

N° d'ordre:200

50376
1988
11

50376
1988
11

THESE

présentée à
L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE
FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le grade de:

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

dans
la spécialité:
ELECTRONIQUE

par
Mahmoud KHAZAAL
Ingénieur I.D.N



CARACTERISATION DES CHANGEURS DIRECTS DE FREQUENCE

Soutenue le 26 Février 1988 devant la commission d'examen:

M.SEGUIER
M.ROMBAUT
M.COCQUERELLE
M.BORNE
M.BONAL

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examinateur
Examinateur



0300120692

AVANT PROPOS

Les travaux de recherches, exposés dans ce mémoire, ont été effectués dans le Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Institut Industriel du Nord (I.D.N.) dirigé par Monsieur le Professeur C. ROMBAUT.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude envers Monsieur ROMBAUT pour ses conseils, ses encouragements, sa disponibilité et l'enthousiasme avec lequel il a suivi ce travail.

Nous remercions très vivement Monsieur le Professeur G. SEGUIER qui a suivi avec intérêt notre étude. Nous sommes heureux qu'il nous ait fait l'honneur d'accepter de présider le jury auquel nous soumettons ce mémoire.

Monsieur le Professeur J.L. COCQUERELLE, de l'I.U.T. de Nantes, a bien voulu juger ce mémoire. Nous lui sommes vivement reconnaissants et nous sommes heureux de sa participation.

Nos remerciements vont également à Monsieur le Professeur P. BORNE, Directeur Scientifique de l'I.D.N., qui nous a fait l'honneur de participer à ce jury.

Nous remercions également Monsieur J. BONAL, Directeur Scientifique Adjoint de la Société Jeumont Schneider, qui a bien voulu examiner ce mémoire et participer au jury.

Que les membres du Département Génie Electrique de l'I.D.N. soient ici remerciés pour leur aide efficace au cours de nos recherches.

La réalisation pratique de ce mémoire a été facilitée grâce à la gentillesse et à la compétence de Mme A. PENNEQUIN qui a assuré la frappe et la mise en page du texte.

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Les convertisseurs de fréquence sont des convertisseurs alternatif-alternatif. Ils permettent d'adapter la fréquence et la valeur d'une source de tension de valeur et de fréquence fixes aux besoins de l'utilisateur. Les changeurs de fréquence peuvent être indirects, ils utilisent alors un étage continu intermédiaire. Les changeurs directs de fréquence, objet de ce mémoire, sont affranchis d'éléments passifs intermédiaires. Ils permettent la conversion directe de l'énergie.

Les premiers changeurs directs de fréquence sont nés de l'évolution de la théorie sur les redresseurs. Ils étaient à thyristors et fonctionnaient en commutation naturelle (cycloconvertisseurs) ou en commutation forcée (1),(2).

L'évolution des études des structures (3),(4) des changeurs de fréquence, le développement et l'introduction de nouvelles commandes (5),(6),(7) et les progrès constants dans les technologies des composants ont abouti à l'élaboration d'une théorie générale des changeurs directs de fréquence par B.R. Pelly et L. Gyugyi(8).

Les changeurs directs de fréquence sont formés de $m \times n$ interrupteurs bidirectionnels assurant la liaison directe entre les m entrées et les n sorties. Les deux familles les plus importantes des changeurs directs de fréquence sont (8), (9) :

- Les changeurs directs de fréquence à modulation sinusoïdale. La modulation sinusoïdale des fonctions d'existence engendre trois types de changeurs : le cyclo-convertisseur à commutation naturelle, le CDFFC (Controlled Displacement Factor Frequency Changer) (10) et l'UDFFC (Unity Displacement Factor Frequency Changer) (11). Le premier consomme de l'énergie réactive. Pour le second, le facteur de puissance est réglable. Quant au troisième, son facteur de puissance est toujours égal à l'unité. Leurs fréquences de sortie sont toujours inférieures à leurs fréquences d'entrée.

- Les changeurs directs à modulation linéaire. Ils sont formés de deux types de changeurs. Le premier est l'UFC (Unrestricted Frequency Changer) dont la fréquence de sortie est théoriquement illimité, l'autre est le SSFC (Slow Switching Frequency Changer) limité en fréquence de sortie.

Le développement des techniques numériques, l'utilisation des micor-processeurs (12),(13), leur association avec des méthodes de réductions des harmoniques (14),(15), l'utilisation de composants comme les transistors ou les GTO (16),(17), (18), ont permis le développement de leur utilisation dans les applications industrielles.

La première application des changeurs directs de fréquence a été la variation de vitesse des machines alternatives (19),(20),(21). Le remplacement des machines à courant continu par des machines synchrones a permis l'augmentation des puissances massiques des équipements et facilité l'entretien par la suppression du collecteur.

Pour les équipements de forte puissance exigeant de faibles vitesses, (entraînement de broyeurs à ciments, d'extrudeuses ou malaxeurs pour l'industrie chimique,...) le cycloconvertisseur se présente comme le meilleur type de convertisseur pour ce genre d'application (22),(23),(24). L'UFC est plutôt utilisé dans des gammes de vitesse plus étendues.

Les changeurs de fréquence peuvent générer une tension à fréquence constante à partir d'une source à fréquence variable. En particulier, dans le cas d'une source autonome fixe (8) ou embarquée (25), il est intéressant de faire tourner le groupe générateur à sa vitesse optimale. Il génère alors des tensions dont la fréquence peut varier de quelques Hz à quelques KHz. Le réseau de distribution est alimenté à la fréquence souhaitée par l'intermédiaire d'un changeur direct de fréquence.

Le transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquence différente est une autre application possible des changeurs directs de fréquence (26),(27). La connexion d'un réseau de distribution par exemple et d'un réseau local adapté aux besoins des utilisateurs est rendue possible grâce aux changeurs directs de fréquence (28).

Les changeurs directs de fréquence peuvent être amenés à jouer un rôle important dans la compensation d'énergie réactive (29),(30). La plupart permet une création de puissance réactive (31). Le plus intéressant parmi eux semble être l'UFC. Il permet en effet de réaliser l'équivalent d'une capacité variable à partir d'une inductance fixe insérée dans le circuit de sortie du convertisseur, ce qui représente un avantage incontestable par rapport aux compensateurs utilisant des batteries de condensateurs (32), associées ou non à un dispositif absorbant d'énergie réactive.

Cependant, les changeurs directs de fréquence sont générateurs d'harmoniques et il est important de pouvoir les caractériser. Plusieurs travaux ont été effectués dans ce domaine (33),(34). En particulier, une étude analytique complète des harmoniques des courants d'entrée et des tensions de sortie des changeurs directs de fréquence a déjà été proposée (8). Mais, cette méthode analytique repose sur une hypothèse simplificatrice importante. Les fonctions d'existence des interrupteurs, en particulier en modulation sinusoïdale, sont supposées périodiques.

L'objet de ce travail est d'étudier les harmoniques de tension et de courant des changeurs directs de fréquence, sans avoir recours à des simplifications. La méthode utilisée est une méthode basée sur la simulation numérique des changeurs directs de fréquence (35) et l'étude rigoureuse de leurs harmoniques par un algorithme de transformée de Fourier rapide (36).

Dans le premier chapitre, nous nous consacrons à l'étude et à la présentation des différents changeurs de fréquence. Leurs modes de commandes et de fonctionnement sont exposés ainsi que les types de commutations subies par les interrupteurs. Nous présentons à la fin de ce chapitre les qualités que devraient présenter les interrupteurs les mieux adaptés.

Le second chapitre est consacré à la simulation numérique des trois changeurs de fréquence à modulation sinusoïdale. Cette simulation est effectuée pour les tensions de sortie et les courants d'entrée des changeurs de fréquence fonctionnant soit en cycloconvertisseur, soit en CDFFC, soit en UDFFC et pour un indice de pulsation égal à trois ou six. Une étude harmonique est alors effectuée permettant la comparaison de cette étude avec l'étude analytique.

Une simulation analogue est réalisée dans le chapitre III. Les changeurs de fréquence du type UFC et SSFC sont simulés et caractérisés.

Dans le chapitre 4, nous étudions la validité de l'hypothèse du courant de sortie sinusoïdal généralement admise. Nous effectuons la simulation et l'étude harmonique des courants d'entrée pour un UFC en tenant compte de la forme réelle des courants de sortie et nous comparons les résultats avec ceux obtenus avec l'hypothèse du courant de sortie sinusoïdal.

L'élaboration d'un prototype de changeur direct de fréquence d'indice de pulsation 3 est présentée dans le dernier chapitre. Ce convertisseur est formé de 9 interrupteurs bidirectionnels dont l'élément de commutation est un transistor bipolaire. La commande numérique est conçue pour un fonctionnement en UFC ou en SSFC. Des résultats expérimentaux sont présentés pour confirmer les études numériques.

CHAPITRE I

CHAPITRE I

PRESENTATION DE LA THEORIE DES CHANGEURS DIRECTS DE FREQUENCE

I - INTRODUCTION

Les changeurs directs de fréquence sont des convertisseurs statiques permettant la modification de la tension et de la fréquence d'une source alternative sans le passage par un étage continu intermédiaire.

L'étude d'un changeur direct de fréquence nécessite l'utilisation de la représentation la plus générale d'un convertisseur statique direct. En effet, par sa structure, il est formé d'une matrice d'interrupteurs bidirectionnels dont chacun relie chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie. La tension de sortie est constituée de portions convenables des tensions d'entrée.

Ainsi, le convertisseur de la figure 1.1. formé de $m \times n$ interrupteurs bidirectionnels permet la circulation de l'énergie des m entrées aux n sorties et inversement.

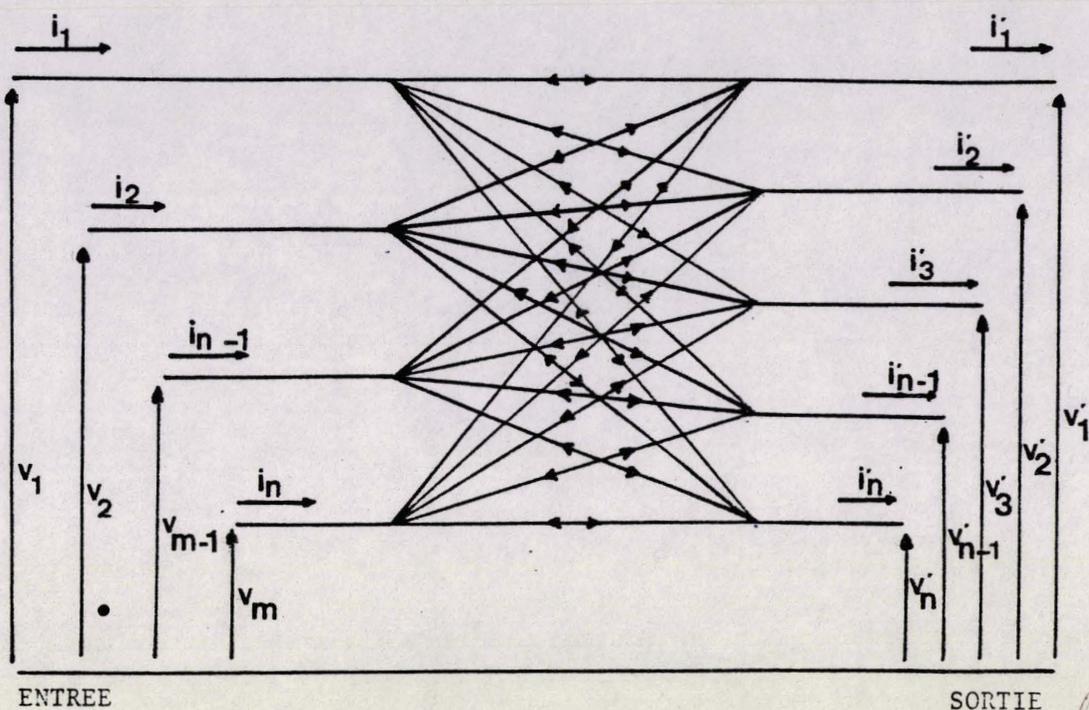


Figure 1.1.

Pour chacune des phases de sortie, la fermeture d'un interrupteur établissant la liaison entre cette sortie et une entrée doit provoquer l'ouverture d'un autre interrupteur coupant la liaison de cette sortie à l'entrée à laquelle elle était précédemment connectée. La nature de la commutation dépend du type de commande utilisé.

Pour la présentation de cette étude théorique, nous nous limiterons à celle d'un changeur de fréquence à trois entrées sinusoïdales de fréquence f et générant une tension de sortie de fréquence fondamentale f' .



II - CHANGEUR DE FREQUENCE D'INDICE DE PULSATION EGAL A 3

II.1. Schéma de montage

L'indice de pulsation d'un changeur de fréquence est égal au nombre de portions de sinusôides d'entrée formant la tension de sortie pendant une période de la tension d'entrée. Ainsi, un changeur de fréquence d'indice de pulsation trois à sortie monophasée permet l'utilisation d'une source triphasée sinusoïdale pour constituer une tension de sortie de fréquence et d'amplitude différentes.

Ce type de changeur va nous permettre de présenter d'une manière plus simple la théorie des changeurs de fréquence. Le schéma de la figure 1.2. représente un changeur de fréquence d'indice de pulsation égal à 3 et à sortie monophasée. Les tensions d'entrée sont supposées équilibrées

$$\begin{aligned} v_A &= V_m \sin \omega t \\ v_B &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_C &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

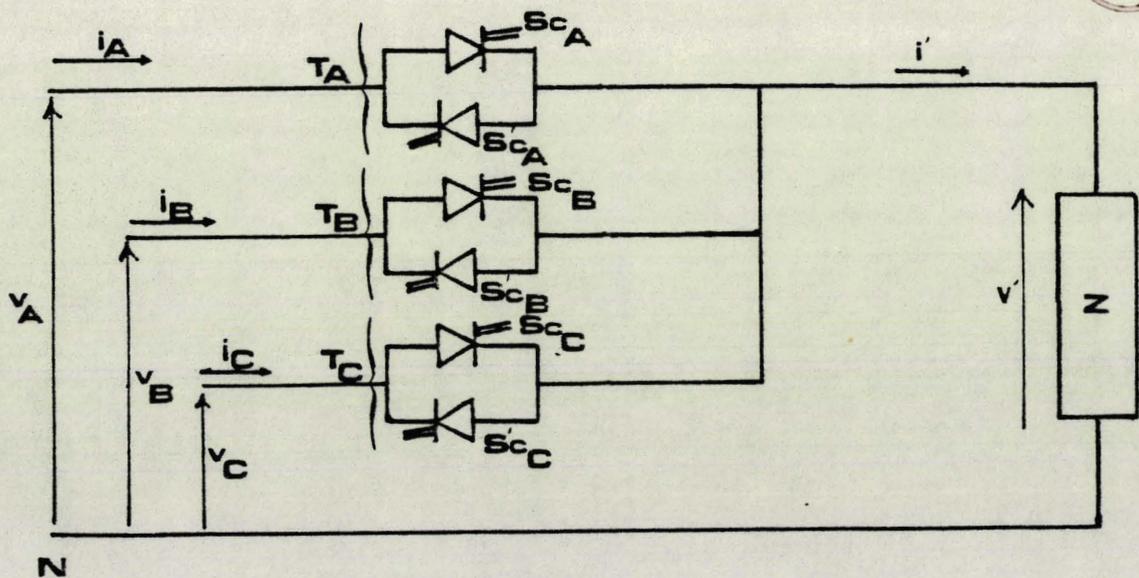


Figure 1.2.

Les interrupteurs T_A , T_B et T_C sont des interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant. Chaque interrupteur est l'association de deux interrupteurs unidirectionnels en courant. Il possède donc 4 segments dans le plan $I(V)$ de sa caractéristique statique.

Ces interrupteurs reliant des sources de tension à des sources de courant ou inversement doivent respecter certaines règles. En particulier :

- il ne faut jamais ouvrir le circuit d'une source de courant non nul
- il ne faut jamais court-circuiter une source de tension non nulle.

La fermeture de l'un des interrupteurs implique donc l'ouverture d'un autre. Ces interrupteurs sont l'objet de commutations de natures différentes. La commutation d'un semi-conducteur peut être provoquée par sa propre commande ou par le circuit extérieur.

A un instant donné, les commutations de deux interrupteurs complémentaires sont l'une spontanée à l'ouverture, l'autre commandée à la fermeture ou inversement. Pour un interrupteur donné, ses commutations au cours du temps sont spontanées ou commandées.

Pour représenter ces situations, les interrupteurs de la figure 1.2 sont prévus pour des commandes à l'amorçage et au blocage. Le courant dans le sens source-récepteur est écoulé par les trois semi-conducteurs Sc_A , Sc_B et Sc_C . Les semi-conducteurs Sc'_A , Sc'_B et Sc'_C conduisent le courant dans l'autre sens.

II.2. Tensions de sortie à l'état de repos

Afin de définir les paramètres de la commande des interrupteurs bidirectionnels, étudions le cas le plus simple, celui où le changeur de fréquence délivre une tension moyenne de sortie nulle. C'est "*l'état de repos*".

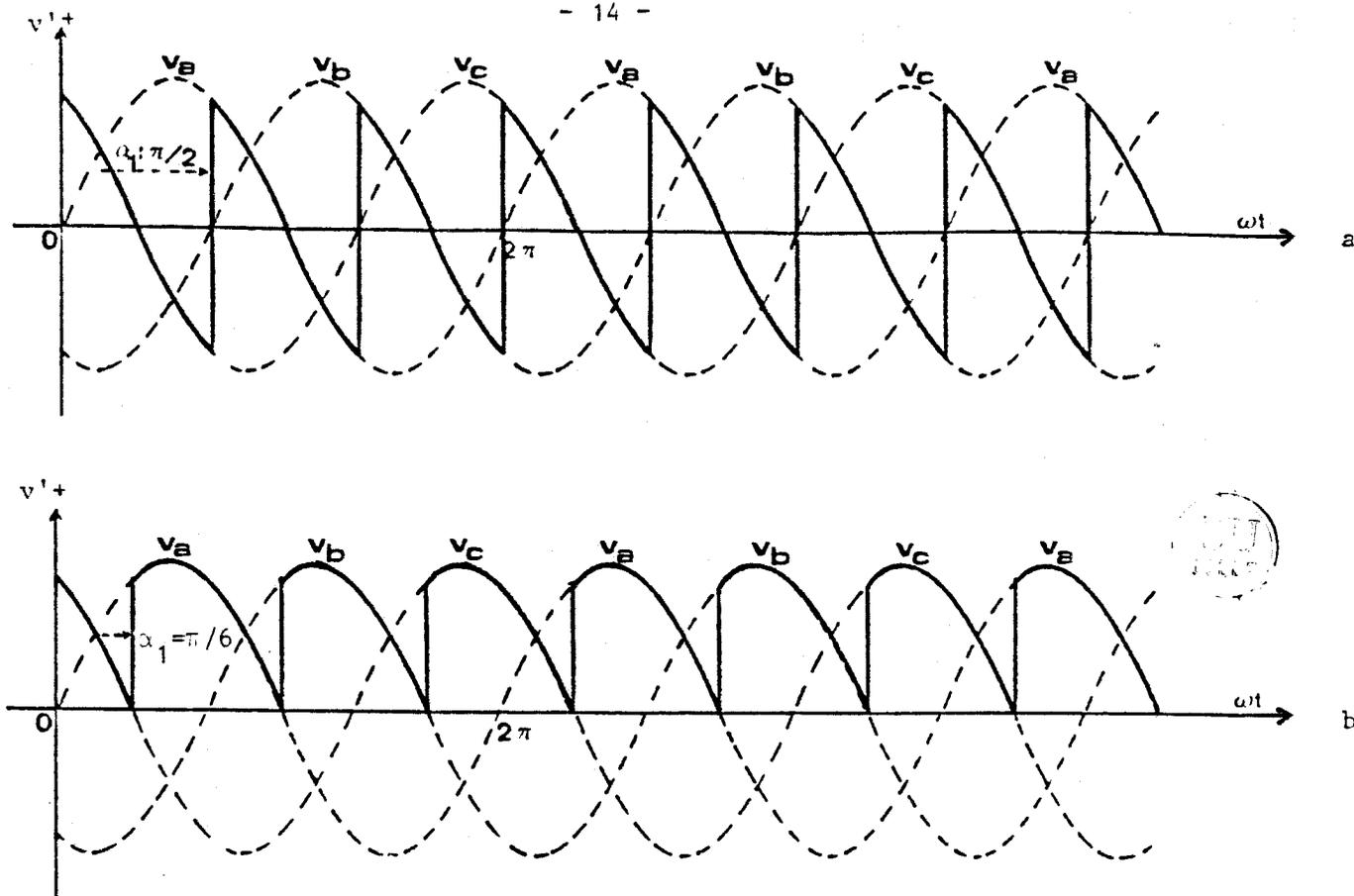


Figure 1.3.

La figure 1.3.a. illustre une tension de sortie à valeur moyenne nulle. Cette tension est obtenue en retardant le début de conduction de chaque interrupteur de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à l'instant où la tension de la phase à laquelle il est connecté devient la plus positive.

La tension de sortie est constituée d'une succession de morceaux de sinusoides. A chaque commutation, la tension passe d'une valeur donnée à une valeur plus positive. Ceci est possible tant que l'angle de retard à l'amorçage α_1 varie de zéro à π . Pour la phase A par exemple, α_1 est l'angle compris entre le moment où v_A devient la plus positive et le début de conduction de T_A .

On peut faire varier la valeur de la tension moyenne de sortie par l'action sur l'angle α_1 . Quand α_1 est égal à zéro, la valeur moyenne de tension de sortie est égale à U_{do} .

U_{do} est la tension formée par les portions de sinusoides les plus positives. Elle est égale ici à $\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$.

Quand α_1 est égal à π , la tension de sortie est égale à $-U_{do}$. La relation reliant la valeur moyenne v'_{moy} de la tension de sortie à l'angle de retard α_1 est la suivante :

$$v'_{moy} = U_{do} \cos \alpha_1$$

La figure 1.3.b. montre la tension de sortie de valeur moyenne positive pour un angle $\alpha_1 = \frac{\pi}{6}$. Ce type de commande implique des tensions de sortie du type "positif".

De la même façon, en retardant de $\frac{\pi}{2}$ le début de conduction de chaque interrupteur par rapport à l'instant où la phase correspondante devient la plus négative, on obtient une tension de sortie à valeur moyenne nulle (Fig.1.4.a.)

Dans ce cas, chaque commutation provoque le passage de la tension de sortie à une valeur plus négative. Pour obtenir des tensions de sortie du type "négatif", il suffit que l'angle de retard α_2 soit compris entre zéro et π .

α_2 est l'angle de retard du début de la commutation par rapport à l'instant où la tension correspondante devient la plus négative.

Quand α_2 vaut zéro, la valeur moyenne de la tension de sortie est égale à $-U_{do}$. Quand l'angle est égal à $+\pi$, la tension devient égale à U_{do} . La valeur moyenne v'_{moy} de la tension de sortie est alors :

$$v'_{moy} = -U_{do} \cos \alpha_2$$

La figure 1.4.b. illustre une tension de type "négatif" ayant une valeur moyenne positive.

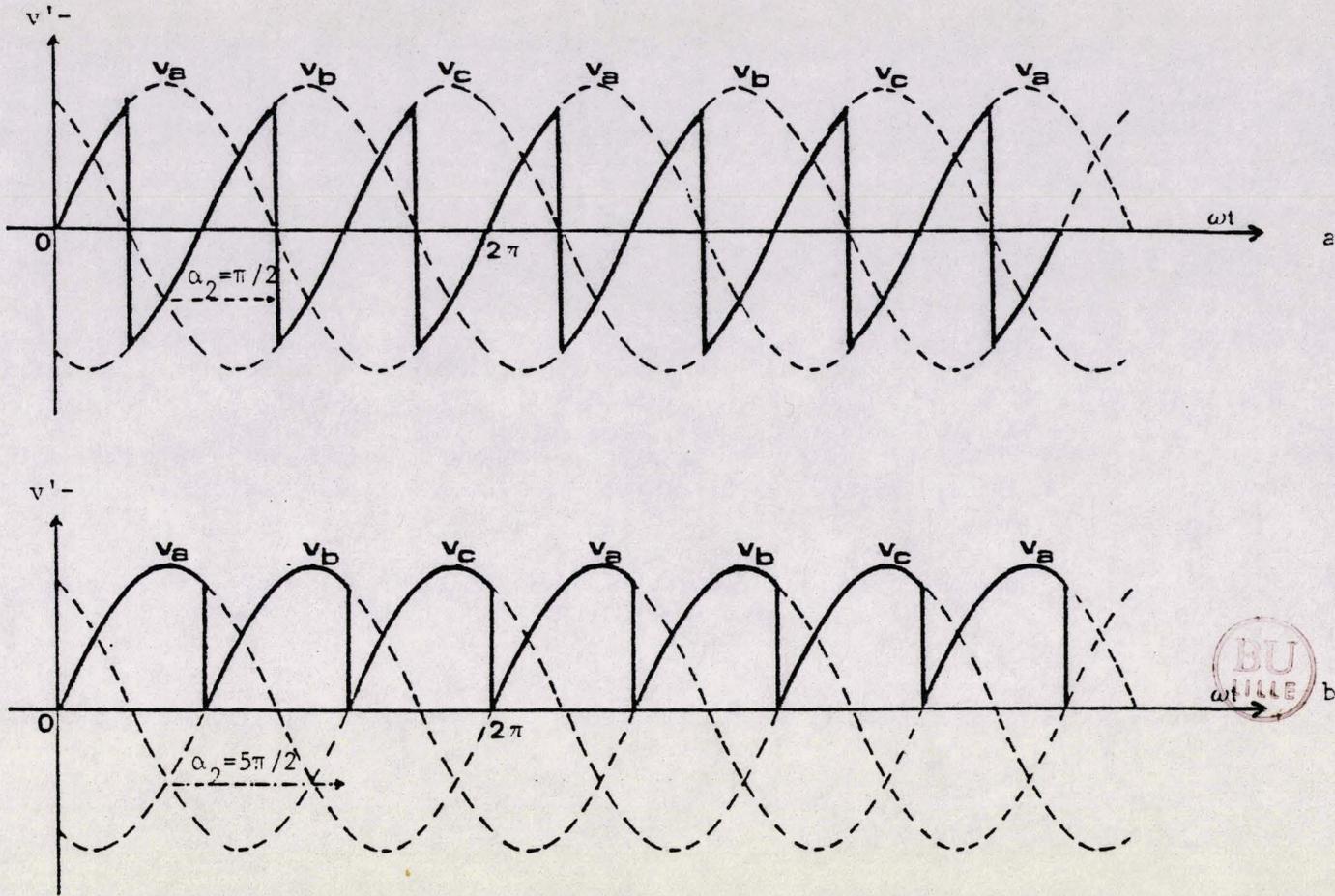


Figure 1.4.

II.3. Définition de l'angle γ

La valeur moyenne de la tension de sortie varie continûment de $-U_{do}$ à $+U_{do}$ quel que soit le type de cette tension. On peut obtenir par une commande impliquant une tension du "type positif" une valeur moyenne de la tension de sortie égale à celle délivrée par une commande à tension de sortie "négative". Il suffit que :

$$U_{do} \cos \alpha_1 = -U_{do} \cos \alpha_2 = v'_{\text{moy}}$$

D'où la relation reliant α_1 et α_2 :

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$$

L'angle γ est défini comme nul quand le changeur de fréquence délivre une tension moyenne nulle du "type positif"

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \alpha_1 = \frac{\pi}{2} + \alpha_2$$

Ainsi γ vaut zéro quand le dispositif fournit une tension moyenne nulle de type positif. Il faut π pour une tension du type négatif à valeur moyenne nulle.

Quand α_1 varie de π à 0, l'angle γ varie de $-\frac{\pi}{2}$ à $\frac{\pi}{2}$. Quand α_2 varie de 0 à π , l'angle γ varie de $\frac{\pi}{2}$ à $\frac{3\pi}{2}$. Ainsi, l'angle γ , angle unique, permet de caractériser le fonctionnement du changeur de fréquence. En variant de $-\frac{\pi}{2}$ à $\frac{3\pi}{2}$, il permet la commande du changeur de fréquence selon le type de tension de sortie désiré.

II.4. Fonctions d'existence et fonctions d'existence complémentaires

Les fonctions d'existence et les fonctions d'existence complémentaires définissent l'état de conduction des interrupteurs. Lorsqu'un interrupteur est fermé, sa fonction d'existence vaut 1. Elle vaut zéro quand il est ouvert. A tout instant, si l'une des fonctions vaut l'unité, les deux autres doivent être à zéro.

Les fonctions h_{1A} , h_{1B} , h_{1C} de la figure 1.5.b. représentent les connexions successives des phases A, B et C à la sortie quand la tension de sortie est du type positif. Les fonctions d'existence de cette figure sont à l'état de repos. La tension moyenne de sortie est nulle. L'angle γ est égal à zéro dans ce cas. Quand on désire faire varier la valeur moyenne de la tension de sortie, il suffit de faire varier γ entre $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$.

Quand la tension de sortie est du type négatif, les états de conduction des interrupteurs sont appelés "fonctions d'existence complémentaires".

II.5. Action du déphasage des fonctions d'existence sur la nature des commutations

Nous supposons dans ce paragraphe que les entrées sont des branches de tensions parfaites. Le récepteur est considéré comme une source de courant constant pouvant être positif ou négatif.

II.5.1. Cas où le déphasage est nul

La tension de sortie est du type positif à tension moyenne nulle. Le courant dans le récepteur est constant (positif ou négatif). On suppose un ordre de conduction T_A, T_B, T_C des interrupteurs.

La figure 1.5. illustre la tension de sortie, les fonctions d'existence (ici au "repos"), les courants traversant l'interrupteur T_A quand le courant de sortie est positif, puis négatif.

Quand le courant de sortie i' est positif, le fondamental i_F du courant d'entrée est en retard de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à la tension correspondante. A l'instant où Sc_B commence à conduire, la tension $v_A - v_B$ appliquée sur Sc_A est négative. Si Sc_B reçoit une commande pour conduire, sa conduction entraîne l'ouverture spontanée de Sc_A . Sc_A subit une commutation spontanée et Sc_B une commutation commandée. Dans ce cas, les interrupteurs doivent être commandés à l'amorçage.

Si le courant de sortie i' est négatif, le fondamental I_F du courant d'entrée est en quadrature avant par rapport à la tension correspondante. La conduction de Sc'_B applique sur Sc'_A une tension positive. Le blocage de ce dernier doit être commandé. La commande d'ouverture de Sc'_A doit provoquer la fermeture spontanée de Sc'_B . Les composants utilisables dans ce cas doivent être commandés au blocage.

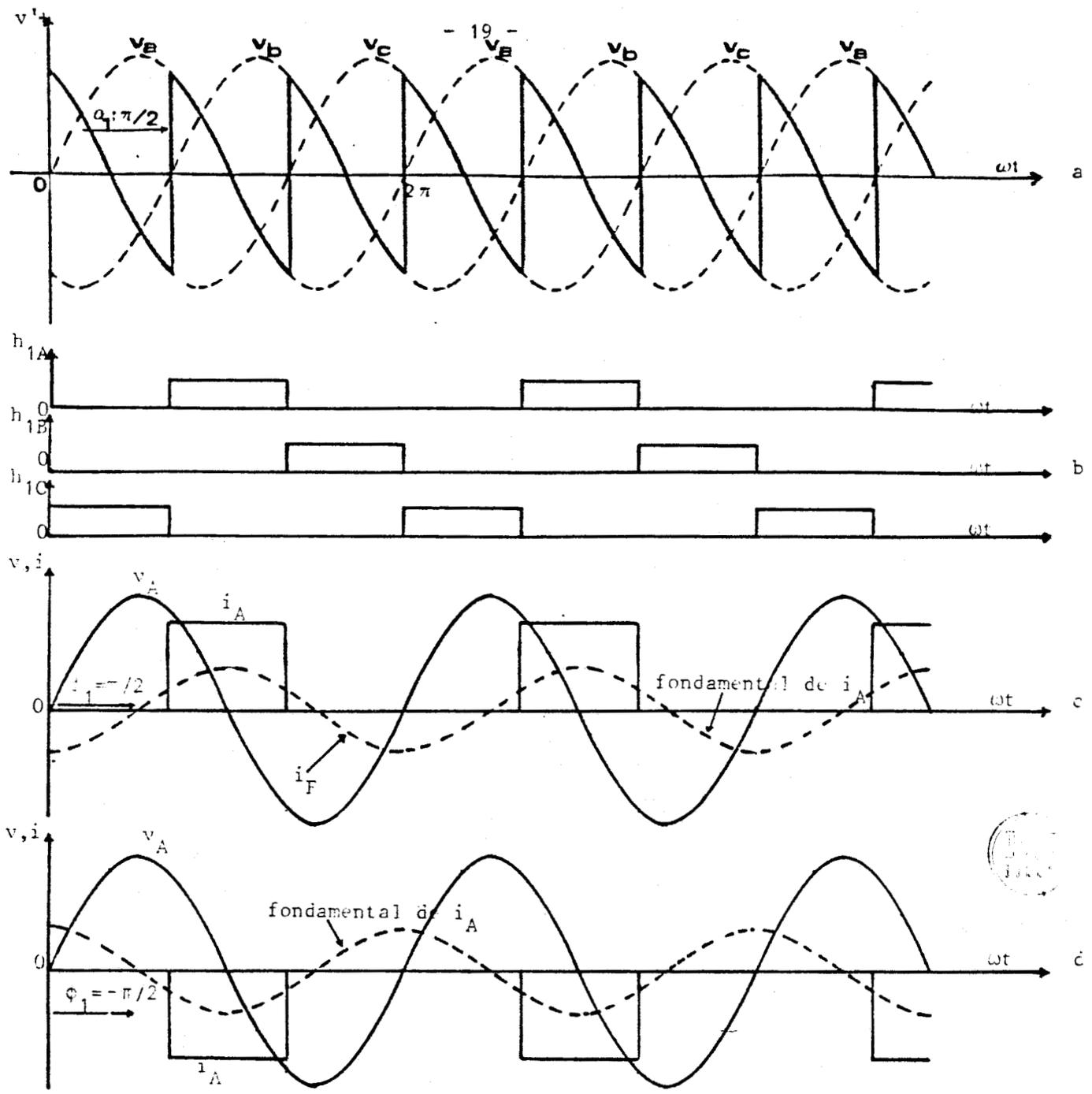


Figure 1.5.

II.5.2. Cas où le déphasage est non nul

La tension de sortie de la figure 1.6. correspond à un déphasage des fonctions d'existence d'un angle $\gamma = \frac{\pi}{3}$ par rapport à leur état de repos.

Si le courant de sortie est positif, la commutation à l'ouverture des interrupteurs en conduction est spontanée. Le fondamental du courant d'entrée est déphasé en arrière par rapport à la tension d'un angle ϕ_1

$$\phi_1 = \frac{\pi}{2} - \gamma$$

(Fig.1.6.c.)

La fermeture des interrupteurs doit être commandée.

Quand le courant de sortie i' est négatif, le fondamental i_F du courant i_A est en avance sur v_A d'un angle ϕ_1

$$\phi_1 = -\frac{\pi}{2} - \gamma$$

(Fig.1.6.d.)

Dans ce cas, le dispositif ne peut assurer l'ouverture des interrupteurs. Leur commutation à l'ouverture doit être commandée. La fermeture des interrupteurs doit alors être spontanée.

L'angle γ est considéré comme positif quand on avance l'entrée en conduction des interrupteurs par rapport à leur "état de repos". L'angle γ peut varier entre $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$

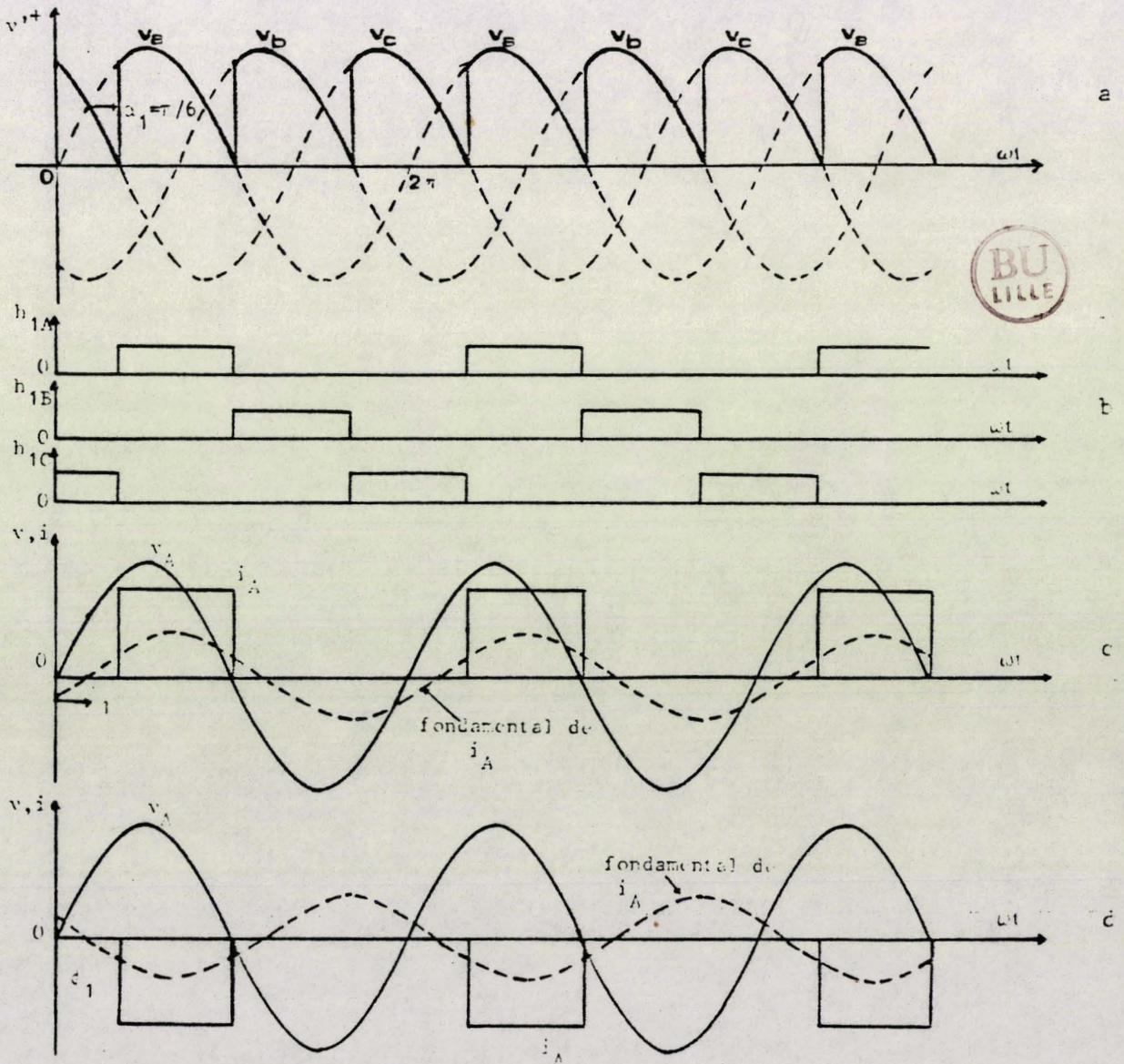


Figure 1.6.

II.6. Action du déphasage des fonctions d'existence complémentaires

II.6.1. Cas où le déphasage est égal à π

L'angle γ sert à mesurer le décalage des fonctions d'existence et des fonctions d'existence complémentaires par rapport à leur position lorsque la tension moyenne du type positif est nulle.

Ainsi, l'état de repos des fonctions d'existence complémentaires correspond à un déphasage γ égal à π . Dans ce cas, la tension de sortie du type négatif a une valeur moyenne nulle. (Fig. 1.7.a. - Fig.1.7.b.)

Quand i' est positif, la conduction Sc_B applique sur Sc_A qui était conducteur une tension positive. La commutation à l'ouverture doit alors être commandée. Le fondamental du courant d'entrée est en quadrature avant par rapport à la tension correspondante.

Quand i' est négatif, la conduction de Sc'_B bloque spontanément Sc'_A . Le fondamental du courant d'entrée est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en arrière sur la tension correspondante. Les commutations sont spontanées à l'ouverture et commandées à la fermeture.

II.6.2. Cas où le déphasage est différent de π

Pour faire varier la valeur de la tension de sortie, il suffit de varier γ autour de π . On peut le faire varier entre $\frac{\pi}{2}$ et $\frac{3\pi}{2}$.

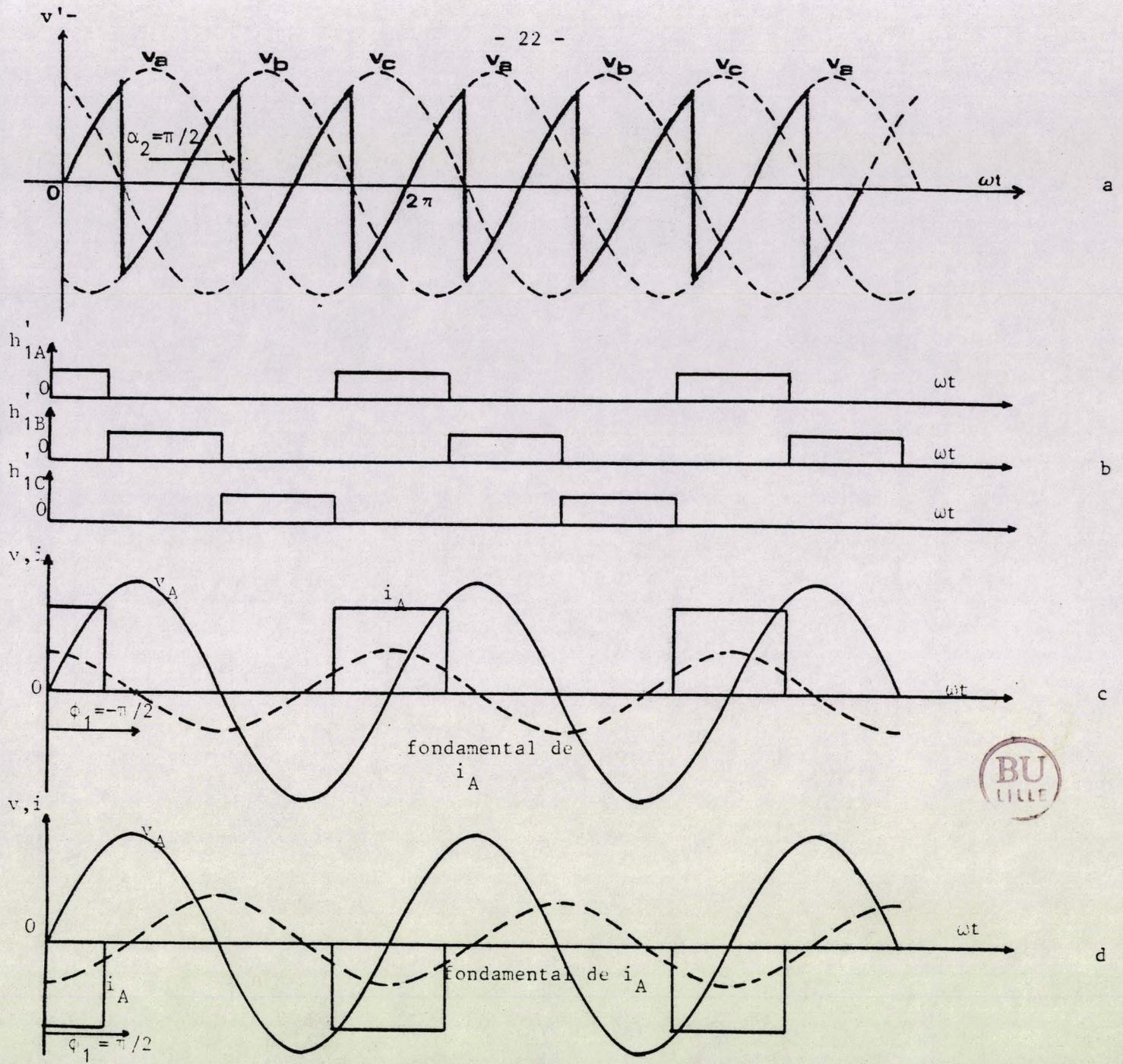


Figure 1.7.

La figure 1.8. illustre les fonctions d'existence complémentaires et la tension de sortie pour $\gamma = \frac{2\pi}{3}$.

Quand i' est positif, la conduction d'un interrupteur n'entraîne pas nécessairement l'extinction d'un autre. Cette commutation au blocage doit être commandée. Dans ce cas, le fondamental du courant d'entrée est en avance sur la tension correspondante d'un angle ϕ_1 .

$$\phi_1 = \frac{\pi}{2} - \gamma$$

La commutation à l'ouverture est spontanée dans le cas où le courant de sortie i' est négatif. Le fondamental du courant d'entrée est en retard sur sa tension de phase d'un angle ϕ_1 .

$$\phi_1 = -\frac{\pi}{2} - \gamma$$

La fermeture des interrupteurs doit être commandée.

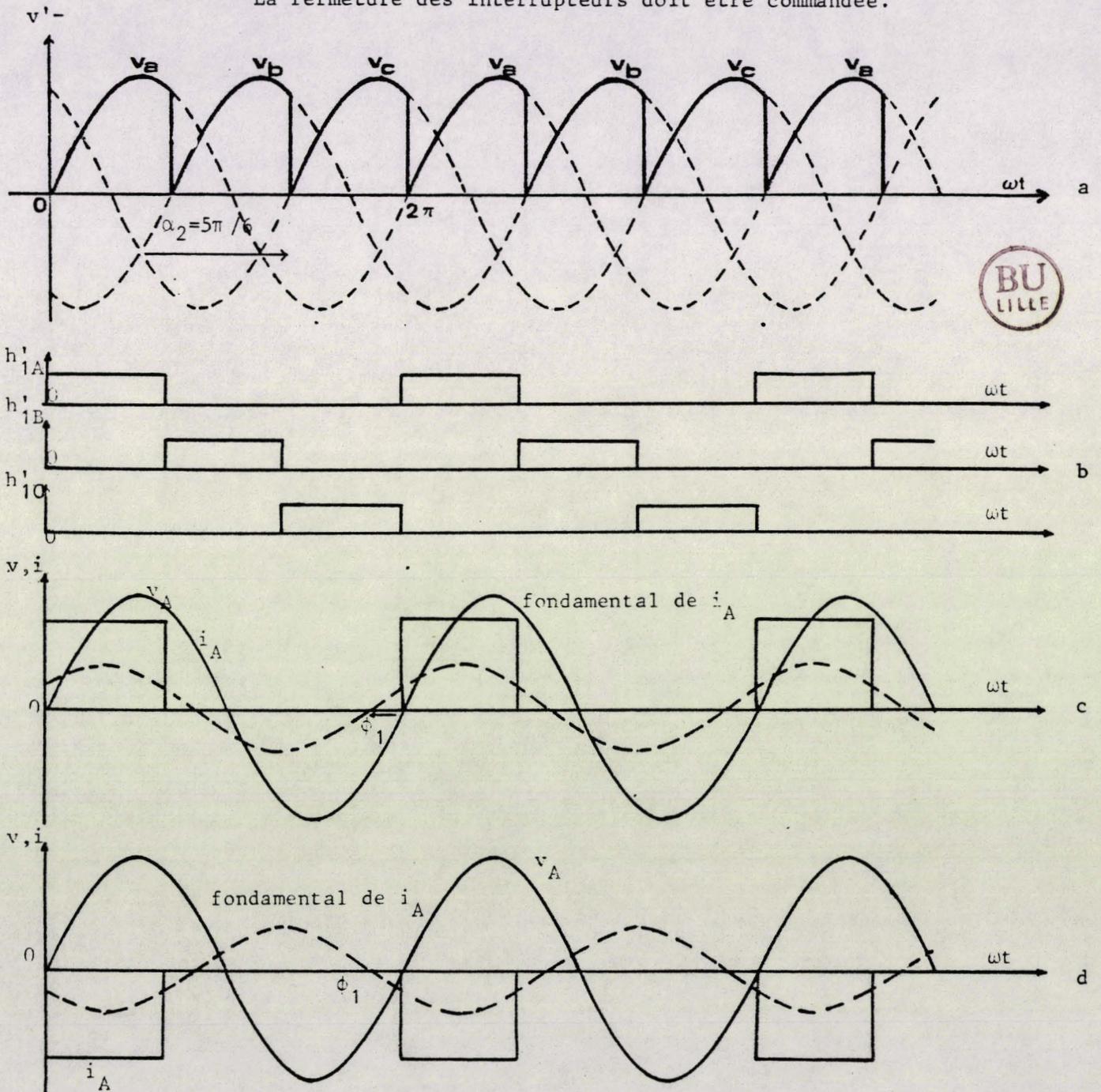


Figure 1.8.

II.7. Généralisation

De ce qui précède, on peut déduire une règle générale :

Quand le courant de sortie et le type de tension de sortie sont de même signe, la composante fondamentale du courant d'entrée d'un changeur direct de fréquence est en retard par rapport à la tension d'entrée correspondante. La fermeture commandée d'un interrupteur provoque l'ouverture de celui qui est en conduction.

Quand ils sont de signes contraires, le fondamental du courant d'entrée est alors en avance sur la tension. L'ouverture de l'interrupteur en conduction doit être commandée, la fermeture d'un interrupteur est spontanée.

Dans les deux cas, les interrupteurs à utiliser sont des interrupteurs mono-commande. Dans le premier cas, les interrupteurs sont commandables à la fermeture et à ouverture spontanée. Dans le second, leur ouverture est commandée alors que leur fermeture est spontanée.

Si les interrupteurs avaient à subir des commutations toujours du même type, l'utilisation de l'un ou l'autre des interrupteurs aurait été possible. Mais comme le courant de sortie et le type de tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une même période, les commutations peuvent être spontanées ou commandées. Il faudrait alors disposer de composants répondant aux exigences des deux types de commutation à l'ouverture ou à la fermeture.

La commutation spontanée à l'ouverture est associée au déphasage arrière du fondamental du courant d'entrée. Elle implique de ce fait une consommation d'énergie réactive.

La composante réactive $I \sin \phi$ est toujours négative dans le cas où le fondamental du courant d'entrée est en avance sur la tension. Quand la commutation doit être commandée à l'ouverture, elle s'accompagne d'une création d'énergie réactive.

III - DESCRIPTION MATHEMATIQUE D'UN CHANGEUR DE FREQUENCE GENERALISE

III.1. Expression générale de la tension de sortie

Afin de caractériser tous les types de changeurs de fréquence à m entrées et à n sorties, il convient de préciser les paramètres de fonctionnement et d'interpréter les lois générales. D'une façon générale, la tension de sortie du type positif d'ordre p s'écrit :

$$v'_p = v_1 \{u(t_0) - u(t_1)\} + v_2 \{u(t_1) - u(t_2)\} + \dots + v_q \{u(t_{q-1}) - u(t_q)\} \\ + \dots + v_m \{u(t_{m-1}) - u(t_m)\} + v_1 \{u(t_m) - u(t_{m+1})\} + \dots + \\ + v_q \{u(t_{q-1+m}) - u(t_{q+m})\} + \dots + v_m \{u(t_{2m-1}) - u(t_{2m})\} + \dots$$

$u(t)$ est l'échelon unité tel que $u(t_q) = 1$ pour $t \geq t_q$

$u(t_q) = 0$ pour $t < t_q$

$$v'_p(t) = v_1 [\{u(t_0) - u(t_1)\} + \{u(t_m) - u(t_{m+1})\} + \{u(t_{2m}) - u(t_{2m+1})\} + \dots] \\ + v_2 [\{u(t_1) - u(t_2)\} + \{u(t_{m+1}) - u(t_{m+2})\} + \{u(t_{2m+1}) - u(t_{2m+2})\} \\ + \dots] \\ + v_q [\{u(t_{q-1}) - u(t_q)\} + \{u(t_{q-1+m}) - u(t_{q+m})\} + \{u(t_{q-1+2m}) - \\ - u(t_{q+2m})\} + \dots] \\ + v_m [\{u(t_{m-1}) - u(t_m)\} + \{u(t_{2m-1}) - u(t_{2m})\} + \{u(t_{3m-1}) - \\ - u(t_{3m})\} + \dots]$$

$$v'_p(t) = v_1 \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{km}) - u(t_{km+1})\} + v_2 \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{km+1}) - u(t_{km+2})\} + \dots$$

$$+ v_q \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{km+q-1}) - u(t_{km+q})\} + \dots + v_m \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{km+m-1}) - u(t_{km+m})\}$$

En posant :

$$h_{pq}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{km+q-1}) - u(t_{km+q})\}$$

$h_{pq}(t)$ est la fonction d'existence de l'interrupteur reliant la phase p de sortie à la phase q d'entrée. Il vient alors :

$$v'_p(t) = h_{p1}(t) v_1(t) + h_{p2}(t) v_2(t) + \dots + h_{pq}(t) v_q(t) + \dots +$$

$$+ h_{pm}(t) v_m(t)$$

L'ensemble des fonctions d'existence peut être rangé sous une forme matricielle, appelée matrice d'existence $[H]$

$$[H] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \text{-----} & h_{1q} & \text{-----} & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & & h_{2q} & & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ h_{p1} & h_{p2} & & h_{pq} & & h_{pm} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & & h_{nq} & & h_{nm} \end{bmatrix}$$

La matrice des fonctions d'existence complémentaires $[H_{\pi}]$ est définie de la même façon :

$$[H_{\pi}] = \begin{bmatrix} h_{\pi 11} & h_{\pi 12} & h_{\pi 1q} & h_{\pi 1m} \\ h_{\pi 21} & h_{\pi 22} & h_{\pi 2q} & h_{\pi 2m} \\ h_{\pi p1} & h_{\pi p2} & h_{\pi pq} & h_{\pi pm} \\ h_{\pi n1} & h_{\pi n2} & h_{\pi nq} & h_{\pi nm} \end{bmatrix}$$

Chaque fois que la fonction d'existence h_{pq} est différente de zéro, la tension de sortie v'_p , correspondant à la phase p, est égale à la tension d'entrée v_q . En prenant une phase fixée p, la tension v'_p est égale à la succession de toutes les tensions v_q quand q varie de 1 à m. L'expression mathématique générale est de la forme :

$$v'_p = v_1 h_{p1} + v_2 h_{p2} + v_3 h_{p3} + \dots + v_m h_{pm} = \sum_{q=1}^m h_{pq} v_q$$

ou sous forme matricielle :

$$[v'] = [H][v]$$

où

$$[v']^T = [v'_1 \quad v'_2 \quad \dots \quad v'_m]$$

$[v']$ est le vecteur des tensions de sortie

et où

$$[v] = \begin{bmatrix} V_m \sin \omega t \\ V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{m} \right) \\ \vdots \\ V_m \sin \left(\omega t - (q-1) \frac{2\pi}{m} \right) \\ \vdots \\ V_m \sin \left(\omega t - (m-1) \frac{2\pi}{m} \right) \end{bmatrix}$$

De la même façon, nous avons :

$$[v']_{\pi} = [H_{\pi}] [v]$$

ou

$$v'_{\pi p} = \sum_{q=1}^m h_{\pi pq} v_q$$

III.2. Expression générale des courants d'entrée

Le courant i_q qui parcourt la phase d'entrée q du changeur direct de fréquence est égal au courant de sortie i'_p dans la phase de sortie p tant que la fonction d'existence h_{pq} est égale à 1.

Les courants d'entrée sont donc reconstitués à partir des courants de sortie supposés sinusoïdaux. C'est le cas inverse des tensions pour lequel les tensions de sortie sont formées par des portions des tensions de la source. La matrice utilisée pour calculer les courants d'entrée est donc la transposée de celle employée pour le calcul des tensions de sortie.

$$[I] = [H]^T [I'] \quad \text{ou} \quad [I] = [H_{\pi}]^T [I']$$

où

$$[I] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_m \end{bmatrix} \quad \text{est le vecteur des courants d'entrée}$$

et

$$[I'] = \begin{bmatrix} i'_1 \\ i'_2 \\ \vdots \\ i'_n \end{bmatrix} \quad \text{est le vecteur des courants de sortie}$$

L'équation $[I] = [H]^T [I']$ peut s'écrire sous une autre forme :

$$i_q = h_{1q} i'_1 + h_{2q} i'_2 + \dots + h_{nq} i'_n = \sum_{p=1}^n h_{pq} i'_p$$

i'_p est le courant supposé sinusoïdal qui parcourt la phase p. Si la valeur moyenne de la tension de sortie de la phase p a pour expression :

$$v'_p = V_{\max} \sin(\omega't + \psi - (p-1) \frac{2\pi}{n})$$

p étant le numéro de la phase, n le nombre total des phases de sortie, ω' pulsation de la tension de sortie désirée.

Le courant i'_p aura pour expression :

$$i'_p = I'_{\max} \sin(\omega't + \psi - \phi - (p-1) \frac{2\pi}{n})$$

ϕ étant l'argument de l'impédance complexe du circuit de sortie.

IV - MODULATION DES FONCTIONS D'EXISTENCE

La valeur moyenne de la tension de sortie dépend de l'angle γ défini en II.3. En effet :

$$v'_{\text{moy}} = U_{d0} \sin \gamma$$

Il en découle que les variations de la valeur moyenne de la tension de sortie suivent les lois de variations de γ . Ainsi, quand on fait varier $\sin \gamma$ de façon périodique, la valeur moyenne de la tension de sortie est une fonction périodique. La modulation de γ suivant une loi :

$$\gamma_p = M_p(t)$$

où $M_p(t)$ est la fonction modulante

et p l'indice désignant la phase de sortie,

revient à moduler les fonctions d'existence ou les fonctions d'existence complémentaires.

Pour obtenir la tension v'_{moy} alternative désirée, il suffit que $M_p(t)$ soit une fonction périodique impaire.

Il existe quatre procédés de modulation qui aboutissent à la même valeur de v'_{moy} à la sortie. Ces procédés sont :

1. Modulation des fonctions d'existence
2. Modulation des fonctions d'existence complémentaires
3. Modulation des fonctions d'existence pendant une demi-période de la tension de sortie, et des fonctions d'existence complémentaires pendant l'autre demi-période
4. Utilisation de la valeur moyenne instantanée de deux ondes dont l'une est obtenue par le procédé 1 et l'autre par le procédé 2.

Ces procédés, associés à des fonctions modulantes $M_p(t)$ quelconques, peuvent engendrer un nombre illimité de changeurs directs de fréquence.

Ce nombre diminue notablement quand la valeur "moyenne" de la tension de sortie doit être sinusoïdale. C'est le cas le plus fréquent. Alors, deux options permettent d'obtenir une variation sinusoïdale :

* la fonction modulante linéaire :

$$M_p(t) = \omega't + \psi - (p-1) \frac{2\pi}{n}$$

ω' est la pulsation de sortie désirée, p l'ordre de la phase de sortie et n le nombre total des phases de sortie.

Dans ce cas :

$$v'_{\text{pmoy}} = U_{\text{do}} \sin \left(\omega't + \psi - (p-1) \frac{2\pi}{n} \right)$$

qui peut s'écrire quand $p = 1$ et $\psi = 0$

$$v'_{\text{moy}} = U_{\text{do}} \sin \omega't$$

* la fonction modulante périodique d'Arcsinus :

$$M_p(t) = \text{Arcsin} \left\{ r \sin \left(\omega't + \psi - (p-1) \frac{2\pi}{n} \right) \right\}$$
$$r = \frac{U_{do}}{V'_{\max}} \quad 0 \leq r \leq 1$$

v'_p moy devient alors égal à :

$$v'_p \text{ moy} = r U_{do} \sin \left(\omega't + \psi - (p-1) \frac{2\pi}{n} \right)$$

qui s'écrit quand $p = 1$ et $\psi = 0$

$$v'_{\text{moy}} = r U_{do} \sin \omega't$$

Ces deux types de modulation génèrent une tension "moyenne" de sortie de fréquence f' égale à $\frac{\omega'}{2\pi}$. La tension de sortie v' , formée de plusieurs portions des tensions d'entrée, comporte, outre ce terme moyen, un nombre important d'harmoniques dont les fréquences dépendent du choix de γ .

V - CHANGEURS DE FREQUENCE A VALEUR "MOYENNE" SINUSOÏDALE

V.1. Introduction

Les changeurs de fréquence à valeur "moyenne" sinusoïdale sont le résultat de l'association des quatre procédés d'élaboration de la tension de sortie et des deux types de fonctions modulantes présentés au paragraphe précédent.

Ces types de changeurs sont donc théoriquement au nombre de huit. Cependant, ils ne sont pas tous utilisés car certains présentent peu d'intérêt.

En effet, quand le courant de sortie est de même signe que le type de tension de sortie, les commutations à la fermeture des interrupteurs doivent être commandées et le système consomme de l'énergie réactive. En revanche, il en produit quand le courant de sortie et le type de tension sont de signes contraires. Les commutations sont alors commandées à l'ouverture (résultats

du paragraphe II.7.). Il en résulte, qu'un changeur de fréquence où l'on utilise exclusivement une tension de sortie toujours du même type, est dénué d'intérêt. En effet, le courant étant alternatif, un type uniforme de tension de sortie exclut, à priori, toute possibilité de commutation de même nature et surtout ne permet aucune intervention sur le déphasage du fondamental du courant d'entrée.

De ce fait, quatre types de changeurs sur les huit précédemment cités sont à exclure. Ils utilisent soit la modulation des fonctions d'existence sur toute la période de la tension de sortie (procédé 1), soit la modulation des fonctions d'existence complémentaires sur toute la période également. Ces deux procédés sont associés soit à l'une, soit à l'autre des deux types de fonctions modulantes.

De plus, on ne peut associer la fonction modulante linéaire au procédé qui utilise la valeur moyenne instantanée de deux ondes dont l'une est obtenue par modulation des fonctions d'existence et l'autre par leurs complémentaires.

En effet, la plage de variation de $\gamma = \omega't$ est de 2π . Donc, il est impossible de constituer une onde par modulation des fonctions d'existence ($-\frac{\pi}{2} \leq \gamma \leq \frac{\pi}{2}$) exclusivement ou par modulation des fonctions d'existence complémentaires ($\frac{\pi}{2} \leq \gamma \leq \frac{3\pi}{2}$).

Les seuls changeurs intéressants à étudier sont :

- ceux qui résultent de la modulation linéaire ou sinusoïdale des fonctions d'existence pendant une demi-période de la tension de sortie et de la modulation linéaire ou sinusoïdale des fonctions d'existence complémentaires pendant l'autre demi-période,
- ceux utilisant la valeur moyenne instantanée de deux ondes dont l'une est obtenue par la modulation sinusoïdale des fonctions d'existence et l'autre par la modulation également sinusoïdale des fonctions d'existence complémentaires.

V.2. Changeurs de fréquence à modulation sinusoïdale

V.2.1. Loi de commande

La fonction modulante sinusoïdale permet de faire varier les fonctions d'existence ou leurs complémentaires de façon sinusoïdale autour de leurs positions de "repos". Cette fonction est appliquée à l'angle γ qui sert à mesurer ce déphasage autour de la position de repos. Il apparaît dans l'équation :

$$U_{do} \sin \gamma = v'_{\omega}(t) = V'\sqrt{2} \sin \omega't$$

ω' est la pulsation de sortie désirée

U_{do} la valeur moyenne de la tension formée par les sinusoïdes les plus positives d'un système polyphasé

$V'\sqrt{2}$ est l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

Cette équation conduit à une commande des interrupteurs suivant la loi :

$$\gamma = \text{Arcsin}(r \sin \omega't) \quad \text{où } r = \frac{V'\sqrt{2}}{U_{do}} \text{ est le coefficient de réglage}$$

La modulation des fonctions d'existence suivant cette loi aboutit à une tension de sortie du type positif. Elle engendre une tension du type négatif quand elle est appliquée aux fonctions d'existence complémentaires.

V.2.2. Réalisation pratique de la loi de commande

Pour simplifier l'étude, la présentation de la commande est faite pour un changeur de fréquence à entrée triphasée. Les trois interrupteurs bidirectionnels sont T_A , T_B , T_C .

La figure 1.9. montre les plages de variation de la commande sinusoïdale de l'interrupteur T_A correspondant à la phase A.

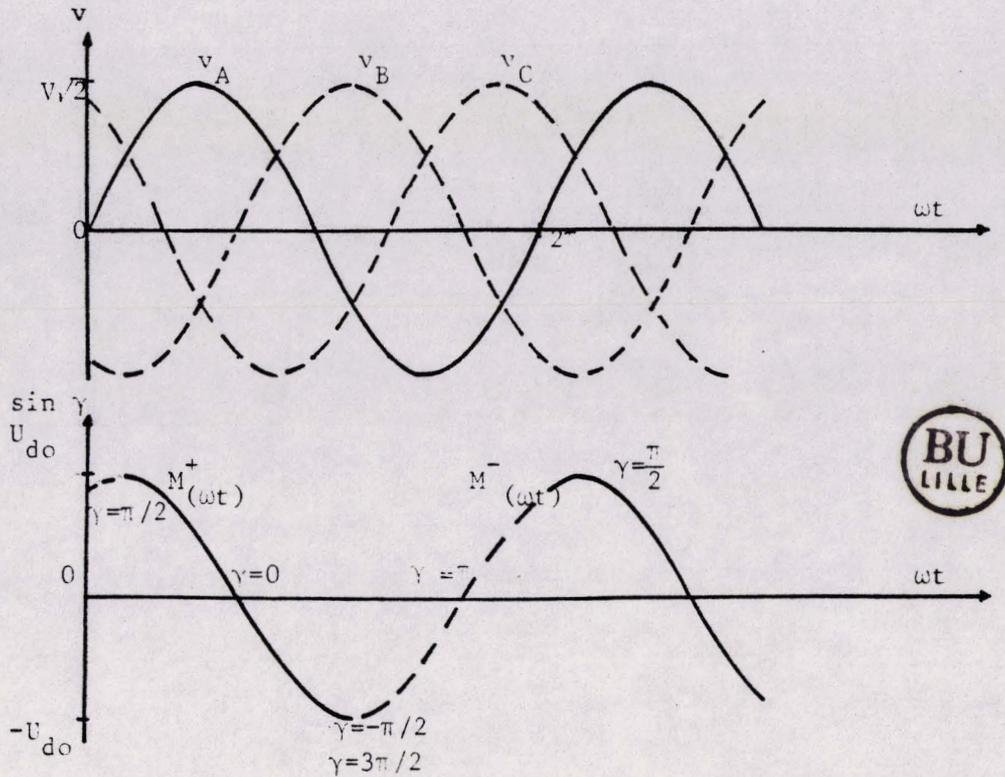


Figure 1.9.

Comme γ répond à la loi :

$$\gamma = \text{Arcsin}(r \sin \omega't)$$

quand $\omega't$ augmente avec le temps, γ varie au maximum entre $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{3\pi}{2}$ (en prenant la valeur maximum de $r = 1$). Quand γ est compris entre $\frac{\pi}{2}$ et $-\frac{\pi}{2}$, la valeur moyenne de la tension de sortie est du type positif. Elle est du type négatif quand γ varie entre $\pi/2$ et $\frac{3\pi}{2}$.

Quand γ vaut $\frac{\pi}{2}$, la tension est du type positif, sa valeur moyenne est U_{do} . Elle correspond à une tension de sortie formée par les tensions les plus positives du système d'entrée. Quand γ vaut $-\frac{\pi}{2}$, la tension "négative" de sortie vaut $-U_{do}$ et est formée par les tensions les plus négatives.

Pour l'interrupteur T_A , γ vaut $+\frac{\pi}{2}$ quand v_A devient la tension la plus positive, et $-\frac{\pi}{2}$ quand elle devient la plus négative.

Donc $M^+_{(\omega t)} = U_{do} \sin \gamma$ est une fonction sinusoïdale qui vaut U_{do} quand v_A devient la tension la plus positive et $-U_{do}$ quand v_A est la plus négative. Elle est de largeur π .

Elle définit les angles de commandes possibles d'un interrupteur conduisant à une tension de sortie positive. A chaque interrupteur correspond une série d'ondes $M_{(\omega t)}^+$ de modulation de largeur π , démarrant au moment où la tension correspondante devient la plus positive et finissant quand celle-là devient la plus négative.

$M_{(\omega t)}^- = U_{do} \sin \gamma$ est une fonction sinusoïdale qui vaut $-U_{do}$ ($\gamma = \frac{3\pi}{2}$) quand v_A devient la tension la plus négative et U_{do} ($\gamma = \frac{\pi}{2}$) quand v_A est la plus positive (fig. 1.9.).

Les séries d'ondes de modulation $M_{(\omega t)}^+$ et $M_{(\omega t)}^-$ matérialisent tous les angles de commande de chaque interrupteur conduisant à une tension de sortie du type positif ou négatif respectivement.

$$\text{Comme : } M_{(\omega t)}^+ = U_{do} \sin \gamma = V'\sqrt{2} \sin \omega't \quad -\frac{\pi}{2} \leq \gamma \leq \frac{\pi}{2}$$

$$\text{et } M_{(\omega t)}^- = U_{do} \sin \gamma = V'\sqrt{2} \sin \omega't \quad \frac{\pi}{2} \leq \gamma \leq \frac{3\pi}{2}$$

$V'\sqrt{2} \sin \omega't$ est la valeur "moyenne" de la tension de sortie appelée aussi onde de référence.

Les instants de fermeture des interrupteurs sont les points d'intersection de l'onde de référence et des ondes de modulation. Il y a une série d'ondes pour une sortie du type positif, une autre pour une sortie du type négatif par interrupteur bidirectionnel. La première correspond à la variation de γ entre $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$, la seconde entre $\frac{\pi}{2}$ et $\frac{3\pi}{2}$.

La figure 1.10 montre les points d'intersection de ces ondes avec l'onde de référence. Les points d'intersection de la première série conduisent à des angles de commande pour une tension "positive". Les autres entraînent la formation d'une tension du type négatif.

L'utilisation consécutive de l'un ou de l'autre type de tension permet l'élaboration des divers types de changeurs de fréquence.

