figure 72

Le fonctionnement détaillé permet de calculer les contraintes subies par les interrupteurs.

Puisque :

$$\frac{d v_{CP1}}{d t} = \frac{i_1}{C_p}$$

le $(d v / d t)$ maximal aux bornes de l'interrupteur T_1 est obtenu à l'instant de la commutation, d' où :

$$\left(\frac{d v_{T1}}{d t} \right)_{\max} = \frac{I_s}{C_p}$$

La surtension aux bornes de l'interrupteur T_1 est maximale lorsque $i_1 = 0$, c'est-à-dire pour $I_s \cos \omega' t = E C_p \omega' \sin \omega' t$, ce qui donne, dans ce cas :

$$(v_{T1})_{\max} = E \left[\sqrt{1 + \left(\frac{I_s}{C_p \omega' E} \right)^2} - 1 \right]$$

L'interrupteur T_2 est parcouru par $i_2 = I_S - i_1$ et par le courant de décharge du condensateur C_{p2} comme le montre la figure 73.

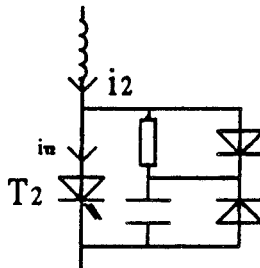


Figure 73

Le courant de décharge du condensateur est très faible.

On peut considérer, en négligeant ce courant par rapport au courant i_2 , qu'à l'amorçage :

$$\frac{d i_{T_2}}{d t} = \frac{E}{L_C + L_P}$$

L'inductance de câblage participe à une diminution du $d i / d t$ à l'amorçage.

b) $E < 0$

La tension aux bornes de l'interrupteur que l'on veut amorcer est négative. A l'instant $t = 0$, T_2 n'entre pas en conduction et on ouvre T_1 . Le courant I_S qui doit circuler de façon continue traverse le condensateur de protection de l'interrupteur T_1 .

Le schéma d'étude de cette commutation est représenté figure 74 ; il reste valable tant que $v_{T_2} < 0$.

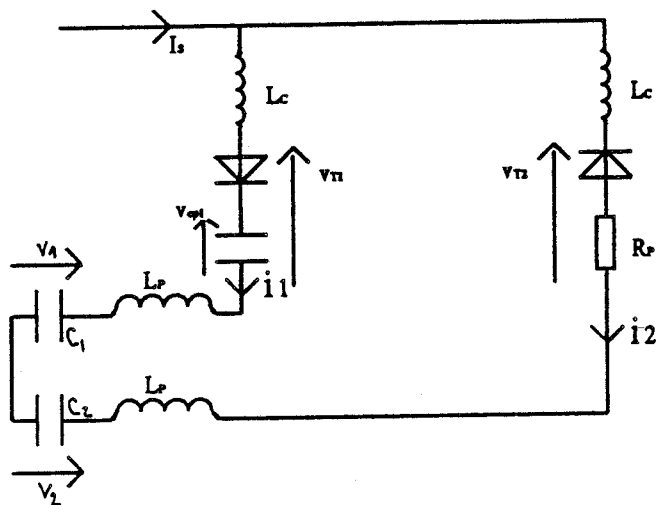


Figure 74

Le courant i_2 est solution de l'équation :

$$2(L_C + L_P) \frac{d i_2}{d t} + R_p i_2 + (v_2 - v_1) = v_{CP1}$$

En tenant compte de :

$$i_1 = C_P \frac{d v_{CP1}}{d t} \text{ et de } i_2 = I_S - i_1, \text{ cette relation s'écrit :}$$

$$2(L_P + L_C) C_P \frac{d^2 i_2}{d t^2} + R_P C_P \frac{d i_2}{d t} + i_2 = I_S$$

Avec des éléments de protection L_P , R_P , C_P de valeurs usuelles, la constante de temps :

$$\tau_2 = \frac{2(L_C + C_P)}{R_P}$$

est très inférieure à $\tau_1 = R_P C_P$ et on peut négliger le terme du second ordre qui apparaît dans l'équation différentielle.

Cette équation s'écrit alors :

$$\tau_1 \frac{d i_2}{d t} + i_2 = I_S$$

Avec, à $t = 0$, $i_2 = E / R_P$, on trouve :

$$i_2 = \left(\frac{E}{R_P} - I_S \right) e^{-t/\tau_1} + I_S$$

Dès que ce courant i_2 tend à devenir positif, l'interrupteur T_2 qui reçoit toujours une commande à la fermeture, entre alors en conduction.

Le schéma d'étude devient alors le schéma représenté figure 70. Les conditions initiales étant cette fois :

$$\begin{array}{ll} v_{CP2} = 0 & v_{CP1} = -E \\ i_1 = I_S & i_2 = 0 \end{array}$$

La tension aux bornes du condensateur C_{P1} est solution de l'équation :

$$2 C_P (L_P + L_C) \frac{d^2 v_{CP1}}{d t^2} + v_{CP1} = -E$$

v_{CP1} est de la forme :

$$v_{CP1} = -E + A \cos \omega' t + B \sin \omega' t$$

Compte-tenu des conditions initiales, on trouve :

$$v_{CP1} = -E + \frac{I_S}{C_P \omega'} \sin \omega' t$$

$$i_1 = I_S \cos \omega' t$$

et donc :

$$i_2 = I_S (1 - \cos \omega' t)$$

Lorsque le courant i_1 est nul, la diode D_1 se bloque. Le condensateur C_{P1} se décharge alors à travers la résistance R_{P1} . Le schéma d'étude est représenté figure 70. La tension v_{CP1} aux bornes du condensateur C_{P1} est solution de l'équation :

$$2 (L_P + L_C) C_P \frac{d^2 v_{CP1}}{dt^2} + R_P C_P \frac{d v_{CP1}}{dt} + v_{CP1} = - E$$

Avec des éléments de protection L_P , R_P , C_P de valeurs usuelles, on peut négliger le terme du second ordre qui apparaît dans l'équation différentielle. Cette équation s'écrit alors :

$$\tau_1 \frac{d v_{CP1}}{dt} + v_{CP1} = - E$$

A $t = 0$, au moment où la diode D_1 se bloque, on a :

$$i_a = 0 \quad \text{et} \quad v_{CP1} = - E + \frac{I_s}{C_P \omega'}$$

On peut donc écrire, pour des valeurs de $t > 5 \tau_2$:

$$\begin{cases} v_{CP1} = \frac{I_s}{C_P \omega'} e^{-t/\tau_1} - E \\ i_1 = - \frac{I_s}{R_P C_P \omega'} e^{-t/\tau_1} \end{cases}$$

On voit que le module du courant i_1 diminue et tend vers 0, et que la tension aux bornes du condensateur C_{P1} diminue et tend vers $- E$.

Le régime permanent s'établit ainsi et la commutation est terminée.

On peut représenter l'évolution des différentes grandeurs en fonction du temps. La figure 75 montre l'allure des courants i_1 , i_2 , i_{T2} et des tensions v_{T1} et v_{T2} .

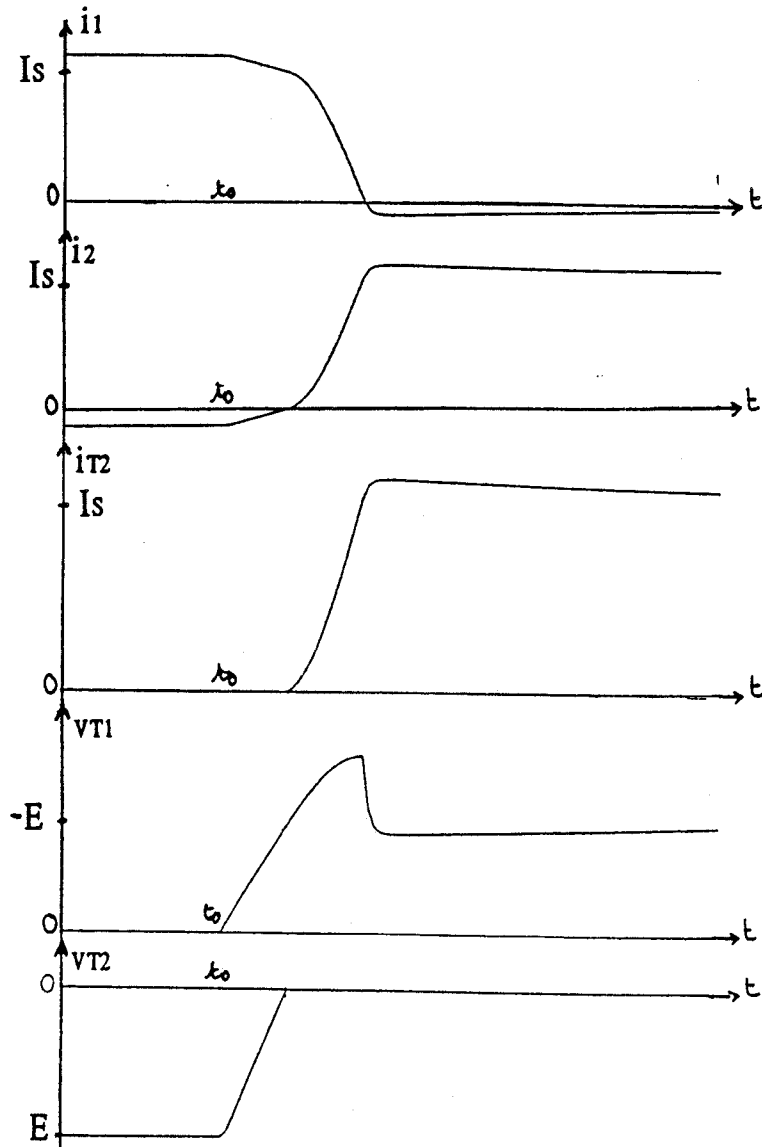


Figure 75

Le fonctionnement détaillé permet de calculer les contraintes subies par les interrupteurs.

Comme pour le cas précédent, on trouve :

$$\left(\frac{d v_{T1}}{d t} \right)_{\max} = \frac{I_s}{C_p}$$

Pour l'interrupteur T_2 on trouve :

$$\left(\frac{d i_{T2}}{d t} \right)_{\max} = I_s \omega'$$

La surtension aux bornes de l'interrupteur T_1 peut être importante, puisque l'on trouve :

$$(v_{T1})_{\max} = -E + \frac{I_s}{C_p \omega'}$$

1.3.3. Chevauchement des intervalles de conduction

A $t = 0$, on commande l'interrupteur T_2 . L'interrupteur T_1 est, à cet instant, fermé. A cause d'une commande imparfaite, son ouverture n'intervient qu'à un instant t_c . Pendant une durée t_c , les deux interrupteurs sont donc fermés simultanément. A $t = 0$, au moment où l'on commande T_2 , celui-ci peut avoir à ses bornes, une tension E positive ou négative. Les deux cas sont étudiés.

a) $E > 0$

La tension aux bornes de l'interrupteur que l'on veut amorcer est positive. T_2 entre donc en conduction à l'instant $t = 0$. Le schéma d'étude de cette commutation est représentée figure 76.

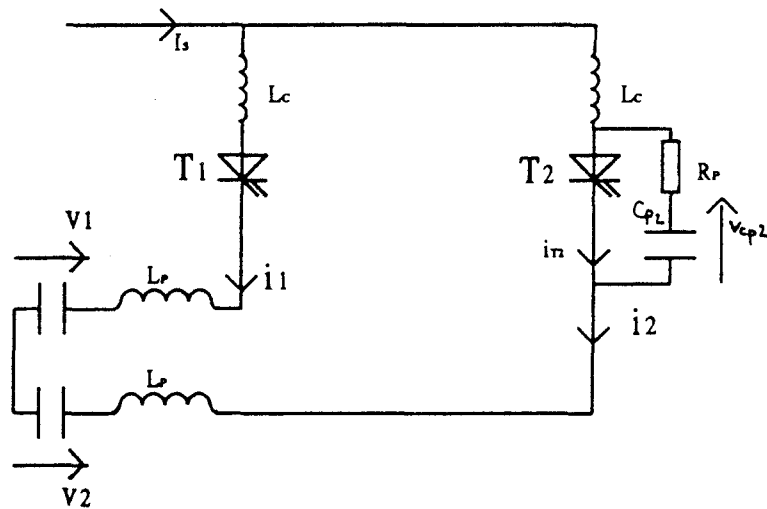


Figure 76

Puisque :

$$\frac{d i_1}{d t} = - \frac{d i_2}{d t}$$

le courant i_1 est solution de l'équation :

$$2(L_C + L_P) \frac{d i_1}{d t} = v_2 - v_1 = - E$$

i_1 est donc de la forme :

$$i_1(t) = - \frac{E}{2(L_C + L_P)} t + k$$

Le courant i_1 est continu ; à $t = 0, i_1 = I_S$, d'où $k = I_S$.

$$i_1 = I_S - \frac{E}{2(L_C + L_P)} t$$

$$i_2 = \frac{E}{2(L_C + L_P)} t$$

Lorsque $i_1 = 0$, l'interrupteur T_1 se bloque spontanément, et à ses bornes vient s'appliquer une tension négative qui a pour effet de rendre la diode D'_1 conductrice. Le schéma correspondant est représenté figure 77.

