

50376
1994
233

2 1-2 5 89

50376
1994
233

N° d'ordre: 1378



THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Xavier FAUVETTE

ingénieur Centrale-Lille

CHARGEUR DE BATTERIES EMBARQUE A FACTEUR DE PUISSANCE QUASI UNITAIRE

Soutenue le 26 septembre 1994, devant la Commission d'Examen :

MM.	G. SEGUIER	Président
	C. SOL	Rapporteur
	B. TRANNOY	Rapporteur
	R. BAUSIERE	Examineur
	C. ROMBAUT	Examineur, Directeur de Thèse
	M. OHNONA	Invité



030 0547 6 6

A ma famille

AVANT - PROPOS

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire, ont été menés dans le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) de l'Ecole Centrale de Lille, dirigé par Monsieur le Professeur C. ROMBAUT.

Je remercie Monsieur F. TONNERIEUX, Responsable de Recherche à la Direction de la Recherche de la société RENAULT, ainsi que Monsieur M. OHNONA, Ingénieur de Recherche à la Direction de la Recherche de la société RENAULT, qui sont à l'origine du thème développé dans ce mémoire.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur le Professeur C. ROMBAUT, mon Directeur de Recherche, pour toute l'aide, aussi bien scientifique que morale, qu'il m'a apportée, en ne ménageant ni ses conseils, ni son temps; ainsi que pour la confiance qu'il m'a accordée, durant ces trois années de recherche.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur le Professeur G. SEGUIER, Professeur émérite de l'USTL, qui me fait l'honneur de présider mon jury.

Je suis très honoré que Monsieur le Professeur C. SOL, Professeur du CNAM, titulaire de la Chaire d'Electrotechnique, et que Monsieur le Professeur B. TRANNOY, de l'INP de Toulouse, aient accepté de juger ce travail.

Que Monsieur le Professeur R. BAUSIERE, de l'USTL, trouve ici l'assurance de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a bien voulu accorder à mon travail, en acceptant de participer au jury.

Je tiens également à remercier vivement toute l'équipe du L2EP, et plus particulièrement:

Monsieur X. CIMETIERE et Monsieur A. CASTELAIN, pour l'aide qu'ils m'ont apportée lors de la réalisation du prototype.

Les Enseignants et les Thésards du laboratoire, tout particulièrement le "contingent 91", pour l'atmosphère chaleureuse, amicale, et néanmoins de travail, qu'ils ont su créer, ainsi que pour leurs nombreux conseils éclairés, tant d'ordre théorique que pratique.

Madame A. PENNEQUIN, qui a non seulement assuré avec diligence la frappe de ce mémoire, ainsi que des rapports intermédiaires, mais également contribué largement au développement et au maintien de l'ambiance si agréable au sein du laboratoire.

SOMMAIRE

<u>CHAPITRE I : STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT GENERAL DU CONVERTISSEUR</u>	9
<u>I. TOPOLOGIE DU CONVERTISSEUR</u>	9
1. Objectifs	9
× 2. Structure globale du convertisseur	10
3. <u>Structure des convertisseurs intermédiaires et caractéristiques statiques de leurs interrupteurs</u>	12
a. Redresseur	12
b. Convertisseur direct	13
c. <u>Structure complète du convertisseur</u>	15
<u>II. STRATEGIE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR</u>	16
1. <u>Ensemble transformateur- redresseur-source de tension</u>	16
2. <u>Ensemble source de courant-convertisseur direct-transformateur</u>	18
3. <u>Variantes de stratégie de commande</u>	21
<u>III. NATURE DES COMMUTATIONS</u>	22
1. <u>Structure de base et loi de commande générale</u>	22
2. <u>Symétries de fonctionnement</u>	24
3. <u>Caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs</u>	26
<u>IV. VARIANTE DE STRUCTURES ET DE COMMANDES</u>	32
1. <u>Structure de base, la commande impose $v \cdot i > 0$</u>	32
2. <u>Variante "type II" du convertisseur</u>	34
3. <u>Variante "type III" du convertisseur</u>	37
4. <u>Variante "type IV" du convertisseur</u>	40
5. <u>Choix de la structure</u>	44
a. <u>Choix du changeur de fréquence</u>	44
b. <u>Choix du redresseur</u>	47
<u>V. REGLAGE DU TRANSFERT DE PUISSANCE</u>	49
1. <u>Schéma équivalent de fonctionnement</u>	49
2. <u>Bilan des puissances transitées</u>	52
3. <u>Relations entre les variables de contrôle et les variables à régler</u>	53
a. <u>Cas général</u>	53
b. <u>Optimisation du facteur de puissance</u>	55
4. <u>Conséquences du domaine d'application des éléments du système</u>	56
a. <u>Application numérique</u>	56
b. <u>Conséquences sur les formes d'ondes</u>	57
c. <u>Conséquences sur la commande du système</u>	58

<u>CHAPITRE II : IMPERFECTIONS DES COMPOSANTS ET LEURS CONSEQUENCES</u>	60
<u>I. LE TRANSFORMATEUR</u>	61
<u>1. Simulation du convertisseur</u>	61
<u>a. Modèle du transformateur</u>	61
<u>b. Modèles des autres éléments</u>	63
<u>c. Stratégie de commande des interrupteurs</u>	64
<u>d. Valeurs numériques de simulation</u>	66
<u>e. Résultats de simulation</u>	67
<u>2. Circuits équivalents du transformateur</u>	77
<u>a. Justification du modèle de simulation et d'étude du transformateur</u>	77
<u>b. Etude du fonctionnement du transformateur à l'aide du plan de phase</u>	79
<u>c. Application numérique : estimation des surtensions</u>	89
<u>II. DISPOSITIF D'ECRETAGE DES SURTENSIONS</u>	94
<u>1. Solutions envisageables</u>	94
<u>2. Dispositif d'écrêtage actif</u>	95
<u>III. INDUCTANCE D'ENTREE</u>	98
<u>1. Filtrage du courant absorbé</u>	98
<u>a. Tension aux bornes de l'inductance</u>	98
<u>b. Variations d'amplitude haute fréquence du courant</u>	100
<u>c. Simulation du sous-ensemble "source + inductance"</u>	105
<u>2. Effets de la résistance série équivalente</u>	107
<u>a. Puissances transitées</u>	107
<u>b. Calage optimal des axes des puissances</u>	110
<u>IV. SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE</u>	112
<u>1. Choix du type de cellule Interrupteur</u>	112
<u>a. Cas des redresseurs</u>	112
<u>b. Cas du clamp actif</u>	112
<u>c. Cas du convertisseur direct</u>	113
<u>2. Comportement de la cellule interrupteur bidirectionnelle</u>	116
<u>a. Modèle du MOSFET</u>	116
<u>b. Interrupteur à l'état passant</u>	117
<u>c. Interrupteur à l'état bloqué</u>	118
<u>d. Contribution de l'interrupteur aux oscillations parasites</u>	122

<u>V. RESEAU SOURCE</u>	125
<u>1. Eléments parfaits</u>	125
<u>2. Impédance propre du réseau</u>	126
<u>3. Filtre du second ordre</u>	126
a. Relations générales	126
b. Cas d'une impédance réseau inductive	128

<u>VI. CHARGE DU CONVERTISSEUR</u>	133
<u>1. Modélisation de l'ensemble convertisseur-charge</u>	133
<u>2. Calcul du courant dans la charge</u>	133
<u>3. Analyse du fonctionnement à l'aide du plan de phase</u>	134
<u>4. Calcul de l'ondulation du courant à l'aide du plan de phase</u>	136

CHAPITRE III : ELABORATION D'UNE COMMANDE EN BOUCLE FERMEE 140 |

I. OBJECTIFS DE LA COMMANDE ET HYPOTHESES INITIALES 140 |

<u>II. MODELE LINEAIRE</u>	142
<u>1. Diagramme vectoriel des grandeurs électriques</u>	142
<u>2. Régulation en boucle fermée sur les grandeurs pseudo-découplées</u>	143

<u>III. MODELE NON LINEAIRE</u>	146
<u>1. Sources de non linéarités</u>	146
<u>2. Régulation directe du courant</u>	147
<u>3. Etude de la régulation directe à correcteur unique</u>	152
a. Définition du correcteur vis-à-vis de la consigne	152
b. Définition du correcteur vis-à-vis de la perturbation v_e	154
c. Relations à satisfaire par le correcteur	155

IV. CHOIX DE LA REGULATION 157 |

CHAPITRE IV : VERIFICATIONS EXPERIMENTALES 158 |

<u>I. ELABORATION DU PROTOTYPE</u>	159
<u>1. Structure de puissance</u>	159
<u>2. Le transformateur</u>	160
<u>3. Répartition des courants et des tensions</u>	161
<u>4. Caractéristiques des éléments de puissance</u>	165
<u>5. Commande séquentielle</u>	166

<u>6. Régulation en (α, γ)</u>	167
a. Boucle ouverte	167
b. Boucle fermée	168
<u>7. Régulation directe du courant</u>	169
<u>8. Démarrage du convertisseur</u>	170
<u>9. Disposition vis-à-vis des problèmes de compatibilité électromagnétique</u>	171
a. Perturbations conduites	171
b. Perturbations rayonnées	172
c. Synoptique récapitulatif	173
<u>II. FONCTIONNEMENT DU PROTOTYPE</u>	175
<u>1. Courant absorbé au réseau</u>	175
<u>2. Courant injecté dans les batteries</u>	176
<u>3. Comportement du transformateur</u>	178
a. Phases de fonctionnement	178
b. Oscillations parasites haute fréquence	180
<u>4. Commutations</u>	184
<u>III. ETUDE DES PERTES</u>	188
<u>1. Localisation et évaluation</u>	188
a. Les semi-conducteurs	188
b. Les conducteurs	193
c. Les éléments réactifs	194
<u>2. Aspect thermique</u>	194
<u>3. Axes d'optimisation</u>	196
<u>IV. PERFORMANCES DU CONVERTISSEUR</u>	197
<u>1. Caractéristiques de transfert</u>	197
a. Caractéristique statique de transfert	197
b. Caractéristique dynamique	200
<u>2. Qualité des ondes de courant absorbé et de tension réseau</u>	201
<u>3. Caractéristiques physiques du chargeur</u>	206

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Les chargeurs de batteries sont des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance, qui alimentent des batteries d'accumulateurs à partir du réseau alternatif monophasé ou triphasé.

Différents procédés permettent de réaliser cette fonction, [1][2]:

- Les procédés classiques les plus simples utilisent un transformateur inséré directement entre la source et un redresseur. La tension obtenue est alors filtrée et appliquée à la charge. Dans ces conditions, le transformateur fonctionne à la fréquence du réseau, généralement basse, et est donc volumineux. De plus, le courant absorbé est riche en harmoniques basse fréquence, et le réglage du fondamental du courant s'opère par déphasage arrière de ce courant par rapport à la tension source.

- D'autres procédés plus complexes permettent une amélioration des performances. Il est possible par exemple de redresser directement la tension du réseau, de filtrer la tension continue ainsi obtenue, puis de l'onduler à fréquence élevée afin de minimiser la taille du transformateur, chargé de réaliser l'adaptation des tensions et l'isolement galvanique. La tension secondaire est alors redressée et filtrée. Cette méthode nécessite la mise en cascade de plusieurs convertisseurs liés par des éléments réactifs, si l'on désire obtenir un courant absorbé quasi sinusoïdal, en phase avec la tension.

Le problème est donc un compromis entre le poids et les performances du convertisseur statique de puissance.

Dans le cas particulier du chargeur de batteries d'accumulateurs, un facteur de puissance notablement inférieur à 1, parce que dégradé par l'absorption de puissance réactive et la génération d'harmoniques, est particulièrement pénalisant. On aboutit en effet à un accroissement du temps de charge, si la source d'alimentation est limitée en courant.

Il est donc important de minimiser la puissance réactive absorbée ou générée par le convertisseur. L'utilisation d'interrupteurs de puissance entièrement commandés permet de réaliser cette condition, [3].

L'adjonction de filtres, l'augmentation de la fréquence de découpage du convertisseur, ainsi que la mise en oeuvre d'une commande et d'une régulation appropriées, permettent ensuite de tendre vers une absorption de courants quasi sinusoïdaux, [4][5][6].

La technologie mise en oeuvre dépend ensuite non seulement des performances que l'on souhaite atteindre au niveau de la qualité des grandeurs électriques, mais également des puissances mises en jeu, [7].

En effet, l'obtention de grandeurs absorbées quasi sinusoïdales à l'aide d'une fréquence de fonctionnement élevée du convertisseur, peut aboutir à des contraintes électriques et thermiques telles, que le transfert de puissance se trouve fortement limité. C'est le cas de certaines alimentations à découpage haute fréquence par exemple, [8][9].

L'objet de ce mémoire est l'étude d'un chargeur de batteries d'accumulateurs pour véhicules électriques, alimenté à partir d'un réseau alternatif monophasé, [10][11]. Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une collaboration entre le L2EP et la société Renault.

Ce convertisseur étant destiné à être implanté sur des véhicules électriques, le cahier des charges du constructeur industriel était très précis :

- Absorption d'un courant quasi sinusoïdal afin de minimiser les perturbations conduites.
- Obtention d'un facteur de puissance quasi unitaire afin de transférer le maximum de puissance dans les batteries, à partir d'un réseau limité en courant.
- Minimisation du poids et de la taille du chargeur. Ce dernier étant destiné à être embarqué dans un véhicule électrique.

Ce cahier des charges définit un ensemble de contraintes électriques (comme le rendement et les perturbations) et physiques (comme le poids et l'encombrement) qui sont à la base de la détermination de la topologie du convertisseur, [12][13].

Ce sont les différentes variantes de structures de conversion et leur commande associée que nous abordons dans le premier chapitre. A ce stade de l'étude, tous les composants sont considérés comme parfaits, ce qui permet l'étude du fonctionnement idéal du convertisseur.

Dans le second chapitre, des modèles plus finis des composants mis en jeu sont utilisés. L'analyse théorique et une simulation sont effectuées. Celles-ci permettent de mieux appréhender le comportement du convertisseur réel et d'évaluer sa robustesse relativement aux imperfections des composants.

L'élaboration de la commande en boucle fermée fait l'objet du troisième chapitre, dans lequel sont étudiés deux types de régulation, dépendant du modèle de convertisseur envisagé. Cette régulation doit permettre le contrôle de l'amplitude du courant absorbé au réseau, donc celui de la puissance injectée dans les batteries d'accumulateurs, et éventuellement pallier les effets des non linéarités des composants.

L'étude théorique aboutit à la validation expérimentale du chargeur. Le comportement de ce dernier, ainsi que ses performances globales, sont présentés dans le quatrième chapitre.

CHAPITRE I :

STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT

GENERAL DU CONVERTISSEUR

L. TOPOLOGIE DU CONVERTISSEUR

L1. Objectifs

L'objectif est la réalisation d'un convertisseur destiné à la charge des batteries d'accumulateurs des véhicules automobiles électriques. Ce chargeur doit être embarqué à bord du véhicule. Le prélèvement d'énergie électrique doit être effectué à partir d'une prise de courant de calibre normalisé branchée sur le réseau de distribution monophasé.

La tension alternative et l'intensité maximum du courant absorbé étant des données, la puissance maximale absorbée est obtenue quand le facteur de puissance F à l'entrée du convertisseur est unitaire. En désignant par :

- V_e : la valeur efficace de la tension v_e de la source
- I_1 : la valeur efficace du fondamental i_1 du courant absorbé i
- I : la valeur efficace de i
- φ_1 : le déphasage de i_1 par rapport à v_e ,

le facteur de puissance F s'écrit :

$$F = \frac{V_e I_1 \cos \varphi_1}{V_e I} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

Le facteur de puissance est unitaire si :

$$\frac{I_1}{I} = 1 : \text{le courant absorbé } i \text{ est sinusoïdal}$$

$\cos \varphi_1 = 1$: le courant absorbé i est en phase avec la tension.

Dans ces conditions, il n'y a pas de perturbations conduites et la puissance prélevée P_1 est maximale.

Pour limiter la durée de charge des batteries, c'est la puissance reçue P_2 par celles-ci qui doit être maximisée. Il faut donc maximiser le rendement η en limitant les pertes dans tous les éléments de la chaîne de conversion.

Il est également important de limiter l'encombrement et la masse du convertisseur puisque celui-ci doit être embarqué. Pour cela, il est souhaitable de réduire le nombre et l'importance des éléments réactifs. La réduction du nombre résulte du choix de la topologie, celle des valeurs nécessite le passage aux fréquences élevées.

I.2. Structure globale du convertisseur

Les batteries d'accumulateurs peuvent être considérées dans un premier temps, comme une source de tension continue parfaite, c'est-à-dire sans impédance interne, dans laquelle le convertisseur permet l'injection d'un courant unidirectionnel.

Si l'on veut utiliser un convertisseur direct, la source d'alimentation doit être une source de courant, [14]. Si celle-ci est alternative le convertisseur doit être un redresseur de courant (fig. 1).

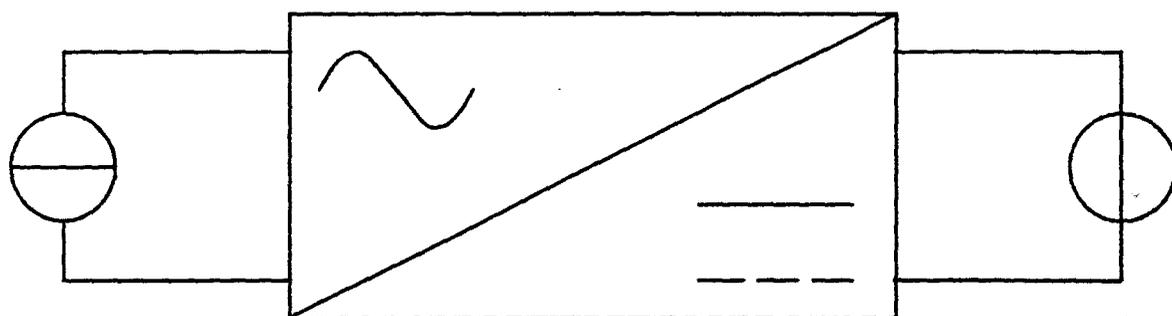


Figure 1

S'il est nécessaire, de plus, de réaliser un isolement galvanique, un transformateur doit être inséré entre la source de courant alternative et le convertisseur. Le transformateur permet de plus l'adaptation des courants et des tensions (fig. 2).

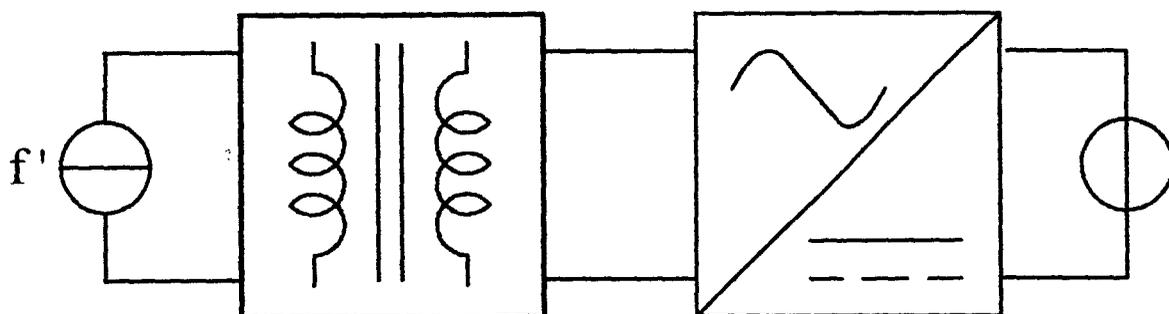


Figure 2

Si la fréquence f de la source de courant d'alimentation est basse, le transformateur est lourd et volumineux. Pour réduire sa masse et son encombrement il est nécessaire de le faire fonctionner à fréquence élevée f' . Pour cela, il faut intercaler entre la source de courant de fréquence f et le transformateur un autre convertisseur, du type changeur de fréquence, permettant le passage de la fréquence f à la fréquence f' (fig. 3).

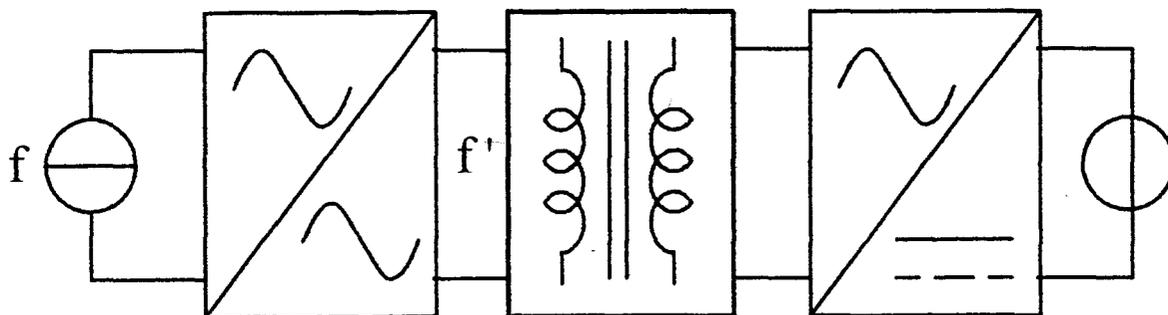


Figure 3

Si l'on considère le transformateur comme étant parfait, c'est-à-dire sans impédance interne, les deux convertisseurs élémentaires sont en cascade. Dans ces conditions, pour respecter la "règle d'alternance des sources" [1] le récepteur étant une "source de tension", l'alimentation doit être une "source de courant".

Le réseau alternatif monophasé de distribution peut être considéré comme une source de tension en série avec une impédance de nature inductive. C'est donc une source instantanée de courant, au sens des commutations. Cependant la faible valeur de l'inductance interne et ses variations en fonction du point de raccordement au réseau nécessitent l'ajout d'une inductance en série avec le réseau (fig. 4).

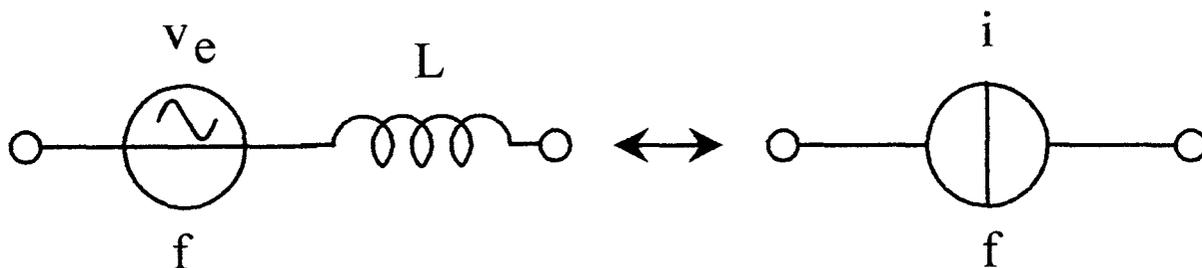


Figure 4

La structure globale est donc formée de deux convertisseurs directs et d'un transformateur situés entre deux sources de nature différente, l'une de tension, l'autre de courant. L'énergie provenant de la source est directement transférée, à travers le transformateur, via le convertisseur direct, sans étage de redressement intermédiaire, le redressement ne s'effectuant qu'après l'isolement galvanique.

L.3. Structure des convertisseurs intermédiaires et caractéristiques statiques de leurs interrupteurs

a. Redresseur

Le redresseur est placé entre le transformateur et la batterie d'accumulateurs, le premier est assimilé à une source de courant alternative à la fréquence f' , la seconde à une source de tension continue E (fig. 5).

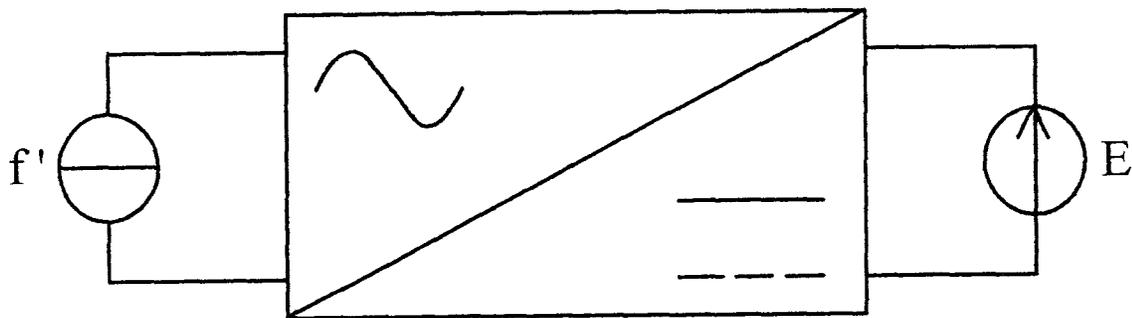


Figure 5

Aucun élément de filtrage n'étant placé entre ces sources, le convertisseur doit redresser le courant issu de la source à la fréquence f' . Le séquençage des interrupteurs du convertisseur doit garantir les règles élémentaires : ne jamais ouvrir la source de courant ni court-circuiter la source de tension. La tension qui en résulte aux bornes de la source de courant peut prendre les trois valeurs discrètes $+E$, $-E$, 0 . La structure en pont, (fig. 6), où l'on voit apparaître les deux cellules de commutation permet d'obtenir ce résultat.

Les interrupteurs doivent être unidirectionnels en tension et a priori, bidirectionnels en courant, cependant l'unidirectionnalité en courant peut être suffisante, si aucune réversibilité instantanée n'est nécessaire.

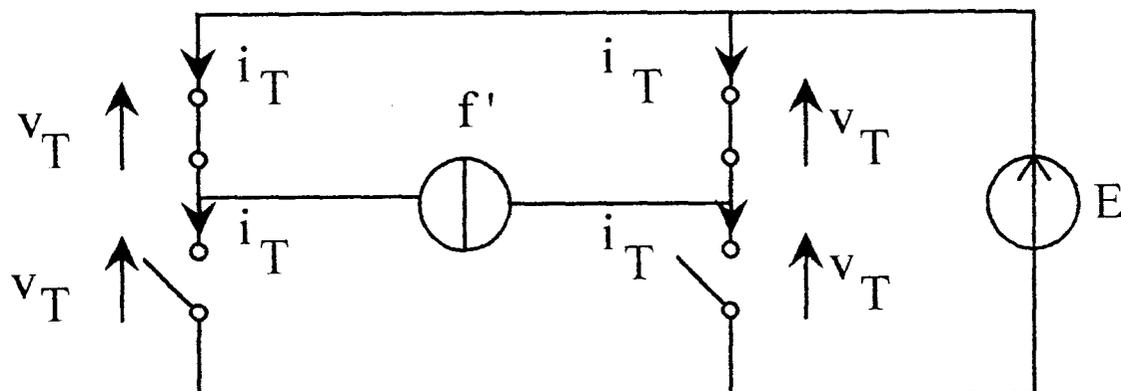


Figure 6

D'où les caractéristiques statiques des interrupteurs du redresseur (fig. 7) :

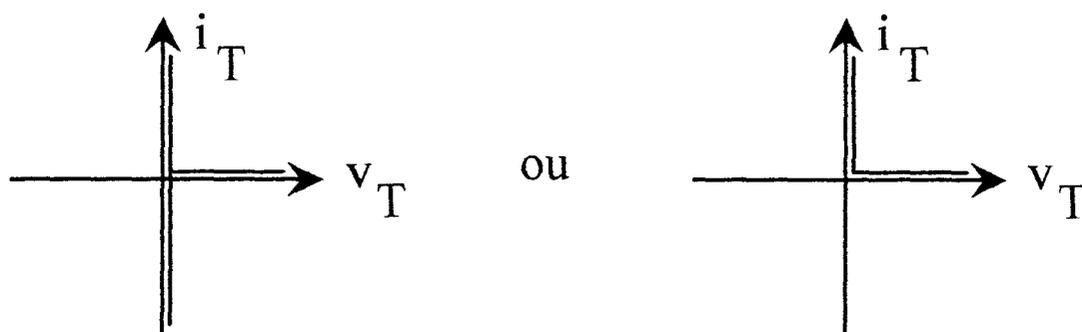


Figure 7

b. Convertisseur direct

Le convertisseur direct est placé entre le réseau dont on a accentué le caractère inductif à l'aide d'une inductance, et le transformateur d'isolement. Le premier peut être assimilé à une source de courant alternative à la fréquence f , le second à une source de tension alternative à la fréquence f' (fig. 8).