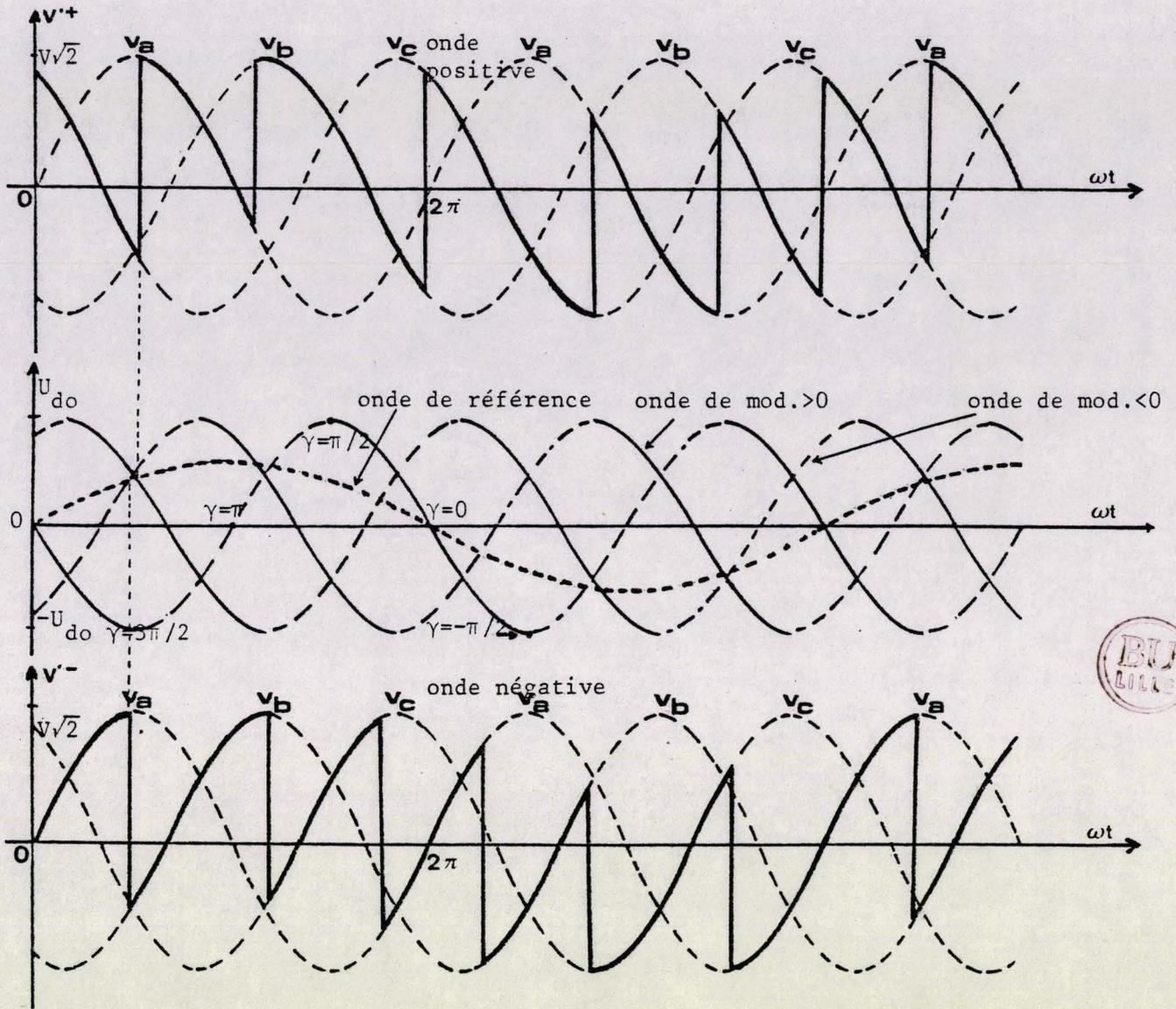


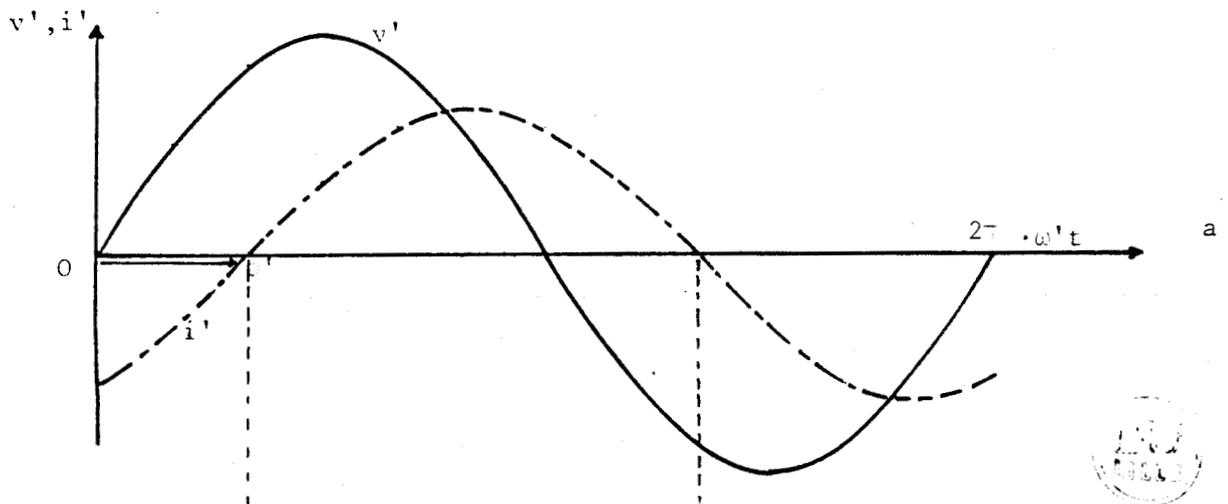
Figure 1.10.

V.2.3. Changeurs de fréquence à synthèse instantanée

La tension de sortie de ce type de changeur est la moyenne arithmétique de deux ondes. La première est du type "positif", l'autre est du type "négatif".

Si une tension de sortie exclusivement uniforme (positive ou négative) ne présente que peu d'intérêt, la moyenne des valeurs instantanées de deux ondes de natures différentes conduit à plus d'avantages.

Ainsi l'utilisation d'une onde uniforme ne permet aucun contrôle sur l'énergie réactive globale. Au cours d'une période, il y a tantôt absorption, tantôt création d'énergie réactive. Il est intéressant pour présenter qualitativement les résultats d'introduire la notion du déphasage instantané du fondamental du courant d'entrée par rapport à la tension de la même phase.



Type de tension	Onde positive v'^+		
Déphas. i/v	avance	retard	avance
Commutation	commandée à l'ouverture	commandée à la fermeture	commandée à l'ouverture

Type de tension	Onde négative v'^-		
Déphas. i/v	retard	avance	retard
Comm.	commandée à la fermeture	commandée à l'ouverture	commandée à la fermeture

Type de tension	$(v'^+ + v'^-)/2$		
i/v	en phase		

Figure 1.11.

La figure 1.11. montre les caractéristiques de quelques commandes pour un récepteur conduisant à un déphasage arrière ϕ' du courant de sortie par rapport à la tension de la même phase.

Ainsi pour une tension de sortie v' uniforme, quand le courant de sortie change de sens, le déphasage du fondamental du courant d'entrée change de nature (Fig. 1.11.b. et 1.11.c.). Il apparaît, au cours d'une même période de la tension de sortie, des intervalles où le fondamental du courant d'entrée est en avance (déphasage instantané avant) ou en retard (déphasage instantané arrière) sur la tension.

Une tension de sortie formée par la moyenne arithmétique de deux ondes de natures différentes conduit à un fondamental du courant d'entrée toujours en phase avec la tension (Fig. 1.11.d.). Le facteur de puissance est égal à 1.

C'est pour cette raison que cette commande aboutit à un changeur direct de fréquence nommé UDFFC "Unity Displacement Factor Frequency Changer".

Ce changeur est formé par deux changeurs de fréquence indépendants, délivrant la même tension de sortie v'_{moy} , mis en parallèle par l'intermédiaire d'une bobine à point milieu (Fig. 1.12.).

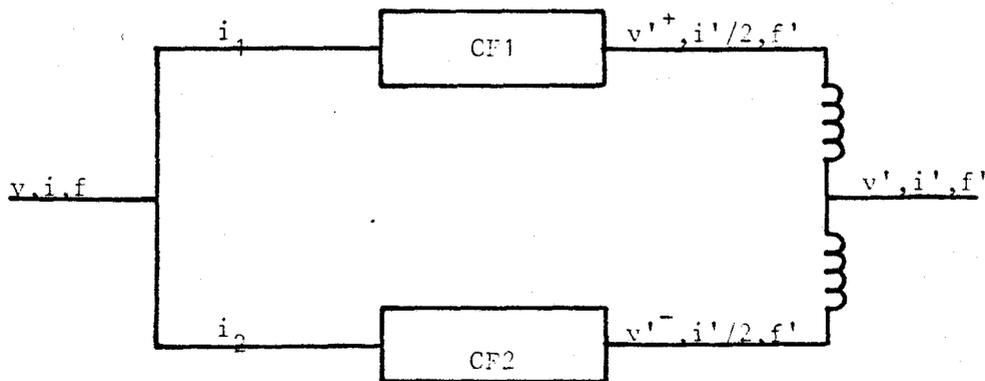


Figure 1.12.

La tension de sortie v' est la moyenne arithmétique recueillie au point milieu de la bobine de la tension v'^{+} du type positif délivrée par CF1 et de la tension "négative" de CF2 :

$$v' = \frac{1}{2} (v'^{+} + v'^{-})$$

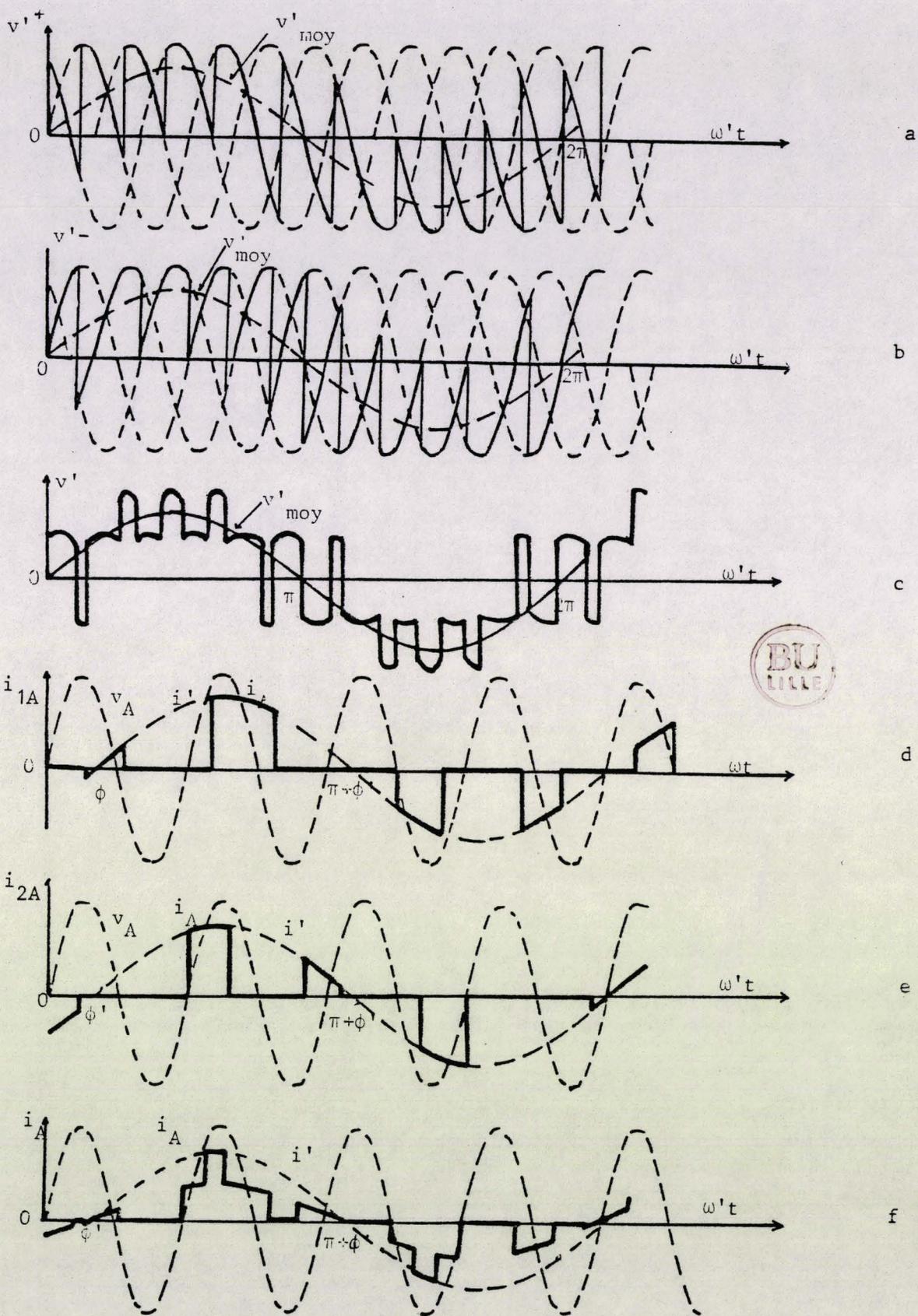


Figure 1.13.

Le courant de sortie i' est la somme instantanée des courants de sortie de CF1 et de CF2. Les composantes réactives des fondamentaux des courants d'entrée i_1 et i_2 des convertisseurs CF1 et CF2 respectivement sont en opposition de phase, quelles que soient les polarités de v'_{moy} et de i' . La composante fondamentale du courant d'entrée est en phase avec la tension d'entrée correspondante.

Les figures 1.13.a. et 1.13.b. montrent les tensions de sortie de CF1 et CF2 pour un indice de pulsation 3. La tension de sortie de l'UDFFC est illustrée en 1.13.c.. Le fondamental du courant i_1 absorbé par la phase A du convertisseur CF1 est en retard sur v_A quand i' est positif, et en avance quand i' est négatif (Fig. 1.13.d.). Le déphasage du fondamental du courant i_{2A} absorbé par la phase A du convertisseur CF2 par rapport à v_A est exactement l'inverse de celui de i_{1A} (Fig. 1.13.e.). Le courant en ligne i_A est centré sur les alternances de la tension d'entrée. Son fondamental est en effet en phase avec la tension v_A (Fig. 1.13.f.).

CF1 et CF2 sont deux changeurs de fréquence complémentaires. Quand les interrupteurs doivent être commandés à la fermeture pour l'un, ils le sont à l'ouverture pour l'autre. La tension de sortie représentée figure 1.13.c. est moins ondulée autour de v'_{moy} que v'^+ ou v'^- car ce procédé induit moins d'harmoniques que les deux ondes élémentaires v'^+ ou v'^- . En effet, si les fondamentaux de v'^+ et de v'^- sont en phase, les différents harmoniques composant les tensions v'^+ et v'^- peuvent être déphasés voire pour certains en opposition de phase et donc disparaître de la tension de sortie.

Ces harmoniques ont été calculés analytiquement par Pelly et Gyugyi(8) Ils forment les familles de fréquence suivantes :

$$f_n = pkf \pm lf'$$

f_n est la fréquence de l'harmonique d'ordre n

f est la fréquence de la tension d'entrée

f' est la fréquence de la tension de sortie désirée (v'_{moy})

p est l'indice de pulsation

k prend toutes les valeurs de 1 à l'infini

$$l = \begin{cases} 0, 2, \dots, p_k + 1 & \text{si } p_k \text{ est impair} \\ 1, 3, \dots, p_k + 1 & \text{si } p_k \text{ est pair} \end{cases}$$

Ces harmoniques peuvent être néfastes surtout quand ils sont de faible fréquence.

V.2.4. Changeurs de fréquence à synthèse consécutive

Ce changeur direct de fréquence est basé sur la modulation consécutive des fonctions d'existence et de leurs complémentaires. La période de la tension de sortie est la succession de deux demi-périodes. La première demi-période est du type positif. Elle est obtenue par modulation des fonctions d'existence. La seconde est obtenue par modulation des fonctions d'existence complémentaire. Elle est du type négatif.

Dans un changeur de fréquence où le type de tension de sortie et de courant de sortie sont de même signe, le fondamental du courant d'entrée est toujours en retard sur la tension correspondante. De plus, en commandant à la fermeture les interrupteurs, leur ouverture est spontanée.

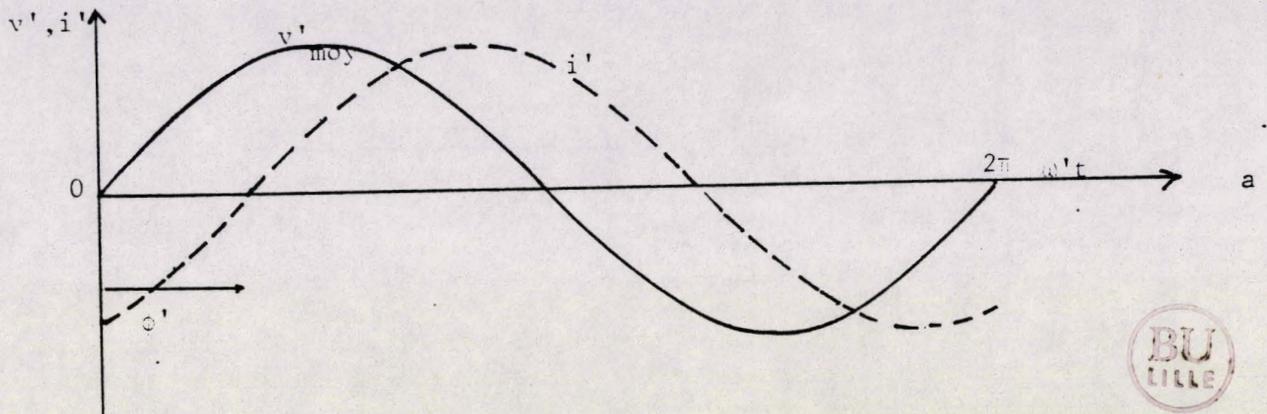
Ce type de changeur de fréquence est le cycloconvertisseur. C'est le seul changeur direct de fréquence pour lequel les interrupteurs, toujours commandés à la fermeture présentent des commutations spontanées à l'ouverture.

Les interrupteurs peuvent être des thyristors, ils fonctionnent alors toujours en commutation naturelle.

Cet avantage important est atténué par un inconvénient notable, le fondamental des courants d'entrée est toujours déphasé en arrière par rapport aux tensions simples correspondantes, le cycloconvertisseur consomme toujours de la puissance réactive.

On peut remédier à cet inconvénient, mais en perdant le bénéfice de la commutation spontanée à l'ouverture, en agissant sur le décalage entre le début de l'onde positive et le passage de l'alternance négative à l'alternance positive du courant de sortie.

Ce décalage entre les deux ondes est mesuré à l'échelle des $\omega't$ par un angle appelé δ (Fig.1.14.)



$\delta = 0$

Type de tension	v'^-	v'^+		v'^-
Déphasage	Retard	Retard		Retard
Nature des comm. commandées	Fermeture	Fermeture		Fermeture

b

$\delta = \pi/2$

Type de tension	v'^-		v'^+		v'^-
Déphasage	Retard	Avance	Retard	Avance	Ret.
Nature des comm. commandées	Fermeture	Ouverture	Fermeture	Ouverture	Ferm.

c

$\delta = \pi$

Type de tension	v'^+	v'^-		v'^+
Déphasage	Avance	Avance		Avance
Nature des comm. commandées	Ouverture	Ouverture		Ouverture

d

Figure 1.14.

La figure 1.14. montre qualitativement l'influence de δ . Quand $\delta = 0$ (Fig. 1.14.b.), le fondamental du courant d'entrée est toujours en retard sur la tension correspondante. C'est le fonctionnement du cycloconvertisseur. Le système consomme de l'énergie réactive. Quand δ vaut $\frac{\pi}{2}$, le système équilibre sa consommation et sa création de réactif (Fig. 1.14.c.). Il crée de l'énergie réactive quand $\delta = \pi$ (Fig.1.14.d.).

La figure 1.15. illustre les tensions de sortie et les courants d'entrée réels de ce type de changeur de fréquence.

Quand $\delta = 0$, le fondamental de i_A est visiblement en retard sur v_A . Les commutations commandées à la fermeture sont spontanées à l'ouverture (Fig. 1.15.).

Quand δ augmente, des intervalles, pendant lesquels le fondamental du courant d'entrée est en avance sur la tension, commencent à apparaître.

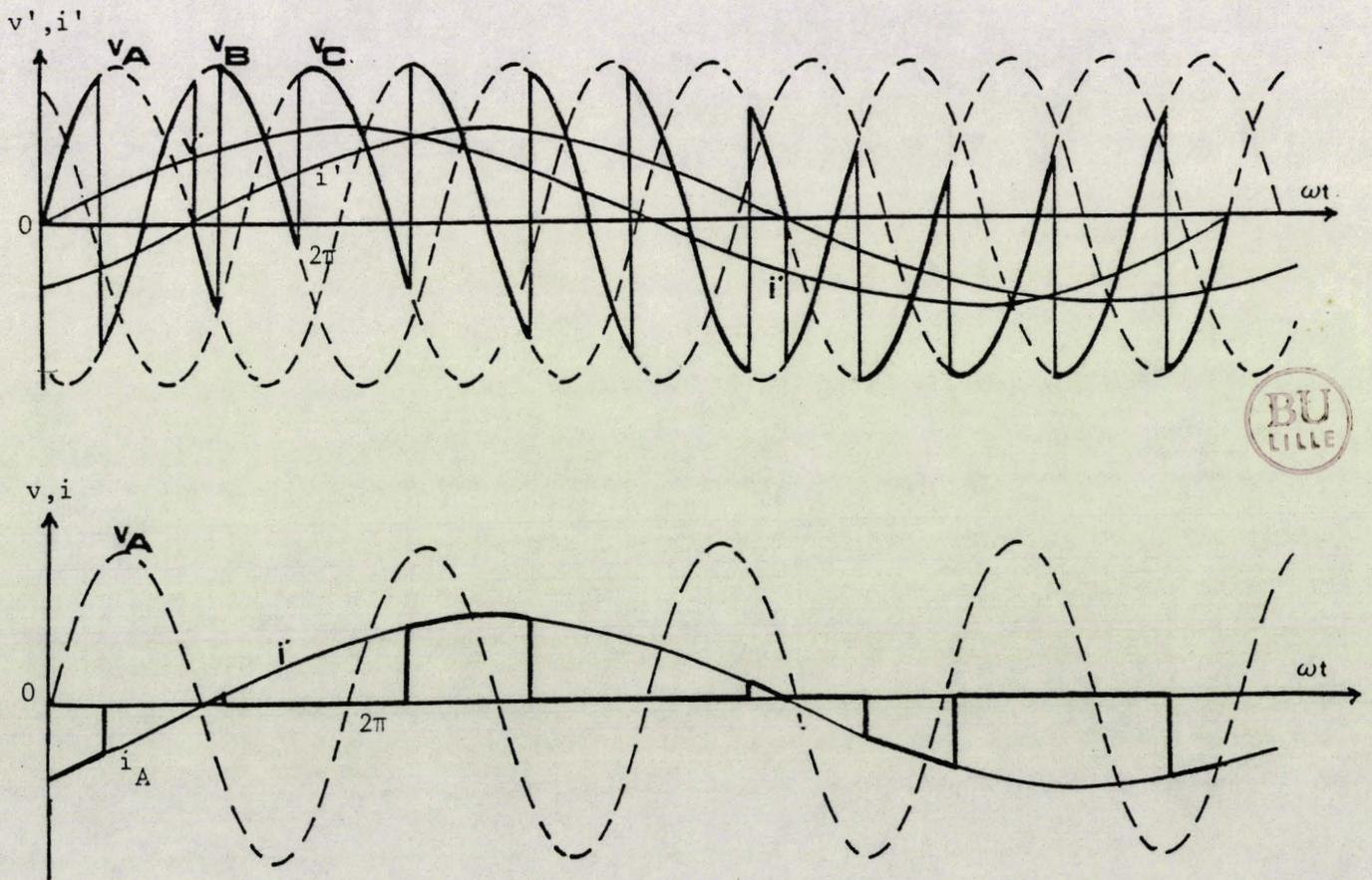


Figure 1.15.

Certaines commutations ne peuvent plus être spontanées à l'ouverture. Cependant globalement, le convertisseur consomme encore de l'énergie réactive.

Quand δ atteint $\frac{\pi}{2}$ (Fig.1.16.), le fondamental de i_A est en phase avec v_A . Les intervalles de temps, pendant lesquels les commutations doivent être commandées à la fermeture et ceux pendant lesquels elles doivent être commandées à l'ouverture sont égaux.

Quand $\frac{\pi}{2} < \delta < \pi$, les intervalles à commutations commandées à l'ouverture deviennent prépondérants. Le fondamental de i_A est en avance sur v_A . Le convertisseur crée du négatif.

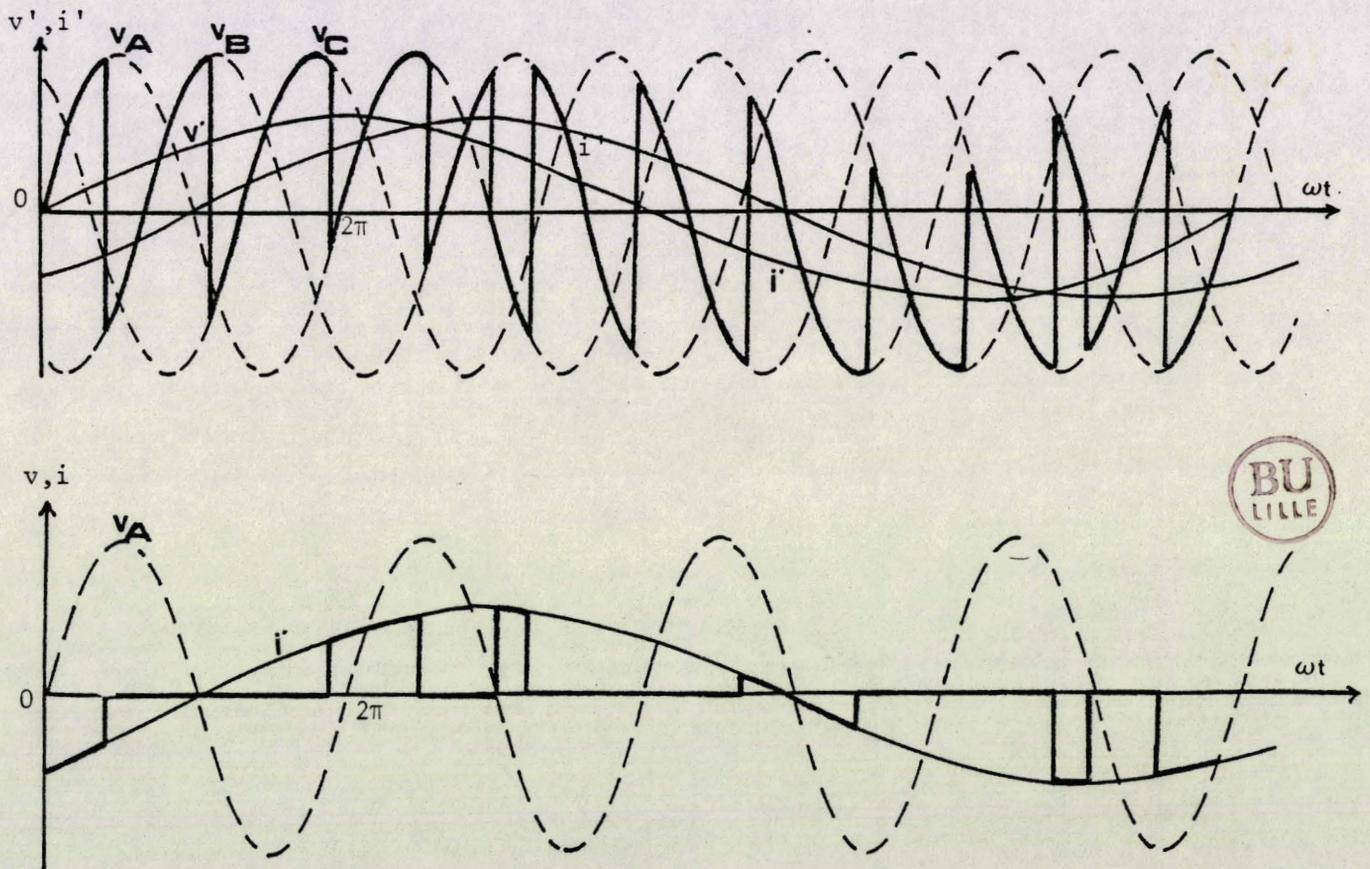


Figure 1.16.

Quand $\delta = \pi$ (Fig. 1.17.), toutes les commutations à l'ouverture doivent être commandées. Le fondamental de i_A est en avance sur v_A . La composante réactive devient l'inverse de celle de la marche en cycloconvertisseur.

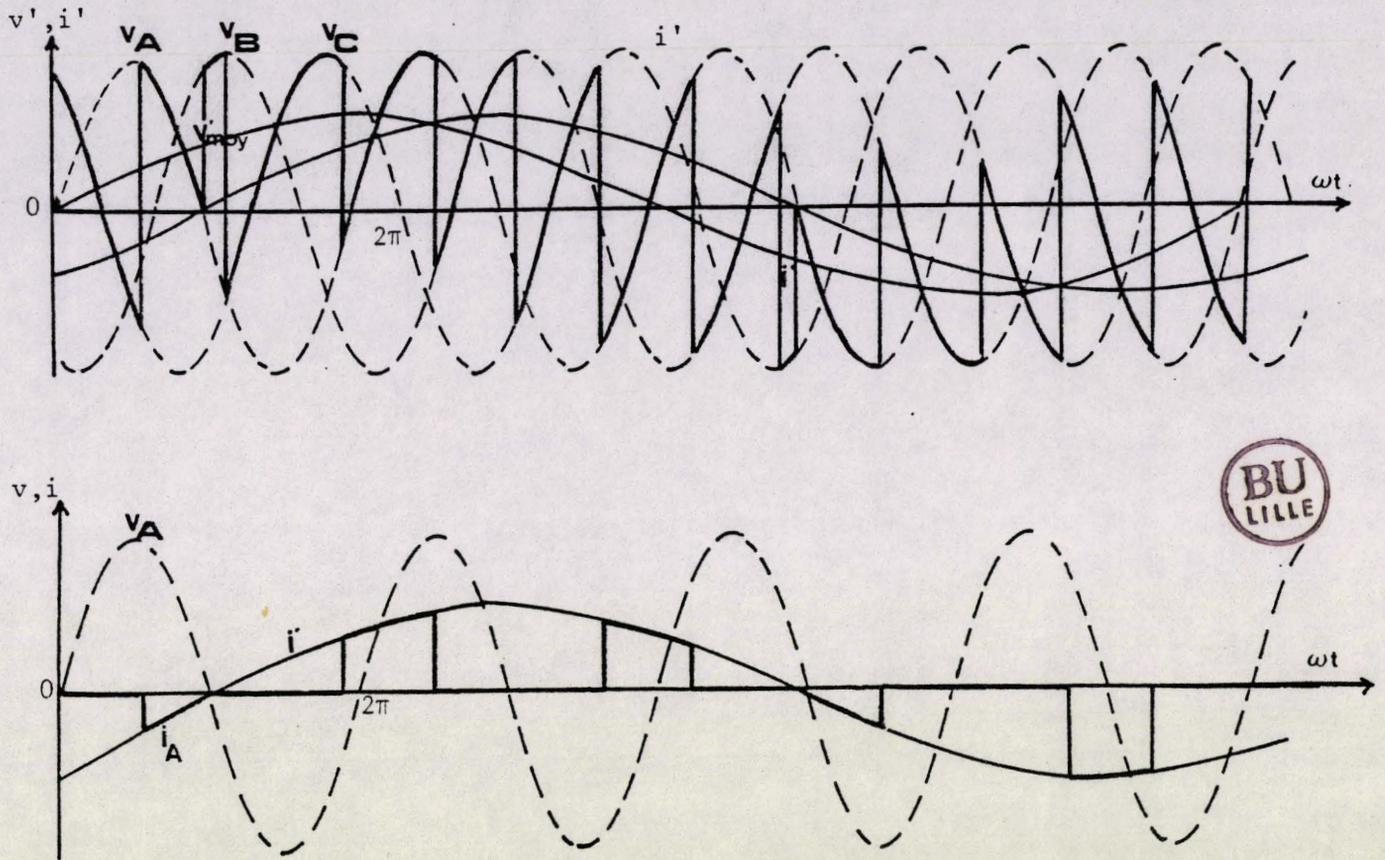


Figure 1.17.

Ce type de convertisseur est appelé CDFFC (Controlled Displacement Factor Frequency Changer) dans le cas où δ est quelconque. Dans le cas où $\delta = 0$, c'est le cycloconvertisseur ou NCC (Naturally Commutated Cycloconverter).

Les tensions de sortie de ce type de convertisseur sont riches en harmoniques. Pelly et Gyugyi (8) ont calculé analytiquement ces harmoniques à partir d'une hypothèse simplificatrice. Ils assimilent en effet les fonctions d'existence des interrupteurs à des fonctions périodiques. Les harmoniques sont alors classés dans les familles suivantes :

$$f_n = pk f \pm (1-1) f'$$

f_n est la fréquence de l'harmonique de rang n

f est la fréquence d'entrée

f' est la fréquence de v'_{moy}

p est l'indice de pulsation du changeur de fréquence

k = 1, 2, ... ∞

l prend toutes les valeurs entières de la même parité que le produit pk

Ainsi pour un indice de pulsation égal à 3, on trouve les familles :

$$f_n = 3f \pm 2k'f'$$

$$f_n = 6f \pm (2k'+1)f'$$

$$f_n = 9f \pm 2k'f'$$

$$f_n = 12f \pm (2k'+1)f' \dots \text{etc} \quad k' = 0, 1, \dots \infty$$

Pour un indice de pulsation égal à 6, on a les familles =

$$f_n = 6f \pm (2k'+1)f'$$

$$f_n = 12f \pm (2k'+1)f' \dots \text{etc}$$

Certains de ces harmoniques ont des fréquences inférieures à celle du fondamental. A ce titre, ils sont très nuisibles et très difficiles à éliminer. Pour remédier à cet inconvénient, les commandes conduisant à de tels harmoniques sont exclues. Les commandes doivent satisfaire à la condition suivante :

$$\frac{f_n}{f} \geq 1 \rightarrow \frac{f}{f'} \geq \left(\frac{1-l}{1-pk}\right)$$

Cette inéquation ne peut être remplie continûment et il existe une valeur l au-delà de laquelle le spectre de la tension de sortie contient des fréquences inférieures à f'.

Il est cependant possible d'augmenter la plage de variation de f' en augmentant l'indice de pulsation p pour un rapport f/f' donné, ou à p donné en diminuant le rapport $\frac{f'}{f}$.

V.2.5. Etude des interrupteurs

Quand un changeur direct de fréquence fonctionne en cycloconvertisseur, les interrupteurs commandés à la fermeture présentent des commutations spontanées à l'ouverture. Le blocage d'un interrupteur en conduction est provoqué par la commande de fermeture d'un autre. Les thyristors conviennent à ces types de commutations.

L'amorçage d'un thyristor applique une tension négative au thyristor en conduction et le bloque. La commutation de ce dernier est donc naturelle.

Quand $\delta = \pi$, les commutations à l'ouverture de tous les interrupteurs d'un CDFFC doivent être commandées. Il suffit d'interrupteurs commandables à l'ouverture et à fermeture spontanée pour réaliser un CDFFC à $\delta = \pi$. Les composants tels que les thyristors diodes duaux sont adaptés à ce fonctionnement.

Dans les autres cas, les composants doivent être capables d'assurer au cours du temps tantôt des commutations commandées à l'ouverture et des fermetures spontanées, tantôt des commutations commandées à la fermeture et des ouvertures spontanées.

Puisque les commutations à un instant t des deux interrupteurs concernés sont complémentaires, toute commutation commandée doit être associée à une commutation spontanée. Les interrupteurs doivent donc posséder le même type de mécanisme de commutation : commandés seulement à l'amorçage (ou au blocage), l'autre commutation doit être spontanée (37), (38).

Ne disposant pas de ce type d'interrupteur permettant la réalisation simultanée des deux conditions précédentes, il est nécessaire d'utiliser des semi-conducteurs possédant et exploitant la double commande : l'ouverture et la fermeture. On peut utiliser par exemple des transistors, des GTO ou des thyristors munis de leur circuit de commutation forcée.

La commande simultanée d'un interrupteur à l'ouverture et d'un autre à la fermeture est difficile à mettre en oeuvre car les temps d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs dépendent de beaucoup des paramètres. Puisque la fermeture simultanée des deux interrupteurs équivaut à un court-circuit de la source de tension et leur ouverture simultanée à l'ouverture de la source de courant, les interrupteurs doivent être pourvus de dispositifs de protection en tension et en courant ainsi que d'une commande la mieux adaptée possible aux temps de commutations.

V.3. Changeurs de fréquence à modulation linéaire

V.3.1. Loi de commande

La valeur moyenne de la tension de sortie est une fonction de l'angle γ

$$v'_{\text{moy}} = U_{\text{do}} \sin \gamma$$

Outre la modulation en Arcsin, l'autre procédé de modulation aboutissant à v'_{moy} sinusoïdale est la modulation linéaire de γ . γ obéit à la loi :

$$\gamma = \omega' t$$

ω' est la pulsation de sortie désirée.

La modulation linéaire de γ aboutit à deux types de changeurs de fréquence. Le premier est l'UFC, le second est le SSFC.

V.3.2. Changeur de fréquence du type UFC

La modulation linéaire de la fonction d'existence au repos dans le sens des t décroissants et la réduction de sa période aboutit aux changeurs de fréquence du type UFC. La figure 1.18. montre la tension de sortie d'un UFC d'indice 3, sa fonction d'existence au repos et sa fonction d'existence modulée en UFC.

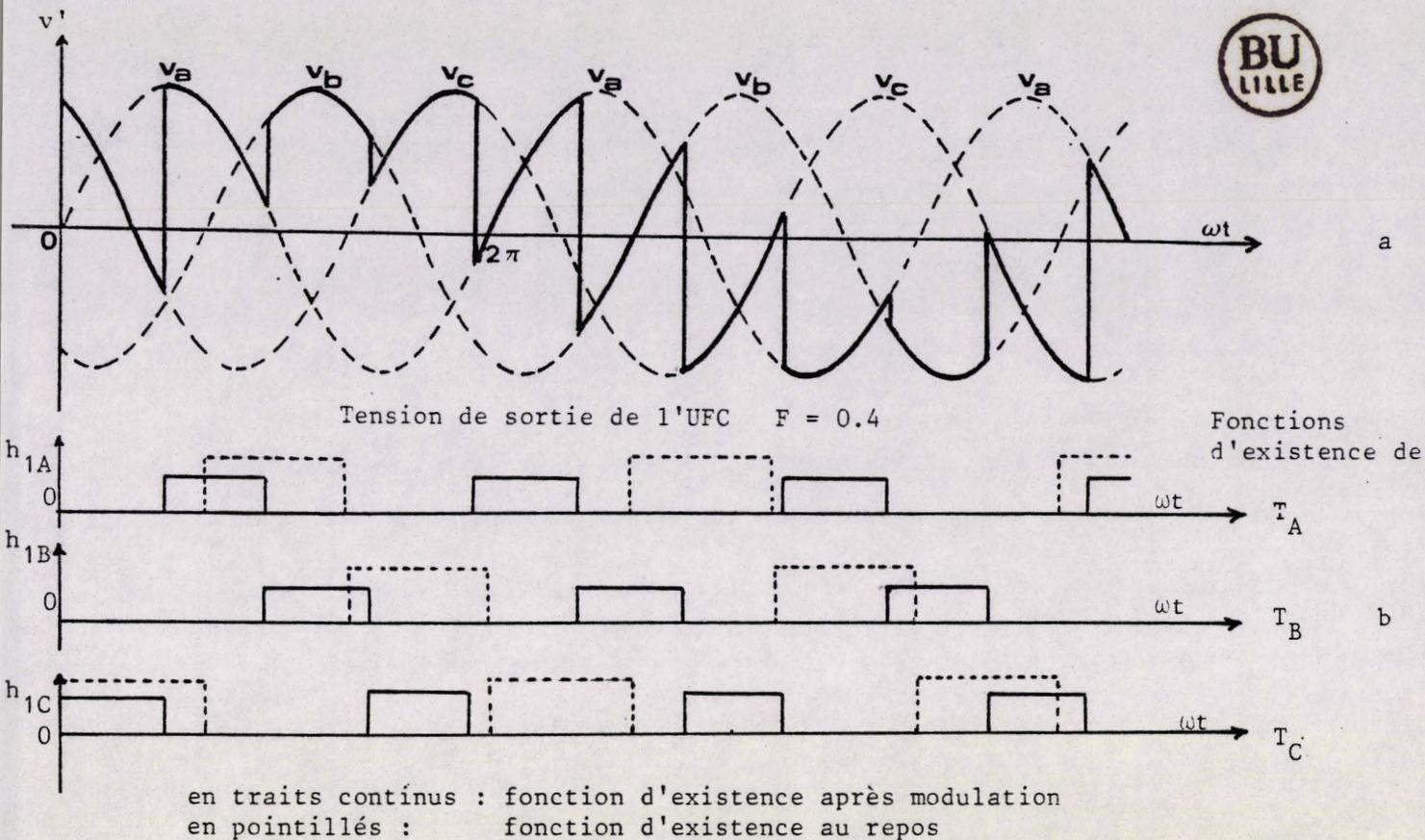


Figure 1.18.

Pour que les fonctions d'existence conservent la même largeur de palier à 1, en avançant chaque entrée en conduction de façon proportionnelle au temps, il faut que :

- si T_A est débloqué à t_1

T_B le soit pour t_2 tel que :

$$\omega t_2 = \omega t_1 + \frac{2\pi}{3} - \omega'(t_2 - t_1)$$

T_C pour t_3 tel que :

$$\omega t_3 = \omega t_2 + \frac{2\pi}{3} - \omega'(t_3 - t_2)$$

T_A pour t_4 tel que :

$$\omega t_4 = \omega t_3 + \frac{2\pi}{3} - \omega'(t_4 - t_3)$$

Ces différentes équations donnent :

$$t_2 - t_1 = t_3 - t_2 = t_4 - t_3 = \frac{2\pi/3}{\omega + \omega'}$$

Le palier unité revient au bout de trois de ces intervalles pour une fonction d'existence donnée soit $\frac{2\pi}{\omega + \omega'}$

La fréquence des fonctions d'existence est donc liée à celle des tensions d'entrée f et à celle de la tension de sortie par :

$$f_e = \frac{\omega + \omega'}{2\pi}$$

soit :

$$f' = f_e - f$$

f_e est la fréquence de manoeuvre des interrupteurs bidirectionnels. Quand on augmente la fréquence de commande de ces interrupteurs, on augmente la fréquence de la tension de sortie.

γ augmente sans cesse quand t croît. Pour une période de la tension de sortie commençant à $-\frac{\pi}{2}$ et se terminant à $\frac{3\pi}{2}$ à l'échelle des $\omega't$, la valeur "moyenne" de la tension de sortie varie de $-U_{do}$ à $+U_{do}$ quand γ varie de $-\frac{\pi}{2}$ à $\frac{\pi}{2}$ et de U_{do} à $-U_{do}$ quand γ varie de $\frac{\pi}{2}$ à $\frac{3\pi}{2}$ ($v'_{\text{moy}} = U_{do} \sin \gamma = U_{do} \sin \omega't$).

Quand γ est compris entre $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$, $\sin \gamma$ et donc v'_{moy} sont des fonctions croissantes. La modulation est du type modulation des fonctions d'existence, la tension de sortie est du type positif. Pour $\frac{\pi}{2} < \gamma < \frac{3\pi}{2}$, $\sin \gamma$ et v'_{moy} sont des fonctions décroissantes, la modulation concerne les fonctions d'existence complémentaires, la tension de sortie est du type négatif.

La figure 1.18.a. montre bien que la tension est du type positif pour $\omega't < \frac{\pi}{2}$ (on assiste à l'augmentation brusque de la tension à chaque commutation). Le fondamental de la tension de sortie est alors toujours croissant. De même, la tension est "négative" pour $\frac{\pi}{2} < \omega't < \frac{3\pi}{2}$ ce qui correspond à la décroissance du fondamental de la tension de sortie. Elle ne redevient "positive" que quand la pente est à nouveau positive ($\frac{3\pi}{2} < \gamma < \pi$).

La figure 1.19.a. illustre cette propriété. On a représenté le fondamental de la tension v'_{moy} et rappelé que l'onde de tension est du type positif quand la tension v'_{moy} est croissante et de type négatif quand elle est décroissante.

Le fondamental de l'onde de courant de sortie présente un déphasage par rapport à la tension qui ne dépend que du récepteur.

Quand le récepteur est un condensateur, le courant i' est en avance de $\pi/2$ par rapport à la tension (Fig. 1.19.b.). Il est positif tant que la tension v' est croissante et donc tant que l'onde de tension est de type positif. Le type de tension et le signe du courant étant de même nature, des interrupteurs commandés à la fermeture présentent des commutations spontanées à l'ouverture et le fondamental du courant d'entrée est en quadrature arrière avec la tension de la phase correspondante. Le convertisseur consomme de la puissance réactive.

Les figures 1.19.c., d., e. montrent les natures des commutations et donnent le signe du déphasage des courants d'entrée pour des récepteurs d'argument $\phi' = -\pi/4, 0$ et $\pi/4$.

La figure 1.19.f. montre le cas particulier du débit sur récepteur purement inductif. Les signes du courant dans le récepteur et de la dérivée du fondamental de la tension étant opposés, tous les interrupteurs doivent être commandés à l'ouverture et le courant fourni par la source est en avance de $\pi/2$ par rapport à la tension de la même phase.

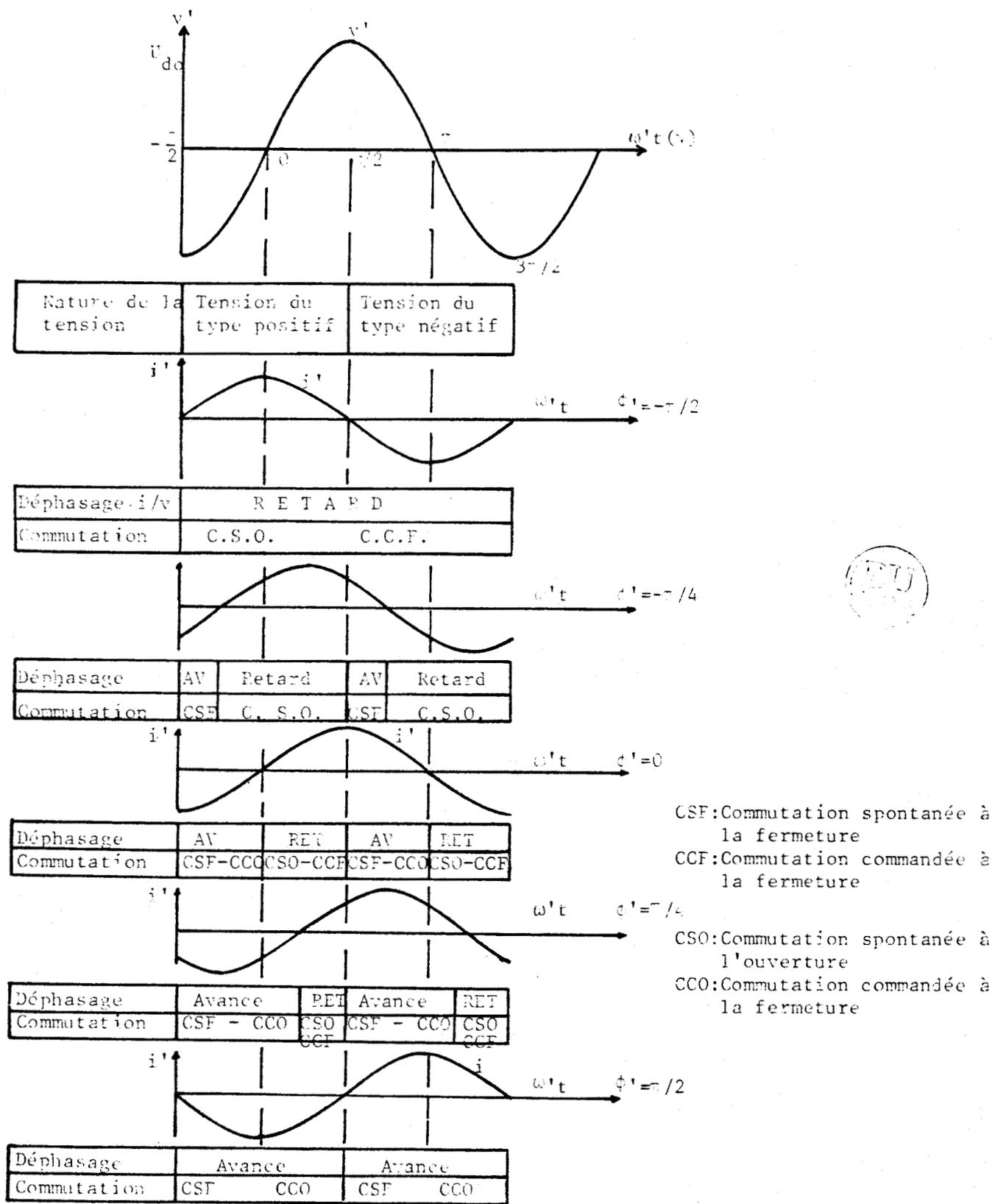


Figure 1.19.

Les figures 1.19.b. et 1.19.f. montrent une propriété intéressante de l'UFC. Ce convertisseur peut être considéré comme un "girateur de phase" de puissance. L'ensemble constitué d'un UFC et d'un condensateur à sa sortie, se comporte par rapport à l'entrée comme une inductance (le fondamental du courant d'entrée est en retard sur la tension correspondante). Alors que, l'ensemble formé d'un UFC et d'une inductance implique à l'entrée les mêmes effets qu'un condensateur seul (le fondamental du courant d'entrée est en avance sur la tension).

La tension de sortie d'un UFC, variant autour d'une valeur moyenne, comporte en plus des harmoniques. Les fréquences de ces harmoniques ont été déterminées par Gyugyi et Pelly (8) :

$$f_n = pkf + (pk \pm 1)f'$$

p étant l'indice de pulsation, k un nombre variable de 1 à l'infini
f la fréquence d'entrée, f' la fréquence de sortie.

L'harmonique de rang le plus bas a pour fréquence :

$$f_{\min} = pf + (p-1)f'$$

On constate que $f_{\min} > f'$ quel que soit p.

L'absence d'harmoniques de fréquences inférieures à celle du fondamental rend possible le fonctionnement de l'UFC pour des fréquences de sortie variant de zéro à l'infini. Cette propriété ne peut être obtenue par une modulation sinusoïdale. C'est la raison pour laquelle ce convertisseur est désigné par le sigle UFC (Unrestricted Frequency Changer). C'est le seul convertisseur bénéficiant de cette propriété.

En conclusion l'UFC présente trois propriétés fondamentales : la première est la nécessité du recours systématique à l'ouverture commandée dans une période de la tension de sortie sauf lors du débit sur condensateur, l'autre est la giration de phase et la troisième est la possibilité de fournir une fréquence de sortie presque illimitée.

La première et la troisième de ces propriétés limitent l'intérêt de l'utilisation des thyristors dans ces dispositifs.

En effet, ces composants ne sont commandables qu'à la fermeture et l'adjonction de dispositifs auxiliaires de commutation limitent les performances en fréquence du convertisseur. De plus, la commande simultanée de deux thyristors à commuter est difficile à mettre en oeuvre.

V.3.3. Changeur de fréquence du type SSFC

La modulation qui consiste à déplacer les fonctions d'existence complémentaires au repos dans le sens des t croissants et à en augmenter la période engendre les changeurs de fréquence du type SSFC.

La figure 1.20. illustre les fonctions d'existence complémentaires au repos, les fonctions après modulation et la tension de sortie d'un SSFC d'indice 3.

Pour avoir la même largeur de palier à 1 des fonctions modulées, les interrupteurs doivent être manoeuvrés aux instants :

t_1 pour T_A
 t_2 pour T_B tel que :

$$\omega t_2 = \omega t_1 + \frac{2\pi}{3} + \omega'(t_2 - t_1)$$

t_3 pour T_C tel que :

$$\omega t_3 = \omega t_2 + \frac{2\pi}{3} + \omega'(t_3 - t_2)$$

t_4 pour T_A tel que :

$$\omega t_4 = \omega t_3 + \frac{2\pi}{3} + \omega'(t_4 - t_3)$$

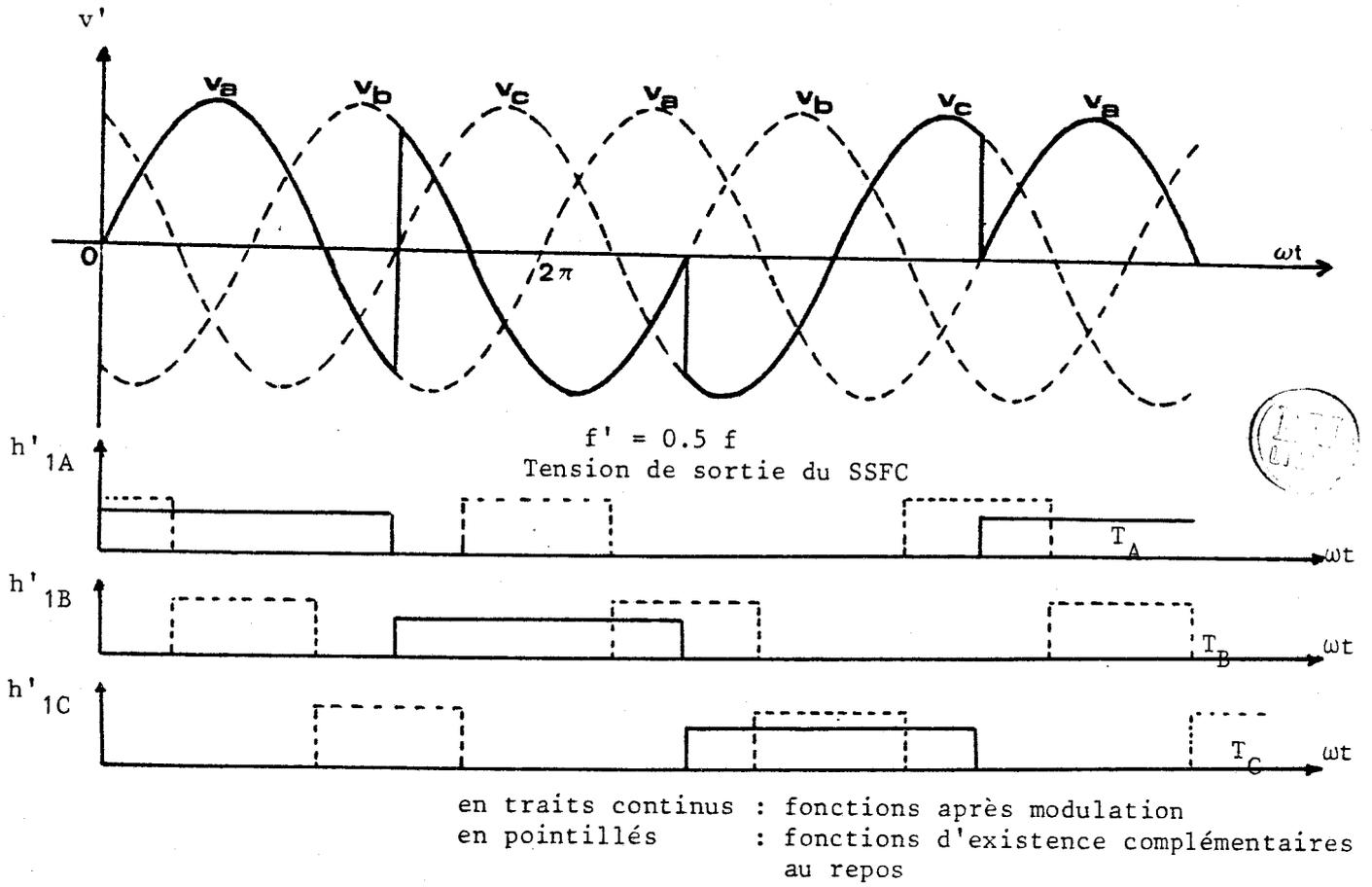


Figure 1.20.

ce qui donne :

$$t_2 - t_1 = t_3 - t_2 = t_4 - t_3 = \frac{2\pi/3}{\omega - \omega'}$$

La fréquence de commutation des interrupteurs f_e est égal à :

$$f_e = \frac{\omega - \omega'}{2\pi}$$

soit :

$$f_e = f - f' \quad \text{et donc} \quad f' = f - f_e$$

La modulation de ces fonctions d'existence complémentaires au repos aboutit par intervalles, comme pour l'UFC, à des fonctions d'existence car γ varie entre $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{3\pi}{2}$. Quand $\frac{\pi}{2} < \gamma < \frac{3\pi}{2}$, la tension de sortie est du type type négatif, on est dans le cas des fonctions d'existence complémentaires. On passe à la modulation des fonctions d'existence quand $-\frac{\pi}{2} < \gamma < \frac{\pi}{2}$, la tension de sortie est du type positif.

La figure 1.21. montre les déphasages des fondamentaux des courants d'entrée et la nature des commutations selon les différents déphasages du courant de sortie par rapport au fondamental de la tension de sortie. Ces déphasages et ces commutations sont exactement l'inverse de ceux d'un UFC débitant sur le même récepteur.

Le SSFC ne modifie pas la nature de la charge vis à vis de l'entrée. Si le courant de sortie est en quadrature arrière sur la tension par exemple, le fondamental du courant d'entrée le sera aussi. Les commutations des interrupteurs doivent être commandées à la fermeture et donc spontanées à l'ouverture.

L'étude analytique par Pelly et Gyugyi (8), montre qu'à la fréquence fondamentale s'ajoutent les harmoniques dont les fréquences sont :

$$f_n = pk f - (pk \pm 1) f'$$

p est l'indice de pulsation

f' est la fréquence d'entrée

or comme $f' = f - f_e$

k = 1, 2, ———— ∞

f la fréquence de sortie

f' est toujours inférieur à f

Il existe des fréquences harmoniques inférieures à la fréquence d'entrée. Certaines peuvent être nulles pour des valeurs du rapport $\frac{f}{f'}$ telles que :

$$\frac{f'}{f} = \frac{pk}{pk+1}$$

Il faut limiter f' pour satisfaire l'inéquation :

$$\frac{f'}{f} < \frac{p}{p+1}$$

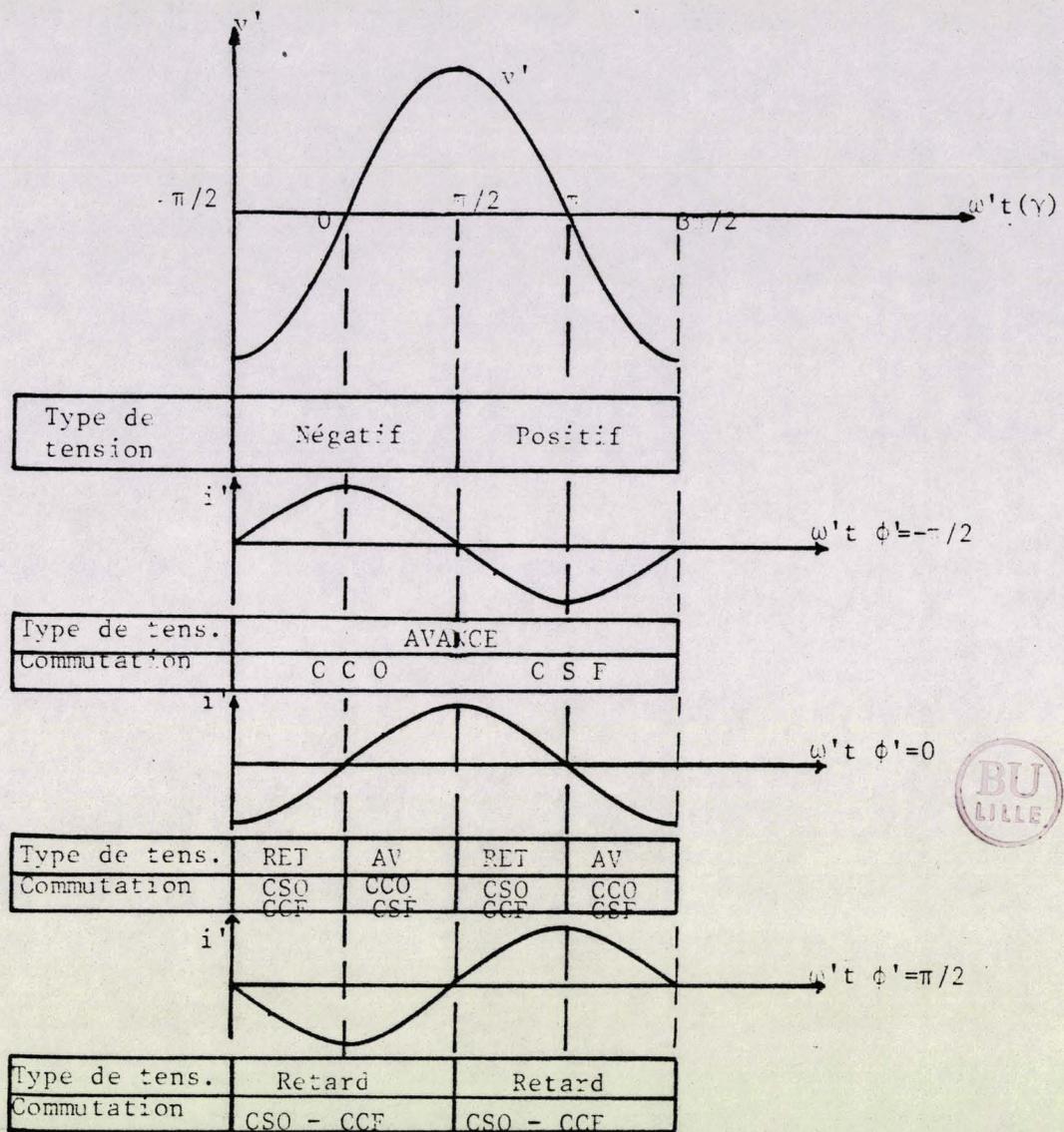


Figure 1.21.

Dans le cas d'un SSFC d'indice 3, la figure f' ne doit pas dépasser $\frac{3}{4} f$. Cette limitation est à l'origine de l'appellation SSFC (Slow Switching Frequency Changer) car il ne permet que la réduction de la fréquence d'entrée.

V.3.4. Changeurs de fréquence à modulation de la largeur d'impulsion

La modulation linéaire des fonctions d'existence ou des fonctions d'existence complémentaires que nous avons présentée permet de changer la fréquence de sortie. Cependant, l'amplitude du fondamental de la tension de sortie reste constante. Elle est toujours égale à U_{do} . Si on désire faire varier cette amplitude, il suffit d'utiliser une technique de modulation de largeur l'impulsion (MLI). Elle consiste à supprimer une partie variable de l'intervalle de temps pendant lequel la fonction d'existence vaut l'unité.

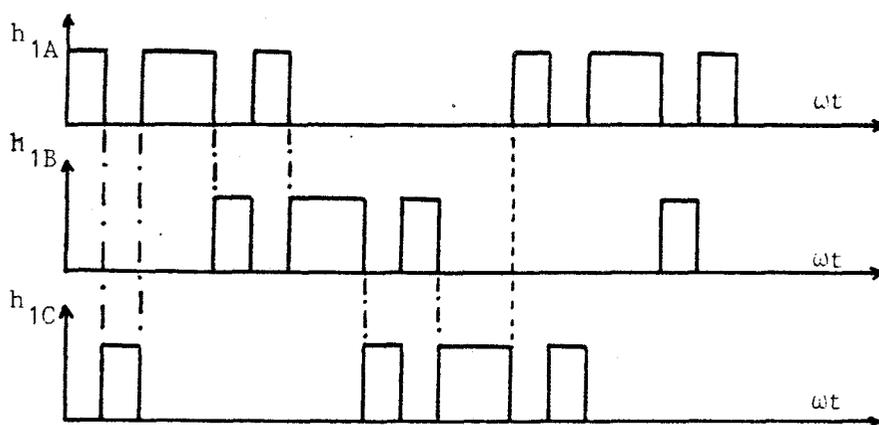


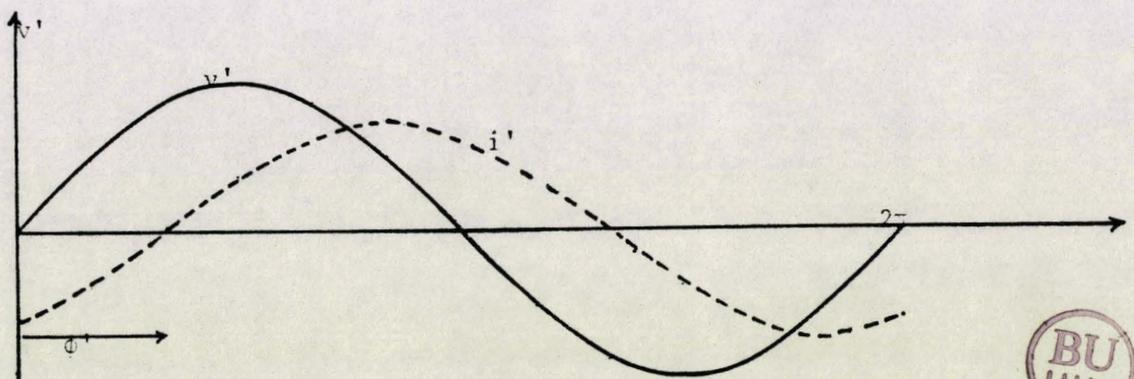
Figure 1.22.

La largeur des intervalles à zéro permet de contrôler la valeur de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie. Cette technique permet aussi, par un découpage optimal de minimiser certains harmoniques. Cependant elle exige une étude du spectre harmonique et une mémorisation du découpage entraînant le fonctionnement souhaité (25).

VI - CONCLUSION

Le fonctionnement d'un changeur direct de fréquence exige en général des interrupteurs pouvant assurer des commutations commandées à l'ouverture pendant une fraction de la période de la tension de sortie et des commutations commandées à la fermeture pendant le reste de la période.

La figure 1.23. indique la nature des commutations à réaliser dans le cas d'un changeur de fréquence fonctionnant en UFC et débitant sur un récepteur résistant et inductif. Mais elle illustre le cas général.



Type de tension	Positive		Négative		Positive
Type d'interrupteurs	Composants commandés au Blocage	CCA	Composants commandés au blocage	CCA	Composants commandés au blocage
	Composants commandés à l'amorçage ou au blocage				

CCB:composants commandés au blocage
 CCA:composants commandés à l'amorçage

Figure 1.23.

Les composants existants sont commandés à la fermeture (thyristors) ou commandés à l'ouverture et à la fermeture (transistors, GTO, IGT,...). Il est également possible de synthétiser un interrupteur monocommande à l'ouverture à partir de composants à double commande. C'est le concept des composants duaux étudié à Toulouse par l'équipe du Professeur FOCH (37), (38).

Les composants idéaux devant intervenir dans les circuits des changeurs de fréquence doivent tantôt fonctionner en thyristor, tantôt en composants duaux. Le composant idéal reste à synthétiser !

Notons que dans le domaine des très fortes puissances, le seul composant utilisable était le thyristor, ce qui explique le développement apporté aux techniques cycloconvertisseur, seul changeur pouvant fonctionner en commutation naturelle. Il est probable que les progrès réalisés sur les composants de puissance, en particulier le GTO, permettront l'essor des autres changeurs de fréquence dont les performances, notamment vis à vis de la source d'alimentation, sont meilleures.

De la même façon, la synthèse des composants devrait permettre, dans le domaine des plus faibles puissances, de résoudre les problèmes posés par la commutation.

CHAPITRE II

CHAPITRE II

SIMULATION NUMERIQUE ET ANALYSE

HARMONIQUE DES CHANGEURS DIRECTS DE FREQUENCE A MODULATION SINUSOÏDALE

I - INTRODUCTION

Les changeurs directs de fréquence à modulation sinusoïdale sont des convertisseurs dont la fréquence de la tension de sortie est un sous-multiple, entier ou non de la fréquence de la tension d'entrée. Leur commande est basée sur la modulation sinusoïdale des fonctions d'existence ou de leurs complémentaires.

La limitation de la fréquence de sortie est due à la présence, dans le spectre des tensions de sortie, d'harmoniques de fréquence très faible, voire

nulle dans certains cas. Ces harmoniques de faible rang sont très gênants en particulier quand la charge est une machine tournante. De plus, ils sont difficiles à éliminer et exigent des filtres importants.

L'étude de ces harmoniques a été faite analytiquement par B.R. PELLY (8) Ce calcul a nécessité des hypothèses simplificatrices sur le développement en série des fonctions d'existence afin d'obtenir les expressions des harmoniques de tension et de courant.

Nous introduisons ici une méthode de simulation des tensions de sortie permettant des résultats plus précis que ceux obtenus par la méthode analytique. Nous étudierons ensuite les courants d'entrée et leurs harmoniques en supposant les courants de sortie sinusoïdaux. Puis, nous comparerons nos résultats à ceux obtenus par la méthode analytique en présentant les avantages de cette méthode.

II - SIMULATION DE LA TENSION DE SORTIE

Le convertisseur dont on désire simuler la tension de sortie est toujours un changeur direct de fréquence à sortie triphasée. On simule l'une des trois tensions de sortie, les deux autres sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ et de $\frac{4\pi}{3}$ respectivement. Les tensions d'entrée composent une source polyphasée à 3p phases.

La démarche suivie pour la simulation des différentes tensions est toujours la même. Après, la présentation du montage dont on désire simuler les tensions de sortie et les courants d'entrée, on détermine analytiquement les équations régissant la conduction des semi-conducteurs. Puis on choisit le semi-conducteur convenable reliant la branche d'entrée à la branche de sortie correspondante.

II.1. Simulation de l'onde de sortie du cycloconvertisseur

II.1.1. Cas du cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à trois

11.1.1.1. Montage étudié

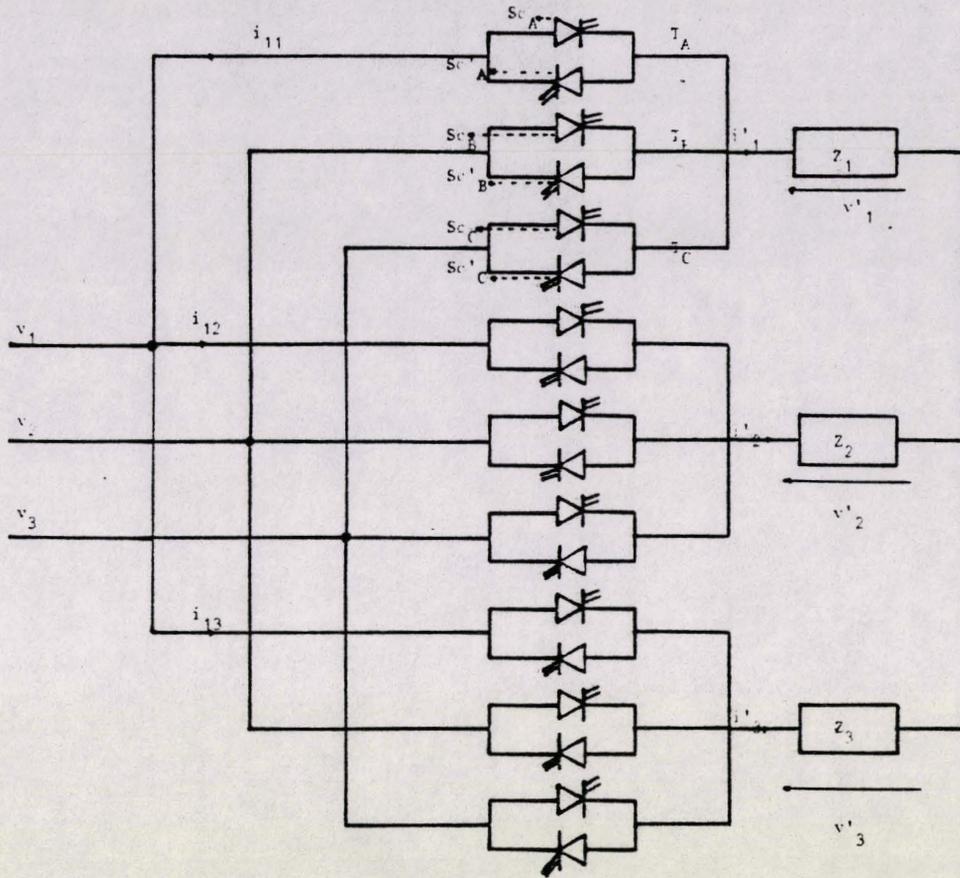


Figure 2.1.

Le convertisseur de la figure 2.1. composé de 9 interrupteurs bidirectionnels reliant trois entrées d'un système triphasé équilibré à trois charges montées en étoile. La commande des interrupteurs doit être telle que les fondamentaux des trois tensions de sorties forment un système triphasé équilibré.

Pour le fonctionnement en cycloconvertisseur, les semi-conducteurs adaptés à la commande sont commandables à l'amorçage et les commutations au blocage sont naturelles. Les composants sont donc des thyristors.

11.1.1.2. Calcul des instants d'amorçage

La tension de sortie d'un cycloconvertisseur est formée par une tension "positive" quand le courant est positif et une tension "négative" quand il est négatif. Il faut déterminer les instants d'amorçage des semi-conducteurs pour les deux types de modulation. Les angles d'amorçage utilisables sont

ceux qui conduisent à un type de tension de même signe que le courant de sortie.