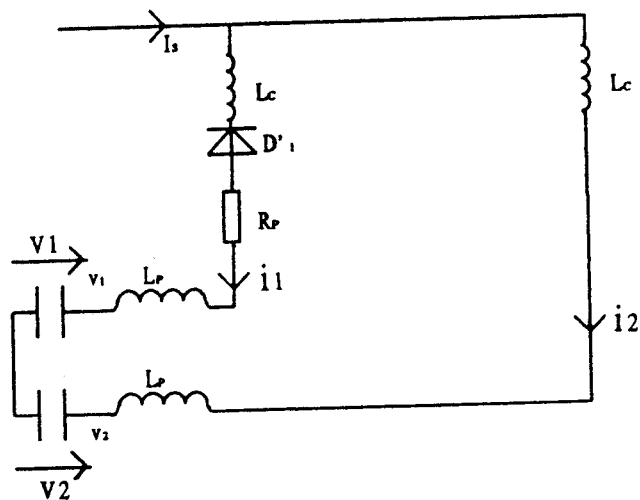


Figure 77

Le courant i_1 est alors solution de l'équation :

$$2(L_C + L_P) \frac{d i_1}{d t} + R_P i_1 = v_2 - v_1 = - E$$

i_1 est donc de la forme :

$$i_1(t) = -\frac{E}{R_p} + k e^{-t/\tau'}$$

En prenant comme origine des temps l'instant où la diode D_1 entre en conduction, à

$$t = 0, \quad i_1 = 0$$

d'où

$$k = \frac{E}{R_p}$$

et

$$i_1(t) = \frac{E}{R_p} (e^{-t/\tau'} - 1)$$

La tension aux bornes de l'interrupteur T_1 vaut :

$$v_{T_1} = R_p i_1(t)$$

Puisque $i_1 + i_2 = I_S$, on en déduit :

$$i_2(t) = I_S + \frac{E}{R_p} (1 - e^{-t/\tau'})$$

Dès cet instant, un régime permanent est établi et la commutation est terminée. La tension aux bornes de T_1 prend la valeur $v_{T_1} = -E$, et $i_1 = -E/R_p$.

On peut tracer l'évolution des différentes grandeurs en fonction du temps.

La figure 78 montre les courants i_1 , i_2 , i_{T_2} et la tension v_{T_1} .

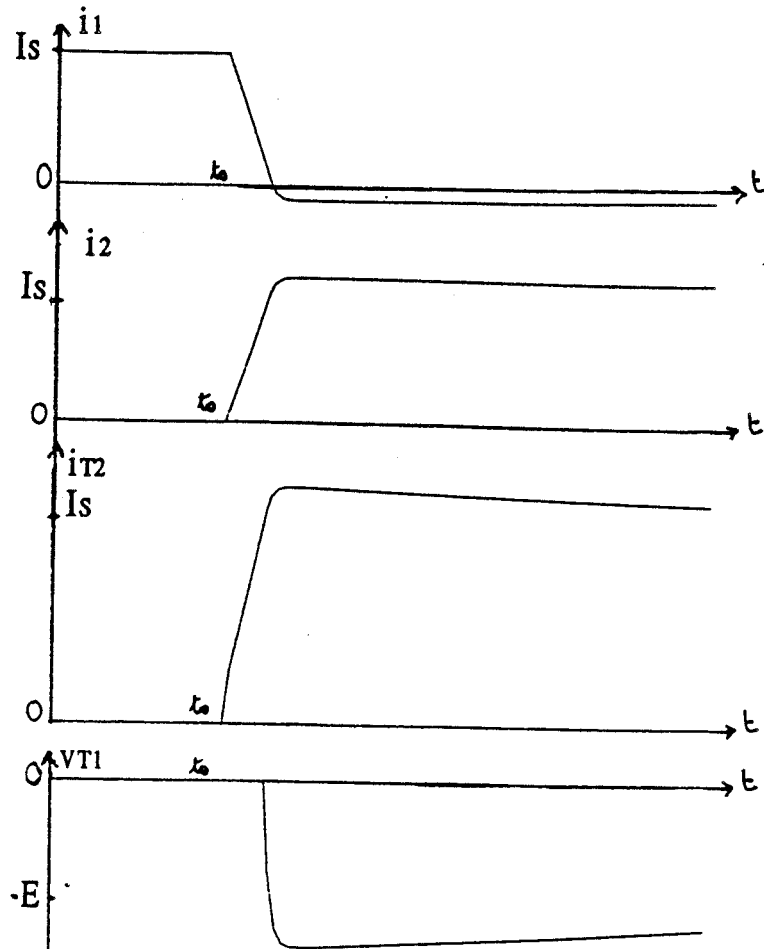


Figure 78

Le fonctionnement détaillé de cette commutation permet de calculer les contraintes subies par les interrupteurs.

Puisque $v_{T1} = R_p i_1(t)$, on peut établir que :

$$\left| \frac{d v_{T1}}{d t} \right|_{\max} = \frac{R_p}{2(L_p + L_c)} E$$

Puisque :

$$i_2(t) = \frac{E t}{2(L_p + L_c)}$$

en négligeant le courant de décharge du condensateur C_{p2} à travers l'interrupteur T_2 , on peut écrire que :

$$\left| \frac{d i_{T2}}{d t} \right|_{\max} = \frac{R_p}{2(L_p + L_c)}$$

Dans ce cas, la commande au blocage de l'interrupteur T_1 n'intervient pas, puisque l'amorçage de T_2 entraîne le blocage de T_1 . Cette commutation est naturelle. On peut remarquer d'ailleurs que seules les protections à l'amorçage, c'est-à-dire les inductances L_p , interviennent dans la description du fonctionnement de cette commutation et que le condensateur C_{p1} de protection à la fermeture reste déconnecté du circuit.

b) $E < 0$

La tension aux bornes de l'interrupteur que l'on veut amorcer est négative. La commande à l'amorçage appliquée à l'interrupteur T_2 reste sans effet. Le transfert du courant de la phase 1 à la phase 2 ne pourra se produire qu'après le blocage de l'interrupteur T_1 . Au moment où l'on bloque l'interrupteur T_1 , l'interrupteur T_2 reçoit une commande à la fermeture. Ce cas identique à celui où les commandes sont parfaites, avec $E < 0$.

1.3.4. Chevauchement des intervalles de blocage

A $t = 0$, on ouvre l'interrupteur T_1 . L'interrupteur T_2 est, à cet instant, ouvert. A cause d'une imperfection, sa commande n'intervient qu'à un instant t_C . Pendant une durée t_C , les deux interrupteurs restent donc ouverts simultanément. A $t = 0$, au moment du blocage de T_1 , la tension E aux bornes de l'interrupteur T_2 peut être positive ou négative. Les deux cas sont étudiés.

a) $E > 0$

Pendant une durée t_C , les deux interrupteurs T_1 et T_2 sont ouverts. Le schéma d'étude de cette commutation est représenté figure 79.

Le courant i_1 étant continu, la diode D_1 entre en conduction et le condensateur C_{p1} se charge. Puisque la tension aux bornes du condensateur C_{p1} augmente, la tension aux bornes de l'interrupteur T_2 augmente également, ce qui entraîne la conduction de la diode D_2 .

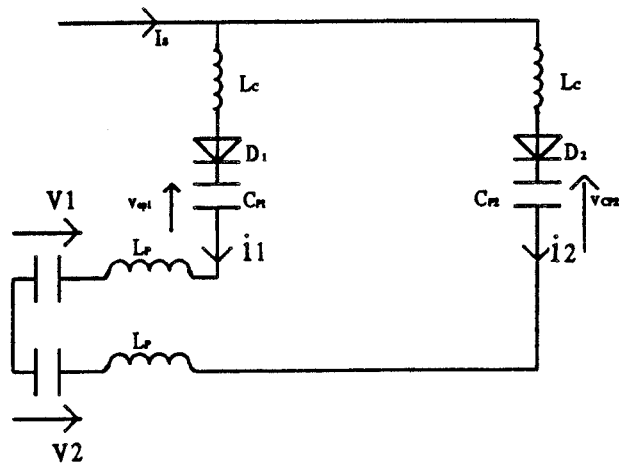


Figure 79

Le condensateur C_{P1} se charge ; la tension à ses bornes est liée par la relation :

$$i_1 = C_P \frac{d v_{CP1}}{d t}$$

De même, on peut écrire :

$$i_2 = C_P \frac{d v_{CP2}}{d t}$$

Puisque $i_1 + i_2 = I_s$, on a :

$$C_P \frac{d}{d t} (v_{CP1} + v_{CP2}) = I_s$$

d'où l'on déduit :

$$v_{CP1} + v_{CP2} = \frac{I_s t}{C_P} + k$$

Or à $t = 0$, T_1 conduit donc $v_{CP1} = 0$

$$v_{T2} = v_{CP2} = + E$$

On peut donc écrire :

$$v_{CP1} + v_{CP2} = \frac{I_S t}{C_P} + E$$

La loi des mailles appliquée à ce circuit donne :

$$2(L_P + L_C) \frac{d i_1}{d t} + v_{CP1} - v_{CP2} + v_1 - v_2 = 0$$

En remplaçant i_1 et v_{CP2} par leurs valeurs en fonction de v_{CP1} , on trouve :

$$2(L_P + L_C) C_P \frac{d^2 v_{CP1}}{d t^2} + 2 v_{CP1} = \frac{I_S t}{C_P} ; \text{ on note : } \omega'' = \frac{1}{\sqrt{(L_P + L_C) C}} = 4 \omega'$$

v_{CP1} est donc de la forme :

$$v_{CP1} = \frac{I_S t}{2 C_P} + k_1 \cos \omega'' t + k_2 \sin \omega'' t$$

On en déduit :

$$i_1 = C_P \frac{d v_{CP1}}{d t} = \frac{I_S}{2} - k_1 C_P \omega'' \sin \omega'' t + k_2 C_P \omega'' \cos \omega'' t$$

Les constantes k_1 et k_2 sont déterminées à l'aide des conditions initiales, puisque à $t = 0$, $v_{CP1} = 0$, d'où $k_1 = 0$, et $i_1 = I_S$, d'où $k_2 \omega'' C_P = I_S$, c'est-à-dire : $k_2 = I_S / C_P \omega''$.

En remplaçant k_1 et k_2 par ces valeurs, on trouve :

$$v_{T1} = v_{CP1} = \frac{I_S t}{2 C_P} + \frac{I_S}{2 C_P \omega''} \sin \omega'' t$$

$$v_{T2} = v_{CP2} = E + \frac{I_S t}{2 C_P} - \frac{I_S}{2 C_P \omega''} \sin \omega'' t$$

$$i_1 = \frac{I_S}{2} + \frac{I_S}{2} \cos \omega'' t$$

$$i_2 = \frac{I_S}{2} - \frac{I_S}{2} \cos \omega'' t$$

Ces équations restent valables tant que l'interrupteur T_2 reste ouvert.

A $t = t_C$, on amorce l'interrupteur T_2 . La tension étant positive à ses bornes, il entre immédiatement en conduction. Le condensateur C_{P2} se décharge alors à travers cet interrupteur et la résistance R_{P2} . Le schéma d'étude de cette configuration est représenté figure 80.

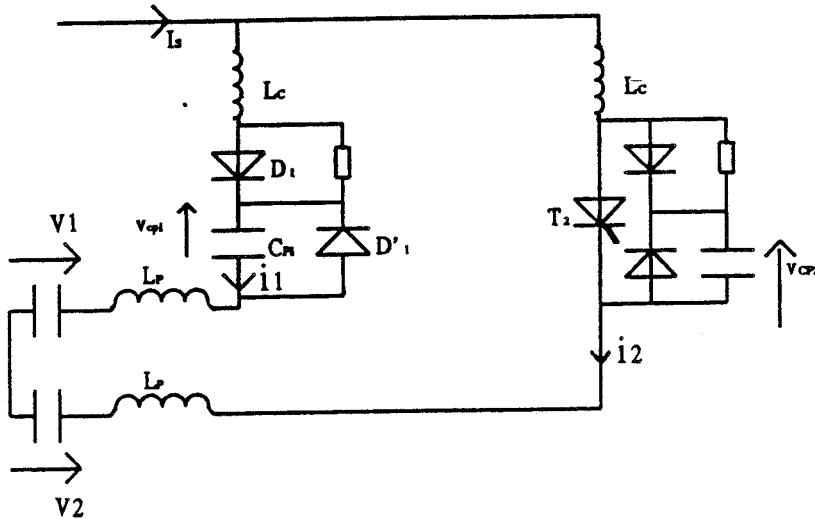


Figure 80

Puisque :

$$i_1 = \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{2} \cos \omega t$$

alors $i_1 \geq 0$ au moment où l'on amorce l'interrupteur T_2 . Le courant i_1 circule donc à travers le condensateur C_{P1} .