Le convertisseur direct, qui, topologiquement, n'est autre qu'un changeur de fréquence, [15], doit permettre d'appliquer directement les tensions $+e'$, $-e'$ ou 0 , aux bornes de la source de courant, ceci sans jamais ni ouvrir la source de courant, ni court-circuiter la source de tension.

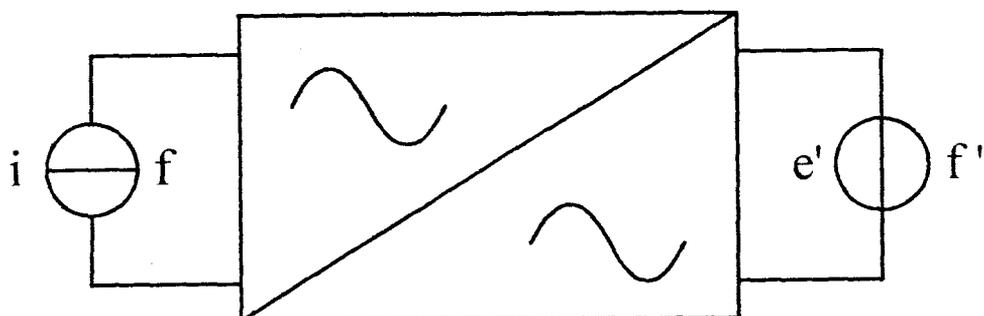


Figure 8

De même que pour le redresseur, la structure en pont complet permet de satisfaire à ces conditions (fig. 9) :

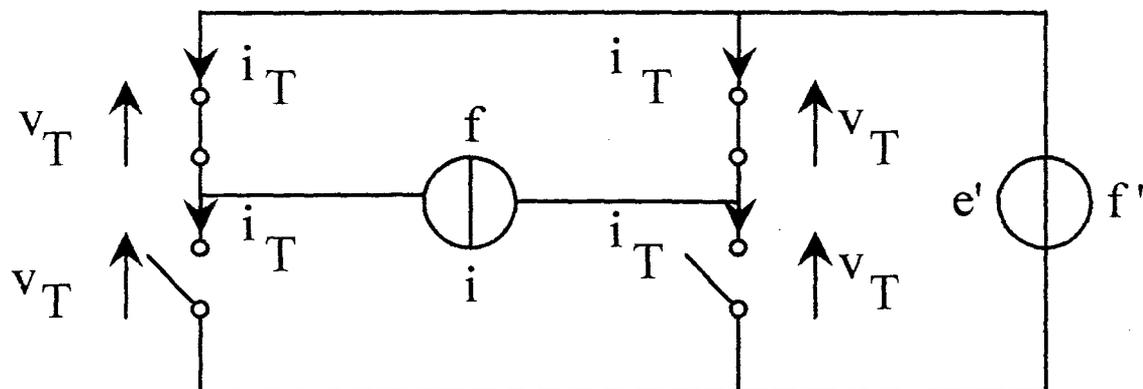


Figure 9

Les interrupteurs du pont doivent être bidirectionnels à la fois en courant et en tension.

On a donc les caractéristiques statiques suivantes pour les interrupteurs du convertisseur direct (fig. 10) :



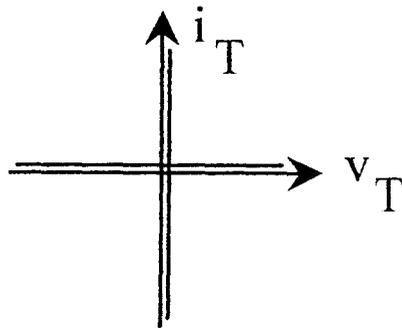


Figure 10

c. Structure complète du convertisseur

Indépendamment de la stratégie de commande du convertisseur, la nature des sources en présence nous a permis de définir la structure du redresseur et du convertisseur direct, ainsi que les caractéristiques statiques de leurs interrupteurs.

On obtient donc la chaîne de conversion complète suivante (fig. 11) :

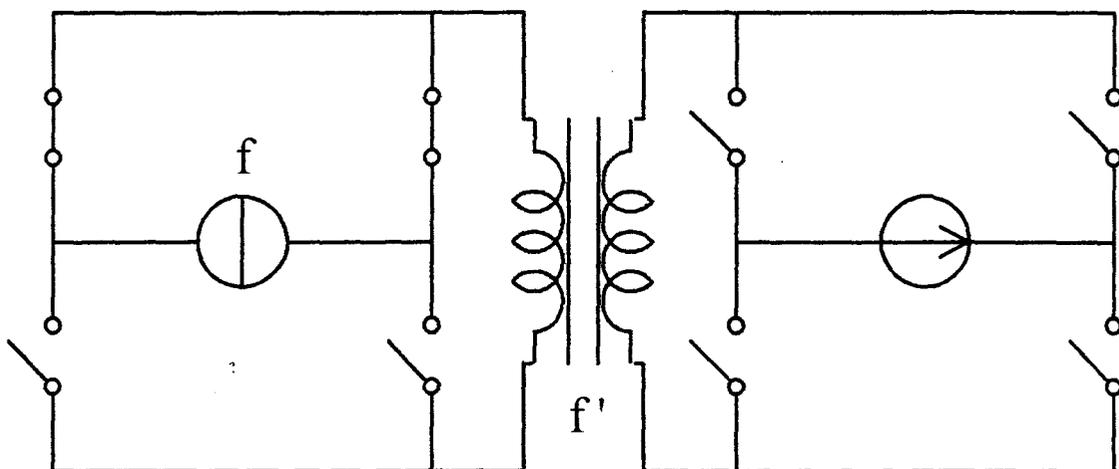


Figure 11

II. STRATEGIE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR

Dans le paragraphe précédent, la topologie des deux convertisseurs de la chaîne globale de conversion, ainsi que les caractéristiques statiques des interrupteurs à utiliser ont été établies. Il est nécessaire, maintenant, de définir la stratégie de commande des interrupteurs des deux convertisseurs.

Les notations utilisées pour les différents composants du convertisseur sont celles définies par la figure 12 :

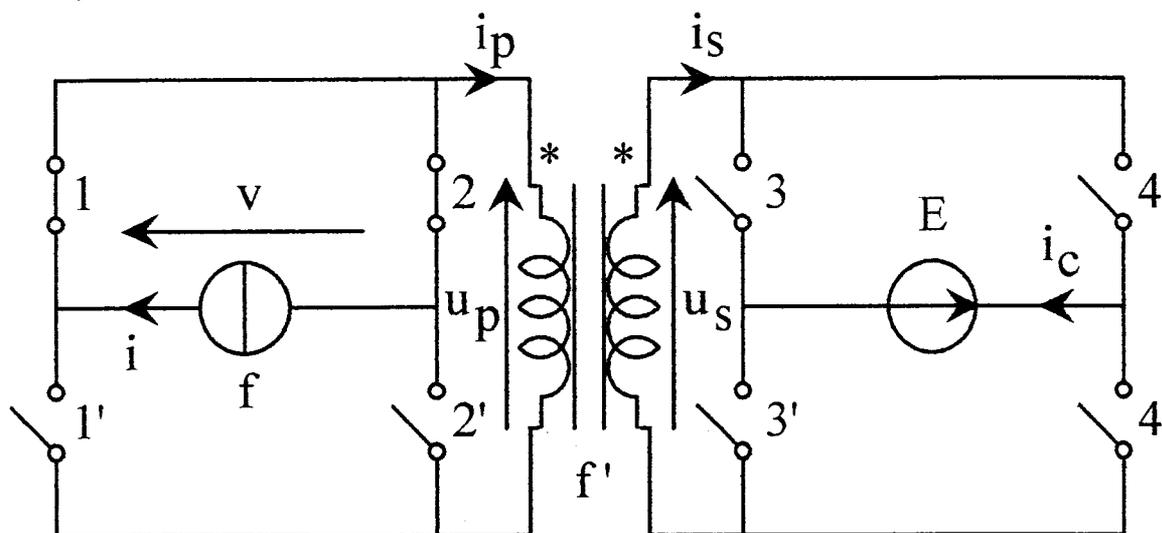


Figure 12

II.1. Ensemble transformateur - redresseur - source de tension

Technologiquement, le transformateur a été calculé pour fonctionner à fréquence élevée f' . Le primaire est connecté à la source de courant, le secondaire à la source de tension. La source de tension E étant sensiblement constante, c'est le séquençage des interrupteurs du redresseur qui permet d'appliquer la tension aux bornes des enroulements en l'imposant aux bornes du secondaire. L'onde de tension secondaire de fréquence f' est formée de paliers de tension de valeurs $+E$, $-E$, 0 , comme le montre la figure 13 :

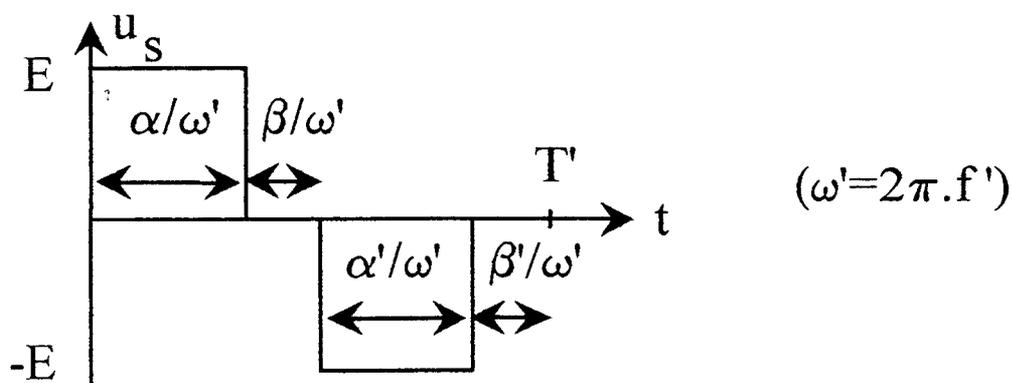


Figure 13

La largeur des paliers positif (α) et négatif (α') doit être la même pour éviter la saturation du circuit magnétique. En revanche, leur position caractérisée par β et β' peut, a priori, être quelconque.

Le niveau $u_s = +E$ est obtenu lorsque T_3' et T_4 sont fermés (T_3 et T_4' ouverts).

Le niveau $u_s = -E$ est obtenu avec T_3 et T_4' fermés (T_3' et T_4 ouverts).

Le niveau $u_s = 0$ peut être obtenu de deux façons, soit en fermant T_3 et T_3' (T_4 et T_4' ouverts), soit en fermant T_4 et T_4' (T_3 et T_3' ouverts).

On a donc la séquence donnée figure 14 :

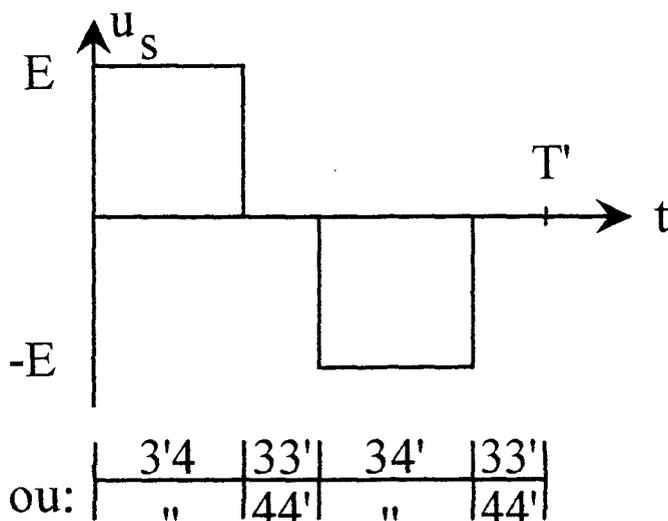


Figure 14

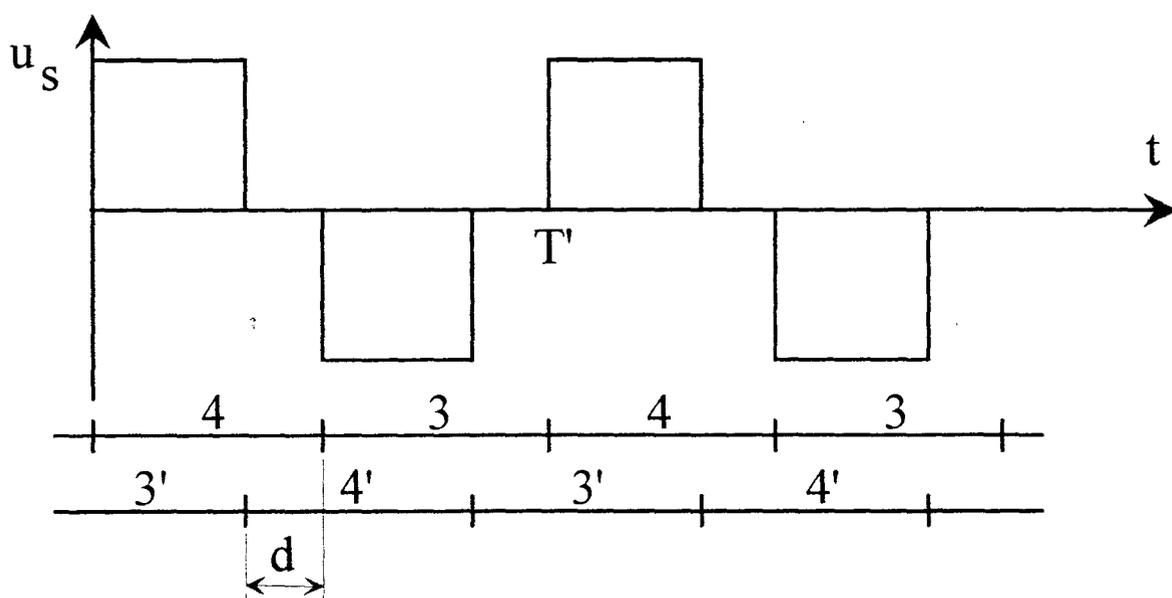


Figure 15

La période T' étant supposée constante, on peut choisir la séquence qui permet l'alternance des configurations T_3, T_3' et T_4, T_4' pour réaliser l'annulation de la tension u_s (figure 15).

Ce choix permet une répartition équilibrée des temps de conduction des interrupteurs : tous restent alternativement fermés puis ouverts pendant un temps constant, égal à $T' / 2$. Le réglage de la valeur efficace de la tension u_s s'effectue grâce au décalage d entre les séquences des deux cellules de commutation T_3, T_4 et T_3', T_4' du pont redresseur.

Cette commande décalée entraîne évidemment l'égalité des temps β / ω' et β' / ω' d'annulation de u_s .

II.2. Ensemble source de courant - convertisseur direct - transformateur

Pour définir la stratégie de commande du convertisseur direct, on fait les hypothèses suivantes :

- le courant i circulant dans la source de courant alternative est sinusoïdal
- la fréquence f de cette source est très inférieure à la fréquence f' de fonctionnement du transformateur.

Le convertisseur direct doit assurer la fonction de changeur de fréquence entre la source de courant de fréquence f et le transformateur, qui peut être considéré, à ce stade de l'étude, comme une source de tension.

En effet, si l'on suppose le transformateur parfait, c'est-à-dire sans pertes et sans fuite magnétique, la tension u_p est imposée par le redresseur. Avec N_p et N_s désignant respectivement les nombres de spires primaire et secondaire du transformateur, la tension u_p est égale à $k.u_s$ avec :

$$k = \frac{N_p}{N_s}$$

Elle a donc l'allure indiquée figure 16 :

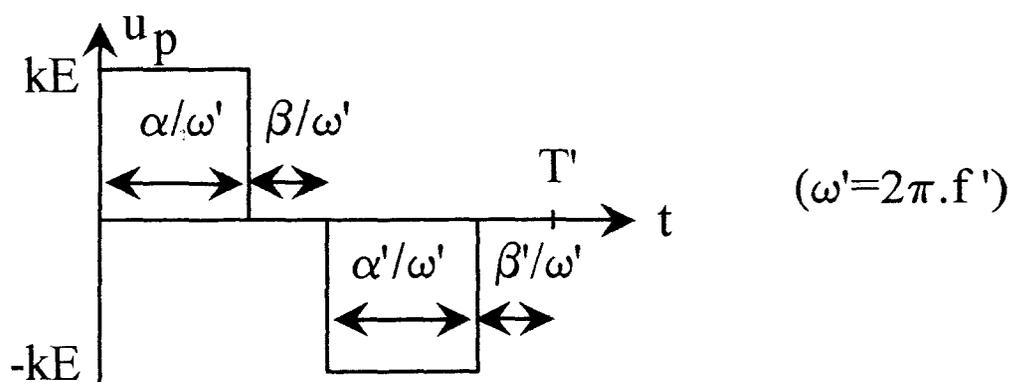


Figure 16

Le convertisseur impose la forme d'onde du courant i_p dans la source de tension qu'est le primaire du transformateur ainsi que la tension v aux bornes de la source de courant.

La source de courant i étant sinusoïdale à la fréquence f , la puissance active transférée à la source de sortie n'est portée que par le terme de fréquence f au développement en série de Fourier de la tension v . La stratégie de commande doit donc conduire à l'apparition d'une tension v de fréquence fondamentale f . De la même façon, le fondamental de u_p étant à la fréquence f' , le courant i_p aura un fondamental à cette fréquence.

La fréquence f étant très inférieure à la fréquence f' , il est facile d'obtenir ce résultat en réalisant la commande suivante: pendant un temps égal à $T/2=1/2f$, le convertisseur doit redresser les alternances négatives de u_p et la demi-période suivante inverser les tensions positives.

La forme d'onde de la tension v obtenue à partir de la tension u_p est représentée figure 17:

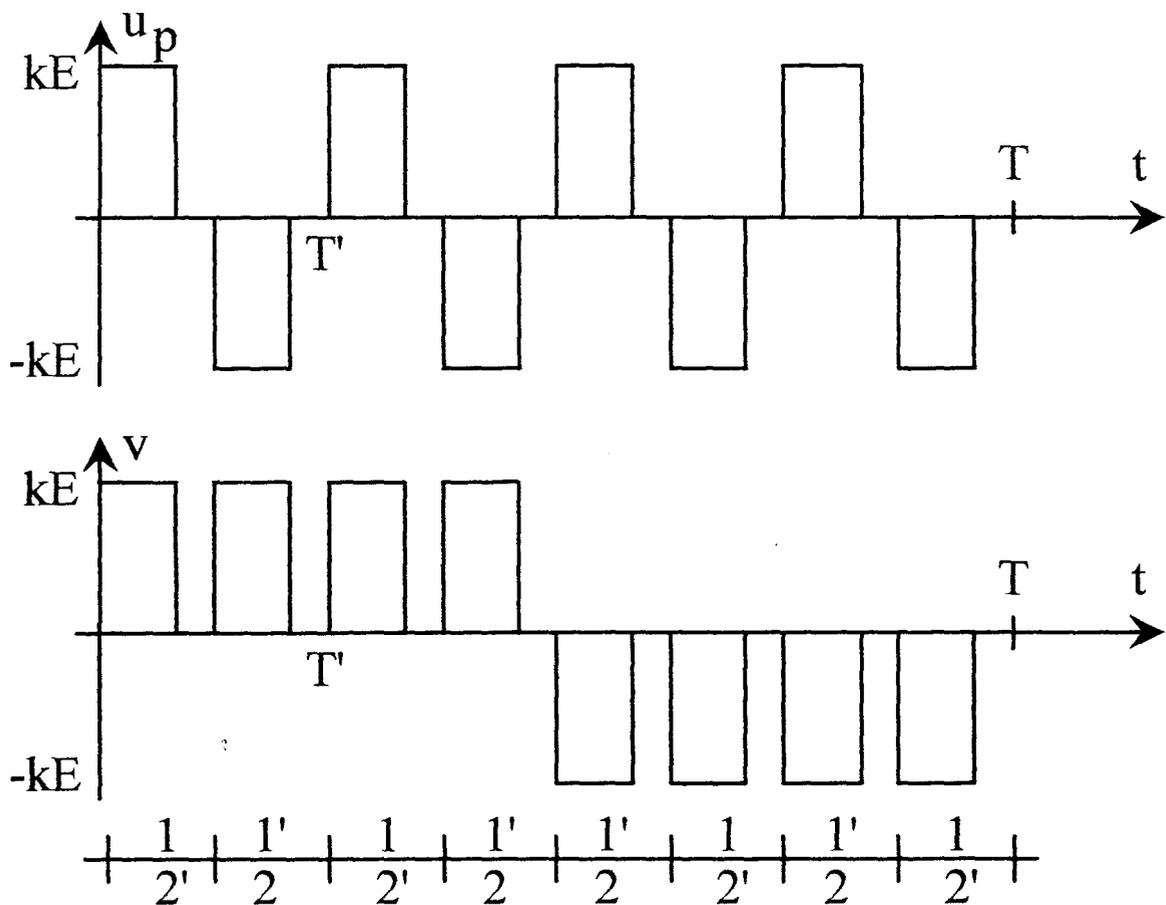


Figure 17

et la stratégie de commande en découle directement.

$v = +u_p$ est obtenue avec T_1 et T'_2 fermés et T'_1 et T_2 ouverts.

$v = -u_p$ est obtenue avec T'_1 et T_2 fermés et T_1 et T'_2 ouverts.

Les cellules de commutation sont formées par T_1 et T'_1 et T_2 et T'_2 .

Leur commande peut être simultanée puisque l'état 0 de la tension v est obtenu lorsque la tension u_p , imposée par le redresseur, est nulle.

Avec une commande symétrique et avec un déphasage arrière φ du courant i avec le fondamental de la tension v , on obtient par u_p , v , i_p et i les formes d'onde représentées figure 18 :

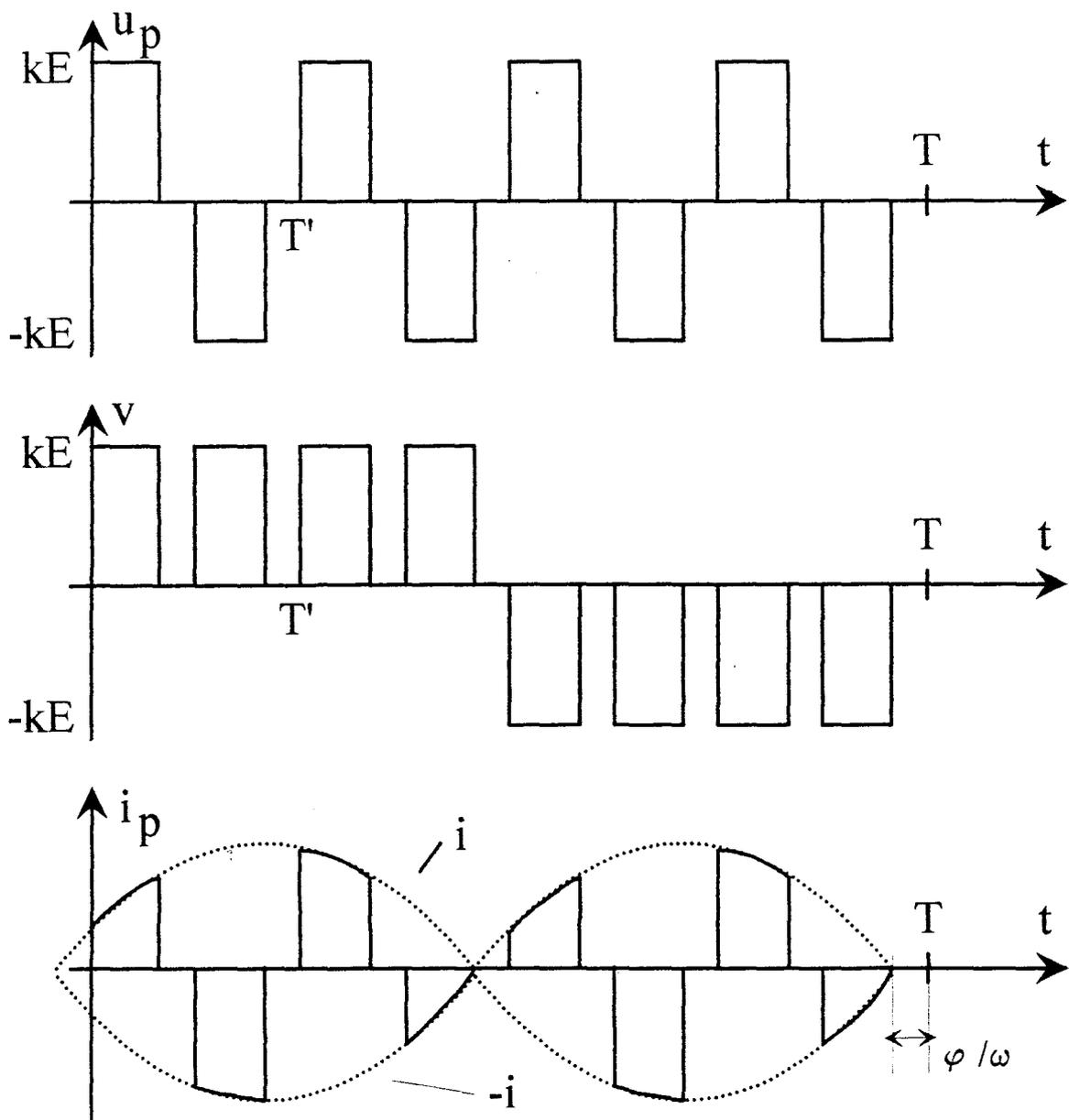


Figure 18

II.3. Variantes de stratégie de commande

Dans le paragraphe précédent, la commande du pont redresseur impose la tension aux bornes du transformateur. Les intervalles de temps pendant lesquels les tensions u_p , u_s et v sont nulles, sont obtenues par décalage des instants de commutation des deux cellules de commutation du redresseur, alors que les deux cellules de commutation du changeur direct de fréquence fonctionnent symétriquement.