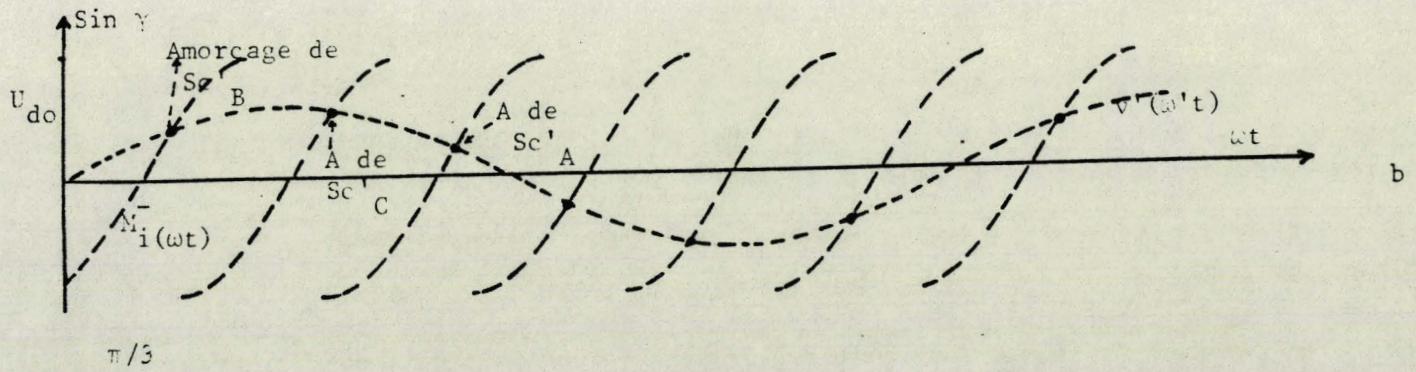
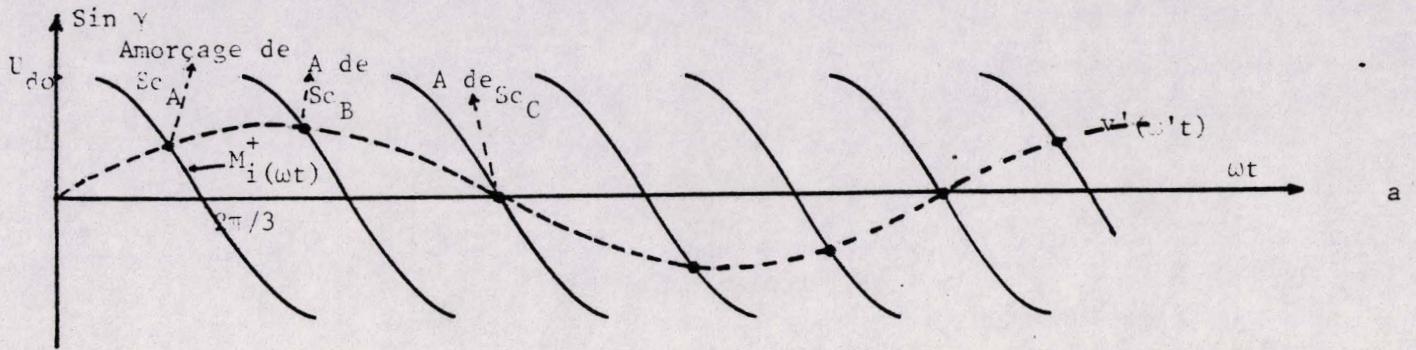


Figure 2.2.

Les instants d'allumage des interrupteurs sont les abscisses des points d'intersection de l'onde de référence avec l'une ou l'autre des séries d'ondes de modulation correspondant à chaque type de tension de sortie (Cf. chapitre I)

L'onde de modulation M_i^+ (ωt) a pour valeur :

$$M_i^+ (t) = \begin{cases} U_{do} & \text{pour } \omega t = 2i \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \\ 0 & \text{pour } \omega t = 2i \frac{\pi}{3} + \frac{2\pi}{3} \\ -U_{do} & \text{pour } \omega t = 2i \frac{\pi}{3} + \frac{7\pi}{6} \end{cases}$$

$$i = 0, 1, 2, \dots$$

$$\text{Or pour } 2i \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq 2i \frac{\pi}{3} + \frac{7\pi}{6}$$

$$M_i^+ (\omega t) = U_{do} \sin (\omega t - \phi)$$

Si $\omega t = 2i \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}$, on a alors :

$$M_i^+ (2i \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}) = U_{do} = U_{do} \sin (2i \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} - \phi)$$

Donc :

$$2i \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} - \phi = \frac{\pi}{2} \rightarrow \phi = (2i-1) \frac{\pi}{3}$$

D'où :

$$M_i^+ (\omega t) = U_{do} \sin (\omega t - (2i-1) \frac{\pi}{3})$$

$$(4i+1) \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq (4i+7) \frac{\pi}{6} \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

Les instants d'allumage des semi-conducteurs conduisant à une tension de sortie du type positif répondent à l'équation suivante :

$$V'\sqrt{2} \sin \omega' t_i = U_{do} \sin (\omega t_i - (2i-1) \frac{\pi}{3}) \quad (4i+1) \frac{\pi}{6} \leq \omega t_i \leq (4i+7) \frac{\pi}{6}$$

$$\frac{V'\sqrt{2}}{U_{do}} \sin \frac{\omega'}{\omega} \omega t_i = U_{do} \sin (\omega t_i - (2i-1) \frac{\pi}{3})$$

$\frac{\omega'}{\omega} = \frac{f'}{f}$ est le rapport des fréquences sortie/entrée, appelé F

$\frac{V'\sqrt{2}}{U_{do}}$ est le coefficient de réglage de l'amplitude, appelé R

$$\omega t_i = \theta_i$$

D'où :

$$R \sin F \theta_i = \sin (\theta_i - (2i-1) \frac{\pi}{3}) \quad (4i+1) \frac{\pi}{6} \leq \theta_i \leq (4i+7) \frac{\pi}{6}$$

Les angles d'amorçage sont donc les solutions de l'équation E_1 :

$$E_1 = R \sin F \theta_i - \sin(\theta_i - (2i-1) \frac{\pi}{3}) = 0 \quad (1)$$

De même, $M_i^-(\omega t)$ vaut :

$$M_i^-(\omega t) = \begin{cases} -U_{do} & \omega t = 2i \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \\ 0 & \omega t = 2i \frac{\pi}{3} + \frac{2\pi}{3} \\ U_{do} & \omega t = 2i \frac{\pi}{3} + \frac{5\pi}{6} \end{cases}$$

$i = 0, 1, 2, \dots$

$$M_i^-(2i \frac{\pi}{3} + \frac{5\pi}{6}) = U_{do} = U_{do} \sin (2i \frac{\pi}{3} + \frac{5\pi}{6} - \phi)$$

Donc :

$$2i \frac{\pi}{3} + \frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{2} = \phi$$

D'où :

$$\phi = (2i+1) \frac{\pi}{3}$$

$$M_i^-(\omega t) = U_{do} \sin(\omega t - (2i+1) \frac{\pi}{3})$$

$$(4i-1) \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq (4i+5) \frac{\pi}{6}$$

La commande conduisant à une tension du type négatif implique des instants d'allumage qui sont les solutions de :

$$V\sqrt{2} \sin \omega' t_i = U_{do} \sin(\omega t_i - (2i+1) \frac{\pi}{3})$$

D'où l'équation E_2 :

$$E_2 = R \sin F \theta_i - \sin(\theta_i - (2i+1) \frac{\pi}{3}) \quad (2)$$

Les θ_i sont les instants de commande des semi-conducteurs quand l'expression E_2 vaut zéro.

11.1.1.3. Programme de simulation

L'organigramme général de la méthode utilisée pour simuler la tension de sortie est celui de la figure 2.3. Il reste valable pour tous les types de changeurs de fréquence à modulation sinusoïdale.

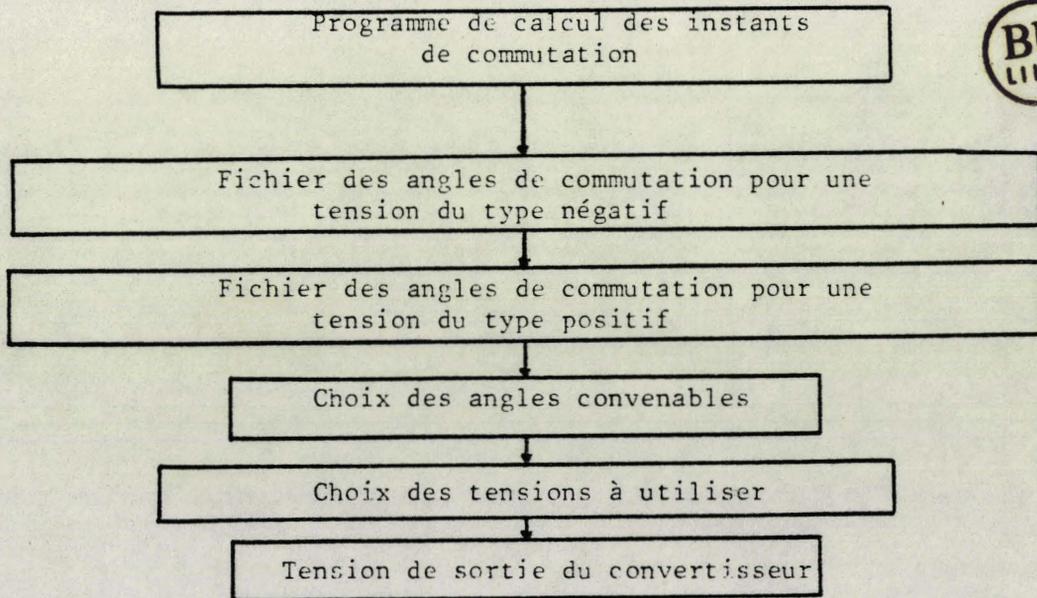


Figure 2.3.

Les instants de commande dépendent de deux paramètres : le premier est R lié à la valeur de la tension de sortie souhaitée. Le second est F, proportionnel à la fréquence de sortie.

A partir de ces deux paramètres R et F, le programme calcule les instants de commutation sur le nombre de périodes PR de tension de sortie voulu. La résolution des équations (1) et (2) est faite par la méthode de la dichotomie. Les deux séries d'angles X, Y sont gardés dans deux fichiers distincts.

Le programme utilise le déphasage ϕ' du courant de sortie par rapport à la tension pour remplir un troisième fichier Z. Quand le courant est positif, les angles correspondant à la tension "positive" sont stockés dans ce fichier. Quand il est négatif, le fichier est rempli des valeurs des angles conduisant à une tension "négative".

Ainsi, entre 0 et ϕ' , Z est rempli par les angles de Y dont la valeur est inférieure à ϕ' (fichier des angles à tension "négative"). De ϕ' à $\frac{T}{2} + \phi'$, on transfère dans Z les valeurs de X compris entre ϕ' et T/2 et ainsi de suite.

Le tri effectué, le fichier Z se compose des valeurs des angles correspondant soit à une modulation des fonctions d'existence soit à leurs complémentaires. Pour simuler la tension de sortie, il suffit de placer entre deux angles consécutifs la tension correspondante.

La tension d'entrée utilisable entre deux angles X(I) et X(I-1) a pour expression :

$$v = V\sqrt{2} \sin \left(\omega t - 2(I+2) \frac{\pi}{3} \right)$$

Celle correspondant à Y(I) et Y(I-1) est :

$$v = V\sqrt{2} \sin \left(\omega t - 2I \frac{\pi}{3} \right)$$

La période de l'onde de sortie est échantillonnée en N points. L'intervalle entre deux angles sera constitué de plusieurs échantillons. Ils vont re-

présenter de façon discrète l'une ou l'autre des tensions d'entrée.

Quand deux angles consécutifs de Z conduisent à des types de tensions de sortie de même nature, le passage d'un angle à un autre implique le passage d'une tension d'entrée à la suivante. Ainsi quand on passe de Z(J) à Z(J+1) la tension passe de $V\sqrt{2} \sin(\omega t - 2(I+2) \frac{\pi}{3})$ à $V\sqrt{2} \sin(\omega t - 2(I+1) + 2) \frac{\pi}{3}$.

Dans le cas contraire, le programme explorera les fichiers X et Y pour trouver l'angle X(I) ou Y(I) égal à Z(J). La tension à utiliser sera soit $V\sqrt{2} \sin(\omega t - 2(I+2) \frac{\pi}{3})$ ou $V\sqrt{2} \sin(\omega t - 2I \frac{\pi}{3})$.

Au bout de ces traitements la tension de sortie ayant une fréquence fixée f' , une amplitude V'_m dont le courant est déphasé de ϕ' , est synthétisée sur un nombre de points N. Un algorithme permet de tracer cette tension sous forme graphique.

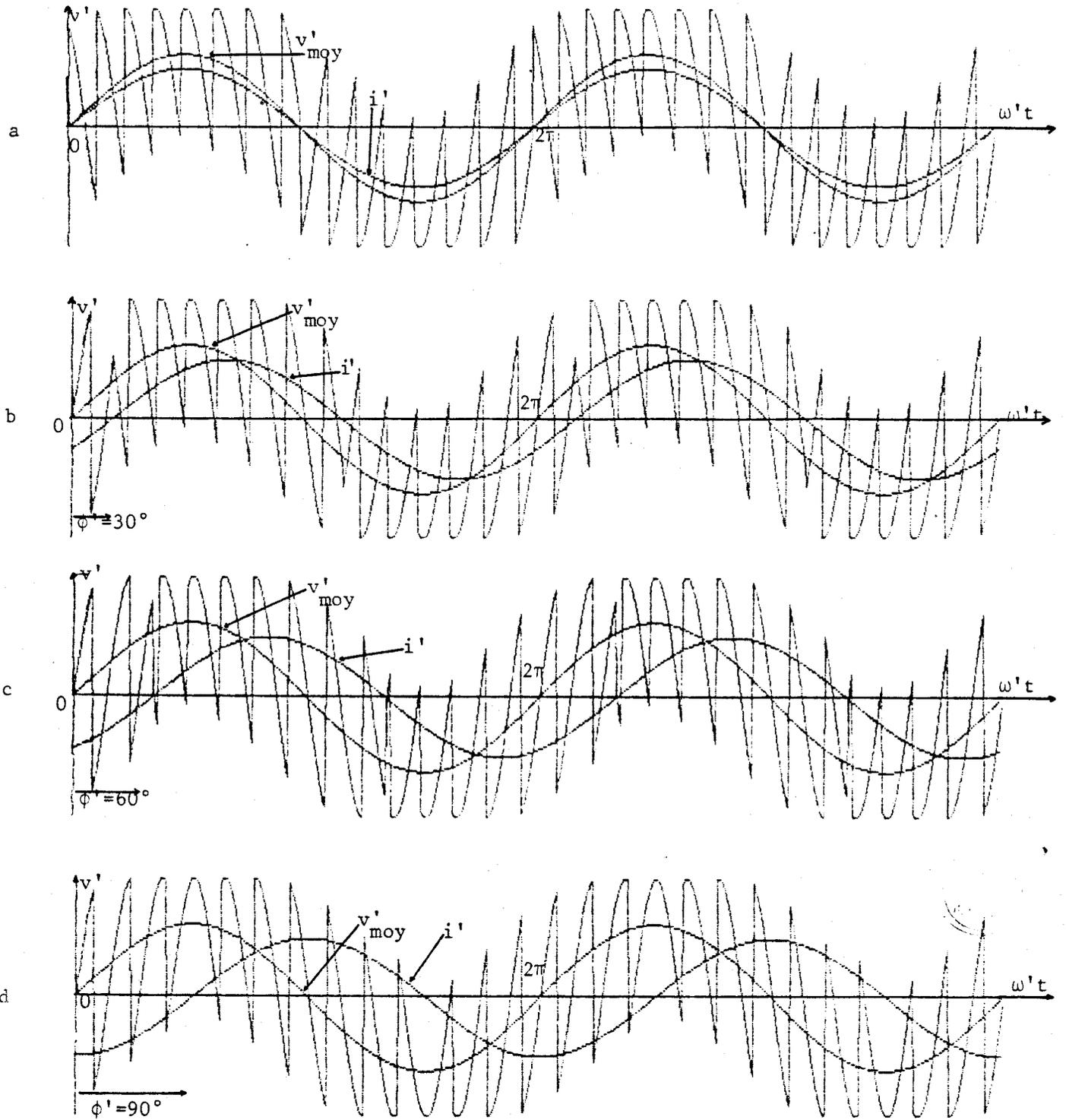
II.1.1.4. Exemples de tensions de sortie simulées

La figure 2.4. illustre quatre exemples de tension de sortie d'un cyclo-convertisseur d'indice 3 et dont la fréquence de sortie est réglée à 10Hz. On a représenté de plus dans chaque exemple la valeur moyenne de la tension de sortie ainsi que le fondamental du courant de sortie.

Dans le cas du débit sur résistance pure, la tension est du type positif (brusque augmentation de la tension à chaque commutation) quand la valeur moyenne de la tension est positive et inversement (le courant est en phase avec la tension).

Dans le cas d'un débit sur R, L ou sur L, le passage du courant de sortie de l'alternance négative à l'alternance positive conduit au passage de la tension du type négatif au type positif.

Le programme permet l'étude et la simulation des tensions de sortie sur un nombre d'échantillons N quelconque et sur un nombre de période PR quelconque.



Tension de sortie pour un cycloconvertisseur pour

$F=0.2$, $R = 0.75$ et $p=3$

- a : $\phi' = 0$
- b : $\phi' = 30^\circ$
- c : $\phi' = 60^\circ$
- d : $\phi' = 90^\circ$

Figure 2.4.

II.1.2. Simulation de la tension de sortie d'un cycloconvertisseur d'indice 6

II.1.2.1. Schéma de montage

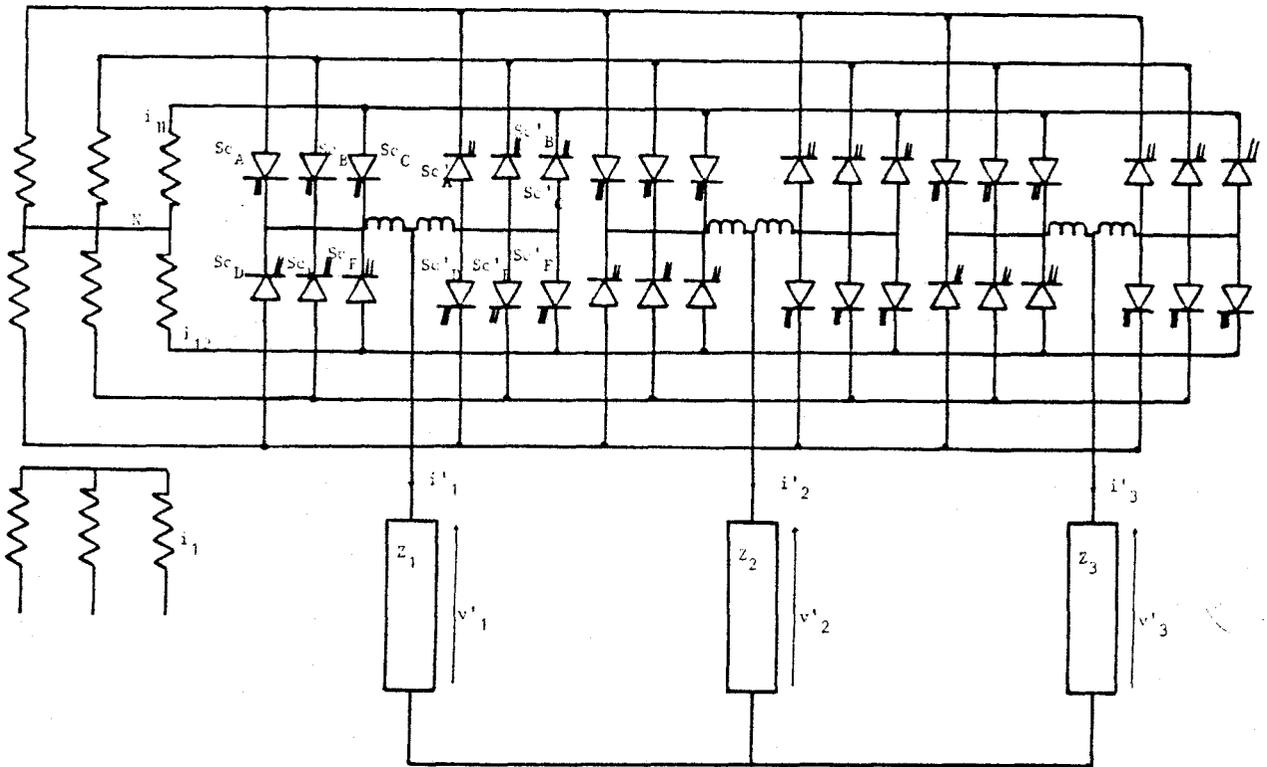


Figure 2.5.

Le montage de la figure 2.5. est le montage le plus usuel pour la construction d'un convertisseur direct d'indice de pulsation égal à 6. Il nécessite l'utilisation de 18 interrupteurs bidirectionnels. La source est un transformateur triphasé à six secondaires. La charge est supposée triphasée équilibrée montée en étoile (ou en triangle).

11.1.2.2. Calcul des instants d'amorçage

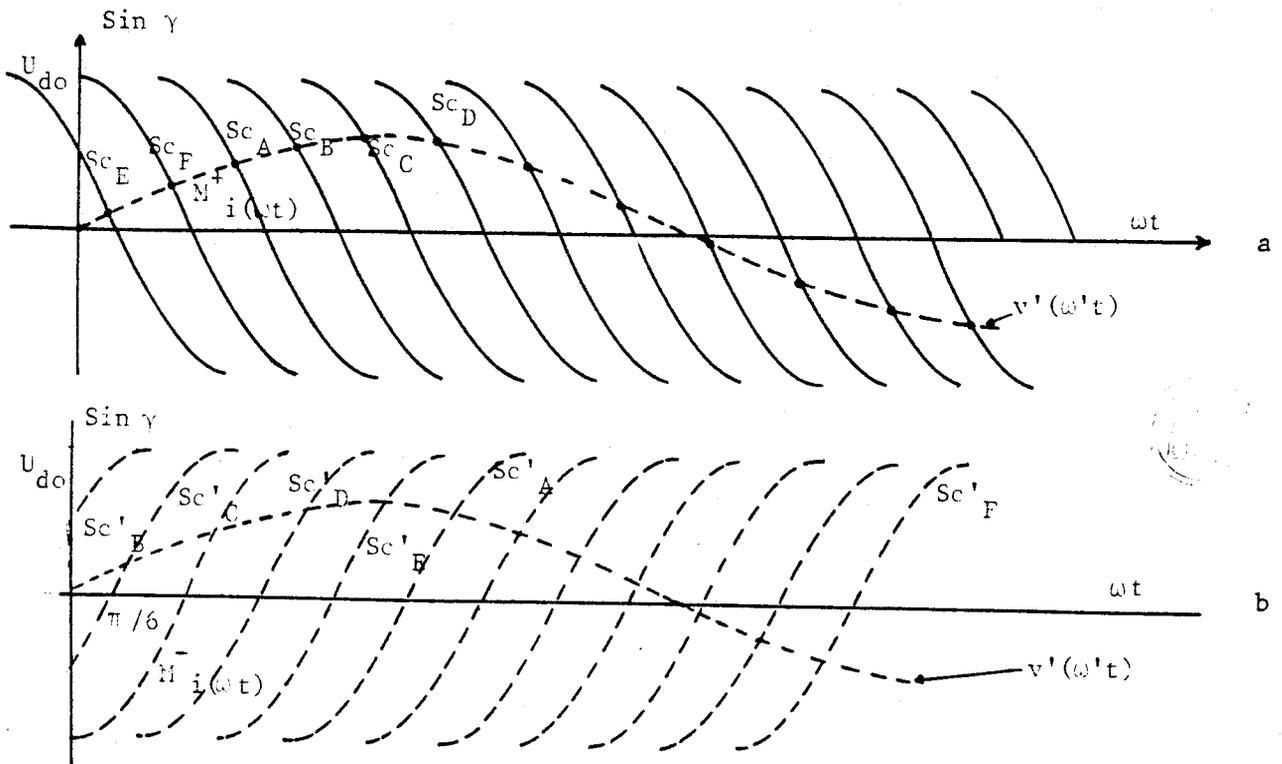


Figure 2.6.

La sortie étant équilibrée, il suffit de faire l'étude de la tension de sortie sur la phase A. Les instants d'amorçage des thyristors sont les points communs de l'onde de référence et des deux séries d'ondes de modulation. Les ondes de modulation sont ici des demi-sinusoïdes décalées les unes par rapport aux autres de $\frac{\pi}{3}$.

Les ondes de modulation conduisant à une tension du type positif ont pour équation :

$$M_i^+(\omega t) = U_{do} \sin(\omega t - (2i-3) \frac{\pi}{6})$$

$$\frac{i\pi}{3} \leq \omega t \leq (i+3)\pi$$

$$i = 0, 1, 2, \dots$$

L'autre série aura pour équation :

$$M_i^-(\omega t) = U_{do} \sin(\omega t - (2i+3)\frac{\pi}{6})$$

$$i\pi/3 \leq \omega t \leq (i+3)\pi$$

pour $i = 0, 1, 2, \dots$

Les instants de commutation sont tels que :

$$V'\sqrt{2} \sin \omega't_i = U_{do} \sin(\omega t - (2i-3)\pi/6)$$

et

$$V'\sqrt{2} \sin \omega't_i = U_{do} \sin(\omega t - (2i+3)\pi/6)$$

Ils seront donc les solutions θ_i des deux équations :

$$F_1 = R \sin F \theta_i - \sin(\theta_i - (2i-3)\pi/6) \quad (3)$$

et

$$F_2 = R \sin F \theta_i - \sin(\theta_i - (2i+3)\pi/6) \quad (4)$$

II.1.2.3. Simulation et exemples

Le principe de simulation est le même que celui d'un cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à trois. Le passage d'une série d'angles à l'autre utilise le même critère. Cependant, les tensions d'entrée à utiliser changent.

Ainsi, la tension à introduire entre $X(I)$ et $X(I-1)$ est :

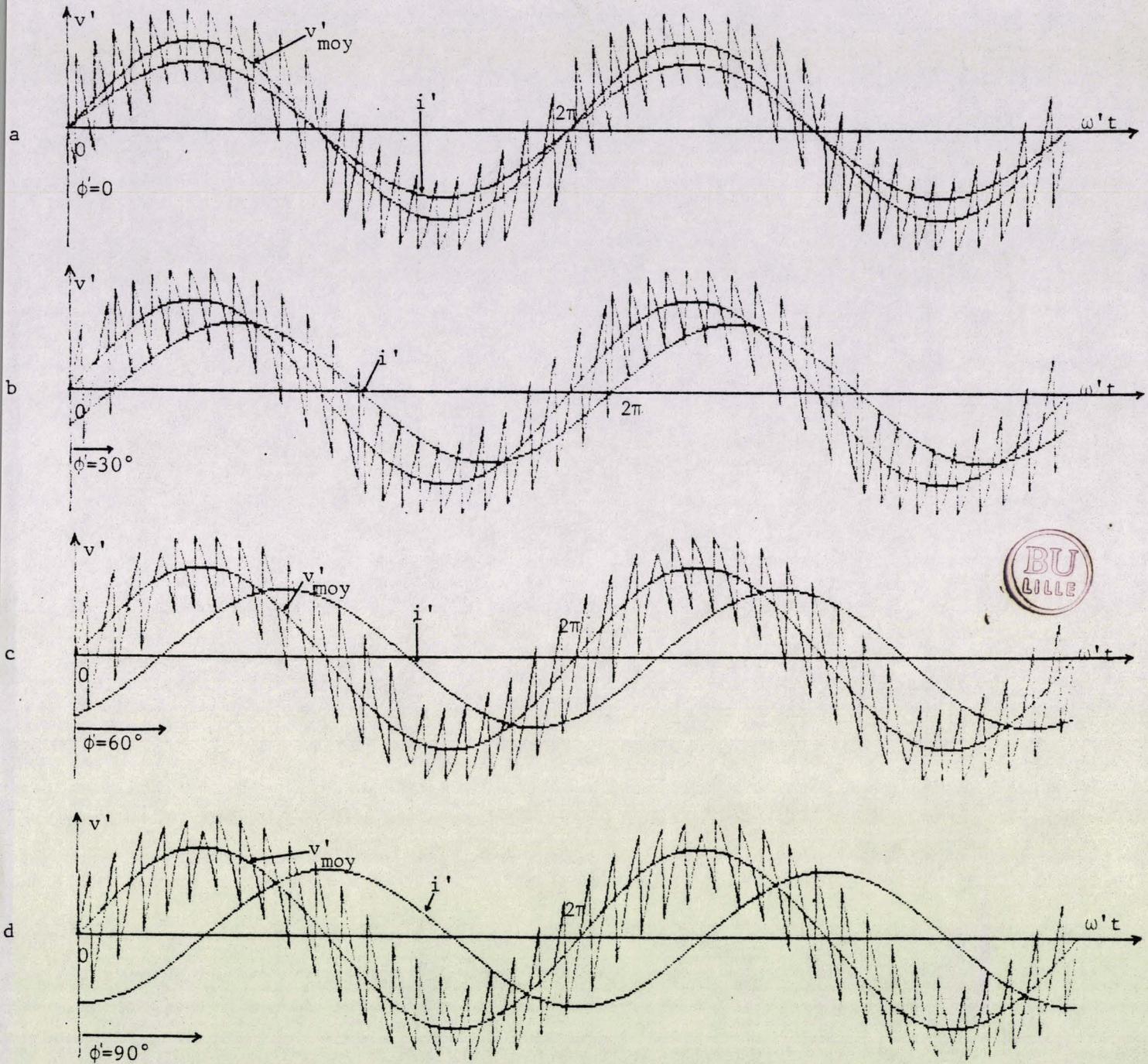
$$v = V\sqrt{2} \sin(\omega t - (I+2)\frac{\pi}{3})$$

Celle entre $Y(I)$ et $Y(I-1)$ est :

$$v = V\sqrt{2} \sin(\omega t - (I-1)\frac{\pi}{3})$$

La figure 2.7. met en évidence les formes d'onde des tensions de sortie du cycloconvertisseur d'indice 6 quand la charge varie ($\phi' = 0, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$).

Il est à noter l'amélioration de la forme d'onde due au passage de l'indice 3 à l'indice 6.



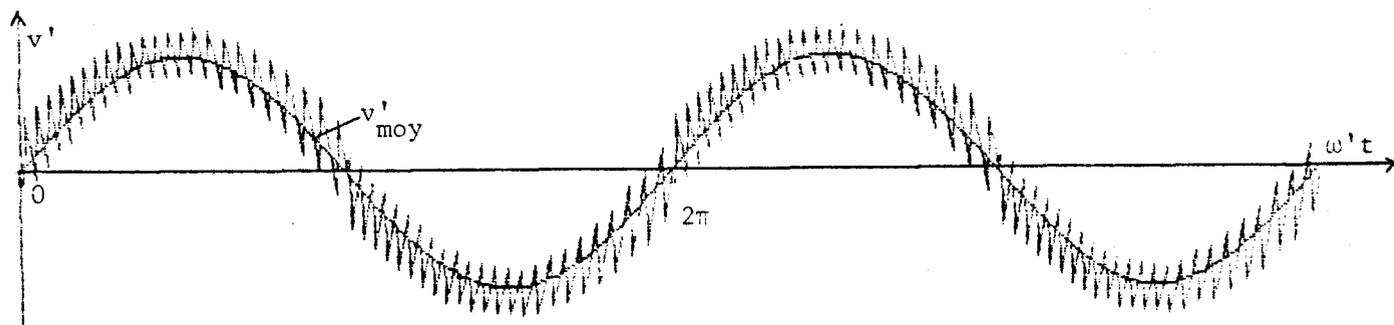
Tensions de sortie d'un cycloconvertisseur
pour $F = 0.25$, $R = 0.75$ et $p = 6$

- a : $\phi' = 0$
- b : $\phi' = 30^\circ$
- c : $\phi' = 60^\circ$
- d : $\phi' = 90^\circ$

Figure 2.7.

La tension est visiblement moins ondulée autour de sa valeur moyenne. Elle se rapproche de sa valeur moyenne d'autant plus que l'indice de pulsation est plus élevé.

La figure 2.8., représentant la tension de sortie simulée d'un cycloconvertisseur d'indice 12, en est une illustration.



$$F = 0.25, R = 0.75, p = 12$$

Figure 2.8.

II.2. Simulation de la tension de sortie d'un convertisseur du type CDFFC

La marche en cycloconvertisseur permet l'utilisation de composants commandables à l'amorçage qui fonctionnent en commutation naturelle. Mais, cette commande entraîne une consommation d'énergie réactive.

Afin de contrôler cette énergie réactive, on modifie la commande en modulation sinusoïdale du convertisseur. En agissant sur le décalage entre le passage du courant de sortie de l'alternance négative à l'alternance positive et le début de l'utilisation de l'onde "positive" dans la tension de sortie, on règle l'énergie réactive. Ce décalage est mesuré par un angle δ (cf Chap. 1). Les montages sont donc les mêmes pour un cycloconvertisseur et pour un CDFFC de même indice de pulsation. Seules leurs commandes diffèrent.

II.2.1. Convertisseur du type CDFFC d'indice 3

Le montage étudié est donc celui de la figure 2.1. Les angles de conduction des composants sont les mêmes que ceux obtenus pour un cycloconvertisseur de même indice ayant les mêmes caractéristiques à l'entrée et à la sortie.

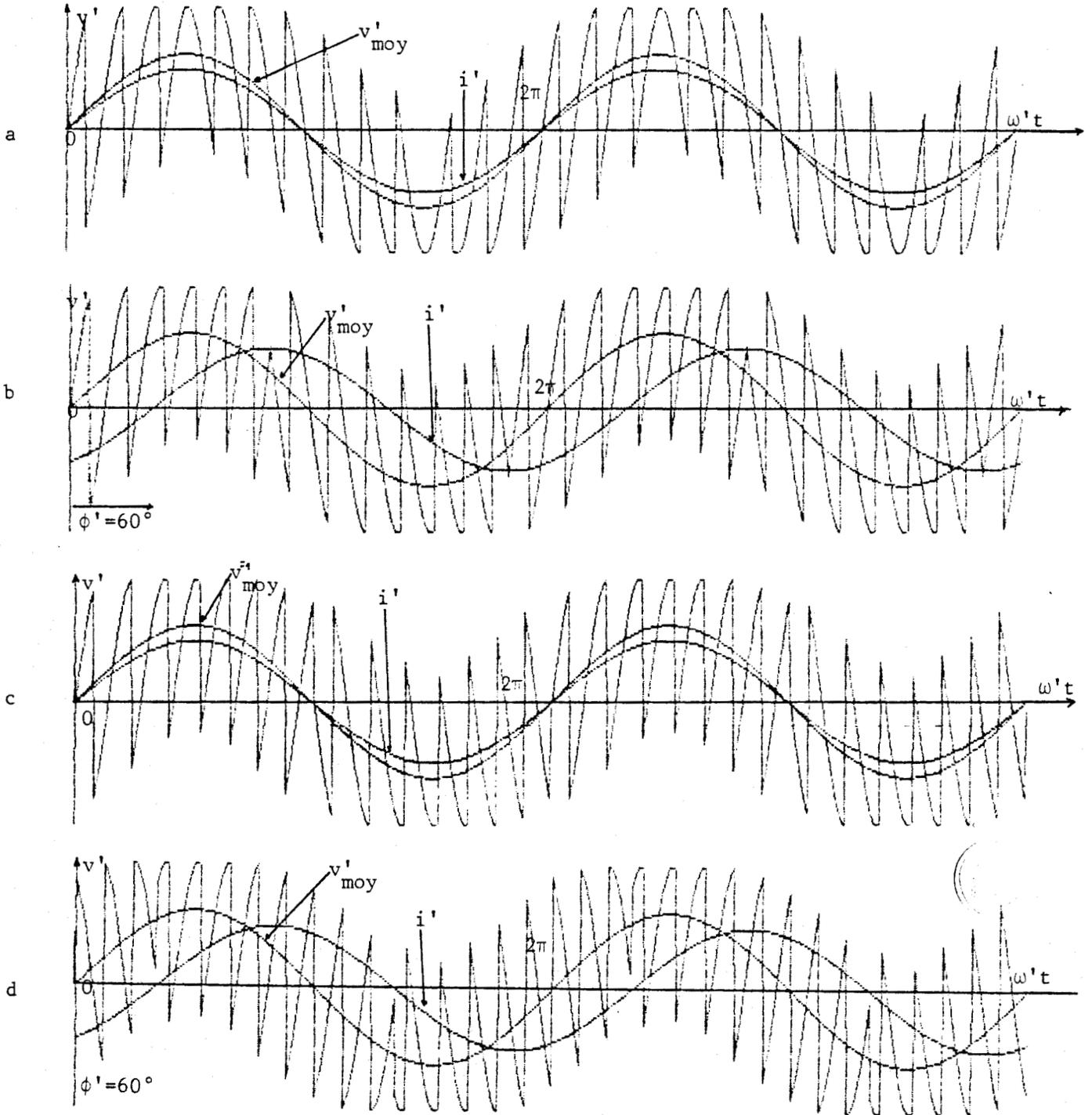
La seule différence se trouve au niveau de l'algorithme de tri des angles des deux fichiers et leur stockage dans Z.

Le critère de passage d'un fichier à l'autre n'est plus l'angle ϕ' (déphasage du courant de sortie/tension), mais l'angle $\phi' + \delta$. δ varie de zéro à 180° à l'échelle de la période de sortie.

La figure 2.9. illustre quatre exemples de tensions de sortie. On peut remarquer que le fonctionnement est l'inverse que celui du cycloconvertisseur quand $\delta = 180^\circ$. La tension est du type positif quand le courant est négatif et inversement. Quand $\delta = 90^\circ$, les types de tensions utilisés sont décalés de 90° . Dans le premier cas ($\delta = 180^\circ$), le convertisseur crée du réactif; dans le second, l'énergie réactive est annulée.

II.2.2. Convertisseur du type CDFFC d'indice 6

Seul le critère de sélection des angles diffère de celui du programme de simulation du cycloconvertisseur d'indice 6. De ce fait, nous avons constitué un programme unique pour les deux convertisseurs où le critère est $\phi' + \delta$. Dans le cas du cycloconvertisseur, $\delta = 0$ la figure 2.10 montre les tensions de sortie pour $\phi' = 0^\circ$, $\delta = 90^\circ$, puis $\delta = 180^\circ$, puis pour $\phi' = 30^\circ$ et $\delta = 90^\circ$, $\delta = 180^\circ$. La fréquence de sortie est de 12.5 Hz.



Tensions de sortie d'un CDFFC

$F = 0.2$, $R = 0.75$, $P = 3$

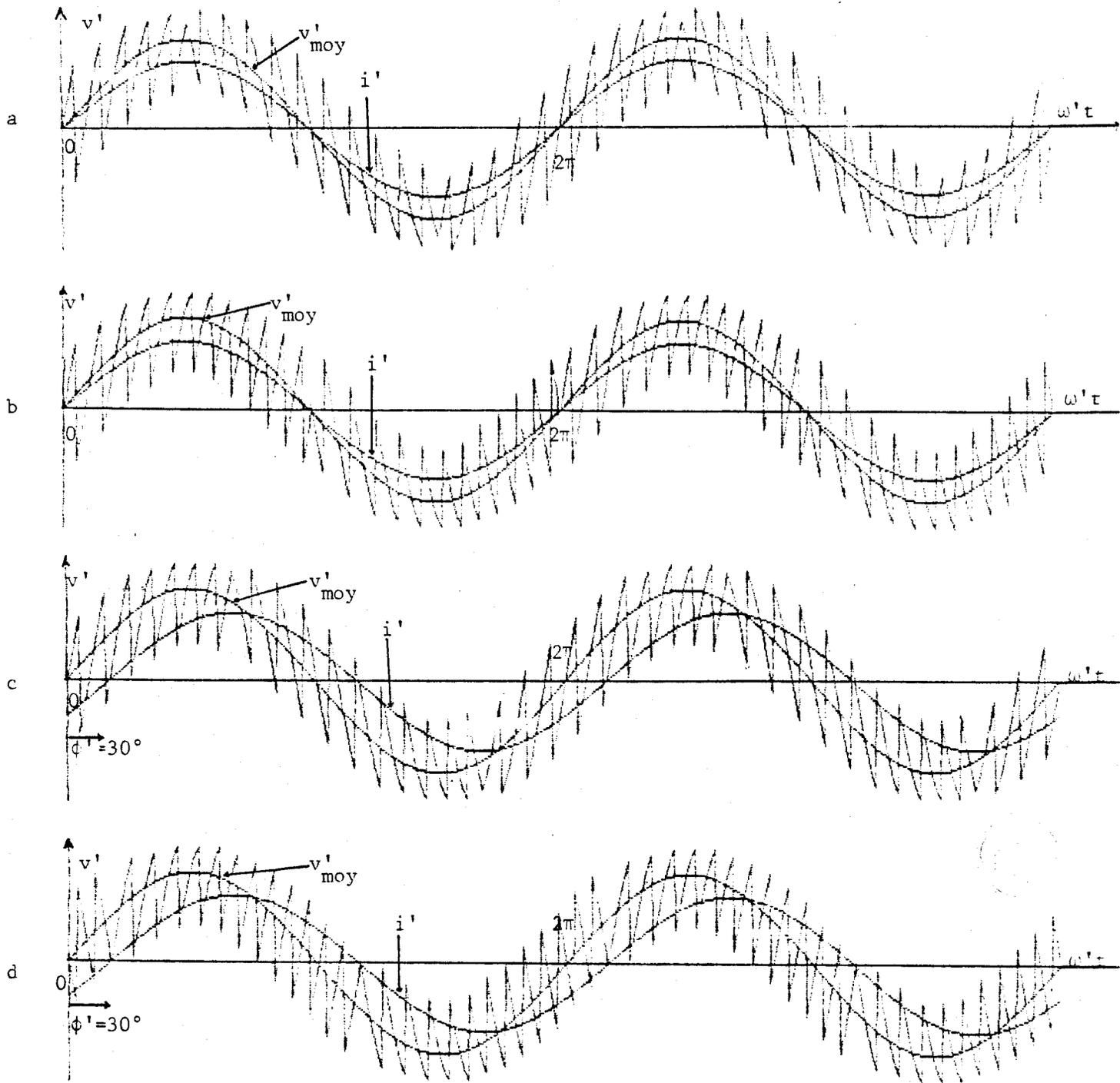
a : $\phi' = 0$ $\delta = 90^\circ$

b : $\phi' = 60^\circ$ $\delta = 90^\circ$

c : $\phi' = 0$ $\delta = 180^\circ$

d : $\phi' = 60^\circ$ $\delta = 180^\circ$

Figure 2.9.



Tensions de sortie d'un CDFFC

$$f = 0.25 \quad R = 0.75 \quad p = 6$$

$$a : \phi' = 0 \quad \delta = 90^\circ$$

$$b : \phi' = 0 \quad \delta = 180^\circ$$

$$c : \phi' = 30^\circ \quad \delta = 90^\circ$$

$$d : \phi' = 30^\circ \quad \delta = 180^\circ$$

Figure 2.10.

II.3. Simulation de la tension de sortie d'un convertisseur du type UDFFC

II.3.1. Tension de sortie d'un convertisseur UDFFC d'indice 3

Un convertisseur du type UDFFC (Unity Displacement Factor Frequency Changer) est composé de deux convertisseurs analogues à celui de la figure 2.1. Les deux convertisseurs ont les mêmes entrées, le premier est commandé en modulation des fonctions d'existence (tension de sortie du type positif), le second en modulation des fonctions d'existence complémentaires. Les deux commandes doivent engendrer la même valeur moyenne des deux tensions de sortie.

Chaque branche du système triphasé de sortie d'un convertisseur est reliée à celle qui est en phase dans l'autre convertisseur par une bobine d'inductance à point milieu.

Le programme de simulation calcule les instants d'amorçage des semi-conducteurs de chacun des convertisseurs. Les équations ont été données en (1) et (2). La tension du type positif est fermée par la succession des tensions :

$$v_i = V\sqrt{2} \sin (\omega t - 2(i+2) \frac{\pi}{3})$$

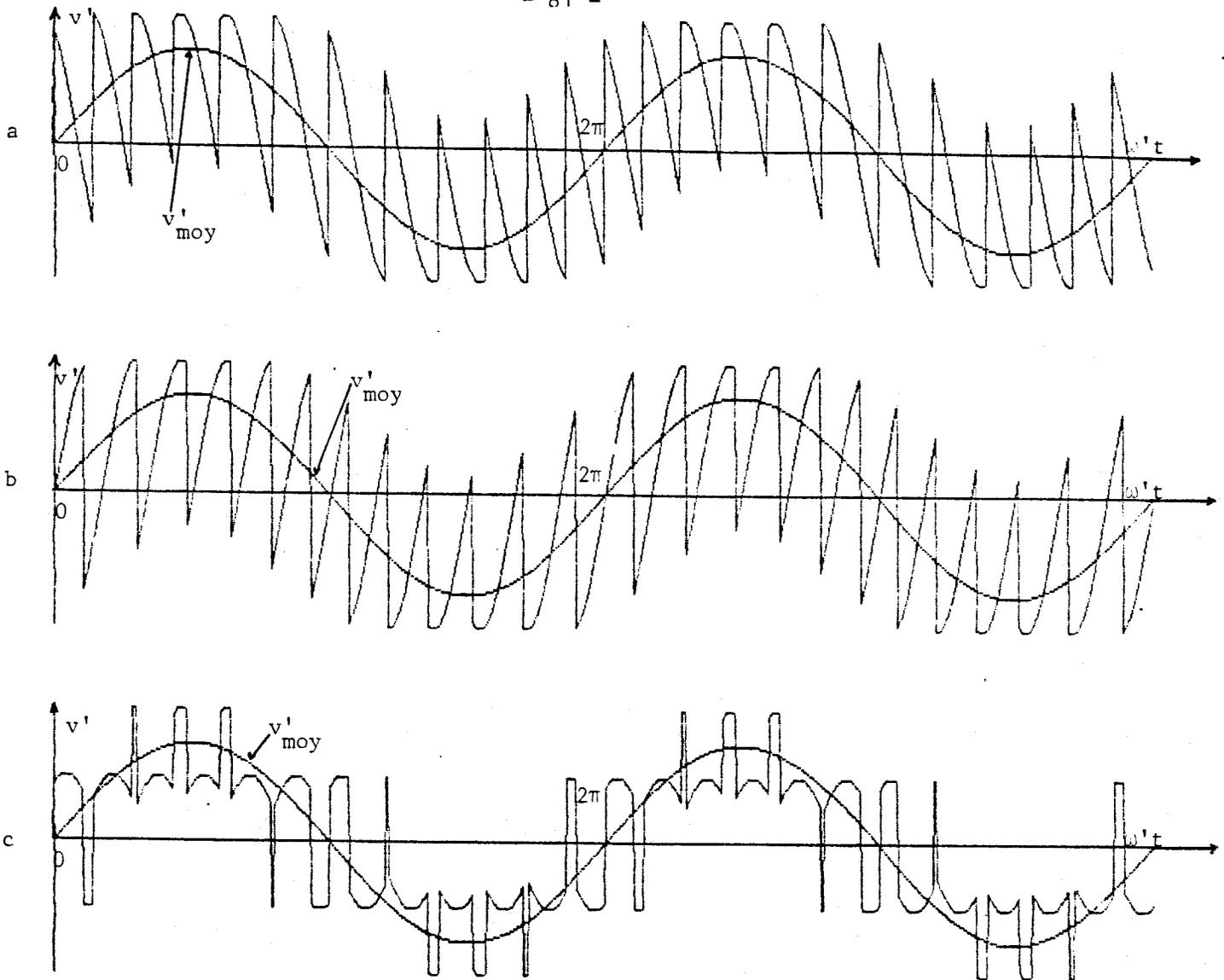
$$i = 1, 2, \dots$$

La tension de sortie du type négatif de l'autre convertisseur correspond aux tensions v_i

$$v_i = V\sqrt{2} \sin (\omega t - 2i \frac{\pi}{3})$$

$$i = 1, 2, \dots$$

La tension de sortie de l'UDFFC est la somme des deux tensions précédentes. La figure 2.11. montre la tension à la sortie du premier convertisseur, celle à la sortie du second et la troisième est celle de la tension de sortie de l'UDFFC. La tension de sortie ne dépend plus du courant de sortie. L'amélioration de la qualité de l'onde de tension comparée à celle obtenue par un CDFFC est visible.



a : Tension de sortie de CF1
b : Tension de sortie de CF2
c : Tension de sortie de l'UDFFC
pour $F = 0.25$, $R = 0.75$, $\phi' = 0$, $p = 3$

Figure 2.11.

II.3.2. Tension de sortie d'un convertisseur UDFFC d'indice 6

Un UDFFC d'indice 6 est formé de l'association de deux convertisseurs analogues à celui de la figure 2.5. Les principes d'association et de commande des deux convertisseurs sont les mêmes que ceux du paragraphe II.3.1.

Les angles de conduction du premier convertisseur sont les solutions de l'équation :

$$R \sin F \theta_i - \sin (\theta_i - (2i-3) \pi/6) = 0 \quad i = 1, 2, \dots$$

Les tensions utilisées entre les angles sont :

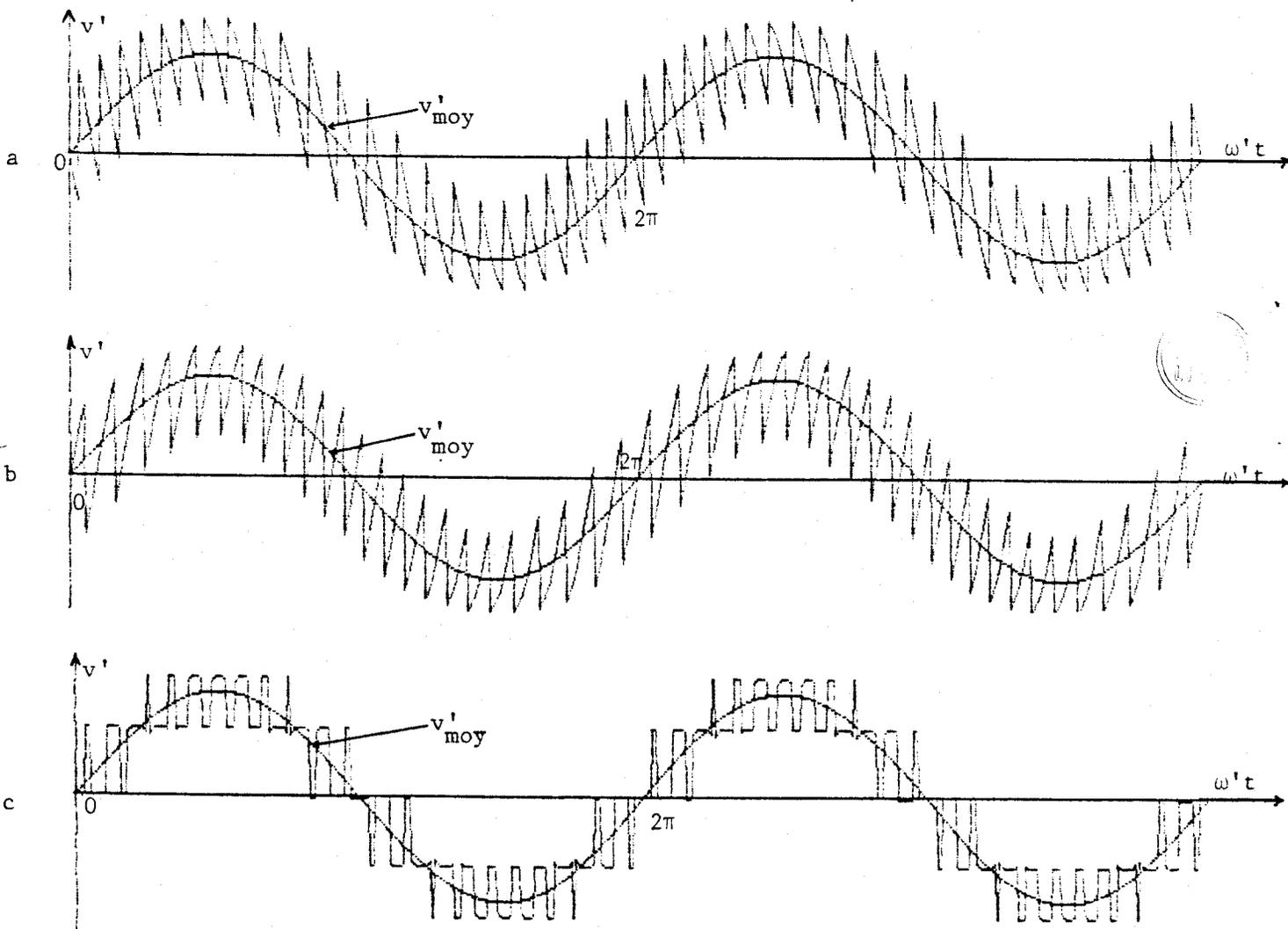
$$v_i = V\sqrt{2} \sin (\omega t - (i+2) \frac{\pi}{3}) \quad i = 1, 2, \dots$$

Ceux de l'autre changeur direct de fréquence correspond à :

$$R \sin F \theta_i - \sin (\theta_i - (2i+3) \pi/6) = 0 \quad i = 1, 2, \dots$$

impliquant l'utilisation dans la tension de sortie des tensions v_i d'entrée

$$v_i = V\sqrt{2} \sin (\omega t - (i-1) \frac{\pi}{3}) \quad i = 1, 2, \dots$$



a : Tension de sortie de CF1
 b : Tension de sortie de CF2
 c : Tension de sortie de l'UDFFC
 pour $F = 0.25$, $R = 0.75$, $\phi' = 0$, $p = 6$

Figure 2.12.

La figure 2.12. présente le résultat de simulation de la tension de sortie d'un UDFFC d'indice 6 dont la fréquence est de 12.5 Hz et dont le rapport R vaut 0.75.

Les algorithmes de simulation élaborés permettent donc la simulation des tensions de sortie de n'importe quel type de changeur de fréquence à modulation sinusoïdale. L'étude de ces tensions peut être très précise car on peut avoir des tensions échantillonnées avec une précision de l'ordre de $\frac{1}{10}$ de degré à l'échelle de la période d'entrée.

III - SIMULATION DES COURANTS D'ENTREE

III.1. Simulation des courants d'entrée d'un convertisseur CDFFC

III.1.1. Simulation des courants d'entrée d'un CDFFC d'indice 3

Pour établir le programme permettant la simulation des courants d'entrée, on suppose le récepteur tel que les courants qui le traversent, sont équilibrés et sinusoïdaux. Les courants pris à la source évidemment non sinusoïdaux, étant identiques au décalage de $\frac{1}{3}$ et $\frac{2}{3}$ de période près, on ne simulera que le courant i_1 par exemple. Le programme réalisé est relatif à un CDFFC commandé avec un angle δ quelconque. Le cas particulier $\delta = 0$ correspond à un fonctionnement en cycloconvertisseur. Le schéma du convertisseur simulé est le suivant :

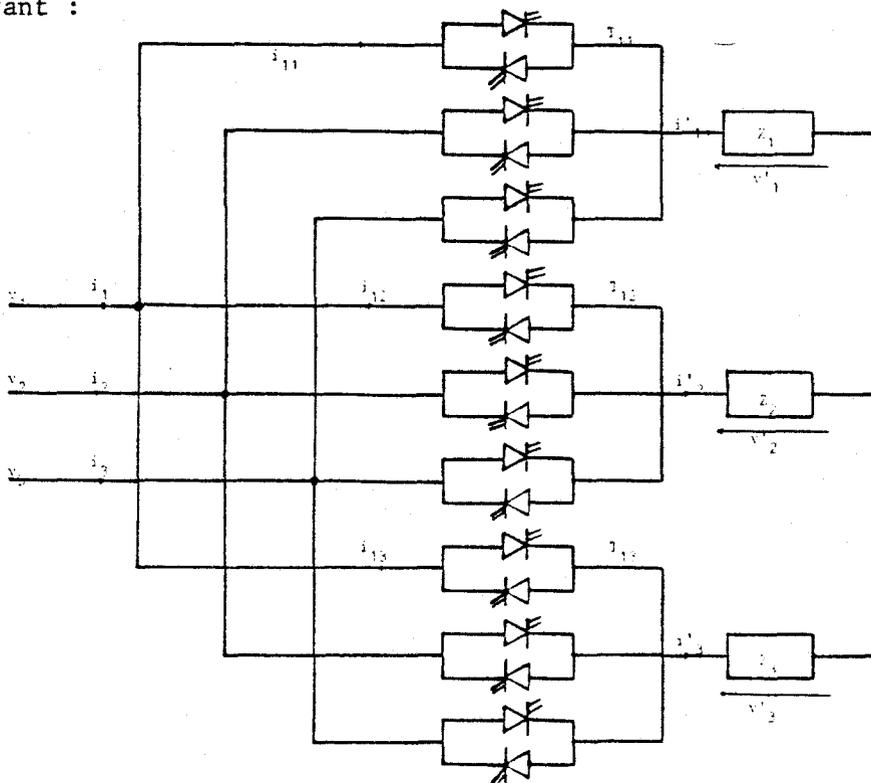


Figure 2.13.

La simulation du courant d'entrée i_1 est effectuée à partir des courants i_{11} , i_{12} et i_{13} traversant respectivement les interrupteurs T_{11} , T_{12} et T_{13} . Ces interrupteurs relient successivement la phase 1 aux trois phases de sortie.

Le principe de déroulement du programme est le suivant :

Le programme calcule puis trie les angles de commandes des trois séries d'interrupteurs aboutissant aux trois tensions de sortie. Les trois courants intermédiaires i_{11} , i_{12} et i_{13} sont calculés à l'aide de ces angles. Par exemple, quand l'angle X correspond à l'interrupteur T_{11} , le courant i_{11} est égal au courant de sortie i'_1 supposé sinusoïdal. Dans le cas contraire, le courant i_{11} est égal à zéro. Le courant d'entrée i_1 de la phase 1 est égal à la somme des trois courants i_{11} , i_{12} et i_{13} .

Le courant d'entrée est synthétisé par un nombre d'échantillons quelconque. L'algorithme utilisé permet sa simulation sur un nombre quelconque de périodes pour un déphasage ϕ du courant de sortie par rapport à la tension correspondante.

L'organigramme de cet algorithme est le suivant (Fig.2.14.) :

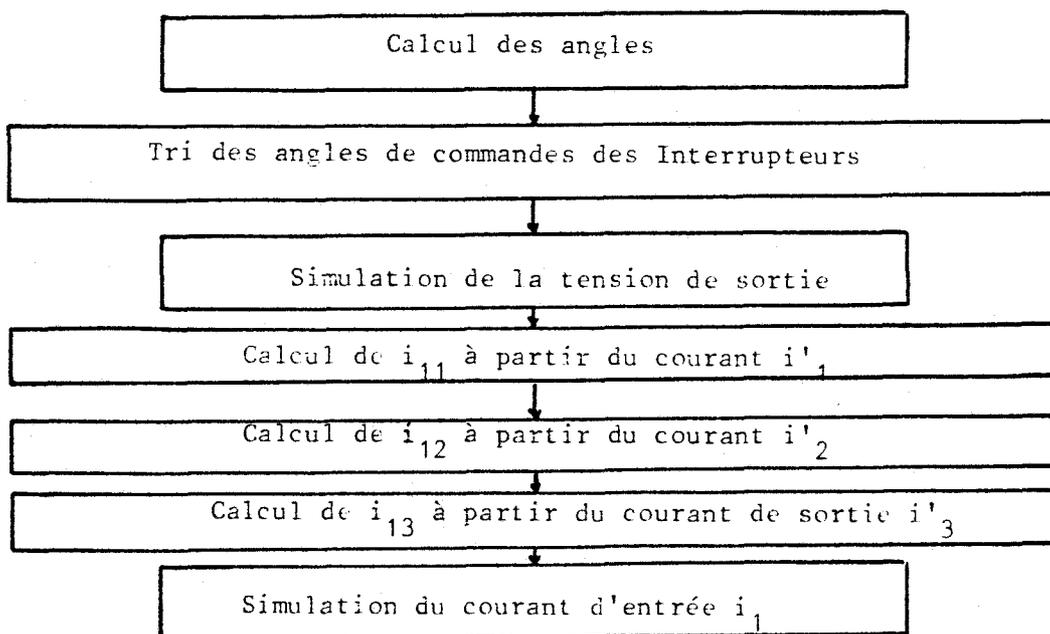


Figure 2.14.

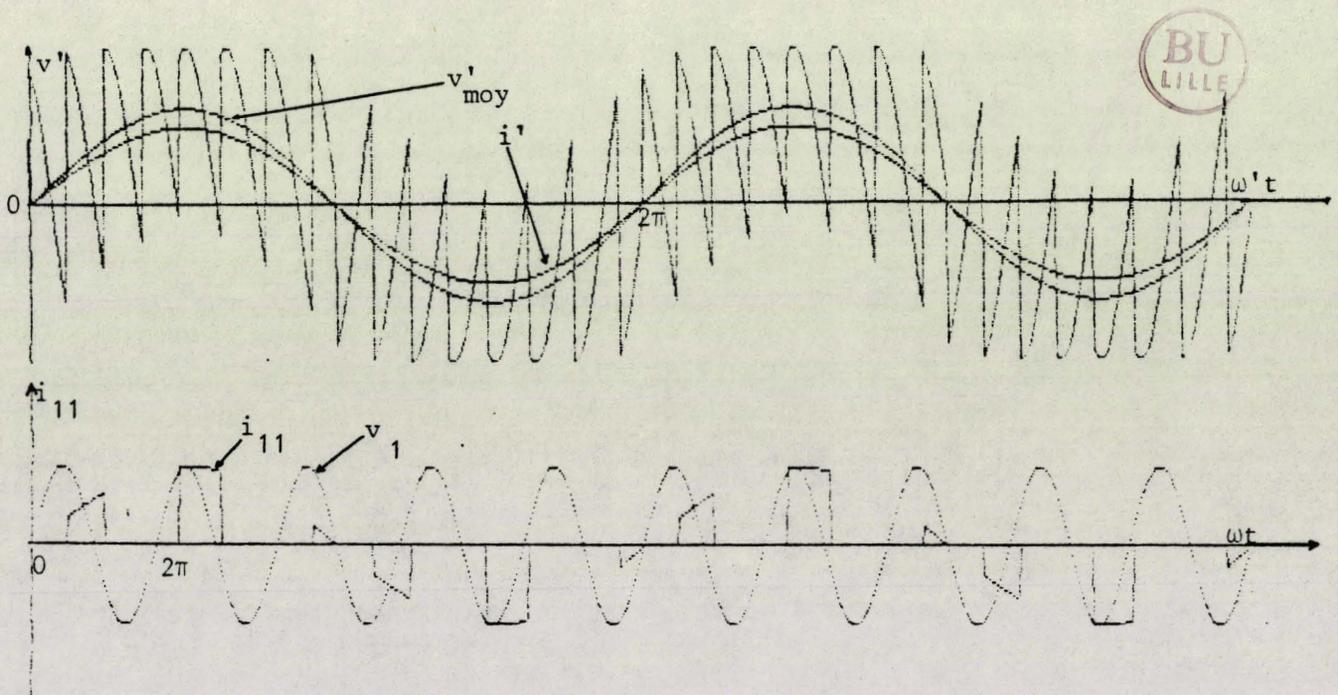
Le courant i_{11} est égal à i'_1 pendant les intervalles où la tension de sortie v'_1 est égale à la tension d'entrée v_1 . Quand v'_1 est égale à v_2 ou v_3 , le courant i_{11} est égal à zéro.

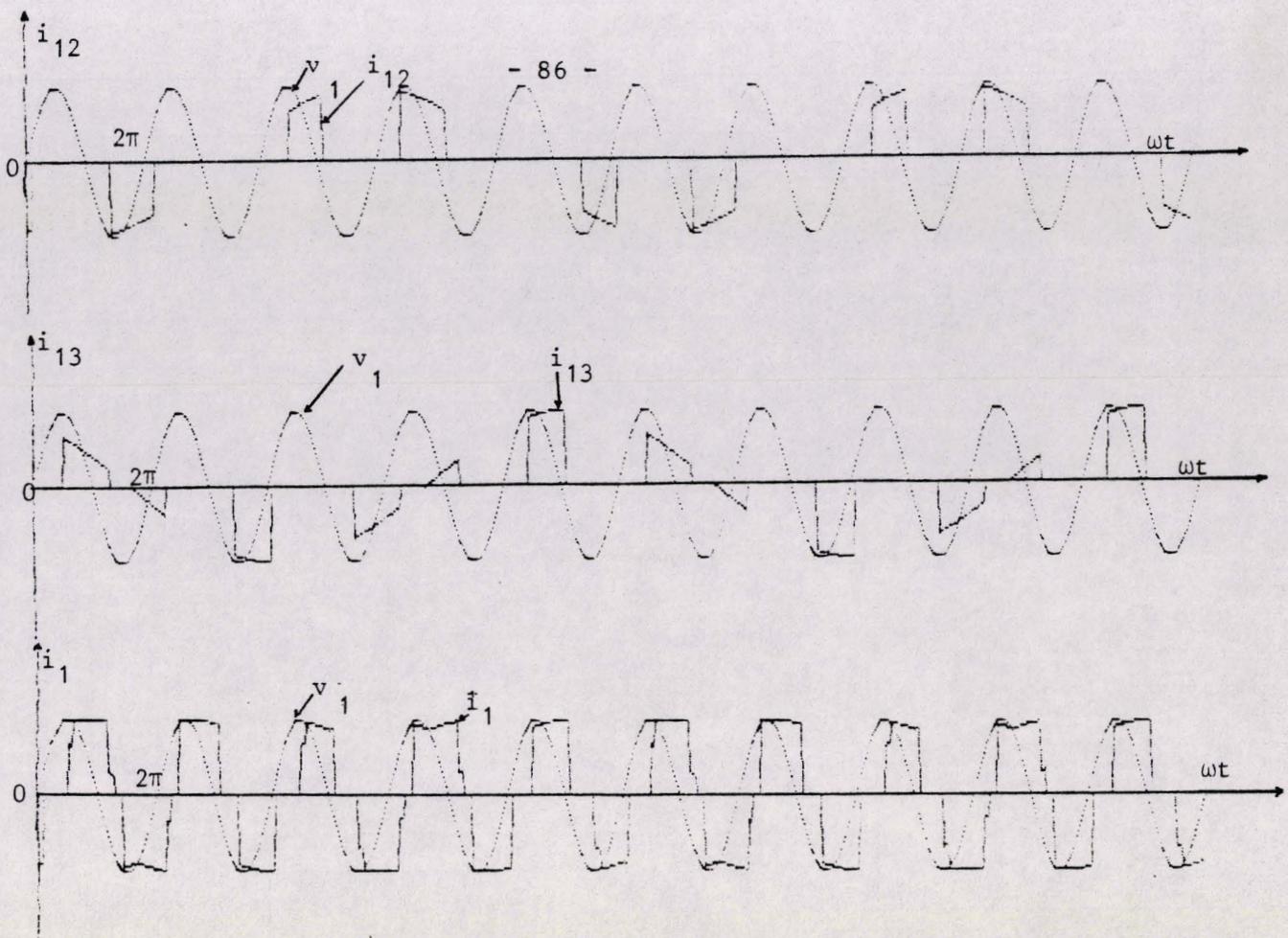
La figure 2.15. montre toutes les grandeurs caractéristiques du convertisseur de la figure 2.13. Il fonctionne dans ce cas en cycloconvertisseur avec un récepteur de $\cos \phi = 1$. La fréquence de sortie est de 10 Hz.

Il faut noter le déphasage arrière du fondamental du courant d'entrée i_1 par rapport à la tension d'entrée. Ce déphasage est lié au principe même du fonctionnement du cycloconvertisseur. Il conduit à une consommation d'énergie réactive.

La figure 2.16. illustre les tensions de sortie et les courants d'entrée simulés pour des récepteurs dont les arguments ϕ sont égaux à 30° , 60° et 90° à l'échelle des tensions de sortie. Le déphasage du fondamental du courant d'entrée par rapport à la tension correspondante est d'autant plus important que ϕ est grand. Il peut être réduit, annulé ou inversé en commandant le convertisseur pour le faire fonctionner en CDFFC à δ non nul.

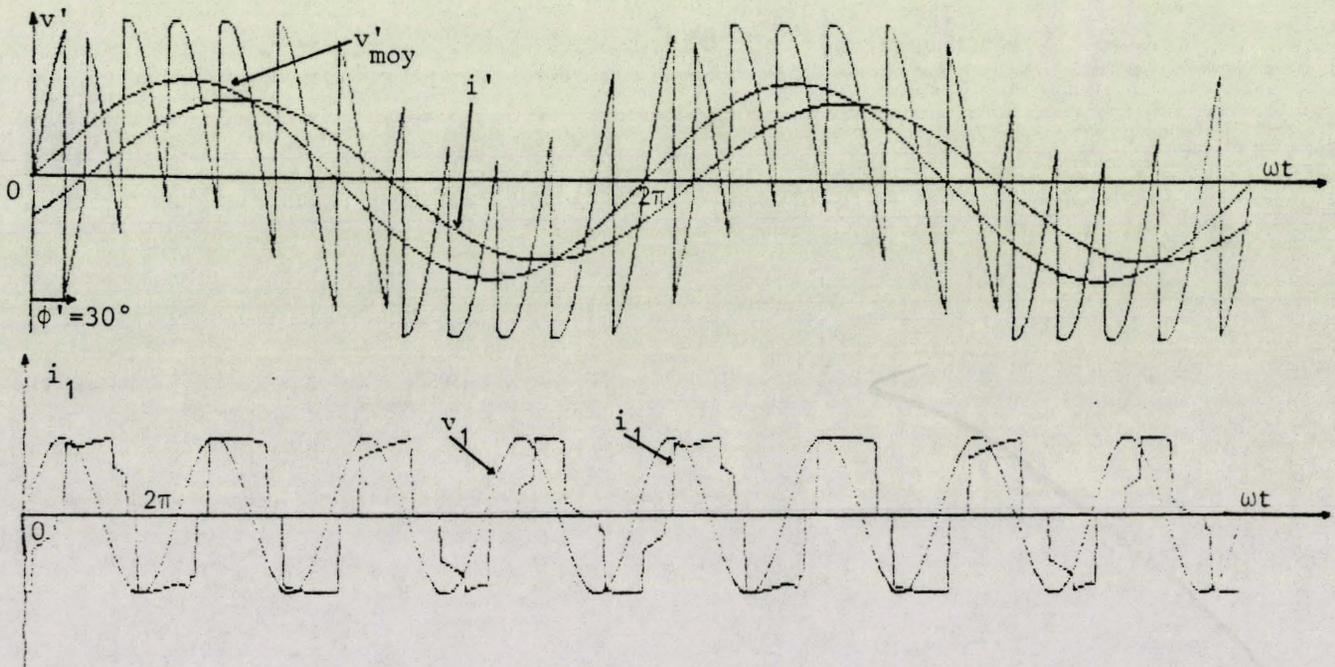
La figure 2.17. montre que quand $\delta = 90^\circ$, la création équilibre la consommation de réactif. Les alternances du courant i_1 sont centrées sur celles de la tension v_1 . Le fondamental de i_1 est en phase avec v_1 .