Puisque :

$$i_2 = \frac{I_s}{2} - \frac{I_s}{2} \cos \omega t$$

$i_2 \geq 0$ au moment où l'interrupteur T_2 entre en conduction. Le courant i_2 circule donc à travers l'interrupteur T_2 .

La loi des mailles appliquée à ce circuit s'écrit :

$$2(L_C + L_P) \frac{d i_1}{d t} + v_{CP1} + v_1 - v_2 = 0$$

Compte-tenu de :

$$i_1 = C \frac{d v_{CP1}}{d t}$$

v_{CP1} est solution de l'équation :

$$2(L_C + L_P) \frac{d^2 v_{CP1}}{d t^2} + v_{CP1} = -E$$

La solution est de la forme :

$$v_{CP1}(t) = -E + k_1 \cos \omega'(t - t_C) + k_2 \sin \omega'(t - t_C)$$

et donc :

$$i_1(t) = -k_1 C_P \omega' \sin \omega'(t - t_C) + C_P k_2 \omega' \cos \omega'(t - t_C)$$

k_1 et k_2 peuvent être calculées à partir des conditions initiales. A $t = t_C$:

$$\begin{array}{ll} v_{CP1}(t_C) = -E + k_1 & \text{d'où} \quad k_1 = v_{CP1}(t_C) + E \\ i_1(t_C) = k_2 C_P \omega' & \text{d'où} \quad k_2 = \frac{i_1(t_C)}{C_P \omega'} \end{array}$$

En remplaçant k_1 et k_2 par ces valeurs, on trouve :

$$v_{CP1}(t) = -E + (E + v_{CP1}(t_C)) \cos \omega'(t - t_C) + \frac{i_1(t_C)}{C_P \omega'} \sin \omega'(t - t_C)$$

$$i_1(t) = -(v_{CP1}(t) + E) C_P \omega' \sin \omega'(t - t_C) + i_1(t_C) \cos \omega'(t - t_C)$$

Le courant i_1 s'annule à $t = t_1$, tel que :

$$\operatorname{tg} \omega'(t_1 - t_C) = \frac{i_1(t_C)}{C_P \omega' (E + v_{CP1}(t_C))} = \frac{I_S/2 + I_S/2 \cos \omega'' t_C}{E C_P \omega' + I_S/2 \frac{t_C}{\omega'} + I_S/2 \frac{t_C}{\omega'} \sin \omega'' t_C}$$

On peut représenter l'évolution du point de fonctionnement caractérisant le condensateur C_{P1} (i_{CP1}, v_{CP1}) sur un plan de phase (figure 81). Les conditions initiales sont définies par le couple :

$$\left(\sqrt{2 \frac{(L_P + L_C)}{C}} i_{CP1}(t_C), v_{CP1}(t_C) \right)$$

le régime forcé est caractérisé par $(0, -E)$ avec $v_{CP1}(t_C) > E$.

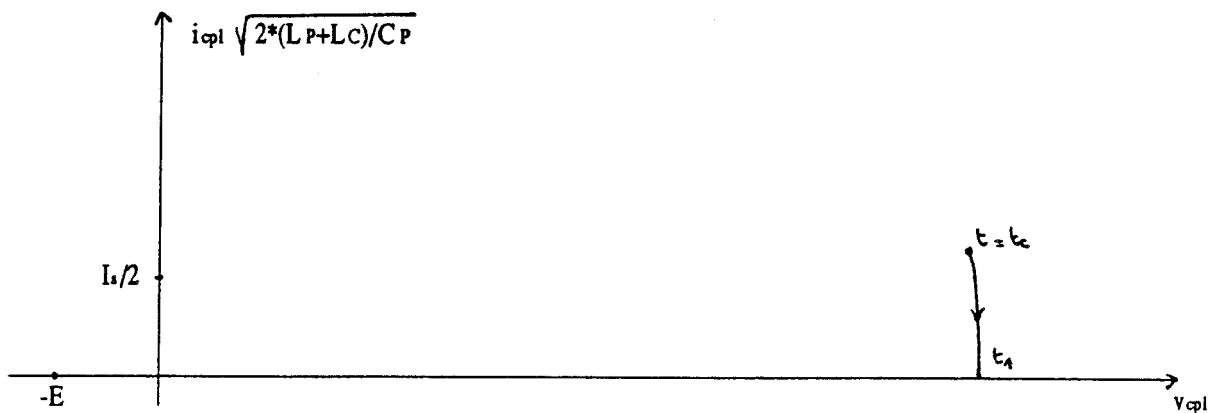


Figure 81

La valeur initiale de la tension aux bornes du condensateur étant très importante, on voit que pendant cette étape de fonctionnement, très brève, la tension aux bornes du condensateur n'évolue pratiquement pas. On peut considérer que $v_{CP1}(t_1) = v_{CP1}(t_C)$.

A $t = t_1$, puisque le courant i_1 s'annule, la diode D_1 jusque là passante, cesse de conduire et le condensateur C_{P1} se décharge à travers la résistance R_{P1} . Le schéma d'étude correspondant à cette dernière étape de fonctionnement est le suivant (figure 82) :

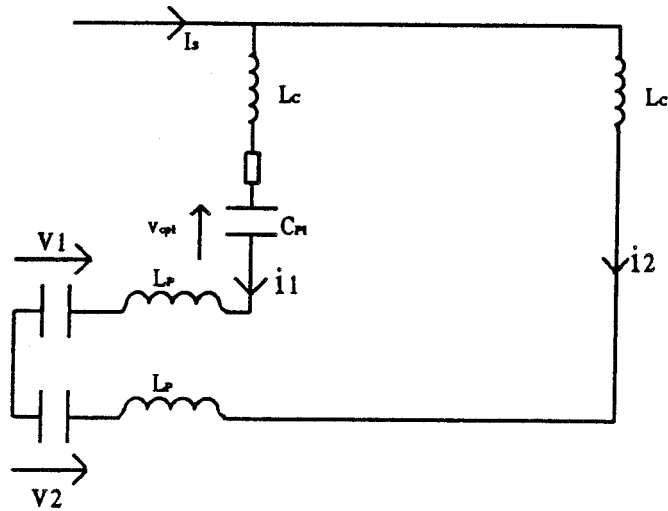


Figure 82

La tension v_{CP1} aux bornes du condensateur C_{P1} est solution de l'équation :

$$2(L_C + L_P) C_P \frac{d^2 v_{CP1}}{dt^2} + R_P C_P \frac{d v_{CP1}}{dt} + v_{CP1} = -E$$

Avec des éléments de protection L_P , R_P , C_P de valeurs usuelles, on peut négliger le terme du second ordre qui apparaît dans l'équation différentielle ; cette équation s'écrit alors :

$$\tau_1 \frac{d v_{CP1}}{dt} + v_{CP1} = -E$$

A $t = 0$, au moment où la diode D_1 se bloque, on a $i_1 = 0$ et $v_{CP1} = v_{CP1}(t_1)$. On peut donc écrire, pour des valeurs de $t > 5 \tau_2$:

$$\begin{cases} v_{CP1}(t) = (v_{CP1}(t_1) + E) e^{-t/\tau_1} - E \\ i_1(t) = -\left(\frac{v_{CP1}(t_1) + E}{R_P}\right) e^{-t/\tau_1} \end{cases}$$

Cette équation est valide tant que $v_{CP1} \geq 0$. Quand $v_{CP1} = 0$, alors $i_1 = -E/R_P$.

Dès que v_{CP1} tend à devenir négatif, la diode $D'1$ entre en conduction et s'installe un courant de circulation traversant R_p et $D'1$ comme le montre la figure 83.

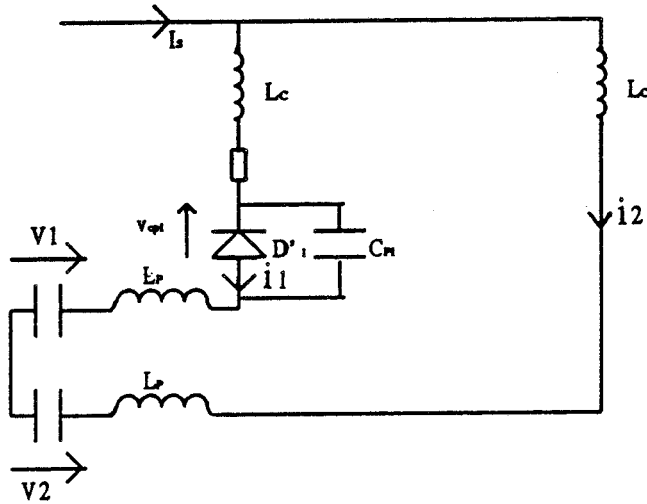


Figure 83

La tension aux bornes de l'interrupteur T_1 vaut alors $v_{T1} = -E$, le courant i_1 est négatif, avec $i_1 = -E/R$.

Le régime permanent est établi et la commutation est terminée.

On peut représenter l'évolution des différentes grandeurs en fonction du temps. La figure 84 montre l'allure des courants i_1 , i_2 , i_{T1} , des tensions v_{T1} , v_{T2} .

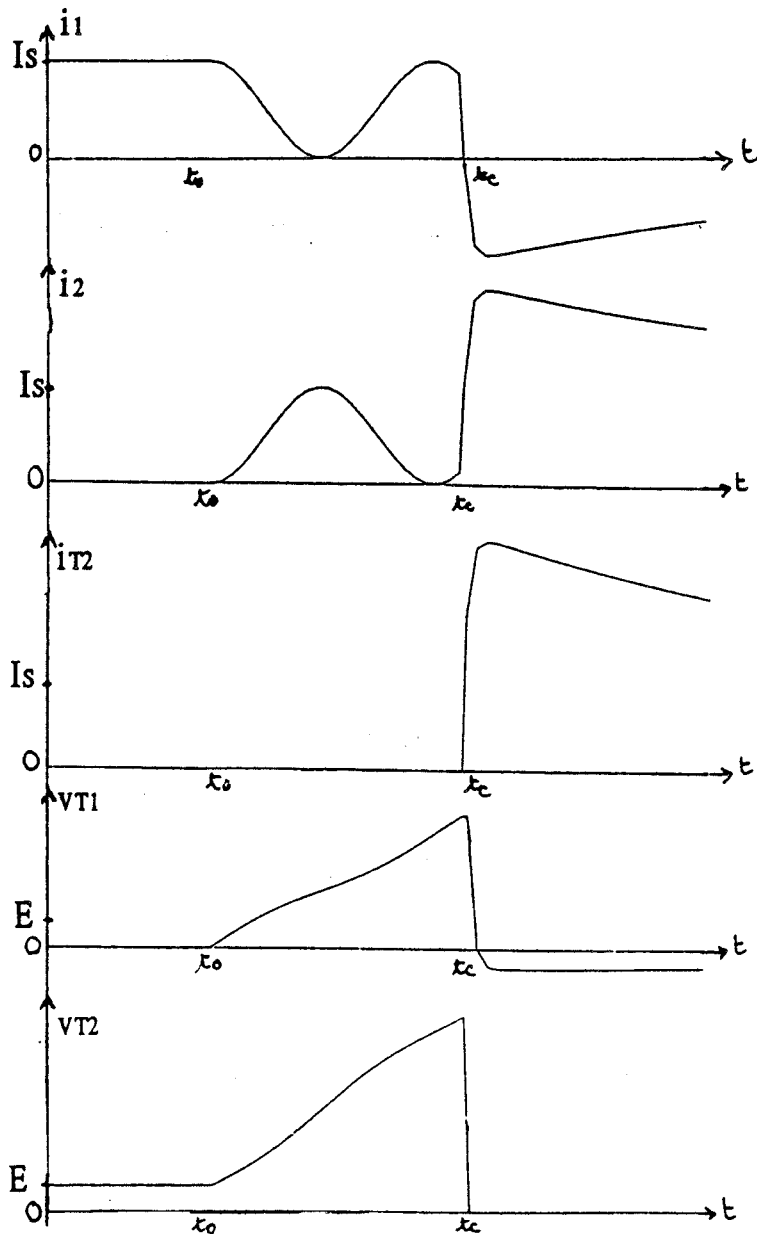


Figure 84

Le fonctionnement détaillé permet de calculer les contraintes subies par les interrupteurs :

- puisque l'interrupteur T_2 reste ouvert après l'ouverture de T_1 , le courant I_S circule à travers les deux condensateurs C_{p1} et C_{p2} . Les $(d v / d t)$ aux bornes des interrupteurs sont donc limités par ces deux condensateurs qui remplissent bien leur rôle de protection. Mais, tant que l'interrupteur T_2 ne conduit pas, ces condensateurs C_{p1} et C_{p2} se chargent continûment. Durant cette étape, on a :

$$v_{CP2} = v_{T2} = E + \frac{I_S t}{2 C_p} - \frac{I_S}{2 C_p \omega} \sin \omega \cdot t$$

En négligeant la pulsation ω par rapport à la durée t_C de chevauchement des commandes à l'ouverture t_C , on peut écrire :

$$(v_{T2})_{\max} = E + \frac{I_s t_C}{2 C_P}$$

Il apparaît ainsi que cette surtension n'est limitée que par les condensateurs de protection.