Si l'on veut utiliser les possibilités de décalage des commandes des deux cellules de commutation du changeur de fréquence, le degré de liberté introduit autorise des variantes de commande du redresseur. En effet, pendant les intervalles de temps où l'on veut que la tension v soit nulle, on ferme simultanément les interrupteurs 1 et 2 ou 1' et 2', les interrupteurs complémentaires étant ouverts, les tensions u_p et u_s peuvent être quelconques, et donc prendre l'une des 3 valeurs possibles : $+E$, $-E$ ou 0 .

. Avec la même commande du redresseur, $u_s = 0$. La différence avec la commande initiale réside dans le fait que le courant i ne traverse plus le transformateur.

. Avec une commande symétrique du redresseur, $u_s = \pm E$ et l'application de cette tension ne modifie rien.

Remarque :

On peut également pendant cet intervalle, ouvrir tous les interrupteurs du redresseur et fonctionner en conduction discontinue. Les secondaire et primaire du transformateur sont alors simultanément ouverts.

III. NATURE DES COMMUTATIONS

Dans le premier paragraphe, l'étude topologique nous a permis d'établir les caractéristiques statiques des interrupteurs des deux convertisseurs de la structure globale. C'est le second paragraphe, traitant des différentes stratégies de commande, qui nous permet de définir les caractéristiques dynamiques des interrupteurs de puissance, et la nature des commutations.

La caractérisation de ces commutations est essentielle : c'est en effet de celle-ci que découle le choix du type d'interrupteurs pour la réalisation du convertisseur, ainsi que leurs performances globales (vitesse de commutation, pertes, etc...).

III.1. Structure de base et loi de commande générale

Pour étudier la nature des commutations, nous allons partir de la structure générale de base du convertisseur, et y appliquer l'une des lois de commande précédemment décrites.

La structure générale est celle en pont complet pour les deux convertisseurs. La stratégie de commande choisie est celle de la commande décalée pour chacun des deux ponts.

Les notations et conventions de signes pour les grandeurs électriques sont représentées figure 19 :

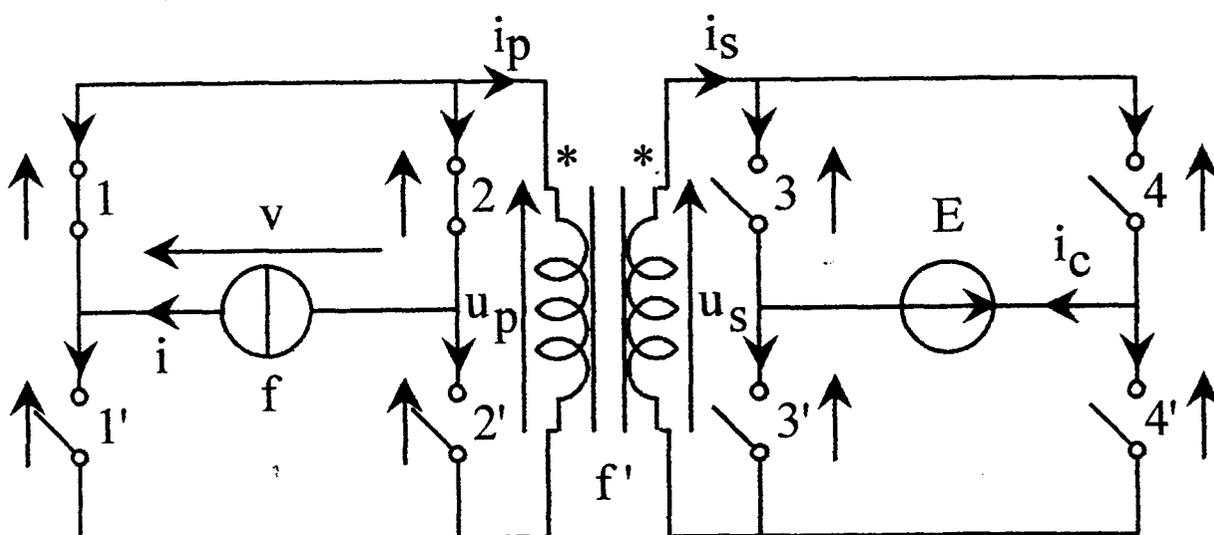


Figure 19

On a représenté figure 20 les formes d'onde du courant i et de la tension v aux bornes de la source de courant, lorsque le fondamental de v est en retard d'un angle α par rapport à i .

Dans la représentation des formes d'ondes, on a représenté un décalage d tel que les phases d'injection (ou d'absorption) de courant sont de durée identique à celles de court-circuit, ceci afin d'obtenir des figures plus symétriques. Il est bien entendu que ce décalage sera piloté par la stratégie de commande et la régulation choisies.

III.2. Symétries de fonctionnement

Quelles que soient les valeurs de décalage d et de déphasage α , la prise en compte des symétries de fonctionnement simplifie l'étude des commutations. Il apparaît en effet deux types de symétries au vu de l'ensemble formes d'ondes - séquences des interrupteurs :

- une symétrie de glissement à basse fréquence, de période $T / 2$, entre les alternances positives et négatives du courant i . Au niveau du premier pont (convertisseur direct), il suffit de faire l'étude sur la première demi-période, t variant de 0 à $T / 2$. Pour t variant de $T / 2$ à T , les grandeurs électriques i et v évoluent de manière identique, au signe près. Les caractéristiques dynamiques des interrupteurs du premier pont, au cours de la seconde demi-période sont donc obtenues en effectuant une symétrie centrale par rapport au point 0 , intersection des axes tension v_T aux bornes d'un interrupteur, et courant i_T le traversant (fig. 21):

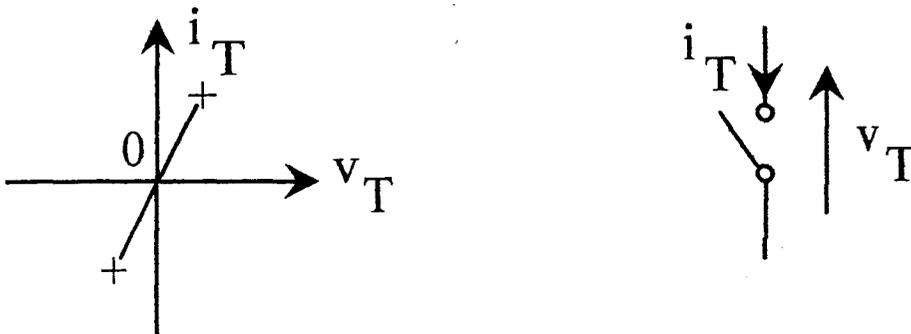


Figure 21

En ce qui concerne le pont n°2 (pont redresseur), les formes d'ondes E et i_c sont identiques pour les deux demi-périodes, les caractéristiques dynamiques des interrupteurs de celui-ci seront donc complètement déterminées dès l'étude de la première demi-période.

- une symétrie "haute fréquence", de période $T' / 2$, au niveau des différentes phases de découpage. Pour le premier pont, on a en effet une succession de phases d'injection ($i \times v > 0$) ou d'absorption ($i \times v < 0$) de courant, et de courts-circuits :

T_1 et T_2 , ou T_1' et T_2 ---> injection, absorption

T_1 et T_2 ou T_1' et T_2' ---> court-circuit

On a donc comme séquence complète sur une période T' , par exemple, (fig. 22) :

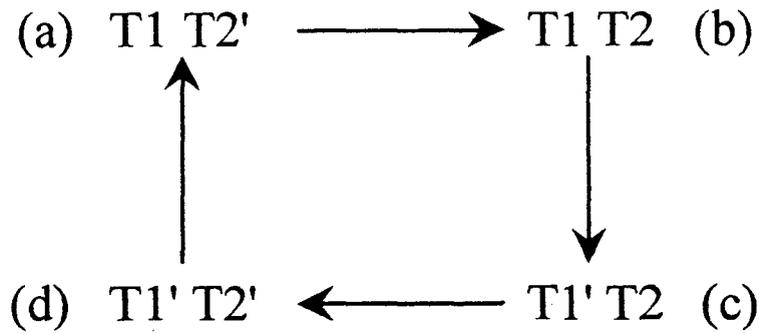


Figure 22

La séquence complète est formée de deux sous-séquences, au sein de chacune desquelles on retrouve une phase d'injection suivie d'une phase de court-circuit. La symétrie de période $T' / 2$ est plus précisément une symétrie de rôle des interrupteurs : les fonctions remplies par les interrupteurs T_1' et T_2' de $T' / 2$ à T' sont respectivement celles remplies par T_1 et T_2 , de 0 à $T' / 2$.

On peut donc, au choix, soit étudier les caractéristiques dynamiques des interrupteurs T_1 et T_2 de 0 à T' , et en déduire celles de T_1' et T_2' , soit étudier les quatre interrupteurs sur la demi-séquence seulement (de 0 à $T' / 2$) et en déduire les caractéristiques complètes sur toute la séquence.

Dans le premier cas, avec les conventions de signes des sources et des grandeurs électriques appliquées aux interrupteurs, on constate que l'on a une inversion des signes lorsque l'on passe de T_1 à T_1' ou de T_2 à T_2' . En effet, si i et v sont positifs par exemple, i_{T_1} sera négatif, et $i_{T_1'}$ positif ; de même, v_{T_1} sera négatif, et $v_{T_1'}$ positif (même chose pour T_2' par rapport à T_2). On obtient donc les caractéristiques dynamiques de T_1' et T_2' en effectuant une symétrie de centre 0, à partir respectivement des caractéristiques dynamiques de T_1 et T_2 .

Dans le second cas, pour obtenir les caractéristiques de T_1, T_2, T_1' et T_2' , de $T' / 2$ à T' , on reprend respectivement celles de T_1', T_2', T_1 et T_2 , de 0 à $T' / 2$, en inversant les signes des grandeurs électriques. Ce qui revient de nouveau à effectuer une symétrie de centre 0 mais en utilisant le résultat de la symétrie des caractéristiques d'un interrupteur, pour un autre interrupteur.

Ceci est également valable pour le second pont, où alternent des phases d'imposition de tension $+ E$ ou $- E$, avec des phases de tension nulle. La séquence simultanée à celle choisie précédemment, dans le cas où i et v sont positifs est alors celle de la figure 23:

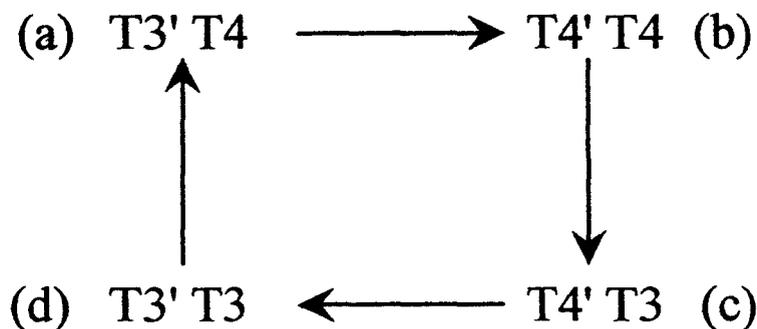


Figure 23

III.3. Caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs

On choisit, par exemple le premier type de symétrie. Dans la demi-période de 0 à $T/2$, correspondant à un courant i positif, il faut considérer le cas où v est également positive, et celui où elle est négative, à cause du déphasage α :

* Séquence de 0 à T' , avec i et v positifs :

On a vu qu'il suffisait d'étudier les interrupteurs T_1 et T_2 par exemple, pour le pont numéro 1. Pour le pont numéro 2, les interrupteurs T_3 et T_4 jouent le même rôle dans la séquence complète, ainsi que les interrupteurs T_3' et T_4' . Il suffit donc d'étudier T_3 et T_3' par exemple.

En étudiant le signe des grandeurs électriques i_T et v_T des interrupteurs, au cours de la séquence complète, on obtient alors les caractéristiques statiques de la figure 24 :

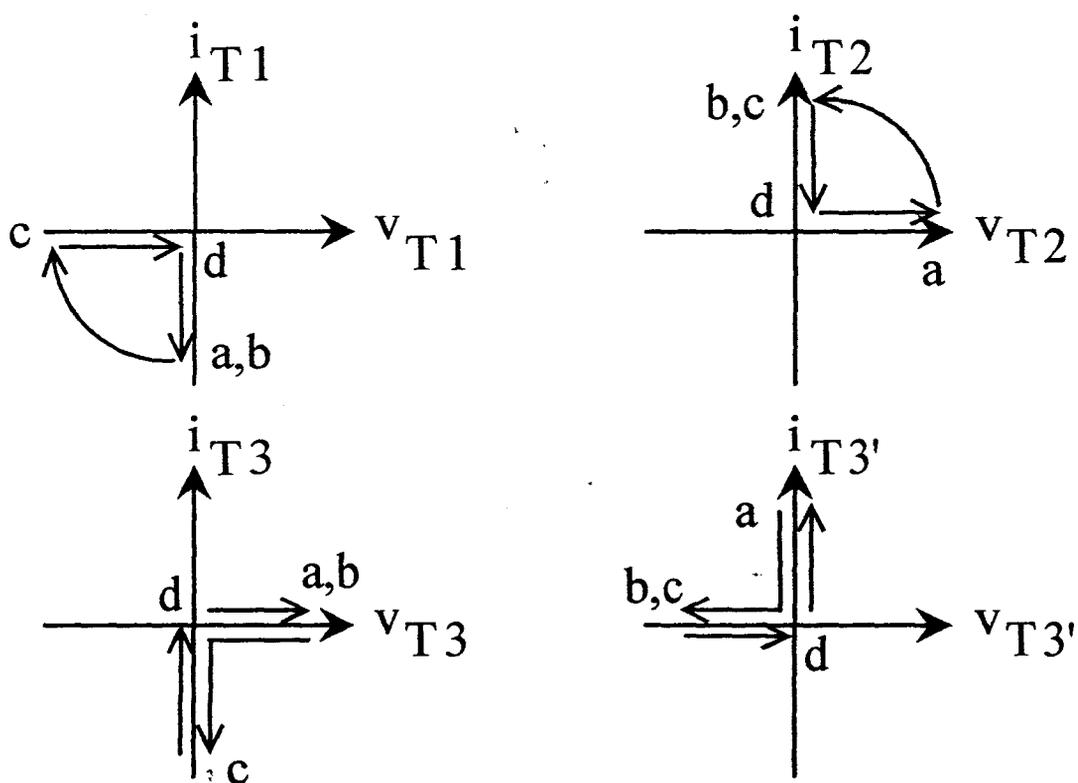


Figure 24

Rappel :

a) $\rightarrow T_1$	T_2'	T_4	T_3'
b) $\rightarrow T_1$	T_2	T_4	T_4'
c) $\rightarrow T_1'$	T_2	T_3	T_4'
d) $\rightarrow T_1'$	T_2'	T_3	T_3'

* Séquence de 0 à T', avec i positif, v négative (pendant le déphasage α)

Les séquences des deux ponts sont cette fois décalées de $T' / 2$ puisque l'on veut imposer une tension v négative aux bornes de la source de courant, (fig. 25):

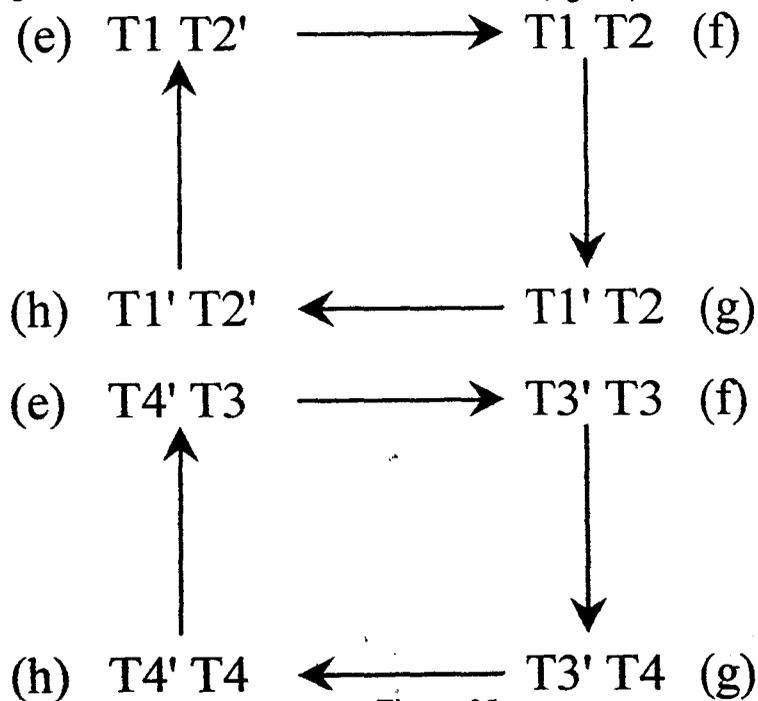


Figure 25

D'où les caractéristiques dynamiques de la figure 26:

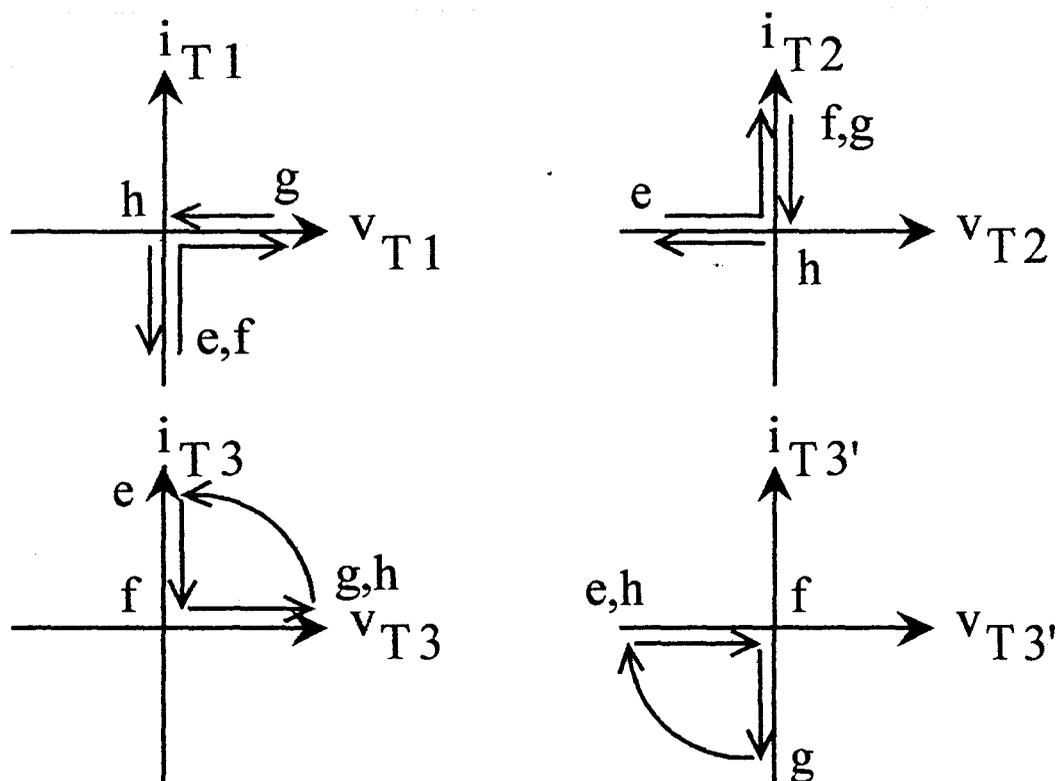


Figure 26

avec : e) $\rightarrow T_1$ T_2' T_3 T_4'
 f) $\rightarrow T_1$ T_2 T_3 T_3'
 g) $\rightarrow T_1'$ T_2 T_4 T_3'
 h) $\rightarrow T_1'$ T_2' T_4 T_4'

On obtient alors les caractéristiques de ces quatre interrupteurs, pour i positif, quel que soit le signe de la tension v , en superposant les caractéristiques obtenues, (fig. 27) :

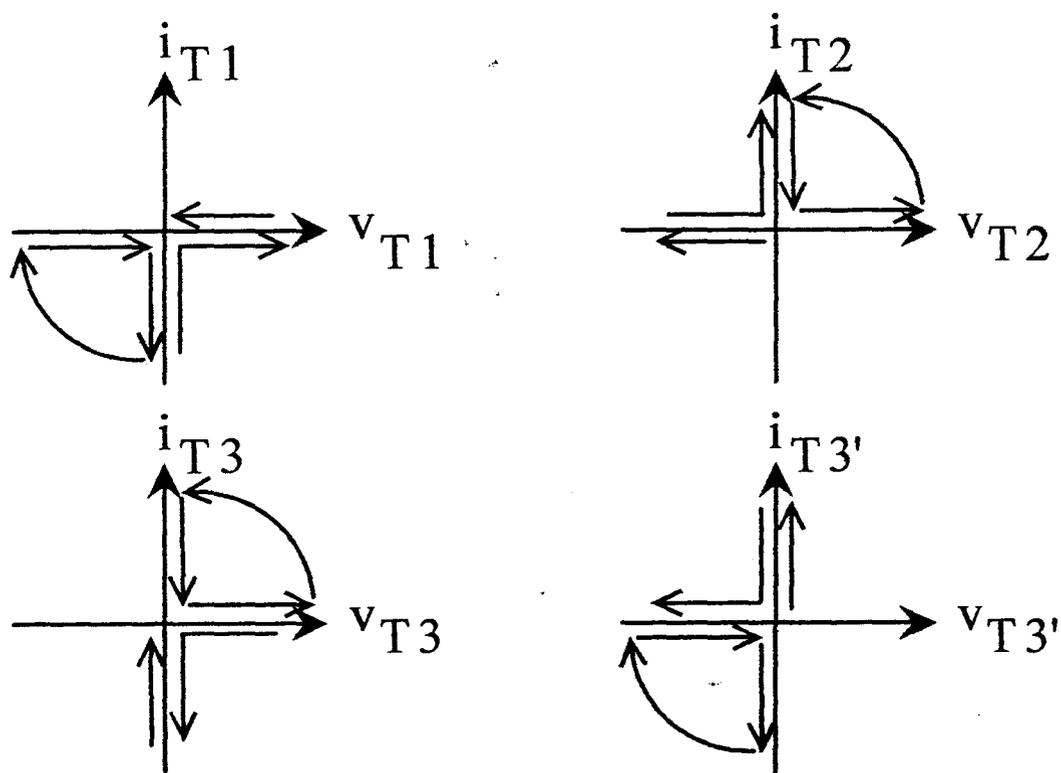


Figure 27

D'où les caractéristiques complètes des quatre interrupteurs, quels que soient les signes des grandeurs i et v , en effectuant la symétrie centrale de centre 0 pour les interrupteurs T_1 et T_2 et en superposant le résultat aux courbes précédentes, (fig. 28) :

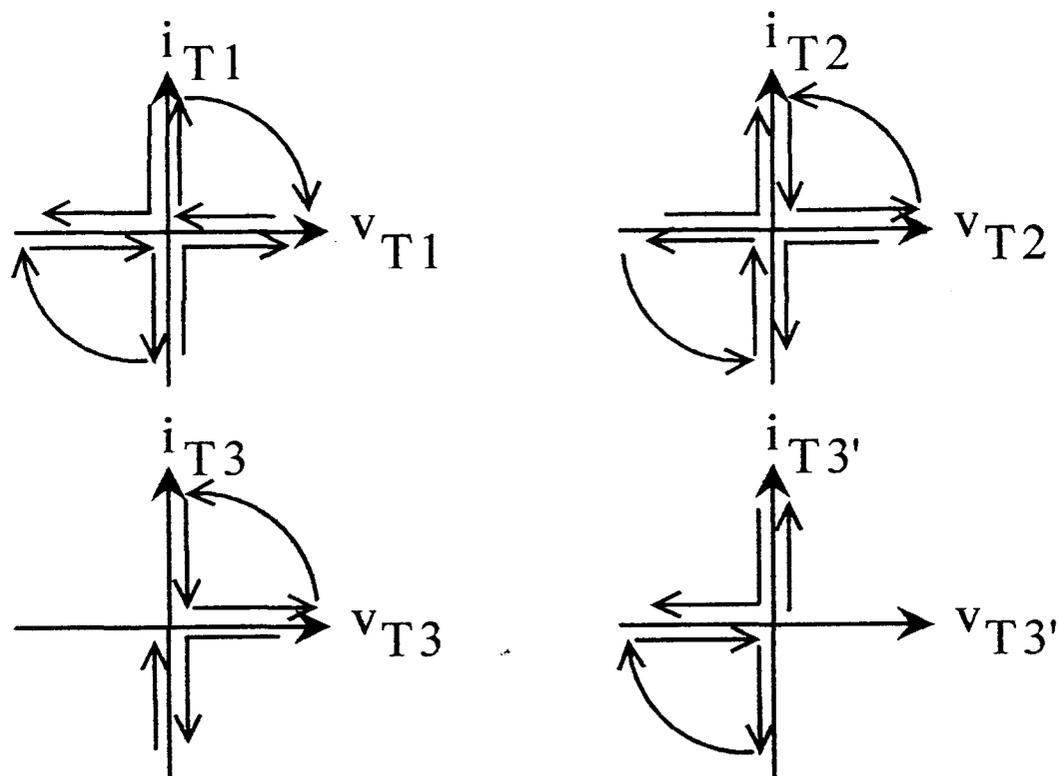


Figure 28

Les caractéristiques dynamiques complètes des quatre interrupteurs sont obtenues à partir des quatre interrupteurs étudiés :

T_1	---	symétrie centrale	---	T_1'
T_2	---	"	"	T_2'
T_3	---	"	"	T_4
T_3'	---	"	"	T_4'

Or pour T_1 et T_2 , on a déjà effectué la symétrie centrale pour passer de i positif à i négatif. Les caractéristiques de T_1' et T_2' sont donc respectivement celles obtenues pour T_1 et T_2 .