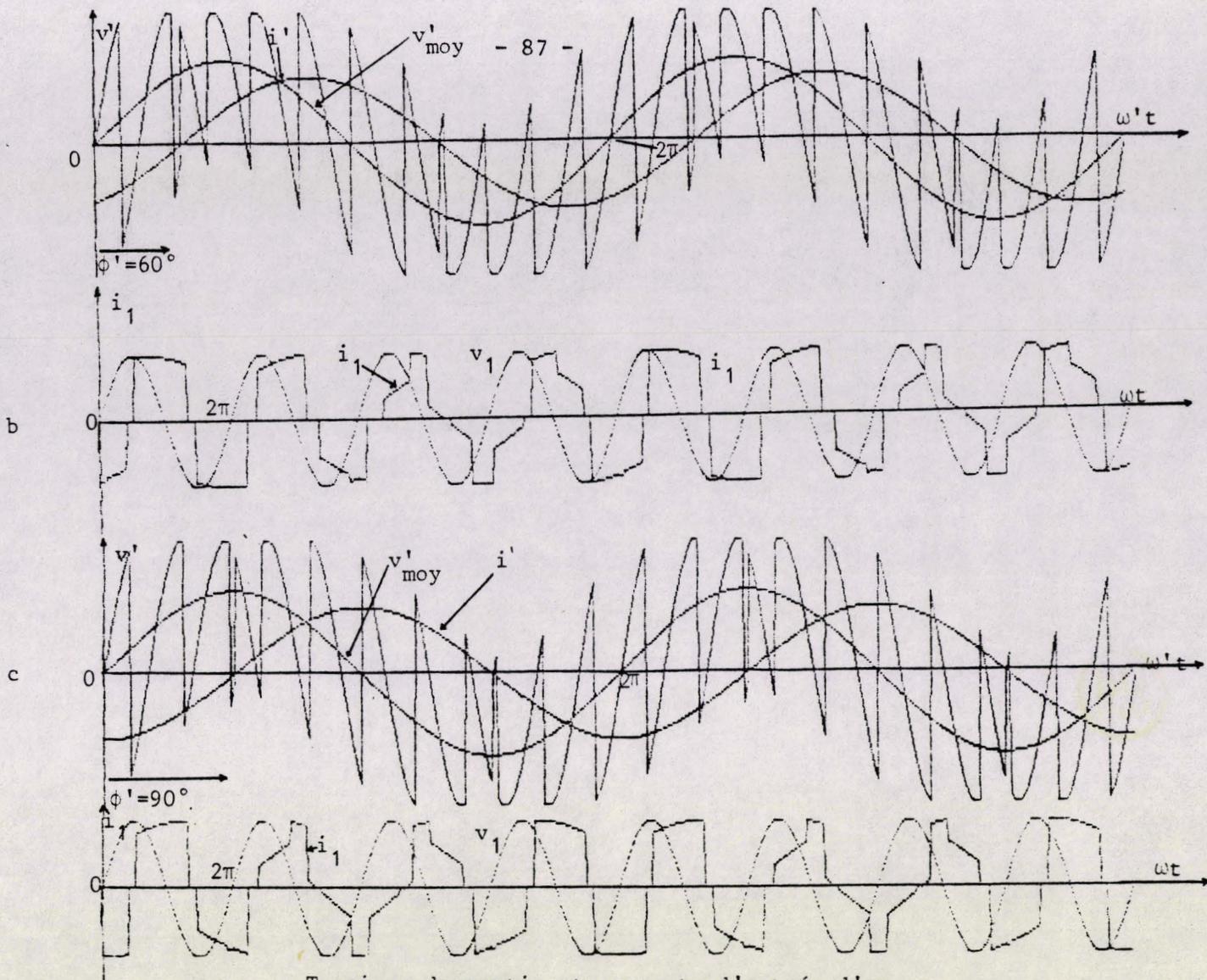




Tension de sortie et courants d'entrée d'un cycloconvertisseur avec $F = 0.2$, $R = 0.75$, $\phi' = 0$, $p = 3$, $\delta = 0$

Figure 2.15.



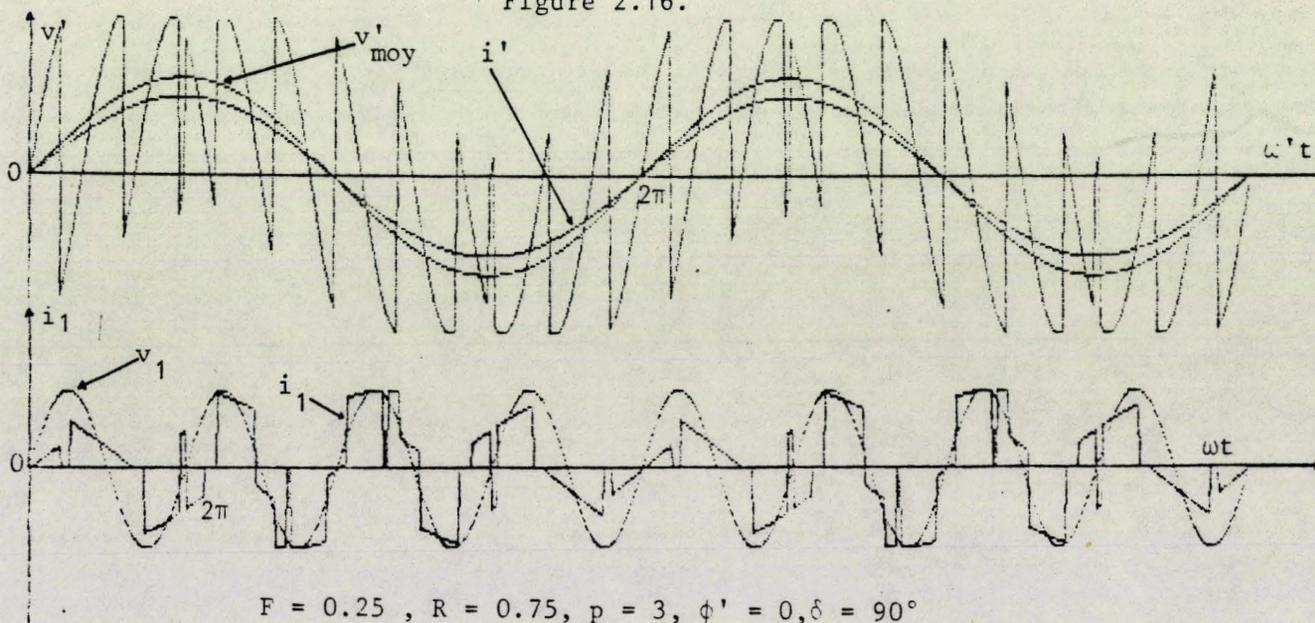


Tensions de sortie et courants d'entrée d'un cycloconvertisseur pour $F = 0.25$, $R = 0.75$, $p = 3$

$a : \phi' = 30^\circ$ $b : \phi' = 60^\circ$
 $c : \phi' = 90^\circ$



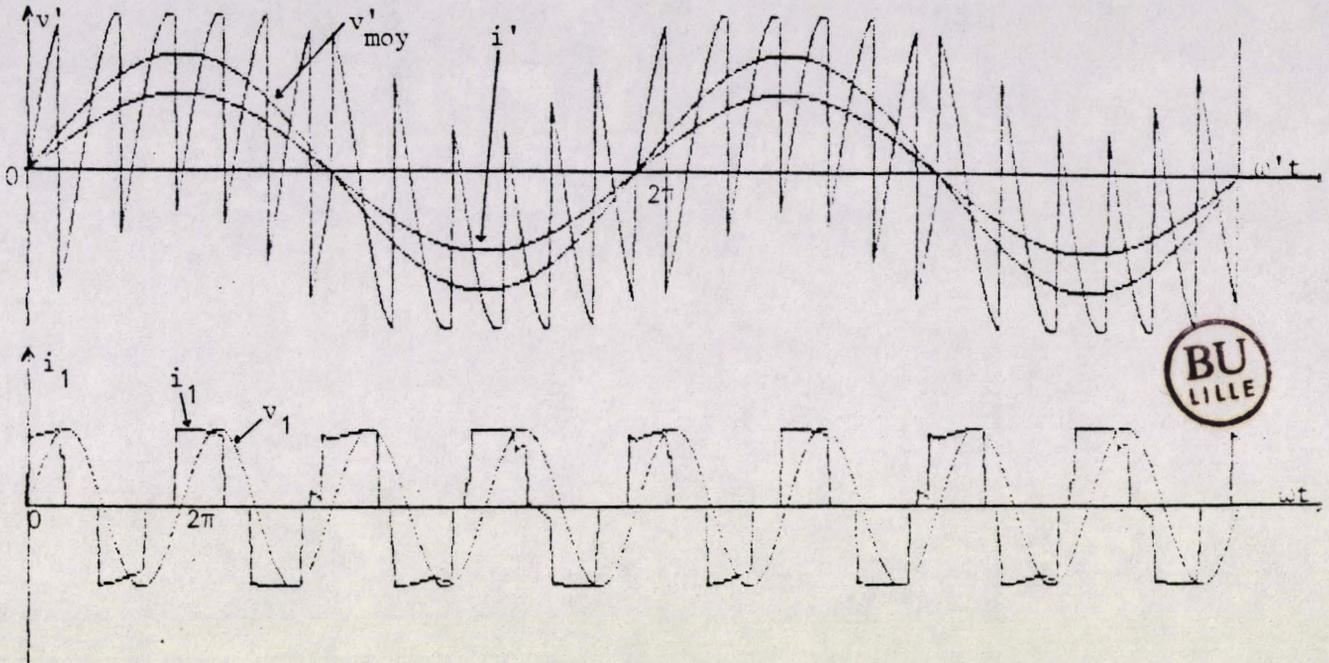
Figure 2.16.



$F = 0.25$, $R = 0.75$, $p = 3$, $\phi' = 0$, $\delta = 90^\circ$

Figure 2.17.

Le fonctionnement en cycloconvertisseur inversé est illustré à la figure 2.18. Quand $\delta = \pi$, le fondamental du courant d'entrée i_1 est en avance sur la tension. Le convertisseur, dans ce cas, fournit à la source de l'énergie réactive.



Tension de sortie et courant d'entrée d'un CDFFC pour $F = 0.25$, $\phi' = 0$, $\delta = 180^\circ$, $R = 0.75$

Figure 2.18.

III.1.2. Simulation des courants d'entrée d'un CDFFC d'indice 6

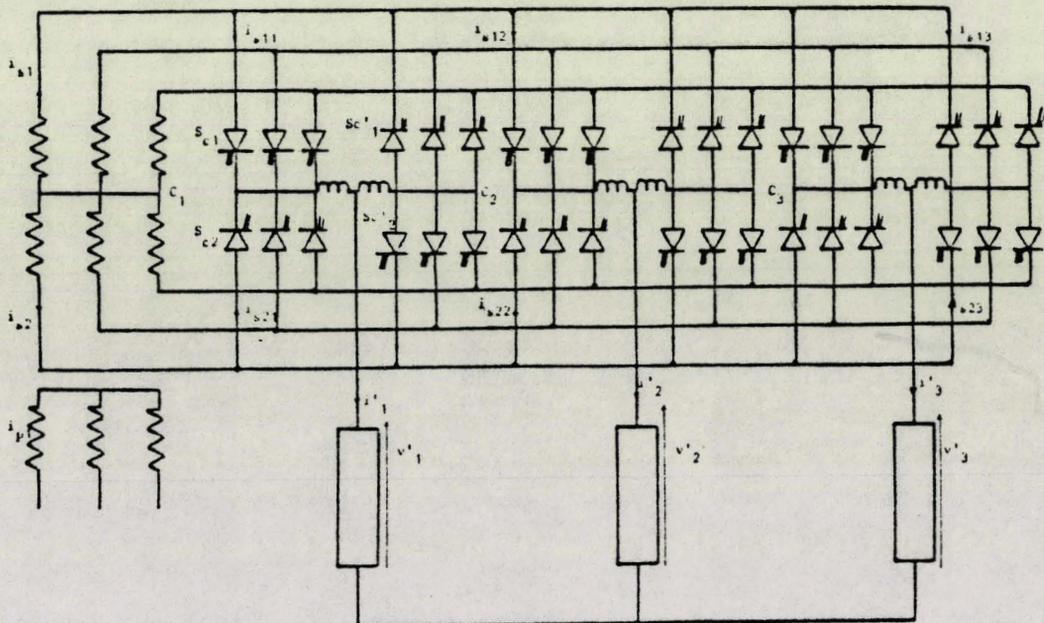


Figure 2.19.

La figure 2.19. illustre le convertisseur à simuler. Le transformateur comprend un primaire de n_1 spires et deux secondaires de n_2 spires chacun. En négligeant le courant magnétisant du transformateur, les équations de compensation des Ampère-tours par noyau magnétique donne :

$$n_1 i_{p1} = n_2 (i_{s1} - i_{s2})$$

avec

$$i_{s1} = i_{s11} + i_{s12} + i_{s13}$$

et

$$i_{s2} = i_{s21} + i_{s22} + i_{s23}$$

$$n_1 i_{p1} = n_2 (i_{s11} + i_{s12} + i_{s13} - i_{s21} - i_{s22} - i_{s23})$$

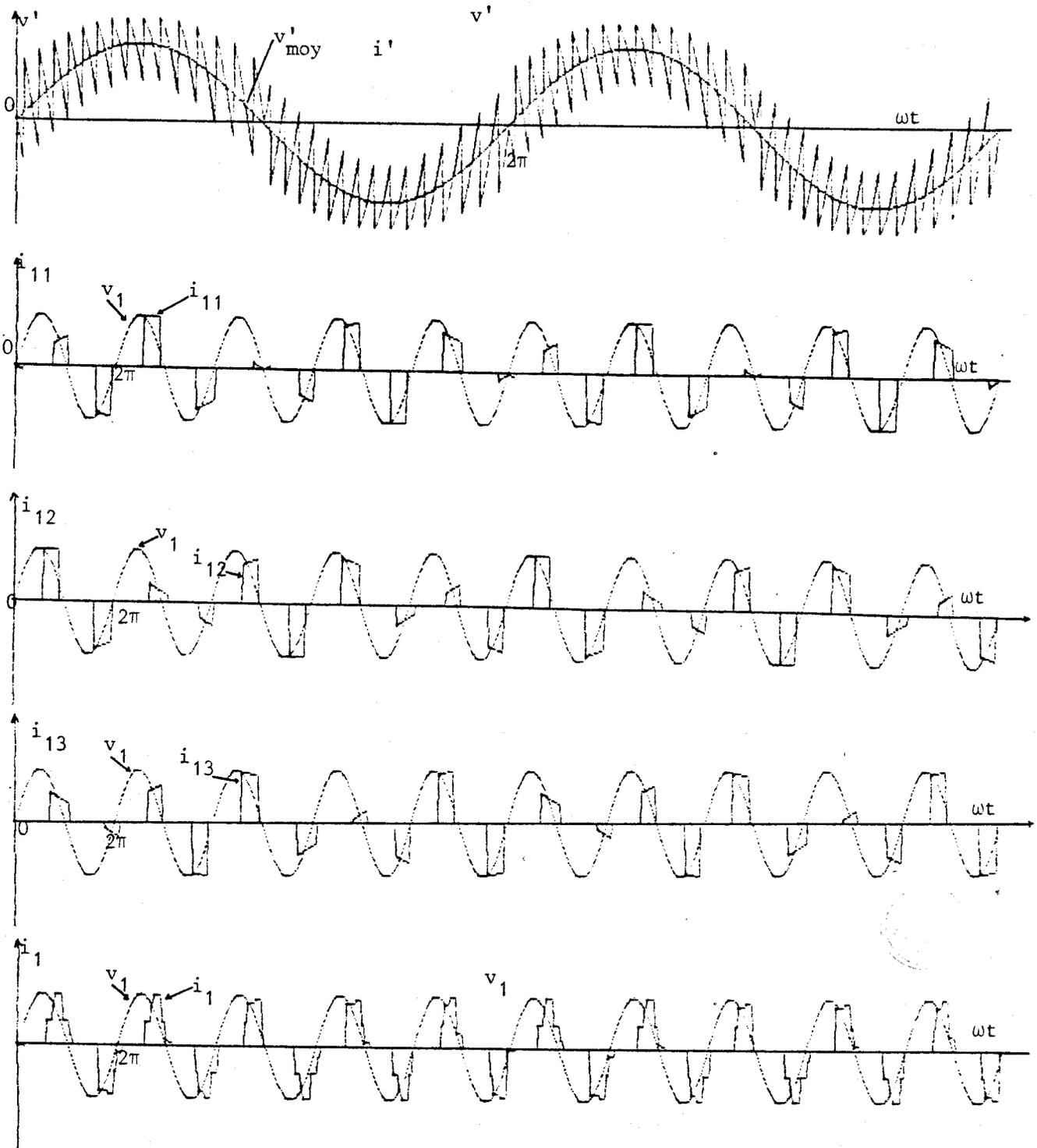
$$i_{p1} = \frac{n_2}{n_1} [(i_{s11} - i_{s21}) + (i_{s12} - i_{s22}) + (i_{s13} - i_{s23})]$$

$$i_{p1} = \frac{n_2}{n_1} (i_{11} + i_{12} + i_{13})$$

$\frac{n_2}{n_1} i_{1j}$ est le courant qui traverse le convertisseur C_j et qui délivre la tension v'_j ramené au primaire. Ce courant est donc fictif mais il permet la simulation du courant primaire. Le courant i_{1j} est la contribution de C_j à l'élaboration du courant primaire.

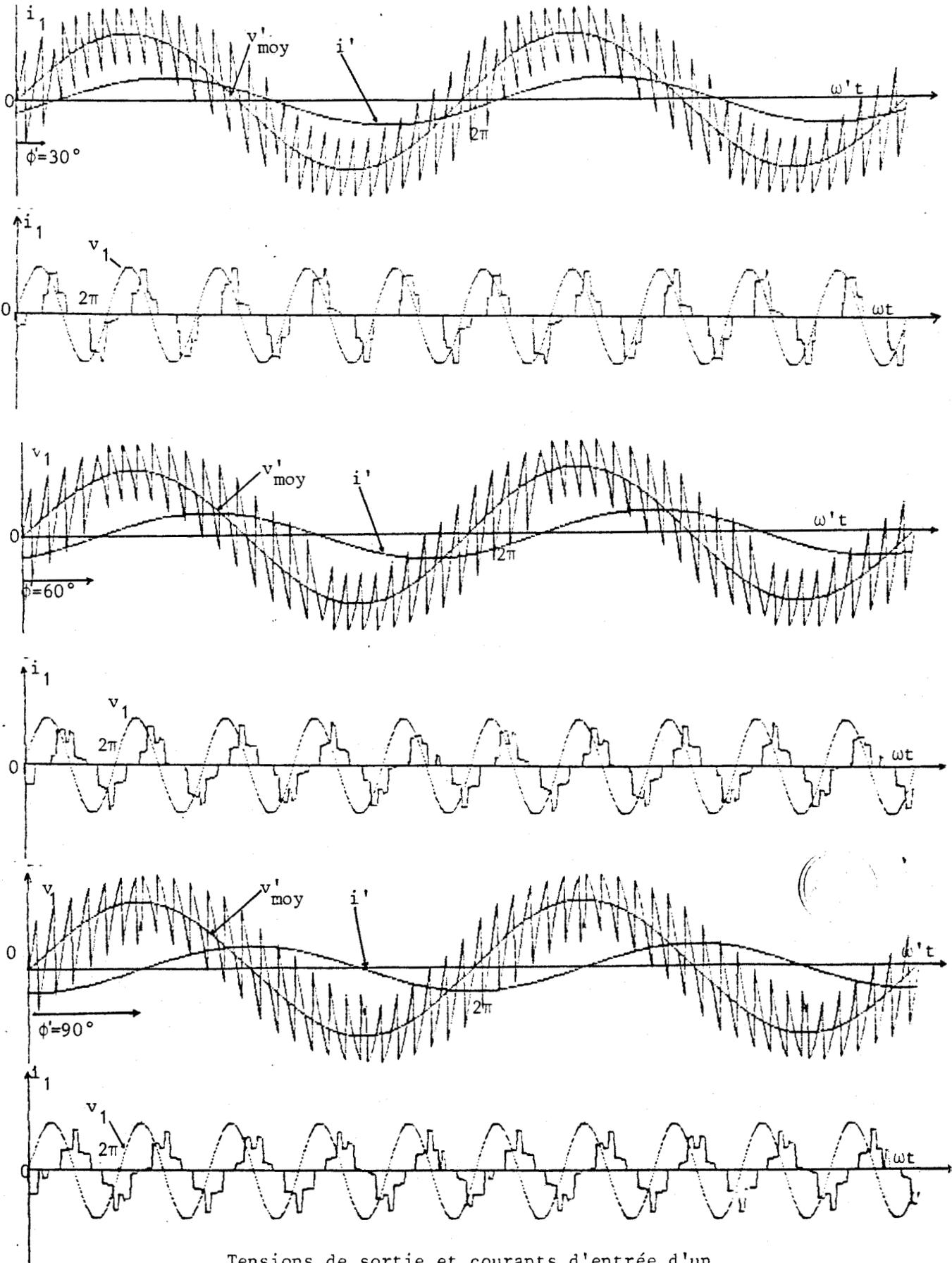
Le principe de la simulation des courants d'entrée est le suivant :

Le programme détermine les angles de conduction des différents interrupteurs par les points d'intersection des ondes de modulation et des trois ondes de référence proportionnelles aux tensions de sortie v'_1 , v'_2 et v'_3 . Ces angles sont triés et stockés dans trois fichiers. Le courant i_{11} est égal au courant de sortie i'_1 , supposé sinusoïdal, pendant la durée de chaque angle du premier fichier correspondant à l'interrupteur T_1 (formé par Sc_1 et Sc'_1). Il est l'inverse de i'_1 quand l'angle correspond à T_2 (formé par Sc_2 et Sc'_2). Il est nul le reste du temps. Les courants i_{12} et i_{13} sont calculés de la même façon. Le courant en ligne est égal à la somme des trois courants à $\frac{n_2}{n_1}$ près.



Tension de sortie et courants d'entrée d'un cycloconvertisseur pour $\phi' = 0$, $F = 0.2$
 $R = 0.75$, $\delta = 0$, $p = 6$

Figure 2.20.



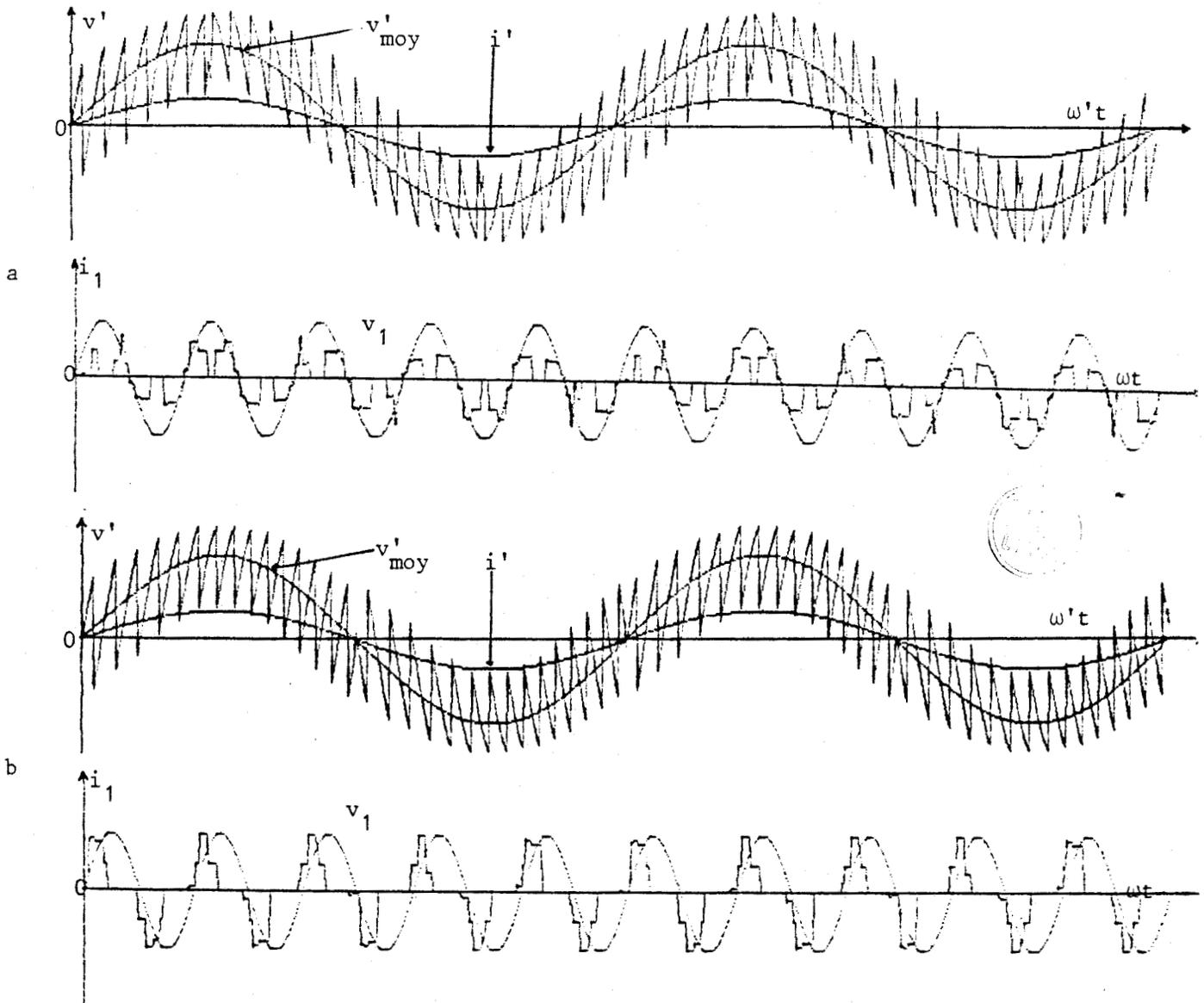
Tensions de sortie et courants d'entrée d'un cycloconvertisseur pour $F = 0.2$, $R = 0.75$, $\phi' = 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$, $p = 6$

Figure 2.21.

La figure 2.20. illustre la tension de sortie v' et les courants i_{11} , i_{12} , i_{13} et i_{p1} dans le cas du débit sur charge résistive. On remarque le déphasage arrière du fondamental du courant d'entrée. Il comporte visiblement moins d'harmoniques que celui du cycloconvertisseur d'indice 3.

La figure 2.21. illustre les tensions de sortie et les courants d'entrée pour trois valeurs du déphasage de sortie $\phi' = 30^\circ$, 60° et 90° .

La figure 2.22. montre l'action de δ sur le déphasage du fondamental des courants d'entrée par rapport à la tension correspondante. Il est en phase quand $\delta = 90^\circ$, il est en avance quand $\delta = 180^\circ$.



Tensions de sortie et courants d'entrée pour
 $F = 0.2$, $R = 0.75$, $\phi' = 0$, $p = 6$

a : $\delta = 90^\circ$ b : $\delta = 180^\circ$

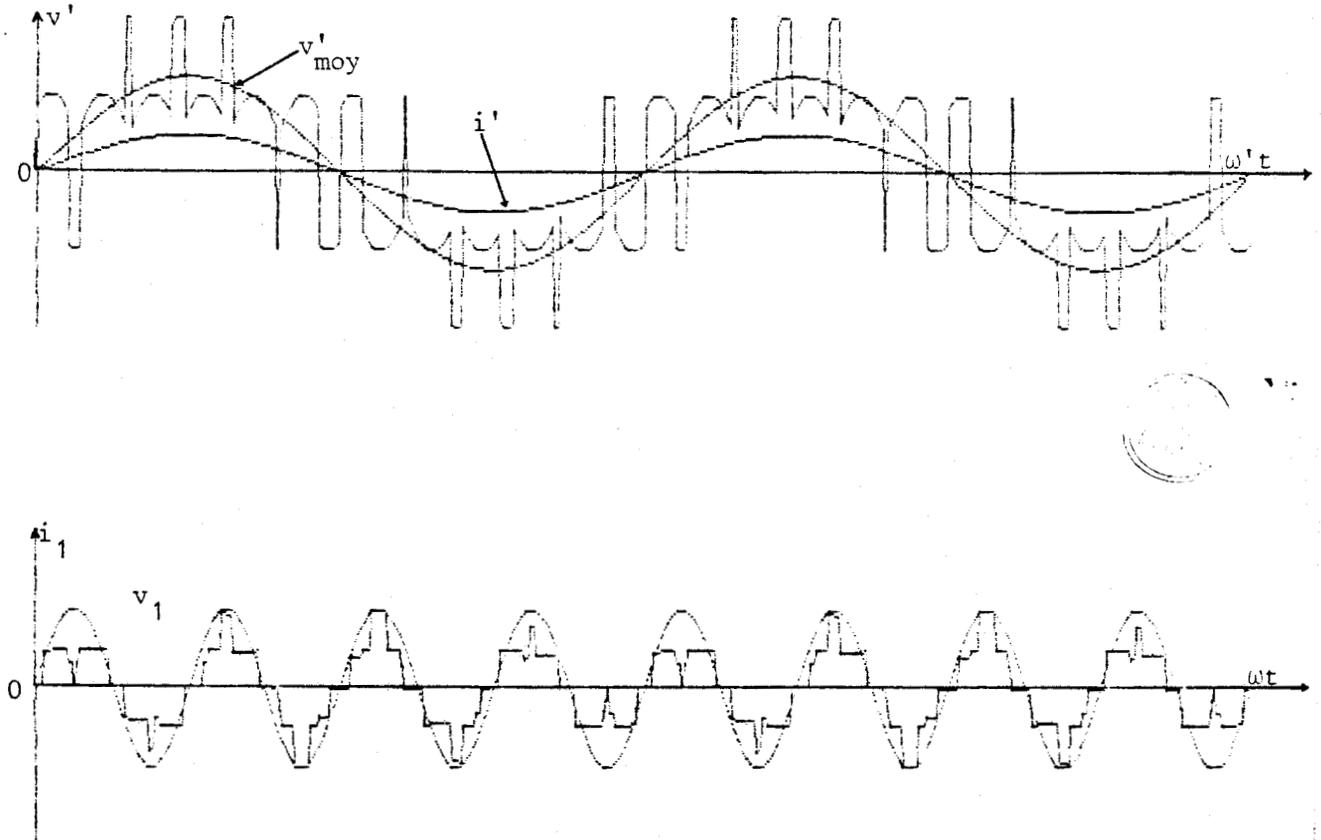
Figure 2.22.

III.2. Simulation des courants d'entrée d'un UDFFC

III.2.1. Simulation des courants d'entrée d'un UDFFC d'indice 3

Le convertisseur simulé est formé de deux changeurs de fréquence identiques à celui de la figure 2.13. Ils sont alimentés par la même source et débitent sur le même récepteur. Le principe de simulation des courants d'entrée de chacun des deux changeurs de fréquence est le même que celui d'un CDFFC d'indice 3. Le courant d'entrée en ligne est égal à la somme des deux courants d'entrée des changeurs de fréquence.

La figure 2.23. montre la tension de sortie et le courant d'entrée pour une fréquence de sortie = 12,5 Hz. On peut noter, d'une part, l'amélioration de la forme d'onde du courant par rapport à un CDFFC d'indice 3 et d'autre part le recentrage du fondamental de ce courant sur la tension correspondante.

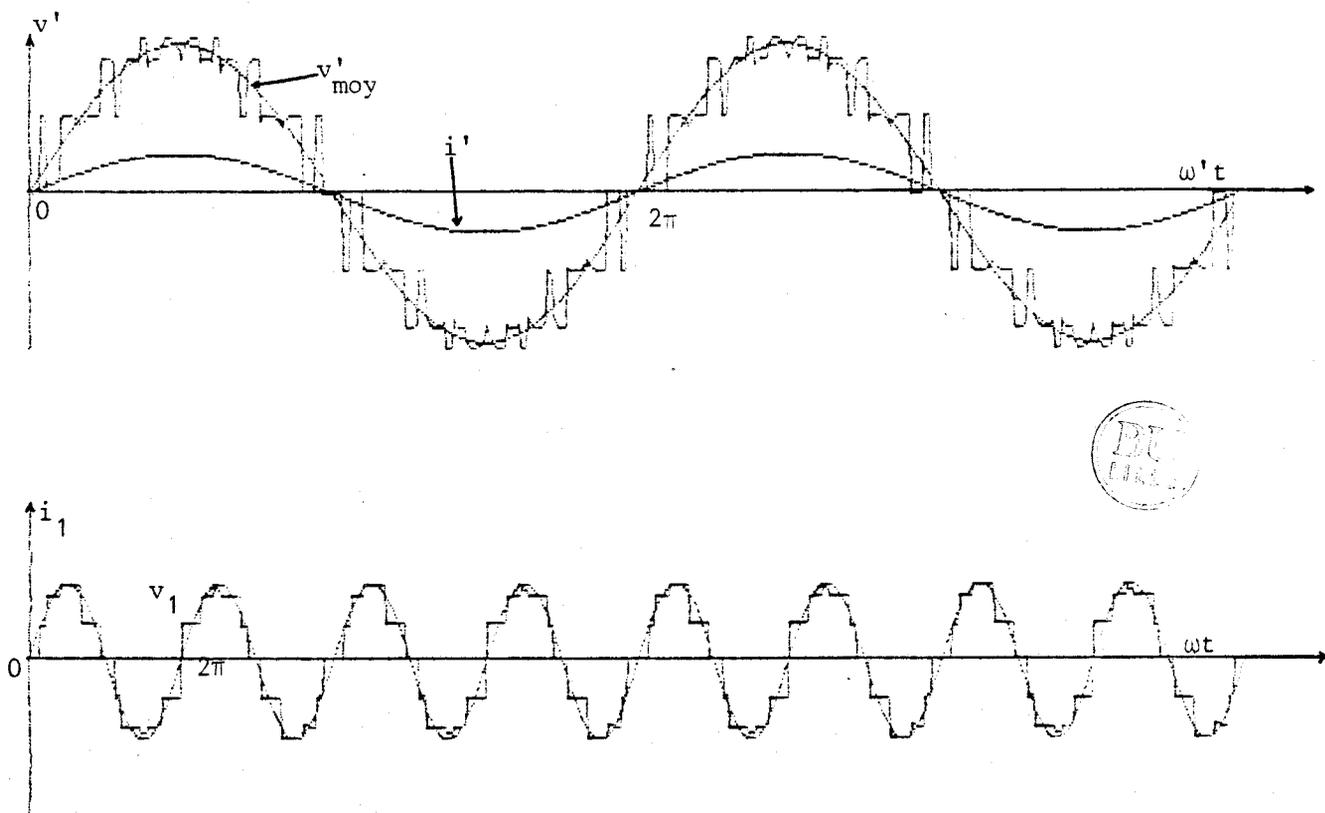


Tension de sortie et courant d'entrée d'un UDFFC pour $\phi' = 0$, $F = 0.25$, $R = 0.75$, $p = 3$

Figure 2.23.

III.2.2. Simulation des courants d'entrée d'un UDFFC d'indice 6

Le changeur direct de fréquence du type UDFFC d'indice de pulsation 6 est formé de deux convertisseurs analogues à celui de la figure 2.19. Les deux convertisseurs possèdent les mêmes tensions d'entrée. Ils débitent sur le même récepteur triphasé. La figure 2.24. montre l'amélioration de la qualité de l'onde de courant d'entrée apportée par le convertisseur d'indice de pulsation 6.



Tension de sortie et courant d'entrée d'un UDFFC pour $\phi' = 0$, $F = 0.25$, $R = 0.75$, $p = 6$

Figure 2.24.

IV. ANALYSE HARMONIQUE

IV.1. Etude analytique

L'étude harmonique, effectuée analytiquement par Gyugyi et Pelly (8) sur les tensions de sortie et les courants d'entrée des changeurs directs de fréquence, repose sur une hypothèse simplificatrice importante. Ces auteurs supposent en effet la périodicité des fonctions d'existence des interrupteurs bidirectionnels.

Cette hypothèse, nécessaire à l'aboutissement des calculs analytiques donne des informations importantes sur le rang et la valeur des harmoniques. Ces valeurs peuvent être néanmoins corrigées par un calcul numérique plus exact.

Dans l'étude analytique, on utilise les fonctions d'existence pour obtenir les expressions générales des tensions de sortie et des courants d'entrée des divers changeurs directs de fréquence à modulation sinusoïdale.

Ainsi dans le cas d'un CDFFC d'indice 3, par exemple, la tension de sortie de la phase 1 a pour expression :

$$v' = H_1 v'^+ + H_2 v'^-$$

v'^+ étant la tension de sortie du type positif

v'^- étant la tension de sortie du type négatif

$$H_1 = \begin{cases} 1 & \text{quand } v' = v'^+ \\ 0 & \text{quand } v' \neq v'^+ \end{cases}$$

$$H_2 = \begin{cases} 1 & \text{quand } v' = v'^- \\ 0 & \text{quand } v' \neq v'^- \end{cases}$$

avec

$$v'^+ = h_{A1} v_A + h_{B1} v_B + h_{C1} v_C$$

et

$$v'^{-} = h'_{A1}v_A + h'_{B1}v_B + h'_{C1}v_C$$

h_{X1} est la fonction d'existence de l'interrupteur X quand on désire une tension "positive" (fonction d'existence)

h'_{X1} est la fonction d'existence de l'interrupteur X quand on désire une tension "négative" (fonction d'existence complémentaire).

En l'absence de modulation, γ est constant. Les fonctions d'existence sont alors des fonctions périodiques de pulsation fondamentale ω , leur développement en série est du type :

$$h_{A1} = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[-\cos(\omega t + \gamma) + \frac{1}{2} \cos 2(\omega t + \gamma) - \frac{1}{4} \cos 4(\omega t + \gamma) + \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + \gamma) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + \gamma) + \dots \right]$$

h_{A2} est donnée par une expression analogue obtenue en remplaçant γ par $\pi - \gamma$. Les autres se déduisent de h_{A1} et h_{A2} au décalage angulaire de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ près.

Dans l'étude de Pelly et Gyugyi, ces développements en série de Fourier des fonctions d'existence sont utilisés dans les expressions analytiques des tensions de sortie et des courants d'entrée des changeurs directs de fréquence du type CDFFC et UDFFC. Ils permettent alors de les exprimer en fonction de leurs composantes harmoniques. Cependant, puisque γ n'est pas constant ($\gamma = \sin^{-1} r \sin \omega t$) les fonctions d'existence ne sont pas des fonctions périodiques de pulsation fondamentale ω . Il faut en effet faire varier γ si l'on veut rendre alternative la tension de sortie.

En conséquence, les expressions analytiques des tensions de sortie et des courants d'entrée ne sont que des approximations des valeurs réelles de ces grandeurs.

L'intérêt d'une étude rigoureuse, par simulation, paraît évident. Un algorithme de transformée de Fourier rapide a été développé pour cette étude. Cet algorithme est appliqué aux grandeurs simulées des différents changeurs directs de fréquence.

IV.2. Etude numérique des harmoniques

IV.2.1. Algorithme de la FFT

L'ensemble des algorithmes que l'on appelle "Transformée de Fourier rapide" (ou FFT : Fast Fourier Transform) consiste en une série de procédés de calcul destinés à réduire le temps d'exécution d'une transformation de Fourier discrète.

La transformée de Fourier discrète d'un signal échantillonné sur N valeurs est donnée par :

$$X(K) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{2i\pi nK}{N}}$$

L'évaluation directe d'une transformée de Fourier nécessite $(N-1)^2$ multiplications et $N(N-1)$ additions.

Le principe de la FFT consiste à séparer la séquence initiale de N points en deux séquences plus courtes dont les transformées discrètes peuvent être combinées pour produire la transformée discrète de la séquence originale sur N points.

Si N est pair et la séquence originale partagée en deux séquences de $\frac{N}{2}$ points, le nombre de multiplications est divisé par deux.

Si N est une puissance de deux, le processus peut être répété jusqu'à obtenir finalement des calculs de transformées sur deux points.

Les signaux échantillonnés des changeurs de fréquence doivent l'être sur un nombre puissance de deux.

Les données du programme sont les échantillons d'un signal pris tous les $\frac{k}{N}$ intervalles ($k=0, 1, \dots, N-1$).

Les résultats sont les harmoniques du signal. Chaque échantillon h_k représente l'amplitude de l'harmonique de fréquence $\frac{k}{T}$ (T est la largeur de la fenêtre d'étude du signal).

IV.2.2. Analyse harmonique des signaux à grande période

Les tensions de sortie des changeurs directs de fréquence sont périodiques quand les périodes des ondes de référence et des ondes de modulation ont un multiple commun. On désigne la période de l'onde de référence par le terme "cycle". La période du signal peut être formée d'un nombre important, voire infini, de cycles. Ce nombre dépend, bien entendu, de la valeur du multiple commun.

L'étude numérique des harmoniques d'un signal de grande période devient dans la pratique très difficile à réaliser. L'étude sur une période, nécessite l'échantillonnage et le calcul des harmoniques sur plusieurs cycles. Pour la précision des calculs, il faut plusieurs centaines, voire milliers, d'échantillons par cycle. L'étude de ce type de signaux conduit à l'utilisation d'une importante place de mémoire de calculateur et à un très grand temps de calcul.

Pour remédier à ces inconvénients, une règle pratique, permettant la déduction des harmoniques en n'effectuant l'étude que sur quelques cycles, a été élaborée.

IV.2.2.1. Harmoniques d'un signal sur une fenêtre T''

L'expression d'un signal $x(t)$, de période T' , pendant une durée T'' est :

$$x(t, T'') = x(t) \cdot \text{rect} \left[\left(t - \frac{T''}{2} \right) / T'' \right]$$

$x(t)$ est l'expression du signal en fonction du temps

$\text{rect} \left[\left(t - \frac{T''}{2} \right) / T'' \right]$ est une impulsion rectangulaire de période T'' débutant à $t=0$

La transformée de Fourier de $x(t, T'')$ est égale à :

$$F[x(t, T'')] = F \left[x(t) \text{ rect} \left[\left(t - \frac{T''}{2} \right) / T'' \right] \right]$$

ce qui donne :

$$F[x(t, T'')] = F[x(t)] * F \left[\text{rect} \left[\left(t - \frac{T''}{2} \right) / T'' \right] \right]$$

La transformée du signal considéré sur une fenêtre T'' est égale à la transformée du signal convoluée par la transformée de la fenêtre rectangulaire de largeur T'' .

L'équation précédente implique :

$$|X(f, T'')| = |X(f)| * |X'(f)|$$

$|X'(f)|$ est la représentation fréquentielle de la fenêtre rectangulaire (Fig. 2.25.) ; $|X(f)|$ représente le spectre d'amplitude des harmoniques de $x(t)$ (Fig. 2.26.)

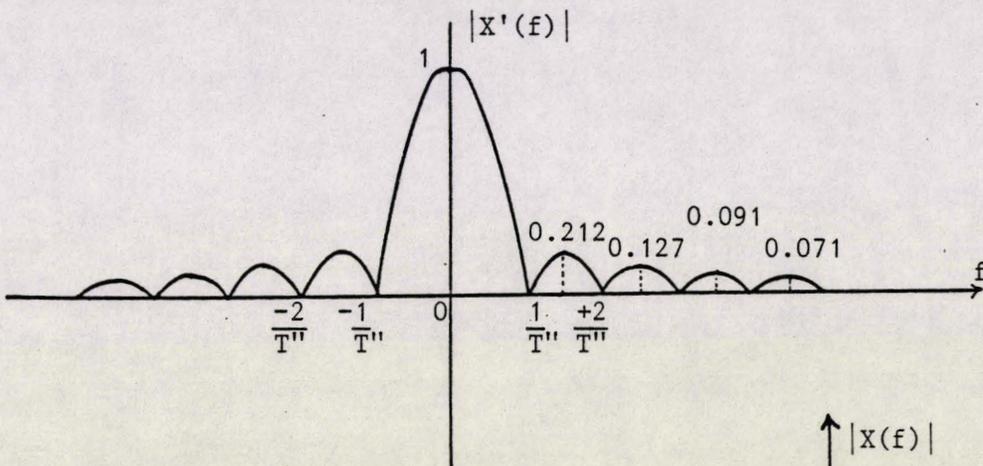


Figure 2.25.

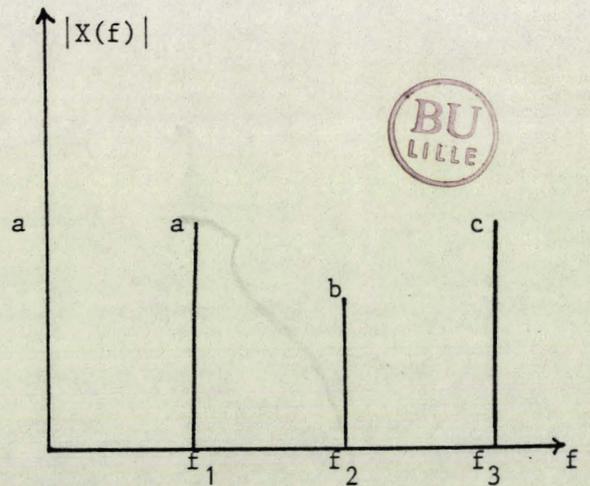


Figure 2.26.

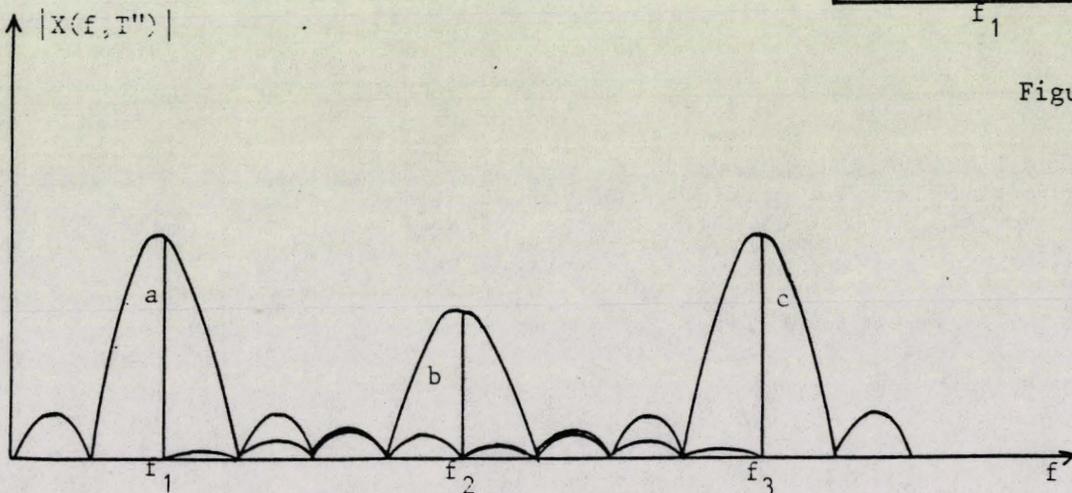


Figure 2.27.

Le spectre de $x(t, T'')$ est celui de la figure 2.27., en supposant l'impulsion rectangulaire normalisée. Les amplitudes des pics principaux des harmoniques ne sont pas modifiées par la convolution. La raie est simplement représentée par une répartition spectrale.

Un signal périodique de période T' et de pulsation fondamentale ω' possède des harmoniques de rang n de pulsation $n\omega'$ donc de fréquence $f_n = n \frac{1}{T'}$ ($n=0, 1, 2, \dots$).

Etudié sur une fenêtre T'' , le spectre harmonique d'un signal discret correspond à des harmoniques de rang k de fréquence $f_k = \frac{k}{T''}$ ($k=0, 1, 2, \dots$).

Ces harmoniques représentent les harmoniques réels si :

$$f_n = f_k \rightarrow \frac{n}{T'} = \frac{k}{T''} \rightarrow k = n \frac{T''}{T'}$$

Dans le cas où $n \frac{T''}{T'}$, n'est pas entier, cette relation ne peut être satisfaite. Les harmoniques réels sont représentés par un échantillonnage des fonctions en sinus cardinal (Fig. 2.28.)

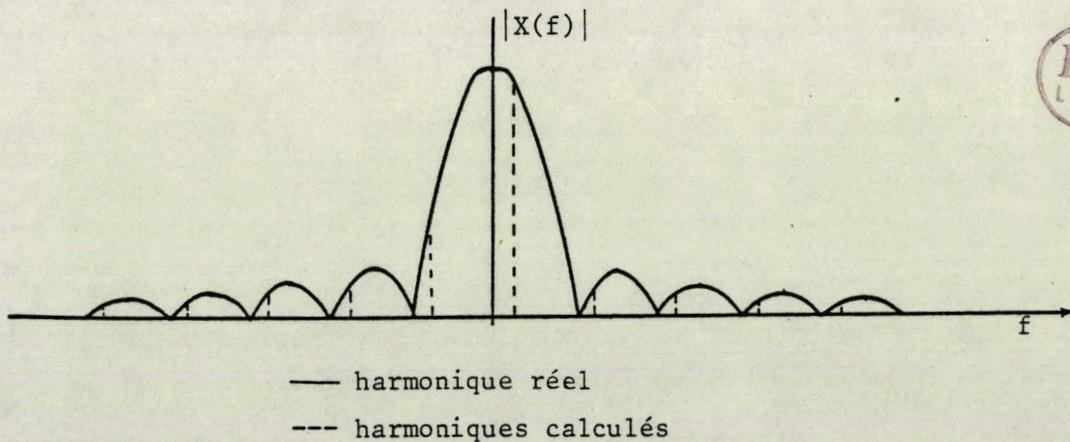


Figure 2.28.

IV.2.2.2. Etude des signaux à grande période d'un changeur de fréquence

Les harmoniques des tensions de sortie ou des courants d'entrée d'un changeur direct de fréquence étudiés sur une fenêtre trop restreinte peuvent être faussés. En effet, les arches secondaires, voire principales, des sinus cardinaux représentant les harmoniques, se chevauchent. Le résultat donné par l'algorithme est la somme géométrique de ces grandeurs.

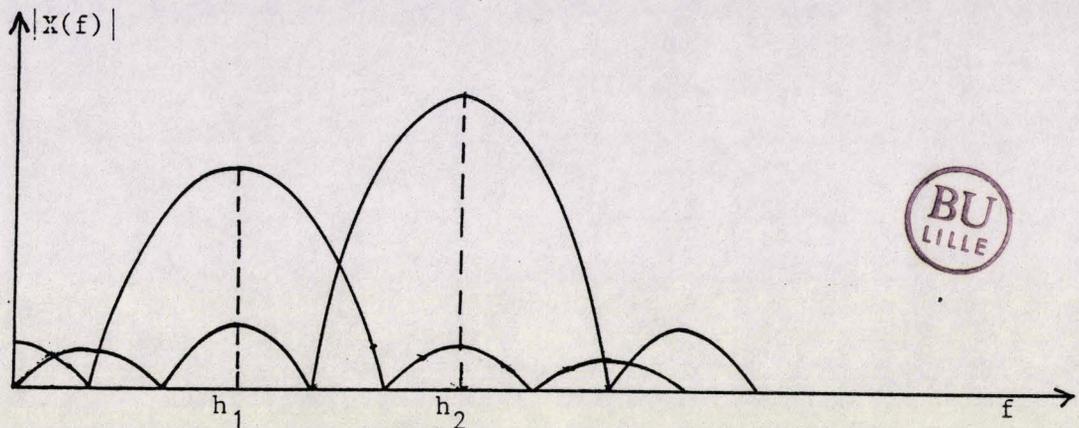


Figure 2.29.

En acceptant l'hypothèse que les harmoniques appartiennent à des familles distantes de $2f'$ ou $\frac{2}{T'}$, (T' étant la période de sortie) (8), une fenêtre de 4 cycles semble suffisante pour permettre une étude satisfaisante des harmoniques. En effet, les fonctions sinus cardinal deviennent assez éloignées les unes des autres pour ne plus s'influencer

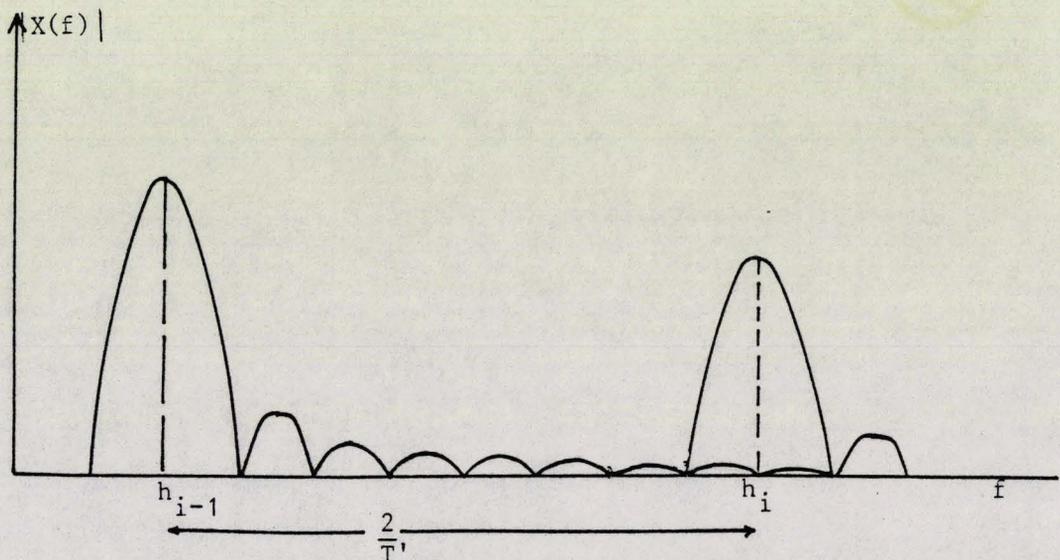


Figure 2.30.

La 8e arche de la fonction représentant h_{i-1} influe peu (amplitude <4% de h_{i-1}) sur l'arche principale de la fonction représentant h_i . D'où la règle pratique suivante :

L'étude spectrale sur quatre cycles d'un signal de grande période d'un changeur direct de fréquence permet de calculer les harmoniques réels de ce signal avec une précision suffisante.

Les fréquences et les amplitudes des harmoniques calculées par l'ordinateur sur un signal pris sur quatre cycles permettent de déduire les amplitudes et les fréquences des harmoniques réels avec une bonne précision.

La figure 2.31. montre les divers harmoniques représentant l'harmonique réel h_n . Les harmoniques h_k sont distants de $\frac{1}{4T}$, les uns des autres (4 cycles). Le programme donne les fréquences f_k et les amplitudes h_k des harmoniques. A partir de ces derniers, nous pouvons déduire les harmoniques réels.

Ainsi, pour l'harmonique réel h_n par exemple, l'arche principale du sinus cardinal représentant h_n a pour expression :

$$h_n \sin(\theta - \phi)$$

Sa période est égale à $\frac{4}{4T}$ à l'échelle de f (définition) et à 2π à l'échelle des θ .

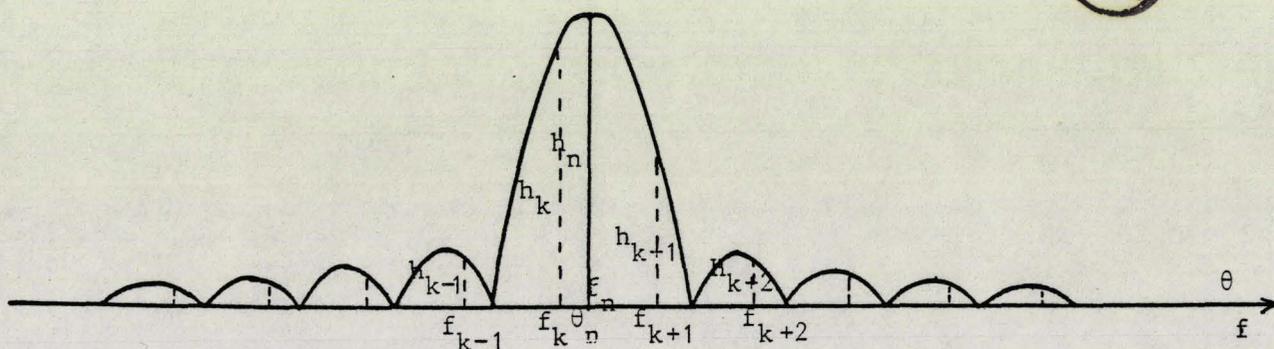


Figure 2.31.

$$h_k = h_n \sin (\theta_k - \phi)$$

$$h_{k+1} = h_n \sin (\theta_{k+1} - \phi)$$

or

$$f_{k+1} = f_k + \frac{1}{4T''}$$

A l'échelle des θ , l'équation précédente devient :

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \frac{\pi}{2}$$

D'où

$$h_{k+1} = h_n \sin (\theta_k + \frac{\pi}{2} - \phi) = h_n \cos (\theta_k - \phi)$$

$$\begin{aligned} h_k^2 + h_{k+1}^2 &= h_n^2 \sin^2 (\theta_k - \phi) + h_n^2 \cos^2 (\theta_k - \phi) = h_n^2 [\sin^2 (\theta_k - \phi) + \cos^2 (\theta_k - \phi)] \\ &= h_n^2 \end{aligned}$$

$$h_n = \sqrt{h_k^2 + h_{k+1}^2}$$

L'amplitude d'un harmonique réel dépend uniquement des harmoniques h_k et h_{k+1} .

De même :

$$h_k = h_n \sin (\theta_k - \phi) \quad \theta_k - \phi = \text{Arcsin} \left(\frac{h_k}{h_n} \right)$$

$$h_n = h_n \sin (\theta_n - \phi) \quad \theta_n - \phi = \text{Arcsin} 1 = \frac{\pi}{2}$$

d'où :

$$\theta_n - \theta_k = \frac{\pi}{2} - \text{Arcsin} \left(\frac{h_k}{h_n} \right)$$

Ce qui donne à l'échelle des fréquences :

$$f_n = f_k + \frac{1}{4T''} \left[1 - \text{Arcsin} \left(\frac{h_k}{h_n} \right) \right]$$

l'arcsinus étant exprimé en radians.

Cette méthode permet une bonne approximation des harmoniques quand les périodes sont très grandes, voire infinies.

On peut ainsi étudier les grandeurs des changeurs de fréquence quel que soit le rapport de fréquence entre l'entrée et la sortie.

IV.2.3. Etude des harmoniques des changeurs de fréquence

Le programme offre de larges possibilités de simulation et de caractérisation des tensions de sortie et des courants d'entrée d'un changeur direct de fréquence. Il suffit, en effet, d'indiquer le type de convertisseur à simuler et d'introduire les données suivantes : le rapport de fréquence entre la sortie et l'entrée F , le coefficient de réglage $R = \frac{V'\sqrt{2}}{U_{do}}$, le nombre de périodes de la tension de sortie, le déphasage du fondamental du courant de sortie par rapport à la tension et le nombre d'échantillons désiré. Le programme permet alors de simuler les grandeurs voulues et de fournir les résultats sous forme graphique ou sous forme numérique, puis d'effectuer l'analyse harmonique de ces signaux et de les fournir sous forme numérique ou de spectre graphique.

Il serait fastidieux de fournir dans ce mémoire tous les spectres correspondants aux changeurs directs de fréquence. Le nombre de paramètres agissant sur ces harmoniques est important (type de changeur, rapport $F = \frac{f'}{f}$, R , ϕ). Nous allons nous contenter de quelques exemples significatifs qui montrent l'intérêt et l'apport de la méthode numérique par rapport à la méthode analytique.

Les comparaisons effectuées entre les harmoniques trouvés analytiquement et ceux calculés numériquement montrent que les résultats de Pelly et Gyugyi classant les harmoniques dans des familles de fréquence sont confirmés. On peut en effet classer les harmoniques fournis par l'algorithme de FFT dans ces familles. Cependant, les amplitudes de ces harmoniques diffèrent de celles de la méthode analytique.

Ainsi, dans le cas d'un cycloconvertisseur d'indice 3 débitant sur une charge de $\cos \phi = 1$ et pour $R = 0.8$ par exemple, l'étude analytique des harmoniques de la tension de sortie attribue à la famille de fréquence $3f \pm 4f$ l'amplitude constante 0.112. L'étude numérique montre que cette amplitude n'est pas constante

et qu'elle varie autour de cette valeur et quelquefois de manière très significative.

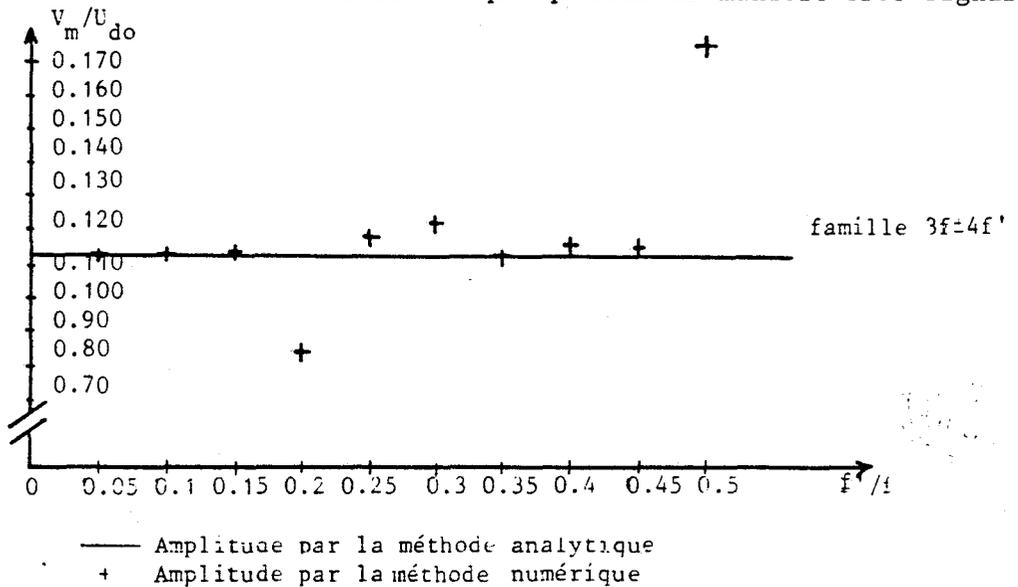


Figure 2.32.

Ce résultat illustre la différence entre les harmoniques calculés d'un changeur de fréquence d'indice 3 à modulation sinusoïdale et ceux trouvés analytiquement.

Cette différence est due à deux causes :

- la première est l'hypothèse de la périodicité des fonctions d'existence. Celle-ci est trop simplificatrice lorsque l'indice de pulsation est faible, en particulier pour $P = 3$.
- la seconde est liée au fait que chaque famille présente des points d'intersection avec d'autres familles. La valeur de l'harmonique en un point d'intersection est la somme géométrique de plusieurs composantes dont chacune appartient à une famille différente. L'amplitude de l'harmonique en ce point est donc influencée par les autres harmoniques.

Dans le cas d'un cycloconvertisseur d'indice 6 débitant sur la même charge, et pour $R = 0.8$, la différence entre les résultats de l'étude analytique et celles de l'étude numérique est moins prononcée (Fig. 2.33.)

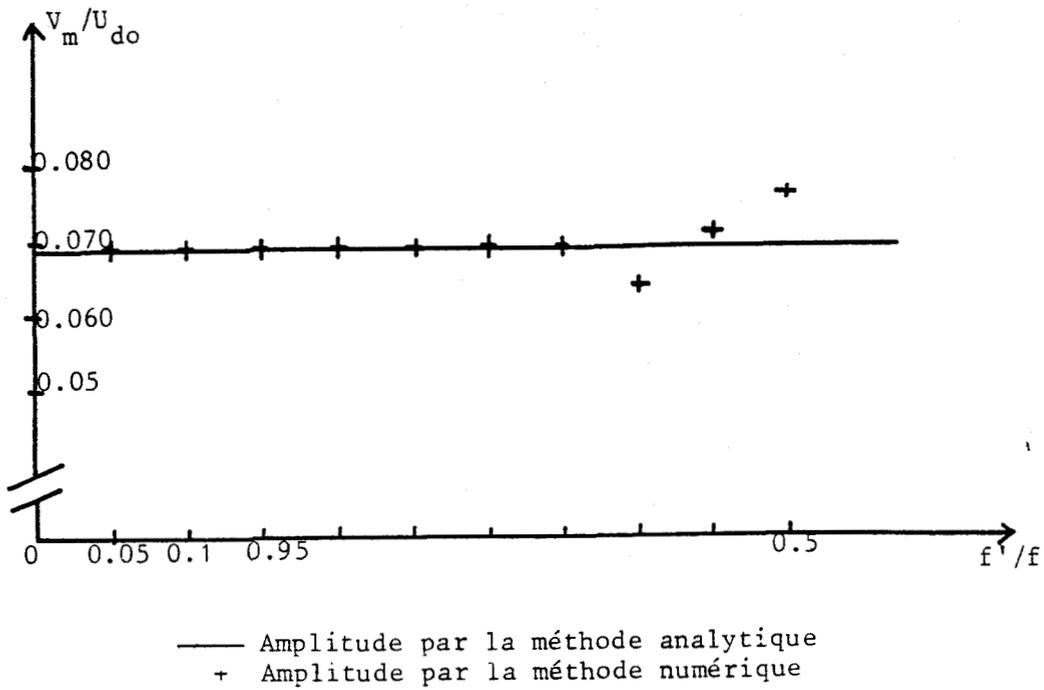


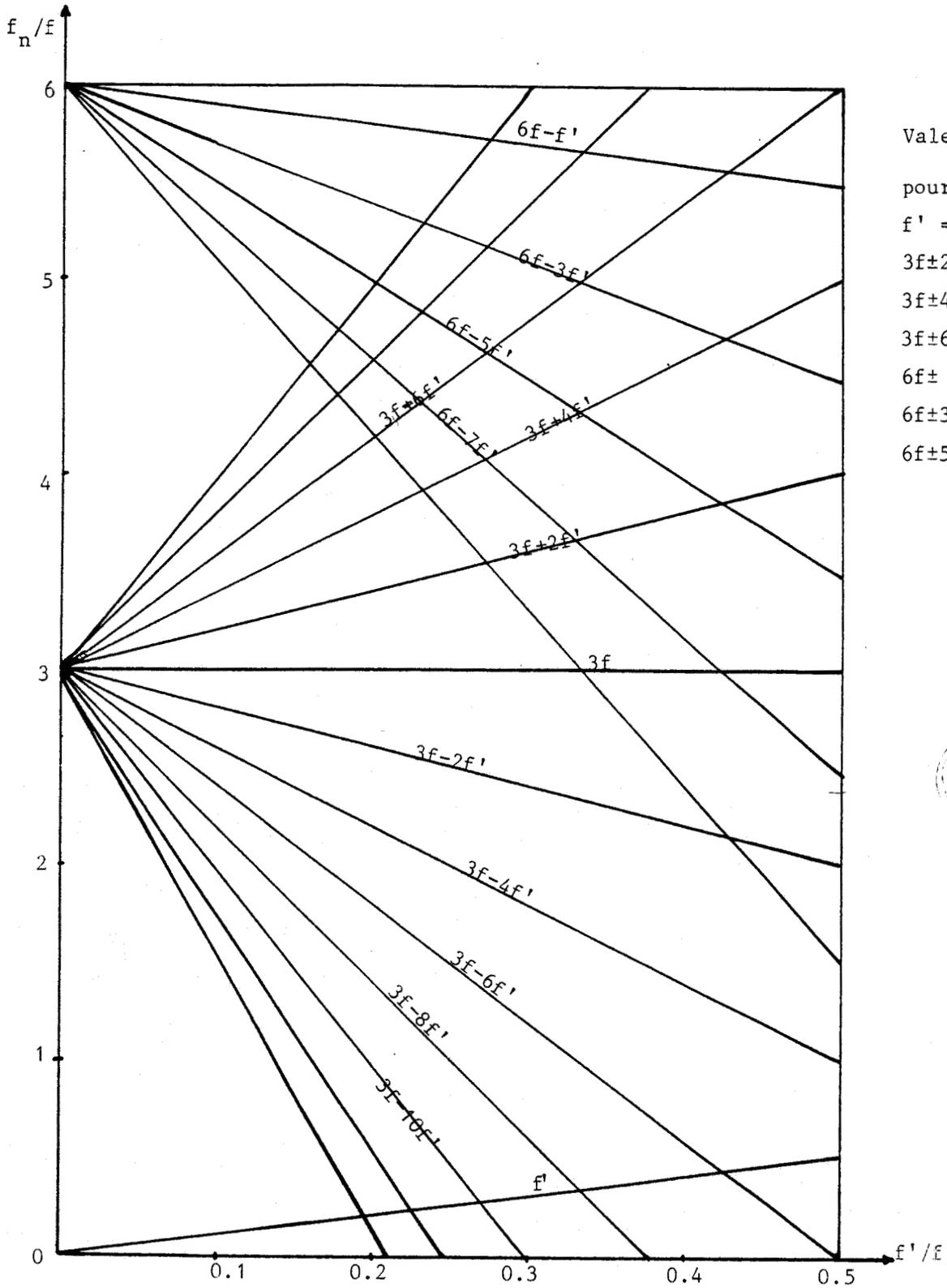
Figure 2.33.

ce qui est le cas des amplitudes des harmoniques de la famille $6f-f'$. En effet, quand l'indice de pulsation est égal à 6, l'hypothèse de périodicité des fonctions d'existence introduit peu d'erreurs. Quand l'indice est égal à 12 par exemple, les harmoniques calculés coïncident presque avec ceux obtenus analytiquement.

IV.3. Exemples

Nous avons présenté quelques exemples de cartes harmoniques pour les divers changeurs de fréquence à modulation sinusoïdale.

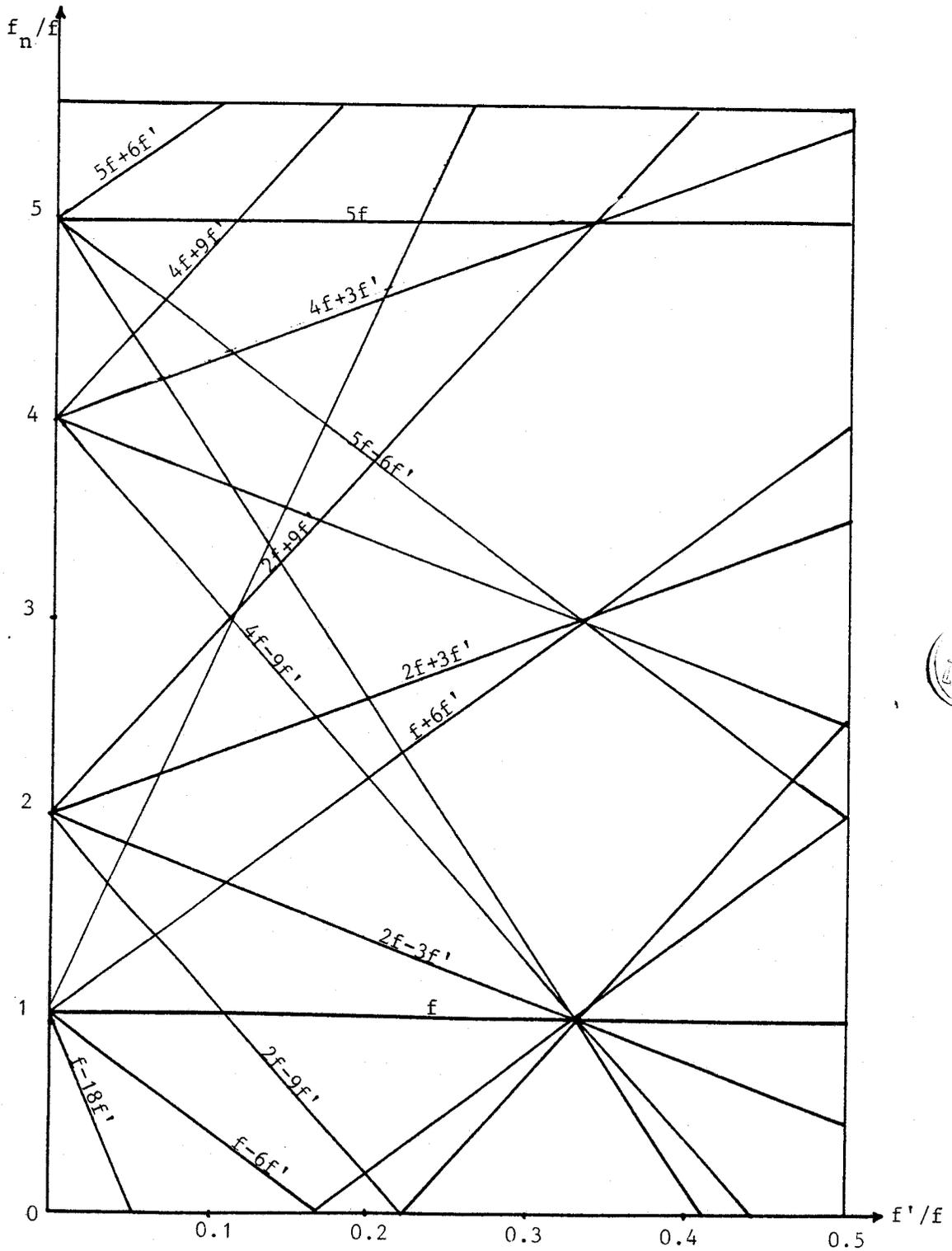
Ces cartes sont tracées pour une charge à $\cos \phi$ égal à l'unité, un coefficient de réglage R et pour un rapport de fréquence F variant de 0.05 jusqu'à l'apparition d'une composante continue. Le changeur de fréquence est d'abord un CDFFC d'indice 3 puis d'indice 6. On passe ensuite à un changeur du type UDFFC d'indice 3 puis 6.