- tant que l'interrupteur T_2 ne conduit pas, le condensateur C_{P2} connecté à ses bornes se charge. Au moment où l'on amorce l'interrupteur T_2 , la tension qui apparaît à ses bornes est donc positive et il entre immédiatement en conduction.

Comme le montre la figure 85, l'interrupteur T_2 est à ce moment parcouru par le courant i_{CP2} et par le courant i_2 .

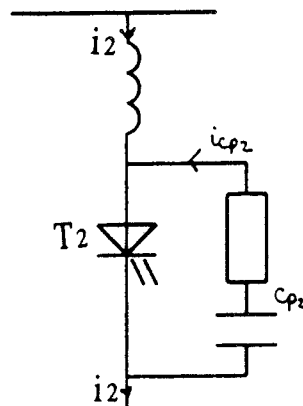


Figure 85

En effet, le condensateur C_{P2} se décharge immédiatement dans cet interrupteur, via la résistance R_P . Ce courant, à l'instant initial, peut s'écrire :

$$i_{CP2} = \frac{(v_{T2})_{\max}}{R_P}$$

Puisque :

$$i_1 = - (v_{CP1}(t_C) + E) C_p \omega' \sin \omega'(t - t_C) + i_1(t_C) \cos \omega'(t - t_C)$$

et que :

$$i_1 + i_2 = I_S$$

on a :

$$\frac{d i_2}{d t} = (v_{CP1}(t_C) + E) C_p \omega'^2 \text{ à l'instant } t = t_C$$

c'est-à-dire :

$$\left(\frac{d i_2}{d t} \right)_{\max} = \frac{v_{CP1}(t_C) + E}{2(L_C + L_P)}$$

En négligeant la pulsation ω' par rapport à la durée t_C de chevauchement des commandes à l'ouverture, on peut écrire :

$$\left(\frac{d i_2}{d t} \right)_{\max} = \frac{I_S t_C / 2 C_p + E}{2(L_C + L_P)}$$

A la fermeture, l'interrupteur T_2 est parcouru par une somme de deux courants :

- l'un qui peut atteindre des valeurs importantes et qui circule intégralement dans l'interrupteur dès sa fermeture

- l'autre dont la vitesse de croissance, certes limitée par les inductances de protection, peut être importante si le temps de chevauchement des commandes à l'ouverture est d'une durée significative.

b) $E < 0$

Pendant une durée t_C , les deux interrupteurs T_1 et T_2 sont ouverts.

A $t = 0$, instant où l'on ouvre l'interrupteur T_1 , on a :

$$i_1 = I_S - \frac{E}{R} \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{E}{R}$$

Le courant i_1 étant continu, la diode D_1 entre en conduction.

Le courant i_2 étant continu, la diode D_2 continue de conduire.

Le schéma d'étude de ce circuit est représenté figure 86.

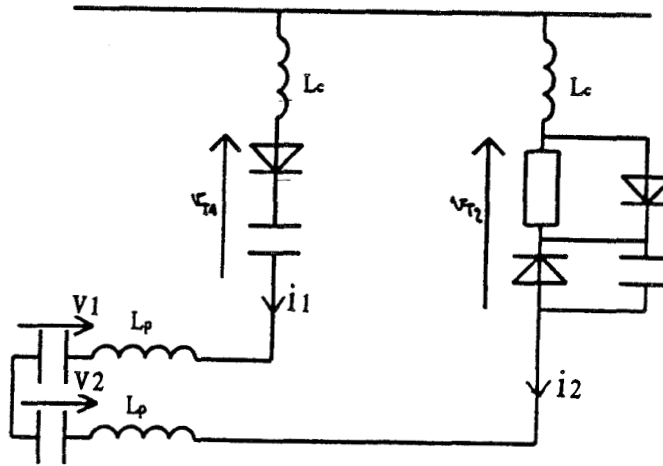


Figure 86

La loi des mailles appliquée à ce circuit s'écrit :

$$2(L_C + L_P) \frac{d i_1}{d t} + v_1 - v_2 + v_{CP1} - R_P i_2 = 0$$

En tenant compte de :

$$i_1 = C_P \frac{d v_{CP1}}{d t} \quad \text{et de} \quad i_2 = I_S - i_1$$

cette relation s'écrit :

$$2(L_P + L_C) C_P \frac{d^2 i_2}{d t^2} + R_P C_P \frac{d i_2}{d t} + i_2 = I_S$$

Avec des éléments de protection L_p , R_p , C_p de valeurs usuelles, on peut négliger le terme de second ordre qui apparaît dans l'équation différentielle.

Cette équation s'écrit alors :

$$\tau_1 \frac{d i_2}{d t} + i_2 = I_S$$

Avec à $t = 0$, $i_2 = E / R_P$.

On trouve :

$$i_2 = \left(\frac{E}{R_P} - I_S \right) e^{-t/\tau_1} + I_S$$

On voit que le courant i_2 , qui à $t = 0$ est négatif, augmente, et tend à devenir positif. Lorsqu'il s'annule, la tension v_{T_2} aux bornes de l'interrupteur T_2 est nulle puisque le courant i_2 est nul et que la diode D_2 jusque là passante se bloque.

Or, le condensateur C_{P1} , parcouru par le courant i_1 se charge. La tension $v_{C_{P1}}$ à ses bornes augmente ; la tension aux bornes de l'interrupteur T_2 augmente donc également : la diode D_2 entre donc en conduction. Le circuit correspondant à cette configuration est représenté figure 79.

L'équation régissant le fonctionnement est identique au cas précédent (cas où $E > 0$), les conditions initiales étant sensiblement différentes. Elles s'écrivent :

$$i_1 = I_S \quad i_2 = 0$$

$$v_{C_{P1}} = -E$$

$$v_{C_{P2}} = 0$$

Si l'on note $E' = -E$, on voit que la solution de cette équation donne des résultats absolument identiques à ceux obtenus dans le cas précédent ($E > 0$) tant au point de vue formes d'ondes que des contraintes subies par les interrupteurs.

CONCLUSION

Un circuit de protection des interrupteurs a été proposé. Les commutations des interrupteurs étant des commutations forcées à l'amorçage et au blocage, les composants doivent être protégés en $(d v / d t)$ à l'ouverture, et en $(d i / d t)$ à la fermeture.

Les condensateurs placés en parallèle sur ces interrupteurs limitent les $(d v / d t)$ à l'ouverture, mais assurent également la continuité du courant dans la source dans le cas d'un défaut de la commande, plus précisément, dans le cas d'un chevauchement des commandes à l'ouverture de deux composants connectés au même point de la source.

Toutefois, dans ce dernier cas, l'étude montre que les interrupteurs sont soumis à de très fortes surtensions s'ils sont ouverts, et à des $(d i / d t)$ très importants à leur fermeture éventuelle. Ces contraintes peuvent entraîner la destruction de l'interrupteur. Pour cette raison, lorsque le courant doit être transféré d'une phase vers l'autre, les interrupteurs correspondants ne doivent pas rester simultanément ouverts, autrement dit, **le chevauchement des intervalles de blocage est à proscrire.**

En revanche, l'étude montre qu'un chevauchement des phases de conduction peut être maîtrisé par le dimensionnement des éléments de protection. En effet :

- si la tension aux bornes de l'interrupteur que l'on veut amorcer est positive, la commutation est naturelle, puisque l'amorçage de cet interrupteur entraîne le blocage de celui qui conduisait précédemment. Dans ce cas, une protection en $(d i / d t)$ à la fermeture est suffisante. L'étude montre que cette inductance L_p de protection peut être déterminée à partir de la relation :

$$2(L_C + L_P) = \frac{E}{(d i / d t)_{\max}}$$

où E est la tension maximale qui apparaît aux bornes d'un interrupteur et $(d i / d t)_{\max}$ la contrainte maximale qu'il peut subir.

- si la tension aux bornes de l'interrupteur que l'on veut amorcer est négative, la commutation n'est plus naturelle et le condensateur C_p joue son rôle de protection.

L'étude montre que ce condensateur peut être dimensionné à partir de la relation :

$$C_P = \frac{I_S}{(dv/dt)_{\max}}$$

où I_S désigne l'amplitude du courant à couper et $(dv/dt)_{\max}$ la contrainte maximale que l'interrupteur peut subir.

La valeur de la résistance R_P du snubber peut être déterminée en considérant que la constante de temps $R_P C_P$ est égale à 1 / 5 du temps minimal de conduction de l'interrupteur.

Les éléments de protection R_P , L_P , C_P ainsi dimensionnés protègent efficacement les interrupteurs dans le cas où les commandes des deux interrupteurs sont simultanées.

Toutefois, un troisième élément devra être pris en compte, il s'agit de la surtension susceptible d'apparaître aux bornes d'un interrupteur. Cette surtension vaut :

$$\Delta v_T = -E + \frac{I_S}{C_P \omega'}$$

où :

E désigne la tension minimale qui peut apparaître aux bornes d'un interrupteur

I_S , l'amplitude du courant à couper

C_P , la capacité du condensateur de protection

$$\omega' = \frac{1}{\sqrt{2(L_C + L_P)C_P}}$$

avec L_C , l'inductance de câblage et

L_P , l'inductance de protection.

Le composant utilisé doit pouvoir tenir cette surtension transitoire.

2. REALISATION PRATIQUE

Une maquette d'essai a été mise au point dans les laboratoires de l'I.D.N. La partie puissance a été élaborée à partir d'un commutateur de courant, la commande a été réalisée sur une carte à microcontrôleur 16 bits.

2.1. PARTIE PUISSANCE

Elle a comme base un commutateur de courant à transistors bipolaires, le JIS 50 fabriqué par Jeumont-Schneider (figure 10).

Le JIS 50 comprend essentiellement :

- un redresseur à thyristors montés en pont de Graetz associé à une inductance, formant ainsi une source de courant. Une carte électronique est associée à ce redresseur ; en générant les commandes des thyristors, elle assure la régulation du courant débité par ce pont.

- un onduleur de courant à transistors bipolaires permettant l'aiguillage des courants dans les phases du moteur. Une carte électronique est associée à cet onduleur ; en générant les signaux de commande des transistors, elle fixe la fréquence des courants dans la machine.

- une carte électronique assure la régulation de l'ensemble convertisseur- moteur : la machine est régulée en flux et en couple. La régulation du flux est à l'origine d'une référence de courant pour la source de courant ; la régulation du couple est à l'origine d'une référence de fréquence pour l'onduleur.

Ce matériel a été adapté pour notre application. En ce qui concerne le redresseur, les circuits de puissance et de commande sont conservés. En ce qui concerne l'onduleur, hormis les interrupteurs (transistors et protections), tous les éléments propres au commutateur de courant à 120° ont été retirés, en particulier, les dispositifs assurant les commutations et la récupération de l'énergie de commutation. La carte de commande de l'onduleur qui fournit des commandes à 120° est remplacée par une carte à microcontrôleur.

2.2. ELABORATION DES SIGNAUX DE COMMANDE DE L'ONDULEUR

2.2.1. Présentation du microcontrôleur 80 196

La carte à microcontrôleur utilisée a été développée à partir du 80196 Intel. C'est un microcontrôleur 16 bits largement diffusé dans l'industrie, en particulier dans les domaines de l'électronique et de l'automobile. Il possède de nombreux éléments très utiles pour le contrôle de systèmes électroniques. On peut citer :

- 8 entrées analogiques, reliées à un démultiplexeur programmable. Le convertisseur analogique-numérique, d'une résolution de 10 bits, est également programmable.

- 1 sortie analogique programmable entre 0 et 10 V, avec une résolution de 40 mV puisque l'entrée de ce convertisseur numérique-analogique est un octet.

- un module de 8 entrées/sorties qui fait la particularité de ce microcontrôleur. Ces 8 entrées/sorties peuvent être configurées en 4 entrées/4 sorties (élaboration d'un freinage ABS d'une automobile par exemple) en 2 entrées/6 sorties. Cette dernière configuration est tout à fait intéressante en Electronique de Puissance puisqu'une structure de conversion indirecte triphasée contient six interrupteurs qui peuvent donc éventuellement être tous commandés par ce module. Les sorties de cette unité HSIO - High Speed Input Output - sont programmables : il suffit de placer dans des registres particuliers, un octet précisant la nature de l'évènement qui doit se produire, c'est-à-dire un passage à l'état haut ou à l'état bas et le numéro de la sortie concernée, et un mot précisant l'instant où il doit se produire. Cette unité est capable de stocker 8 couples (évènement, temps) ainsi définis ; elle devient entièrement autonome dès qu'elle est chargée, laissant alors le microcontrôleur libre pour toute autre opération.