Pour T_4 et T_4' , en revanche, on a, (fig. 29) :

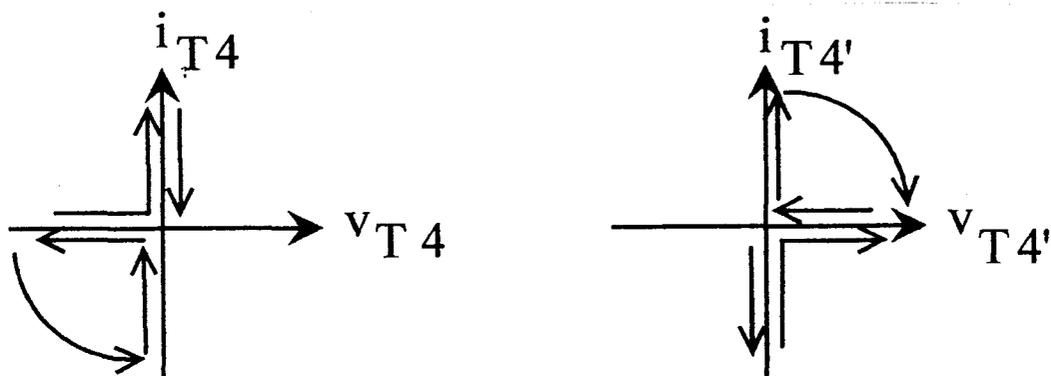
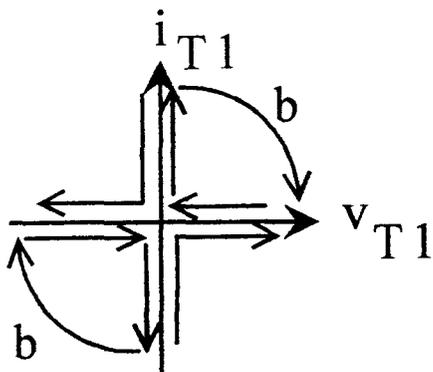


Figure 29



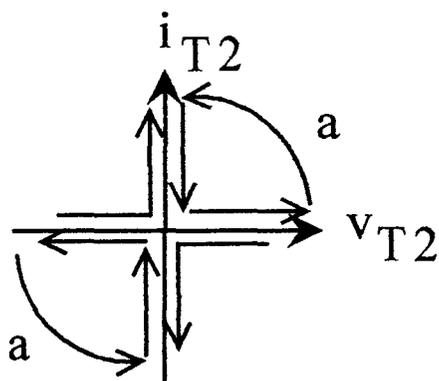
En résumé, pour les huit interrupteurs des deux ponts, les caractéristiques statiques et dynamiques sont les suivantes :

a : amorçage commandé
b : blocage commandé
sinon, amorçage ou blocage spontané



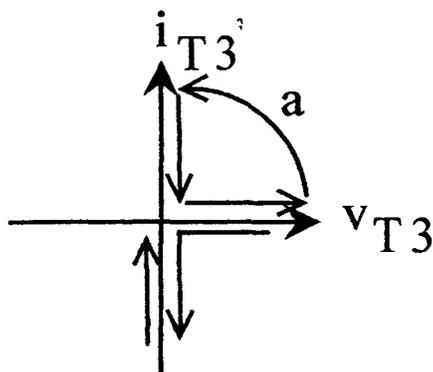
- * interrupteur bidirectionnel en tension et en courant
- * commutations à l'amorçage spontanées
- * commutations au blocage spontanées et commandées

Remarque : interrupteur T_1' : identique à T_1

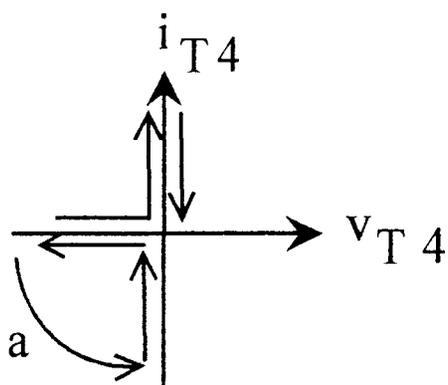


- * interrupteur bidirectionnel en tension et en courant
- * commutations à l'amorçage commandées et spontanées
- * commutations au blocage spontanées

Remarque : interrupteur T_2' : identique à T_2



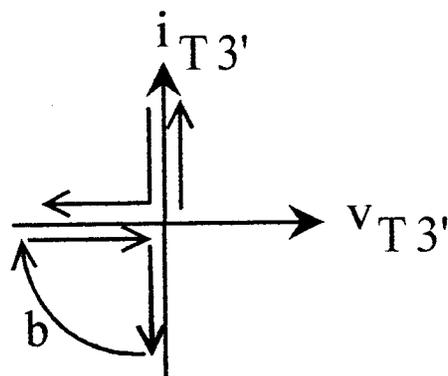
- * interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant
- * commutations à l'amorçage commandées et spontanées
- * commutations au blocage spontanées



* interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant

* commutations à l'amorçage commandées et spontanées

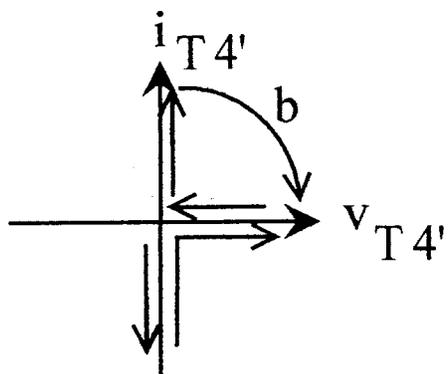
* commutations au blocage spontanées



* interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant

* commutations à l'amorçage spontanées

* commutations au blocage commandées et spontanées



* interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant

* commutations à l'amorçage spontanées

* commutations au blocage commandées et spontanées

IV. VARIANTES DE STRUCTURES ET DE COMMANDES

Dans le paragraphe précédent, nous avons étudié la structure la plus générale pour la fonction à réaliser, utilisant deux ponts complets, avec une commande à décalage associée.

Il est cependant possible d'envisager d'autres couples structure - commande, réalisant le même traitement des grandeurs électriques, vu des deux sources entrée et sortie. L'évolution des grandeurs électriques est alors différente au sein du convertisseur, ce qui entraîne un fonctionnement différent des interrupteurs de puissance, et éventuellement du transformateur.

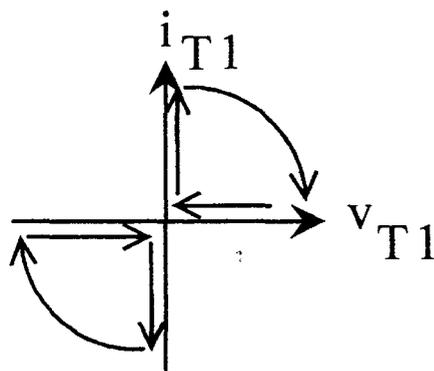
L'étude de ces variantes sera limitée au cas où le fondamental de la tension v est en phase avec le courant sinusoïdal i . Dans ces conditions, v et i sont toujours de même signe, il n'y a pas de phases de réversibilité de puissance instantanée.

IV.1. Structure de base, la commande impose $v \cdot i \geq 0$

Le fait d'imposer $v \cdot i \geq 0$ dans la structure générale sans modifier la stratégie de commande ($\alpha = 0$) modifie les caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs. Cette structure et sa commande associée est appelée "type I".

Le transfert de puissance s'effectuant toujours dans le même sens, du convertisseur direct vers le redresseur, les séquences e) \rightarrow f) \rightarrow g) \rightarrow h) \rightarrow (cf. III.3.) sont supprimées, seules subsistent les séquences a) \rightarrow b) \rightarrow c) \rightarrow d) \rightarrow ...

Les caractéristiques des interrupteurs sont modifiées de la façon suivante :

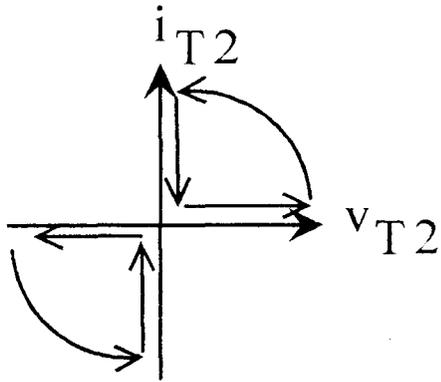


* interrupteur bidirectionnel en tension et en courant

* commutations à l'amorçage spontanées

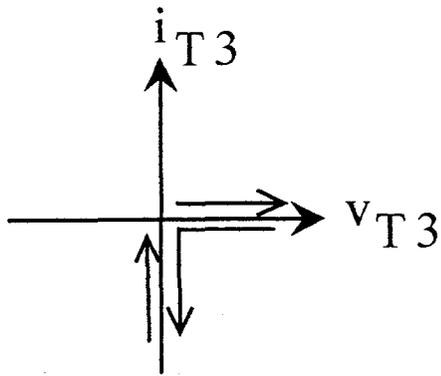
* commutations au blocage commandées

Remarque : interrupteur T_1' identique à T_1

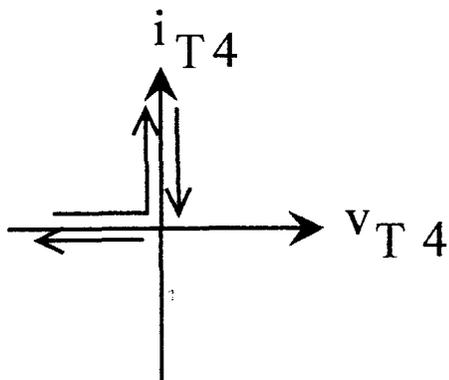


- * interrupteur bidirectionnel en tension et en courant
- * commutations à l'amorçage commandées
- * commutations au blocage spontanées

Remarque : interrupteur T_2' identique à T_2

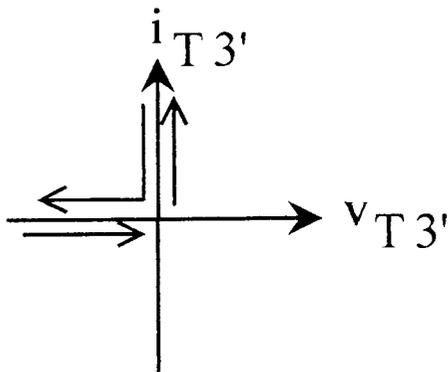


- * interrupteur unidirectionnel en tension et en courant
- * commutations à l'amorçage spontanées
- * commutations au blocage spontanées

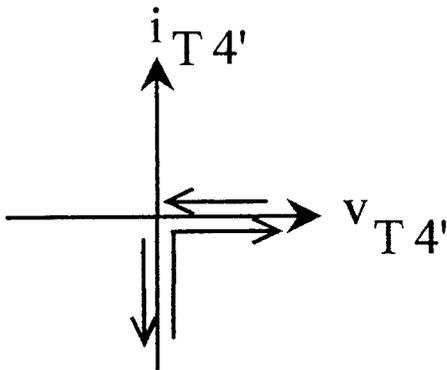


- * interrupteur unidirectionnel en tension et en courant
- * commutations à l'amorçage spontanées
- * commutations au blocage spontanées





- * interrupteur unidirectionnel en tension et en courant
- * commutations à l'amorçage spontanées
- * commutations au blocage spontanées



- * interrupteur unidirectionnel en tension et en courant
- * commutations à l'amorçage spontanées
- * commutations au blocage spontanées

On constate que si certains sens de trajectoires sont modifiés, les caractéristiques statiques et les types de commutations (commandées ou spontanées) restent inchangés pour les interrupteurs du convertisseur direct. Par contre, les interrupteurs du pont redresseur voient leurs caractéristiques dynamiques se simplifier : toutes les commutations sont spontanées.

Ainsi, l'hypothèse de non réversibilité instantanée de puissance permet de simplifier a priori la structure des cellules de commutation du redresseur, ainsi que leur commande.

IV.2. Variante "type II" du convertisseur

La variante "type II" est définie de la manière suivante : puisqu'il est possible avec le pont complet du convertisseur direct, d'imposer des phases de courts-circuits avec les interrupteurs T_1 et T_2 , ou T_1' et T_2' , on peut définir une autre séquence de fonctionnement de pont n°1, sans modifier celle du pont n°2, ainsi que le montre la figure 30:

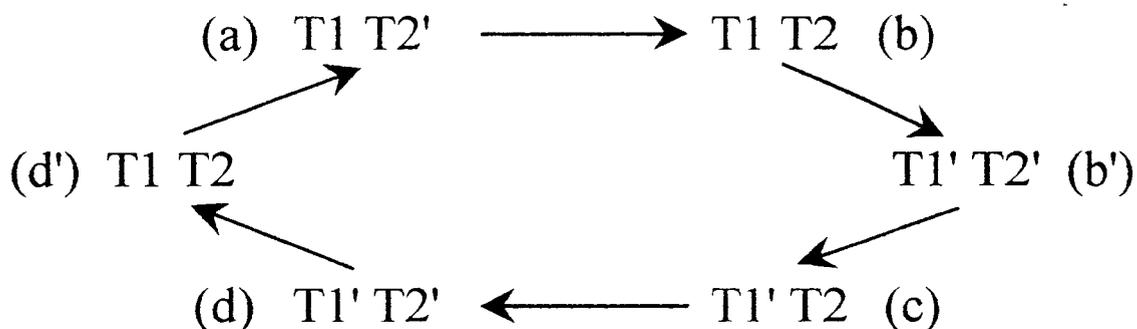


Figure 30

Par rapport à la séquence de type I, les phases b' et d' ont été ajoutées. On a donc une alternance de phases de courts-circuits $b \rightarrow b'$ et $d \rightarrow d'$, qui modifie les caractéristiques dynamiques des interrupteurs du convertisseur direct. D'où par exemple, la séquence avec i et v positifs, (fig. 31) :

- a) $\rightarrow T_1 \quad T_2' \quad T_4 \quad T_3'$
- b) $\rightarrow T_1 \quad T_2 \quad T_4 \quad T_4'$
- b') $\rightarrow T_1' \quad T_2' \quad T_4 \quad T_4'$
- c) $\rightarrow T_1' \quad T_2 \quad T_3 \quad T_4'$
- d) $\rightarrow T_1' \quad T_2' \quad T_3 \quad T_3'$
- d') $\rightarrow T_1 \quad T_2 \quad T_3 \quad T_3'$

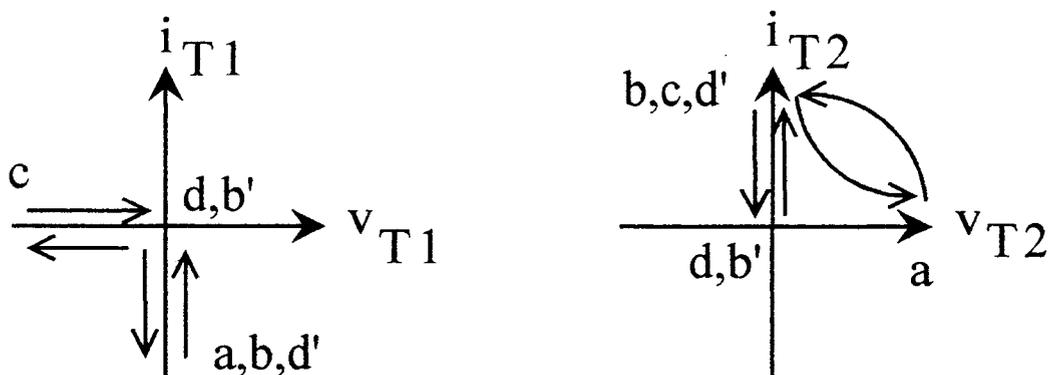
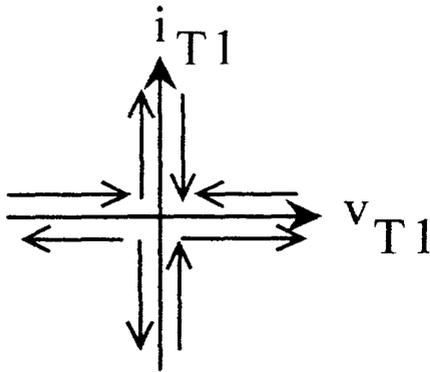


Figure 31

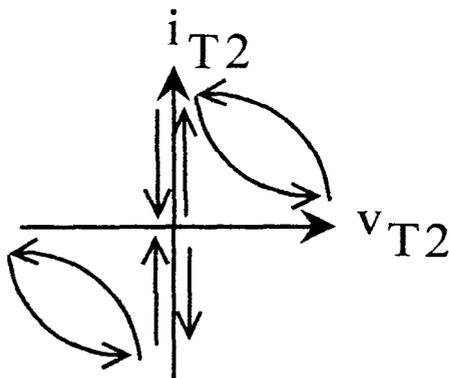


Les symétries décrites dans le paragraphe III sont toujours valables. On a donc, en effectuant une symétrie centrale, et en superposant le résultat, les caractéristiques complètes de T_1 et T_2 , que i et v soient simultanément positifs ou négatifs :



- * interrupteur bidirectionnel en tension et en courant
- * commutations à l'amorçage spontanées
- * commutations au blocage spontanées

Remarque : interrupteur T_1' identique à T_1



- * interrupteur bidirectionnel en tension et en courant
- * commutation à l'amorçage commandées et spontanées
- * commutation au blocage commandées et spontanées

Remarque : interrupteur T_2' identique à T_2

Les caractéristiques des interrupteurs du redresseur ne sont pas affectées par cette nouvelle commande. En effet, l'alternance de phases de courts-circuits ne modifie pas les formes d'ondes appliquées au transformateur, donc au redresseur.

On constate par contre une modification notable du type de commutations des interrupteurs du convertisseur direct ; les interrupteurs T_1 et T_1' ne comprennent plus que des commutations spontanées, donc douces, alors que T_2 et T_2' possèdent désormais des commutations commandées, tant à l'amorçage qu'au blocage.

Il s'est donc opéré un transfert de commutations dures, du bras de pont $T_1 T_1'$ vers le bras $T_2 T_2'$. Mais globalement, le nombre de commutations dures au sein du convertisseur direct reste inchangé.

IV.3. Variante "type III" du convertisseur

Les phases de court-circuit étant réalisées soit par la fermeture de T_1 et T_2' , soit par celle de T_1' et T_2 , ces deux configurations sont redondantes vis-à-vis de ces phases. On peut imaginer établir les phases de courts-circuits à l'aide d'un seul interrupteur, à condition de modifier également la structure du transformateur. Il devient en effet nécessaire d'utiliser une structure primaire à point milieu, puisque le convertisseur direct n'est plus un pont complet à quatre, mais seulement trois interrupteurs.

Le redresseur demeure inchangé, tant au niveau structurel qu'au niveau de la stratégie de commande.

La nouvelle structure amont du convertisseur et les notations retenues sont représentées figure 32:

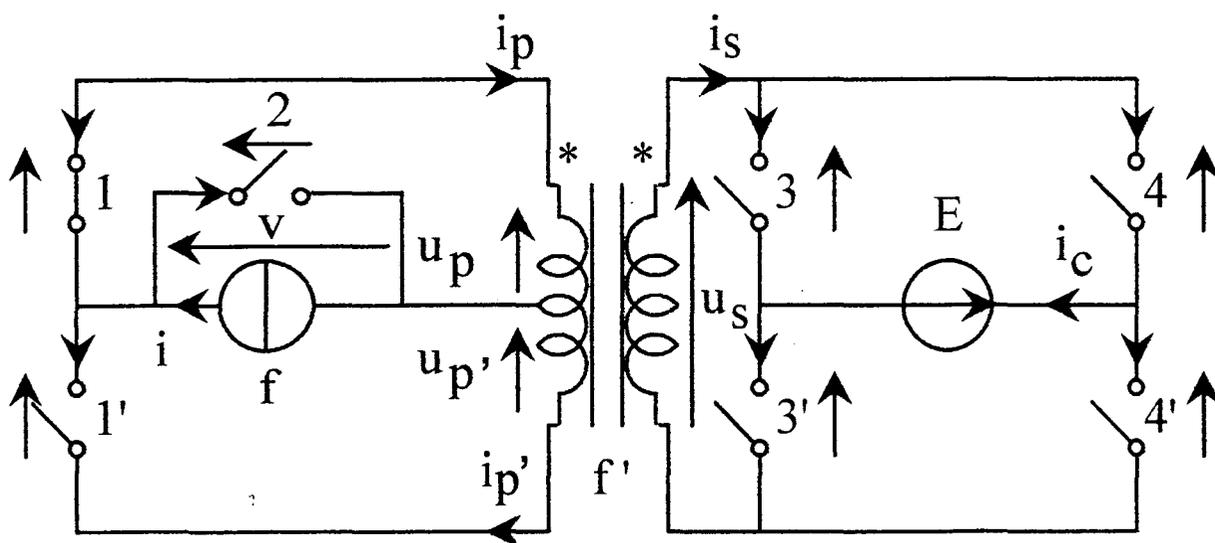


Figure 32

A l'échelle de la fréquence f' , on a les formes d'ondes données figure 33 pour $u_p, i_p, i_{p'},$ et v , dans le cas où i et v sont positifs.

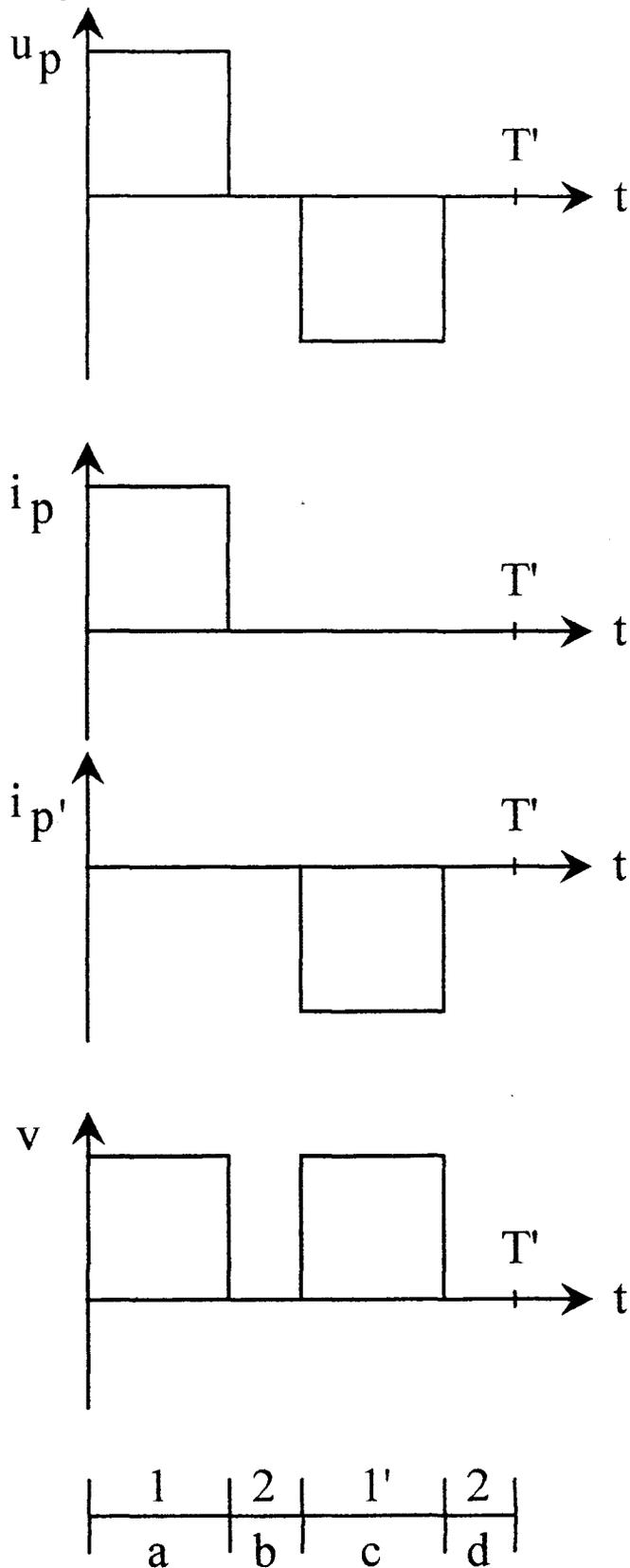
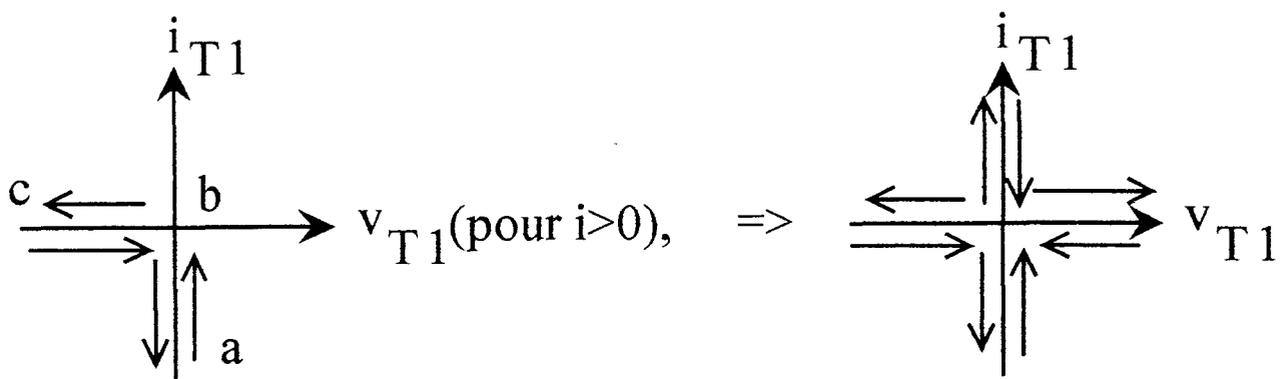


Figure 33

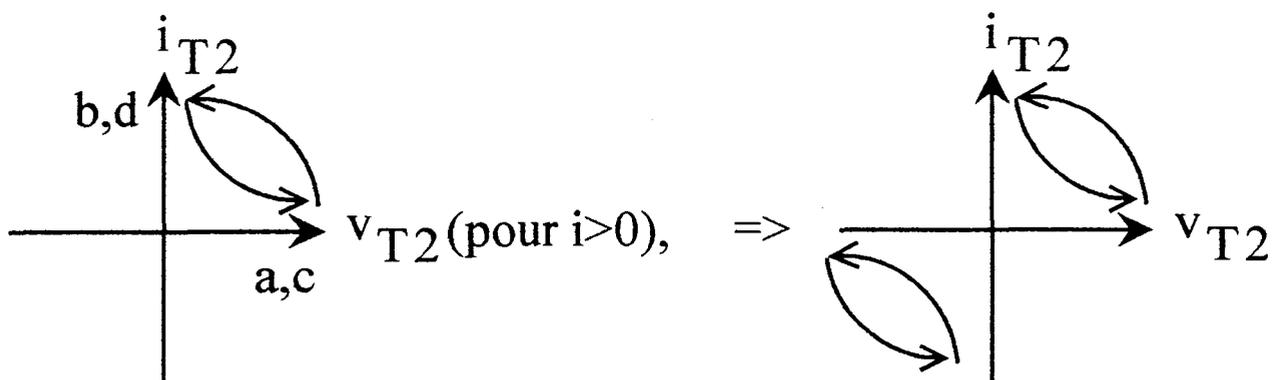
On a encore une "symétrie de rôle" entre les interrupteurs T_1 et T_1' . On obtient les caractéristiques de T_1' par exemple à partir de celle de T_1 , par symétrie centrale. De même, les formes d'ondes sont inversées, lorsque i et v sont négatifs, on passe donc par une nouvelle symétrie centrale pour obtenir les caractéristiques complètes des interrupteurs.

Les caractéristiques des interrupteurs du redresseur restent inchangées par rapport à celles du convertisseur type I.

Pour les interrupteurs du convertisseur direct, les nouvelles caractéristiques sont les suivantes :



Interrupteur T_1' identique à T_1



- T_1 et T_1' : * interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant
commutations au blocage et à l'amorçage spontanées
- T_2 : * interrupteur bidirectionnel en tension et en courant
commutations au blocage et à l'amorçage commandées

Au niveau du type de commutations, cette variante a le même effet que la précédente (cf. II), à savoir un transfert des commutations forcées vers, ici, l'interrupteur T_2 , ne laissant à T_1 et T_1' que des commutations spontanées.