Valeur de $\frac{v'_{nm}}{U_{do}}$
 pour la famille
 $f' = 0.25$
 $3f \pm 2f' = 0.02$
 $3f \pm 4f' = 0.02$
 $3f \pm 6f' = 0.01$
 $6f \pm f' = 0.2$
 $6f \pm 3f' = 0.1$
 $6f \pm 5f' = 0.05$

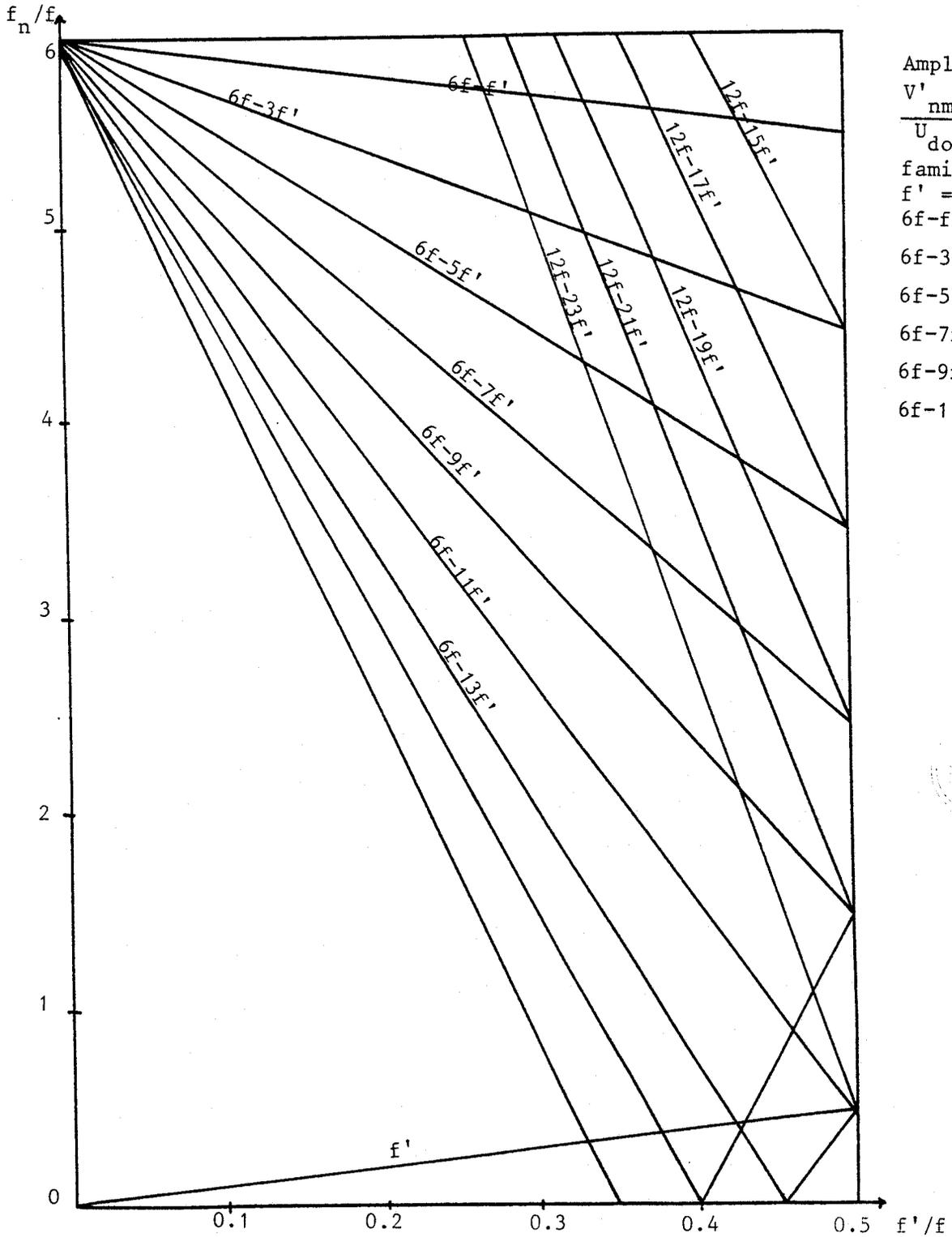
Familles d'harmoniques de la tension de sortie d'un CDFFC pour $R = 0.25, \phi' = 0$
 $\delta = 0, p = 3$

Figure 2.34.



Familles d'harmoniques des courants d'entrée d'un CDFFC pour $R = 0.25$, $\phi' = 0$, $\delta = 0$, $p = 3$

Figure 2.35.



Familles d'harmoniques de tension de sortie d'un CDFFC pour $R = 0.75$, $\phi' = 0$, $\delta = 0$, $p = 6$

Figure 2.36.

litude de
 $\frac{m}{\omega}$ pour les
 o
 illes :
 $\omega = 0.75$
 $4f' = 0.04$
 $2f' = 0.264$
 $\omega = 0.143$
 $7f' = 0.01$
 $5f' = 0.075$
 $3f' = 0.121$
 $f' = 0.06$

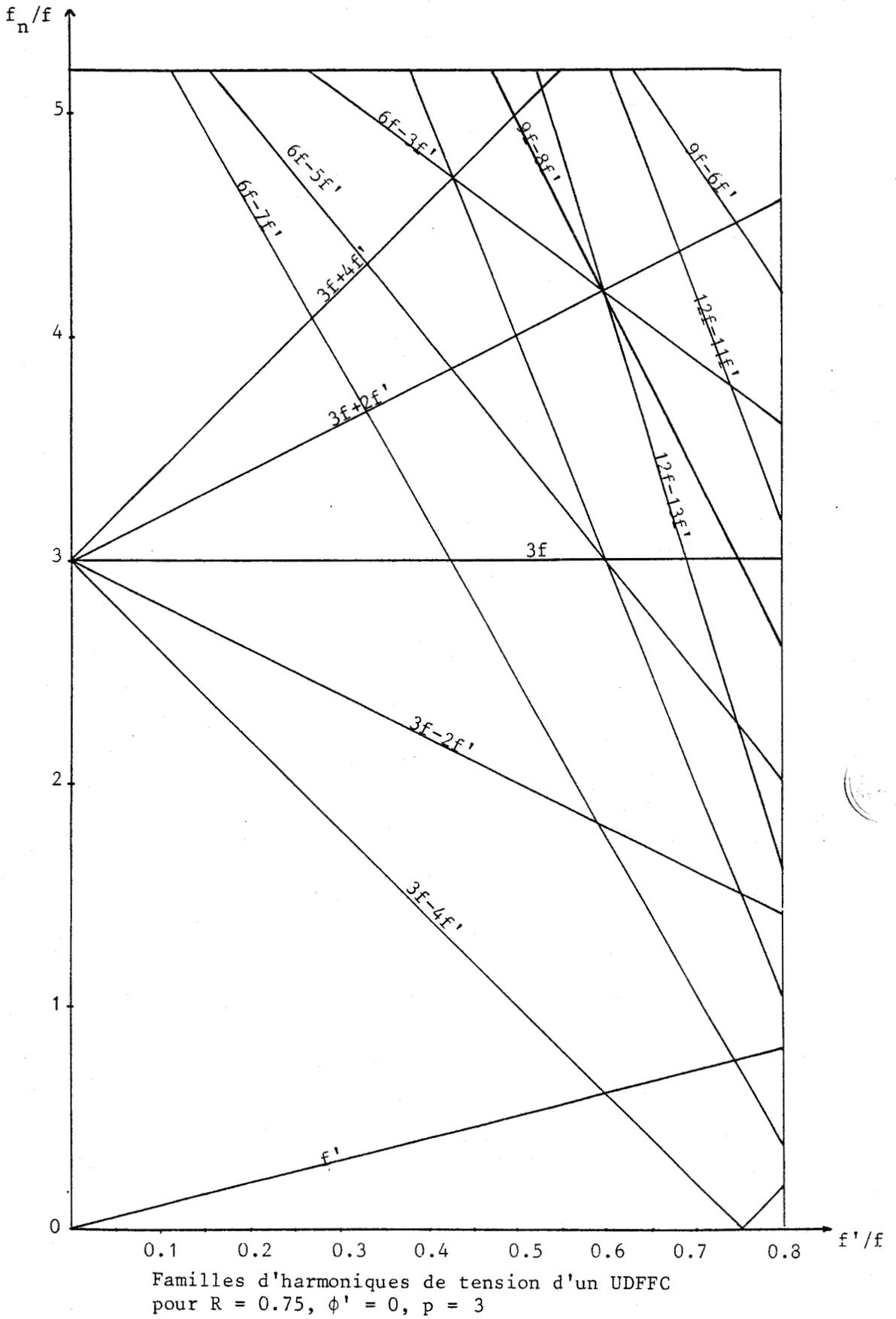
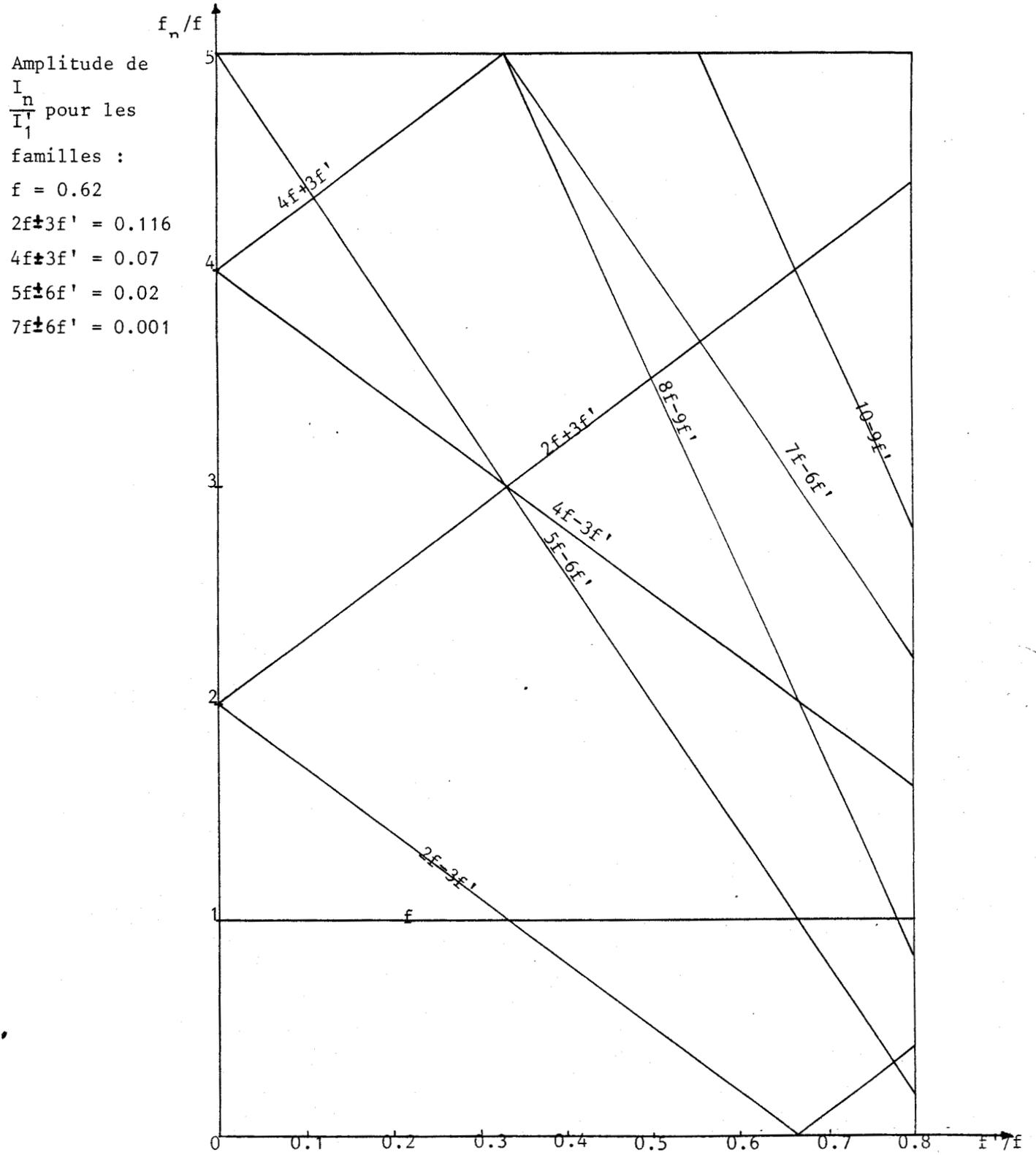


Figure 2.37.



Familles d'harmoniques des courants d'entrée d'un UDFFC pour $R = 0.75$, $\phi' = 0$, $p = 3$

Figure 2.38.

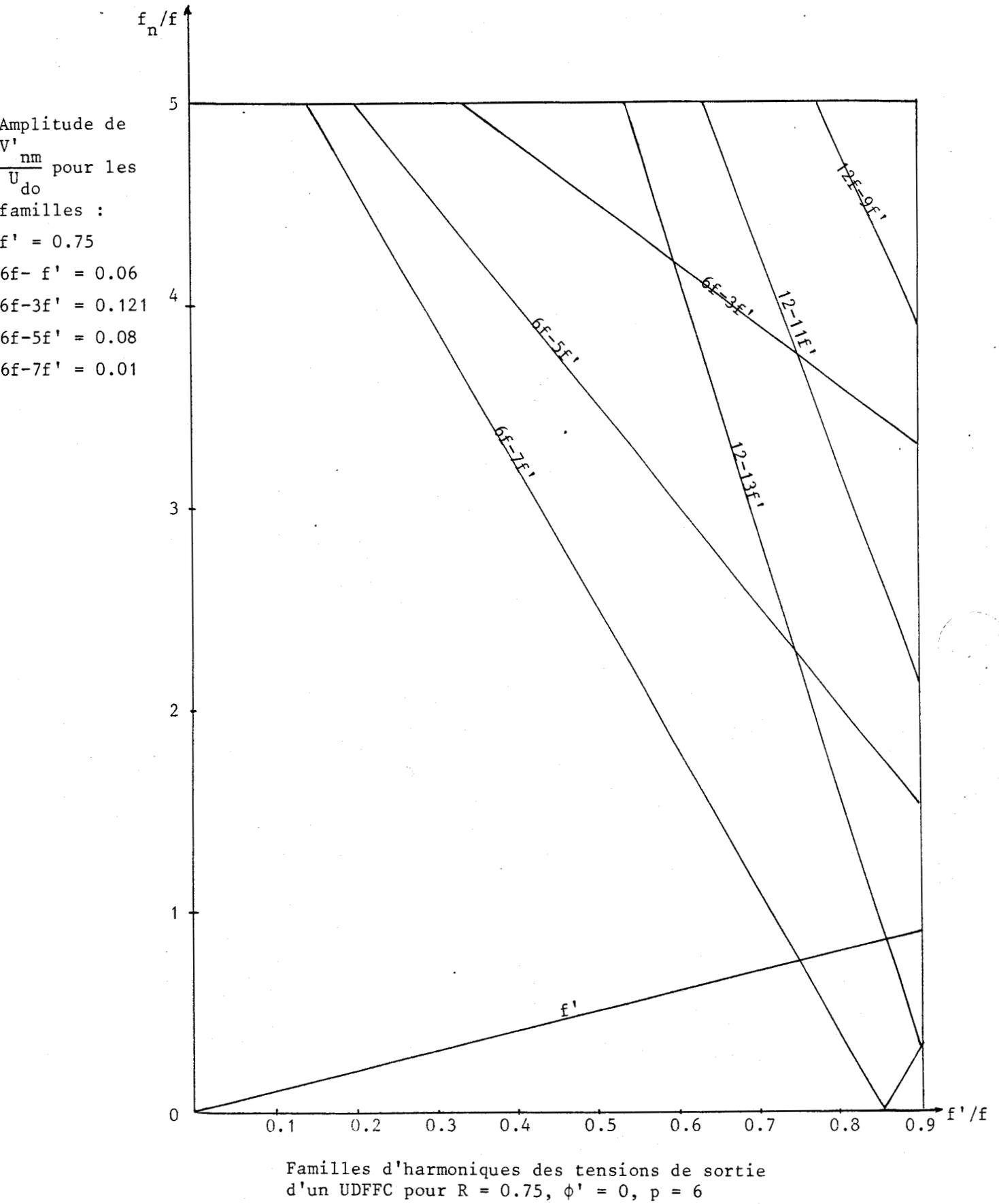


Figure 2.39.

V - CONCLUSION

Le programme de simulation et d'analyse harmonique des tensions de sortie et des courants d'entrée des changeurs de fréquence à modulation sinusoïdale permet une étude plus rigoureuse que l'étude analytique, en particulier pour les harmoniques de faible fréquence.

Pelly et Gyugyi ont représenté sur des tables les valeurs numériques du rapport $\frac{V'_{nm}}{U_{do}}$ pour différentes familles de fréquence :

- Pour une fréquence donnée, plusieurs valeurs correspondant chacune à une famille sont données. En réalité, il n'existe qu'une seule valeur correspondant à la fréquence f_n . Elle est égale à la somme géométrique des différentes valeurs fournies par la méthode analytique. La méthode numérique n'en donne qu'une.
- L'approximation utilisée dans l'expression de la tension de sortie v' en fonction de ses composantes harmoniques est moins exacte quand l'indice de pulsation est faible particulièrement pour les faibles fréquences de f_n proches de zéro et dont la connaissance est importante.

Cependant il faut noter que la limitation en fréquence des convertisseurs due à la présence de composantes continues indiquée par Pelly et Gyugyi est confirmée par nos calculs qui font apparaître des composantes continues pour les mêmes rapports de fréquence.

La méthode numérique apporte des précisions sur la carte des harmoniques surtout dans les parties où ceux-ci sont gênants car difficiles à éliminer.

CHAPITRE III

CHAPITRE III

SIMULATION NUMERIQUE ET ANALYSE HARMONIQUE DES TENSIONS DE SORTIE ET DES COURANTS D'ENTREE DES CHANGEURS DIRECTS DE FREQUENCE A MODULATION LINEAIRE

I - INTRODUCTION

La modulation linéaire des fonctions d'existence conduit à deux types de changeurs de fréquence aux caractéristiques différentes : le premier, l'UFC, est un changeur de fréquence sans restriction de la fréquence de sortie. La carte harmonique de sa tension de sortie ne présente jamais de composante inférieure à celle du fondamental. Le second, le SSFC, est limité en fréquence car le spectre de la tension de sortie peut contenir des harmoniques de fréquence inférieure à celle du fondamental de la tension de sortie souhaitée.

Nous effectuons, dans ce chapitre, la simulation numérique des tensions de sortie, puis celle des courants d'entrée pour les deux types de changeurs de fréquence. Nous limiterons notre étude à celle des changeurs d'indice de pulsation 3 et 6. Au delà de l'indice 6, l'intérêt économique des changeurs est moins évident. De plus, le calcul numérique des harmoniques correspond à celui de l'étude analytique.

II - SIMULATION NUMERIQUE DES TENSIONS DE SORTIE

II.1. Simulation de la tension de sortie d'un UFC d'indice 3

II.1.1. Montage simulé

Le montage dont on désire la simulation des tensions de sortie est le suivant :

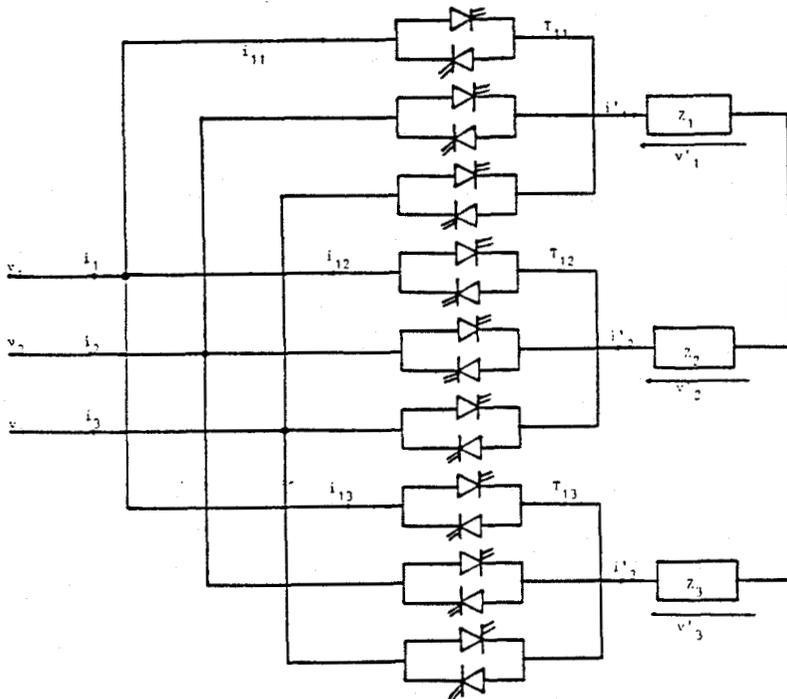


Figure 3.1.

Les composants de ce convertisseur commandé en UFC doivent présenter au cours de la même période tantôt des commutations commandées à la fermeture, associées alors à des commutations spontanées à l'ouverture, tantôt des commutations commandées à l'ouverture, associées alors à des commutations spontanées à la fermeture. Le composant idéal doit être à la fois commandé à l'ouverture ou à la fermeture. Il est représenté à la figure 3.1. par un semi-conducteur à deux gâchettes.

Le processus de simulation est le suivant :

- calcul des angles de commande
- choix des tensions convenables
- élaboration des tensions de sortie

II.1.2. Calcul des angles de commande

La fréquence de commande des interrupteurs est liée aux fréquences d'entrée et de sortie de l'UFC par la relation :

$$f' = f_e - f$$

f' est la fréquence de sortie

f est la fréquence d'entrée

f_e est la fréquence de commutation des semi-conducteurs.

La période des fonctions d'existence est calculée à partir des données initiales du programme, c'est-à-dire des fréquences d'entrée et de sortie

$$f_e = f' + f$$

$$\rightarrow T_e = \frac{T T'}{T+T'} \quad \rightarrow T_e = \frac{T}{1+F}$$

T est la période de la tension d'entrée, donnée initiale du programme

F est le rapport $\frac{f'}{f}$, donnée initiale du programme.

Les angles de commande sont tous égaux à $= \frac{T_e}{3}$, car le système d'entrée est triphasé et le mode de commande est linéaire.

Cependant, pour commencer la simulation de l'onde à partir du zéro, il faut que le premier angle de commande soit choisi convenablement.

Pour cela, nous avons élaboré un programme annexe qui permet de déterminer la valeur du premier angle pour aboutir à une tension de sortie qui commence en zéro. Le principe de cet algorithme est le suivant :

Le premier angle de commande à une valeur comprise entre zéro et $\frac{T_e}{3}$. Les autres angles sont égaux à $\frac{T_e}{3}$. En affectant tout d'abord la valeur zéro au premier angle, une simulation de la tension de sortie est effectuée puis une analyse harmonique à l'aide de la FFT. La valeur du premier angle est augmentée jusqu'à ce que la phase du fondamental de la tension de sortie devienne égale à zéro. Cet angle est alors retenu et utilisé pour la simulation des tensions de sortie du convertisseur.

Cet algorithme est valable pour tous les types de changeurs directs de fréquence à modulation linéaire.

On stocke alors dans un fichier Z(I) les angles de conduction des semi-conducteurs. Ils sont tous égaux à $\frac{T_e}{3}$ sauf le premier. Dans le cas de l'UFC d'indice 3, le premier angle vaut aussi $\frac{T_e}{3}$ (résultat du programme précédent).

II.1.3. Choix des tensions

La tension à utiliser entre deux angles Z(I) et Z(I-1) a pour expression :

$$v = V\sqrt{2} \sin \left(\omega t - 2(I+1) \frac{\pi}{3} \right)$$

En faisant varier I, donc en passant d'un angle à son successeur, on passe d'une tension à la suivante.

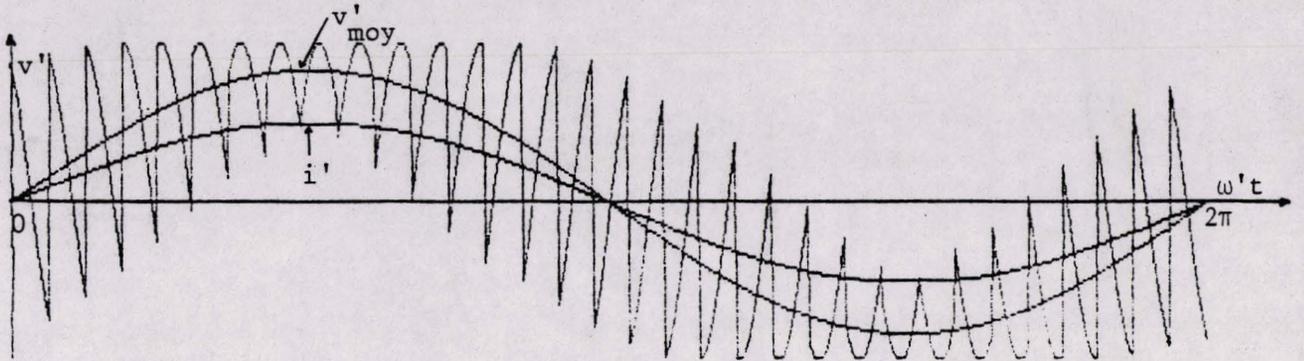
La tension entre deux angles consécutifs est échantillonnée. L'onde de sortie est donc échantillonnée sur un nombre N fixé de points.

En fournissant au calculateur le rapport de fréquence F, le nombre de périodes de la tension de sortie, le logiciel délivre la tension de sortie de l'UFC d'indice 3 sous forme numérique ou graphique.

II.1.4. Exemples de tensions de sortie simulées

Les figures 3.2., 3.3., 3.4. illustrent quelques exemples de tension de sortie pour plusieurs rapports de fréquence entre l'entrée et la sortie. On a

représenté sur chaque figure le fondamental de la tension de sortie ainsi que le fondamental du courant de sortie



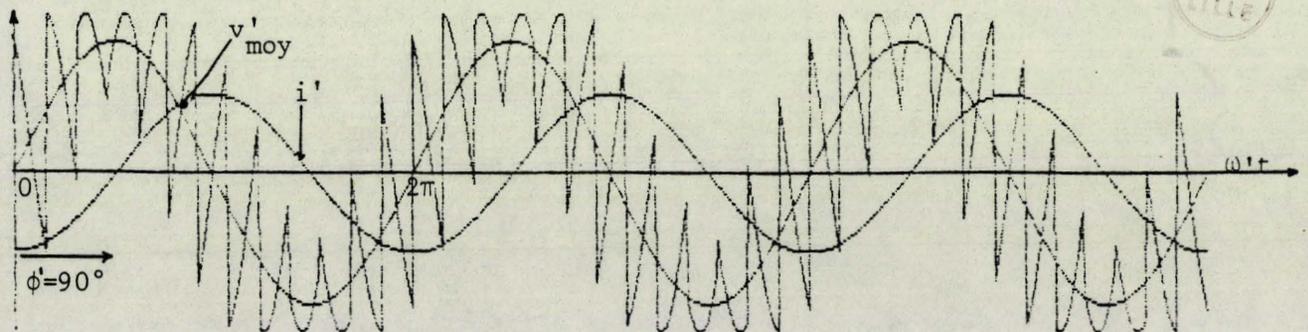
Tension de sortie d'un UFC3

$$f' = 5\text{Hz}, f = 50\text{Hz}, \phi' = 0$$

Figure 3.2.

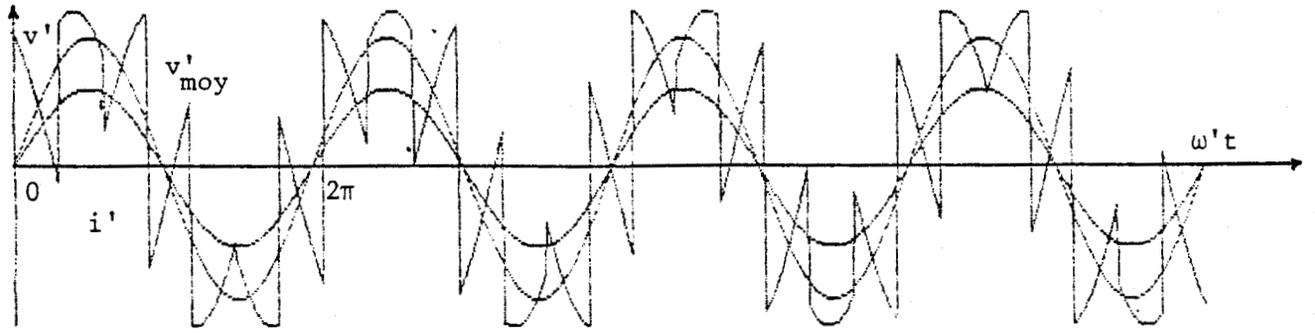
La figure 3.2. représente la tension de sortie d'un UFC d'indice 3 débitant sur une charge ayant un $\cos \phi$ égal à 1. La fréquence de sortie est 10 fois inférieure à la fréquence d'entrée.

La figure 3.3. montre les tensions de sortie pour des fréquences égales au $1/3$ et au $4/5$ de la fréquence d'entrée. Contrairement au CDFFC, la forme de la tension de sortie reste invariable pour un rapport de fréquence donné.



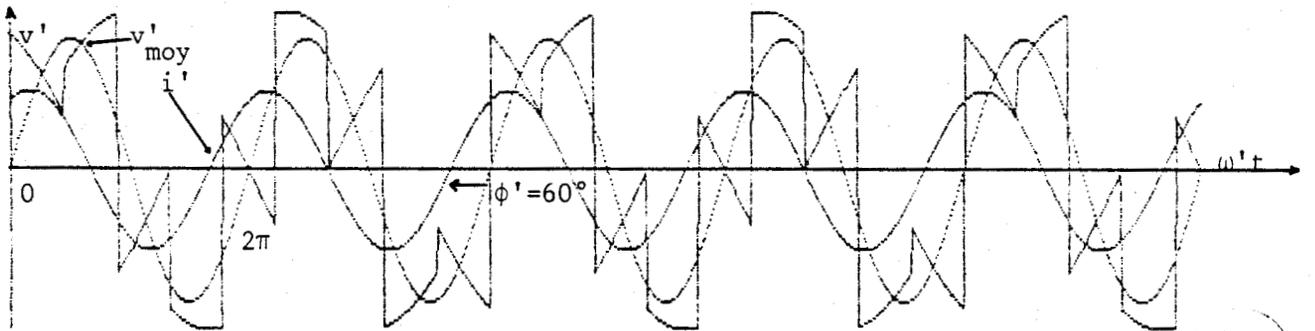
$$F = 0.3, \phi' = 90^\circ$$



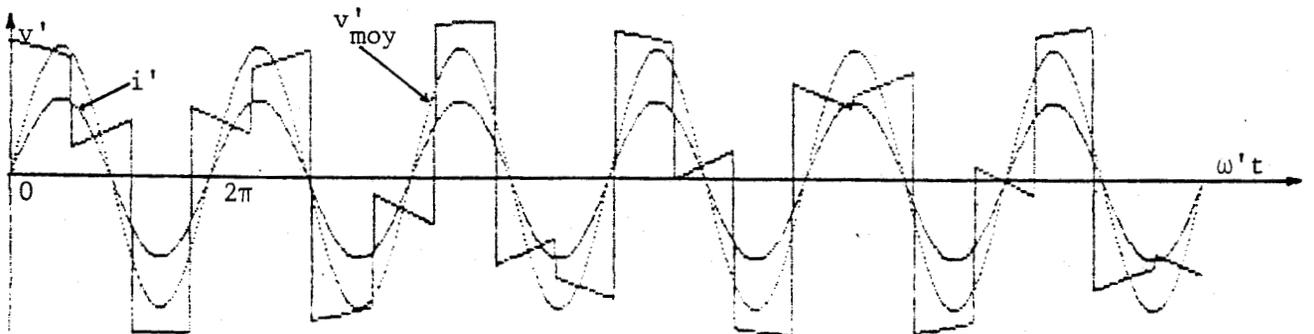


$$F = 0.8, \phi' = 0$$

Les qualités de multiplieur de fréquence de l'UFC sont illustrées sur la figure 3.4. où les fréquences d'entrée sont respectivement multipliées par 2 et par 10



$$F = 2, \phi' = -60^\circ$$



$$F = 10, \phi' = 0$$

Figure 3.4.

II.2. Simulation de la tension de sortie d'un UFC d'indice 6

Le montage est le même que celui de la figure 2.5. La fréquence de manoeuvre des interrupteurs est telle que :

$$f_e = f' + f = \frac{1}{T_e}$$

f' et f sont les données initiales du programme.

Les angles de commandes des interrupteurs sont tous égaux à $\frac{T_e}{6}$: le système d'entrée est haxaphasé. Mais, pour commencer la simulation en zéro, le premier angle est égal à $0.68 \frac{T_e}{6}$. C'est le résultat de l'algorithme pour un début en zéro.

Ces angles sont stockés dans un tableau $Z(I)$. La tension de sortie est formée d'une succession de tensions d'entrée placées entre ces angles. Entre deux angles $Z(I)$ et $Z(I-1)$, la tension est :

$$v = V\sqrt{2} \sin (\omega t - (I+2) \frac{\pi}{3})$$

On trouve ci-après quelques exemples de tensions simulées d'un UFC d'indice 6. La figure 3.5. illustre les tensions de sortie d'un UFC d'indice 6 fonctionnant en réducteur de fréquence.

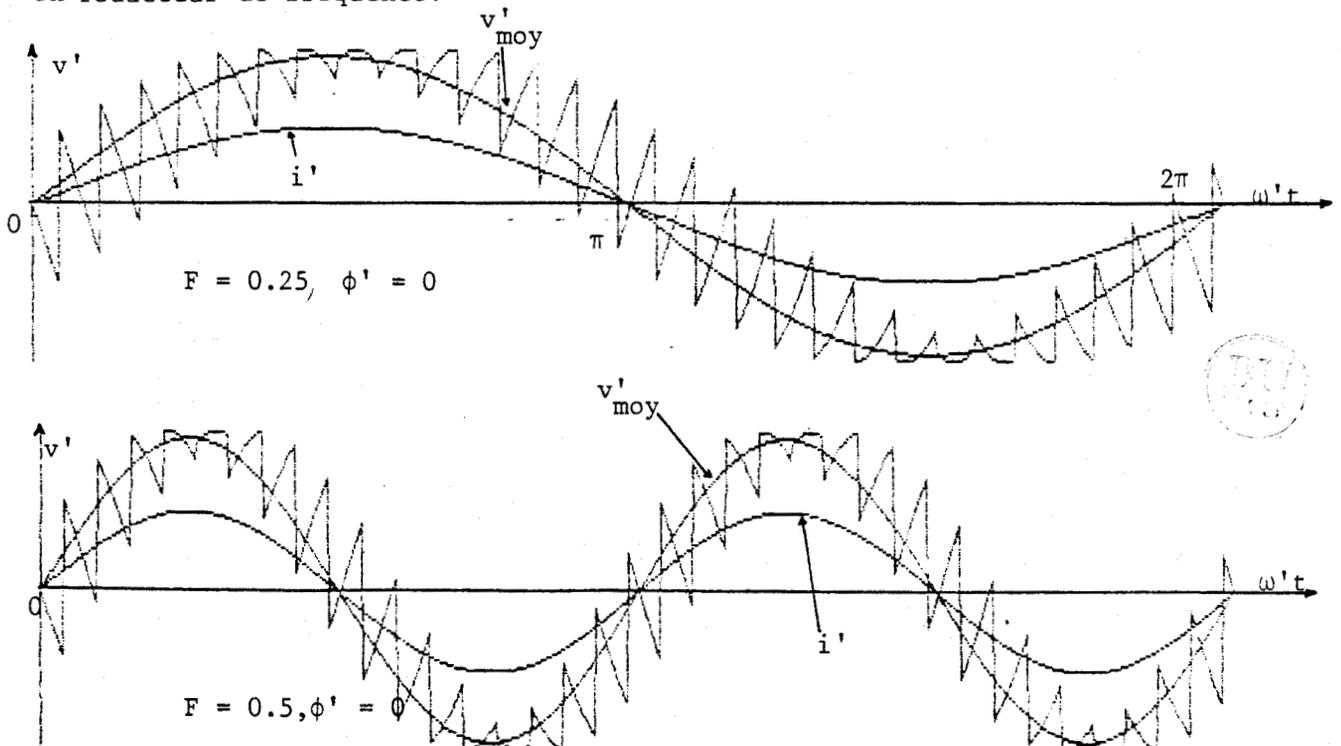


Figure 3.5.

Une multiplication par 2 et par 4 de la fréquence d'entrée est illustrée par la figure 3.6.

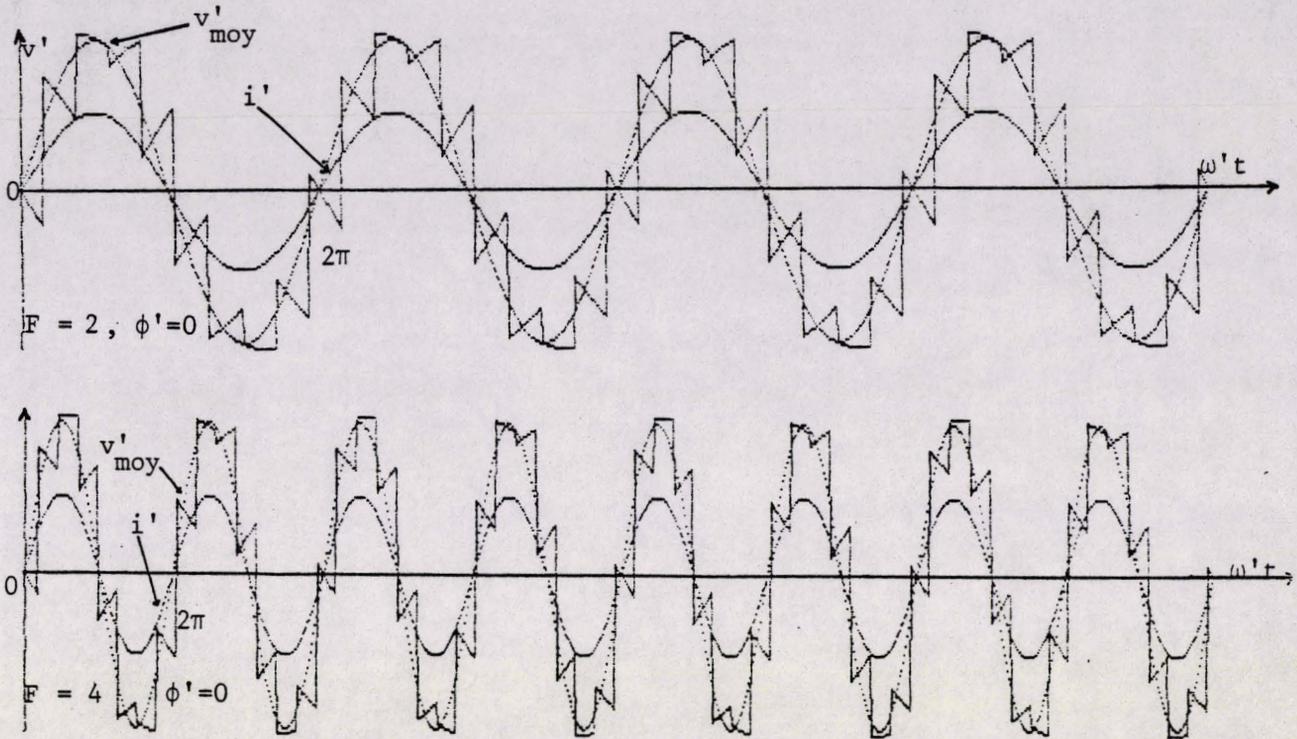


Figure 3.6.



II.3. Simulation de la tension de sortie d'un SSFC d'indice 3

Les tensions de sortie simulées sont celles d'un montage analogue à celui de la figure 3.1. Les angles de commande des interrupteurs sont toujours égaux (modulation linéaire) au tiers de la période des fonctions d'existence. Cette période est par principe égale à :

$$T_e = \frac{T T'}{T' - T} \rightarrow T_e = \frac{T}{1 - F}$$

T est la période de la tension d'entrée, F le rapport de fréquence. Ce sont les deux données du programme.

Le premier angle est cependant égal à $\frac{T_e}{6}$ afin de commencer la simulation au zéro de tension.

La tension de sortie est composée de portions de sinusôides des tensions d'entrée dont l'expression entre deux angles $Z(I)$ et $Z(I-1)$ est :

$$v = v\sqrt{2} \sin (\omega t - 2 (I-1) \frac{\pi}{3})$$

La figure 3.7. présente quelques exemples de tensions de sortie d'un SSFC d'indice 3 ainsi que les fondamentaux des tensions correspondantes.

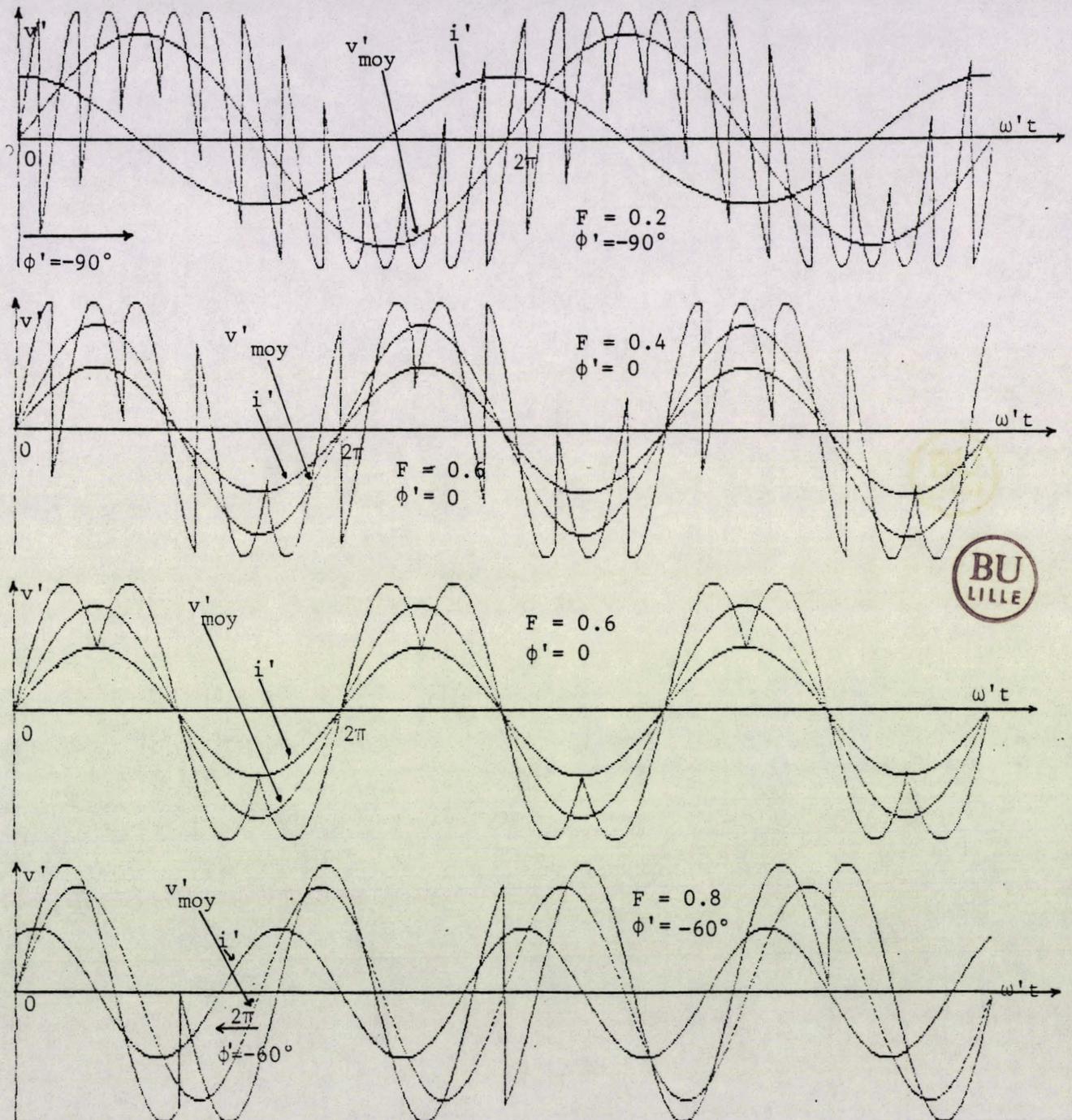


Figure 3.7.

II.4. Simulation de la tension de sortie d'un SSFC d'indice 6

Le convertisseur d'indice de pulsation 6 simulé fonctionnant en SSFC correspond à un montage analogue à la figure 2.5.

Les angles de conduction des semi-conducteurs sont égaux au sixième de la période des fonctions d'existence. Cette période est calculée à partir des données initiales du programme, T et F. Elle est égale à :

$$T_e = \frac{T}{1-F}$$

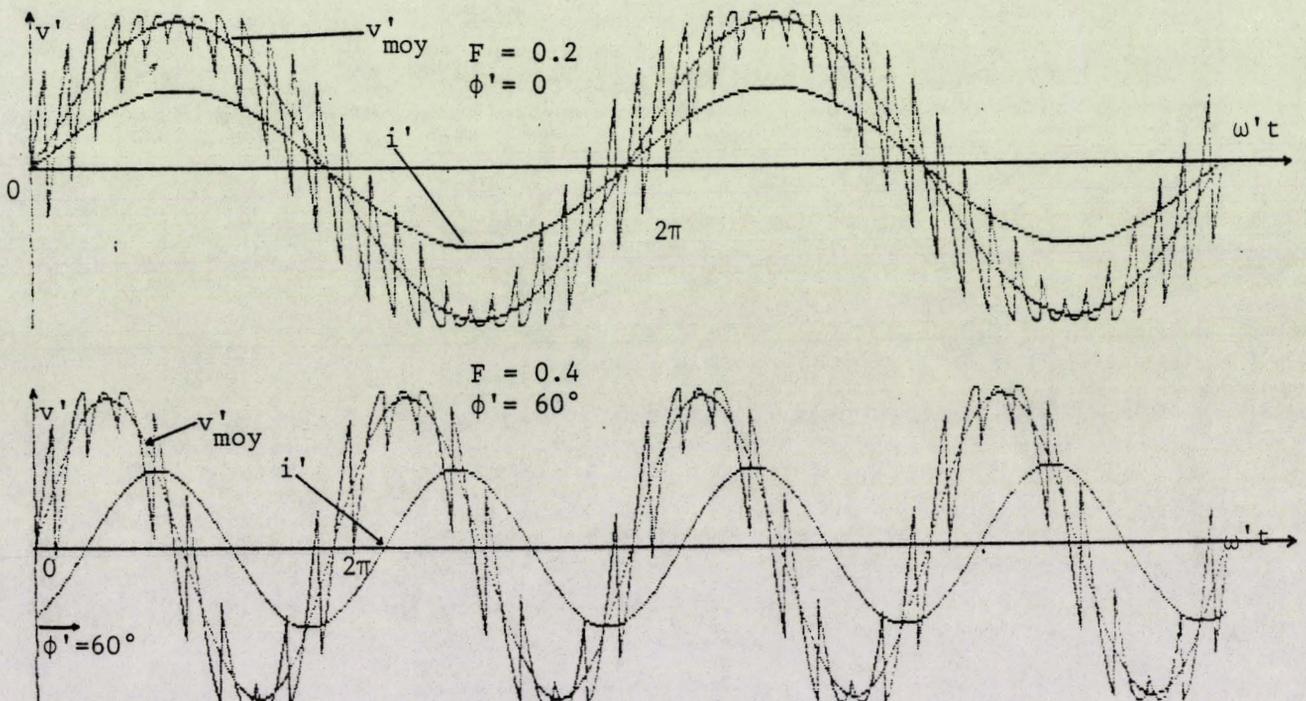
Pour commencer la simulation au début de la période, le premier interrupteur doit conduire pendant $0.6.T_e$.

La tension de sortie est composée de morceaux de sinusoïdes des tensions de sortie. Le passage d'une tension à l'autre se fait à partir des angles stockés dans un fichier Z(I). Chaque tension est exprimée par :

$$v = V\sqrt{2} \sin (\omega t - (I-1) \frac{\pi}{3})$$



Plusieurs tensions de sortie d'un convertisseur fonctionnant en SSFC sont représentées sur la figure 3.8. Leurs fréquences sont respectivement de 10, 20, 30 et 40 Hz pour une tension d'entrée de fréquence 50 Hz.



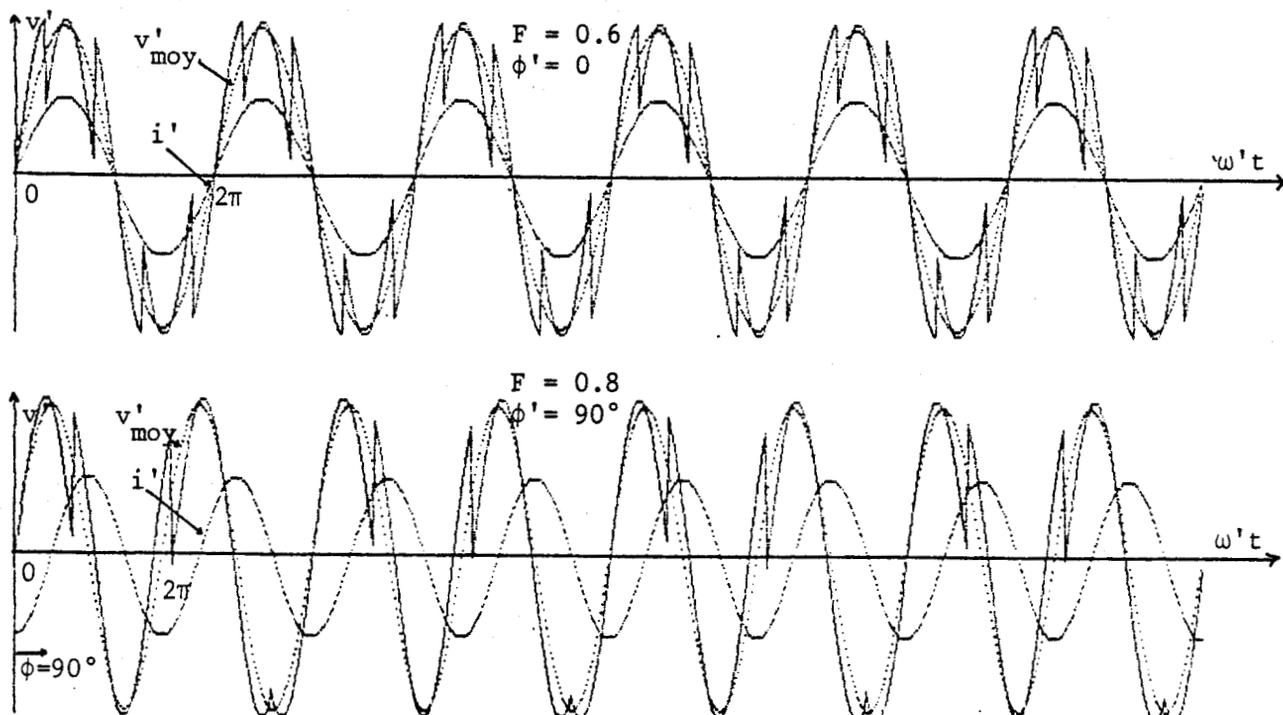


Figure 3.8.

III - SIMULATION DES COURANTS D'ENTREE

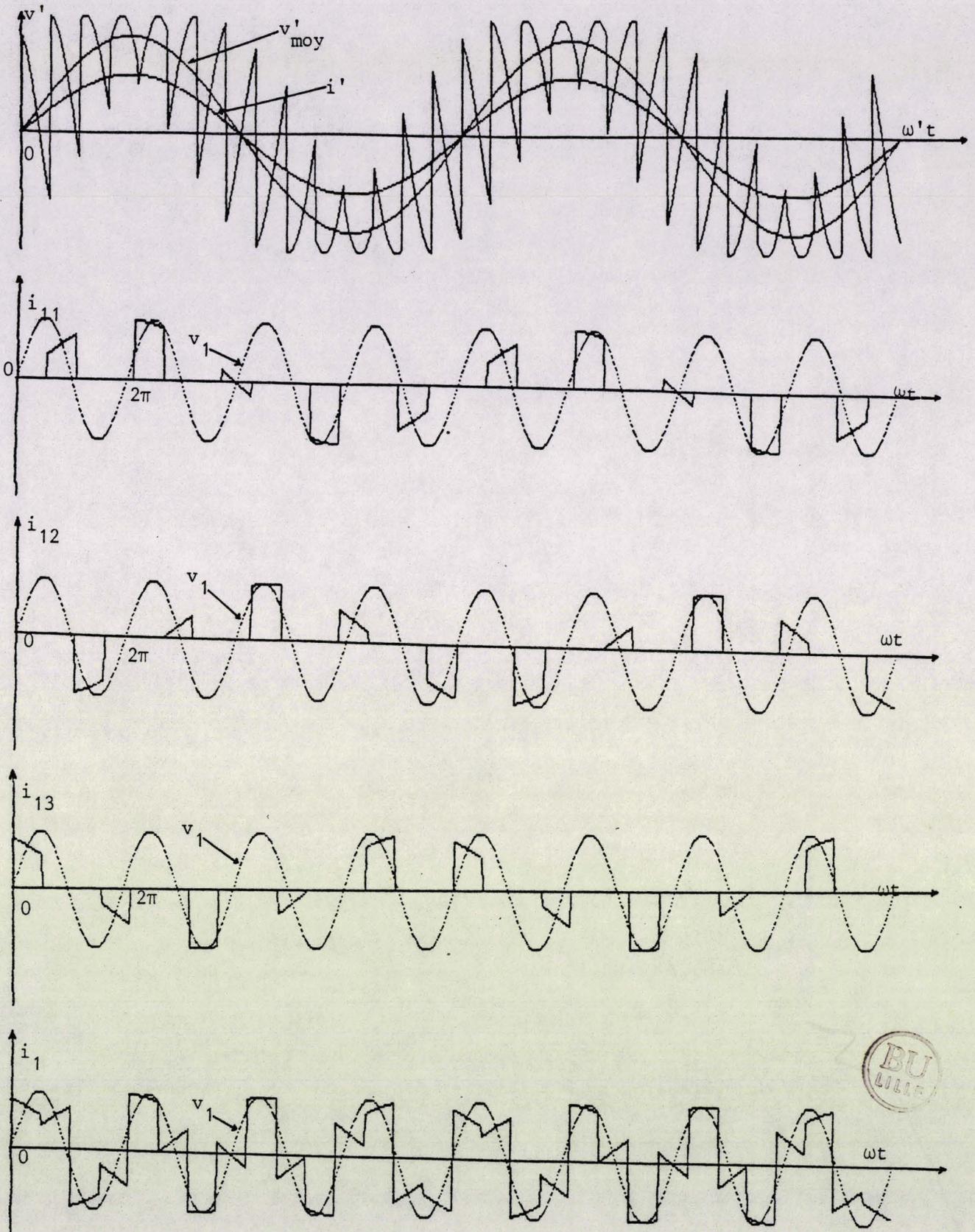
III.1. Simulation des courants d'entrée d'un UFC d'indice 3

Le montage et les notations sont les mêmes pour ceux de la figure 2.13. Le courant d'entrée i_1 simulé représente, au décalage de $1/3$ et $2/3$ de période près, les deux autres courants d'entrée.

Le courant i_1 est la somme des courants i_{11} , i_{12} et i_{13} qui traversent les trois interrupteurs bidirectionnels T_{11} , T_{12} et T_{13} reliant la phase 1 aux trois phases de sortie. Pour simuler i_1 , il faut d'abord simuler les courants i_{11} , i_{12} et i_{13} .

Le programme effectue un test et trie les angles correspondant à T_{11} et dans ce cas affecte à i_{11} la valeur du courant de sortie supposé sinusoïdal

$$i_{11} = I_m \sin \omega't$$



$F = 0.25 \quad \cos\phi = 1$

Figure 3.9.



sinon i_{11} est égal à zéro. De même pour i_{12} et i_{13} qui sont égaux soit à zéro soit à $I_m \sin(\omega't - \frac{2\pi}{3})$, soit à $I_m \sin(\omega't - \frac{4\pi}{3})$ respectivement.

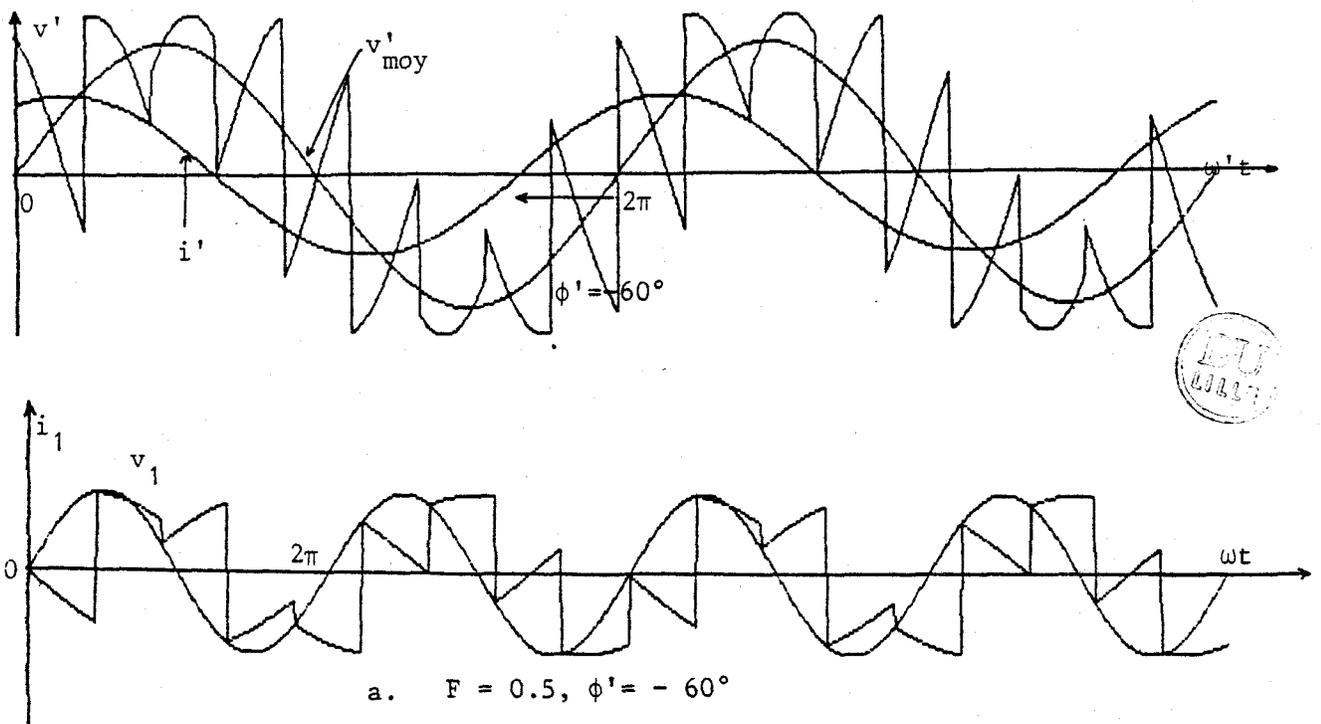
La figure 3.9. illustre les 4 courants ainsi que la tension de sortie pour un UFC débitant sur une charge à $\cos \phi = 1$ et pour un rapport de fréquence de 0.25 entre l'entrée et la sortie.

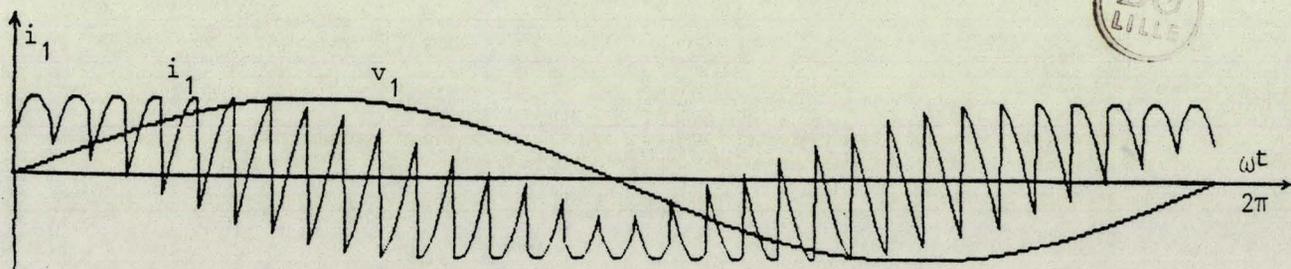
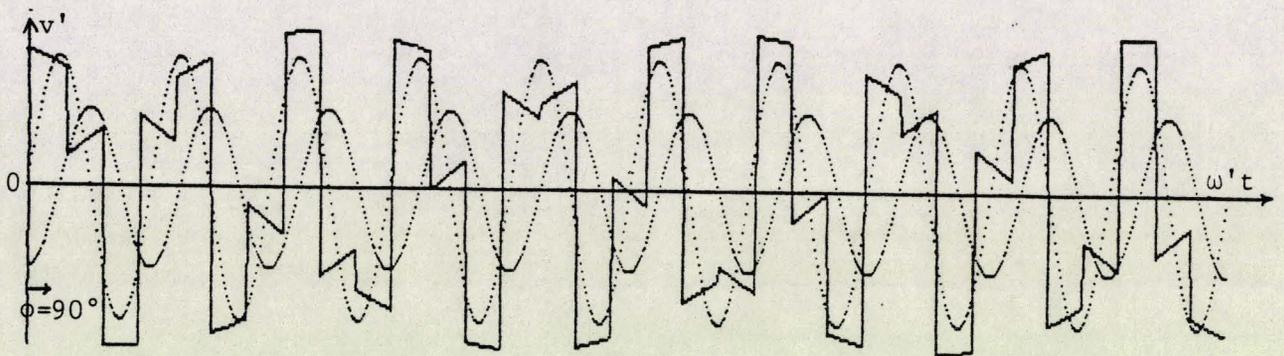
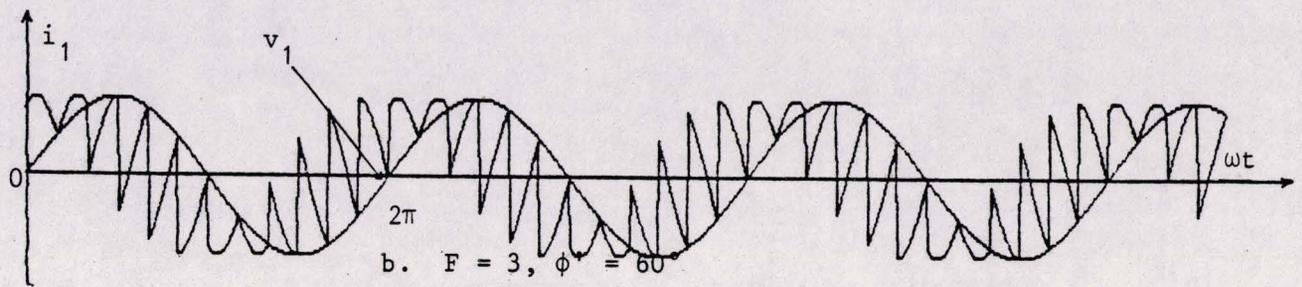
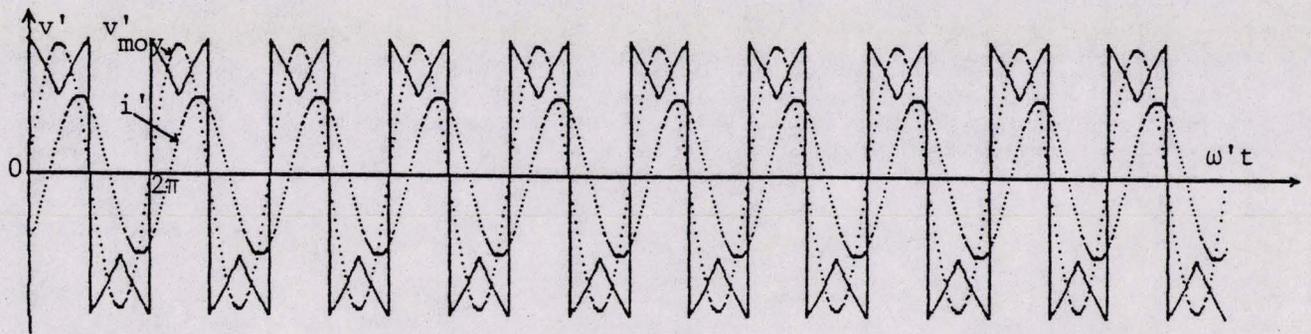
On a représenté sur la figure 3.10. des grandeurs illustrant les propriétés de girateur de phase de puissance de l'UFC.

Ainsi, par exemple, un déphasage avant de 60° du fondamental du courant de sortie par rapport au fondamental de la tension conduit à un déphasage arrière de 60° du fondamental du courant d'entrée par rapport à la tension d'entrée correspondante (Fig. 3.10.a.).

La figure 3.10.b. montre aussi cette giration de phase pour un rapport de fréquence de 3 entre la sortie et l'entrée et un déphasage arrière du fondamental du courant de sortie de 60° .

La figure 3.10.c. est un autre exemple mais pour un rapport de fréquence égal à 10 et un $\cos \phi$ de la charge nul ($\phi = 90$ arrière).





c. $F = 10, \phi' = 90^\circ$

Figure 3.10.



III.2. Simulation des courants d'entrée d'un UFC d'indice 6

Le convertisseur à sortie triphasée est alimenté par un transformateur à six secondaires. Le montage est celui de la figure 2.19. Le principe de simulation des courants d'entrée est le même que celui d'un CDFFC d'indice 6.

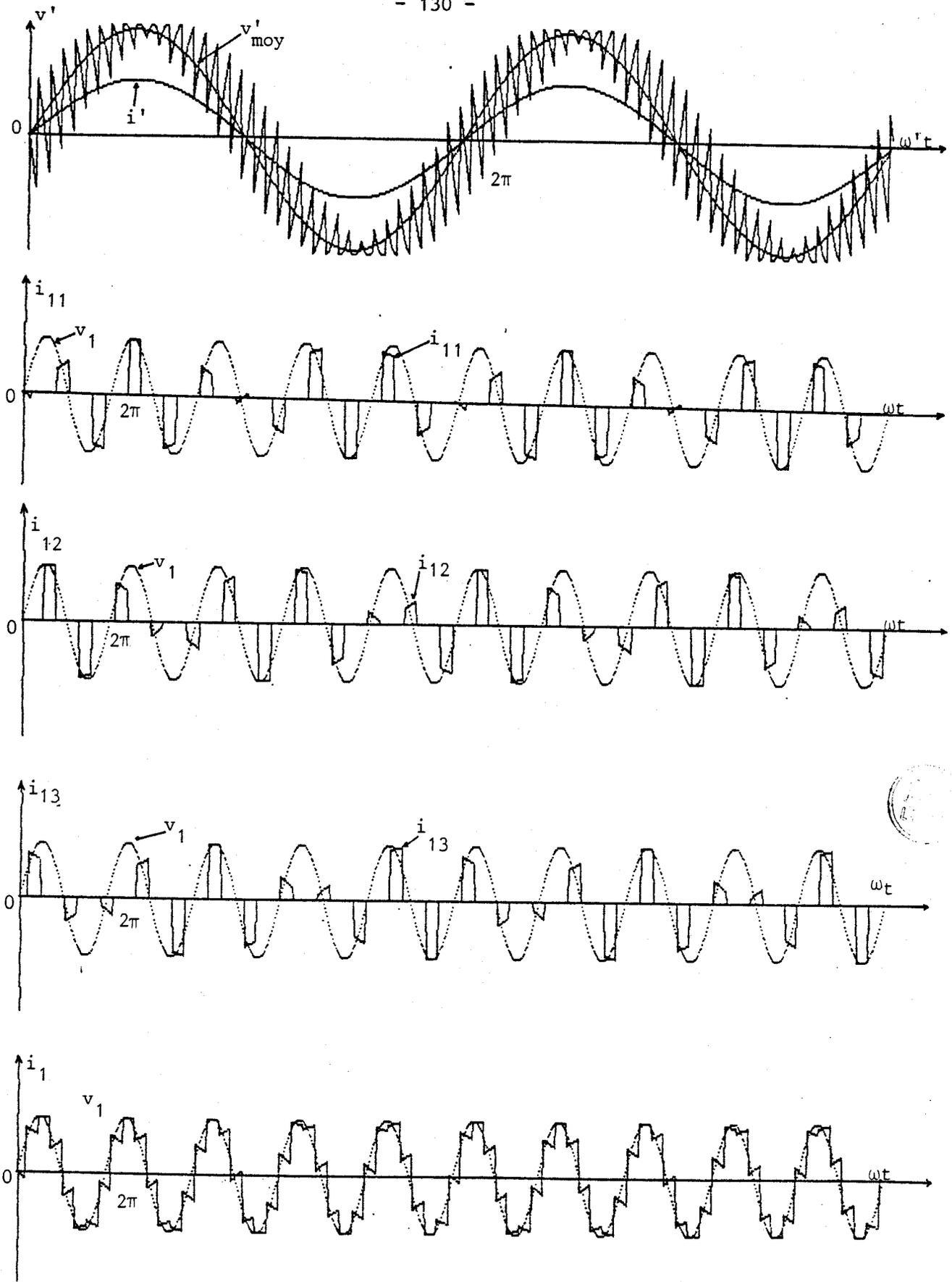
La figure 3.11. illustre la tension de sortie et le courant d'entrée ainsi que les courants intermédiaires pour un rapport de fréquence de 0.2 et un $\cos \phi$ égal à l'unité.

Sur la figure 3.12., on peut remarquer que lorsque les rapports de fréquence sont inverses, les tensions de sortie pour l'un des rapports et les courants d'entrée pour l'autre sont semblables. Ainsi, la tension de sortie pour un rapport de fréquence de 0.5 ($f'=25\text{Hz}$) correspond à l'échelle près au courant d'entrée pour un rapport de 2 ($f'=100\text{Hz}$). La conservation des puissances instantanées entre l'entrée et la sortie du convertisseur conduit à la déduction du courant d'entrée à partir de la tension de sortie (la tension d'entrée et le courant de sortie sont sinusoïdaux). Il existe un lien entre la tension de sortie et le courant d'entrée qui dépend du rapport de fréquence. Quand ce rapport est inversé, il y a une inversion des formes d'ondes.

III.3. Simulation des courants d'entrée d'un SSFC d'indice 3

Les déphasages relatifs des courants d'entrée des SSFC ne sont pas modifiés par la présence des convertisseurs. Leurs déphasages par rapport aux tensions d'entrée dépendent uniquement de ceux des courants de sortie par rapport aux tensions correspondantes.

Un exemple est illustré à la figure 3.13. La tension de sortie, le courant d'entrée et les courants dans les interrupteurs sont présentés pour un rapport de fréquence de 0.2 et un $\cos \phi$ nul ($\phi = \pi / 2$ arrière).



$F = 0.5, \phi' = 0$

Figure 3.11.