2.2.2. Programmation

2.2.2.1. Principe

Le microcontrôleur est utilisé uniquement pour générer les signaux de commande des 6 transistors pour une consigne de fréquence variant entre 1 et 60 Hz. Ce domaine de fréquence a été partagé en 8 plages de fréquence. A chaque plage correspond un motif de découpage qui est mémorisé. Pour le microcontrôleur, il s'agit dans un premier temps d'identifier la plage de fréquence dans laquelle se trouve la fréquence désirée, puis dans un deuxième temps d'ajuster le découpage associé à la valeur exacte de la fréquence désirée.

2.2.2.2. Identification de la plage de fréquence

La fréquence désirée est introduite sous la forme d'une tension continue comprise entre 0 et 10 V sur une des entrées analogiques du microcontrôleur. La conversion analogique-numérique s'effectue sur 10 bits, le résultat de cette conversion est appelé FR-DES (fréquence désirée). Par comparaisons successives, un pointeur vient se placer dans la table correspondant à la plage de fréquence où se situe FR-DES.

2.2.2.3. Obtention de la fréquence variable

Le logiciel de calcul d'angles fournit, pour chaque plage de fréquence, un motif de découpage repéré par une série d'angles ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$). La durée angulaire qui sépare deux changements d'état consécutifs est donnée par $\Delta \alpha = \alpha_{i+1} - \alpha_i$.

Pour la fréquence désirée FR-DES, la durée angulaire $\Delta \alpha$ correspond à une durée temporelle désirée définie par :

$$\Delta t_{\text{dés}} = \frac{\Delta \alpha}{2 \pi} \times \frac{1}{\text{FR-DES}}$$

Pour une autre fréquence FR-REF, que l'on appelle fréquence de référence, la durée angulaire $\Delta \alpha$ correspond à une durée temporelle définie par :

$$\Delta t_{\text{ref}} = \frac{\Delta \alpha}{2 \pi} \times \frac{1}{\text{FR-REF}}$$

D'après les relations précédentes, on voit que :

$$\Delta t_{\text{dés}} = \Delta t_{\text{ref}} \times \frac{\text{FR-REF}}{\text{FR-DES}} \quad (1)$$

L'examen de cette relation (1) montre que pour une fréquence de référence donnée, le calcul du rapport :

$$\frac{\text{FR-REF}}{\text{FR-DES}}$$

permet d'ajuster l'intervalle de temps Δt_{ref} à la fréquence désirée.

a. Détermination des fréquences de référence

Chaque plage de fréquence est délimitée par une borne supérieure et une borne inférieure. A chacune de ces bornes peut être associée une valeur numérique correspondant au niveau de la tension d'entrée. Par exemple, si une tension de 10 V correspond à 60 Hz, une tension de 5 V correspond à 30 Hz et puisque la conversion s'effectue sur 10 bits, le paramètre FR-DES vaut respectivement 1024 et 512. Le rapport des fréquences RAP-FR est défini par :

$$\text{RAP-FR} = \frac{\text{FR-REF}}{\text{FR-DES}}$$

Pour une meilleure précision sur les intervalles de temps restitués par le microcontrôleur, ce rapport de fréquence doit être élevé. En revanche, pour contourner les difficultés ultérieures liées à la programmation, il est préférable que ce nombre s'écrive sur 8 bits, c'est-à-dire qu'il n'excède pas la valeur $\text{RAP-FR}_{\text{max}} = 255$.

Pour une plage de fréquence donnée [f_{min} ; f_{max}], on choisit donc une fréquence de référence FR-REF, telle que :

$$\text{FR-REF} = \text{FR-DES} (f_{\text{min}}) \times \text{RAP-FR}_{\text{max}}$$

Exemple : Pour l'intervalle [15 Hz ; 22 Hz], FR-DES varie de 256 à 375.

On choisit donc comme fréquence de référence une valeur proche de :

$$\text{FR-DES} (f_{\text{min}}) \times \text{RAP-FR}_{\text{max}} = 256 \times 255 = 65\,280$$

Si l'on prend FR-DES = 65 000 Hz pour cette plage de fréquence, on a :

$$\text{RAP-FR} = 253 \quad \text{pour FR-DES} = 256 \text{ (15 Hz)}$$

$$\text{RAP-FR} = 173 \quad \text{pour FR-DES} = 375 \text{ (22 Hz)}$$

Le pas maximal de discrétisation vaut alors : $\Delta f = 0,126 \text{ Hz}$.

L'introduction d'une fréquence de référence pour chaque plage de fréquence permet ainsi de maintenir le paramètre RAP-FR à des valeurs élevées.

b. Détermination des intervalles de temps mémorisés

Le rapport des fréquences RAP-FR est calculé pour ajuster la valeur de l'intervalle de temps mémorisé à la valeur de la fréquence désirée comme le montre la relation (1) :

$$\Delta t_{\text{dés}} = \Delta t_{\text{ref}} \times \text{RAP-FR}$$

Plus précisément, c'est le nombre N de cycles d'horloge correspondant à la durée Δt_{ref} qui peut être mémorisé. Pour l'unité d'entrée-sortie, un cycle d'horloge a une durée $t_H = 1,33 \mu\text{s}$. Or, les valeurs usuelles de l'écart angulaire $\Delta \alpha$ et des fréquences de référence montre que Δt_{ref} est au plus égal à quelques cycles d'horloge. La précision sur l'intervalle de temps restitué est alors très faible. Pour augmenter cette précision, l'intervalle de temps à mémoriser doit avoir une durée plus importante. Parce que les divisions par deux s'effectuent rapidement, on mémorise le nombre N de cycles d'horloge correspondant à $64 \times \Delta t_{\text{ref}}$. La division par 64 pour se ramener à la valeur initiale de Δt_{ref} est effectuée après la lecture du nombre N.

Exemple : Pour l'intervalle [22 Hz ; 27 Hz], on trouve $\alpha_1 = 0,08$ et $\alpha_2 = 0,113$ c'est-à-dire $\Delta \alpha = 0,033$.

Pour $f = 25 \text{ Hz}$, c'est-à-dire pour $\text{FR-DES} = 426$, cela correspond à une durée $\Delta t_{\text{dés}} = 210 \mu\text{s}$. Sur cette place de fréquence, $\text{FR-REF} = 95\ 000$; à 25 Hz, on a donc : $\text{RAP-FR} = 223$. On calcule :

$$\Delta t_{\text{ref}} = \frac{\Delta t_{\text{dés}}}{\text{RAP-FR}}, \text{ on trouve : } 64 \times \Delta t_{\text{ref}} = 60,3 \mu\text{s}$$

On mémorise donc une valeur proche de :

$$64 \times \frac{\Delta t_{\text{ref}}}{t_H} \text{ soit } N = 45$$

c. Restitution des intervalles de temps mémorisés

Le rapport de fréquence RAP-FR est calculé à tout instant. Le nombre N qui a été stocké est lu au moment où l'intervalle de temps lui correspondant doit être restitué.

Cet intervalle de temps vaut alors :

$$\Delta t_{\text{res}} = \frac{N}{64} \times \text{RAP-FR} \times t_H$$

Exemple : Avec les données numériques précisées dans l'exemple précédent, l'intervalle de temps restitué par le microcontrôleur a une durée :

$$\Delta t_{\text{res}} = \frac{45}{64} \times 223 \times 1,33 \mu\text{s} = 208,5 \mu\text{s}$$

L'intervalle de temps désiré a une durée de 210 μs .

On voit que l'introduction de cette division par 64 permet de mémoriser les intervalles de temps calculés avec une bonne précision tout en limitant le temps de calcul.

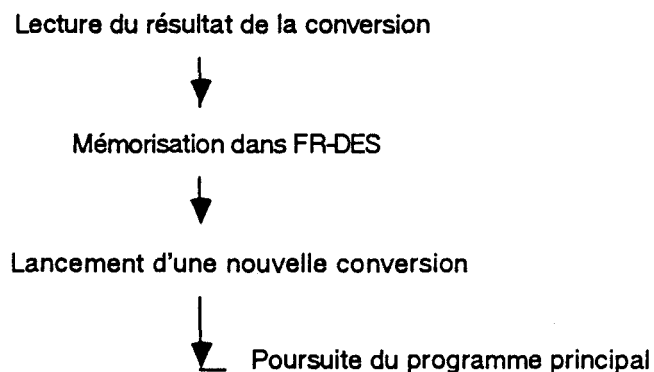
2.2.2.4. Arbre programmatique

Puisque le convertisseur analogique-numérique est programmable et que l'unité d'entrée/sortie est autonome, ce sont les interruptions générées par l'une ou l'autre de ces deux unités qui permettent le traitement de routines. Ces routines d'interruption, en relançant le convertisseur analogique-numérique, ou en rechargeant le module d'entrée/sortie, sont à l'origine de nouvelles interruptions qui, à nouveau, le relanceront.

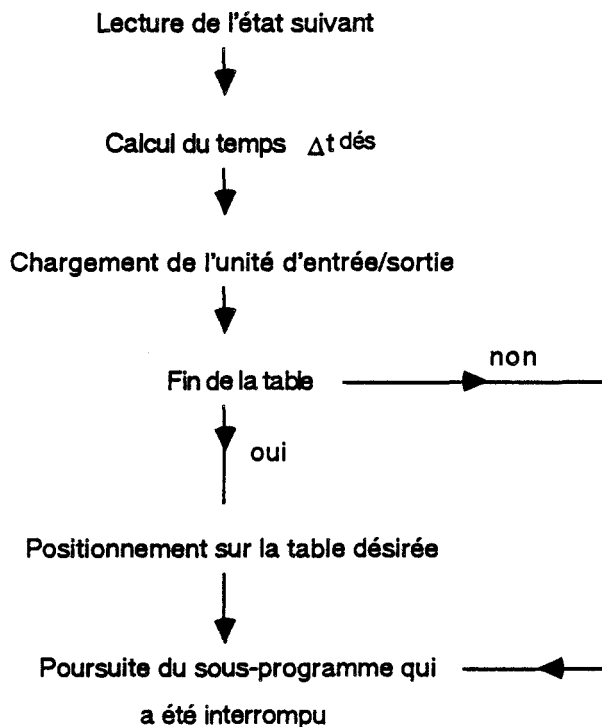
Le programme complet se décompose en trois modules :

1. Le programme principal qui peut être à tout instant interrompu par les routines d'interruption du convertisseur analogique-numérique ou du module d'entrée/sortie. La tâche essentielle de ce programme est de déterminer la fréquence de référence associée à la fréquence désirée.

2. La routine d'interruption du convertisseur analogique-numérique : cette routine est traitée dès que la conversion qui a été lancée est terminée. Elle peut être à tout instant interrompue par la routine d'interruption du module d'entrée/sortie dont le degré de priorité est supérieur. Cette routine est représentée par le synoptique suivant :



3. La routine d'interruption de l'unité d'entrée/sortie : cette routine est traitée dès qu'un changement d'état intervient dans l'une des sorties de l'unité. Cette routine est représentée par le synoptique suivant :



2.2.2.5. Changement de motif

Un motif de découpage est associé à chaque plage de fréquence. Pour éviter le risque de court-circuit entre phases ou d'ouverture de la source de courant, il est souhaitable de n'introduire des changements de motifs de découpage que lorsque l'on est certain qu'aucun interrupteur ne doit commuter.

Si l'on considère le système triphasé des fondamentaux des courants i_1, i_2, i_3 représenté figure 87, on conçoit bien que pour approximer au mieux les sinusoïdes, le découpage impose $i_1 = 0, i_2 = I_s, i_3 = -I_s$ pendant un intervalle de temps suffisant, pendant lequel on peut être assuré qu'il n'y aura pas de commutation.

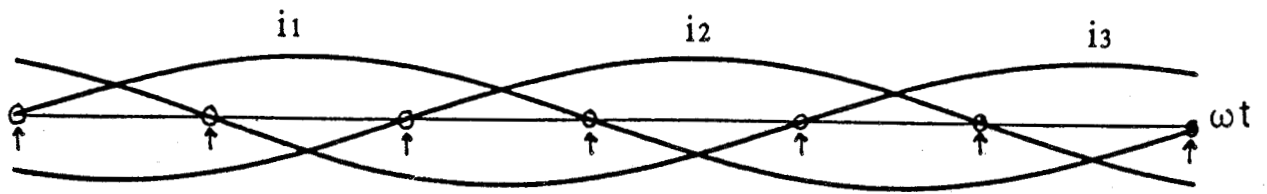


Figure 87

Ceci se produit lorsque l'un des trois fondamentaux des courants crée par le convertisseur s'annule, c'est-à-dire tous les 1/6 de période.