IV.4. Variante "type IV" du convertisseur

La dernière variante présentée est une simplification, en terme de structure, du type III précédent. Les interrupteurs T_1 et T_2 sont conservés, le premier dans les phases d'injection de courant, le second pour les phases de court-circuit. T_1' en revanche est supprimé. On ne conserve plus qu'un seul enroulement au primaire. Il n'y a donc plus possibilité d'inverser la tension u_p ramenée par le primaire du transformateur. La stratégie de commande doit être telle que le transfert de puissance ne soit réalisé qu'une alternance sur deux.

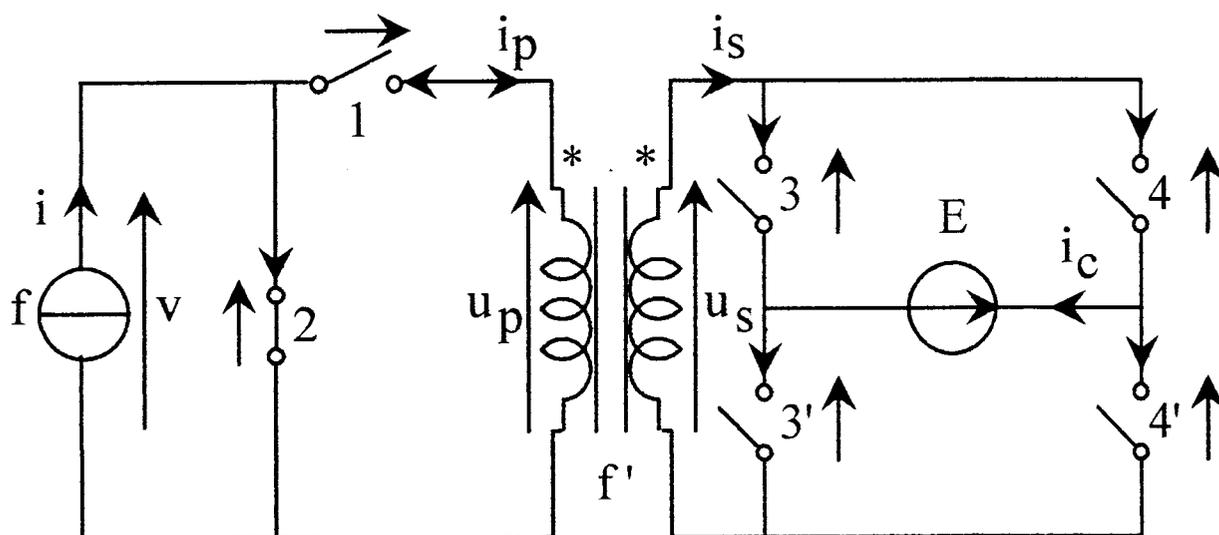


Figure 34

Contrairement aux variantes précédemment étudiées, celle-ci modifie l'allure de l'onde de courant injecté dans le transformateur, par rapport à l'onde de tension u_p . Il est donc nécessaire cette fois, d'étudier les nouvelles caractéristiques des interrupteurs du redresseur.

Pour un courant i positif, on définit la séquence suivante :

a) ---> b) ---> c) ---> d)

avec :

a) →	T_1	T_3'	T_4	
b) →	T_1	T_2	T_4	T_4'
c) →	T_2	T_4'	T_3	
d) →	T_1	T_2	T_3	T_3'

D'où les formes d'ondes de la figure 35:

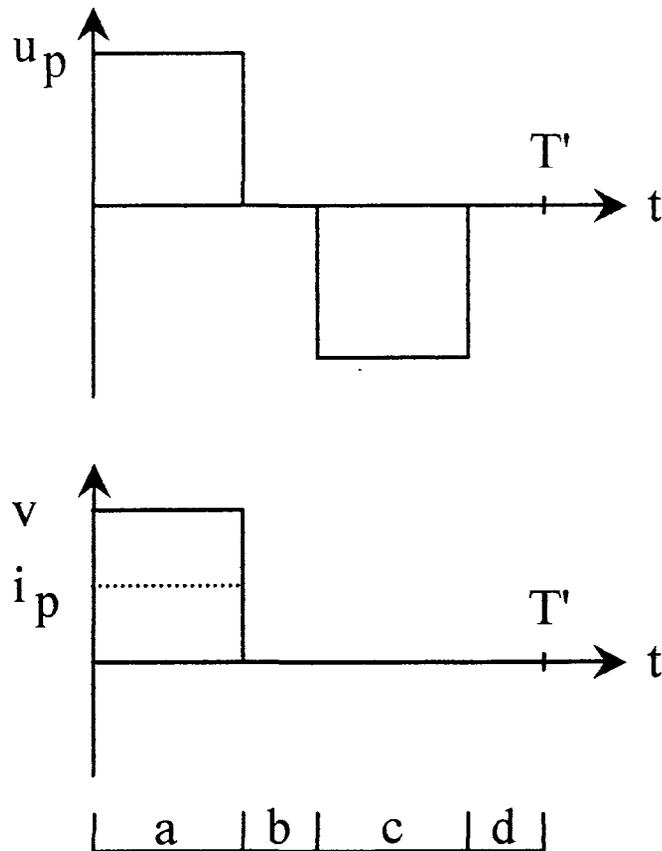


Figure 35

On remarque que le transfert de puissance ne s'effectuant qu'une alternance sur deux, la tension ramenée v , aux bornes de la source de courant, est de valeur efficace, et de fréquence, deux fois moindre que pour les autres structures, toutes choses étant égales par ailleurs. Il sera donc nécessaire d'avoir un rapport de transformation (N_p / N_s), deux fois plus élevé, afin de conserver au fondamental de la tension v , une valeur efficace suffisante pour un fonctionnement correct du système.

D'autre part, le facteur de puissance au primaire du transformateur se trouve dégradé dans le rapport $1 / \sqrt{2}$



Les caractéristiques des interrupteurs, dans le cas où i est positif sont les suivantes :

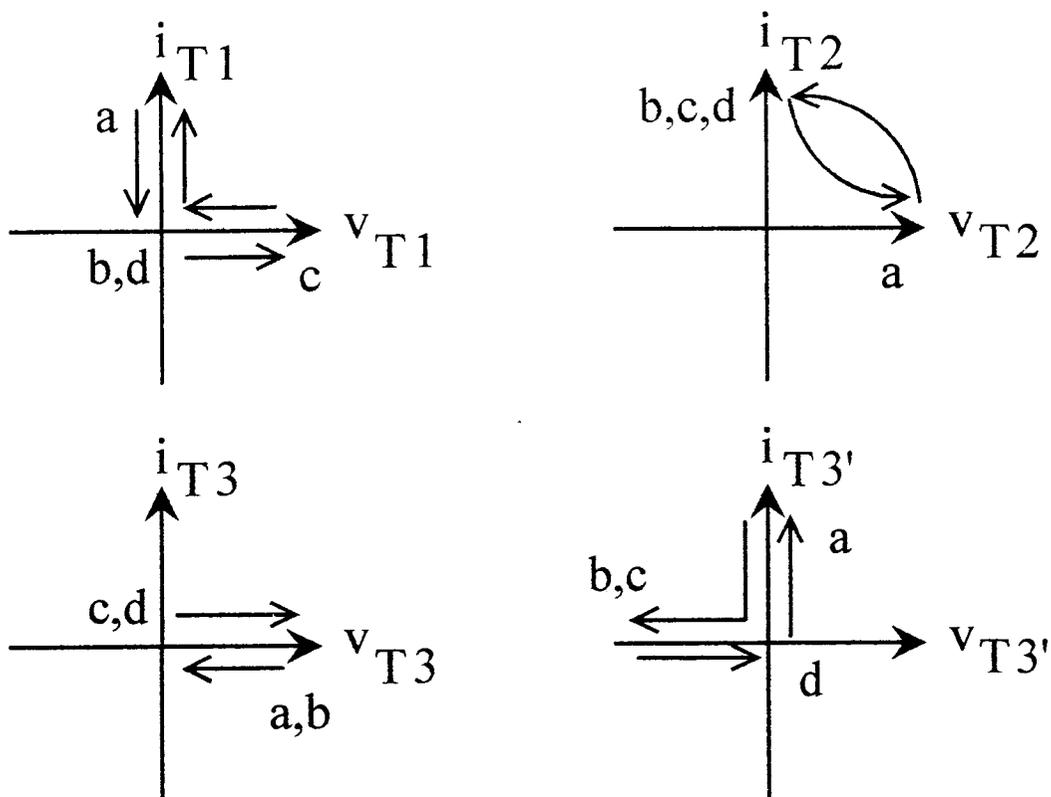


Figure 36

Dans le cas où i devient négatif, il y a inversion du signe des grandeurs électriques de T_1 et T_2 . Les caractéristiques complètes sont obtenues par symétrie centrale.

Pour T_3 et T_3' , leur rôle est inversé puisque cette fois, il n'y a injection de courant que lorsque u_p est négative. De plus, le choix des grandeurs i_T et v_T est tel qu'il y a inversion des signes de ces grandeurs entre les deux interrupteurs. Une symétrie centrale permet encore d'obtenir les caractéristiques de l'un à partir de celles de l'autre :

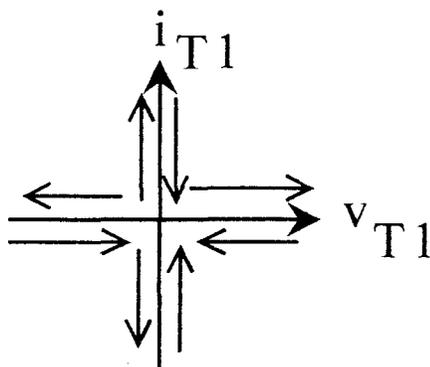
$T_3' \text{ ---> Symétrie centrale ---> } T_3$

$T_3 \text{ ---> Symétrie centrale ---> } T_3'$

$(i > 0)$

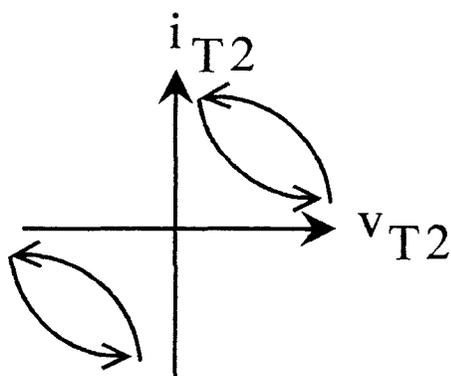
$(i < 0)$

D'où les caractéristiques quel que soit le signe du courant :



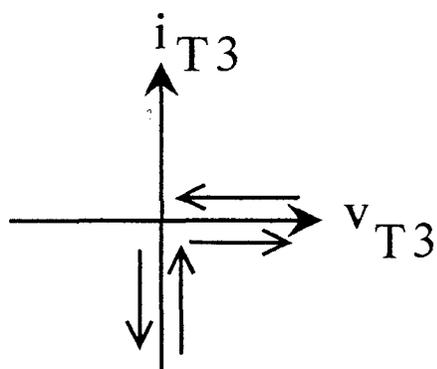
* interrupteur bidirectionnel en tension et en courant

* commutations à l'amorçage et au blocage spontanées



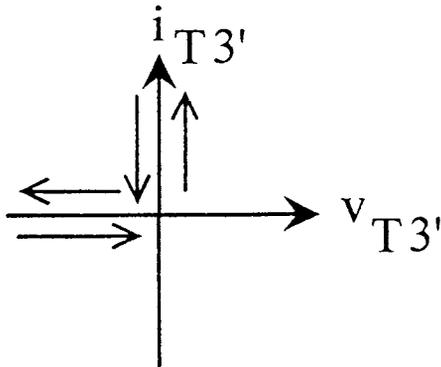
* interrupteur bidirectionnel en tension et en courant

* commutations à l'amorçage et au blocage commandées



* interrupteur unidirectionnel en tension et en courant

* commutations à l'amorçage et au blocage spontanées



* interrupteur unidirectionnel en tension et en courant

* commutations à l'amorçage et au blocage spontanées

Les symétries de rôle, au signe près, de T_4 par rapport à T_3 , et de T_4' par rapport à T_3' définies dans le paragraphe III.2. sont encore valables.

Les caractéristiques dynamiques de T_4 et T_4' sont donc respectivement identiques à celles de T_3 et T_3' , à la symétrie centrale près.

IV.5. Choix de la structure

a. Choix du changeur de fréquence

La structure générale de base nous a permis de définir au total quatre possibilités de solutions.

Le choix à opérer parmi ces quatre solutions est guidé par des critères s'appuyant sur des considérations de coût, d'encombrement et de rendement.

Le critère de coût peut être quantifié par le nombre de semi-conducteurs à mettre en oeuvre. Tous les interrupteurs de puissance du changeur de fréquence doivent être bidirectionnels en tension et en courant, mais si les montages de type I et II en comportent quatre, il n'en faut que trois pour le type III et deux pour le type IV. Il faut également tenir compte des contraintes imposées aux interrupteurs, en particulier la tension de blocage qu'ils sont amenés à tenir. A ce point de vue, les deux derniers montages imposent sur certains interrupteurs une tension double de la tension v utile aux bornes de la source de courant, la structure type III à cause du point milieu au primaire, la structure type IV à cause du transfert de puissance semi-alterné. L'abaissement relatif du niveau de tension obtenu avec les structures I et II, permet, de plus, de mettre en oeuvre des interrupteurs plus rapides et donc une augmentation de la fréquence.

La réduction de l'encombrement est liée aux possibilités de fonctionnement à fréquence élevée. L'augmentation de la fréquence permettant la réduction de taille de l'inductance nécessaire à la réalisation de la source de courant, et surtout celle du transformateur. Or la fréquence f' de la tension u_p appliquée au transformateur est imposée par la commande des interrupteurs, et la structure donne la fréquence fondamentale de l'onde de modulation appliquée à la source de courant. Les montages type I, II et III donnent une fréquence double de celle donnée par le montage de type IV.

L'amélioration du rendement nécessite la réduction des pertes liées à l'imperfection des éléments réactifs, mais surtout la réduction des pertes dans les interrupteurs de puissance. Celles-ci sont de deux natures, pertes en conduction et pertes pendant les commutations.

Les pertes par conduction dépendent de la technologie (MOS ou IGBT) retenue, du nombre et de la durée de conduction des semi-conducteurs. Les montages de type I et II sont tels qu'au niveau du changeur de fréquence, il y a toujours deux interrupteurs simultanément passants, les deux derniers n'entraînant la conduction que d'un seul interrupteur à chaque fois. Les types I et II donnent donc davantage de pertes par conduction.

Le fonctionnement à fréquence élevée nécessite l'examen des pertes par commutation. A ce niveau, on peut considérer que les commutations spontanées ne consomment pas d'énergie et que seules les commutations commandées en consomment.

La structure IV est intéressante à ce point de vue car elle comporte deux fois moins de commutations commandées que les autres. Les trois autres structures ont le même nombre de commutations commandées. La structure I répartit bien ces commutations commandées entre les interrupteurs de puissance, alors qu'avec les structures II et III il y a transfert des commutations commandées vers certains interrupteurs. En matière d'équilibre des pertes et d'échauffement, donc de fiabilité du convertisseur, la structure I est donc préférable.

Le tableau de la figure 37 résume les résultats présentés:

critère configuration	nombre de commutations commandées sur une période T'	fréquence de l'onde v par rapport à celle f' de l'onde u _p	tension maximale de blocage	nombre d'interrupteurs simultanément passants	répartition égale des commutations commandées
type I: 4 inter. (base)	T1: 1 T1':1 T2: 1 T2':1 => 4	x 2	+ - kE	2	oui
type II: 4 inter. (alternance)	T2: 2 T2':2 => 4	x 2	+ - kE	2	non
type III: 3 inter. (point milieu)	T2: 4	x 2	+ - 2(kE) (T1 et T1') + - kE (T2)	1	non
type IV: 2 inter.	T2: 2	x 1	+ - (2k)E	1	non

Figure 37

On voit qu'aucun choix ne s'impose réellement. La structure IV, à cause de transfert de puissance semi-alterné, impose une composante de tension à basse fréquence (f) aux bornes du transformateur qui par ailleurs présente un facteur de puissance dégradé par rapport aux autres variantes.

Parmi les trois variantes restantes, la structure I, outre qu'elle n'impose pas un doublement de la tension de blocage, équilibre au mieux les contraintes sur les interrupteurs. On peut également remarquer que c'est la seule qui supprime la contrainte de temps minimal de conduction ou de blocage. Chaque interrupteur est en effet amorcé pour deux phases successives à chaque injection de courant puis court-circuit. La durée totale de ces deux phases est quasiment constante, et déterminée par la fréquence de découpage de la tension v désirée.

C'est donc la structure type I qui apparaît comme la plus performante et qui est donc retenue.

b. Choix du redresseur

On a vu qu'à partir du moment où l'on prenait l'hypothèse du transfert instantané de puissance constamment positif ($p = v \cdot i \geq 0$), le changement de type de changeur de fréquence n'affectait pas les caractéristiques dynamiques globales des interrupteurs du redresseur.

On peut, dans tous les cas, choisir soit une structure en pont complet (configuration étudiée précédemment) avec un secondaire unique, soit une structure en demi-pont, avec un secondaire à point milieu, ce qui est topologiquement équivalent.

Les caractéristiques dynamiques des interrupteurs du redresseur étant celles de diodes, si l'on décide de ne pas imposer de tension nulle au transformateur pendant les phases de courts-circuits de la source de courant, la commande du redresseur est donc inexistante. Le fonctionnement du redresseur est identique, qu'il soit en pont ou en demi-pont.

La structure en demi-pont, à point milieu, est cependant préférable : elle permet de diminuer les pertes par conduction dans les semi-conducteurs, puisqu'il n'y a à chaque fois qu'un seul interrupteur passant. Cet aspect n'est pas à négliger au regard des faibles valeurs de tensions que la source E peut être amenée à imposer.

C'est donc la configuration représentée figure 38 qui sera retenue pour l'étude complète du convertisseur.

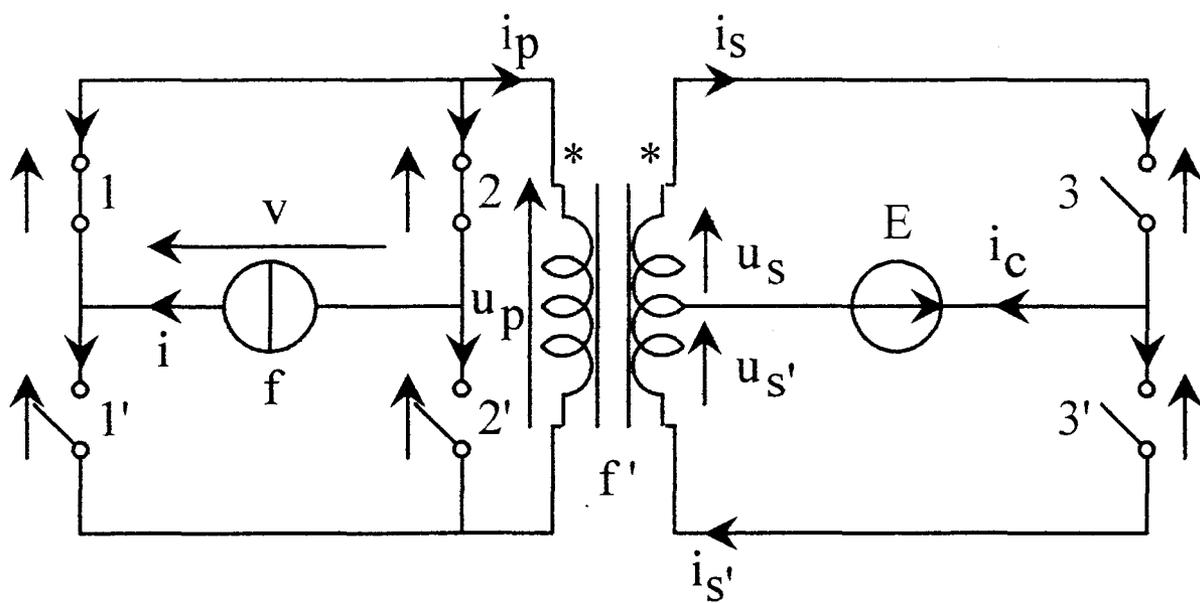


Figure 38

V. REGLAGE DU TRANSFERT DE PUISSANCE

V.1. Schéma équivalent de fonctionnement

Dans le paragraphe I.2., on a montré que pour l'étude topologique, l'ensemble source de tension alternative - inductance pouvait être assimilé à une source de courant alternatif. Cette hypothèse, extrêmement simple, ne peut être retenue pour l'étude des transferts de puissance, il est nécessaire de retourner au schéma initial comme le rappelle la figure 39:

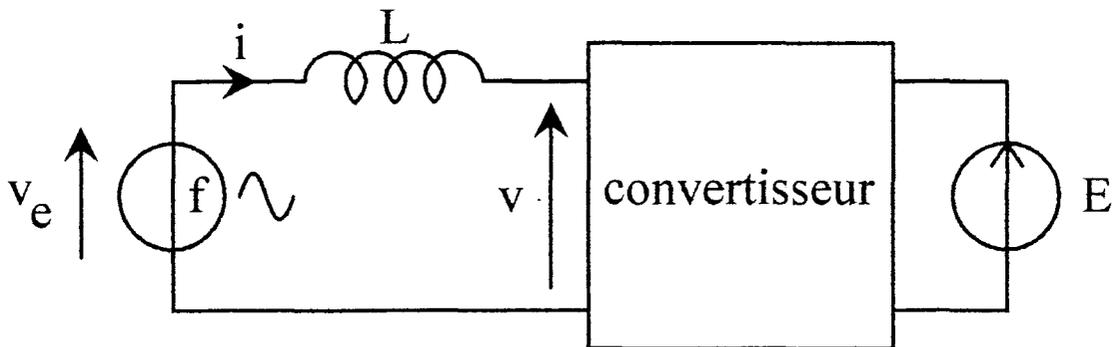
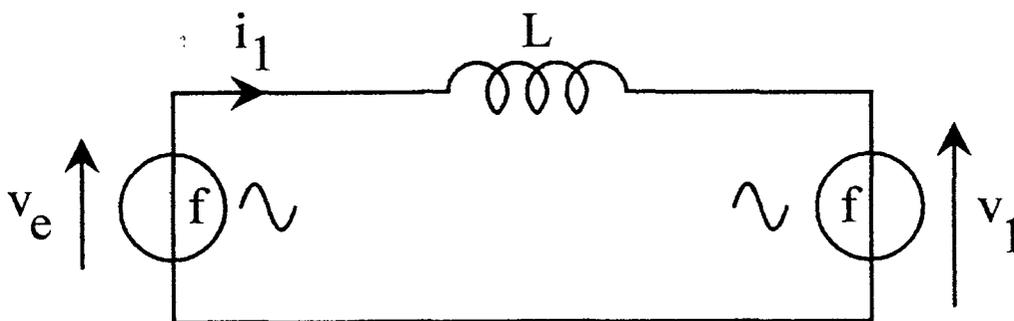


Figure 39

La tension v , imposée par la source de tension E et la commande du convertisseur a son fondamental à la fréquence de la source f . Les harmoniques sont des multiples de la fréquence de modulation f' .

D'où le schéma équivalent figure 40 pour le fondamental v_1 de v et pour les harmoniques v_h de v .



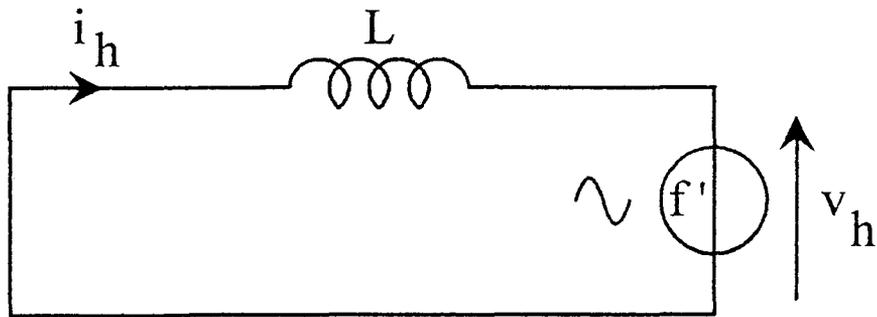


Figure 40

La fréquence f' est choisie suffisamment élevée pour que les harmoniques du courant :

$$i_h = \frac{v_h}{2 \pi L f'}$$

soient négligeables devant le fondamental i_1 du courant i . Avec cette hypothèse, le schéma retenu pour l'étude du transfert de puissance est représenté figure 41, [16][17][18][19]:

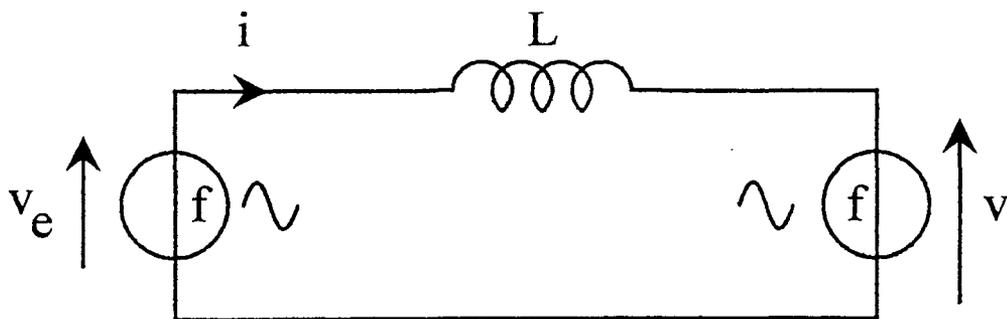


Figure 41

dans ces conditions, avec :

$$v_e = \sqrt{2} V_e \sin(\omega t)$$

$$i = \sqrt{2} V_e \sin(\omega t + \varphi)$$

$$v = \sqrt{2} V \sin(\omega t + \alpha) \text{ et en utilisant la représentation complexe } \underline{V} = \underline{V}_e - j L \omega \underline{I}$$

on a le diagramme vectoriel des grandeurs électriques de la figure 42 :

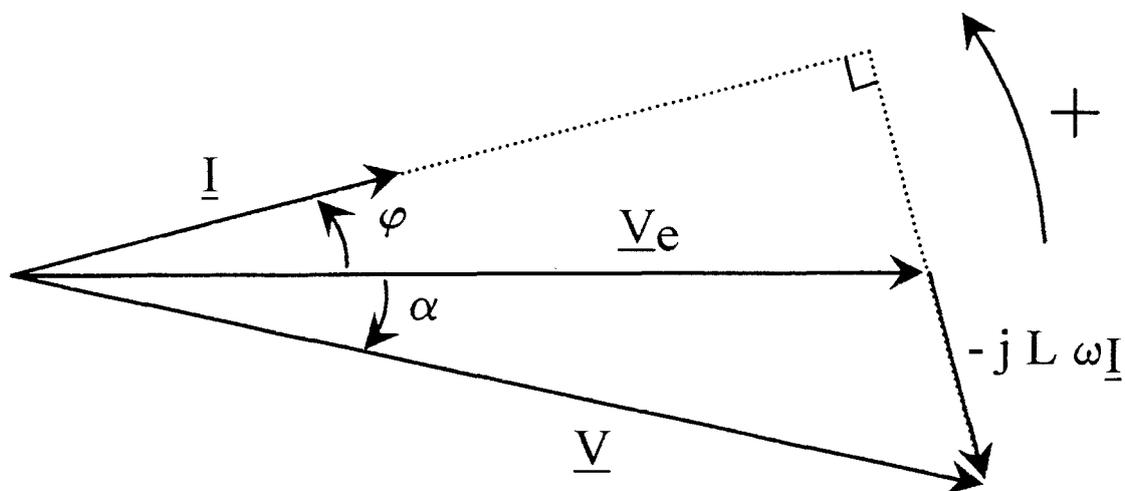


Figure 42

$\varphi > 0$: déphasage du courant réseau par rapport à la tension réseau

$\alpha < 0$: déphasage de la tension v par rapport à la tension réseau

L'onde de tension secteur v_e est prise comme référence pour le déphasage des autres grandeurs électriques. La valeur efficace V_e est considérée comme constante.