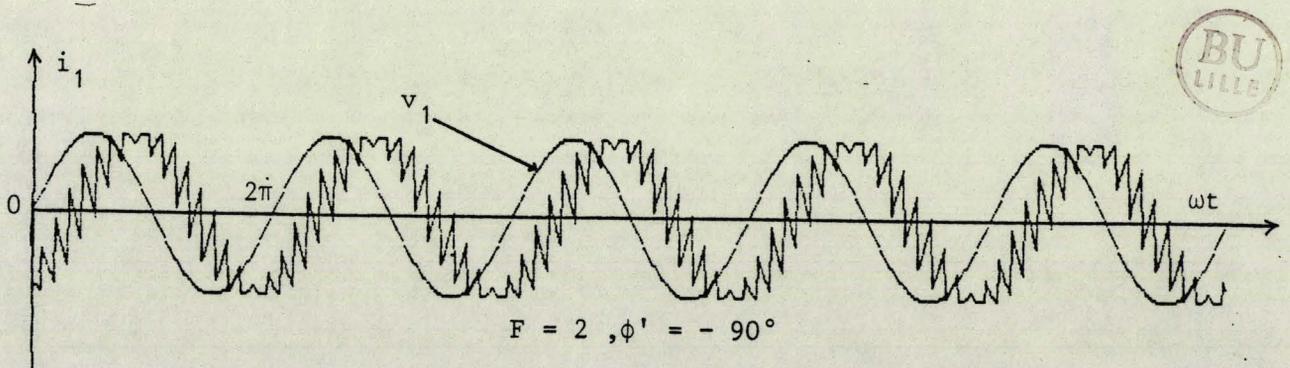
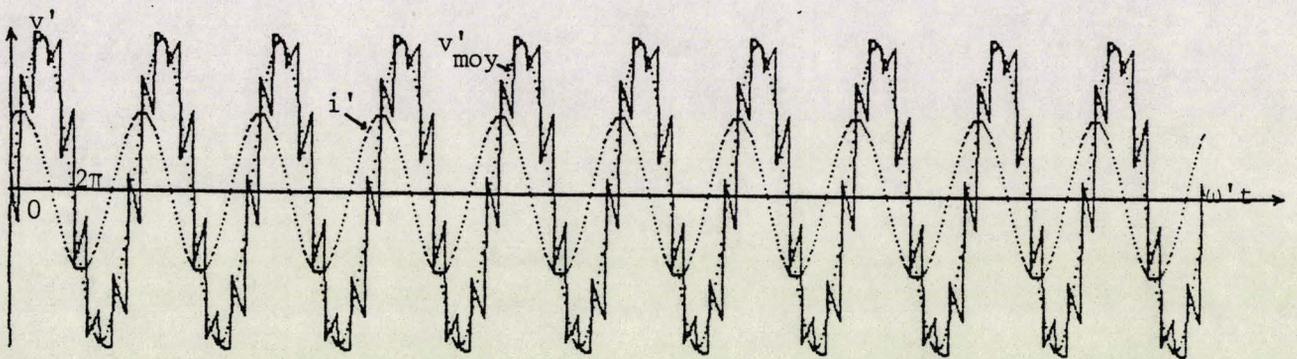
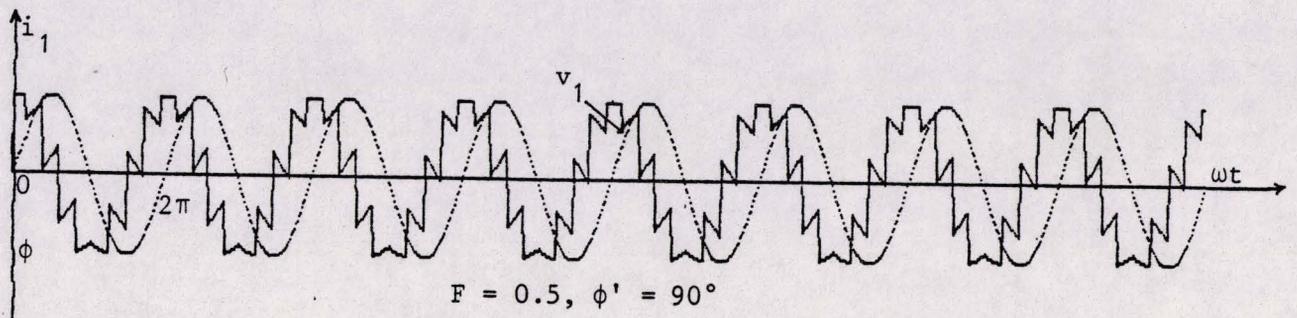
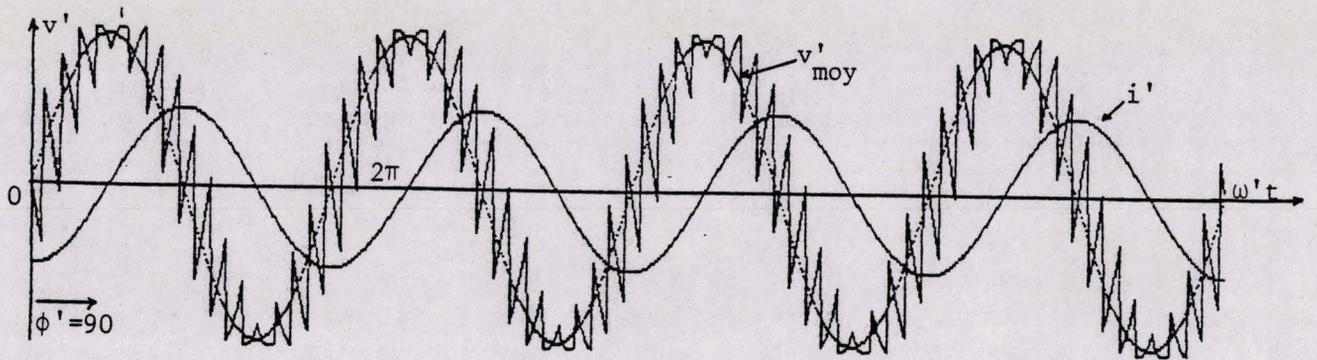
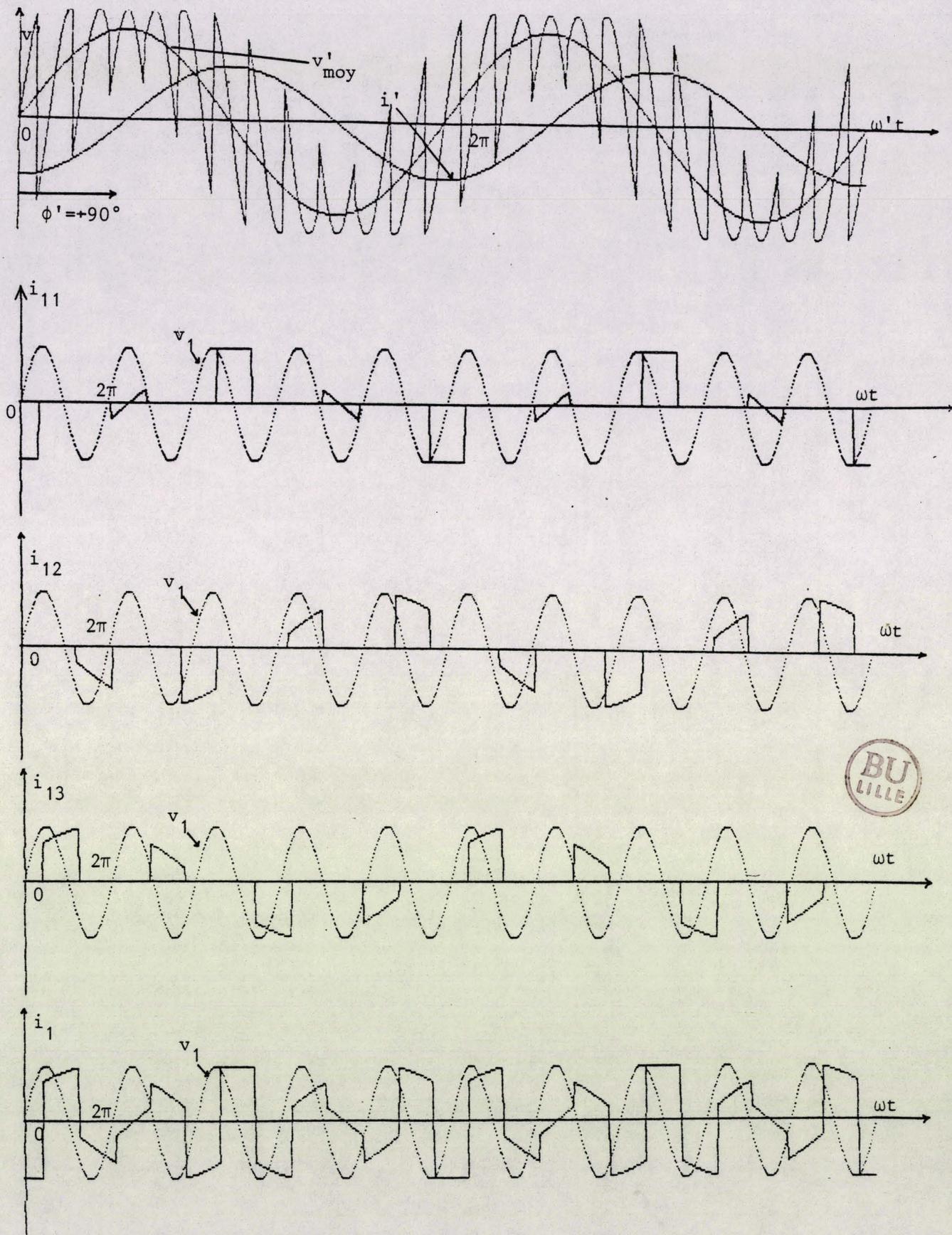


Figure 3.12.



$F = 0.2, \phi' = 90^\circ$

Figure 3.13.

La figure 3.14. illustre deux autres exemples de tensions de sortie et de courants d'entrée pour des rapports de fréquence et des déphasages différents ($F = 0.2$ et $\phi = -90^\circ$, $F = 0.5$ et $\phi = -60^\circ$)

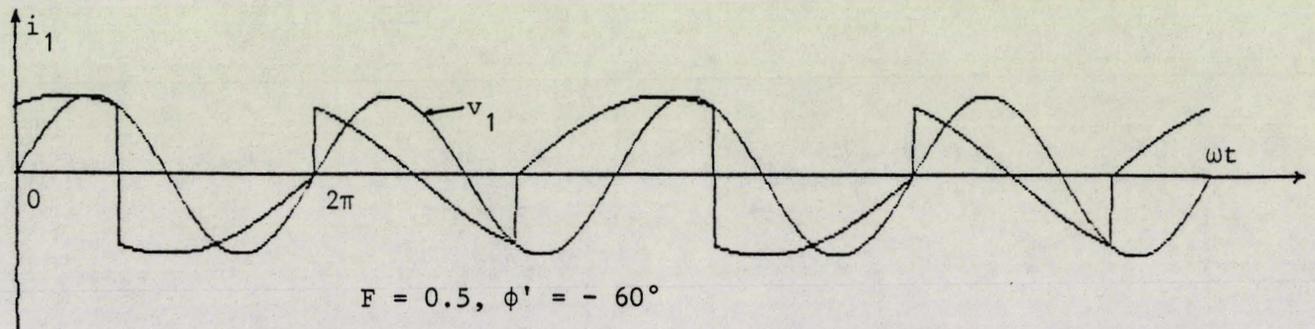
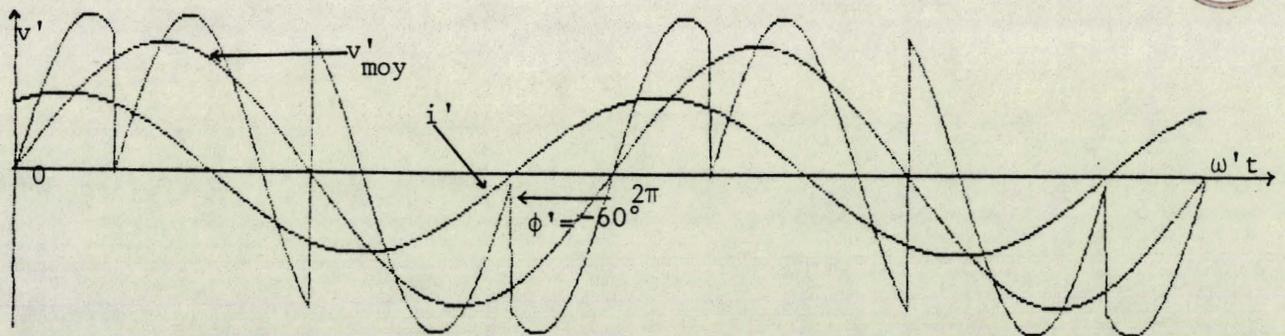
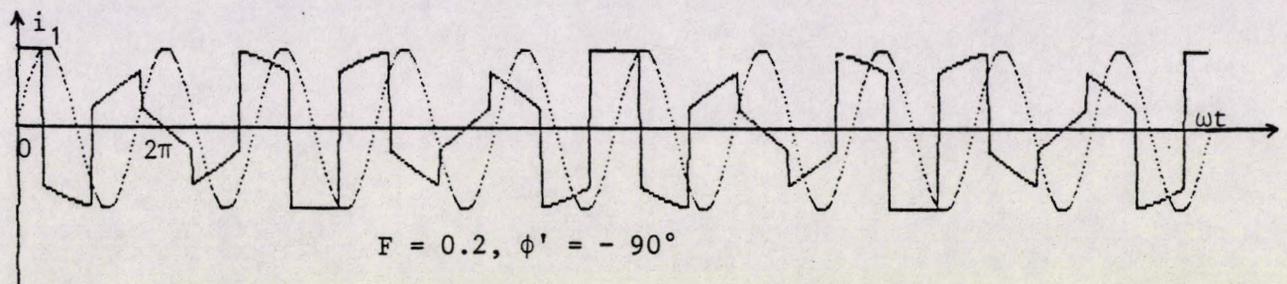
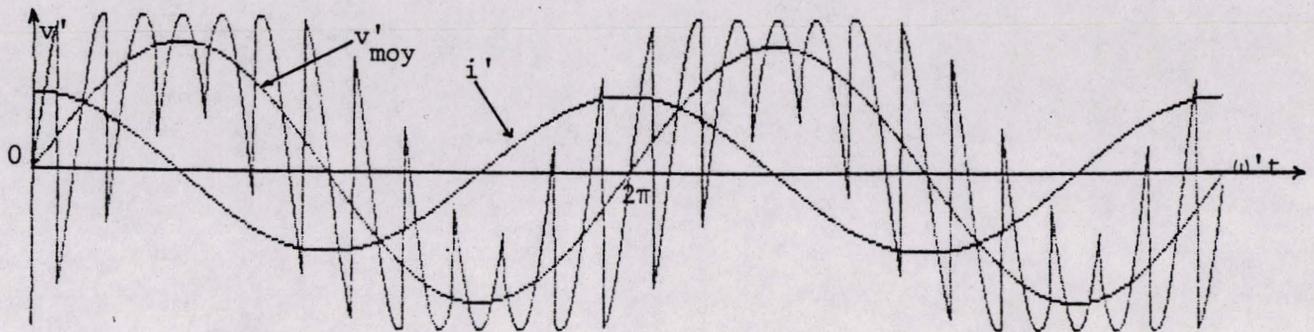
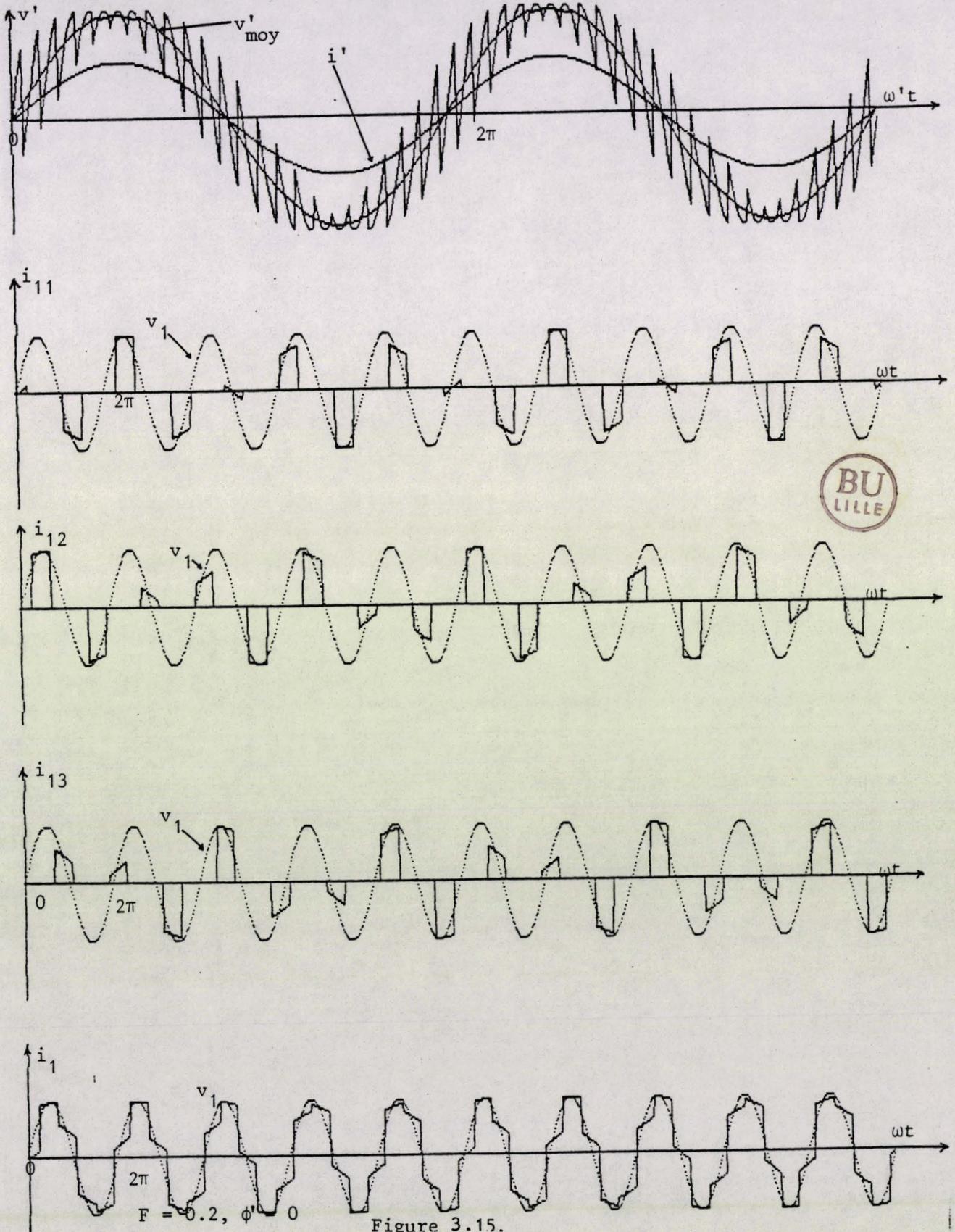


Figure 3.14.

III.4. Simulation des courants d'entrée d'un SSFC d'indice 6

Les tensions de sortie et les courants d'entrée d'un changeur direct de fréquence d'indice 6 fonctionnant en SSFC sont simulés et montrés à la figure 3.15. Cet exemple illustre ces grandeurs pour un SSFC fonctionnant à un rapport de fréquence de 0.2.



La figure 3.16. illustre d'autres exemples de fonctionnement de ce convertisseur pour des rapports de fréquence de 0.4 et 0.6 et des déphasages de 90° arrière et 60° avant des fondamentaux de courants de sortie par rapport aux tensions correspondantes respectivement

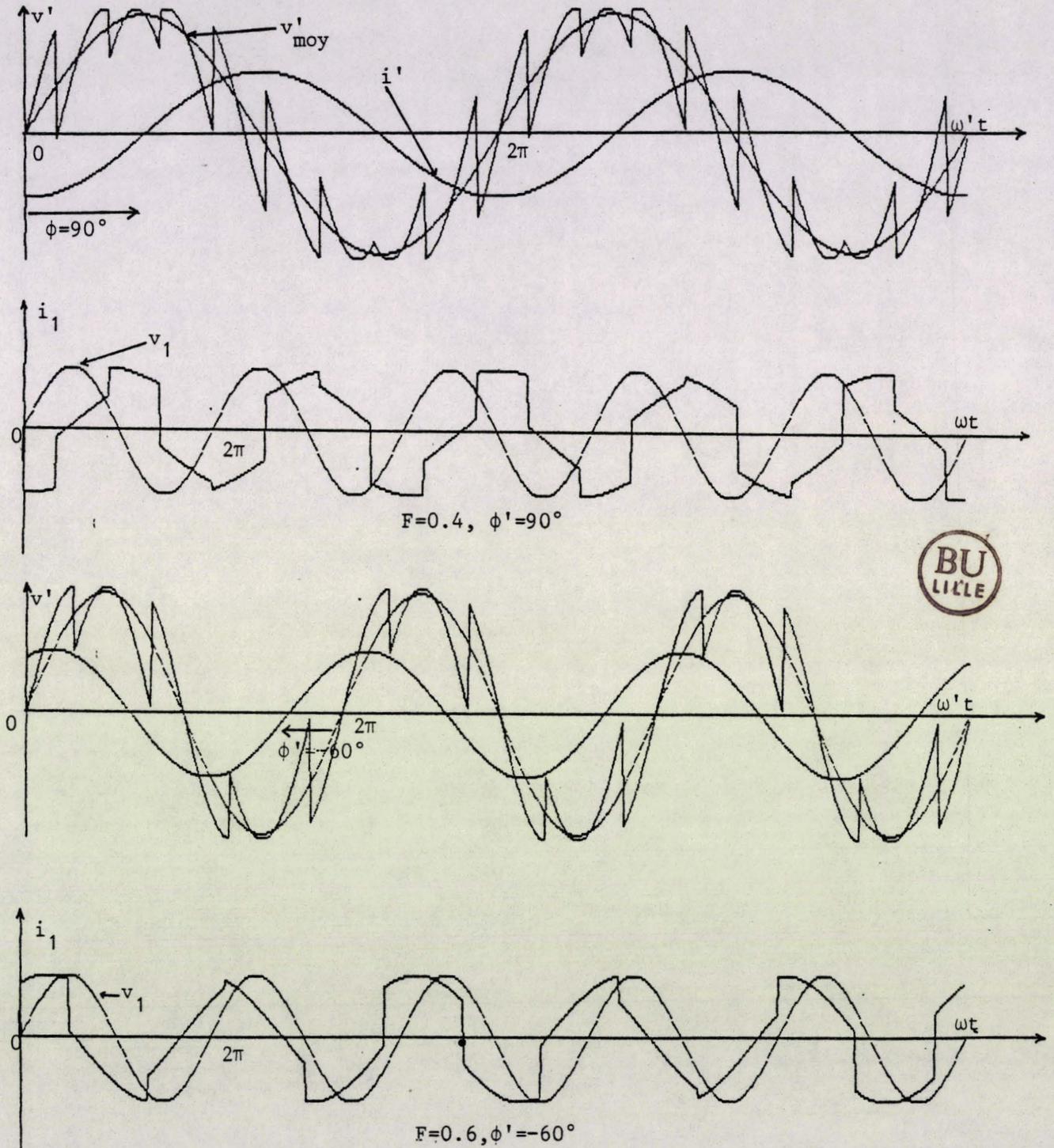


Figure 3.16.

IV - ANALYSE HARMONIQUE

IV.1. Introduction

L'analyse harmonique des tensions de sortie et des courants d'entrée des changeurs de fréquence permet de confirmer les résultats analytiques obtenus par Pelly et Gyugyi. Elle apporte, de plus, la possibilité de connaître avec précision la valeur des harmoniques lorsque ceux-ci appartiennent simultanément à plusieurs familles de fréquence.

Les signaux échantillonnés sur un nombre $N(N=2^k)$ sont analysés par l'algorithme de FFT. Quand les signaux ont une grande période, une étude sur quatre cycles permet de retrouver avec une bonne précision les harmoniques. Les données du programme sont : le rapport de fréquence entre l'entrée et la sortie, le $\cos\phi$ de la charge et le nombre d'échantillons.

Les harmoniques trouvés numériquement confirment les résultats analytiques en fréquence et en amplitude lorsque les harmoniques appartiennent à une famille de fréquence donnée. Elle donne de plus une valeur unique aux harmoniques correspondant aux intersections de plusieurs familles de fréquence. Pour ces valeurs, la méthode analytique n'apporte pas de solution.

IV.2. Harmoniques de tension et de courant d'un changeur direct de fréquence d'indice 3 fonctionnant en UFC .

L'UFC est le seul changeur direct non limité en fréquence de sortie. En effet, les études numériques des harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée confirment l'absence de composantes continues ou de fréquences inférieures à celle du fondamental dans les spectres.

Les spectres de tension de sortie et de courant d'entrée de la figure 3.17. donnés pour un rapport de fréquence fixé , montrent que :

- les harmoniques de tensions appartiennent aux familles f_n telles que :

$$f_n = 3kf + (3k+1)f'$$

- les harmoniques des courants d'entrée ont pour fréquences :

$$f_n = (3k \pm 1) f + 3kf'$$

f étant la fréquence d'entrée, f' la fréquence de sortie et k prenant les valeurs entières de 1 à l'infini.

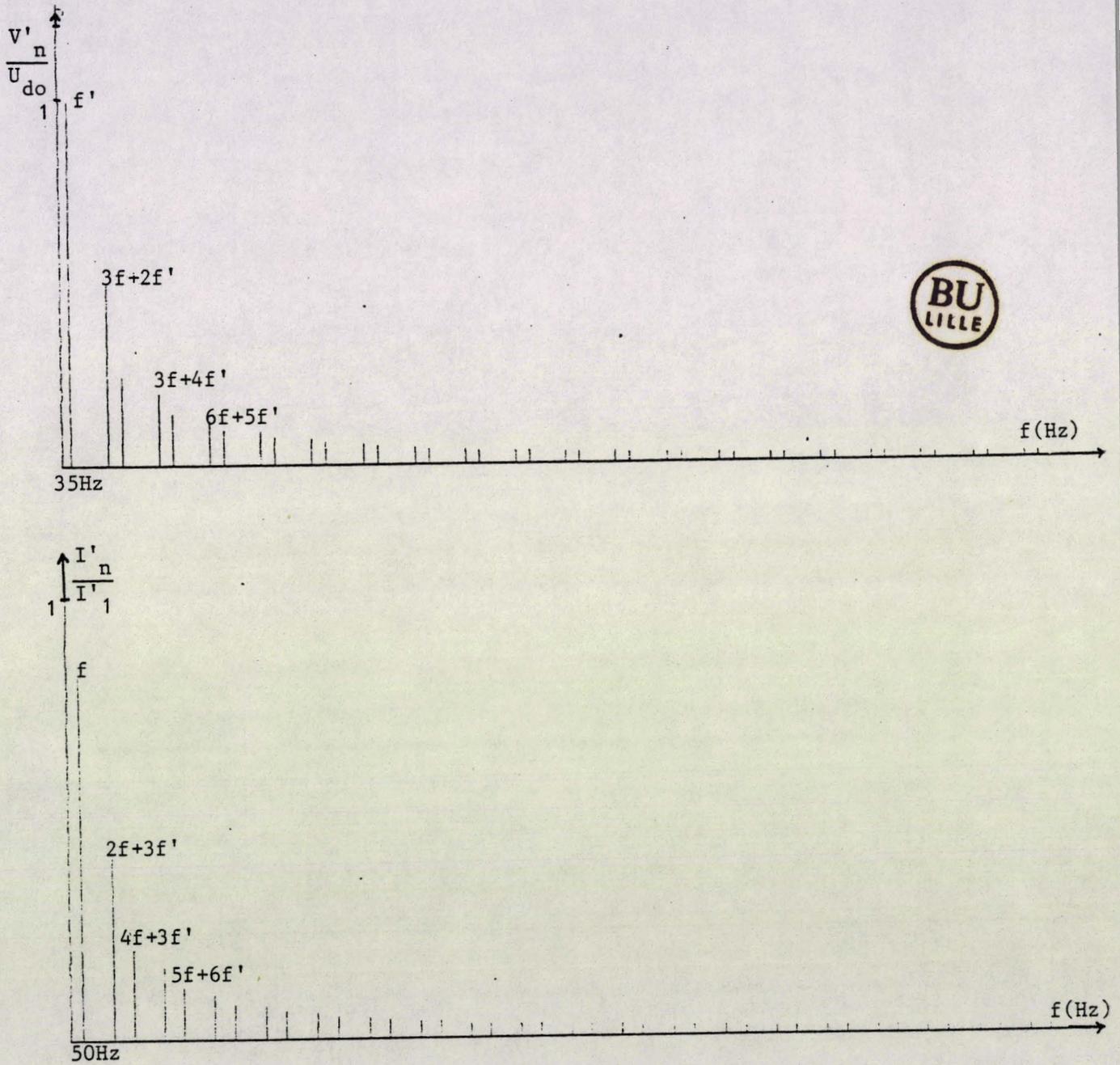
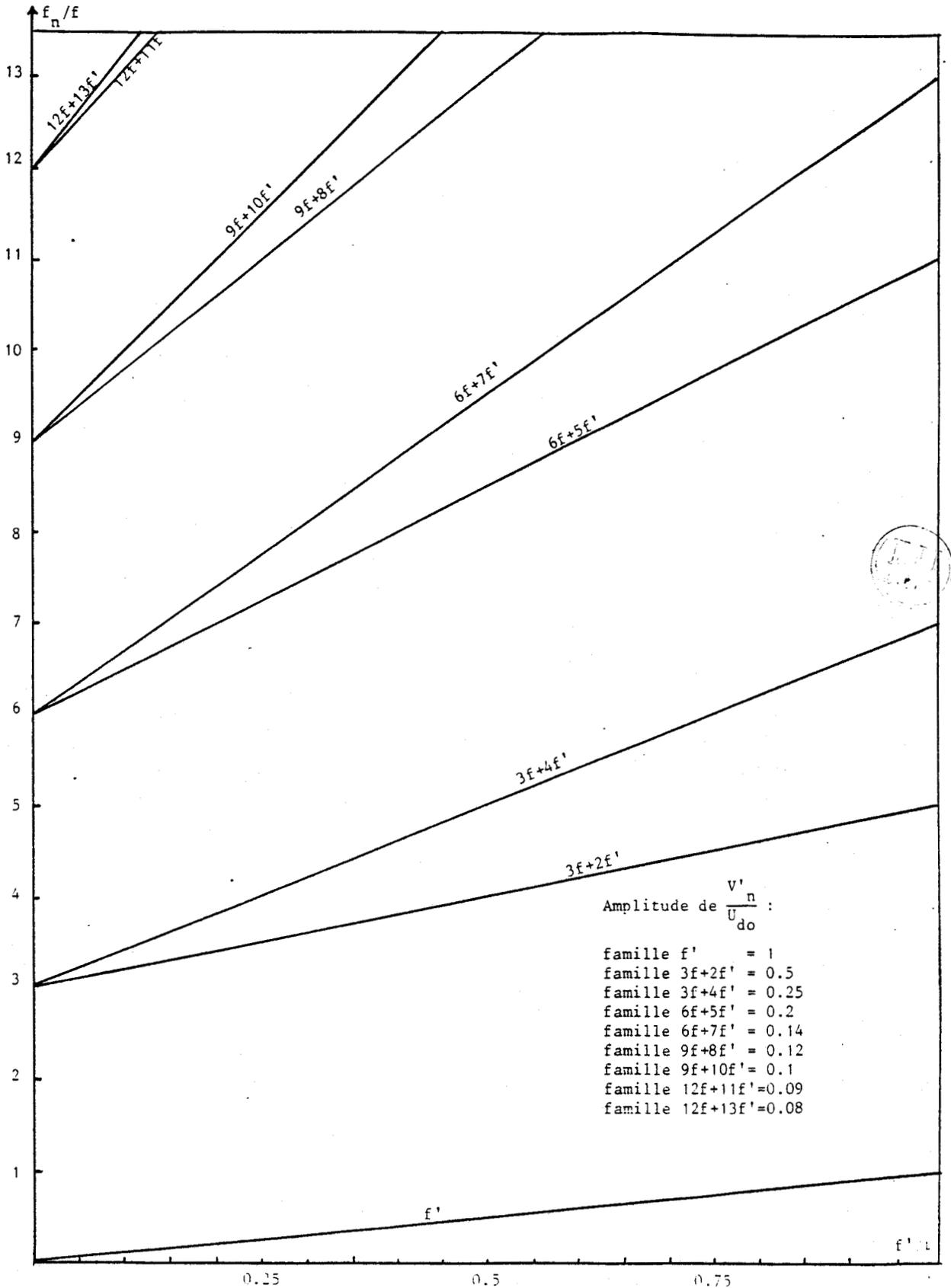
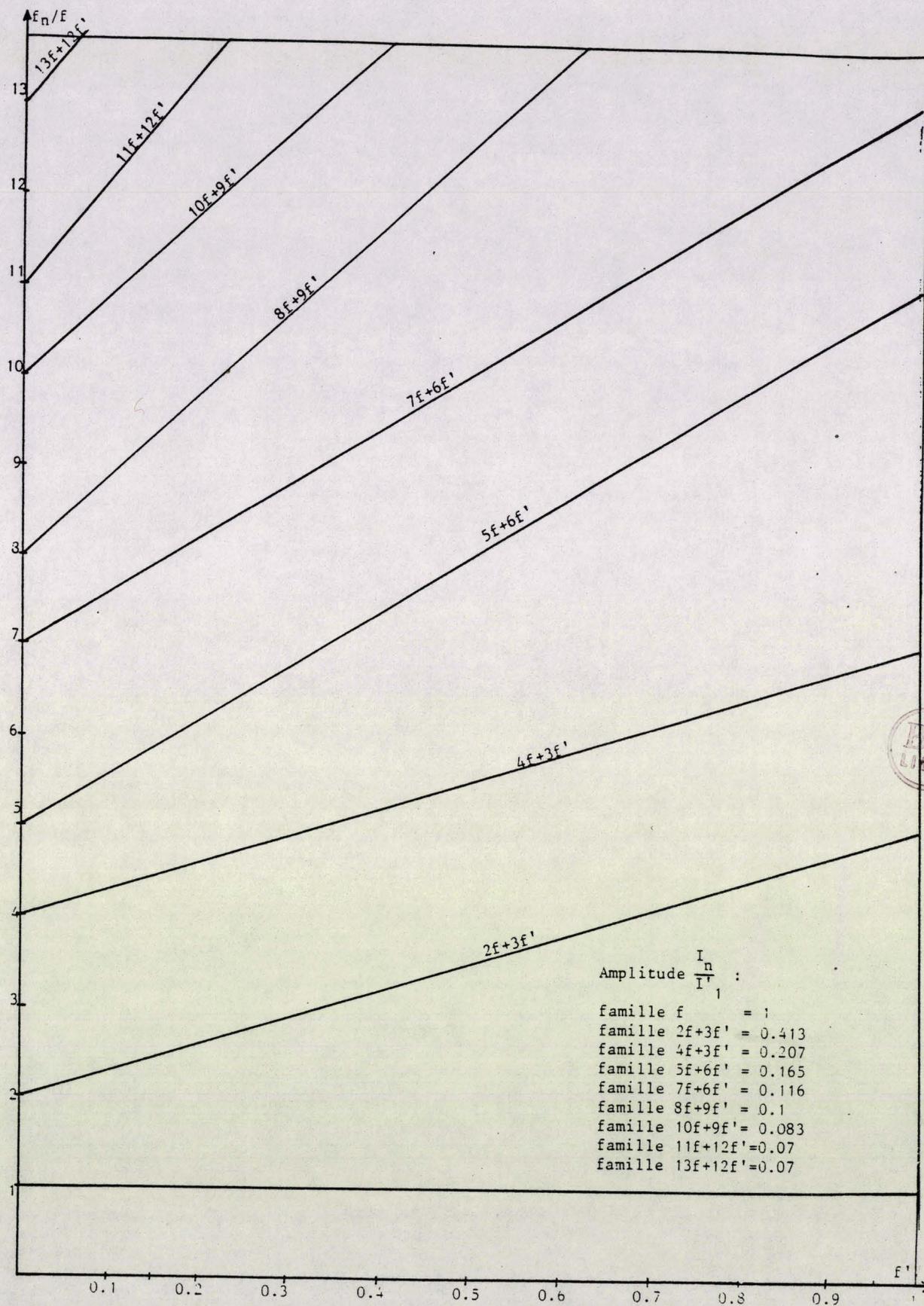


Figure 3.17.

Les figures 3.18. et 3.19. montrent les résultats de l'analyse harmonique effectuée pour $\frac{f'}{f}$ variant de 0 à 1 par pas de 0.1 et pour $\phi' = 0$. La fréquence f_n des harmoniques est rapportée à f , l'amplitude V'_{nm} des harmoniques est rapportée à U_{do} pour les tensions et au fondamental des courants pour les courants harmoniques.



Harmoniques de tension de sortie de l'UFC 3



Harmoniques de courant d'entrée
de l'UFC3

Figure 3.19.

IV.3. Harmoniques de tension et de courant d'un changeur direct de fréquence d'indice 3 fonctionnant en SSFC

Les calculs d'harmoniques montrent que ceux-ci correspondent aux familles

$$f_n = 3k f - (3k \pm 1) f'$$

dans le cas des harmoniques de tensions et aux familles :

$$f_n = (3k \pm 1) f - 3k f'$$

pour les harmoniques de courant.

On a tracé sur deux figures les valeurs de ces familles de fréquence en faisant varier le rapport de fréquence de 0 à 0.8 par pas de 0.05. Deux cartes d'harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée sont présentées dans les figures 3.20. et 3.21.

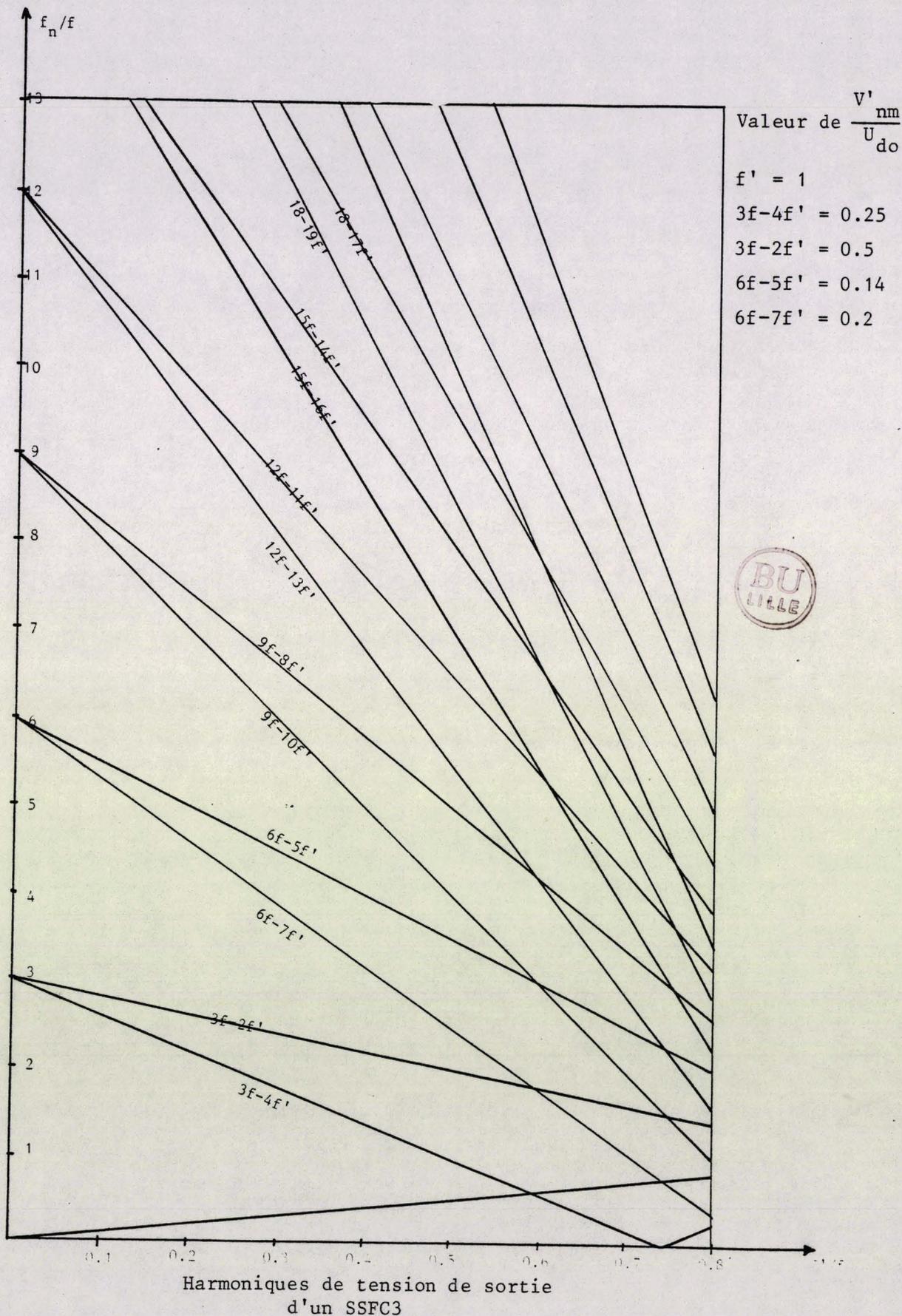


Figure 3.20.

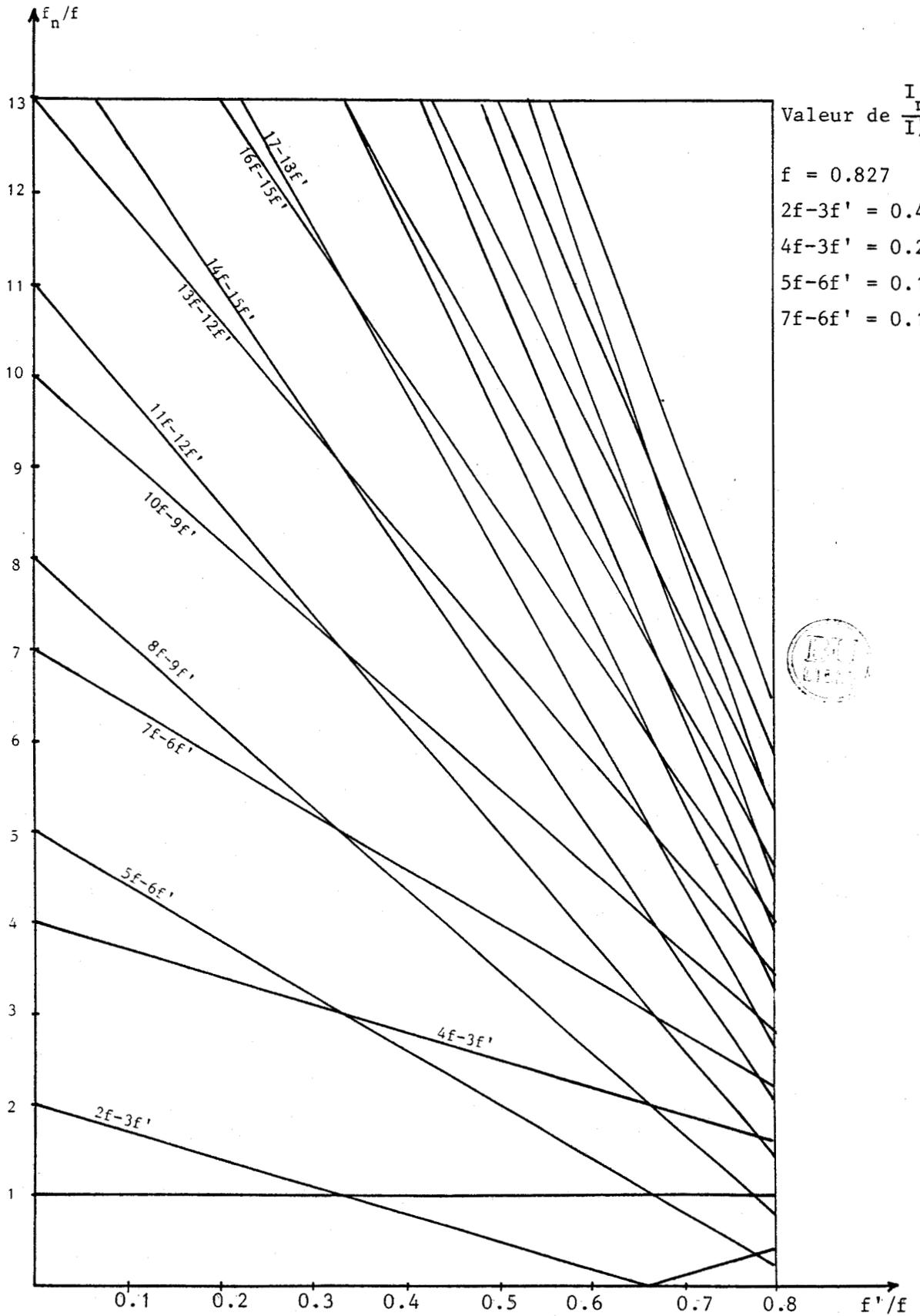


Figure 3.21.

IV.4. Harmoniques de tension et de courant d'un changeur direct de fréquence d'indice 6 fonctionnant soit en UFC soit en SSFC

Les harmoniques de tension de sortie de l'UFC d'indice de pulsation 6 sont :

$$f_n = 6kf + (6k \pm 1)f'$$

Ceux des courants d'entrée :

$$f_n = (6k \pm 1)f + 6kf'$$

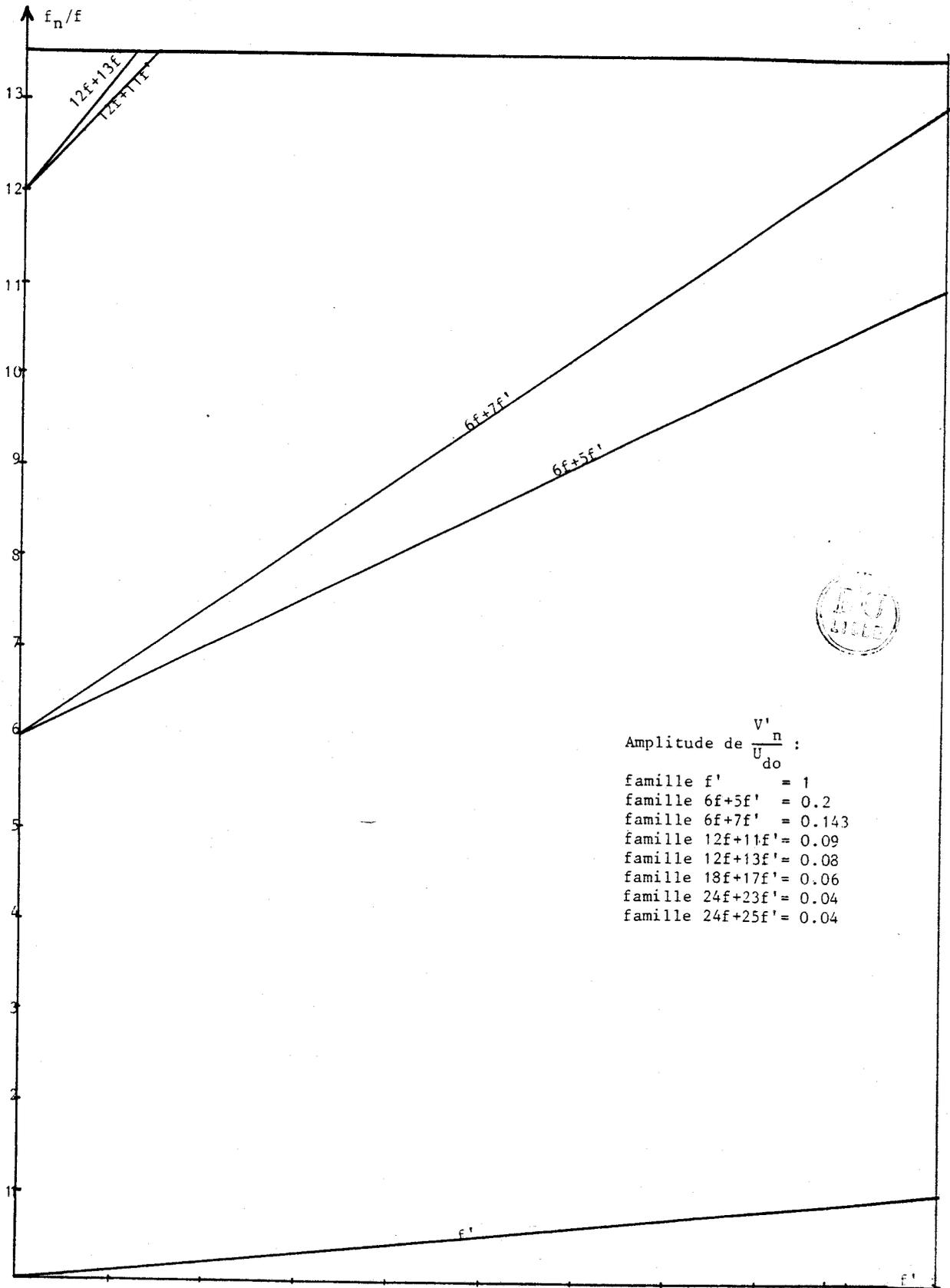
Dans le cas du SSFC, ils s'expriment respectivement par :

$$f_n = 6kf - (6k \pm 1)f'$$

et

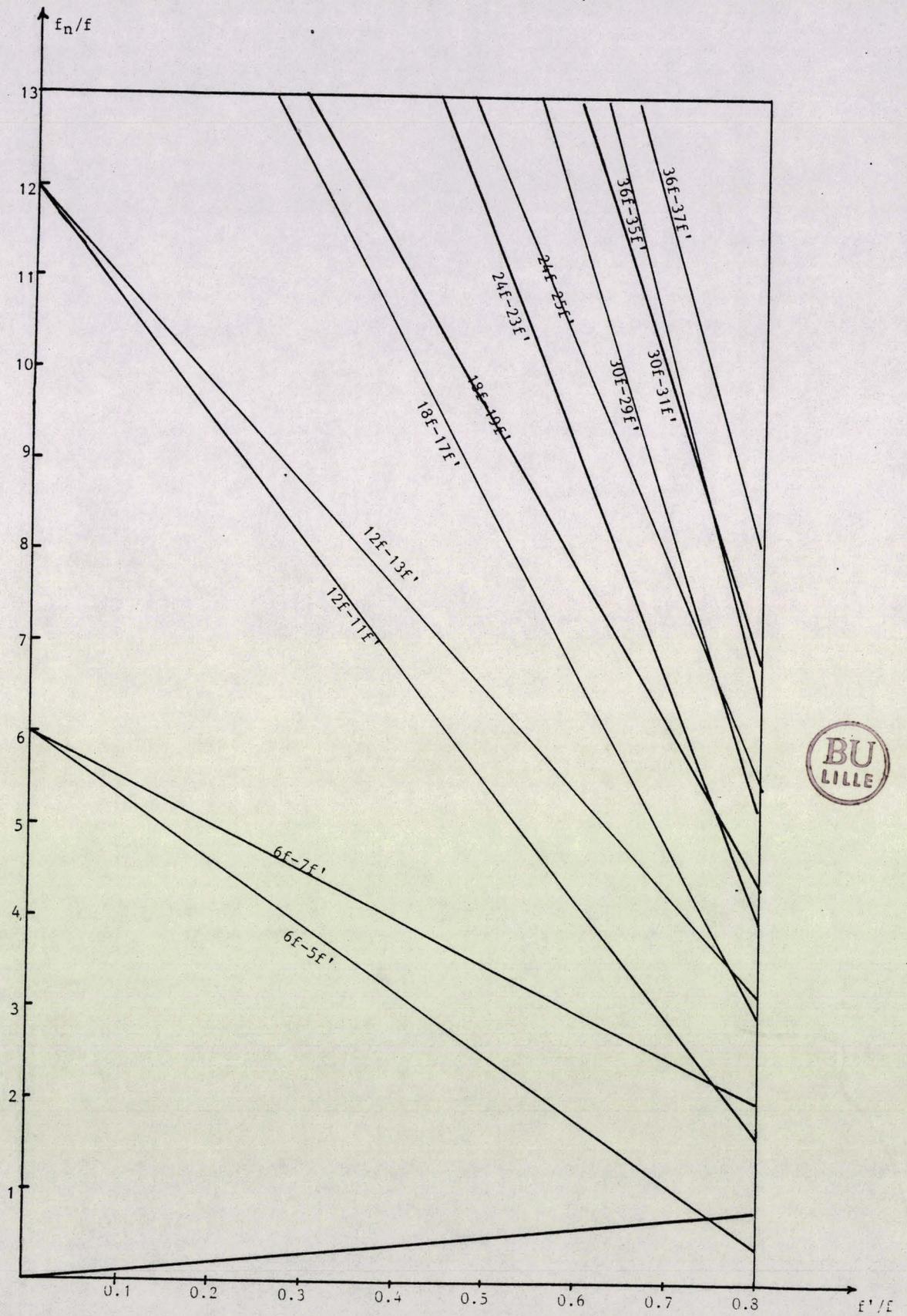
$$f_n = (6k \pm 1)f - 6kf'$$

Les familles d'harmoniques de tension de l'UFC et du SSFC sont illustrées par les figures 3.22. et 3.23.



Harmoniques de tension de sortie
d'un UFC 6

Figure 3.22.



Harmoniques de tension de sortie
d'un SSFC6

Figure 3.23.

V - COMPARAISON DES DIFFERENTS CHANGEURS DE FREQUENCE

La simulation des différents changeurs de fréquence a permis la comparaison des performances de ces changeurs. Leurs domaines privilégiés d'utilisation sont la variation de vitesse des machines alternatives, la compensation d'énergie réactive et l'alimentation de réseaux à source autonome.

La simplicité de sa commande et ses possibilités de produire n'importe quelle fréquence de sortie, font de l'UFC le convertisseur qui pourrait jouer le rôle primordial dans la famille des changeurs directs de fréquence. Le fait qu'il soit possible de réaliser une capacité variable à partir d'une inductance fixe dans le circuit de sortie de l'UFC montre son rôle dans un éventuel ensemble de compensation d'énergie réactive.

Les qualités des spectres des tensions de sortie et des courants d'entrée d'un changeur direct fonctionnant en UDFFC sont atténuées par le surcoût dû à l'utilisation de deux montages de changeurs directs.

Quant au CDFFC, il est surtout utilisé dans le fonctionnement en cycloconvertisseur, à cause des possibilités d'utilisation de thyristors fonctionnant en commutation naturelle, sauf dans les cas où la consommation d'énergie réactive n'est pas tolérée.

CHAPITRE IV

CHAPITRE IV

ETUDE DE LA VALIDITE DE L'HYPOTHESE DU COURANT DE SORTIE SINUSOIDAL

I - INTRODUCTION

Dans les études précédentes, nous avons toujours supposé le courant de sortie sinusoïdal. En fait, les formes d'onde des courants de sortie et donc celles des courants d'entrée sont fortement tributaires de la charge. Il est donc nécessaire d'apprécier la validité de cette hypothèse. Pour ce faire, nous avons élaboré un programme de simulation tenant compte de la forme réelle du courant de sortie pour l'élaboration des courants d'entrée. Nous comparerons ensuite les deux formes d'onde et étudierons les différences de leur contenu harmonique.

Cette étude a été effectuée dans le cas le plus intéressant, celui d'un

changeur direct de fréquence d'indice de pulsation 3 fonctionnant en UFC. Les résultats trouvés peuvent assez facilement être étendus aux autres changeurs de fréquence.

Les charges des changeurs directs de fréquence peuvent être de toute nature. Le plus souvent, elles correspondent à des récepteurs plutôt inductifs. Nous avons limité notre étude à celle d'un récepteur purement résistif, puis purement inductif. L'examen des formes d'onde et les calculs des harmoniques dans ces deux cas limites permettent de discuter de l'approximation du courant de sortie sinusoïdal.

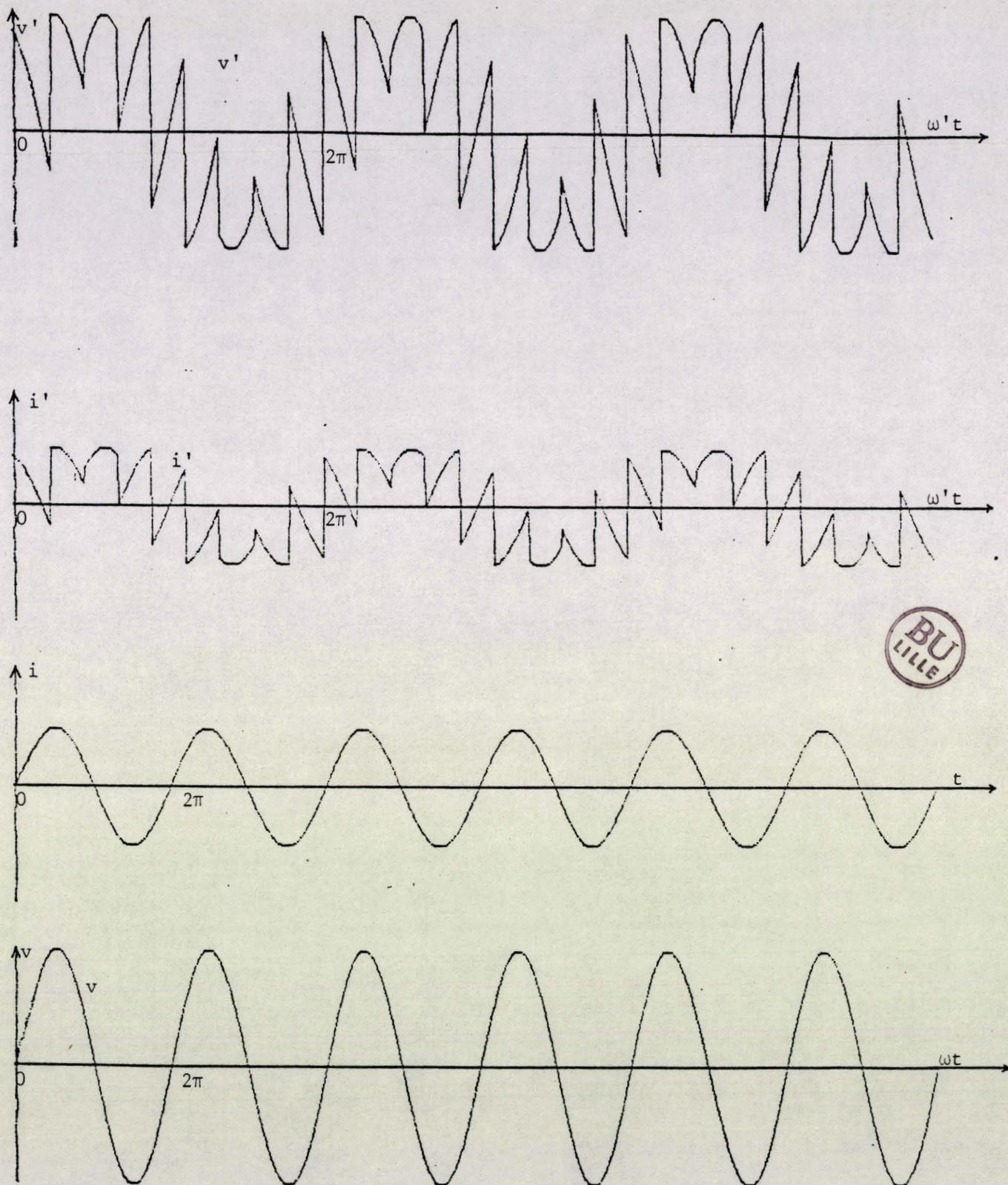
II - DEBIT SUR CHARGE PUREMENT RESISTIVE

Le récepteur est formé de 3 résistances égales de valeur R . Le courant i'_1 (cf Fig. 3.1.) dans la phase 1 du récepteur est directement proportionnel à la tension v'_1 aux bornes de la phase correspondante puisque $v'_1 = R i'_1$.

A chaque instant, chacune des 3 bornes du récepteur est réunie à l'une des bornes de la source. Le point neutre du récepteur est au même potentiel que celui de la source. Chaque borne de la source est à chaque instant connectée à l'une des trois bornes du récepteur. Au cours d'une période, le courant i_1 est égal soit à i'_1 , soit à i'_2 , soit à i'_3 dont la valeur est toujours égale à v/R .

Si la tension d'alimentation est sinusoïdale, le courant fourni par la source est lui aussi parfaitement sinusoïdal.

La figure 4.1. illustre la tension et le courant de sortie ainsi que la tension et le courant d'entrée pour un rapport de fréquence de 0.5.



Tensions et courants d'entrée et de sortie pour un rapport de fréquence $\frac{f}{F} = 0.5$ et une charge résistive.

Figure 4.1.

III - DEBIT SUR CHARGE INDUCTIVE

III.1. Simulation des courants de sortie

La tension de sortie est formée d'une succession des tensions d'entrée. Le passage d'une tension à l'autre s'effectue pour les valeurs des angles Z stockées en mémoire.

Quand l'UFC débite sur une charge purement inductive L , l'expression du courant à tout instant est telle que :

$$v' - \frac{L di'}{dt} = 0$$

Au cours d'une période v' est égale à v_1 , v_2 ou v_3 , avec :

$$\begin{aligned} v_1 &= V_m \sin \theta \\ v_2 &= V_m \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_3 &= V_m \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

Quand $\theta \in$ à l'intervalle $[Z(i-1), Z(i)]$, l'expression de i' pour la première phase de sortie est :

$$i'_1 = \frac{V_m}{L\omega} \left(-\cos \left(\theta - (i+1) \frac{2\pi}{3} \right) + C_i \right)$$

Il faut pour simuler i'_1 , trouver les constantes C_i sur une période de la tension de sortie. On détermine d'abord, le nombre de ces constantes. Ce nombre est égal à :

$$N_1 = 3 \times PR \times \frac{T'}{T_e}$$

T' est la période (ou cycle) de sortie de l'UFC, T_e la période de la fonction d'existence et PR le nombre de cycles pour avoir une période de la tension de sortie. T' et T_e sont par ailleurs reliées par l'équation :

$$f' = f_e - f$$

$$\rightarrow \frac{f'}{f} = \frac{f_e}{f} - 1 \rightarrow \frac{f_e}{f} = F + 1$$

$$\text{D'où : } \frac{T'}{T_e} = \frac{1+F}{F}$$

Donc, $N_1 = 3.PR.(\frac{1+F}{F})$ est calculé à partir des données initiales du programme.

La continuité du courant de sortie, au moment du passage de la première tension à la suivante, c'est-à-dire quand $\theta = Z(1)$, implique :

$$-\cos(Z(1) - 4\frac{\pi}{3}) + C_1 = -\cos(Z(1) - 0) + C_2$$

$$\text{en supposant } \frac{V_m}{L\omega} = 1$$

L'équation de la première tension utilisée étant :

$$v_3 = V_m \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

La suivante est :

$$v_1 = V_m \sin \theta$$

De même en $Z(2)$, on a :

$$-\cos(Z(2)) + C_2 = -\cos(Z(2) - \frac{2\pi}{3}) + C_3$$

et ainsi de suite.

On obtient au bout d'une période le système :

$$-\cos(Z(1) - \frac{4\pi}{3}) + C_1 = -\cos(Z(1) - 0) + C_2 \quad (a_1)$$

$$-\cos(Z(2)) + C_2 = -\cos(Z(2) - \frac{2\pi}{3}) + C_3 \quad (a_2)$$

$$-\cos(Z(3) - \frac{2\pi}{3}) + C_3 = -\cos(Z(3) - \frac{4\pi}{3}) + C_4 \quad (a_3)$$

$$-\cos(Z(n-1) - 2n\frac{\pi}{3}) + C_{n-1} = -\cos(Z(n-1) - (n+1)\frac{2\pi}{3}) + C_n \quad (a_{n-1})$$

$$-\cos(Z(n) - (n+1)\frac{2\pi}{3}) + C_n = -\cos(Z(1) - \frac{4\pi}{3}) + C_1 \quad (a_n)$$

Il n'y a que (n-1) équations indépendantes. Il faut en trouver une supplémentaire qui permettra la résolution du système de n équations à n inconnues ainsi obtenu (n=N₁).

La valeur moyenne de la tension de sortie étant nulle, la valeur moyenne du courant l'est aussi. Ce qui donne la dernière équation :

$$I'_{1\text{moy}} = 0$$

$$\frac{I'_{1\text{moy}}}{V_m/L\omega} = \frac{1}{V_m/L\omega} \int_0^T i'_1 d\theta$$

$$I'_{1\text{moy}} = \int_0^{Z(1)} (-\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) + C_1) d\theta + \int_{Z(1)}^{Z(2)} (-\cos(\theta - 0) + C_2) d\theta + \dots$$

$$+ \int_{Z(n-1)}^{Z(n)} (-\cos(\theta - (n+1)\frac{2\pi}{3}) + C_n) d\theta$$

D'où :

$$\left[\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \right]_0^{Z(1)} + \left[\sin\theta \right]_{Z(1)}^{Z(2)} + \dots + \left[\sin(\theta - (n+1)\frac{2\pi}{3}) \right]_{Z(n-1)}^{Z(n)} + [C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n]_{K=0}$$

K = Z(1) - 0 = Z(2) - Z(1) = \dots = Z(n) - Z(n-1) = angle de conduction de chaque semi-conducteur = constante

$$- \sin(0 - \frac{4\pi}{3}) + \sin(Z(1) - \frac{4\pi}{3}) - \sin(Z(1)) + \sin(Z(2)) - \sin(Z(2) - \frac{2\pi}{3}) + \sin(Z(3) - \frac{2\pi}{3}) + \dots$$

$$- \sin(Z(n-1) - (n+1)\frac{2\pi}{3}) + \sin(Z(n) - (n+1)\frac{2\pi}{3}) + [C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n]_{K=0} = 0$$

En posant :

$$S_1 = \sin(0 - \frac{4\pi}{3}) + \sin(Z(1)) + \sin(Z(2) - \frac{2\pi}{3}) + \dots + \sin(Z(n-1) - (n+1)\frac{2\pi}{3})$$

et

$$S_2 = \sin(Z(1) - \frac{4\pi}{3}) + \sin(Z(2)) + \sin(Z(3) - \frac{2\pi}{3}) + \dots + \sin(Z(n) - (n+1)\frac{2\pi}{3})$$

On déduit l'équation :

$$C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n = \frac{S_2 - S_1}{K} \quad (b_1)$$

S_1 et S_2 sont calculées facilement. En effet, les $Z(i)$ étant connus, l'expression de S_1 peut être programmée :

$$S_1 = \sum_{i=1}^{N_1} \sin \left(Z(i-1) - (i+1) \frac{2\pi}{3} \right)$$

avec $Z(0) = 0$

et

$$S_2 = \sum_{i=1}^{N_1} \sin \left(Z(i) - (i+1) \frac{2\pi}{3} \right)$$

Donc l'équation reliant C_1, C_2, \dots, C_n est ajoutée aux $n-1$ équations précédentes pour former le système de n équations à n inconnues.

L'équation (a_1) devient :

$$C_1 - C_2 = \cos \left(Z(1) - \frac{4\pi}{3} \right) - \cos(Z(1)) = A_1$$

les autres :

$$C_2 - C_3 = \cos(Z(2)) - \cos \left(Z(2) - \frac{2\pi}{3} \right) = A_2$$

$$C_3 - C_4 = \cos \left(Z(3) - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(Z(3) - \frac{4\pi}{3} \right) = A_3$$

$$C_{n-1} - C_n = \cos \left(Z(n-1) - n \left(\frac{2\pi}{3} \right) \right) - \cos \left(Z(n-1) - (n+1) \frac{2\pi}{3} \right) = A_{n-1}$$

$$C_n - C_1 = \cos \left(Z(n) - (n+1) \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(Z(1) - \frac{4\pi}{3} \right) = A_n$$

Il vient :

$$C_1 = C_2 + A_1$$

$$C_1 = C_3 + A_2 + A_1$$

$$C_1 = C_4 + A_3 + A_2 + A_1$$

⋮

$$C_1 = C_n + A_{n-1} + A_{n-2} + \dots + A_2 + A_1$$

La somme de ces équations conduit à :

$$(n-1)C_1 = (C_2 + C_3 + \dots + C_n) + (n-1)A_1 + (n-2)A_2 + \dots + A_{n-1}$$

or (b₁) $\rightarrow C_2 + C_3 + \dots + C_n = \frac{S_2 - S_1}{K} - C_1$

$\rightarrow (n-1)C_1 + C_1 = \frac{S_2 - S_1}{K} + (n-1)A_1 + (n-2)A_2 + \dots + A_{n-1}$

$$C_1 = \frac{1}{n} \left[\frac{S_2 - S_1}{K} + (n-1)A_1 + (n-2)A_2 + \dots + A_{n-1} \right]$$

La somme $(n-1)A_1 + (n-2)A_2 + \dots + A_{n-1}$ peut être programmée sous la forme S_3 :

$$S_3 = \sum_{i=1}^{N_1-1} (N_1 - i) \left[\cos\left(Z(i) - (i+1) \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(Z(i) - (i+2) \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$C_1 = \frac{1}{n} \left[\frac{S_2 - S_1}{K} + S_3 \right]$$

Cette constante est donc calculée à partir de ces termes, les autres constantes C_i se déduisent facilement de la première.

$$C_i = C_{i-1} + \cos\left(Z(i-1) - (i+1) \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(Z(i-1) - i \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i = 2, 3, \dots, N_1$$

A l'aide de ces constantes C_i , on peut déterminer l'équation du courant de sortie. Son équation pendant une période est :

$$i'_1 = - \cos\left(\theta - (i+1) \frac{2\pi}{3}\right) + C_i$$

$$i = 1, 2, \dots, N_1$$

L'algorithme donne donc le courant de sortie réel sous forme échantillonnée pour une charge purement inductive.

Le courant réel de sortie pour la phase 1 est donné par la figure 4.2. pour un rapport de fréquence de 0.1 entre la sortie et l'entrée.

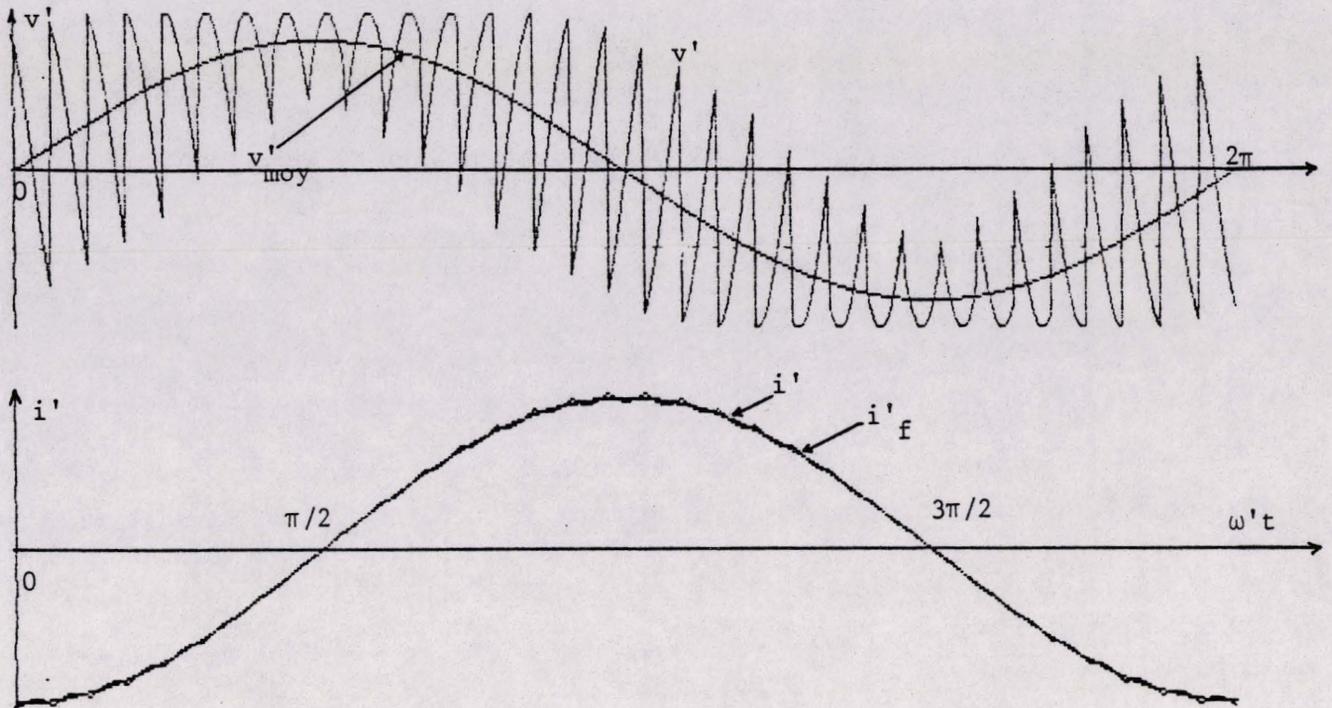


Figure 4.2.