2.3. RELEVES EXPERIMENTAUX

La machine utilisée est un moteur asynchrone d'une puissance de 1,8 kW ; il est connecté en étoile. Les condensateurs utilisés ont des capacités de 20 μ F ; ils sont connectés en triangle.

L'association condensateurs-machine est telle que :

- la fréquence de résonance créée par l'association inductance magnétisante-condensateur est égale à 25 Hz.
- la fréquence de résonance créée par l'association inductance de fuites-condensateur est égale à 200 Hz.

La figure 88 montre l'allure d'une tension simple aux bornes de la machine et du courant correspondant créé par le convertisseur à une fréquence de 10 Hz.

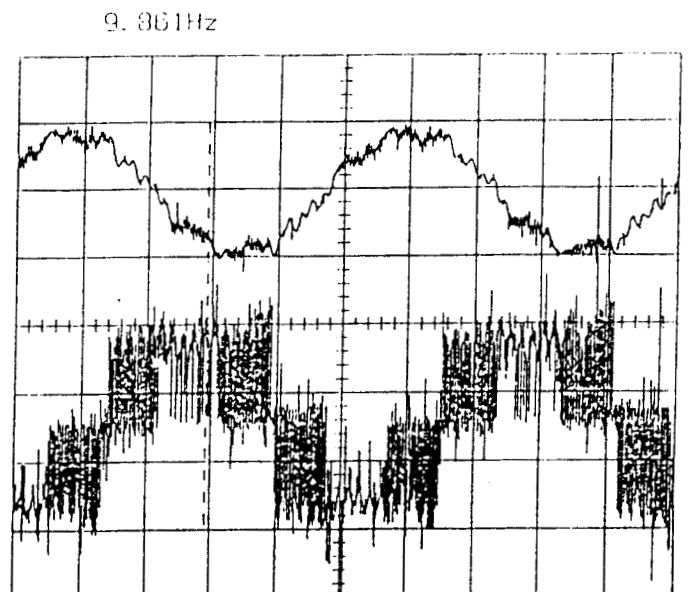
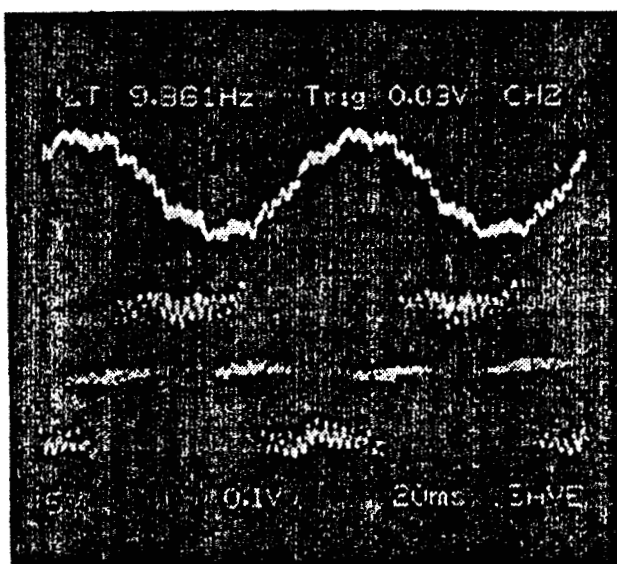


Figure 88

La figure 89 montre l'analyse spectrale du courant créé par le convertisseur. On voit que le découpage a minimisé les harmoniques de courant de fréquence inférieure à 650 Hz.

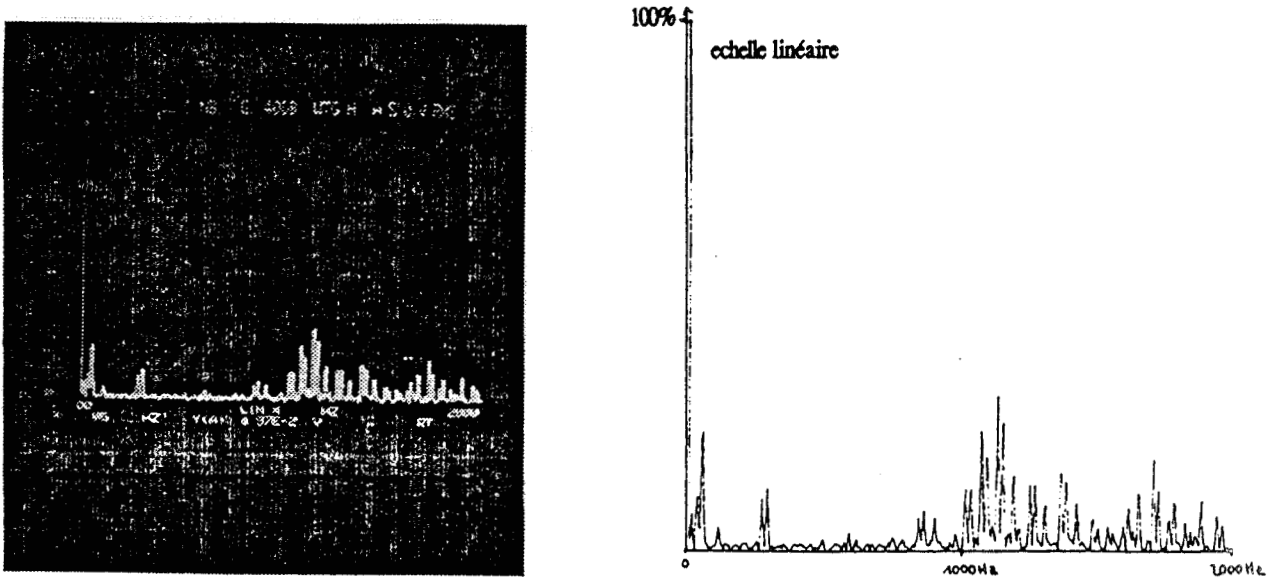


Figure 89

La figure 90 montre l'allure d'une tension simple aux bornes de la machine et du courant dans la phase correspondante de la machine. L'analyse spectrale de ce courant est donnée figure 91.

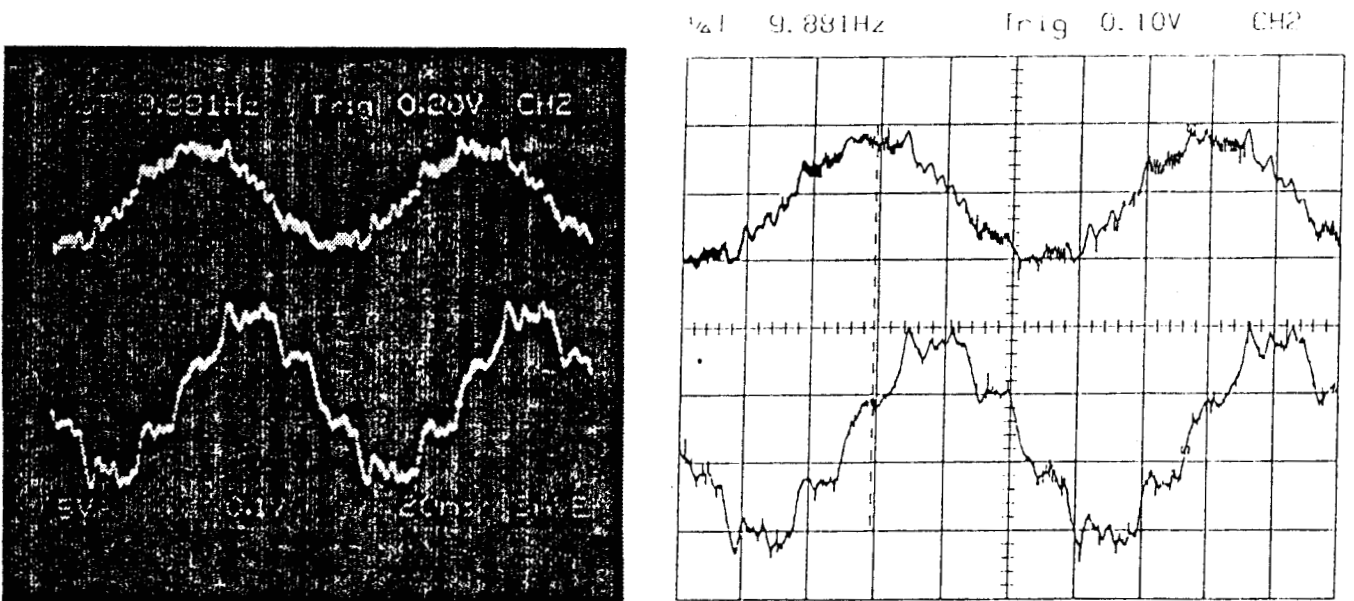


Figure 90

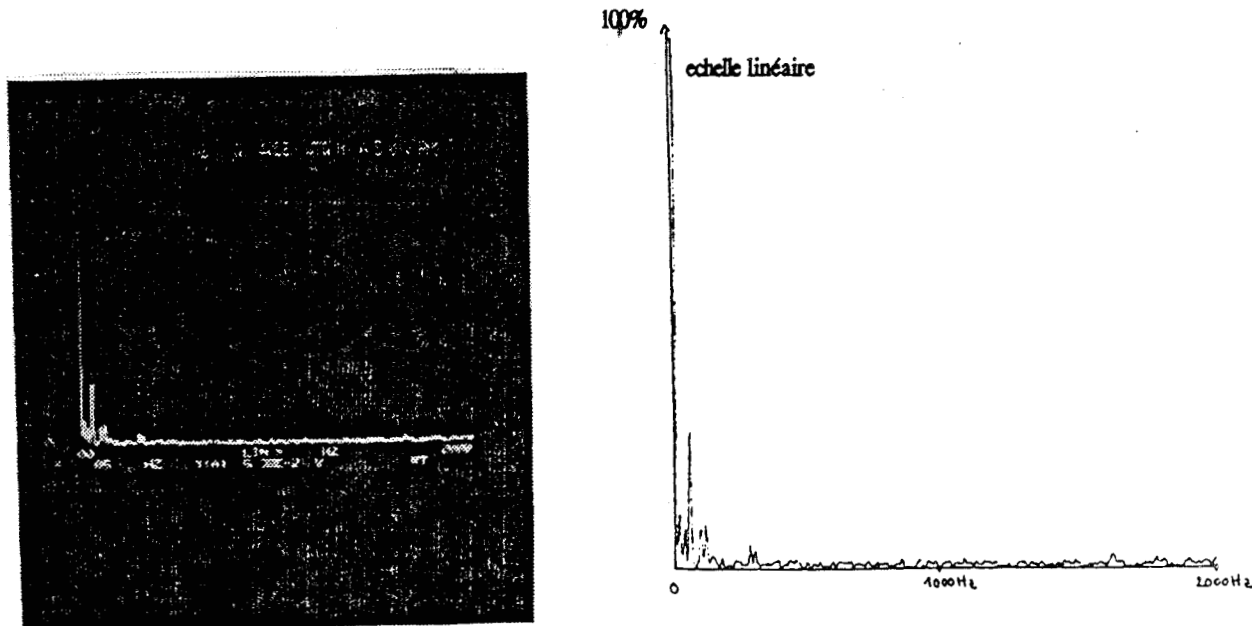


Figure 91

On voit que le filtre condensateur-inductance de fuites minimise les harmoniques de rang élevé. Les premiers harmoniques créés par le convertisseur se retrouvent également dans la machine, ils ne sont pas trop amplifiés.

Ces mêmes relevés ont été effectués à la fréquence de 22 Hz. La figure 92 montre l'allure de la tension aux bornes de la machine et le courant correspondant créé par le convertisseur. L'analyse spectrale de ce courant est donnée figure 93.