Le courant en ligne \underline{I} est une grandeur à régler tant en module qu'en phase.

La tension ramenée \underline{V} est la grandeur de contrôle. C'est elle qui va permettre la régulation du courant i .

Les variables de contrôle sont donc au nombre de deux : le module V ainsi que la phase α , de la tension v .

V.2. Bilan des puissances transitées

Le circuit équivalent du système étudié (figure 41) met en présence deux sources de tension alternatives, et une inductance supposée parfaite (linéaire et sans pertes). Ce sont ces trois éléments qui sont le siège d'échanges de puissances active et réactive.

Avec l'hypothèse de grandeurs électriques sinusoïdales, on voit que :

- la source de tension v_e fournit la puissance réactive $P = V_e I \cos \varphi$
- l'inductance absorbe la puissance réactive $Q_L = L \omega I^2$
- les sources de tension v_e et v fournissent ou absorbent de la puissance réactive.

Les conventions de signe sont les suivantes :

- la source v_e est en convention générateur
- l'inductance L et la source v sont en convention récepteur.

Dans ces conditions, le diagramme de la figure 43 fait apparaître les différentes puissances:

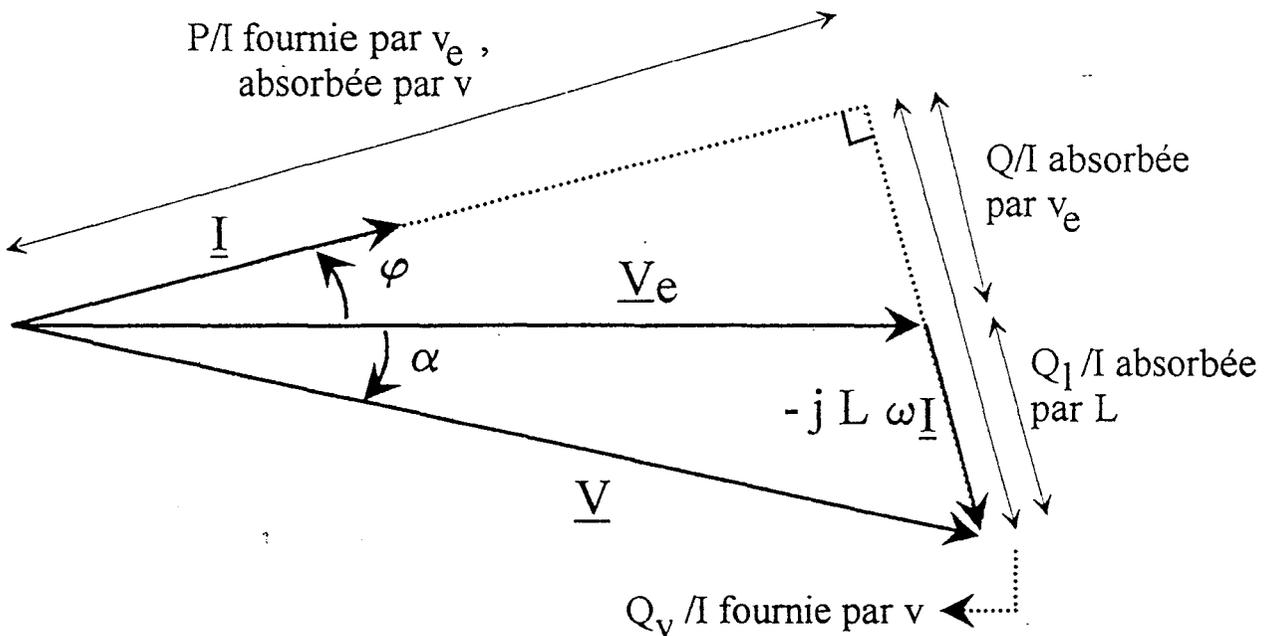


Figure 43

$$(V \cos \alpha - V_e)^2 + (V \sin \alpha)^2 = (L \omega I)^2$$

$$\rightarrow I = \left(\frac{V^2 + V_e^2 - 2 V V_e \cos \alpha}{(L \omega)^2} \right)^{1/2} = h(V, \alpha)$$

et également :

$$V \cos \alpha - V_e = L \omega I \sin \varphi$$

$$- V \sin \alpha = L \omega I \cos \varphi$$

$$\rightarrow \varphi = \text{Arctg} \left(\frac{V_e - V \cos \alpha}{V \sin \alpha} \right) = k(V, \alpha)$$

On peut aussi établir les relations liant les puissances active et réactive fournies ou absorbées par la source de tension v_e , aux variables de commande V et α :

$$P = V_e I \cos \varphi$$

d'où :

$$P = \frac{-V_e V \sin \alpha}{L \omega}$$

De même :

$$Q = -V_e I \sin \varphi$$

d'où :

$$Q = \frac{V_e (V_e - V \cos \alpha)}{L \omega}$$

Puisque V_e et $L \omega$ sont des grandeurs constantes, en posant :

$$K = -\frac{V_e}{L \omega}$$

il vient :

$$P = K V \sin \alpha$$

$$Q = K (V \cos \alpha - V_e)$$

Il existe donc un couplage entre les deux variables de commande V et α puisqu'une action unique sur l'une de ces variables entraîne une variation simultanée des deux puissances active et réactive.

Dans ces conditions, le schéma de régulation est plus complexe et la stabilité du système moindre. Il est souvent nécessaire de réaliser un découplage des variables de commande mettant en oeuvre des traitements assez lourds et qui ne sont pas toujours justifiables.

Dans le cas particulier d'un chargeur de batteries, la dynamique du système est relativement faible : la consigne de courant de charge, donc de la puissance active à fournir, varie lentement, et la charge ne peut pas imposer une variation rapide de la puissance active qu'elle absorbe.

Il ne semble donc pas indispensable de découpler rigoureusement les variables de commande, d'autant plus que les valeurs numériques des éléments du système conduisent à un pseudo-découplage des variables.

b. Optimisation du facteur de puissance

Les grandeurs électriques étant sinusoïdales, le facteur de puissance au niveau de la source de tension v_e est égal à $\cos \varphi$.

Si l'on veut fonctionner à $\cos \varphi = 1$, le diagramme vectoriel des grandeurs électriques devient celui de la figure 44:

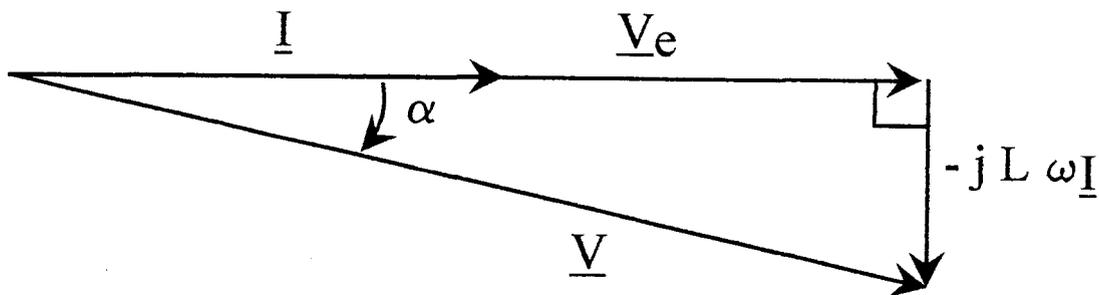


Figure 44

Le couple (V, α) permettant d'obtenir une valeur donnée de courant, en phase avec la tension v_e , c'est-à-dire un couple $(I, \varphi = 0)$, est défini par les fonctions f et g :

$$V = f(I, \varphi = 0) \quad \rightarrow \quad V = (V_e^2 + (L \omega I)^2)^{1/2}$$

$$\alpha = g(I, \varphi = 0) \quad \rightarrow \quad \alpha = -\text{Arctg} \left(\frac{L \omega I}{V_e} \right)$$

ce qui correspond, pour les puissances, au niveau de la source v_e , à :

$$P = V_e I \quad \text{et} \quad Q = 0$$

La régulation devra donc imposer ce couple (V, α) .

V.4. Conséquences du domaine d'application des éléments du système

a. Application numérique

Il est à ce stade de l'étude, intéressant de faire intervenir les valeurs numériques liées au domaine d'application.

La plupart de ces valeurs sont fixées par les conditions de fonctionnement imposées par le cahier des charges :

- la tension efficace V_e délivrée par la source de tension, qui n'est autre que le réseau basse tension classique

$$V_e = 230 \text{ V}$$

- la pulsation de la tension alternative v_e du réseau

$$\omega = 100 \pi \text{ rad}$$

- le courant efficace maximal que peut fournir le réseau

$$I_{\text{eff.max}} = 16 \text{ A}$$

- l'inductance L dont le poids et la taille doivent être le plus limité possible et n'excédant pas 1 mH

- le déphasage φ du courant i par rapport à la tension réseau v_e

$$\varphi \cong 0$$

Dans ces conditions, les deux grandeurs qui ne soient pas directement imposées, sont les variables de commande V et α . Cependant, elles sont parfaitement déterminées à partir du moment où les autres grandeurs sont choisies ou imposées.

En ce qui concerne la tension V , au voisinage de $\varphi = 0$, il est clair qu'elle est toujours supérieure à la tension source V_e . En fait, elle reste très proche de cette dernière : si l'on prend par exemple $\varphi = 0$, avec le maximum de puissance transmise, donc pour $I = 16 \text{ A}$, avec une inductance de 1 mH, on a :

$$V^2 = V_e^2 + (L \omega I)^2 \quad \rightarrow \quad V_{\text{max}} \cong 230,05 \text{ V}$$

soit une différence de 50 mV seulement avec la tension réseau.

L'ordre de grandeur du déphasage α , en prenant les valeurs précisées, est le suivant :

$$\alpha = - \text{Arctg} \left(\frac{L \omega I}{V_e} \right) \Rightarrow \alpha \approx - 1,3^\circ$$

Pour un courant I inférieur à 16 A, en phase avec la tension secteur, les valeurs de V et α sont également inférieures à celles calculées.

b. Conséquence sur les formes d'ondes

Dans le cas où l'on désire obtenir une mise en phase de la tension et du courant secteur, on a le diagramme vectoriel de la figure 45. On en déduit directement les déphasages temporels entre les trois grandeurs électriques sinusoïdales v_e , i et v :

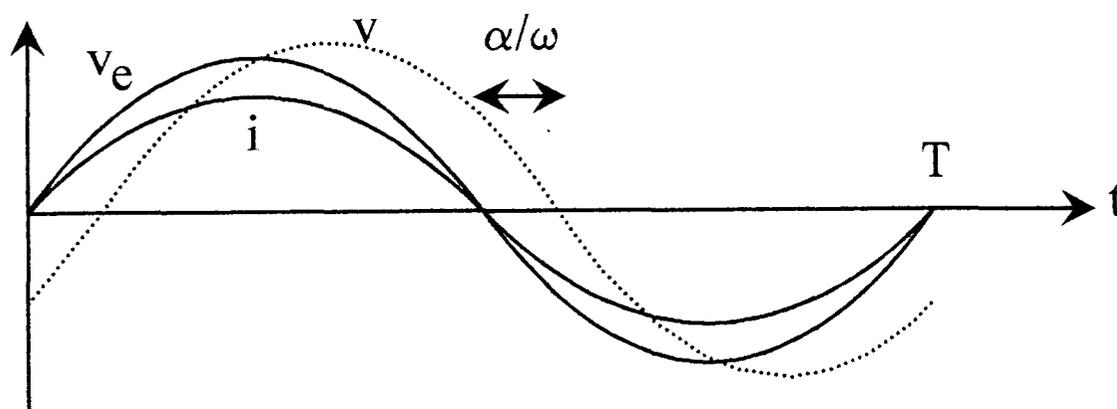


Figure 45

Le fondamental de la tension ramenée v est en retard d'un angle α par rapport à la tension réseau v_e .

C'est pendant l'intervalle de temps correspondant à ce déphasage α , que la tension v et le courant i sont de signes opposés. C'est-à-dire que la puissance instantanée $p = v \cdot i$ est négative, ce qui traduit une réversibilité en puissance de la source v . A priori, il est donc nécessaire de concevoir au niveau de la partie puissance, un redresseur réversible en courant, ce qui entraîne une structure globalement plus complexe, tant au niveau des interrupteurs de puissance que de leur commande (cf. paragraphe III).

Or cette réversibilité n'est nécessaire que pendant une très faible fraction de la période T de fonctionnement :

au maximum: $2 \cdot 1,3 / 360 \approx 0,7 \%$

Si on suppose que le redresseur du convertisseur n'est pas réversible, on obtiendra alors une tension v qui sera toujours du même signe que le courant i comme le montre la figure 46:

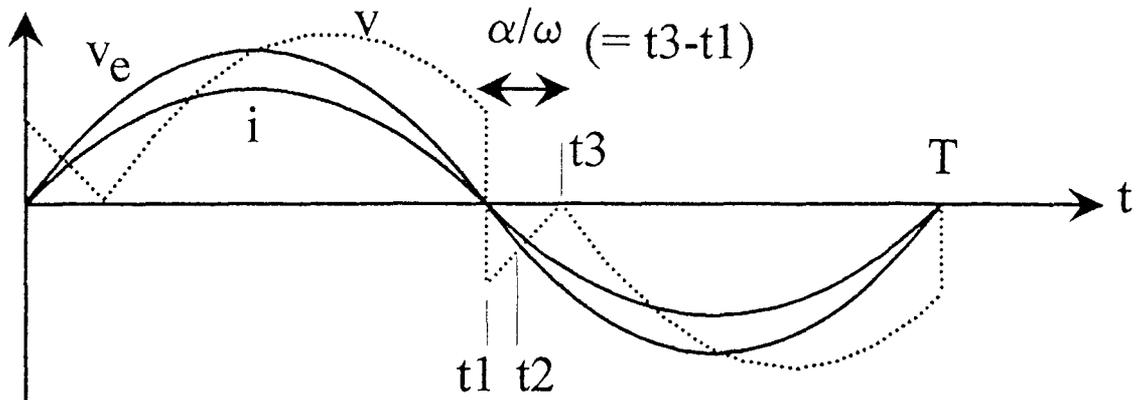


Figure 46

Cette disposition ne pose pas de réel problème tant que cette “erreur de signe” reste relativement brève par rapport à la période globale de fonctionnement. En fait, le déphasage réel du fondamental de la tension \$v\$ sera légèrement inférieur à l’angle \$\alpha\$ théorique. Il faut donc, au départ, imposer un déphasage \$\alpha\$ supérieur à celui obtenu par calcul, lorsque la tension \$v\$ est supposée sinusoïdale.

Il est aussi probable qu’une légère déformation du courant aura lieu. En effet, les grandeurs électriques de ce système sont liées par l’équation :

$$v = v_e - L \frac{di}{dt} \Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{v_e - v}{L}$$

Dans le cas “normal” de réversibilité de puissance, \$v\$ est supérieure à \$v_e\$ pendant l’intervalle de temps allant de \$t_1\$ à \$t_3\$. Dans le cas de non réversibilité, le fait d’inverser la tension \$v\$, de \$t_1\$ à \$t_3\$, implique que \$v\$ devienne inférieure à \$v_e\$, de \$t_1\$ à \$t_2\$, d’où une croissance du courant \$i\$, au lieu d’une décroissance. Puis de \$t_2\$ à \$t_3\$, une décroissance moins forte que dans le cas normal.

Cette déformation prévisible reste acceptable tant que l’angle \$\alpha\$ est faible, ce qui est bien le cas, dans les conditions de fonctionnement qui sont celles prévues pour le convertisseur.

Ceci justifie donc l’hypothèse \$p = v \cdot i\$ constamment positif choisie dans la détermination de la structure du redresseur (cf. paragraphe IV).

c. Conséquence sur la commande du système

L’ordre de grandeur de la variable de commande \$\alpha\$ permet une simplification de l’écriture des puissances active et réactive \$P\$ et \$Q\$.

Puisque $\alpha_{\max} = 1,3^\circ$, il est justifié de prendre un développement limité au premier ordre de $\sin \alpha$ et $\cos \alpha$. Il vient alors :

$$P = K V \sin \alpha \cong K V \alpha$$

$$Q = K (V \cos \alpha - V_e) \cong K (V - V_e)$$

dans ces conditions :

$$\left(\frac{\partial P}{\partial V} \right)_\alpha \cong K \alpha \quad \text{et} \quad \left(\frac{\partial P}{\partial \alpha} \right)_V \cong K V$$

La puissance active dépend donc davantage, en termes de variations, du paramètre α que de V .

De la même façon, pour la puissance réactive :

$$\left(\frac{\partial Q}{\partial V} \right)_\alpha \cong K \quad \text{et} \quad \left(\frac{\partial Q}{\partial \alpha} \right)_V \cong 0$$

De sorte que la puissance réactive dépend elle, toujours en termes de variations, davantage de la tension V que de l'angle α .

On peut donc considérer, grâce à ce pseudo-découplage, que la régulation de la puissance active s'effectue par action sur la variable de commande α , et celle de la puissance réactive, par action sur la variable de commande V , le couplage entre les deux variables de commande étant faible lorsque l'angle α est petit, (figure 47):

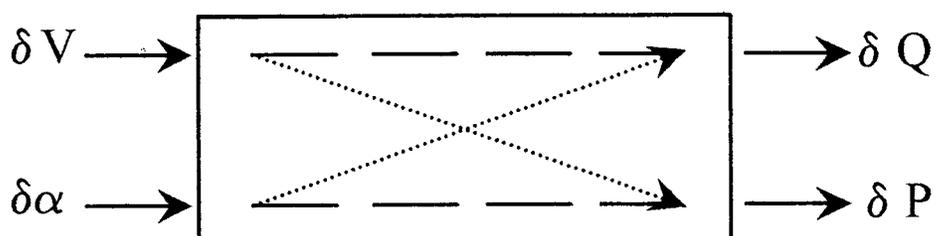


Figure 47

L'approche du convertisseur dans la première partie repose sur un fonctionnement "parfait" des différentes composantes du système. Exceptée l'inductance d'entrée reliée au réseau, tous les éléments impédants susceptibles d'intervenir dans un montage réel ont été occultés. Il s'agissait en effet d'étudier la nature des commutations à partir d'une stratégie de commande globale, ceci pour les différentes structures de puissance envisageables, ainsi que le réglage du transfert de puissance entre les sources. Pour cette étude, c'est l'aspect fonctionnel de chaque élément qui importait : fonction générateur ou récepteur, de tension ou de courant, pour les sources, fonction de liaison pour les interrupteurs et le transformateur, fonction de stockage pour l'inductance. La prise en compte de ces blocs fonctionnels était nécessaire et a priori suffisante pour décrire le fonctionnement global théorique du convertisseur.

Une étude plus fine, tenant compte des imperfections des éléments mis en jeu, est nécessaire. Il s'agit en effet de réaliser un prototype du convertisseur, le fonctionnement et les performances sont liés aux exigences précises du cahier des charges.

Dès lors, il est essentiel d'évaluer au mieux le comportement réel des composants, en tenant compte de leurs imperfections, afin de choisir les plus adaptés pour la mise en oeuvre du prototype, sachant que si certaines imperfections ont plutôt un caractère de défaut, par rapport au fonctionnement théorique désiré, d'autres au contraire peuvent être avantageusement exploitées.

Les éléments réactifs sont généralement ceux dont le comportement réel présente le plus de points de divergence avec le modèle parfait. Leurs performances sont en effet fortement liées à la technologie utilisée et aux conditions de fonctionnement. Il est donc intéressant de modéliser ces éléments, particulièrement le transformateur, afin de mieux cerner leur comportement réel.

Les interrupteurs de puissance présentent également certaines particularités de fonctionnement dont l'influence, même si c'est dans une moindre mesure, n'est pas négligeable.

Les sources de tension en présence, bien que possédant un degré de complexité inférieur à celui des éléments précédents, méritent d'être mieux identifiées, ne serait-ce que pour améliorer la qualité des ondes de tension et de courant, en mettant en place un filtrage adéquat.

Enfin, les liaisons électriques entre les différents composants ne sont pas aussi passives qu'elles seraient censées l'être. Une attention toute particulière doit donc également être portée sur celles-ci.

CHAPITRE II :

IMPERFECTIONS DES COMPOSANTS

ET LEURS CONSEQUENCES

I. LE TRANSFORMATEUR

I.1. Simulation du convertisseur

a. Modèle du transformateur

Dans la première partie, le transformateur avait un comportement quasi transparent vis-à-vis des grandeurs électriques. Son rôle, outre l'isolement galvanique, était la réalisation de l'adaptation des tensions entre les sources.

Si l'on considère la structure type I avec redresseur en demi-pont, on a un transformateur à trois enroulements: un primaire et deux secondaires.

La modélisation retenue est simplifiée. Elle ne tient compte ni de la saturation, ni des pertes fer. En revanche, elle prend en compte la résistance des enroulements, ainsi que deux éléments qui dans cette structure sont très importants: les inductances de fuites et les capacités interspires, [20].

En effet, le transformateur est alimenté par une source instantanée de courant qui lui impose un échelon de courant à chaque phase d'injection. L'existence de fuites magnétiques rend a priori incompatible le fonctionnement, par non respect de l'alternance des sources. Ce problème trouve sa solution par l'existence de la capacité interspire, dont l'effet est loin d'être négligeable à fréquence élevée.

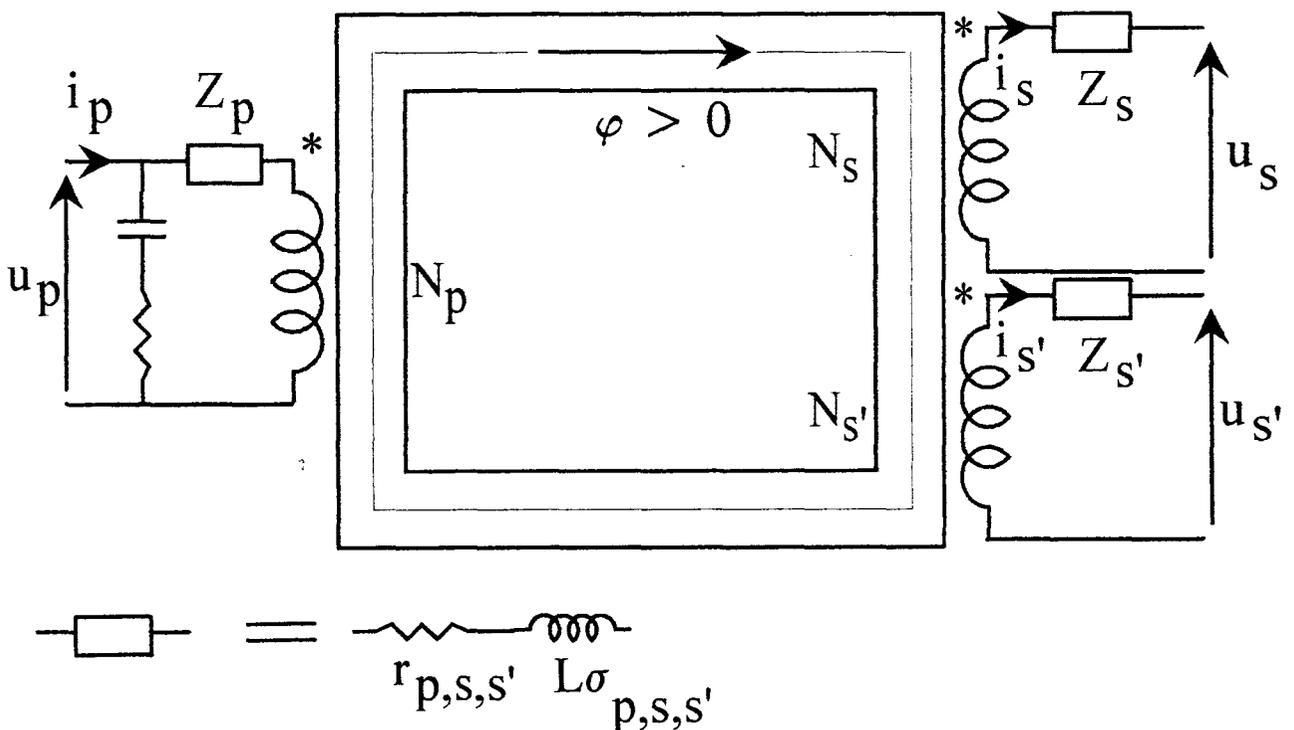


Figure 48

On aboutit au schéma de la figure 48 où l'on voit que l'on n'a pas tenu compte des capacités interspires secondaires, ce qui se justifie aisément par le faible nombre de spires secondaires.

Les conventions pour la mise en équation sont les suivantes, [21][22]:

- le repérage du sens relatif de bobinage des enroulements est indiqué par une étoile, de sorte que tous les courants entrant par la borne étoilée créent un flux de même signe dans le circuit magnétique.

- tout flux créé par un courant entrant par une borne étoilée est compté positif.

- pour définir les signes des grandeurs électriques, on prend la convention récepteur pour l'enroulement primaire, et la convention générateur pour les enroulements secondaires, le transfert de puissance s'effectuant toujours du primaire vers les secondaires d'après l'hypothèse de non réversibilité du convertisseur.

D'où les équations du couplage électrique magnétique :

$$u_x = r_x i_x + N_x \frac{d \varphi_x}{d t}$$

avec $x = p, s, s'$

Le flux total φ_x peut se décomposer en deux termes :

$$\varphi_x = \varphi + \varphi_{\sigma x}$$

où :

φ : flux commun aux trois enroulements

$\varphi_{\sigma x}$: flux de fuite du $x^{\text{ième}}$ enroulement

d'où :

$$u_x = r_x i_x + N_x \frac{d \varphi_{\sigma x}}{d t} + N_x \frac{d \varphi}{d t}$$

On peut définir une inductance de fuite à partir du flux de fuite totalisé :

$$L_{\sigma x} = \frac{N_x \varphi_{\sigma x}}{i_x} \Rightarrow \varphi_{\sigma x} = \frac{L_{\sigma x} i_x}{N_x}$$

d'où :

$$u_x = r_x i_x + L_{\sigma x} \frac{d i_x}{d t} + N_x \frac{d \varphi}{d t}$$

En utilisant la loi d'Hopkinson liant les ampères-tours à la force magnéto-motrice, on peut éliminer la variable flux des équations de fonctionnement. La dérivation de cette relation nous donne :

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{R} \left(N_p \frac{di_p}{dt} - N_s \frac{di_s}{dt} - N_{s'} \frac{di_{s'}}{dt} \right)$$

avec R: réluctance du circuit magnétique.