Les constantes nécessaires au calcul des courants dans les deux autres phases sont calculées à partir des mêmes équations au décalage de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ près.

Les équations de i'_2 et i'_3 sont :

$$i'_2 = -\cos(\theta - 2i \frac{\pi}{3}) + C'_i$$

$$i'_3 = -\cos(\theta - 2(i-1) \frac{\pi}{3}) + C''_i$$

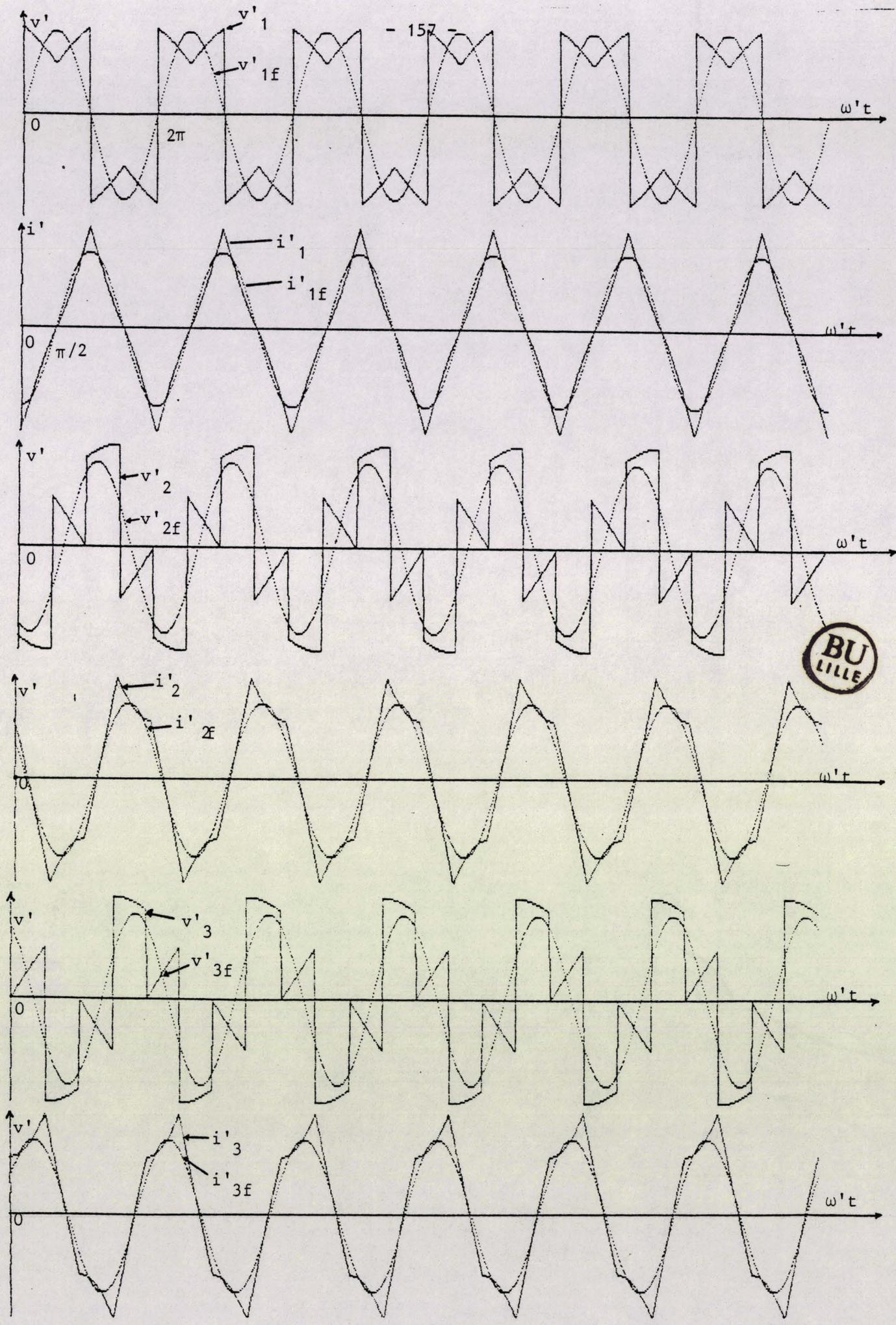
$$i = 1, 2, \dots N_1$$



La figure 4.3. illustre les tensions de sortie et les courants de sortie correspondants pour un rapport de fréquence de 3 entre la sortie et l'entrée.

La qualité de l'onde de courant de sortie se dégrade quand sa fréquence augmente. En effet, comparons les amplitudes des harmoniques de deux courants de sortie de fréquences fondamentales f'_1 et f'_2 .

Pour effectuer la comparaison, il faut que les amplitudes des fondamentaux soient égales. Donc, pour une même valeur de la tension de sortie, les deux charges inductives L_1 et L_2 doivent être telles que :



Débit sur inductance (F=3)

Figure 4.3.

$$I'_{1f'_1} = I'_{1f'_2}$$

$$\frac{V'}{L_1 \omega'_1} = \frac{V'}{L_2 \omega'_2} \rightarrow L_1 \omega'_1 = L_2 \omega'_2 \rightarrow \frac{L_1 \omega'_1}{L_2 \omega'_2} = 1 \rightarrow \frac{L_1 f'_1}{L_2 f'_2} = 1$$

$$\omega'_1 = 2\pi f'_1 \quad \text{et} \quad \omega'_2 = 2\pi f'_2$$

Les harmoniques de courant sont engendrés par les familles d'harmoniques de tension $3kf + (3k\pm 1)f'$. L'expression de l'amplitude d'un harmonique de courant de rang N_1 dont le fondamental est $I'_{1f'_1}$ est :

$$I'_{N_1} = \frac{V'_{N_1}}{L_1 \omega'_{N_1}}$$

Celle de l'harmonique appartenant à la même famille mais de rang N_2 et dont le fondamental est $I'_{1f'_2}$ est :

$$I'_{N_2} = \frac{V'_{N_2}}{L_2 \omega'_{N_2}}$$

$$\frac{I'_{N_2}}{I'_{N_1}} = \frac{V'_{N_2}}{L_2 \omega'_{N_2}} \times \frac{L_1 \omega'_{N_1}}{V'_{N_1}} = \frac{L_1 \omega'_{N_1}}{L_2 \omega'_{N_2}} = \frac{L_1 f'_{N_1}}{L_2 f'_{N_2}}$$

avec $\frac{V'_{N_2}}{V'_{N_1}} = 1$

or $\frac{L_1}{L_2} = \frac{f'_2}{f'_1}$

Donc
$$\frac{I'_{N_2}}{I'_{N_1}} = \frac{\frac{f'_{N_1}}{f'_1}}{\frac{f'_{N_2}}{f'_2}} = \frac{3nf + (3n\pm 1)f'_1}{3nf + (3n\pm 1)f'_2}$$

$$\frac{I'_{N_2}}{I'_{N_1}} = \frac{3n \frac{f}{f'_1} + (3n \pm 1)}{3n \frac{f}{f'_2} + (3n \pm 1)} = \frac{\frac{f}{f'_1}}{\frac{f}{f'_2}} = \frac{f f'_2}{f'_1 f} = \frac{f'_2}{f'_1}$$

Quand $f'_2 > f'_1$, $\frac{I'_{N_2}}{I'_{N_1}} > 1$

Il en suit que l'amplitude des harmoniques appartenant à une famille donnée augmente au fur et à mesure que la fréquence du fondamental du courant de sortie augmente.

III.2. Simulation des courants d'entrée

Le montage étant supposé triphasé équilibré, les courants d'entrée ont la même forme que le courant i_1 simulé au décalage de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ près.

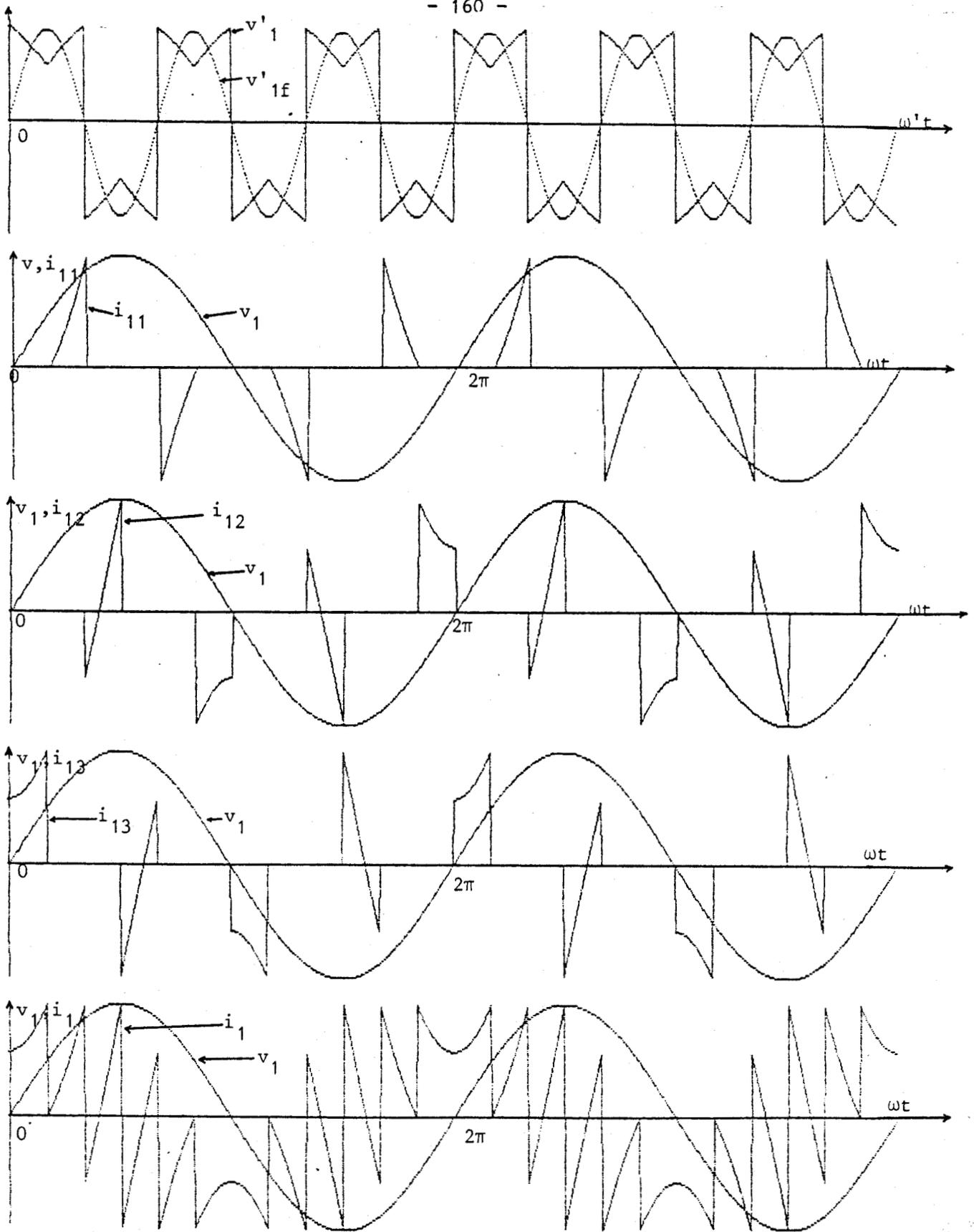
Le courant i_{1T_e} est égal au courant i'_3 pendant $\frac{T_e}{3}$, puis à i'_1 pendant $\frac{T_e}{3}$ et à i'_2 pendant $\frac{T_e}{3}$ et ainsi de suite.

La figure 4.4. illustre la tension de sortie, les trois courants intermédiaires ainsi que le courant d'entrée pour un rapport de fréquence de 3. La charge est toujours supposée purement inductive.

III.3. Comparaison des courants d'entrée

Les courants d'entrée sont formés par la succession de morceaux des courants de sortie. La différence entre les courants de sortie réels et leurs fondamentaux conduit à une différence entre les courants d'entrée calculés à partir des courants de sortie réels et ceux calculés à partir de courants de sortie supposés sinusoïdaux.

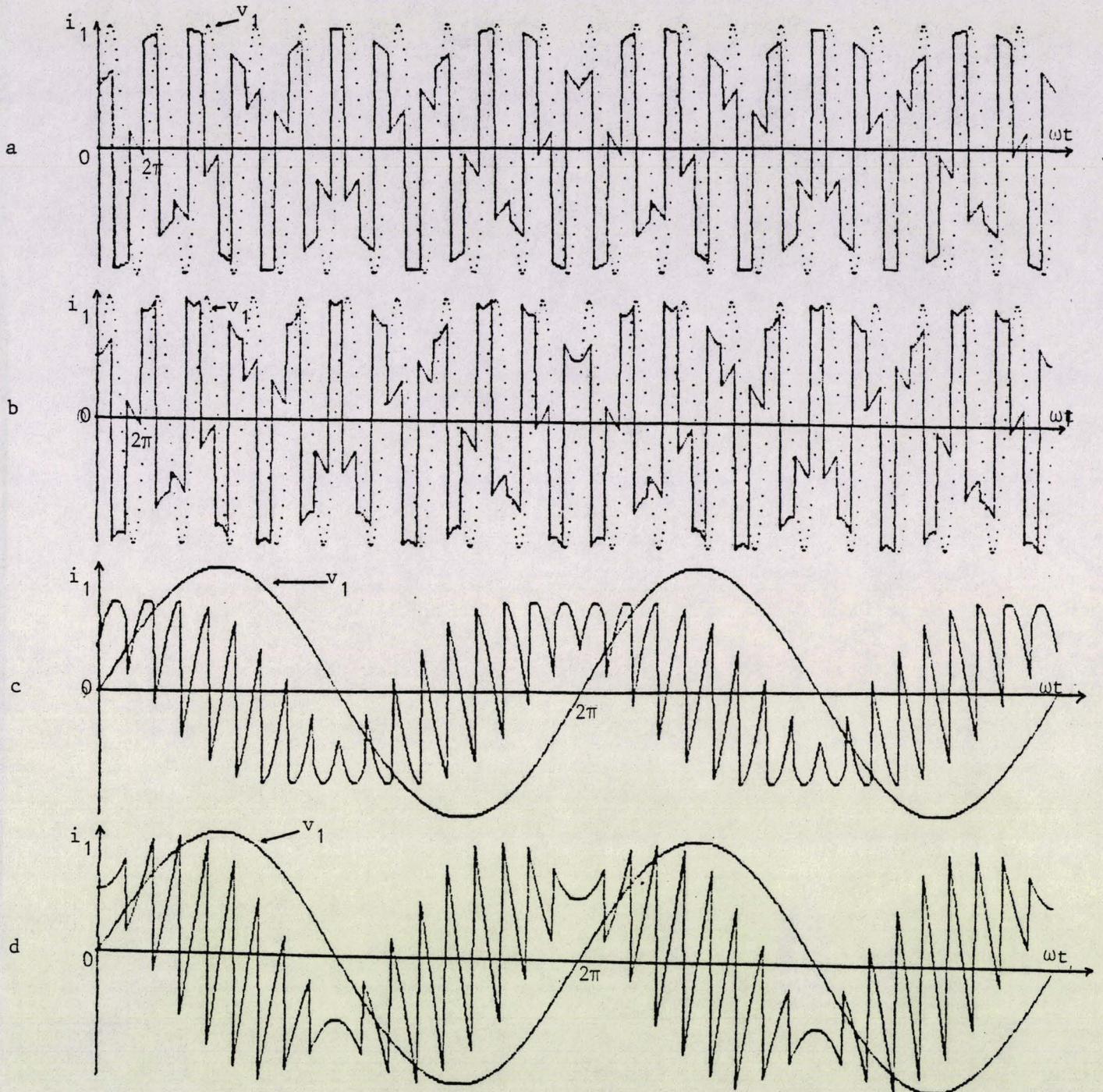
Cette différence grandissant avec la fréquence est illustrée par la figure 4.5. représentant les courants d'entrée pour des rapports de 0.1 à 5.



Débit sur charge inductive $F = 3$

Figure 4.4.





- a - $F = 0.1$ courant d'entrée avec l'hypothèse du courant de sortie sinusoïdal
- b - $F = 0.1$ courant d'entrée réel
- c - $F = 5$ courant d'entrée avec l'hypothèse du courant de sortie sinusoïdal
- d - $F = 5$ courant d'entrée réel

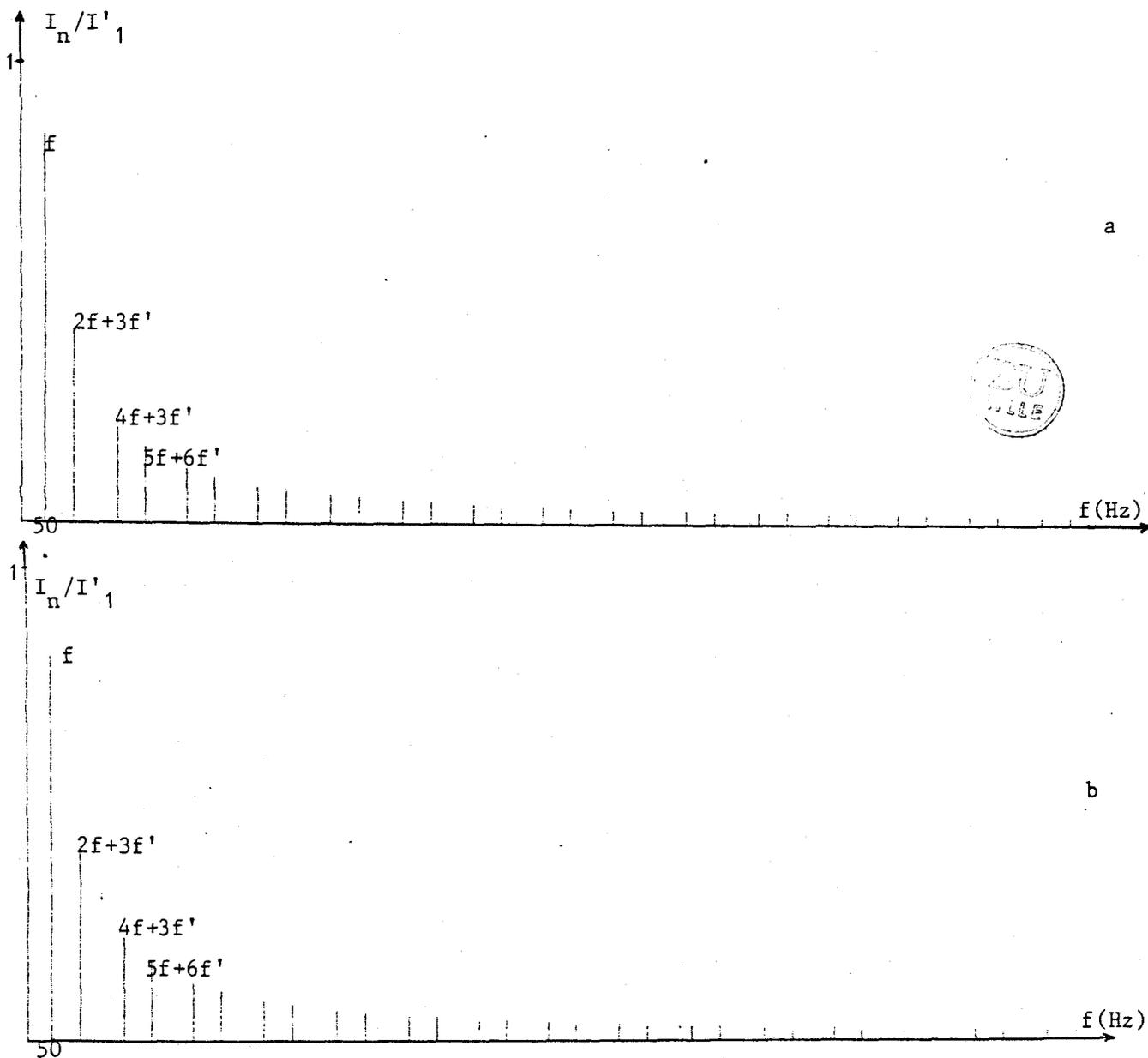
Figure 4.5.



III.4. Etude harmonique

Les calculs d'harmoniques effectués sur les courants d'entrée pour des rapports de fréquence variant de 0.05 à 20 montrent que ces harmoniques appartiennent aux familles de fréquence $3kf' + (3k \pm 1)f$. L'hypothèse du courant de sortie sinusoïdal est donc parfaitement valable pour la détermination des valeurs des fréquences harmoniques des courants d'entrée.

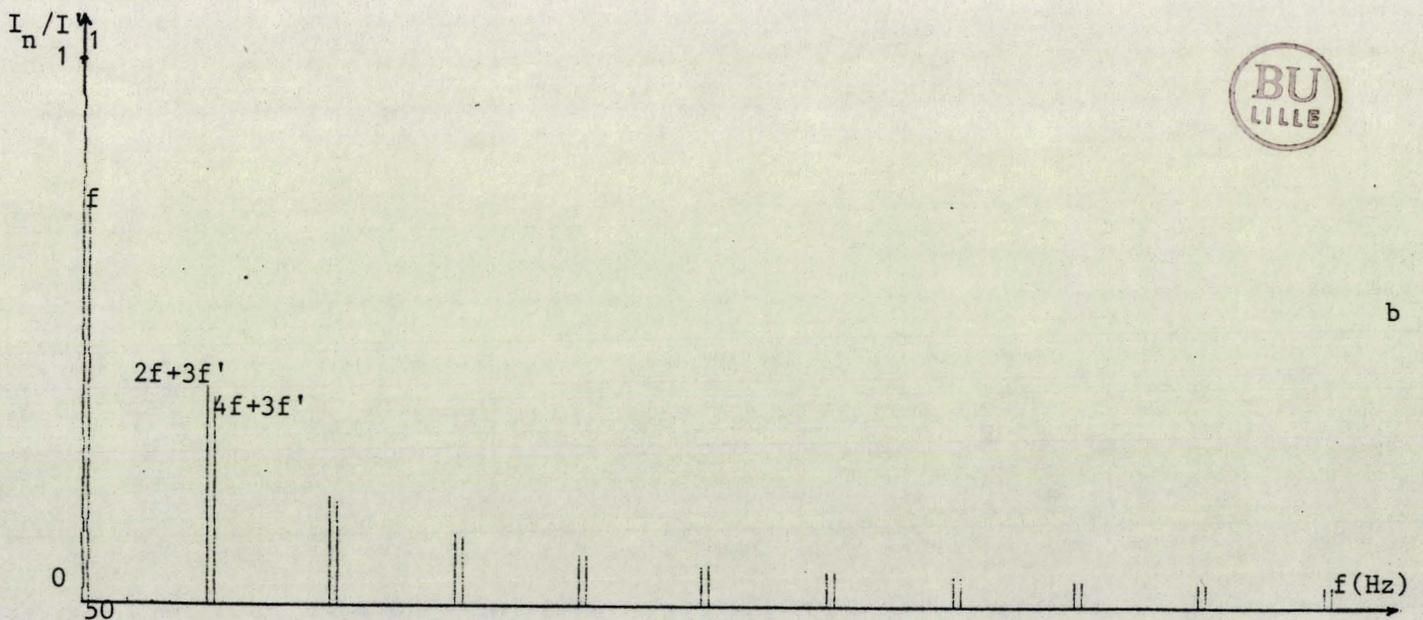
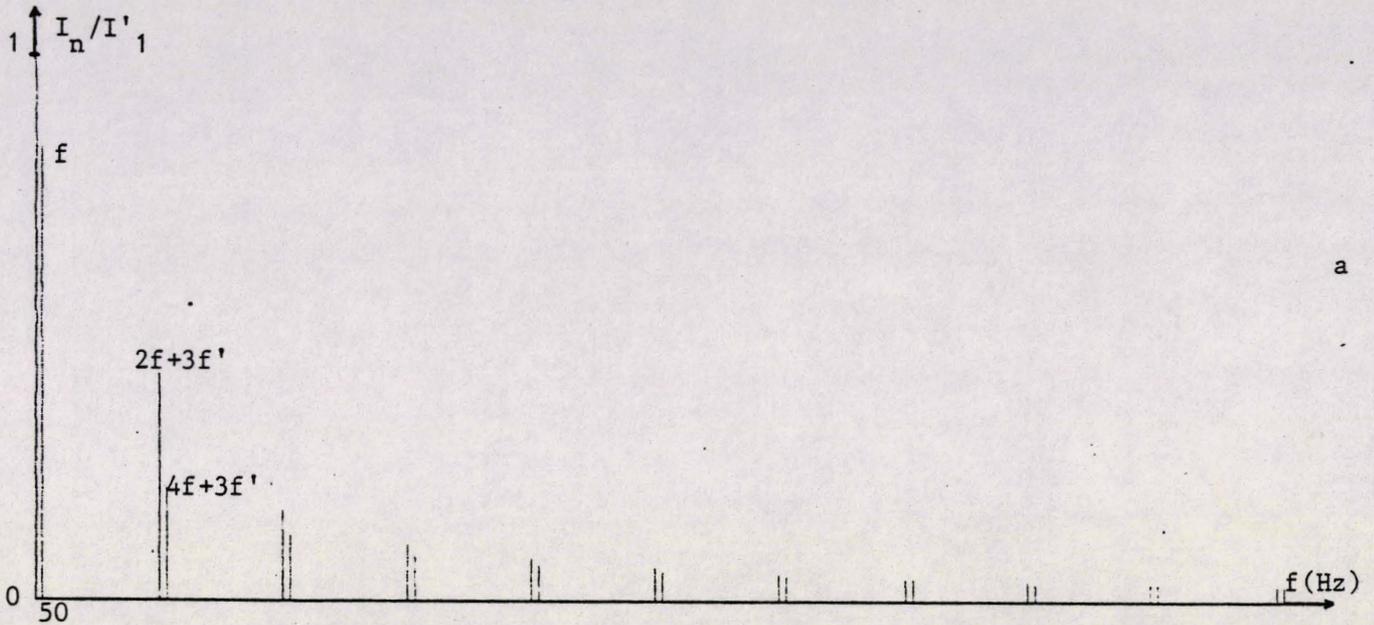
Les amplitudes de ces harmoniques coïncident pratiquement avec celles calculées avec l'hypothèse du courant de sortie sinusoïdal lorsque les rapports de fréquence sont faibles. La figure 4.6. montrant les spectres dans les deux cas pour un rapport de fréquence de 0.1, illustre nos propos.



5 spectres du courant d'entrée pour un rapport de fréquence de 0.1
a. Cas de l'hypothèse du courant de sortie sinusoïdal
b. Cas réel

Figure 4.6.

Les différences s'accroissent quand le rapport de fréquence augmente. La différence devient apparente sur les spectres pour des rapports de fréquence largement supérieurs à l'unité. La figure 4.7. montre les différences pour un rapport de fréquence égal à 10.



Spectres du courant d'entrée pour $F = 10$
a. Hypothèse de i' sinusoïdal
b. Cas réel

Figure 4.7.

La figure 4.8. donne les valeurs réduites I_n/I_1 des principaux harmoniques du courant d'entrée dans le cas de l'hypothèse du courant de sortie sinusoïdal puis celles correspondant à un courant de sortie réel.

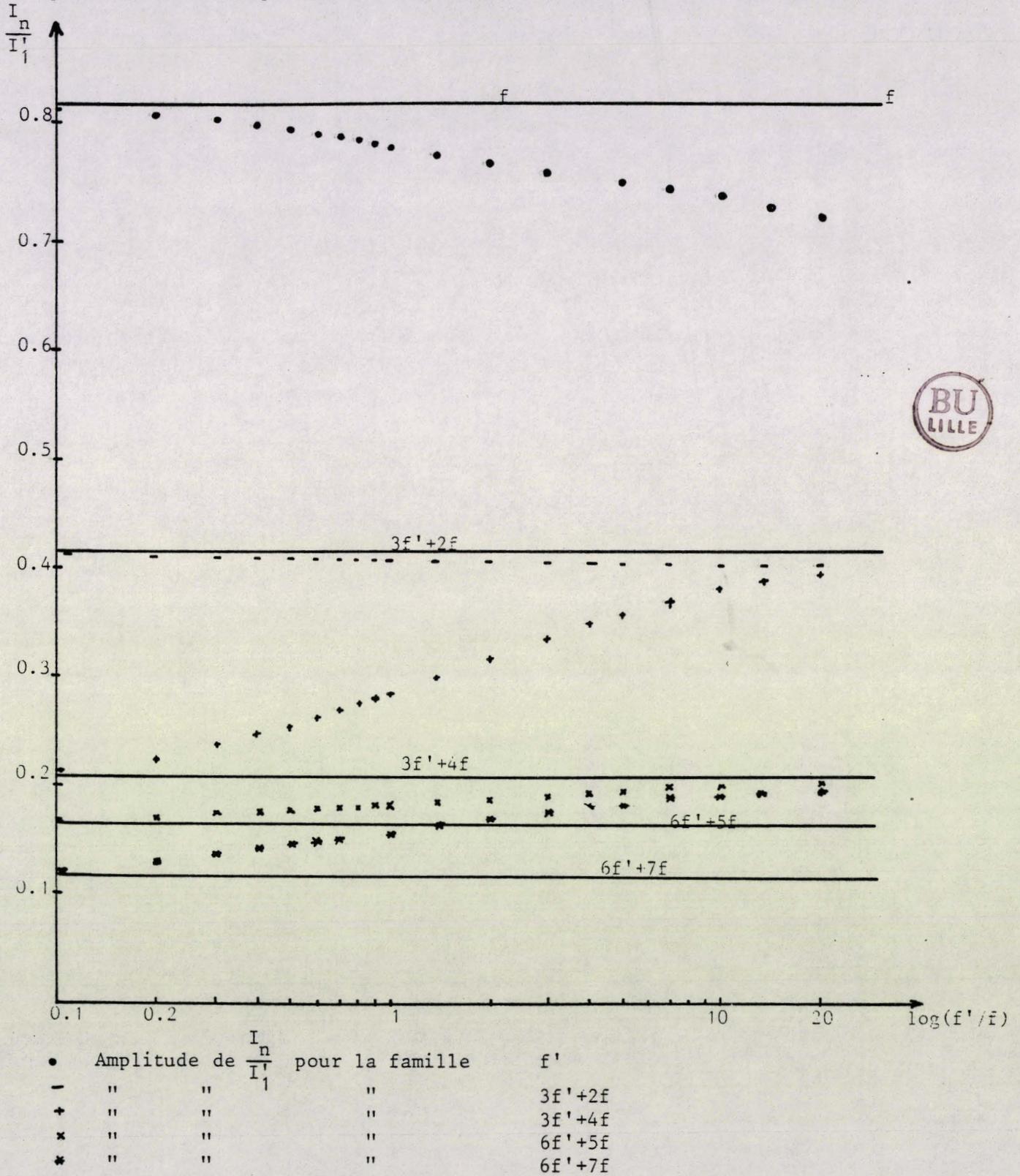


Figure 4.8.

La valeur du fondamental du courant d'entrée, calculée avec l'hypothèse de l'approximation du courant de sortie par son fondamental, est surévaluée par rapport à la valeur réelle surtout pour les rapports de fréquence importants. Par contre, les harmoniques, en particulier ceux des familles $3kf' + (3k+1)f$ sont sous-évalués. L'erreur faite avec cette hypothèse est de l'ordre de 50% pour la famille $3f' + 4f$ pour un rapport de fréquence égal à 20.

IV - CONCLUSION

L'étude effectuée dans les deux cas limites (charge résistive puis charge inductive) montre que l'hypothèse du courant sinusoïdal est parfaitement exacte pour la détermination des fréquences harmoniques du changeur de fréquence d'indice de pulsation trois fonctionnant en UFC.

Cependant les amplitudes des harmoniques trouvées par cette méthode présentent des différences notables avec leurs valeurs réelles dans deux cas : celui du débit sur résistance pure pour lequel les harmoniques ont une valeur nulle, et celui du débit sur inductance pure avec un rapport de fréquence important. Pour les faibles rapports de fréquence, l'approximation du courant de sortie sinusoïdal conduit à des erreurs relativement faibles.

CHAPITRE V

CHAPITRE V

REALISATION D'UN PROTOTYPE DE CHANGEUR DIRECT DE FREQUENCE

I - INTRODUCTION

Après avoir étudié, analysé et simulé les divers types de changeurs directs de fréquence, il est intéressant de confirmer les résultats numériques obtenus, par une étude expérimentale. Pour ce faire, nous avons réalisé un prototype en petite puissance.

Il s'agit d'un changeur direct de fréquence d'indice de pulsation égal à trois. La commande numérique utilisée permet le fonctionnement de ce dispositif en UFC ou en SSFC. Les performances d'un changeur de type UFC, la simplicité de

sa commande justifient largement le choix de ce type de commande. De plus, le dispositif à commande numérique utilisé est très souple. On peut, en changeant le type de commande, changer de type de convertisseur puisque l'on utilise la même topologie de puissance.

La réalisation pratique illustre le problème général technologique relatif à la structure de ce convertisseur :

- association de la source, interrupteur bidirectionnel et récepteur
- problèmes liés aux interrupteurs bidirectionnels et à leur protection.

Dans ce chapitre, nous présentons plus particulièrement la réalisation de la commande numérique, les phénomènes de commutation des interrupteurs et la vérification expérimentale des valeurs des harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée.

II - INTERRUPTEURS BIDIRECTIONNELS

II.1. Types d'interrupteurs bidirectionnels - Choix des interrupteurs

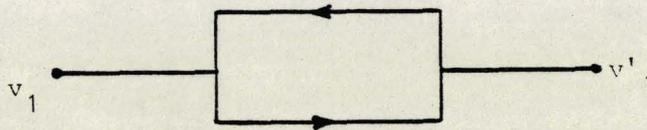


Figure 5.1.



L'interrupteur, représenté figure 5.1. par deux segments portant deux flèches de sens opposés correspond à une modélisation idéalisée d'un interrupteur bidirectionnel en courant et en tension. Le courant peut circuler dans les deux sens sans chute de tension lorsque l'interrupteur est fermé, il n'est traversé par aucun courant quand il est ouvert. Il est commandable à l'ouverture ou à la fermeture et de plus, ses commutations sont instantanées.

En réalité, un tel interrupteur n'existe évidemment pas. Il est donc nécessaire de le réaliser avec les semi-conducteurs effectivement disponibles.

Le thyristor est bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant. En associant en parallèle inverse deux thyristors (fig. 5.2.), on réalise les deux bidirectionnalités.

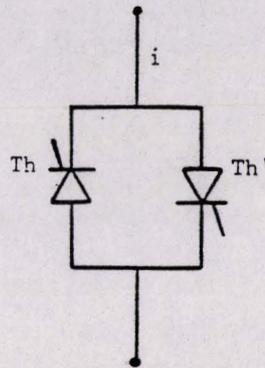


Figure 5.2.

Les chutes de tension dans l'interrupteur fermé sont faibles et le courant de fuite est négligeable. Mais cet interrupteur n'est commandable qu'à la fermeture. Pour lui donner les possibilités de la commande d'extinction, il est nécessaire d'avoir recours à la commutation forcée avec toute la lourdeur que cela entraîne et la limitation en fréquence du dispositif. De plus, il est nécessaire de prévoir l'isolement des commandes des deux thyristors, les cathodes n'étant pas équipotentielles.

Ce dernier petit inconvénient peut être facilement éliminé en utilisant la variante de ce montage représentée figure 5.3.

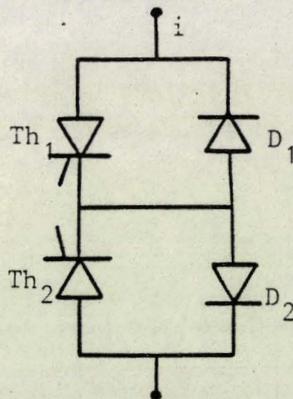


Figure 5.3.

Dans ce cas, les bidirectionnalités sont conservés et les cathodes sont équipotentielles ce qui simplifie la commande. Cette amélioration se fait au détriment du coût puisque l'on ajoute deux diodes et du rendement puisque la chute de tension aux bornes de l'interrupteur passant est la somme des chutes de tension aux bornes d'un thyristor et d'une diode.



Si l'on veut pouvoir commander simplement l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur, il faut avoir recours à des semi-conducteurs entièrement commandables. On dispose alors des transistors MOS ou Bipolaires et des GTO. En utilisant deux GTO symétriques en antiparallèle comme dans la figure 5.2., on réalise simplement les deux bidirectionnalités en tension et en courant.

Si les GTO sont asymétriques, il faut encore ajouter des semi-conducteurs pour leur conférer la bidirectionnalité en tension. Cette solution peut présenter des avantages dans le domaine des fortes puissances quand il n'est plus possible d'utiliser des transistors, mais présente des difficultés importantes, liées à la nature des commutations. Actuellement ces composants restent onéreux, leur blocage est très rapide mais l'existence d'un courant de queue limite leurs performances en fréquence.

Dans le domaine des moyennes ou faibles puissances, le transistor permet facilement la réalisation de bonnes commutations entièrement commandées, mais il est unidirectionnel en courant et en tension. Il faut donc ajouter des composants pour lui donner les bidirectionnalités souhaitées. On peut associer en antiparallèle deux ensembles transistor-diode (figure 5.4.a.)

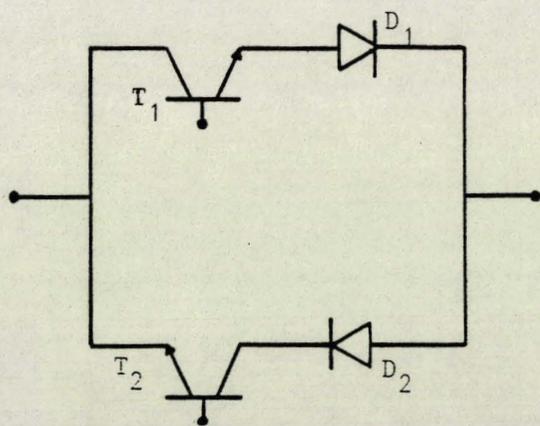


Figure 5.4.a.

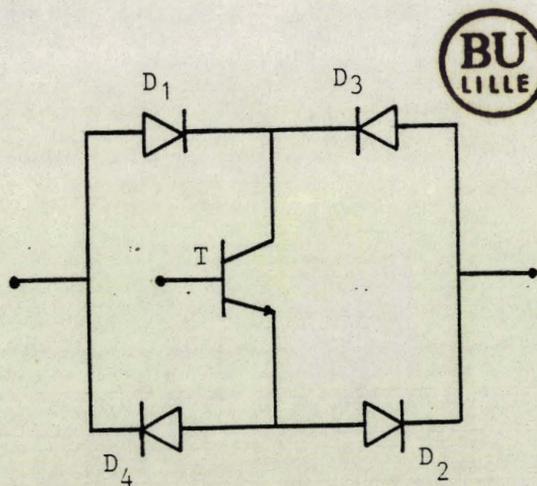


Figure 5.4.b.

ou placer un seul transistor entre les bornes continues d'un simple pont de diodes (figure 5.4.b.).

Le premier montage ne présente en conduction que la chute de tension dans deux semi-conducteurs, mais nécessite l'utilisation et la commande de deux transistors.

Le second montage introduit, en conduction, la chute de tension dans trois semi-conducteurs, mais l'interrupteur est entièrement commandable par action sur un seul transistor.

Dans les figures 5.4. les transistors sont des bipolaires. Il est tout à fait possible d'utiliser une technologie MOS ce qui pourrait simplifier la commande. Nous avons retenu le montage de la figure 5.4.b. utilisant un transistor bipolaire car le niveau de tension requis pour l'alimentation du convertisseur par le réseau industriel est plus favorable à l'utilisation de tels transistors.

L'interrupteur ainsi réalisé dispose donc des réversibilités nécessaires, tant en tension qu'en courant, il est bien commandable à l'ouverture et à la fermeture, mais malheureusement ses commutations ne sont pas instantanées. C'est la raison de la difficulté de la mise en oeuvre de cet interrupteur dans les changeurs directs de fréquence.

La topologie du convertisseur implique toujours des commutations complémentaires. Quand on ferme un interrupteur, il faut simultanément en ouvrir un autre ou inversement. Il n'est pas possible en commandant les deux interrupteurs de réaliser parfaitement cette simultanéité. Si pendant un bref instant, l'interrupteur que l'on doit ouvrir reste fermé alors que la fermeture de l'interrupteur complémentaire est déjà réalisé, on provoque un court-circuit sur une source de tension. De la même façon, si pendant un bref instant les deux interrupteurs complémentaires restent ouverts, cela équivaut à l'ouverture d'une source de courant avec les surtensions que cela entraîne. Dans l'état actuel de la technologie, l'utilisation de la commande à l'ouverture et à la fermeture d'un interrupteur bidirectionnel nécessite, en plus d'une commande soignée, l'utilisation de circuits de protection, d'aide à la commutation, et de récupération de l'énergie.

Les difficultés de commutation sont donc directement liées à l'utilisation de la double commande. Il serait donc souhaitable de faire commuter les deux

interrupteurs complémentaires simultanément (37) en ne commandant qu'un seul interrupteur laissant au circuit le soin de réagir et de provoquer la commutation spontanée de l'autre interrupteur. Ce concept, particulièrement intéressant lorsque l'interrupteur à son mécanisme de commutation figé, est difficile à mettre en oeuvre dans les changeurs directs de fréquence. En effet, nous avons montré (chapitre 1) que quand le courant de sortie et le type de tension réalisée sont de même signe, le blocage de l'interrupteur peut être spontané si l'interrupteur est commandable à l'amorçage. Si le courant de sortie et le type de tension sont de signes contraires, c'est le blocage commandé de l'interrupteur qui amène les conditions de l'amorçage spontané d'un autre interrupteur.

Dans les changeurs directs de fréquence, l'utilisation d'interrupteurs monocommandés présente donc deux difficultés :

* le même interrupteur doit en fonction du temps, tantôt être à fermeture commandée et à ouverture spontanée, tantôt être commandé à l'ouverture et à fermeture spontanée

* quand on commande l'ouverture d'un interrupteur, seul l'interrupteur qui doit normalement être fermé au même instant doit s'amorcer spontanément. Il faudrait donc prévoir des dispositifs d'inhibition n'autorisant la fermeture spontanée que du seul interrupteur qui doit à cet instant écouler le courant.

Pour la réalisation d'un prototype permettant la vérification expérimentale des caractéristiques des changeurs de fréquence, nous avons utilisé des interrupteurs à transistors bipolaires (fig. 5.4.b.) en leur ajoutant les éléments de protection nécessaires dûs à l'imperfection des commutations.

II.2. Protection de l'interrupteur bidirectionnel

Pour protéger l'interrupteur contre les surtensions qui apparaissent à ses bornes lors de son blocage, surtensions dues au fait que le courant de la charge inductive ne peut être transféré instantanément dans une autre maille, nous l'avons doté d'un dispositif de protection.

Ces circuits de protection et d'aide à la commutation permettent en outre de dissiper une grande partie des pertes par commutation hors du transistor. Les caractéristiques du transistor se trouvent ainsi améliorées et sa fréquence de commutation augmentée .

Afin de tester les performances de l'interrupteur bidirectionnel, nous avons réalisé avec des transistors bipolaires (ESM 6045) et des diodes rapides, un interrupteur bidirectionnel utilisé pour alimenter directement une charge résistive et inductive à partir d'une source de tension alternative. Nous l'avons doté d'un dispositif de protection contre les surtensions qui doit permettre l'évacuation de l'énergie emmagasinée dans l'inductance du récepteur lors de la commutation à l'ouverture (Fig. 5.5.)

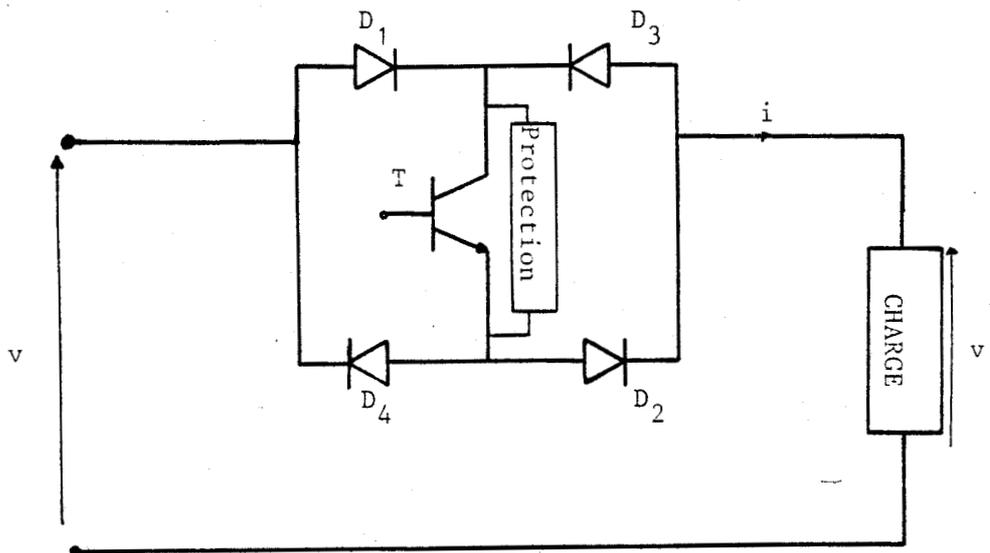


Figure 5.5.

Le transistor est un darlington ESM 6045 dont les caractéristiques sont les suivantes :

- $V_{CEO} = 450 \text{ V}$
 - $I_{C \text{ sat}} = 50 \text{ A}$
 - $I_C/I_B = 50/1$
- $di_C/dt = 450 \text{ A}/\mu\text{s}$

Les diodes sont des diodes de redressement rapide du type BYX 65 400 dont les caractéristiques sont les suivantes :

- $I_0 = 30 \text{ A}$
- $V_{RRM} = 400 \text{ V}$
- $t_{rr} = 100 \text{ ns}$

La rapidité de commutation du transistor (di/dt important) entraîne des surtensions importantes quand la charge est fortement inductive.

Nous avons choisi un dispositif de protection contre celles-ci. Le critère de choix est la possibilité de limiter la tension collecteur-emetteur à un seuil inférieur à V_{CEO} .

Pour cela, il faut pouvoir dissiper l'énergie emmagasinée dans l'inductance du récepteur. Ces conditions sont d'autant plus difficiles que la charge est plus inductive et que la fréquence de commutation est plus élevée (on montera avec l'ESM 6045 à quelques KHz).

Pour satisfaire à ces conditions, nous avons utilisé un dispositif composé de l'association de transils et d'un circuit R, C, D (Fig.5.6.a)

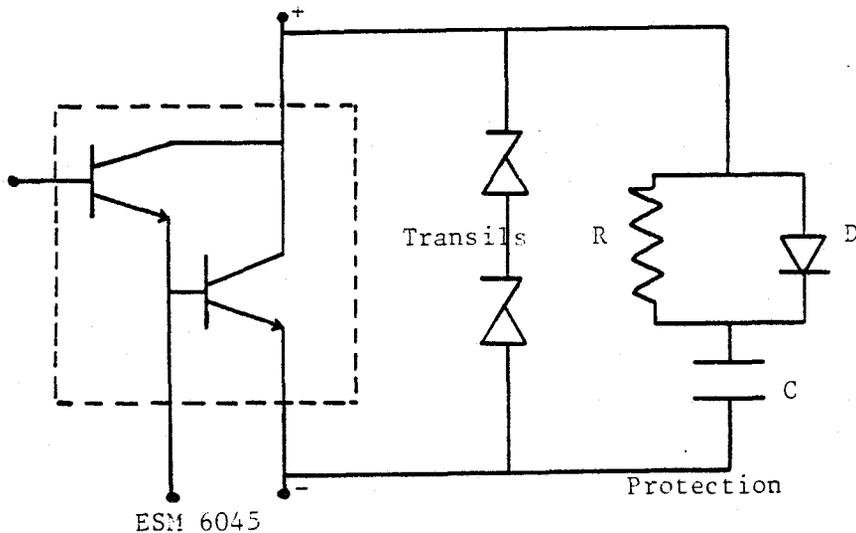


Figure 5.6.a.

Les transils sont des BZW 50 120. Ils ont les caractéristiques suivantes :

- $V_{RM} = 120 \text{ V}$
- $V_{BR} = 148.1 \text{ V}$
- $V_{CL(max)} = 215 \text{ V}$
 $I_{pp} = 23 \text{ A/1ms}$

$$-V_{CL(max)} = 274 \text{ V}$$
$$I_{pp} : 8-20 \mu\text{s}$$

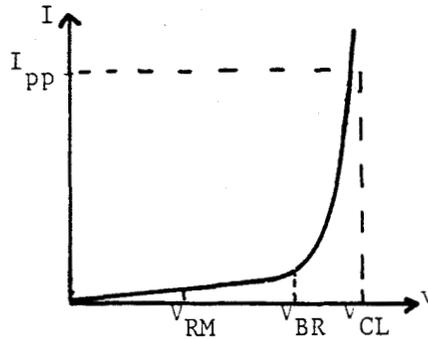


Figure 5.6.b.

Les transils assurent l'écrêtage de la tension V_{CE} . Leur nombre est choisi pour que V_{CE} reste toujours inférieur à V_{CEO}

L'énergie emmagasinée dans la charge est dissipée au moment du blocage du transistor par le circuit R-C-D et par les transils. Le condensateur se charge via la diode et absorbe ainsi une partie de l'énergie. Ce n'est qu'à la saturation du darlington au cycle suivant que le condensateur se décharge à travers la résistance R et le Darlington (39).

Les transils étant limitées en puissance, il faut augmenter la capacité du condensateur pour emmagasiner davantage d'énergie et diminuer la part des transils dans la dissipation énergétique. Nous avons choisi R et C pour répondre à cette exigence d'une part, et permettre la décharge totale du condensateur dans la résistance pour la fréquence maximale d'utilisation du transistor (dans notre cas quelques KHz).

Le condensateur utilisé a une capacité de 220 nF. Il se charge instantanément à travers la diode au blocage du transistor. A la conduction du transistor, il se décharge à travers une résistance d'une centaine d'ohms. Le temps de décharge reste inférieur de 3 ou 4 fois à celui du temps de conduction du transistor tant que la fréquence d'utilisation reste inférieure à quelques KHz.

Nous avons effectué des essais pour une fréquence variant de quelques Hertz à quelques KHz. La commande du transistor était assurée par un générateur de fréquence et un circuit amplificateur. Nous avons étudié le comportement de cet interrupteur protégé sous une tension d'une centaine de volts et un courant d'une vingtaine d'ampères sur charge inductive.

Nous constatons que les surtensions sont supprimées aux bornes du transistor. Elles se limitent aux valeurs de $V_{CL(max)}$ des transils. L'énergie de commutation est absorbée par le C.A.L.C. et le transistor fonctionne convenablement jusqu'à la fréquence souhaitée.

Nous utiliserons ce circuit de protection sur chaque interrupteur constituant notre changeur de fréquence.

III - REALISATION D'UN CHANGEUR DE FREQUENCE A SORTIE MONOPHASEE

Afin de faciliter l'étude du changeur de fréquence à sortie triphasée, nous avons préalablement réalisé un changeur à sortie monophasée.

Le convertisseur triphasé-monophasé permet d'aborder les problèmes posés dans la structure triphasé-triphasé d'une manière plus simple. Il est ensuite aisé d'associer trois structures triphasé-monophasé en adaptant les commandes.

Le schéma de puissance de la maquette est celui de la figure 5.7. Nous avons associé à chaque transistor deux transils de protection. Nous nous sommes limités lors de nos essais à une tension d'entrée de l'ordre d'une centaine de volts et à un courant débité d'une vingtaine d'ampères.

Les trois interrupteurs assurent la liaison entre la source triphasée d'une part et l'une des bornes de la charge. L'autre borne est reliée au neutre de la source.

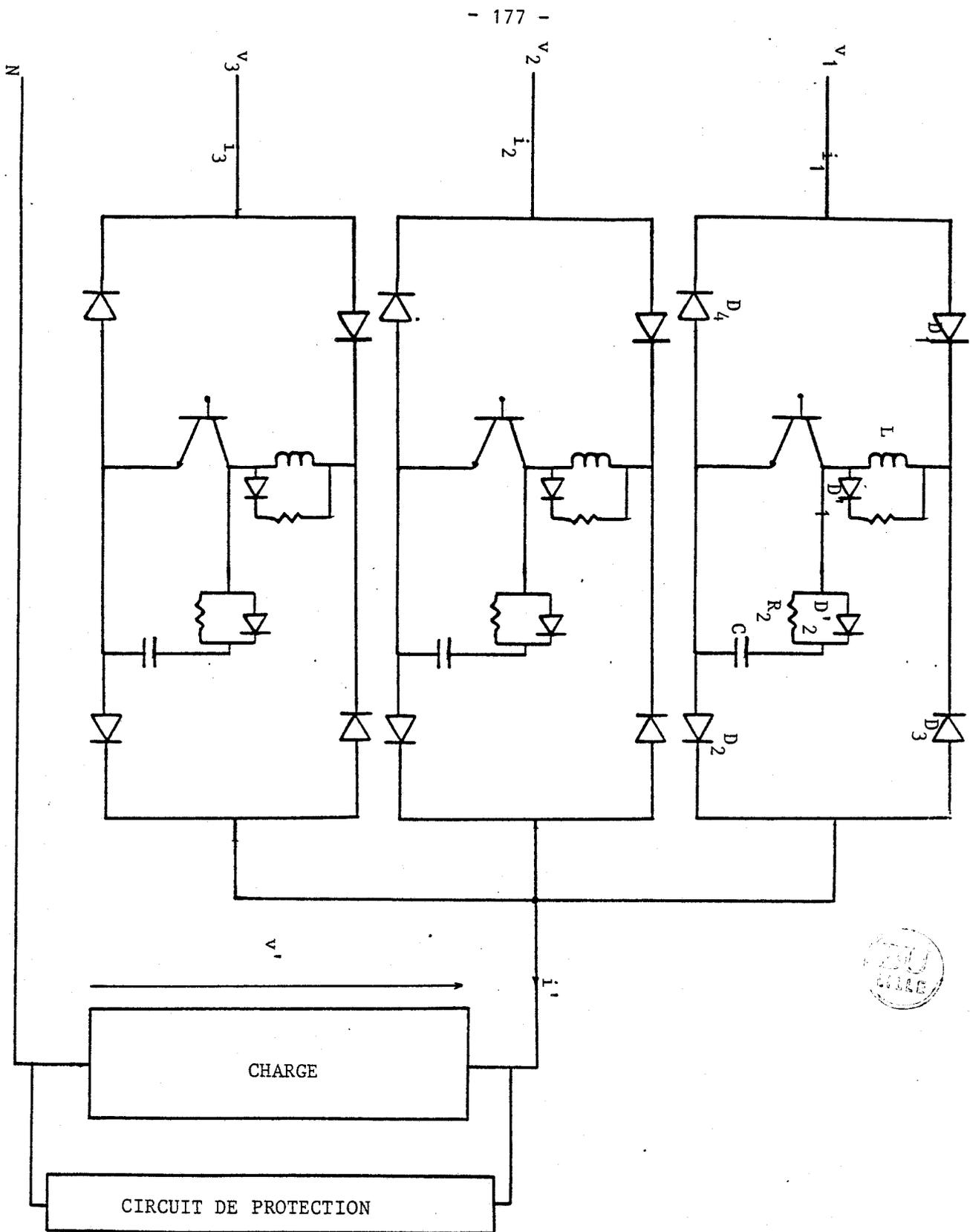


Figure 5.7.

III.1. Circuit de puissance

Le changeur de fréquence réalisé est commandé pour fonctionner en UFC ou en SSFC. C'est-à-dire que chaque interrupteur conduit pendant le tiers de la période de modulation. L'interrupteur suivant doit prendre le relais immédiatement pour assurer la continuité du courant.

Mais puisque le principe du changeur direct de fréquence est le découpage d'une onde sinusoïdale, les transistors de puissance doivent conduire des courants de valeurs très différentes d'une commutation à l'autre. Comme le temps de stockage dépend essentiellement du courant à commuter, il est difficile de prévoir le temps écoulé entre l'ordre de l'ouverture et l'ouverture effective d'un interrupteur.

Si un transistor, ayant reçu l'ordre de conduire, se ferme avant que le transistor en conduction -recevant en même temps l'ordre d'ouverture- ne se bloque, il se produit un court-circuit entre deux phases de la source d'alimentation.

Ce phénomène peut être évité en introduisant un temps mort dans les commandes des transistors. Il faut retarder l'ordre effectif d'amorçage d'un transistor par rapport à l'ordre de blocage du semi-conducteur en conduction (Fig. 5.8.)

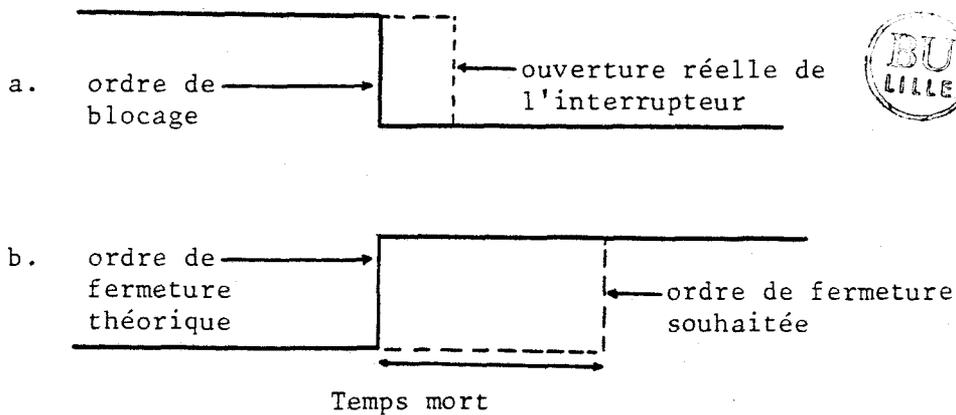


Figure 5.8.

Il est souhaitable d'introduire la fonction d'existence en "b" avec ce temps mort. Pour éviter tout problème de court-circuit entre les phases de la source considérées comme des branches tension, il suffit que ce temps mort soit supérieur au temps de stockage maximum des transistors.

III.2. Circuit de récupération d'énergie de commutation

Si le temps mort permet d'éviter les court-circuits entre les phases de la source, le récepteur qui est une source de courant, a son circuit ouvert pendant ce temps. Pour éviter une discontinuité du courant dans la charge, il faut installer un circuit de récupération d'énergie aux bornes de la charge.

Un pont de diodes redresse la tension alternative aux bornes de la charge et envoie vers un condensateur de forte valeur, l'énergie stockée dans la charge lors de l'ouverture des interrupteurs. Une résistance R de quelques $k\Omega$ permet la dissipation de cette énergie et limite, par là, la tension aux bornes du condensateur.

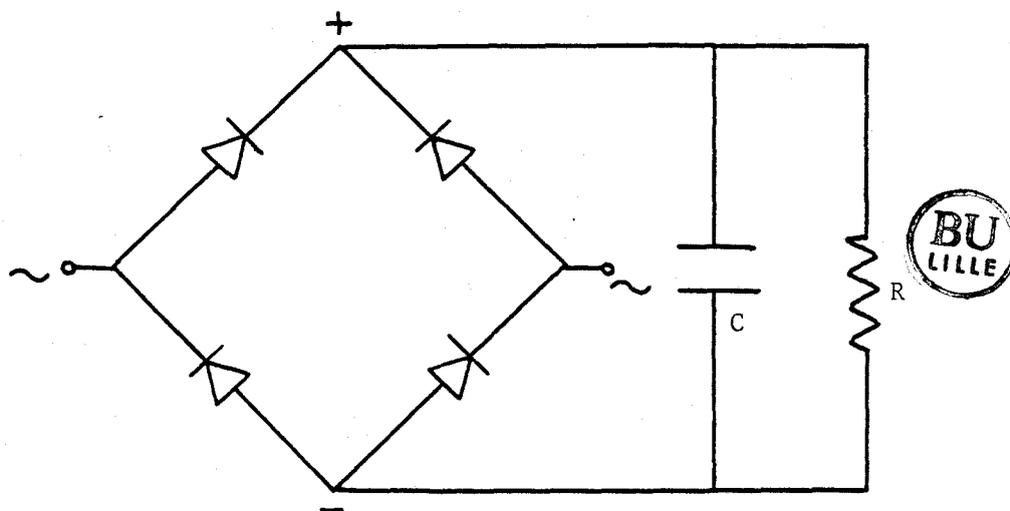


Figure 5.9.

III.3. Commande

III.3.1. Commande numérique

Le convertisseur est commandé par un micro-ordinateur du type PC via son port de sortie parallèle. Trois des huit sorties possibles sont programmées pour commander les trois interrupteurs.

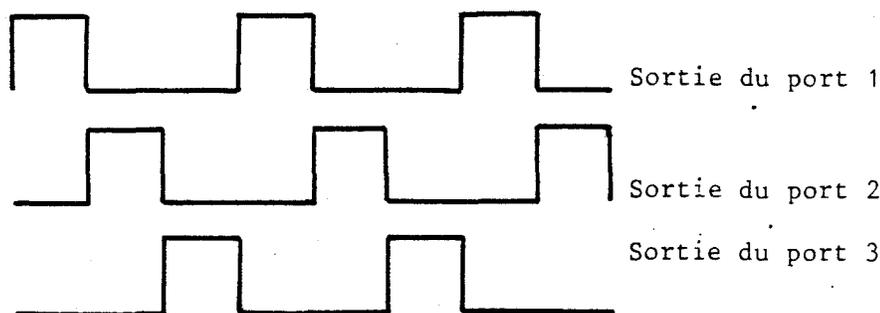


Figure 5.10.

Les fonctions de la figure 5.10. représentent les états de ces sorties. Nous avons programmé cette commande car bien qu'elle soit peu performante au niveau de la pollution harmonique et du contrôle de la tension de sortie, elle présente l'avantage de la simplicité de programmation et par la possibilité d'utilisation d'une boucle de retour, elle permet de réagir en temps réel à la variation de fréquence de la source. Une commande avec optimisation des harmoniques doit être stockée préalablement en mémoire pour chaque rapport de fréquence et est plus difficilement apte au calcul en temps réel.

Cette commande est simple d'utilisation. En effet, il suffit de taper sur le clavier un nombre n compris entre 100 et 60 000 qui divise une fréquence fixe $f_c = 397,5$ KHz. Cette commande permet de sortir trois signaux de fréquence $\frac{f_c}{n}$ d'amplitude 5 Volts pendant $\frac{n}{3f_c}$ et zéro volt pendant $\frac{2n}{3f_c}$.

La durée du temps mort peut être modifiée par une programmation simple de la temporisation entre le front descendant d'un signal et le front montant de l'autre.

La fréquence de fonctionnement des transistors varie de 3975 Hz à 6,625 Hz. La fréquence d'entrée du changeur de fréquence est celle du réseau donc égale à 50 Hz. Tant que la fréquence de modulation est comprise entre 3975 Hz et 50 Hz, le changeur de fréquence fonctionne en UFC.

En effet,

$$f' = f_e - f \quad (f = 50 \text{ Hz}, \quad 50 \text{ Hz} < f_e < 3975 \text{ Hz})$$

La fréquence de sortie peut varier de zéro à 3925 Hz quand le convertisseur fonctionne en UFC.

Quand f_e est comprise entre 50 Hz et 6,625 Hz, le convertisseur est un changeur de type SSFC.

comme

$$f' = f - f_e \quad (f = 50 \text{ Hz}, \quad 6,625 \text{ Hz} < f_e < 50 \text{ Hz})$$

La fréquence de sortie peut osciller entre 0 et 43,375 Hz. Cette plage de fonctionnement est largement suffisante car au-delà de 37,5 Hz, une composante continue apparaît dans la tension de sortie. On s'est limité à faire varier f_e entre 50 Hz et 12,5 Hz.

Le programme fonctionne par interruptions. Ainsi, si on désire changer de fréquence de commande, il suffit de taper le premier chiffre du nombre désiré. Le programme est interrompu, la commande des transistors est inhibée. L'ordinateur attend l'ordre suivant : dès que les 5 chiffres sont tapés, le programme est réinitialisé et le nouvel ordre est envoyé à la commande de base des transistors.

Le temps mort entre deux commandes de conduction de deux transistors successifs, est programmé dans ce cas à une durée de 30 μ s. En effet, le circuit d'amplification et d'isolement de la commande introduit également un retard. Le temps mort effectif dans la commande sur les bases des transistors est d'une quinzaine de micro-secondes.

III.3.2. Circuit d'amplification

Le port de sortie de l'IBM PC permet de délivrer des signaux logiques. Nous pouvons programmer la fréquence et la durée de l'état haut et de l'état bas. Il faut réaliser un circuit d'interfaçage entre les ports de sortie du ordinateur et le circuit de puissance.

Avec les transistors utilisés, il faut un courant de base de 1 ampère lorsque le transistor conduit 50 Ampères. On réalise donc un amplificateur de courant sous une tension de commande de 5V.

Le circuit d'amplification est alimenté sous 5 Volts par un pont redresseur et un régulateur. Le signal de sortie de l'ordinateur est isolé par un opto-coupleur et amplifié par un transistor. Ce signal commande la base du transistor via un ampli de puissance et une porte NAND.

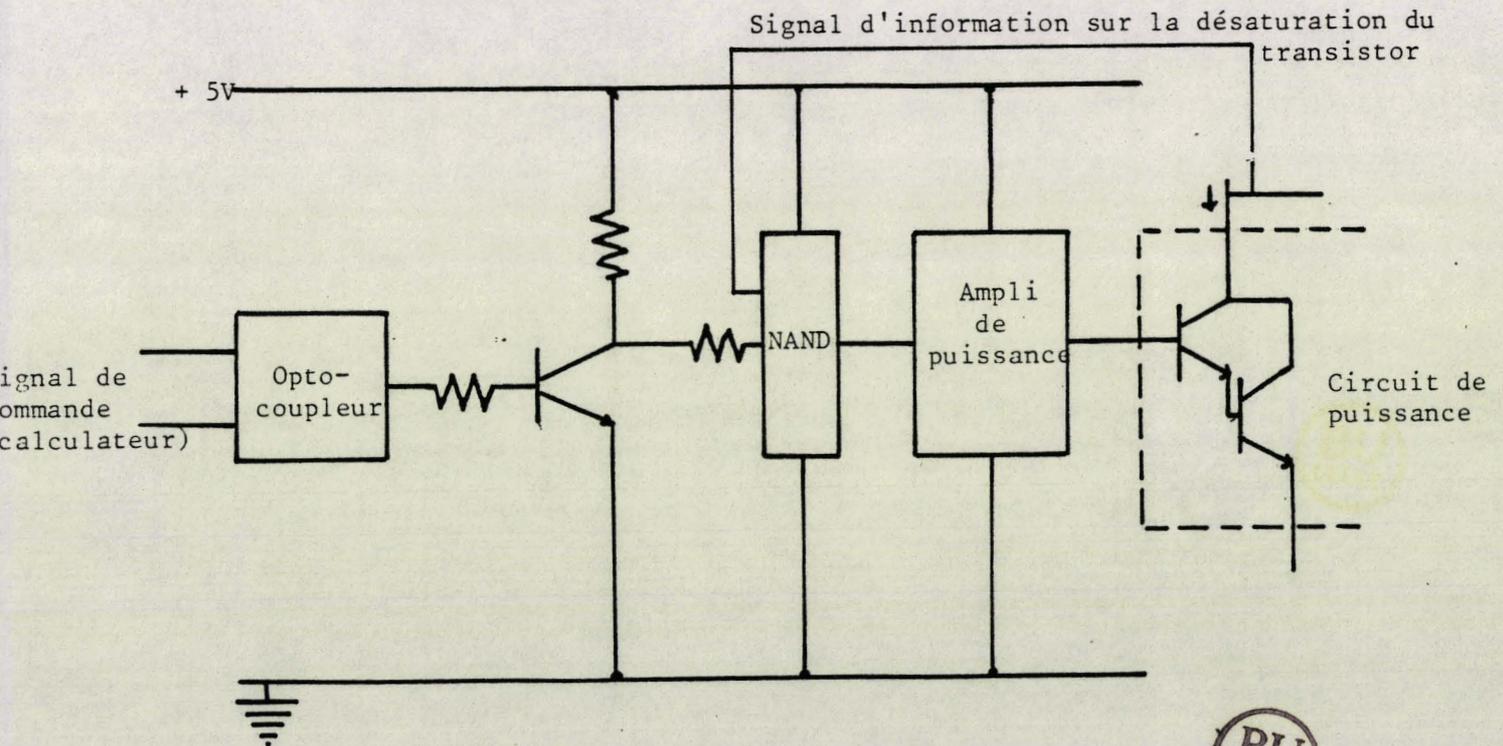


Figure 5.11.



Nous disposons ainsi d'une commande de base isolée et amplifiée spécifique pour chaque transistor de puissance.

L'opto-coupleur introduit un retard d'une vingtaine de micro-seconde à un front descendant et de cinq microsecondes à un front montant. Le reste du circuit introduit un retard supplémentaire de cinq micro-secondes. Le temps mort entre le front descendant et le front montant de deux commandes successives sur les bases des transistors est de l'ordre d'une dizaine de micro-secondes. Il est donc supérieur au temps de stockage maximum des transistors.

III.4. Circuit de protection contre les surintensités

Pour protéger les transistors en cas de surintensités (défaut de la commande, court-circuit,...), il est nécessaire de prévoir un dispositif de protection actif (Fig. 5.12.)

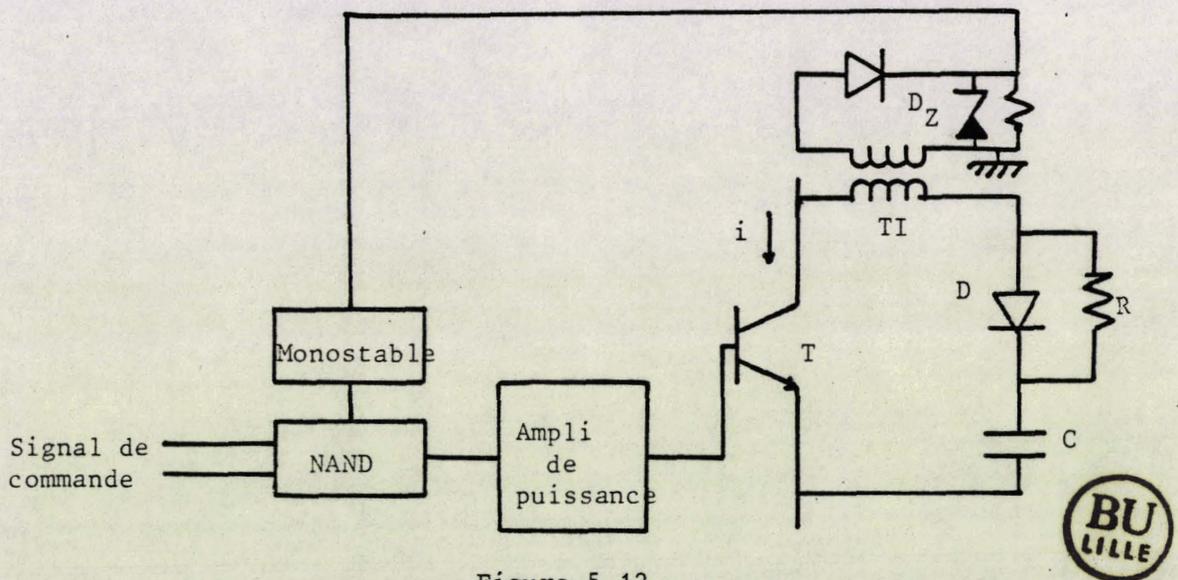


Figure 5.12.

Une inductance L en série avec le transistor permet de ralentir la montée du courant et éviter sa destruction éventuelle avant l'action de la protection. L'insertion de cette inductance nécessite l'addition d'un circuit de décharge.

Un transformateur de courant est placé en série à l'entrée du C.A.L.C. Le condensateur se charge puis se décharge respectivement à l'ouverture et à la fer-

meture du transistor. Il permet aussi de détecter une éventuelle désaturation du transistor de puissance pendant sa phase de conduction, car alors V_{CE} augmente et le condensateur se décharge.