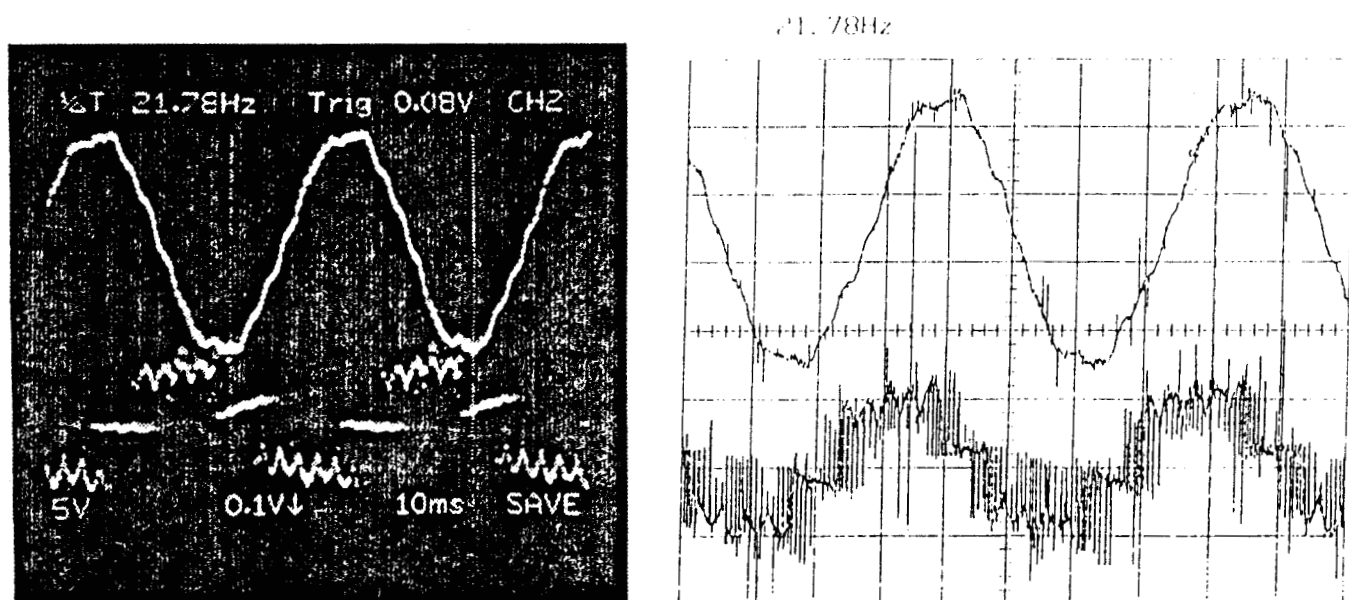


Figure 92

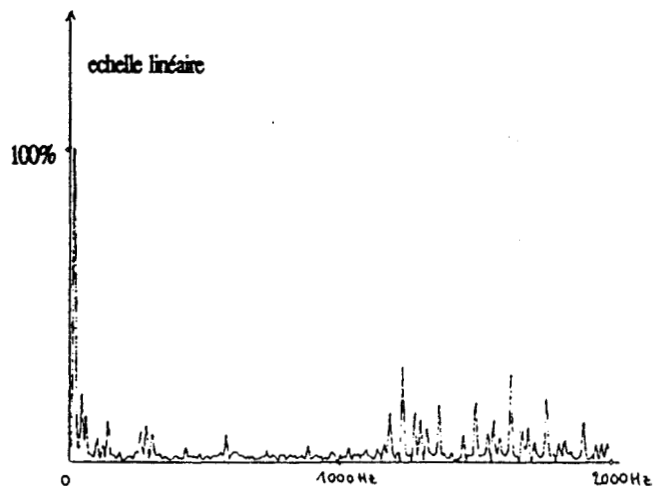
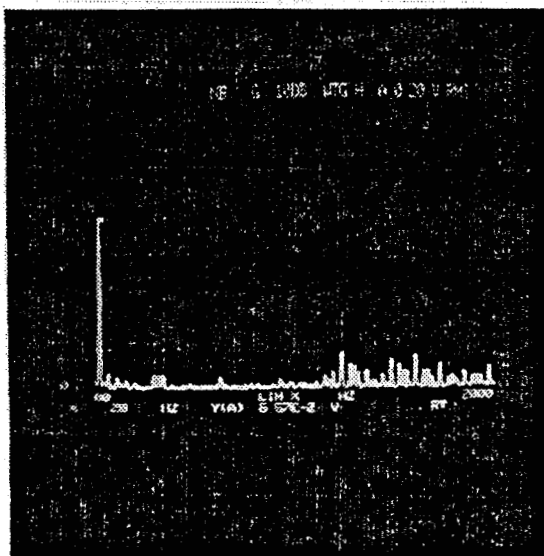


Figure 93

La figure 94 montre l'allure de la tension et le courant dans la phase correspondante de la machine. L'analyse spectrale de ce courant est donnée figure 95.

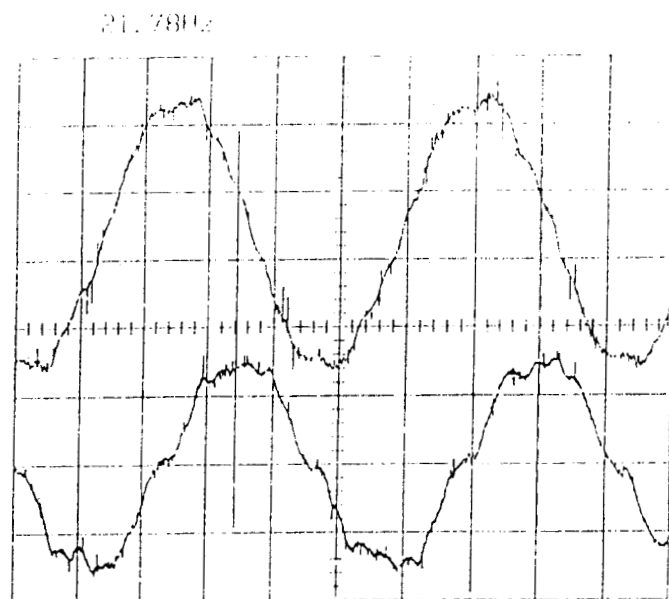
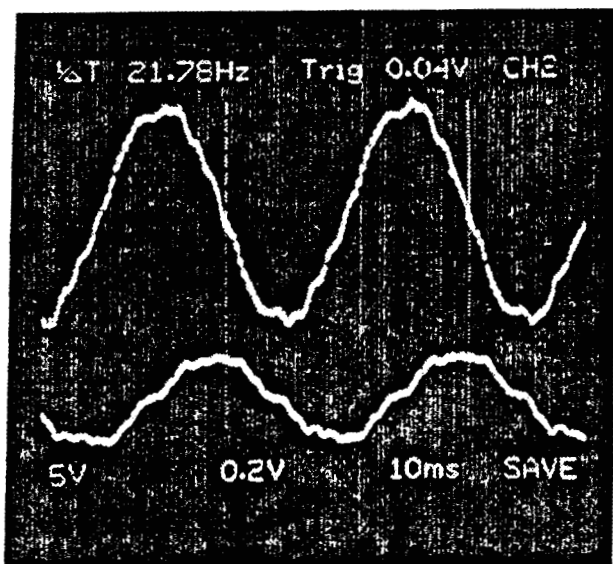


Figure 94

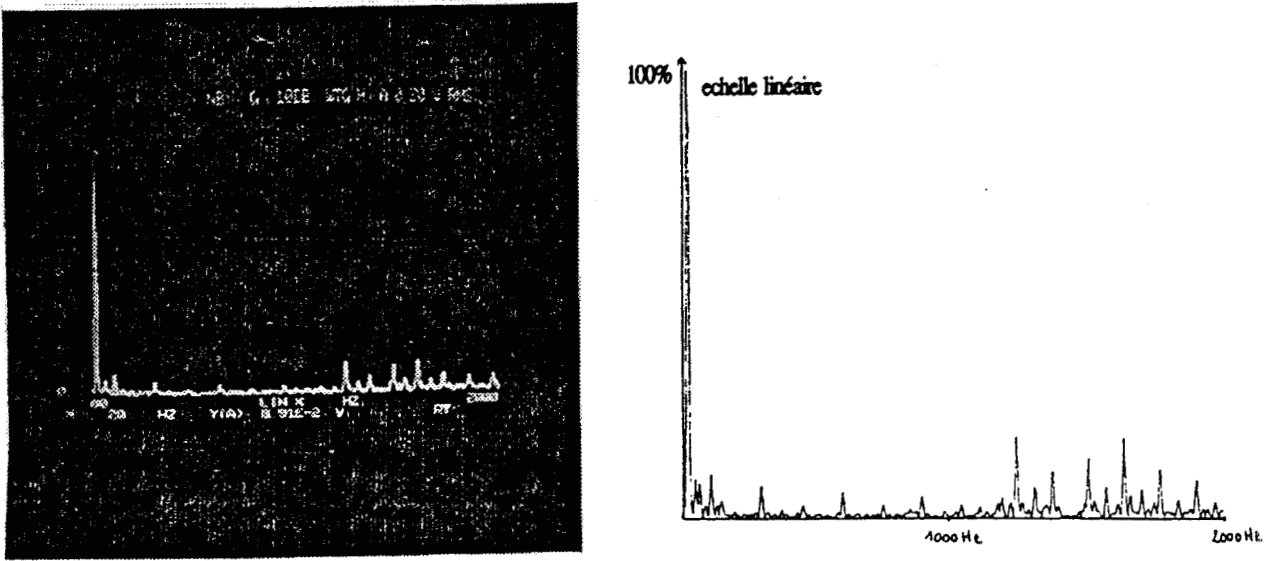


Figure 95

Plus la fréquence fondamentale augmente, plus l'importance relative des harmoniques de courant de rang faible créés par le convertisseur est élevée.

Pour cette raison, les harmoniques de courant de faible rang créés par le convertisseur sont moins élevés à cette fréquence de 22 Hz, qu'à la fréquence de 10 Hz.

CONCLUSION

CONCLUSION

L'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance a permis l'évolution des ensembles convertisseur-machine. L'une des préoccupations actuelles des constructeurs porte sur l'amélioration de la qualité des ondes de tension et de courant envoyées sur le moteur.

L'alimentation par des grandeurs sinusoïdales évite le déclassement de la machine et son vieillissement prématuré.

Si la machine est alimentée par un onduleur de tension, l'utilisation de la MLI permet d'obtenir des courants quasi-sinusoïdaux dans la machine, mais la tension à ses bornes est une succession de pulses de tension de largeur variable.

Avec un convertisseur de courant, la règle d'alternance des sources impose la présence de condensateurs. Lorsque ceux-ci sont connectés en parallèle sur la machine, la topologie du convertisseur obtenu permet l'utilisation de la MLI puisque les condensateurs peuvent assurer la continuité du courant dans les phases du moteur. L'onduleur doit être considéré comme un aiguilleur de courant qui débite sur une association moteur-condensateurs.

Pour les harmoniques, ce récepteur se comporte comme un filtre dû à la mise en parallèle d'un condensateur et de l'inductance totale de fuites de la machine. Cette étude a montré que la valeur de la capacité des condensateurs est liée à la fréquence de commutation des interrupteurs utilisés. Les résultats expérimentaux montrent qu'un découpage judicieux des courants permet d'obtenir des ondes de tensions et de courants quasi-sinusoïdales, même à des fréquences d'utilisation très basses.

Il est clair que si, à l'avenir, les temps minimaux de conduction des interrupteurs deviennent de plus en plus brefs, la taille des condensateurs pourra être réduite. Dans ces conditions, la puissance réactive à installer n'excédera pas, au plus, quelques dizaines de pour-cent de la puissance active de la machine.

Dans le cas où la fréquence de découpage est telle qu'il est utile d'introduire des condensateurs de capacité relativement importante et qu'alors le récepteur moteur-condensateurs crée de la puissance réactive, il existe une possibilité d'auto-excitation de la machine sur les condensateurs. Pour éviter ces phénomènes, il suffit de créer en plus des références de courant pour la machine, des références de courant pour les condensateurs que l'on peut élaborer à partir des références de tension pour le moteur. Au cours de notre étude, nous avons montré et simulé une méthode de régulation possible.

Il serait intéressant d'approfondir cette méthode de régulation par exemple à l'aide d'autres estimateurs de tension. Une réalisation pratique de cette loi de commande sur un microcontrôleur puissant ou sur un DSP permettrait de valider la simulation.

De même, nous avons mis en évidence la réversibilité de la structure. L'étude de cet onduleur fonctionnant en redresseur s'impose donc. Les résultats que nous avons obtenus permettent de penser que les courants absorbés par ce type de redresseur peuvent être rendus sinusoïdaux. Dans ces conditions, la cascade, source associée à des condensateurs, redresseur à MLI à fréquence constante, inductance, onduleur à MLI à fréquence variable, machine asynchrone associée à des condensateurs est topologiquement symétrique.

Cette structure entièrement réversible est peu polluante. Les grandeurs d'entrée et de sortie étant sinusoïdales, les perturbations sont localisées au sein même du convertisseur.