En remplaçant la dérivée du flux commun dans les équations des tensions, on obtient un système de trois équations liant les tensions aux bornes des trois enroulements, les courants qui les traversent, et leur dérivée.

Ce qui donne, sous forme matricielle :

$$[v] = [r][i] + [L] \left[\frac{di}{dt} \right]$$

Le logiciel de simulation utilisé peut traiter ce type d'équations à condition de les mettre sous la forme suivante:

$$[v] - [r][i] = [u]$$

$$\frac{di}{dt} = [L]^{-1} [u]$$

Il suffit de définir les tensions de la matrice [u] qui dépendent de l'état des interrupteurs du convertisseur direct et du redresseur.

b. Modèles des autres éléments

Le but de la simulation étant de mieux cerner le comportement du transformateur, les autres éléments du convertisseur sont modélisés de manière simple.

Les sources de tension continue et alternative comportent simplement une résistance série.

L'inductance d'entrée est supposée linéaire. Sa résistance série se confond avec celle de la source de tension alternative.

Les interrupteurs du convertisseur direct, entièrement commandés, sont considérés comme parfaits.

Les interrupteurs du redresseur, si on tient compte de l'hypothèse de non réversibilité instantanée de puissance, ont les caractéristiques dynamiques de diodes, et sont donc simulés comme telles.

Le schéma complet de simulation est alors celui de la figure 49 :

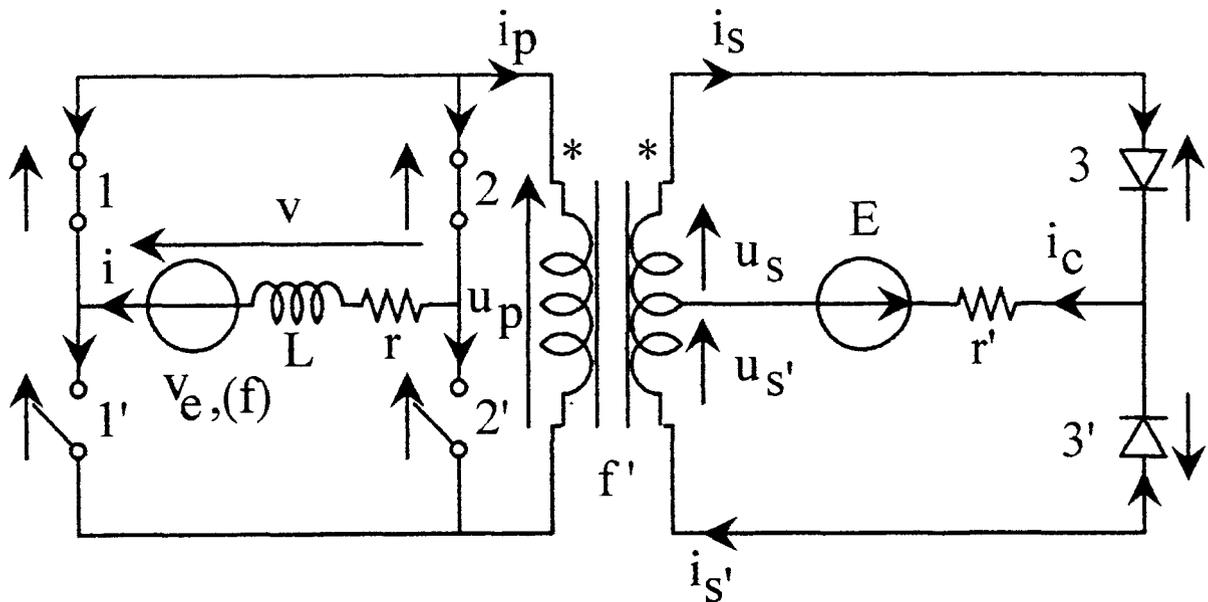


Figure 49

c. Stratégie de commande des interrupteurs

La stratégie de commande des interrupteurs du convertisseur direct a été définie dans la partie précédente (Ch. I, II).

Le décalage "d" entre les deux séquences de commande des interrupteurs $T_1 T_1'$ et $T_2 T_2'$ impose directement le rapport cyclique de l'onde de tension v , ramenée sur l'ensemble source v_e et inductance. On a vu que cette onde de tension devait avoir un fondamental dont la valeur efficace V et le déphasage α par rapport à la tension du réseau source v_e soient contrôlables par la régulation, afin de régler le transfert de puissance active, et d'annuler en permanence celui de puissance réactive.

L'évolution de ce décalage "d" au cours d'une période T génère donc une onde de tension du type modulation de largeur d'impulsion. Cette onde M.L.I. de tension v peut être générée de différentes façons, [23].

La première méthode est celle dite "programmée". La programmation des angles de commutation permet de pondérer de manière qualitative et quantitative les harmoniques résultant du découpage effectué. Cette programmation peut être pré-définie et mémorisée une fois pour toutes, avant le fonctionnement du convertisseur, et comporter éventuellement un nombre important de séquences d'angles possibles, afin d'assurer une large plage de réglage du convertisseur. Le calcul de ces angles peut également s'effectuer en temps réel, ou du moins avec un retard d'une période par exemple, afin de réaliser un contrôle plus fin du convertisseur.

Une autre méthode peut être d'effectuer un contrôle par hystérésis du courant d'entrée, et d'agir réellement en temps réel sur le décalage d , suivant l'évolution du courant entre deux ondes de référence formant une plage d'excursion plus ou moins étroite.

Une troisième méthode est l'utilisation de la M.L.I. dite naturelle : le décalage d résulte de la comparaison d'une onde généralement triangulaire, à fréquence fixe, appelée onde de modulation, et d'une onde de référence, dont on veut que la tension M.L.I. soit l'image, en valeur moyenne, sur une période de découpage.

La première méthode possède deux inconvénients majeurs par rapport au convertisseur étudié : d'une part la fréquence élevée de découpage entraîne le pré-calcul d'un nombre très important d'angles de commutation, d'autre part, toute variation d'amplitude de l'onde M.L.I. implique la redéfinition de tous les angles. Une précision suffisante requiert alors une taille mémoire prohibitive, et dans le cas d'un calcul en temps réel, d'une puissance de traitement numérique importante.

La seconde méthode, plus simple à mettre en oeuvre, ne permet pas de contrôler la fréquence de commutation des interrupteurs, donc celle de fonctionnement du transformateur.

Contrairement aux méthodes précédentes, la M.L.I. naturelle ne nécessite pas une taille mémoire importante, et n'entraîne pas une fréquence de découpage aléatoire. C'est donc ce type de M.L.I. qui semble le plus approprié à l'élaboration d'une onde à fréquence élevée et constante, que l'on a implanté dans le logiciel de simulation.

Le transfert de puissance s'opère donc en agissant sur l'onde de référence de la M.L.I., notée v^* , que l'on choisit sinusoïdale afin d'obtenir une onde M.L.I. v qui varie sinusoïdalement en valeur moyenne, les paramètres de réglage étant l'amplitude et le déphasage de la tension v^* .

La figure 50 illustre cette M.L.I. naturelle:

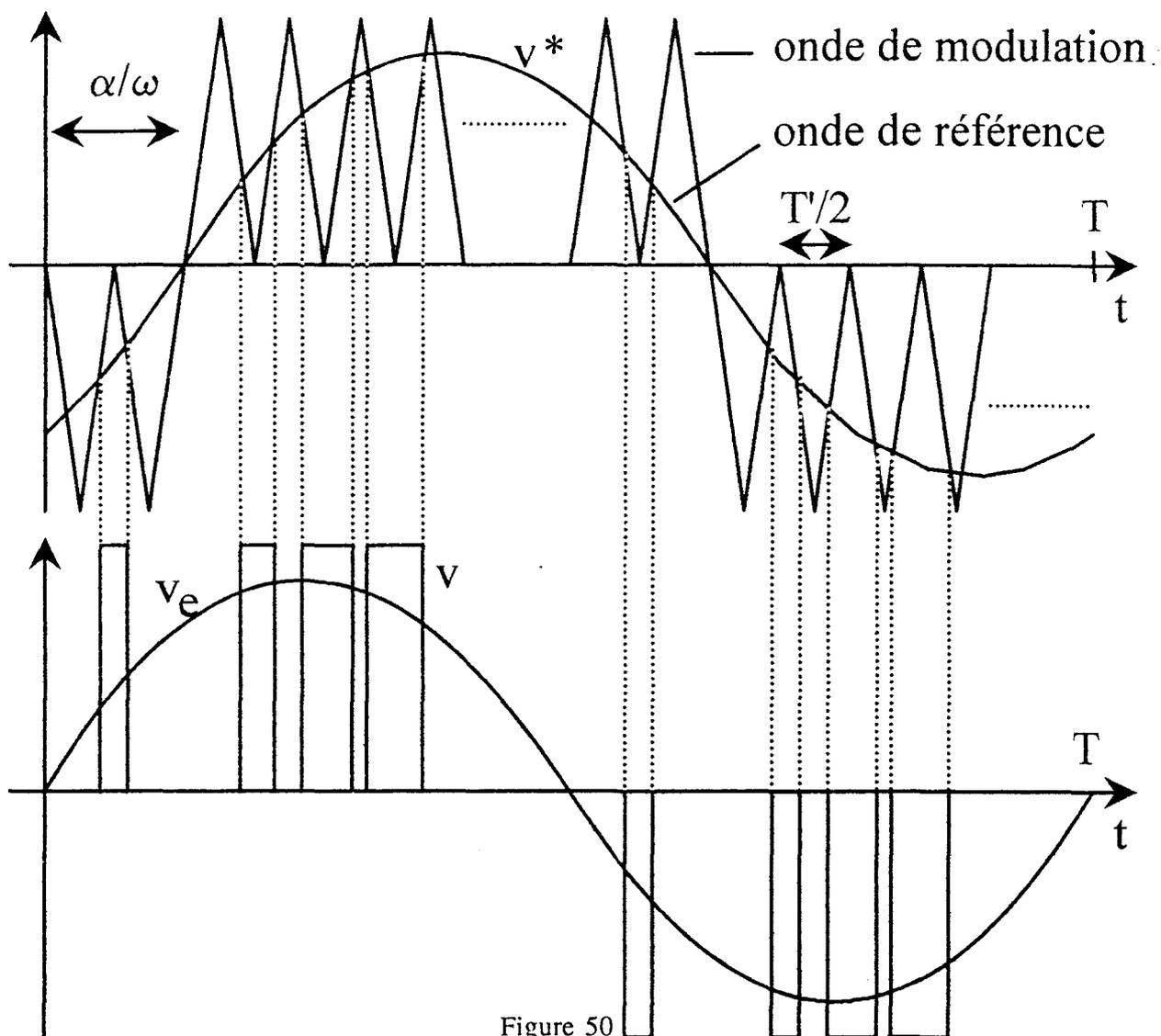


Figure 50

d. Valeurs numériques de simulation

Certaines des valeurs numériques sont imposées par les conditions de fonctionnement envisagées pour le convertisseur :

- tension réseau : $v_e = 230 \text{ V}$
- pulsation réseau : $\omega = 100 \pi \text{ rad}$
- tension de batterie : $100 \text{ V} < E < 180 \text{ V}$ (175 V pour la simulation)
- inductance d'entrée : $L < 1 \text{ mH}$ (1 mH pour la simulation).

D'autres valeurs concernant les éléments passifs sont, dans un premier temps, estimées. Une identification des paramètres a permis par la suite d'affiner la simulation :

- résistance série des enroulements : $r_p = r_s = r_{s'} = 0,1 \Omega$
- résistance série réseau + inductance : $r = 0,5 \Omega$
- nombre de spires des enroulements : $N_p = 15, N_s = N_{s'} = 5$



- réluctance du noyau du transformateur : $R = 100\ 000$

- inductances de fuites : $l_{\sigma p} = 5\ \mu\text{H}, l_{\sigma s} = l_{\sigma s'} = l_{\sigma p} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2$

- capacité interspire primaire : $C = 1\ \text{nF}, r_c = 40\ \Omega$

La fréquence de découpage de la tension M.L.I. est telle que le transformateur fonctionne à fréquence moitié. Si on veut travailler au-dessus de la limite audible, le convertisseur étant censé fonctionner dans des lieux non spécialement isolés acoustiquement, de jour comme de nuit, la fréquence f' du transformateur doit être supérieure à environ 18 kHz. D'où une fréquence M.L.I. minimale de l'ordre de 40 kHz. Les semi-conducteurs envisagés étant du type MOSFET, on peut a priori, sans grande difficulté, doubler cette fréquence minimale. On a choisi une onde de modulation triangulaire à 80 kHz.

Le réglage du déphasage de la tension de référence v^* s'effectue à partir du diagramme vectoriel des fondamentaux de v_e, v et i :

$$\alpha = \text{Arctg} \frac{L \omega I}{V_e}$$

$$= 22\ \text{mrad}$$

Le coefficient r de réglage de M.L.I. est pris égal à 1/2 afin d'obtenir des durées égales d'injection de courant et de court-circuit lorsque i est maximal, ceci pour plus de clarté au niveau des courbes.

e. Résultats de simulation

Six grandeurs intéressantes sont représentées sur les figures 51 à 54 :

- i : courant réseau absorbé par le convertisseur
- i_p : courant primaire du transformateur
- i_s : courant dans l'un des secondaires
- v : tension M.L.I. ramenée sur l'ensemble source v_e + inductance L
- u_p : tension aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur
- v_l : tension aux bornes de l'inductance d'entrée.

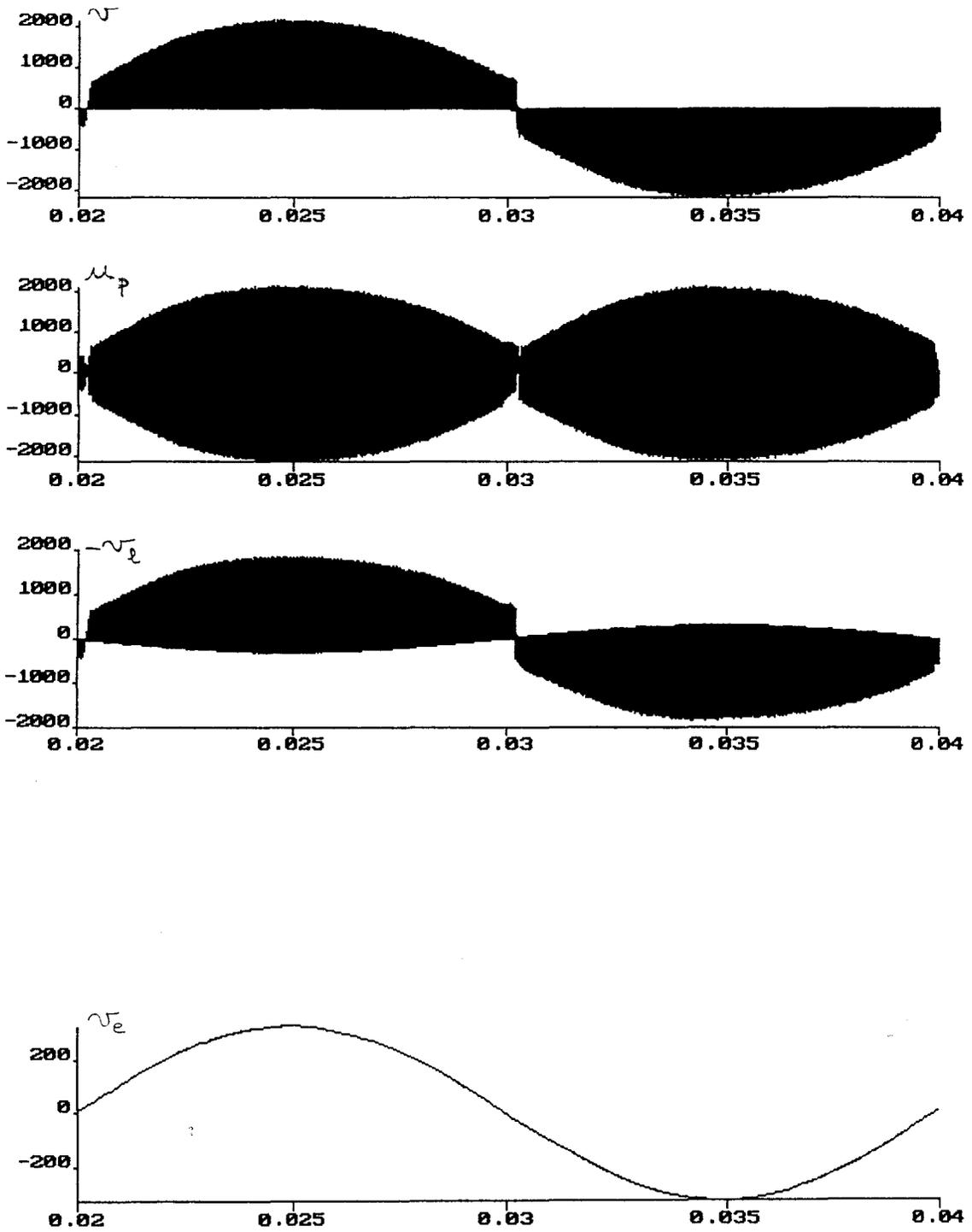


Figure 51

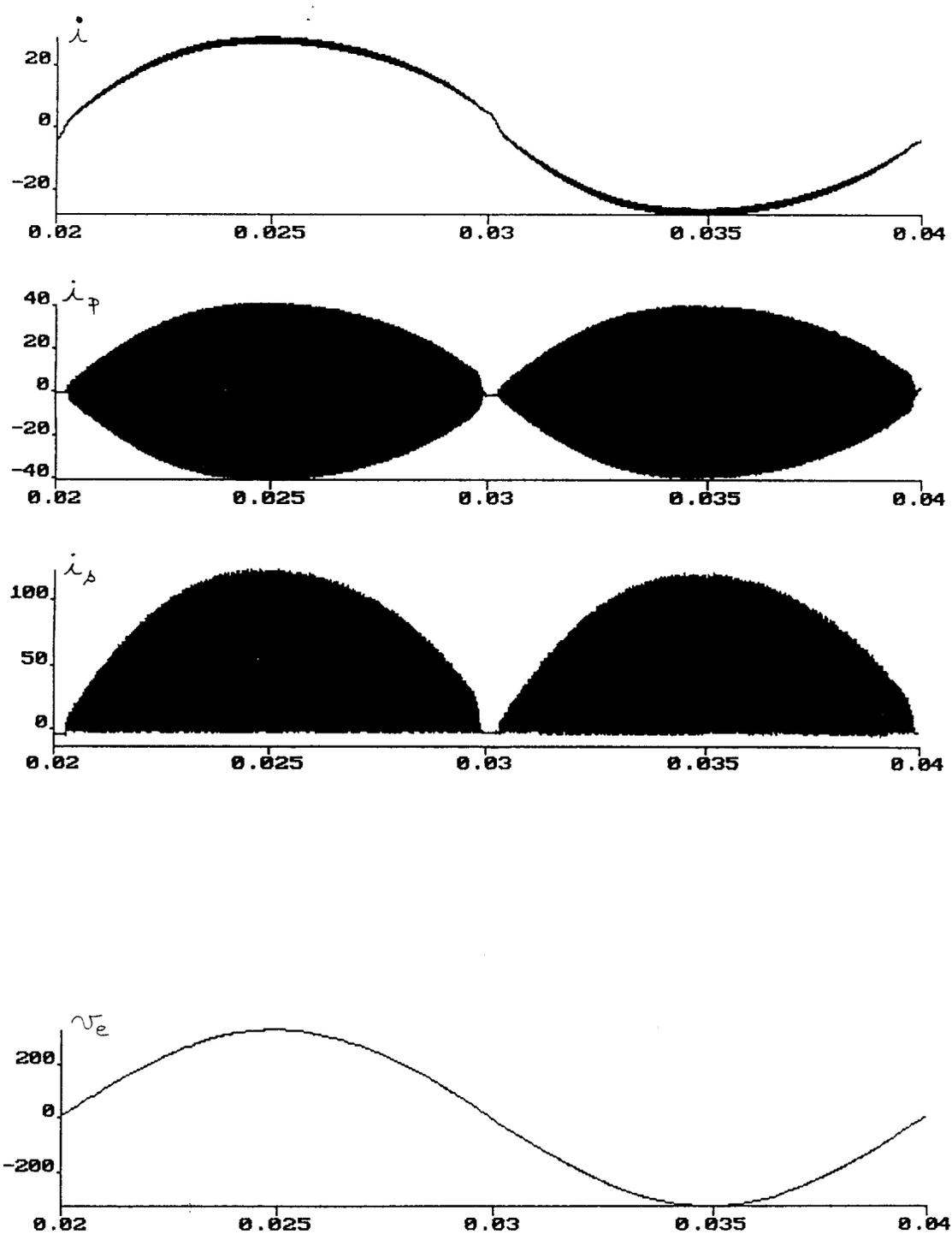


Figure 52

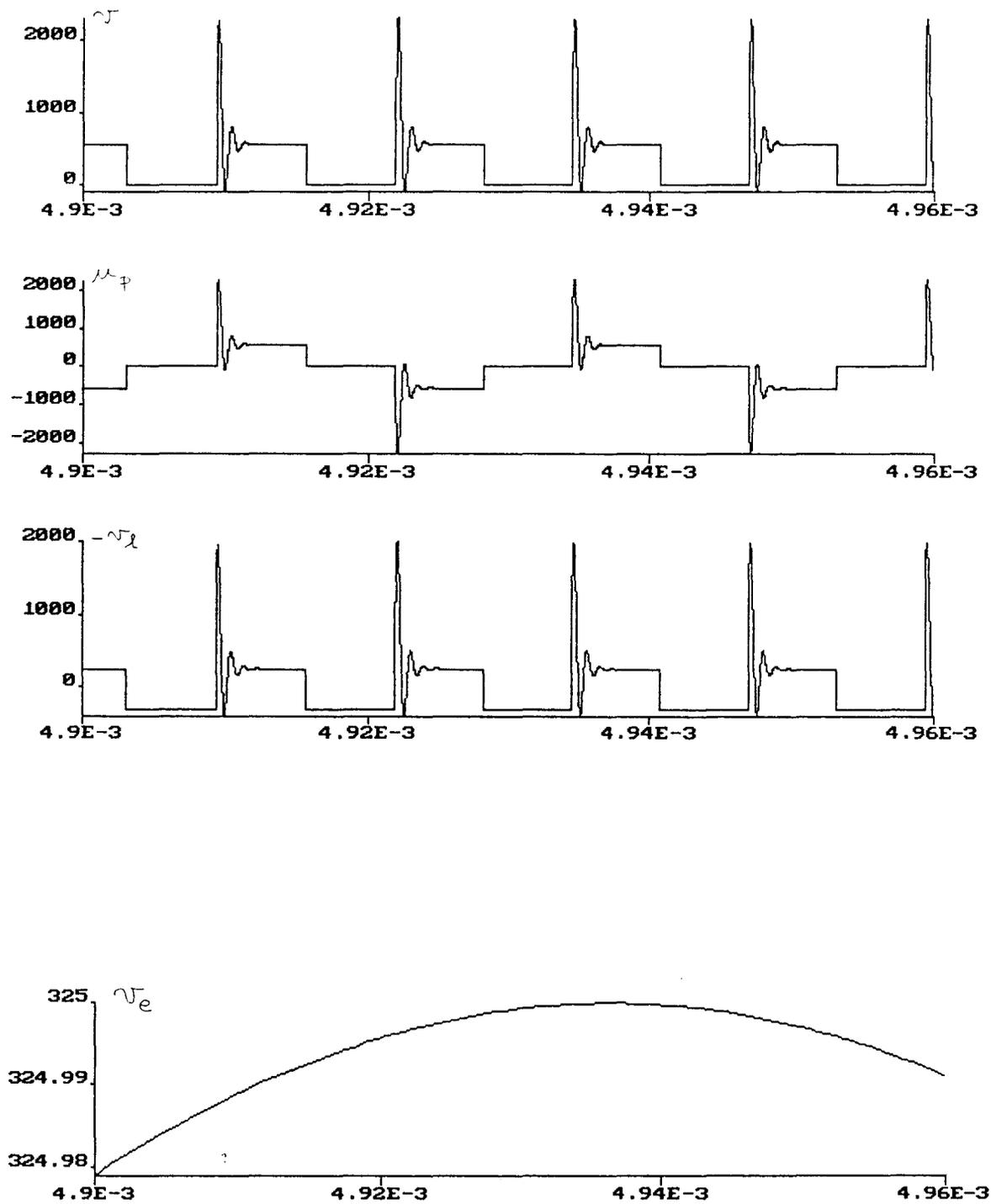


Figure 53



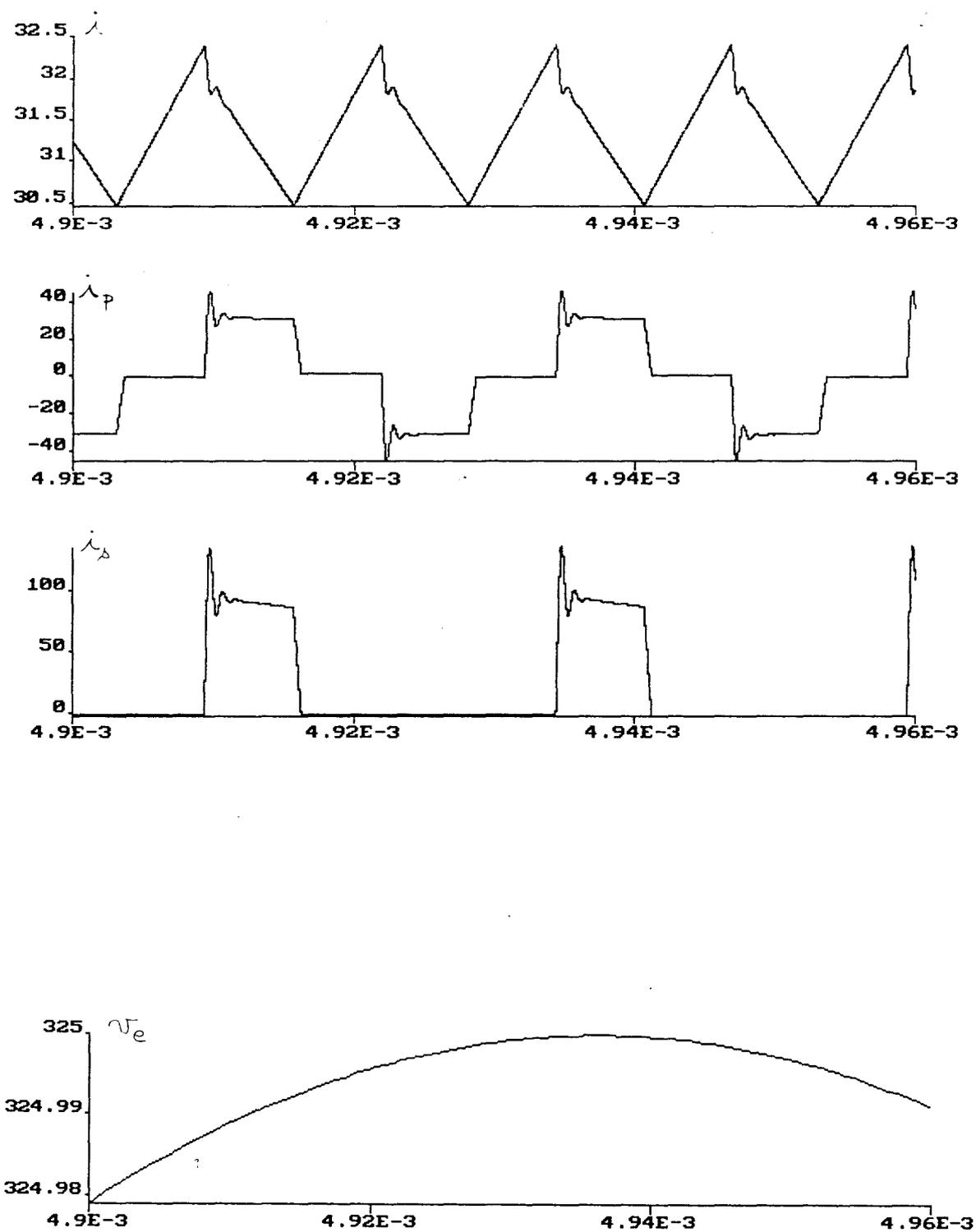


Figure 54

Les figures 51 et 52 illustrent l'évolution de ces grandeurs à l'échelle de la période T, qui n'est autre que celle de la pulsation réseau v_e . On observe donc les phénomènes basse fréquence.