Quand le transistor est parcouru par un courant trop élevé ($I_c > 50A$ ou trop élevé par rapport au courant de commande $\frac{I_c}{I_B} > 50$), il se désature. La tension V_{CE} augmente donc très vite. La désaturation entraîne une augmentation rapide de la tension appliquée par l'intermédiaire de D_1 aux bornes du condensateur. Le courant correspondant qui traverse également le primaire du transformateur a un di/dt initial très élevé. Au secondaire, l'impulsion correspond au front de montée du courant est mise en forme par un circuit logique qui délivre à la place des signaux carrés de 5 volts réglables en largeur. Ces signaux sont comparés à ceux de la commande numérique. Si les deux impulsions existent simultanément, l'ordre d'inhibition est donné sur la base du transistor en désaturation. Tant que le courant est important, ce circuit continue son action. Si les 2 impulsions ne sont pas présentes simultanément, c'est le cas en fonctionnement normal quand le condensateur se charge au blocage du transistor, l'ordre de blocage ne peut être donné.

Afin de tester cette protection, nous avons réalisé plusieurs court-circuits volontaires entre phases en faisant conduire simultanément deux transistors. La protection a été parfaitement efficace. La montée du courant a été arrêtée, à chaque essai, par l'ouverture quasi-instantanée des transistors.

III.5. Essais et résultats

La maquette du changeur de fréquence à sortie monophasée a été essayée pour plusieurs fréquences de sortie. La commande a permis le fonctionnement en UFC ainsi qu'en SSFC.

Nous avons effectué les essais sous une tension d'entrée variant de zéro à 100V et un courant de sortie allant jusqu'à une vingtaine d'ampères. Le récepteur est soit une charge inductive, soit une charge résistive. Quelques résultats représentatifs illustrent le fonctionnement du dispositif.

III.5.1. Débit sur charge résistive

L'essai est effectué sous une tension d'une centaine de volts. Le courant dans la charge est d'une vingtaine d'ampères. Les figures 5.13. et 5.14. illustrent la conversion de la fréquence dans le cas d'une division par deux.

Le courant d'entrée correspond à celui trouvé théoriquement. L'examen des formes d'onde montre que son fondamental est en phase avec la tension de sortie.

III.5.2. Débit sur charge inductive

La figure 5.15. illustre la tension de sortie et le courant de sortie pour le même rapport de fréquence dans le cas d'une charge inductive. On peut noter l'effet de la charge inductive sur l'ondulation du courant de sortie qui reste faible. Il faut noter que le courant de sortie est en retard de $\frac{\pi}{2}$ sur le fondamental de la tension, alors que le fondamental du courant d'entrée est en avance sur la tension. On commence à s'apercevoir de l'action de l'UFC sur l'inversion du sens de déphasage du courant par rapport à la tension. L'ensemble convertisseur+charge inductive se comporte comme un condensateur dont la création d'énergie réactive varie avec la fréquence de sortie.(Fig. 5.16.)

Les figures 5.17. et 5.18. montrent les tensions et les courants relatifs au convertisseur délivrant une fréquence de 15 Hz avec une fréquence d'entrée de 50 Hz.

IV - REALISATION D'UN CHANGEUR DE FREQUENCE TRIPHASE-TRIPHASE

L'étude de la maquette en monophasé nous a permis d'aborder en première approche les problèmes posés par le changeur de fréquence à sortie triphasée. Cette partie est consacrée à l'étude générale et à la réalisation pratique du changeur direct à sortie triphasée. Quelques modifications sont apportées par rapport à la maquette à sortie monophasée.

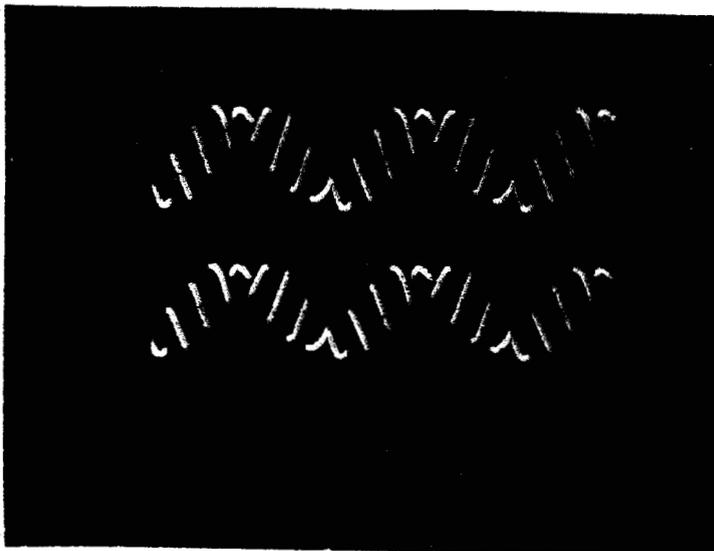


Figure 5.13.

Tension de sortie et de courant de sortie
Débit sur résistance
Fréquence de sortie : 25 Hz
 $V_{\max} = 140 \text{ V}$ $I_{\max} = 20 \text{ A}$

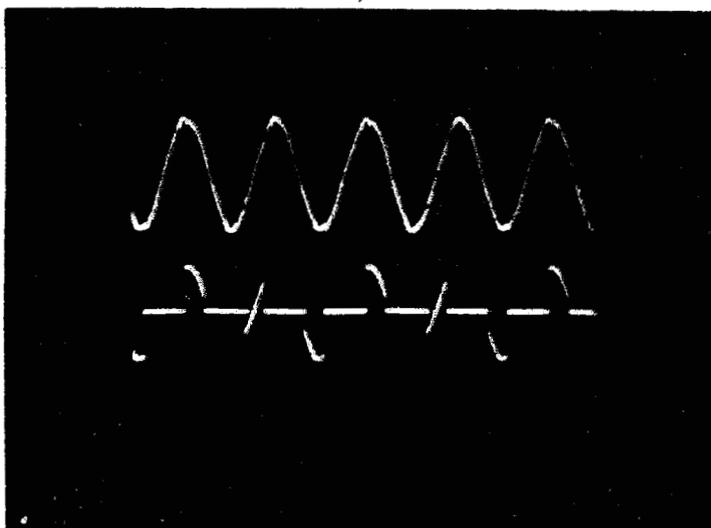


Figure 5.14.

Tension d'entrée et courant d'entrée
Débit sur résistance
Fréquence de sortie : 25 Hz
 $V_{\max} = 140 \text{ V}$ $I_{\max} = 20 \text{ A}$

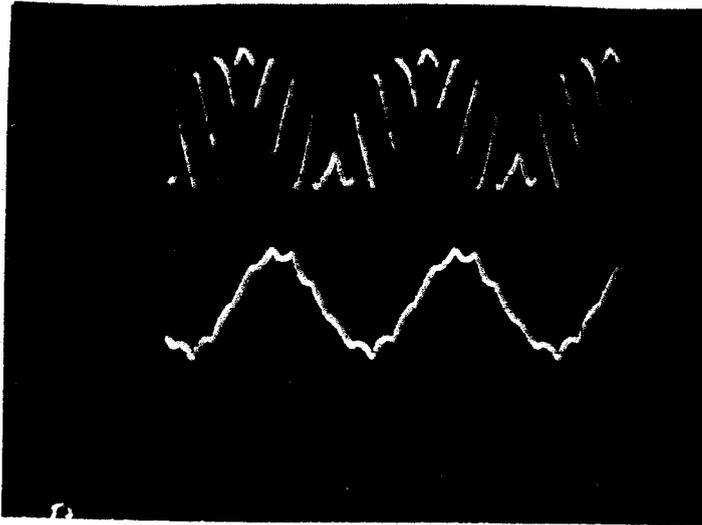


Figure 5.15.

Tension de sortie et courant de sortie
Débit sur inductance
Fréquence de sortie : 25 Hz
 $V_{\max} = 140 \text{ V}$ $I_{\max} = 15 \text{ A}$

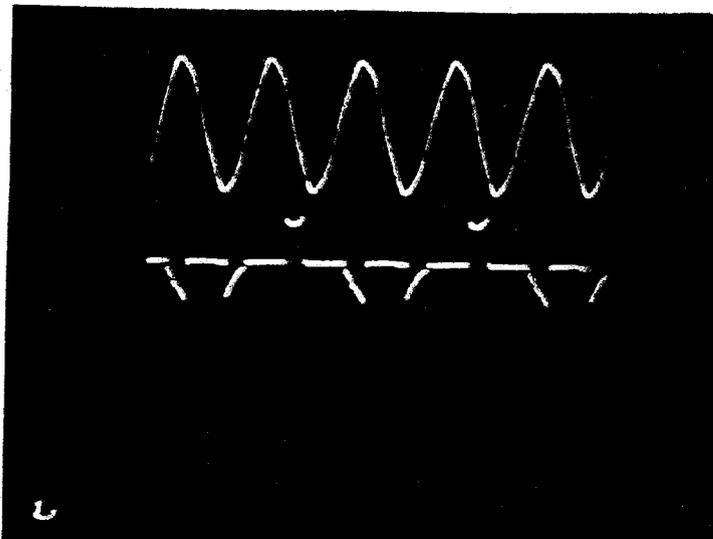


Figure 5.16.

Tension et courant d'entrée
Débit sur inductance
Fréquence de sortie = 25 Hz
 $V_{\max} = 140 \text{ V}$ $I_{\max} = 15 \text{ A}$

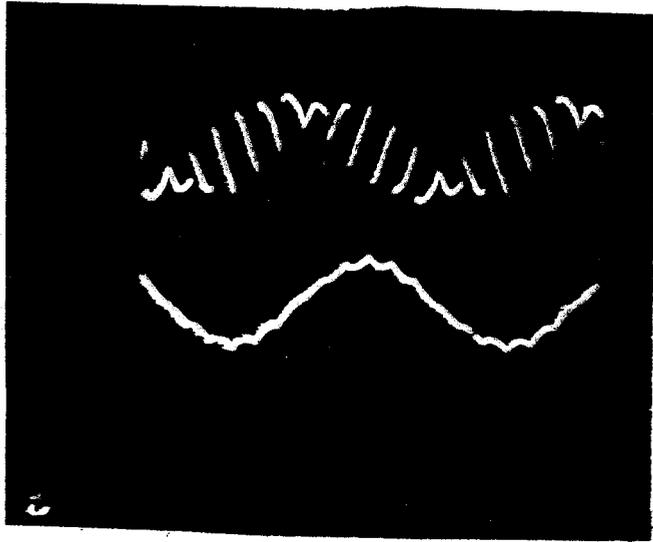


Figure 5.17.

Tension et courant de sortie
Débit sur inductance
Fréquence de sortie = 15 Hz
 $V_{\max} = 140 \text{ V}$ $I_{\max} = 15 \text{ A}$

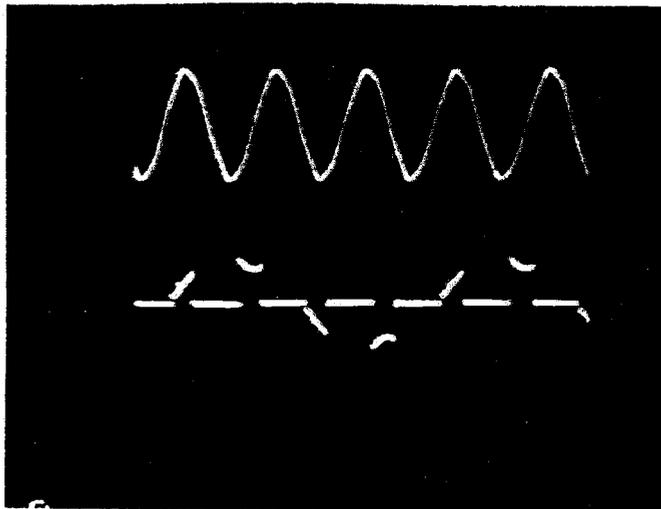


Figure 5.18.

Tension et courant d'entrée
Débit sur inductance
Fréquence de sortie = 15 Hz
 $V_{\max} = 140 \text{ V}$ $I_{\max} = 15 \text{ A}$

Nous avons effectué plusieurs essais permettant de présenter les caractéristiques de l'UFC dans le cas d'une charge inductive et d'une charge résistive. Ses possibilités de faire varier largement la fréquence, d'une fréquence très basse, proche de zéro, jusqu'à celle correspondant à la fréquence de fonctionnement maximale des transistors, sont mises en évidence.

Ces essais sont comparés aux résultats de simulation dans le cas de la commande en UFC et en SSFC. Les spectres harmoniques des signaux réels sont étudiés et comparés aux spectres théoriques.

En particulier, nous présentons le cas du changeur de fréquence de type UFC débitant sur un circuit de sortie purement inductif.

Le montage ainsi peut être considéré comme compensateur d'énergie réactive à fréquence élevée. On utilise dans cette réalisation la propriété fondamentale de l'UFC qui est la "*giration de phase*".

En raison de la capacité de l'UFC de monter en fréquence et des possibilités des interrupteurs bidirectionnels utilisés, on peut produire une énergie réactive variable en réglant la fréquence du convertisseur.

A partir de trois inductances couplées en étoile à la sortie, on peut disposer, vu de l'entrée, de condensateurs à capacité variable, en puissance.

On peut ainsi fournir, à l'aide d'inductances, une énergie réactive variable. Ceci est permis grâce à la grande liberté de choix de fréquences de sortie permettant de faire varier la réactance de charge.

IV.1. Montage de puissance

Le montage est formé par l'association de neuf interrupteurs bidirectionnels. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et de sa protection associé à un pont de diodes (Fig.5.5.). Les interrupteurs sont constitués par groupe de trois. Dans chaque groupe, les entrées des trois interrupteurs sont reliées respectivement aux trois phases de la source. Leurs sorties sont reliées à un point

commun. Ainsi, l'entrée du premier interrupteur de chaque groupe est reliée à la phase 1. Les trois sorties des trois groupes d'interrupteurs sont reliées aux trois entrées d'une charge triphasée couplée en étoile. Le système est donc la juxtaposition de trois circuits identiques à celui de la figure 5.7.

A chaque instant, trois interrupteurs assurent le passage du courant de la source vers la charge et inversement.

Le convertisseur ainsi réalisé (Fig.5.19.) est un changeur direct d'indice de pulsation égal à trois. Nous avons testé, sur ce convertisseur, la même commande que sur la maquette à sortie monophasée. Elle permet un fonctionnement en UFC et en SSFC.

IV.2. Circuits de récupération d'énergie stockée lors des commutations

Les interrupteurs utilisés assurent essentiellement des commutations forcées. Aussi, il faut protéger les éléments du montage.

Même si la source triphasée est généralement considérée comme une source de tension, il est nécessaire de prévoir une protection quand le courant doit s'éteindre dans une phase d'alimentation. En effet, les inductances de la source, même faibles, confèrent à celle-ci un comportement de source de courant instantanée. L'énergie stockée dans les inductances de ligne est transférée par l'intermédiaire d'un pont de diodes vers un condensateur de forte valeur se déchargeant dans une grande résistance.

De plus, il est nécessaire de récupérer les énergies accumulées dans le récepteur lors des ouvertures des interrupteurs car celles-ci s'effectuent nécessairement avec un temps mort. L'ouverture d'une branche courant, impliquerait des surtensions importantes si la continuité du courant n'est pas assurée. Un système de protection analogue est donc prévu pour la charge.

IV.3. Commande

La commande numérique utilisée est exactement la même que celle présentée pour le convertisseur à sortie monophasée. L'ordinateur délivre trois signaux

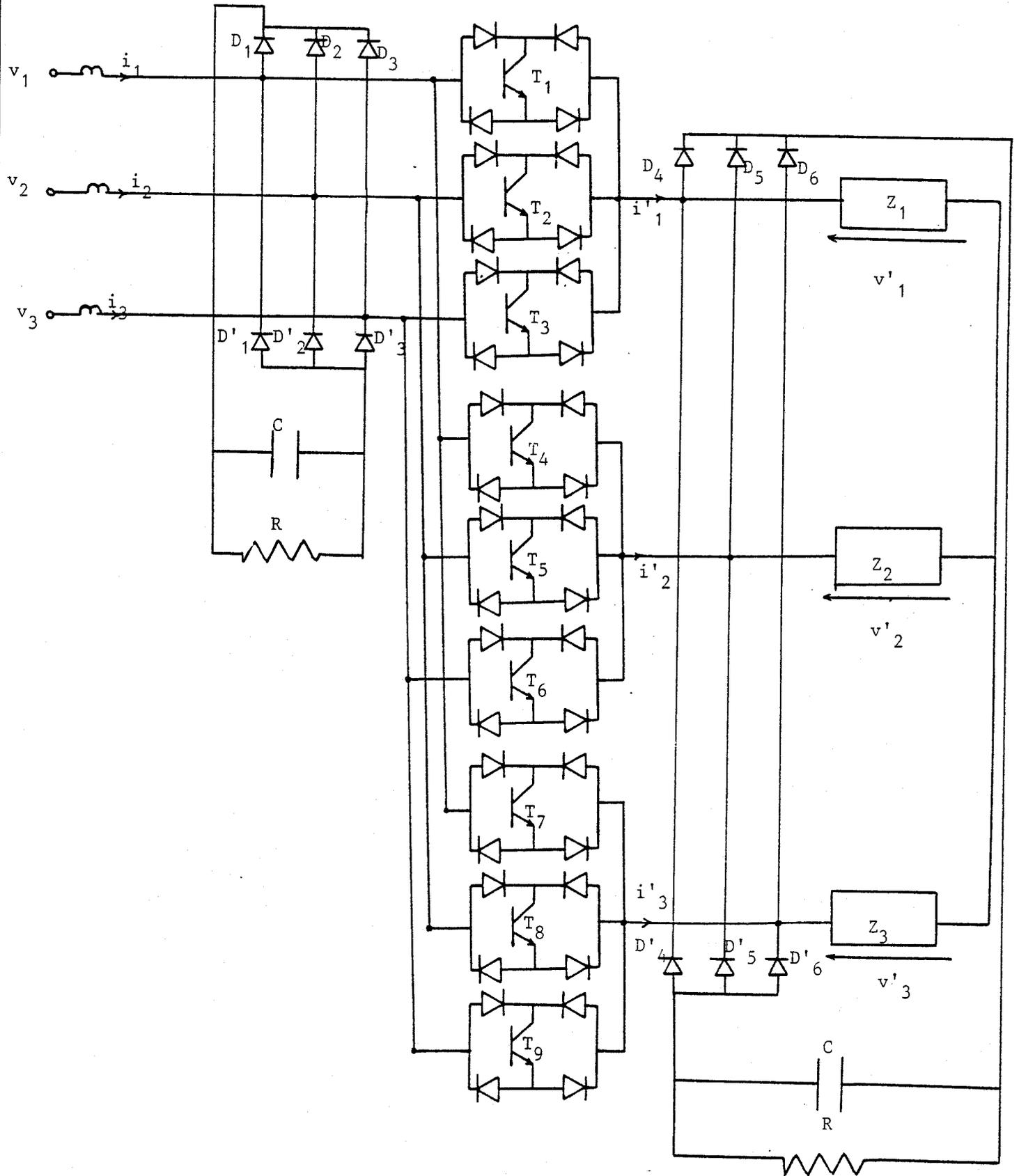


Figure 5.19.



correspondant aux trois fonctions d'existence théoriques. Dans le cas UFC ou SSFC, c'est une fonction modulante linéaire. Elle ne comprend aucun paramètre qui puisse permettre la commande d'amplitude de la tension moyenne de sortie. La tension moyenne de sortie reste constamment égale à U_{d_0} . Donc, dans le cas où $p = 3$, $V'_{moy} = 0.827 V_m$,

Le temps mort prévu pour éviter les court-circuits est programmé à une durée de $30 \mu s$ à la sortie du port parallèle du calculateur.

IV.3.1. Circuit d'amplification et d'isolement

Les trois signaux délivrés par l'ordinateur doivent commander les neuf interrupteurs bidirectionnels. La puissance de ces signaux n'est pas suffisante pour assurer le fonctionnement normal des neuf opto-coupleurs d'isolement. Pour ce faire nous avons donc conçu un circuit utilisant 3 transistors pour la commande des opto-coupleurs (Fig. 5.20).

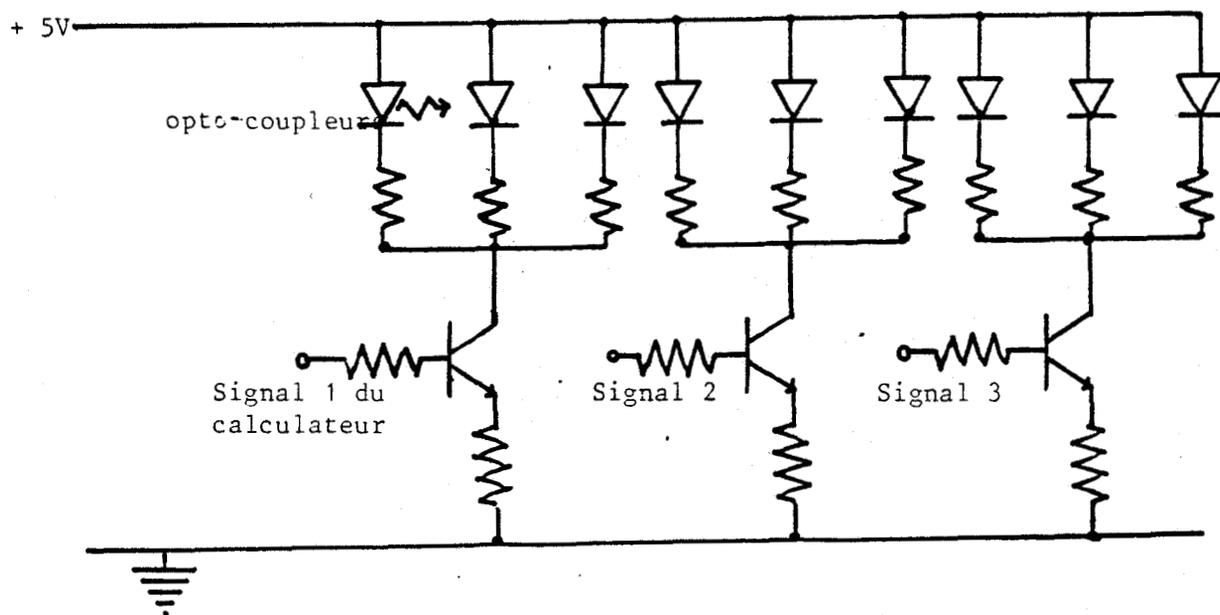


Figure 5.20.



Les opto-coupleurs sont les points d'entrée des neuf circuits de commande. Ces circuits sont présentés à la figure 5.11. A leurs fonctions d'amplification et d'isolement est associée une autre fonction importante : la protection active des transistors contre les court-circuits.

IV.3.2. Commande à temps mort variable

Dans la commande utilisée, le temps mort reste toujours égal à une dizaine de micro-secondes quelque soit le courant à commuter. Ce qui implique l'existence d'intervalles pendant lesquels le circuit reste ouvert. Les énergies stockées sont alors évacuées à chaque commutation par le circuit de dissipation.

Pour limiter ces pertes, on peut envisager de détecter le blocage d'un transistor pour donner l'ordre immédiat de conduction au transistor qui doit normalement prendre le relais.

Cette information peut être assurée par le circuit CALC. Quand un transistor reçoit un ordre d'ouverture, il s'ouvre effectivement après le temps de stockage. A son ouverture, le courant qui le traversait vient charger le condensateur du CALC via la diode. Or ce courant peut être immédiatement détecté par le transformateur de courant. L'impulsion correspondante donne l'information sur l'instant précis de l'ouverture du transistor.

Ainsi, en programmant le calculateur pour avoir à la sortie du circuit d'amplification neuf signaux sans temps mort en utilisant les signaux d'information sur les ouvertures des transistors, nous pouvons optimiser cette commande.

Pour deux transistors devant commuter successivement, leurs commandes, sans traitement logique, sont dépourvus de temps mort (Fig.5.21.a.)

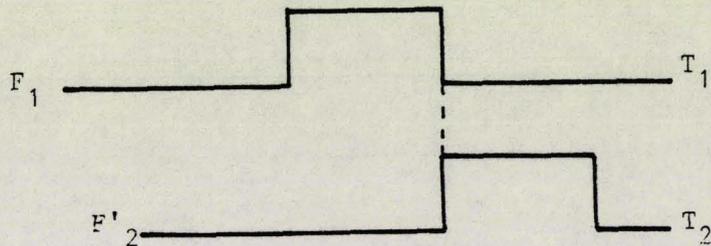


Figure 5.21.a.



Si l'on adapte F_2 pour que la commande de T_2 passe à l'état haut juste après le temps de stockage de T_1 , il suffit d'attendre l'information confirmant l'ouverture de T_1 pour déclencher T_2 , donc de modifier F_2 en F'_2 .

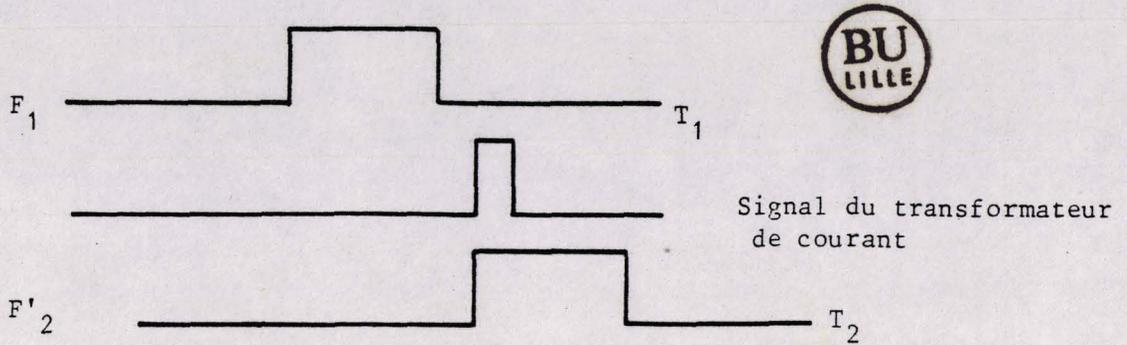


Figure 5.21.b.

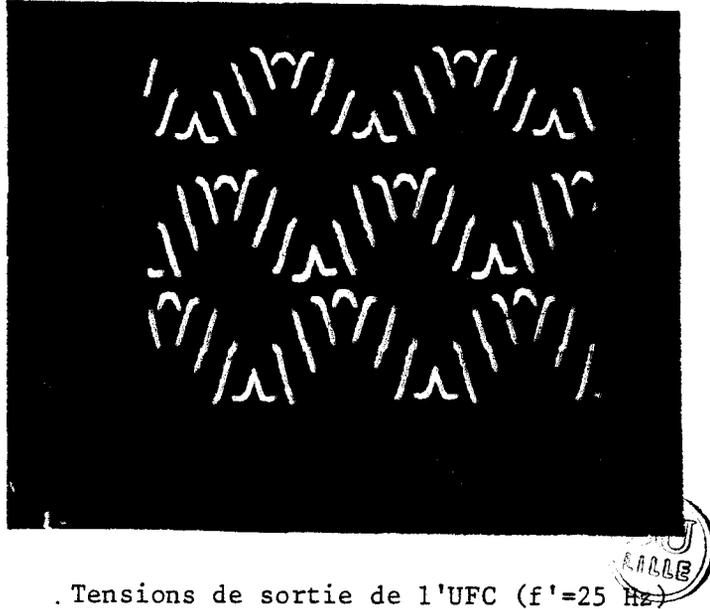
Ce système est très séduisant car il permet d'assurer la continuité du courant dans la charge et donc de s'affranchir des circuits de récupération d'énergie.

Cependant, il n'a pas donné les satisfactions attendues. Il est en fait plus dangereux qu'un système avec temps mort. En effet, quand le transistor est amené à commuter des courants faibles, le transformateur de courant est incapable de détecter nettement le courant de charge du condensateur et le circuit logique risque de ne pas agir sur la commande. Nous obtenons alors un fonctionnement incertain des transistors. Pour ces raisons, nous avons préféré conserver une commande avec temps mort et un circuit de puissance équipé de circuits de récupération de l'énergie afin d'assurer la fiabilité du convertisseur.

IV.4. Essais en charge pour un fonctionnement en UFC

La maquette réalisée, bien que fonctionnant à quelques KW, illustre l'intérêt des changeurs directs de fréquence. Elle montre les problèmes pratiques qu'on pourrait rencontrer à des puissances plus importantes.

La photo de la figure 5.22. représente les trois tensions de sortie du convertisseur commandé en UFC. La fréquence de la source triphasée est de 50 Hz, celle de la tension de sortie est de 25 Hz. Les "valeurs moyennes" des tensions de sortie sont décalées de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ les unes par rapport aux autres.



. Tensions de sortie de l'UFC ($f'=25$ Hz)

Figure 5.22.

IV.4.1. Débit sur charge résistive

Les essais sont effectués pour une tension d'entrée d'une centaine de volts. La photo 5.23. est une illustration de la tension et du courant de sortie. Les formes d'onde des courants et tensions sont évidemment identiques.

La figure 5.24. montre la conversion de fréquence. La fréquence du courant d'entrée est le double de celle de la tension de sortie et le courant absorbé est parfaitement sinusoïdal. Il est évident que l'hypothèse classique du courant de sortie sinusoïdal discutée au chapitre 4 ne peut être retenue dans ce cas.

La photo 5.25. de la tension de sortie et du courant d'entrée montre une multiplication par trois de la fréquence d'entrée ($f=50\text{Hz}$; $f'=150\text{Hz}$).

IV.4.2. Débit sur inductance

La charge du convertisseur fonctionnant en UFC est constituée de trois inductances égales couplées en étoile.

Le première photo effectuée à une fréquence de sortie de 25 Hz permet de vérifier la validité dans ce cas de l'approximation du courant de sortie réel par un courant sinusoïdal.

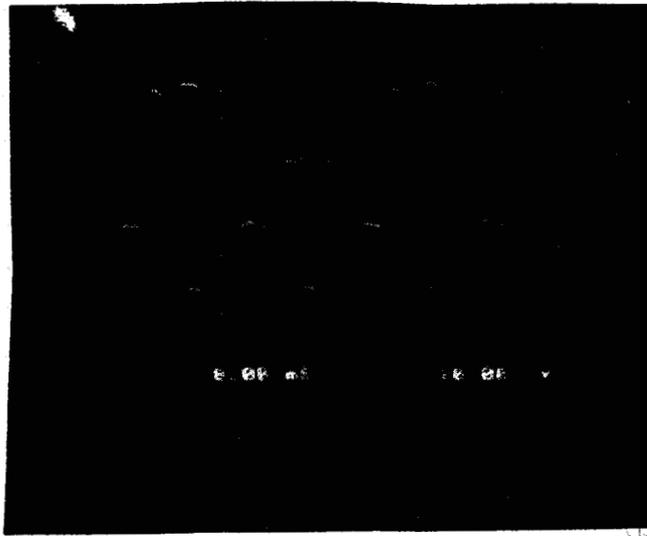


Figure 5.23.

Tension de sortie ($f' = 25\text{Hz}$) $V = 140\text{V}$
Courant de sortie ($f' = 50\text{Hz}$) $I_{\text{max}} = 15\text{A}$

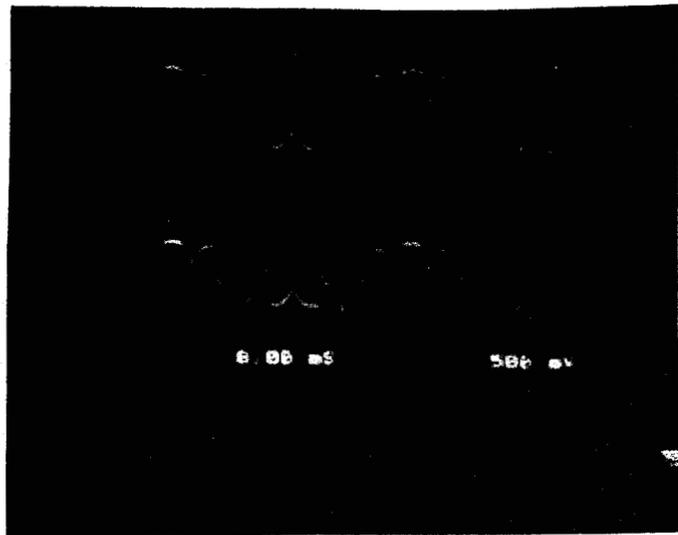


Figure 5.24.

Tension de sortie ($f' = 25\text{Hz}$) $V = 140\text{V}$
Courant d'entrée ($f = 50\text{Hz}$) $I_{\text{max}} = 15\text{A}$

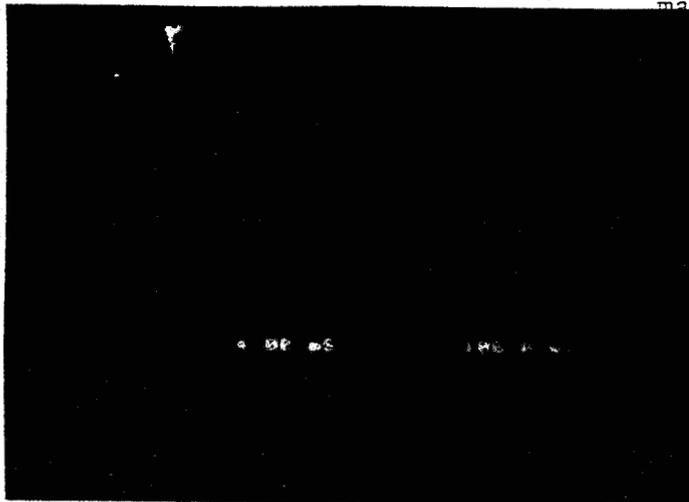


Figure 5.25.

Tension de sortie ($f' = 150\text{Hz}$) $V = 140\text{V}$
Courant d'entrée ($f = 50\text{Hz}$) $I_{\text{max}} = 10\text{A}$

On peut remarquer que le courant de sortie est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en arrière par rapport au fondamental de la tension correspondante, alors que le fondamental du courant d'entrée est en quadrature avant par rapport à la tension (Fig.5.26. et 5.27.).

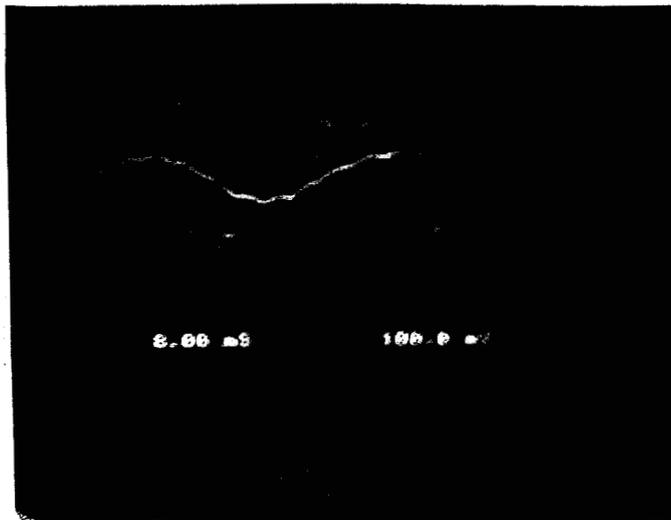


Figure 5.26.

Tension de sortie ($f'=25\text{Hz}$)
Courant de sortie ($f'=25\text{Hz}$)
($f=25\text{Hz}$)

$V_{\text{max}} = 140\text{V}$
 $I_{\text{max}} = 10\text{A}$
 I_{max}

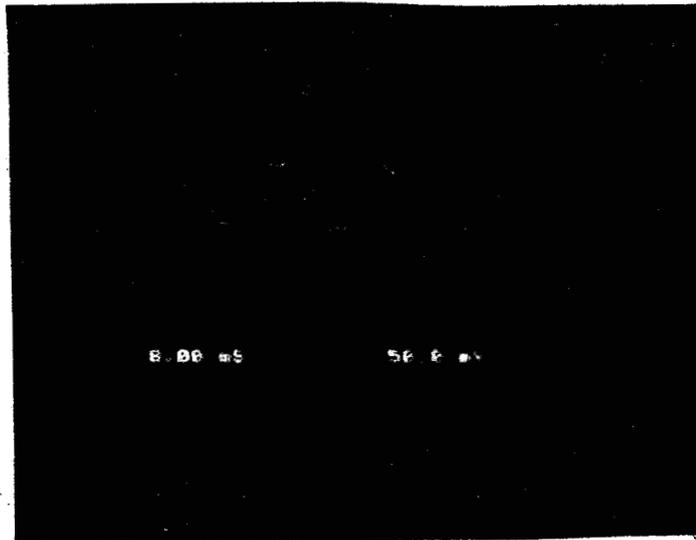


Figure 5.27.

Tension d'entrée ($f=50\text{Hz}$)
Courant d'entrée ($f=50\text{Hz}$)
($f'=25\text{Hz}$)

$V_{\text{max}} = 140\text{V}$
 $I_{\text{max}} = 10\text{A}$
 I_{max}

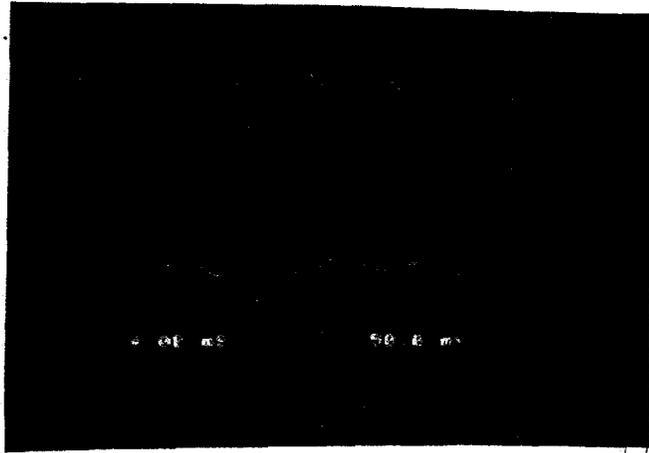


Figure 5.28.

Tension et courant de sortie
($f' = 159\text{Hz}$) $V_{\text{max}} = 140\text{V}$
 $I_{\text{max}} = 10\text{A}$

Les figures 5.28. et 5.29. montrent que l'hypothèse du courant de sortie sinusoidal devient moins acceptable dans le cas où l'on augmente la fréquence de sortie ($f' = 150\text{Hz}$). On peut remarquer que le courant d'entrée de la photo 5.29. présente des différences par rapport à celui calculé à partir de l'hypothèse du courant de sortie sinusoidal (Fig.5.30). Les spectres de la tension de sortie et du courant d'entrée sont présentés à la figure 5.31. Le spectre de la tension de sortie est analogue à celui calculé à partir de la simulation. Le spectre du courant d'entrée confirme nos calculs harmoniques du chapitre 4.

De même, nous avons présenté les spectres de tension de sortie et de courant d'entrée pour une fréquence de sortie de 25 Hz. (Fig. 5.32.)

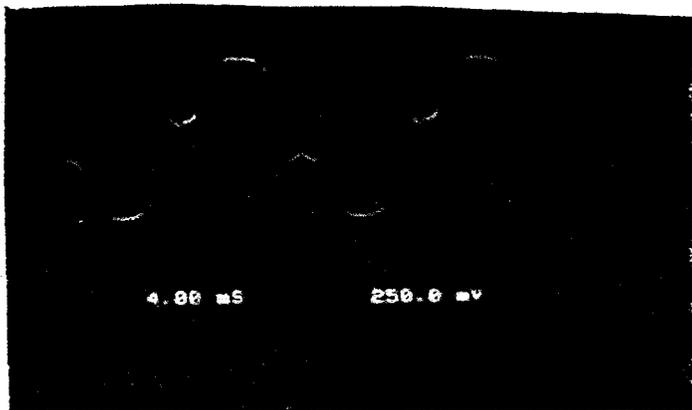


Figure 5.29.

Tension et courant d'entrée
($f' = 150\text{Hz}$)

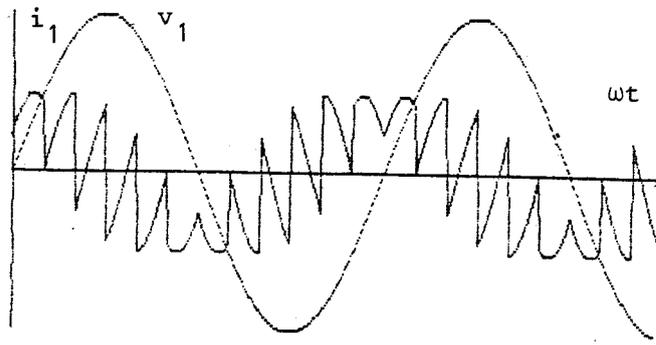


Figure 5.30.

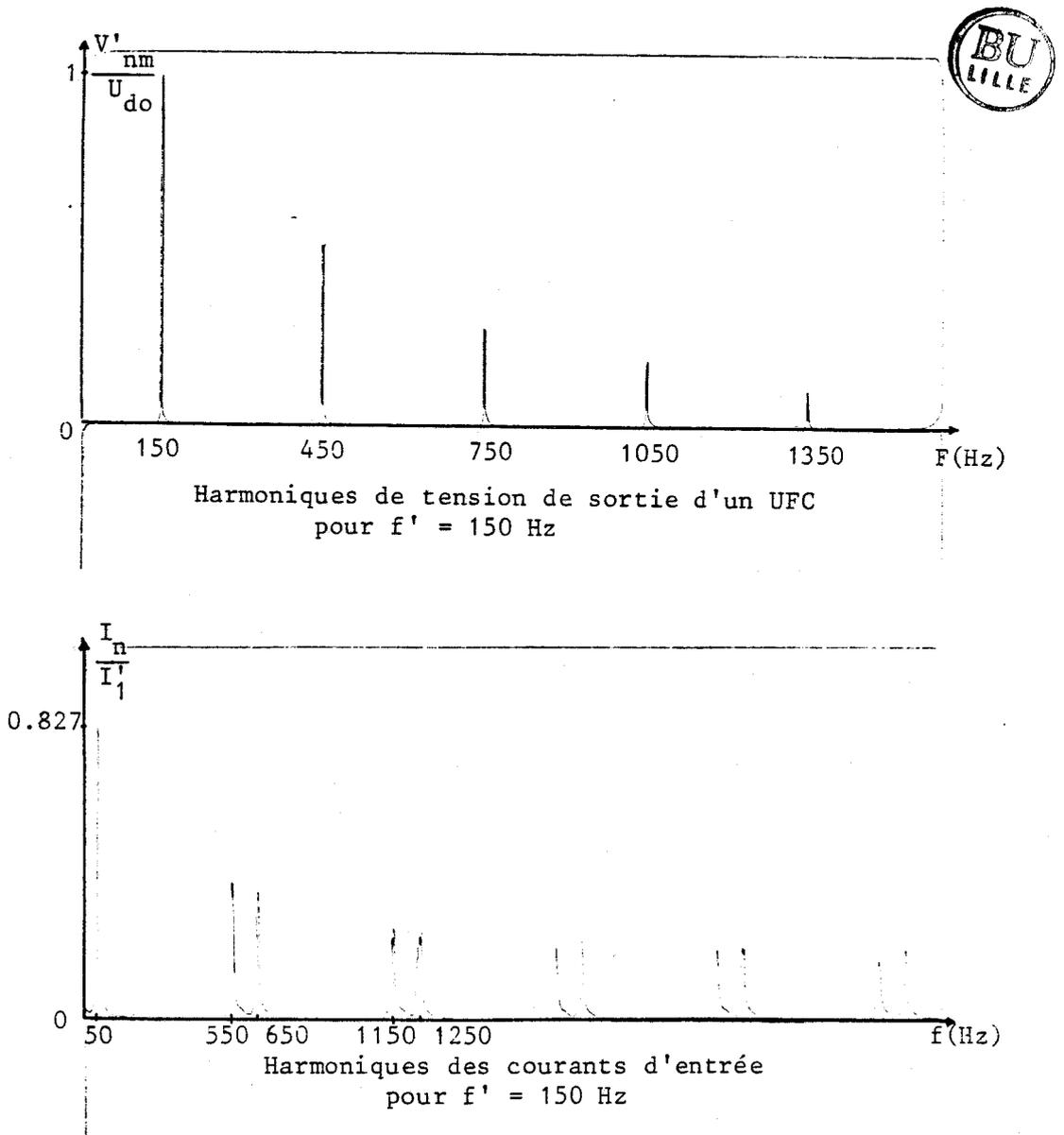
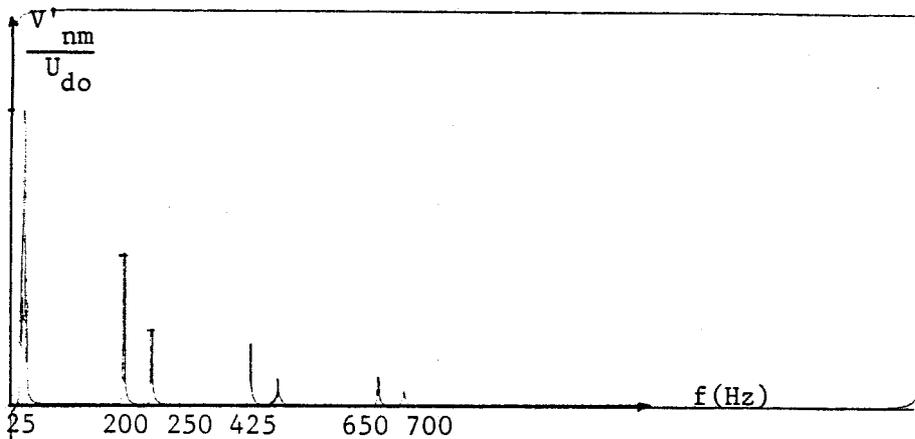
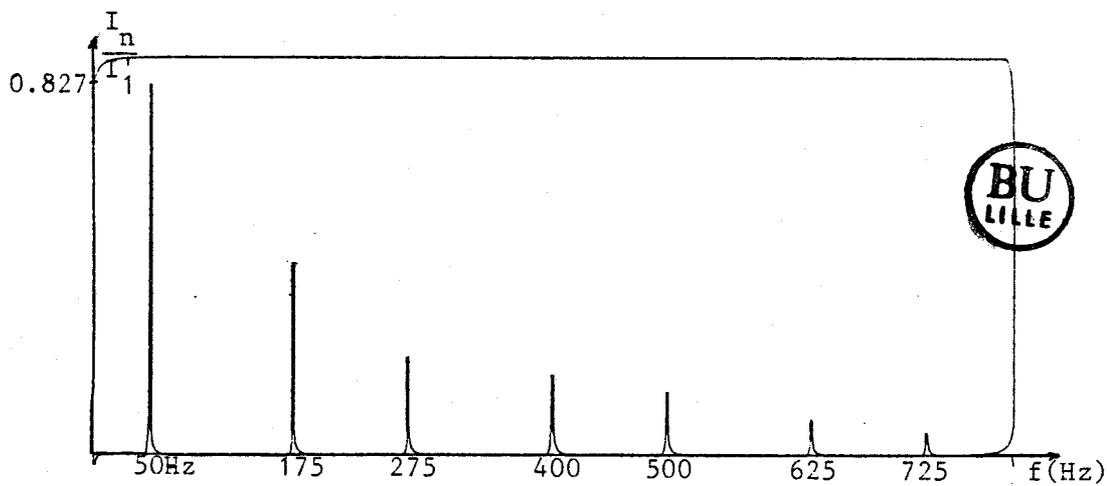


Figure 5.31.



Harmoniques des tensions de sortie
pour $f' = 25 \text{ Hz}$

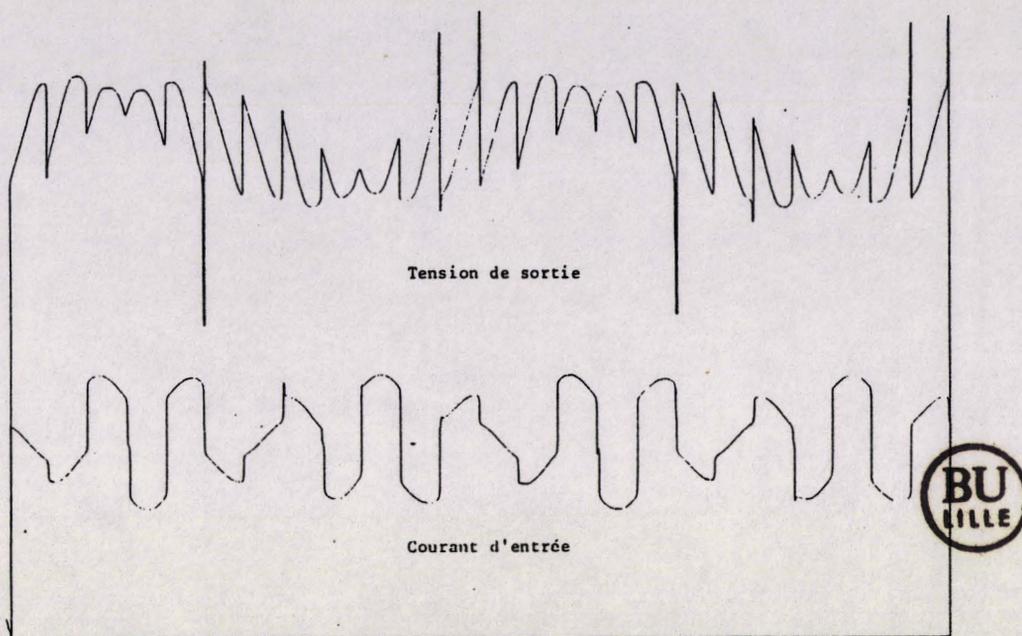


Harmoniques des courants d'entrée
pour $f' = 25 \text{ Hz}$

Figure 5.32.

IV.5. Exemple de fonctionnement en SSFC

Les figures 5.33. et 5.34. montrent la tension de sortie et le courant d'entrée ainsi que leurs harmoniques pour un fonctionnement en SSFC. La fréquence de sortie est de 10 Hz. Ces figures confirment nos résultats théoriques.



Fonctionnement en SSFC avec $f' = 10$ Hz (charge inductive)

$V_{\max} = 140$ V $I_{\max} = 20$ A

Figure 5.33.

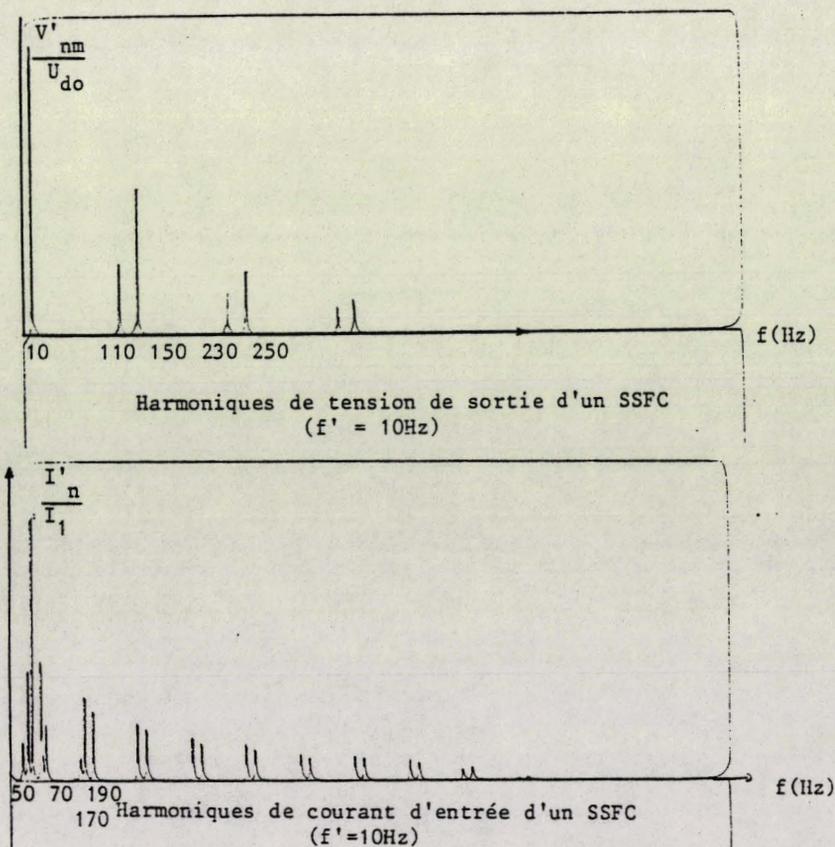


Figure 5.34.

CONCLUSION

CONCLUSION

Dans ce mémoire, nous avons présenté une étude des divers changeurs directs de fréquence pour les indices de pulsation 3 et 6. Nous avons développé une méthode de simulation et d'étude harmonique de ces convertisseurs.

Après une présentation générale, nous avons envisagé de travailler sur les changeurs de fréquence à valeur "moyenne" sinusoïdale. Ils s'avèrent être les plus intéressants. Ils résultent de deux types de modulation des fonctions d'existence : la modulation sinusoïdale et la modulation linéaire.

Une étude qualitative a été effectuée sur les répercussions de ces deux types de commande sur les entrées et les sorties des convertisseurs ainsi que sur la nature des commutations subies par les interrupteurs. Il en résulte que, dans le cas général, un interrupteur bidirectionnel, adapté au fonctionnement d'un changeur direct de fréquence, doit être capable de réaliser au cours du temps des commutations commandées à l'ouverture et des commutations commandées à la fermeture. Il doit réunir les qualités de ces deux composants monocommandés. En effet,

la commutation d'un interrupteur est toujours simultanée avec celle d'un autre qui lui est complémentaire. Quand un composant est commandé à la fermeture, il doit s'ouvrir spontanément à la fermeture d'un autre qui lui est associé. Quand il est commandé à l'ouverture, sa fermeture spontanée est provoquée par l'ouverture commandée d'un autre.

Les progrès technologiques permettront, sans doute, le développement de tels composants. Ceci aboutira à l'essor des applications des changeurs directs de fréquence. Il est donc important de pouvoir les caractériser. La caractérisation proposée est basée sur une méthode numérique rigoureuse sans faire appel à des hypothèses simplificatrices.

La simulation numérique des changeurs directs de fréquence à valeur "moyenne" sinusoïdale, pour les indices de pulsation 3 et 6, nous a permis une étude rigoureuse des harmoniques des tensions de sortie et ceux des courants d'entrée par un algorithme de transformée de Fourier rapide.

Ces harmoniques appartiennent aux familles de fréquence calculées analytiquement par B.R. PELLY et L. GYUGYI. Cependant, la méthode numérique apporte une plus grande précision particulièrement sur les valeurs des harmoniques des changeurs directs de fréquence à faible indice de pulsation. Elle conduit, en outre, à la connaissance des amplitudes exactes des harmoniques situés aux points d'intersection des différentes familles de fréquence.

L'étude numérique, comme l'étude analytique, part de l'hypothèse d'un courant de sortie sinusoïdal. Afin d'étudier la validité de cette hypothèse, nous avons développé une méthode de simulation et d'analyse harmonique pour un courant de sortie réel dans le cas particulier d'un convertisseur fonctionnant en UFC et d'indice de pulsation égal à 3. La comparaison des harmoniques des courants d'entrée pour le cas réel et dans le cas de l'hypothèse du courant de sortie sinusoïdal permet d'affirmer la validité de l'hypothèse pour les faibles fréquences de sortie. Elle peut être justifiée pour les rapports de fréquence entre l'entrée et la sortie inférieurs à l'unité.

Ces études numériques sont confortées par une vérification expérimentale. A cet effet, nous avons conçu et réalisé un prototype de changeur direct de fréquence. Sa commande numérique conduit à un fonctionnement en UFC ou en SSFC. La mise en oeuvre de ce prototype a mis en évidence les problèmes posés par les composants actuels dans le fonctionnement du changeur direct de fréquence où des protections contre les surtensions et contre les court-circuits sont primordiales. Les résultats de l'étude expérimentale ont permis la vérification de nos résultats numériques aussi bien pour les tensions et les courants que pour les harmoniques.



B I B L I O G R A P H I E

B I B L I O G R A P H I E

1. PELLY, B.R. (1971) - Wiley - Interscience
"Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters"
2. Mc MURRAY, W. (1972) - The MIT Press
"The Theory and Design of Cycloconverters"
3. HAMBLIN, T.M. and BARTON, T.H. (1972) - IEEE Trans. Ind. Appl., 8(4), 443-453
"Cycloconverter control circuits"
4. BIRD, B.M. and FORD, J.S. (1974) - Proc. Inst. Electr. Eng., 121(10), 1146-1149
"Improvements in phase-controlled circulating current cycloconverter using communication principles"
5. BIRD, B.M. and RIDGE, J. (1972) - Proc. Inst. Electr. Eng., 119(8), 1155-1161
"Amplitude modulated Frequency Changer"
6. REVANKAR, G.N. (1973) - IEEE Trans. Ind. Electr. Control Instrum, 20(2), 81-85
"Digital computation of cycloconverter operation"
7. BERG, G.J. and DAS P.K. (1973) - IEEE Trans. Ind. Appl. 9(5), 607-611
"A new three phase static variable frequency changer"
8. GYUGYI, L. and PELLY, B.R. (1976) - Wiley - Interscience
"Static Power Frequency Changers"
9. ROMBAUT, C. SEGUIER, G BAUSIERE, R. (1986) - Technique et Documentation Lavoisier
"Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance - Tome 2 : La conversion alternatif-alternatif"
10. GYUGYI, L. (1972) - U.S. PATENT NO 3707665
"Power Frequency Changer with controllable Input Displacement Factor"
11. GYUGYI, L. (1972) - U.S. PATENT NO 3707667
"Unity Input Displacement Factor Frequency Changers"
12. BETZ, R.E. and EVANS, R.J. (1985) - IEEE Trans. Ind. Electron, 32(2), 120-123
"Microprocessor control of a cycloconverter"
13. SHARDA, N.K., MULCHANDANI, R., and AROCKIASAMY, R. (1986) - IEEE Trans. Ind. Electron., 33(3), 281-291
"Microprocessor control of cycloconverters : Techniques for implementation and testing"
14. Ma, X. (1986) - IEEE Trans. Ind. Appl., 22(2), 267-280
"High performance PWM frequency changers"

15. KRISHNAMURTHY, K.A., REVANKAR, G.N., and DUBEY, G.K. (1978) - Proc. Inst. Electr. Eng., 125(11), 1269-1270
"AC-DC and AC-AC converter control with selective reduction of line harmonics"
16. DANIELS, A.R. and SLATTERY, D.T. (1978) - Proc. Inst. Electr. Eng., 125(7), 643-647
"Application of power transistors to polyphase regenerative power converters"
17. DANIELS, A.R., and SLATTERY, D.T. (1978) - Proc. Inst. Electr. Eng., 125(2), 146-150
"New power converter technique employing power transistors"
18. TSO, S.K., and LEUNG, C.C. (1983) - Proc. Inst. Electr. Eng., Part B, 130(3), 190-200
"Microprocessor control of triac cycloconverters"
19. DATTA, S.K. (1972) - IEEE Trans. Ind. Appl., 8(5), 520-530
"A static variable-frequency three phase source using the cycloconverter principle for the speed control of an induction motor"
20. CHATTOPADHYAY, A.K. (1978) - IEEE Trans. Ind. Appl., 14(2), 116-122
"An adjustable-speed induction motor drive with a cycloconverter-type thyristor-commutator in the rotor"
21. SHIMER, D.W., and JACOVIDES, L.J. (1979) - IEEE Trans. Ind. Appl. 15(5), 472-481
"An improved triggering method for a high power cycloconverter-induction motor drive"
22. NAKATO, T., OHSAWA, H., and ENDOH, K. (1984) - IEEE Trans. Ind. Appl., 20(5), 1278-1286
"A high-performance cycloconverter fed synchronous machine drive system"
23. HICHIDA, H., MIYAZAKI, A., and ISHII, K. (1985) - IEEE Trans. Ind. Electron., 32(4), 414-422
"Microprocessor-based digital control cycloconverter (DCC). Application to induction motor speed control"
24. AKAGI, H., and NABAE, A. (1986) - IEEE Trans. Ind. Electron., 33(2), 126-131
"High-performance control strategy of cycloconverter-fed induction motor drive system bases on digital control theory"
25. PERIN, A. (1984) - INP de TOULOUSE - Thèse de Docteur-Ingénieur
"Contribution à l'étude des convertisseurs directs de fréquence à transistor de puissance"
26. ESPELAGE, P.M., and BOSE, B.K. (1977) - IEEE Trans. Ind. Appl., 13(5), 387-394
"High Frequency link power conversion"
27. FORSTER, M.K., and BOYS, J.T. (1983) - Proc. Inst. Elect. Eng., Part C, 130(3), 111-121
"New cycloconverter for power system high frequency links"

28. TADUSHI, F., and MIKIHICO, M. (1987) - IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA 23 N°5
"BASIC Characteristics of cycloconverter for linking commercial and high frequency distribution lines"
29. BRAUN, M. and HASSE, K. (1983) - IFAC control in power Electronics and Electrical drives, Lausanne, SUISSE - 187-194
"A direct frequency changer with control of input reactive power"
30. GYUGYI, L. (1981) - Proc. Inst. Electr. Eng., Part. C, 128(6), 374-381
"Control of shunt compensation with reference to new design concepts"
31. GYUGYI, L. (1980) - IEEE Trans. Ind. Appl., 16(4), 524-534
"Input power factor of A.C. to A.C. power convertors"
32. TAUDUD, M.A. (1983) - Thèse de Doctorat en Sciences Appliquées, Université de Liège
"Compensation d'énergie réactive au moyen de changeurs de fréquence statiques"
33. DEWAN, S.B., and KANKAM, M.D. (1970) - IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., 6(5), 455-462
"A method for harmonics analysis of cycloconverters"
34. SLONIM, M.A., and BIRINGER, P.P. (1980) - IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum., 27(2), 53-56
"Harmonics of cycloconverter voltage waveform (new method of analysis)"
35. KHAZAAL, M., CASTELAIN, A., TRICOT, J.C. (1986) - Congrès IMACS - LILLE - France
"Etude expérimentale des fréquences harmoniques d'un cycloconvertisseur simulé"
36. KEDJAR, B., KHAZAAL, M., CASTELAIN, A. (1987) - Congrès IMACS - Québec - CANADA 255-262
"Improvement of the characteristics of low pulse number converters"
37. FOCH, H. (1987) - Journées "Electrotechniques 87" du club EEA - IDN - Villeneuve d'Ascq, FRANCE
"Adaptation des interrupteurs aux applications par association de composants"
38. CHERON, Y. (1987) - Journée d'Etude SEE, ENSEEIHT - TOULOUSE
"Analyse des contraintes subies par les interrupteurs pendant les commutations. Recherche des règles de leur utilisation optimale dans les convertisseurs"
39. SAADATE, S., GUDEFIN, E., ABIGNOLI, M., GOELDEL, C. (1986) - Revue Electronique de Puissance - 64-68
"Protection des interrupteurs de puissance à transistors utilisés sur des charges inductives".

SOMMAIRE

Pages :

AVANT-PROPOS

2 à 3

INTRODUCTION

4 à 8

	Pages :
I - INTRODUCTION	10 à 12
II - CHANGEUR DE FREQUENCE D'INDICE DE PULSATION EGAL A 3	12 à 24
II.1. Schéma de montage	12 à 13
II.2. Tensions de sortie à l'état de repos	13 à 16
II.3. Définition de l'angle γ	16 à 17
II.4. Fonctions d'existence et fonctions d'existence complémentaire	17
II.5. Action du déphasage des fonctions d'existence sur la nature des commutations	18 à 20
II.5.1. Cas où le déphasage est nul	18 à 19
II.5.2. Cas où le déphasage est non nul	19 à 20
II.6. Action du déphasage des fonctions d'existence complémentaires	21 à 23
II.6.1. Cas où le déphasage est égal à π	21
II.6.2. Cas où le déphasage est différent de π	21 à 23
II.7. Généralisation	24
III - DESCRIPTION MATHEMATIQUE D'UN CHANGEUR DE FREQUENCE GENERALISE	25 à 29
III.1. Expression générale de la tension de sortie	25 à 28
III.2. Expression générale des courants d'entrée	28 à 29
IV - MODULATION DES FONCTIONS D'EXISTENCE	29 à 31
V - CHANGEURS DE FREQUENCE A VALEUR "MOYENNE" SINUSOÏDALE	31 à 58
V.1. Introduction	31 à 32
V.2. Changeurs de fréquence à modulation sinusoïdale	33 à 48
V.2.1. Loi de commande	33
V.2.2. Réalisation pratique de la loi de commande	33 à 36
V.2.3. Changeurs de fréquence à synthèse instantanée	36 à 41
V.2.4. Changeurs de fréquence à synthèse consécutive	41 à 46
V.2.5. Etude des interrupteurs	47 à 48
V.3. Changeurs de fréquence à modulation linéaire	48 à 58
V.3.1. Loi de commande	48
V.3.2. Changeur de fréquence du type UFC	48 à 54
V.3.3. Changeur de fréquence du type SSFC	54 à 57
V.3.4. Changeurs de fréquence à modulation de la largeur d'impulsion	58
VI - CONCLUSION	59 à 60

CHAPITRE II - SIMULATION NUMERIQUE ET ANALYSE HARMONIQUE DES CHANGEURS DIRECTS
DE FREQUENCE A MODULATION SINUSOIDALE (Pages 61 à 113)

	Pages :
I - INTRODUCTION	62 à 63
II - SIMULATION DE LA TENSION DE SORTIE	63 à 83
II.1. Simulation de l'onde de sortie du cycloconvertisseur	63 à 76
II.1.1. Cas d'un cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 3	63 à 71
II.1.1.1. Montage étudié	64
II.1.1.2. Calcul des instants d'amorçage	64 à 68
II.1.1.3. Programme de simulation	68 à 70
II.1.1.4. Exemples de tensions de sortie simulées	70 à 71
II.1.2. Simulation de la tension de sortie d'un cycloconvertisseur d'indice 6	72 à 76
II.1.2.1. Schéma de montage	72
II.1.2.2. Calcul des instants d'amorçage	73 à 74
II.1.2.3. Simulation et exemples	74 à 76
II.2. Simulation de la tension de sortie d'un convertisseur du type CDFFC	76 à 79
II.2.1. Convertisseur du type CDFFC d'indice 3	77
II.2.2. Convertisseur du type CDFFC d'indice 6	77 à 79
II.3. Simulation de la tension de sortie d'un convertisseur du type UDFFC	80 à 83
II.3.1. Tension de sortie d'un convertisseur UDFFC d'indice 3	80 à 81
II.3.2. Tension de sortie d'un convertisseur UDFFC d'indice 6	81 à 83
III - SIMULATION DES COURANTS D'ENTREE	83 à 94
III.1. Simulation des courants d'entrée d'un convertisseur CDFFC	83 à 92
III.1.1. Simulation des courants d'entrée d'un CDFFC d'indice 3	83 à 88
III.1.2. Simulation des courants d'entrée d'un CDFFC d'indice 6	88 à 92
III.2. Simulation des courants d'entrée d'un UDFFC	93 à 94
III.2.1. Simulation des courants d'entrée d'un UDFFC d'indice 3	93
III.2.2. Simulation des courants d'entrée d'un UDFFC d'indice 6	94
IV - ANALYSE HARMONIQUE	95 à 112
IV.1. Etude analytique	95 à 96
IV.2. Etude numérique des harmoniques	97 à 105
IV.2.1. Algorithme de la FFT	97
IV.2.2. Analyse harmonique des signaux à grande période	98 à 104
IV.2.2.1. Harmoniques d'un signal sur une fenêtre T"	98 à 100

IV.2.2.2. <i>Etude des signaux à grande période d'un changeur de fréquence</i>	101 à 104
IV.2.3. Etude des harmoniques des changeurs de fréquence	104 à 106
IV.3. Exemples	106 à 112
V - CONCLUSION	113

CHAPITRE III - SIMULATION NUMERIQUE ET ANALYSE HARMONIQUE DES TENSIONS DE SORTIE ET DES COURANTS D'ENTREE DES CHANGEURS DIRECTS DE FREQUENCE A MODULATION LINEAIRE (Pages 114 à 146)

	Pages
I - INTRODUCTION	115 à 116
II - SIMULATION NUMERIQUE DES TENSIONS DE SORTIE	116 à 125
II.1. Simulation de la tension de sortie d'un UFC d'indice 3	116 à 120
II.1.1. Montage simulé	116 à 117
II.1.2. Calcul des angles de commande	117 à 118
II.1.3. Choix des tensions	118
II.1.4. Exemples de tensions de sortie simulées	118 à 120
II.2. Simulation de la tension de sortie d'un UFC d'indice 6	121 à 122
II.3. Simulation de la tension de sortie d'un SSFC d'indice 3	122 à 123
II.4. Simulation de la tension de sortie d'un SSFC d'indice 6	124 à 125
III - SIMULATION DES COURANTS D'ENTREE	125 à 135
III.1. Simulation des courants d'entrée d'un UFC d'indice 3	125 à 128
III.2. Simulation des courants d'entrée d'un UFC d'indice 6	129
III.3. Simulation des courants d'entrée d'un SSFC d'indice 3	129 à 133
III.4. Simulation des courants d'entrée d'un SSFC d'indice 6	134 à 135
IV - ANALYSE HARMONIQUE	136 à 145
IV.1. Introduction	136
IV.2. Harmoniques de tension et de courant d'un changeur direct de fréquence d'indice 3 fonctionnant en UFC	136 à 139
IV.3. Harmoniques de tension et de courant d'un changeur direct de fréquence d'indice 3 fonctionnant en SSFC	140 à 142
IV.4. Harmoniques de tension et de courant d'un changeur direct de fréquence d'indice 6 fonctionnant soit en UFC, soit en SSFC	143 à 145
V - COMPARAISON DES DIFFERENTS CHANGEURS DE FREQUENCE	146

CHAPITRE IV - ETUDE DE LA VALIDITE DE L'HYPOTHESE DU COURANT DE SORTIE
SINUSOIDAL (Pages 147 à 165)

	Pages :
I - INTRODUCTION	148 à 149
II - DEBIT SUR CHARGE PUREMENT RESISTIVE	149 à 150
III - DEBIT SUR CHARGE INDUCTIVE	151 à 165
III.1. Simulation des courants de sortie	151 à 159
III.2. Simulation des courants d'entrée	159
III.3. Comparaison des courants d'entrée	159 à 161
III.4. Etude harmonique	162 à 165
IV - CONCLUSION	165

CHAPITRE V - REALISATION D'UN PROTOTYPE DE CHANGEUR DIRECT DE FREQUENCE

(Pages 166 à 201)

	Pages :
I - INTRODUCTION	167 à 168
II - INTERRUPTEURS BIDIRECTIONNELS	168 à 176
II.1. Types d'interrupteurs bidirectionnels - Choix des interrupteurs	168 à 172
II.2. Protection de l'interrupteur bidirectionnel	172 à 176
III - REALISATION D'UN CHANGEUR DE FREQUENCE A SORTIE MONOPHASEE	176 à 185
III.1. Circuit de puissance	178 à 179
III.2. Circuit de récupération d'énergie de commutation	179
III.3. Commande	180 à 183
III.3.1. Commande numérique	180 à 181
III.3.2. Circuit d'amplification	182 à 183
III.4. Circuit de protection contre les surintensités	183 à 184
III.5. Essais et résultats	184 à 185
III.5.1. Débit sur charge résistive	185
III.5.2. Débit sur charge inductive	185
IV - REALISATION D'UN CHANGEUR DE FREQUENCE TRIPHASE-TRIPHASE	185 à 201
IV.1. Montage de puissance	189 à 190
IV.2. Circuits de récupération d'énergie stockée lors des commutations	190
IV.3. Commande	190 à 194
IV.3.1. Circuit d'amplification et d'isolement	192 à 193
IV.3.2. Commande à temps mort variable	193 à 194
IV.4. Essais sur charge pour un fonctionnement en UFC	194 à 200
IV.4.1. Débit sur charge résistive	195
IV.4.2. Débit sur inductance	195 à 200
IV.5. Exemple de fonctionnement en SSFC	201

Pages :

CONCLUSION

202 à 205

BIBLIOGRAPHIE

206 à 209

SOMMAIRE

210 à 218