Des travaux de recherche portant sur cette cascade méritent amplement d'être entrepris.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] SEGUIER, G. - NOTELET, F. (1982) - Technique et Documentation
"Electrotechnique Industrielle"
- [2] MAAMOUN, A. - SALEH, M.A. - MAHMOUD, A.M.A. - KHEIRELDIN, A.F. (1990) - 4th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives
"The harmonic effects in an induction motor fed from a cycloconverter"
- [3] ROMBAUT, C. - SEGUIER, G. - BAUSIERE, R. (1986) - Technique et Documentation Lavoisier
"Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance - Tome 2 : La conversion alternatif-alternatif"
- [4] SEGUIER, G. - LABRIQUE, F. (1989) - Technique et Documentation Lavoisier
"Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance - Tome 4 : La conversion continu-alternatif"
- [5] PACAUT, R. - PERRET, R. - LE HUY, H. (Octobre 1982) - Industry Applications Society Annual Meeting Conference, San Francisco
"Microprocessor control of a current-fed induction motor"
- [6] GABRIEL, R. - LEONHARD, W. (1982) - IEEE/IAS International Semiconductor Power Converter Conference
"Microprocessor control of induction motor"
- [7] LIAW, C.M. - PAN, C.T. - CHEN, Y.C. (Août 1988) - IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, n°3
"Design and implementation of an adaptative controller for current-fed induction motor"
- [8] KIM, G.T. - CHUN, T.W. - SUL, S.K. - PARK, M.H. (Août 1987) - IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 34, n°3
"Design of single-chip microprocessor-based controller for current source inverter-fed induction motor drive"

- [9] LESENNE, J. - NOTELET, F. - SEGUIER, G. (1981) - Technique et Documentation
"Introduction à l'Electrotechnique approfondie"
- [10] LEONHARD, W. (1985) - Ed. Springer-Verlag
"Control of electrical drives"
- [11] CHATELAIN, J. (1984) - Presses Polytechniques Romandes
"Machines Electriques"
- [12] FINCH, J.W. - ATKINSON, D.J. - AGARNLEY, P.P. (1990) - IEE 4th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London
"Scalar to vector : General principles of modern induction motor control"
- [13] FINCH, J.W. - ATKINSON, D.J. - AGARNLEY, P.P. (1990) - IEE 4th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London
"Application of estimation techniques in vector-controlled induction motor drives"
- [14] EDWARD, Y.Y. Ho - PARESCH, C. (Mai 1988) - IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35
"Decoupling control of induction motor drives"
- [15] ZHANG, J. - THIAGARAJAN, V. - GRANT, T. - BARTON, T.H. (Janvier 1988) - IEE Proceedings, Vol. 135, Pt B, n°1
"New approach to field orientation control of a CSI induction motor drive"
- [16] SATTLER, K. - SCHAFER, U. - GHEYSENS, R. (1990) - IEE 4th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Londres
"Field orientation control of an induction motor with field weakening under consideration of saturation and rotor heating"
- [17] NOGUEIRA-LIMA, A.M. - DE FORNEL, B. - PIETRZAK-DAVID, M. (1990) - IEE 4th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Londres
"New approach to stochastic flux control of asynchronous speed drive"
- [18] ANSUJ, S. - SHOKOOH, F. - SCHINZINGER, R. (Novembre/Décembre 1989) - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, n°6
"Parameter estimation for induction machines based on sensitivity analysis"

- [19] SEMAIL, B. (1990) - Thèse de Doctorat de l'Université de Paris VI
"Modélisation et réalisation d'un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle"
- [20] ERDMAN, W.L. - HOFT, R.G. (Mars 1990) - IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, n°1
"Induction machine field orientation along airgap and stator flux"
- [21] ZHANG, J. - BARTON, T.H. (Mai/Juin 1990) - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, n°3
"A fast variable structure current controller for an induction machine drive"
- [22] FANTON, J.P. - KACZMAREK, R. (1987) - IMACS TCA-IEEE International Symposium, Laval University, Quebec City, Canada
"Modeling and simulation of a new PWM control algorithms for optimised harmonic reduction in a variable speed drive"
- [23] MALESANI, L. - TENTI, P. (Janvier/Février 1987) - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 23, n°1
"Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements"
- [24] CHERON, Y. (1988) - Thèse de Docteur ès Sciences
"La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique"
- [25] DE HAAN, S.W.H. - DE LEIJER, G.J.J. (1989) - Proceedings EPE
"A pulsemodulated low-volume reactive-power compensator"
- [26] NONAKA, S. - NEBA, Y. (Mars/Avril 1987) - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 23, n°2
"Analysis of a PWM GTO current source inverter-fed induction motor drive system"
- [27] HOMBU, M. - UEDA, S. - UEDA, A. (Mars/Avril 1987) - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 23, n°2
"A current source GTO inverter with sinusoidal inputs and outputs"
- [28] KALTENBACH, K. (1989) - Proceedings EPE
"Simulation of a current source PWM inverter"

- [29] OHNISHI, T. - OKITSU, H. (1983) - IPEC - Tokyo
"A novel PWM technique for 3 phase inverter/converter"
- [30] NAMUDURI, C. - SEN, P.C. (Novembre/Décembre 1986) - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 22, n°6
"Optimal pulsewidth modulation for current source inverter"
- [31] BETZ, R.E. - EVANS, R.J. - COOK, B.J. (Août 1986) - IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 33, n°3
"Optimal pulsewidth modulation for current source inverters"
- [32] CAMBRONNE, J.P. - COURAULT, J. - ROMBAUT, C. (1990) - IEE 4th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Londres
"Optimal pulsewidth modulation for GTO current source inverter fed induction motor drive system"
- [33] CAMBRONNE, J.P. - COURAULT, J. - ROMBAUT, C. (28 Novembre 1990) - Journée d'Etudes de la SEE
"Variation de vitesse du moteur asynchrone alimenté par onduleur de courant à MLI"
- [34] DURAND, E. (1960) - Masson et Cie
"Solutions numériques des équations algébriques - Tome 1 : Equations de type $F(x) = 0$ "
- [35] EL KHAMLIHI DRISSI, K. (1990) - Thèse de Doctorat de l'Université de Lille
"Synthèse analytique des convertisseurs statiques par la méthode de conservation de la puissance instantanée : Application à la détermination des harmoniques des courants d'entrée"
- [36] JENNI, F. (1990) - IEE 4th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Londres
"The high frequency PWM current-source inverter : its inherent problems and their remedies"

SOMMAIRE

CHAPITRE I : PRINCIPE DU DECOUPAGE MLI EN COURANT

(Pages 8 à 56)

<u>1. PRESENTATION GENERALE DES ONDULEURS DE COURANT</u>	9
<u>1.1. NECESSITE DE L'INTRODUCTION DE CONDENSATEUR</u>	9
1.1.1. A l'entrée du convertisseur	10
1.1.2. Au niveau du jeu d'interrupteurs	11
1.1.3. A la sortie du convertisseur	18
<u>1.2. CONCLUSION</u>	19
<u>2. ETUDE DU CONVERTISSEUR</u>	20
<u>2.1. HYPOTHESES</u>	20
<u>2.2. REVERSIBILITE</u>	21
<u>2.3. STRATEGIE DE COMMANDE</u>	26
2.3.1. Première stratégie : la source n'est jamais court-circuitée	27
2.3.2. Deuxième stratégie : la source peut être court-circuitée	34
<u>2.4. ETUDE DES COURANTS</u>	40
2.4.1. Première stratégie	41
2.4.2. Deuxième stratégie	44
<u>2.5. ETUDE DE LA TENSION CONTINUE D'ENTREE</u>	51

CHAPITRE II: CALCUL DES ANGLES DE DECOUPAGE MLI POUR UNE ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE-CONDENSATEURS

(Pages 57 à 79)

<u>1. MODELISATION DE LA CHARGE</u>	58
<u>2. IMPORTANCE RELATIVE DES HARMONIQUES</u>	60
<u>3. DETERMINATION DES ANGLES DE COMMUTATION</u>	63
<u>3.1. CONTRAINTES TECHNOLOGIQUES</u>	63
<u>3.2. CONTRAINTES MATHEMATiques</u>	63
<u>3.3. RESOLUTION MATHEMATIQUE</u>	64
3.3.1. Paramètre de Lagrange	64
3.3.2. Méthode des gradients	66
3.3.3. Algorithme de calcul	70
3.3.4. Mise en oeuvre logicielle	71
<u>4. INFLUENCE DE LA FREQUENCE VARIABLE SUR LE CHOIX DES ANGLES</u>	72
<u>4.1. POSITION DU PROBLEME</u>	72
<u>4.2. CHOIX DU NOMBRE DE PARAMETRES ANGULAIRES</u>	73
4.2.1. La source n'est pas court-circuitée	73
4.2.2. La source est court-circuitée	75
<u>4.3. ROBUSTESSE</u>	76
<u>4.4. CHOIX DES PLAGES DE FREQUENCE</u>	78

CHAPITRE III : SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE-CONDENSATEURS

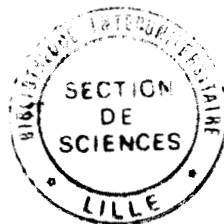
(Pages 80 à 115)

<u>1. SIMULATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MOTEUR</u>	81
<u>1.1. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE</u>	81
<u>1.2. MODELISATION DE L'ASSOCIATION MOTEUR ASYNCHRONE-CONDENSATEUR</u>	86
<u>1.3. PRINCIPE DE LA SIMULATION</u>	88
<u>1.4. RESULTATS</u>	89
1.4.1. Alimentation par un système de courants sinusoïdaux	90
1.4.1.1. La fréquence f des courants est inférieure à la fréquence f_m	90
1.4.1.2. La fréquence f des courants est supérieure à la fréquence f_m	91
1.4.2. Comportement de la charge vis à vis des harmoniques	93
<u>2. REGULATION</u>	95
<u>2.1. LA METHODE DU CHAMP ORIENTE</u>	96
2.1.1. Modèle mathématique de la machine asynchrone	96
2.1.2. Le contrôle vectoriel	99
<u>2.2. STRUCTURE GLOBALE DE COMMANDE EN COURANT</u>	100
2.2.1. Bloc de commande	101
2.2.2. Le modèle de la machine alimentée en courant	102
2.2.3. L'estimateur	103
<u>2.3. CAS DE L'ASSOCIATION MOTEUR-CONDENSATEUR</u>	103
2.3.1. Modélisation de la charge	104
2.3.2. L'estimateur	105
2.3.3. La structure de commande	106
2.3.3.1. Enoncé du problème	106
2.3.3.2. Courants dans les condensateurs	107
2.3.3.3. Elaboration de références de courants pour les condensateurs	109
<u>2.4. RESULTATS DE SIMULATION</u>	111

CHAPITRE IV : REALISATION DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE - RESULTATS

(Pages 116 à 164)

<u>1. CONTRAINTES SUR LES INTERRUPTEURS</u>	117
<u>1.1. DIMENSIONNEMENT DES INTERRUPTEURS</u>	117
<u>1.2. PROTECTION DES COMPOSANTS</u>	118
<u>1.3. ETUDE DES COMMUTATIONS</u>	120
1.3.1. Hypothèses d'étude	122
1.3.2. Commande idéale	123
1.3.3. Chevauchement des intervalles de conduction	134
1.3.4. Chevauchement des intervalles de blocage	138
<u>2. REALISATION PRATIQUE</u>	153
<u>2.1. PARTIE PUISSANCE</u>	153
<u>2.2. ELABORATION DES SIGNAUX DE COMMANDE DE L'ONDULEUR</u>	154
2.2.1. Présentation du microcontrôleur 80 196	154
2.2.2. Programmation	154
2.2.2.1. Principe	154
2.2.2.2. Identification de la plage de fréquence	155
2.2.2.3. Obtention de la fréquence variable	155
2.2.2.4. Arbre programmatique	158
2.2.2.5. Changement de motif	159
<u>2.3. RELEVES EXPERIMENTAUX</u>	160



<u>INTRODUCTION</u>	4
<u>CONCLUSION</u>	165
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	168
<u>SOMMAIRE</u>	173



RESUME

Dans l'association onduleur de courant-machine asynchrone, l'alternance des sources n'est pas respectée puisque le moteur doit être considéré comme un récepteur instantané de courant. En connectant des condensateurs en parallèle sur le moteur, le récepteur obtenu est un récepteur instantané de tension. Le convertisseur n'est composé alors que d'interrupteurs et une commande à MLI peut être envisagée.

Pour les harmoniques de courant créés par le convertisseur, l'association machine asynchrone-condensateurs se comporte comme un filtre du deuxième ordre dû à la mise en parallèle du condensateur et l'inductance totale de fuites de la machine. Les angles de découpage du motif MLI sont déterminés en vue d'une minimisation du taux d'harmoniques pondérés des courants qui alimentent la machine, tout en prenant en compte les contraintes apportées par la topologie du circuit. Les courants absorbés par le moteur sont alors quasi-sinusoïdaux et les tensions correspondantes le sont également, ce qui évite le déclassement de la machine.

Pour le fondamental du courant créé par le convertisseur, un auto-amorçage de la machine sur les condensateurs peut se produire. Une régulation, basée sur le principe de la commande à flux orienté, permet de gérer au mieux les échanges d'énergie réactive entre le convertisseur, le moteur et les condensateurs, éliminant ainsi les phénomènes liés à l'auto-excitation.



MOTS-CLES

ONDULEUR DE COURANT
MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS (M.L.I.)
OPTIMISATION
MACHINE ASYNCHRONE
CONTROLE VECTORIEL
AUTO-AMORÇAGE