Les figures 53 et 54 montrent l'évolution de ces mêmes grandeurs électriques à l'échelle de la haute fréquence, c'est-à-dire celle de fonctionnement du transformateur, ou du découpage de la tension M.L.I., soit respectivement f' et $2 f'$.

Occultons dans un premier temps les phénomènes "très haute fréquence" (par rapport à la fréquence f' !) dûs aux résonances parasites du système, que nous étudierons par la suite.

On constate que l'on obtient bien un courant absorbé i quasi sinusoïdal, en phase avec la tension réseau.

Le courant i_p dans le primaire du transformateur est alternatif, à la fréquence f' , la M.L.I. étant à fréquence double.

Le courant injecté dans la charge est la somme des courants i_s et $i_{s'}$. Seul le premier est représenté, l'autre étant identique, à une demi-période T' près. Chacun des deux courants étant à la fréquence f' , ce décalage entraîne un courant dans la charge à fréquence double, soit 80 kHz, comme la fréquence de découpage M.L.I. .

En ce qui concerne les formes d'ondes des tensions, on peut comparer les deux tensions v et u_p , la première étant la tension M.L.I. dont le fondamental est à la fréquence f du réseau, et le découpage à fréquence élevée $2 f'$, la seconde la tension primaire du transformateur, à la fréquence f' .

La tension aux bornes de l'inductance, v_L n'est que la différence entre la tension réseau v_e et la tension M.L.I. ramenée v : $v_L = v_e - v$. C'est cette tension qui impose directement les pentes de variation du courant i .

Après la recherche d'une forme quasi sinusoïdale du courant absorbé à 50 Hz, il est important de limiter le taux d'harmoniques haute fréquence présents, particulièrement la composante à fréquence $2f'$, due au découpage de la tension v . On peut assimiler la forme d'onde du courant à un triangle quasi symétrique, porté par le fondamental basse fréquence. L'amplitude de cette composante triangulaire est maximale pendant les sommets de sinusoïde du fondamental 50 Hz, donc par exemple du voisinage de $t = 5$ ms (cf courbes). On a alors des variations de plus ou moins un ampère autour de la valeur moyenne locale du courant, (figure 55).

L'analyse harmonique d'un triangle montre qu'il n'y a que des harmoniques impairs. Pour l'harmonique de rang n , on a :

$$i_n = \frac{8 i_{\max}}{n^2 \pi^2} \quad (\text{en terme d'amplitude})$$

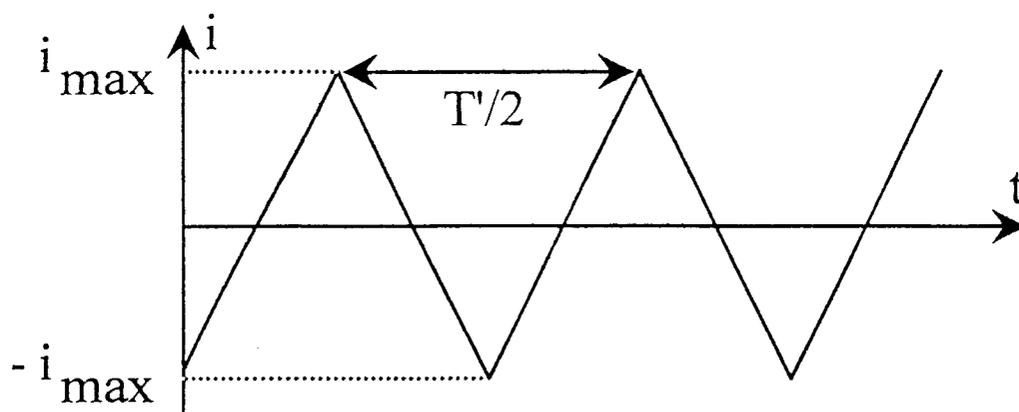


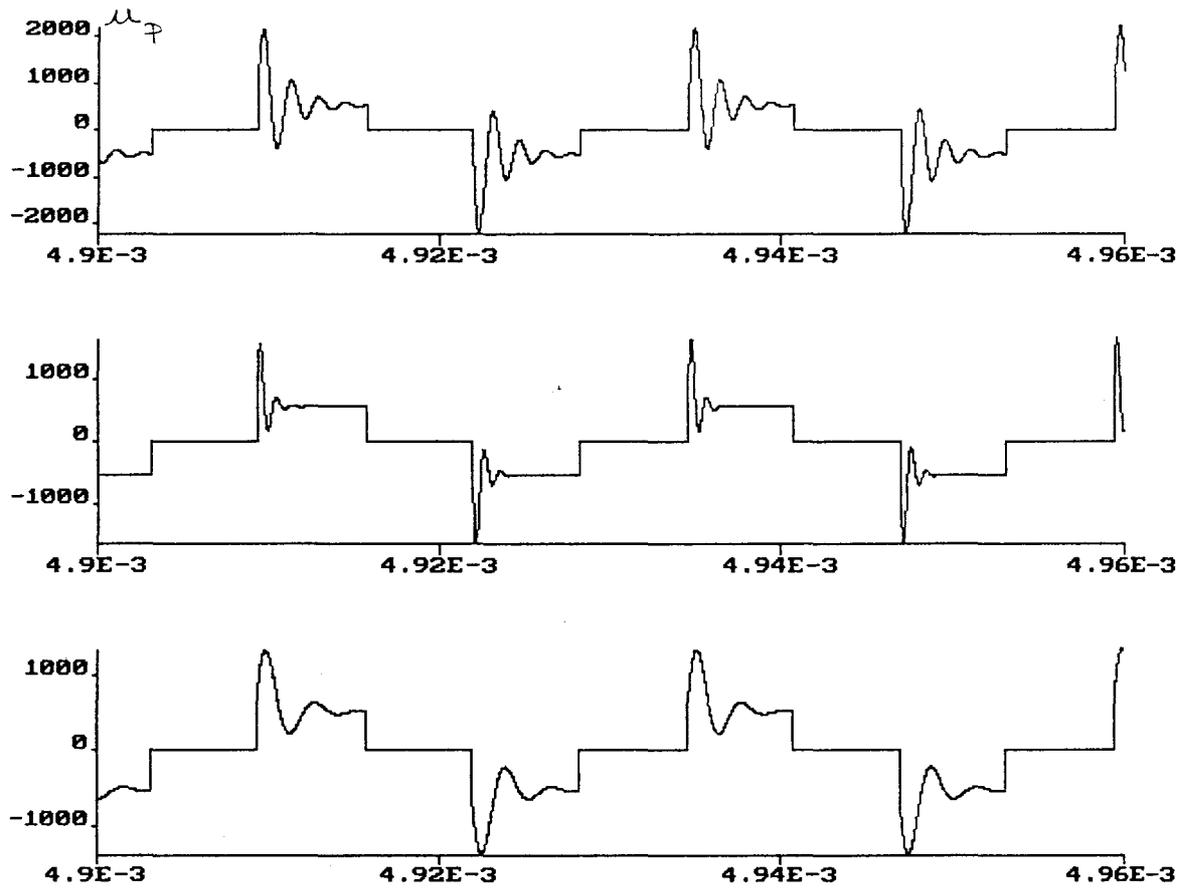
Figure 55

Les harmoniques de rang élevé sont donc rapidement atténués. Le fondamental a ici une valeur maximale de : $8 \cdot 1 / \pi^2 = 0,81$ A pour le 80 kHz. L'harmonique suivant, à 240 kHz, voit son amplitude divisée par 9, soit seulement 90 mA. Ces valeurs dépendent bien entendu de la valeur de l'inductance d'entrée, et des niveaux de tension appliqués aux bornes de l'inductance, ce que l'on a développé dans le chapitre III "Inductance de filtrage".

* Problèmes dûs aux imperfections des composants

Le fonctionnement à fréquence élevée du transformateur nécessitait la prise en compte d'éléments parasites comme particulièrement les inductances de fuite et les capacités interspires. Ces éléments ne perturbent pas fondamentalement le fonctionnement du montage. Mais ils induisent des phénomènes basses et hautes fréquences dont il faut tenir compte dans le dimensionnement des composants.

Le problème majeur est celui des surtensions qui apparaissent aux bornes de l'enroulement primaire : ces surtensions proviennent de la présence des inductances de fuite des enroulements. La présence d'une capacité interspire permet d'atténuer les surtensions, mais entraîne une oscillation à fréquence élevée des grandeurs électriques. Ainsi, la tension crête aux bornes de l'enroulement primaire, peut atteindre quatre à cinq fois la tension utile ramenée par la source E (cf. figure 56). Il est possible d'augmenter la capacité interspire naturelle de l'enroulement en plaçant un condensateur directement aux bornes de l'enroulement. La fréquence des oscillations se trouve alors abaissée, pour une même inductance de fuite, ces deux éléments formant en effet un circuit oscillant du second ordre.



couples C (nF) / $L_{\sigma p}$ (μ H) des différentes courbes:

courbe 1: 2 / 15; courbe 2: 2 / 5; courbe 3: 6 / 15

Figure 56

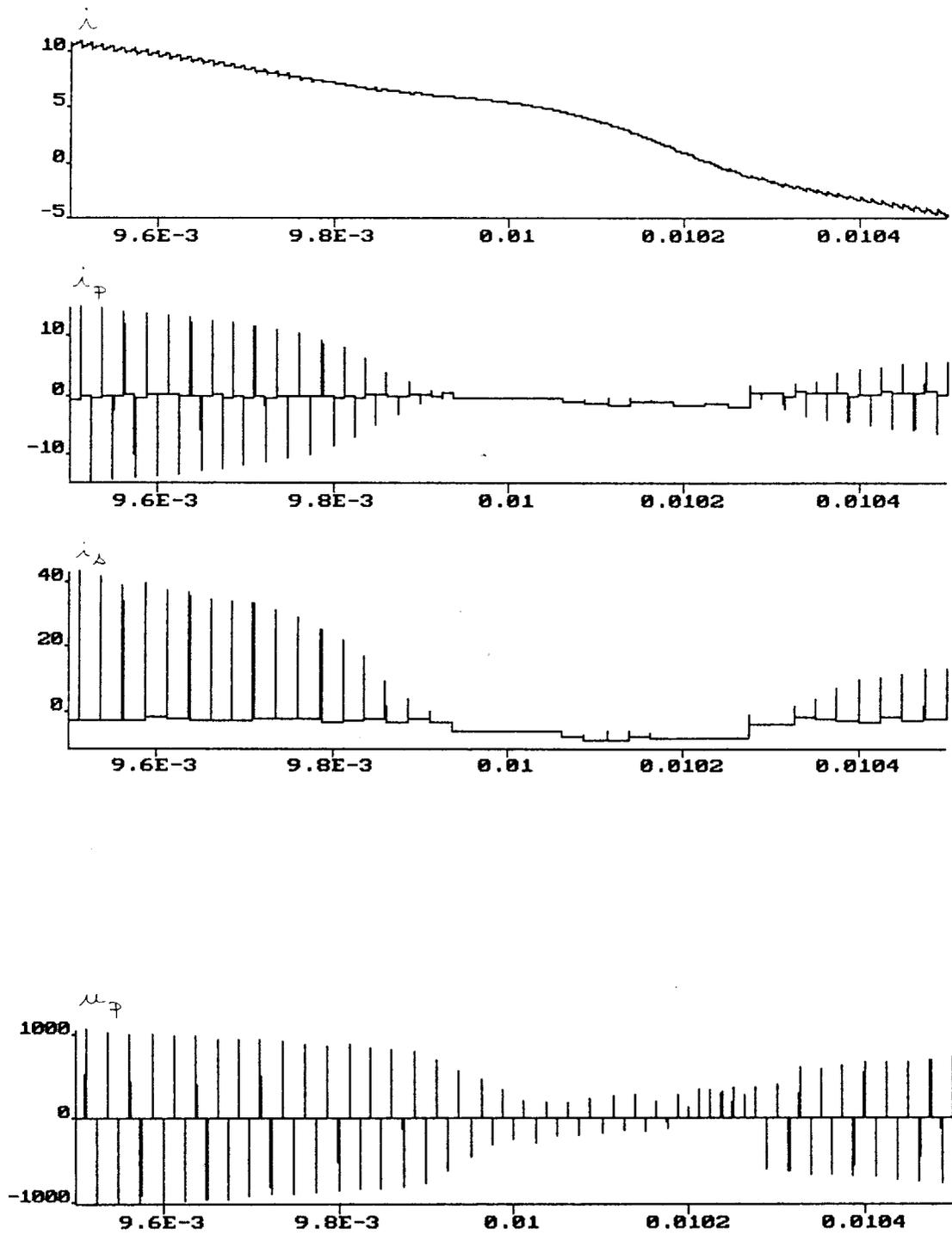


Figure 57

Il sera donc souhaitable, lors de l'élaboration du transformateur, de minimiser les inductances de fuite, primaire et secondaires, ces dernières, même de faible valeur, entraînant des surtensions pouvant être fatales aux semi-conducteurs de puissance, puisque directement supportées par ces derniers.

De plus, ces surtensions entraînent une déformation de la tension M.L.I. v ramenée sur l'ensemble source + inductance, donc une perturbation de l'onde de courant i (cf. figure 53). En effet, la tension M.L.I. à trois niveaux attendue, dont l'enveloppe est supposée être une onde carrée, se retrouve être une onde multiniveaux, du moins le temps de la surtension : en plus de la modulation d'amplitude normale d'une onde M.L.I. de type sinus-triangle, apparaît une modulation d'amplitude à la fréquence f (cf. figure 52). Remarquons cependant que la qualité de l'onde de courant ne s'en trouve que relativement peu affectée, si l'oscillation est rapidement amortie, et l'inductance d'entrée L suffisante.

Un autre problème, qui ne se manifeste que très localement, est celui de la magnétisation du transformateur. Ce dernier doit en effet être magnétisé avant de pouvoir transmettre de l'énergie, [24]. Il faut donc fournir pendant un certain temps une quantité d'énergie au circuit magnétique, ce temps, et cette énergie, dépendant des éléments caractéristiques du transformateur : la réluctance du circuit magnétique, le nombre de spires des enroulements, l'inductance de fuite et la capacité primaires. Le problème vient du fait que cette énergie de magnétisation est indépendante du niveau de puissance transférée via le transformateur. La proportion de cette énergie par rapport à l'énergie "utile" à transférer varie donc continuellement au cours de la période T de variation du courant réseau. Or, lorsque l'énergie à transférer devient trop faible, elle ne sert plus qu'à magnétiser le transformateur et seule une très faible partie peut être injectée dans la charge. C'est ce phénomène que l'on observe au voisinage des passages par zéro du courant i (cf. figure 57).

La simulation permet en effet de mettre en évidence une légère distorsion du courant réseau lorsque sa valeur devient inférieure à quelques ampères. On peut observer simultanément une interruption des courants dans les enroulements du transformateur : il n'y a plus de transfert de puissance. Ce phénomène aura lieu d'autant plus tôt que la capacité interspire est importante. En effet, le convertisseur est tel que c'est le courant i injecté dans le primaire qui permet la magnétisation du transformateur. Or plus la capacité primaire est élevée, plus il faudra de temps pour la charger, ce qui retarde d'autant la magnétisation du transformateur. Les temps d'injection de courant dans le transformateur étant justement de plus en plus brefs au fur et à mesure que le courant diminue, puisque l'onde M.L.I. est quasiment en phase avec celui-ci, le phénomène est encore accentué.

On peut remarquer que les deux phénomènes, interruption du transfert de puissance et distorsion du courant en ligne i , bien que liés, n'ont pas les mêmes causes. Ainsi le premier est dû à la non magnétisation du transformateur, alors que le second est en fait une conséquence : le transformateur n'ayant pas reçu assez d'énergie pour se magnétiser normalement, les diodes du redresseur secondaire restent bloqués. Il n'y a donc pas de tension imposée au secondaire par la source continue E , donc aucune tension ramenée au primaire non plus. Or l'évolution du courant réseau i est gérée par les niveaux de tension appliqués aux bornes de l'inductance L , ce qui traduit l'équation :

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (v_e - v)$$

A partir du moment où aucune tension n'est ramenée au primaire, on a alors l'équation :

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} \times v_e$$

Et ce phénomène apparaissant au voisinage de $i = 0$, la tension réseau v_e étant en phase avec le courant i , elle est donc elle-même très faible, d'où :

$$\frac{di}{dt} \approx 0$$

Ce qui explique le léger palier de courant pendant quelques centaines de micro-secondes, le temps que la tension v_e devienne assez négative pour réimposer une pente non nulle au courant.

Les courbes de la figure 57 illustrent l'évolution des formes d'ondes concernées, avec une échelle de temps dilatée.

La simulation nous a donc permis, moyennant l'implantation d'un modèle de transformateur non parfait, de mettre en évidence certains phénomènes propres à la transmission de signaux à front raide et à fréquence élevée.

Le problème majeur soulevé est celui des surtensions qui apparaissent aux bornes des enroulements du transformateur, et dont il faudra nécessairement tenir compte.

I. 2. Circuits équivalents du transformateur

a. Justification du modèle de simulation et d'étude du transformateur

On a vu qu'aux fréquences élevées ou sur des transitoires rapides, le modèle classique du transformateur où n'interviennent que des éléments inductifs est insuffisant : il est nécessaire de faire intervenir les capacités interspires, souvent qualifiées de "parasites", mais qui parfois, et c'est le cas avec ce convertisseur, atténuent les effets d'autres éléments réellement parasites, ceux des inductances de fuite en l'occurrence.

L'origine de la capacité interspire est la capacité formée par la superposition de deux ou plusieurs spires, suivant le nombre de couches de l'enroulement. La valeur de cette capacité est directement fonction de la géométrie de l'enroulement, elle est donc liée à la technologie de fabrication du transformateur, d'où la difficulté de prévoir sa valeur, ou plutôt ses valeurs, suivant l'emplacement des spires considérées.

Néanmoins, il est possible, en première approximation, de raisonner sur un modèle relativement simple.

Pour un enroulement monocouche-multispire, on peut associer les spires deux à deux, ce qui forme un élément inductif, et placer une capacité élémentaire aux bornes de chaque élément, représentant la capacité interspire. D'où le schéma de la figure 58 :

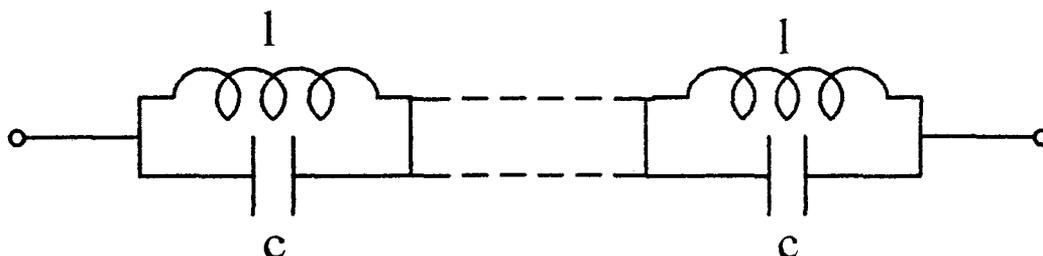


Figure 58

On peut donc ne considérer qu'une seule inductance en parallèle avec une seule capacité, dans l'hypothèse où la répartition inductive et capacitive est homogène au sein de l'enroulement du transformateur:

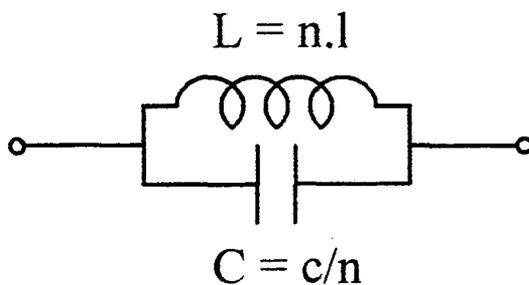


Figure 59

Cette approximation est encore valable dans le cas d'un enroulement multicouches, à condition qu'il n'y ait pas de spires jointives, comme l'illustrent les figures 60 et 61 :

Enroulement monocouche multispire:

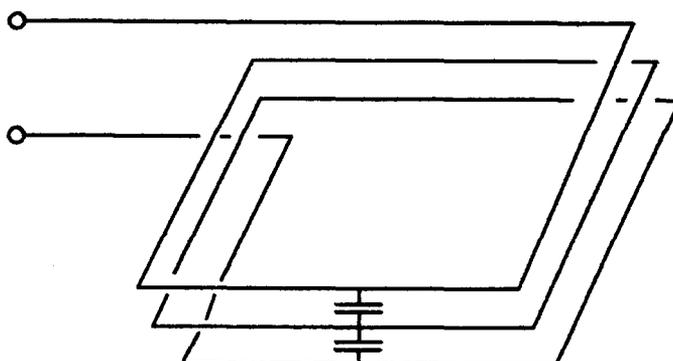


Figure 60

Enroulement multicouche:

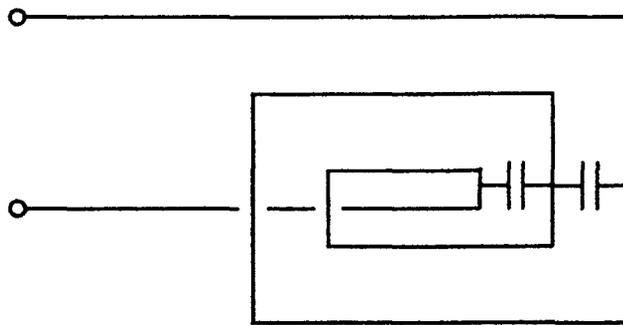


Figure 61

Les capacités réparties sont donc équivalentes à une seule capacité.

Ainsi, si l'on prend le schéma équivalent classique basse fréquence du transformateur, il suffit d'ajouter des capacités aux bornes des enroulements pour prendre en compte l'aspect capacitif de ceux-ci. D'où, en considérant d'une part les résistances série des enroulements comme négligeables, et d'autre part les résistances parallèles traduisant les pertes fer comme n'intervenant pas directement à l'échelle d'une commutation, on a le schéma de la figure 62 :

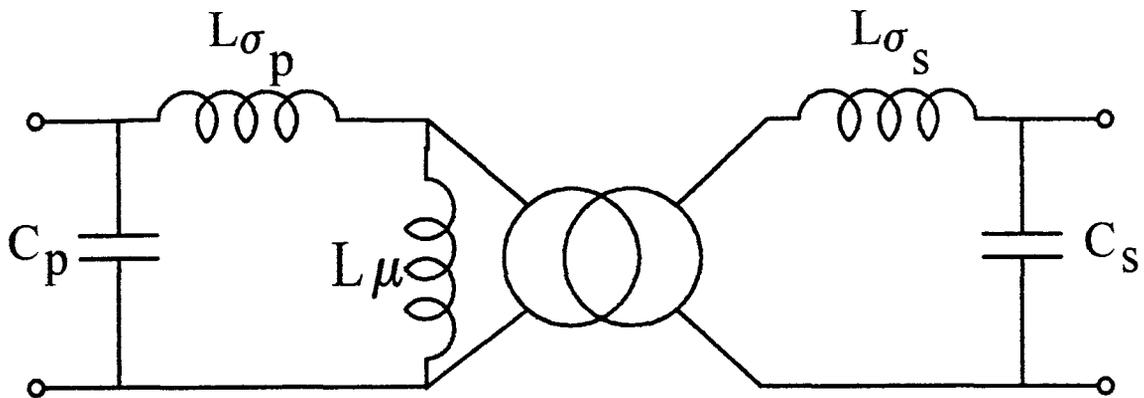


Figure 62

où :

- L_{μ} : inductance magnétisante
- $L_{\sigma p}$: inductance de fuite de l'enroulement primaire
- $L_{\sigma s}$: inductance de fuite de l'enroulement secondaire
- C_p : capacité équivalente de l'enroulement primaire
- C_s : capacité équivalente de l'enroulement secondaire

b. Etude du fonctionnement du transformateur à l'aide du plan de phase

Le fonctionnement du convertisseur peut être décomposé en deux phases, à l'échelle de la haute fréquence f' : une phase de transfert de puissance de la source v_e à la charge E , via le transformateur, et une phase d'annulation de ce transfert.

La première phase est caractérisée par une injection de courant à travers le transformateur, la seconde par un court-circuit de la source de courant amont. En effet, on peut assimiler le réseau source de tension, en série avec l'inductance d'entrée, à une source instantanée de courant. A l'échelle d'une commutation, on peut même considérer que l'on a une source de courant constant, ce niveau de courant variant à la basse fréquence f .

La phase de court-circuit de la source ne pose pas de problème particulier vis-à-vis du transformateur: ce dernier n'est simplement plus connecté au convertisseur, le transfert de puissance est interrompu.

La phase d'injection de courant pose elle le problème des surtensions observées lors des simulations (cf. paragraphe I.1.e.). Cette phase peut se décomposer en deux autres phases élémentaires. En effet, le transformateur travaille en transformateur de courant, connecté à une charge de type source de tension. De plus, la liaison transformateur - source de tension étant un redresseur à diodes, elle ne peut s'établir que par commutation spontanée, c'est-à-dire lorsque la tension aux bornes de l'une des deux diodes atteint la tension source E :

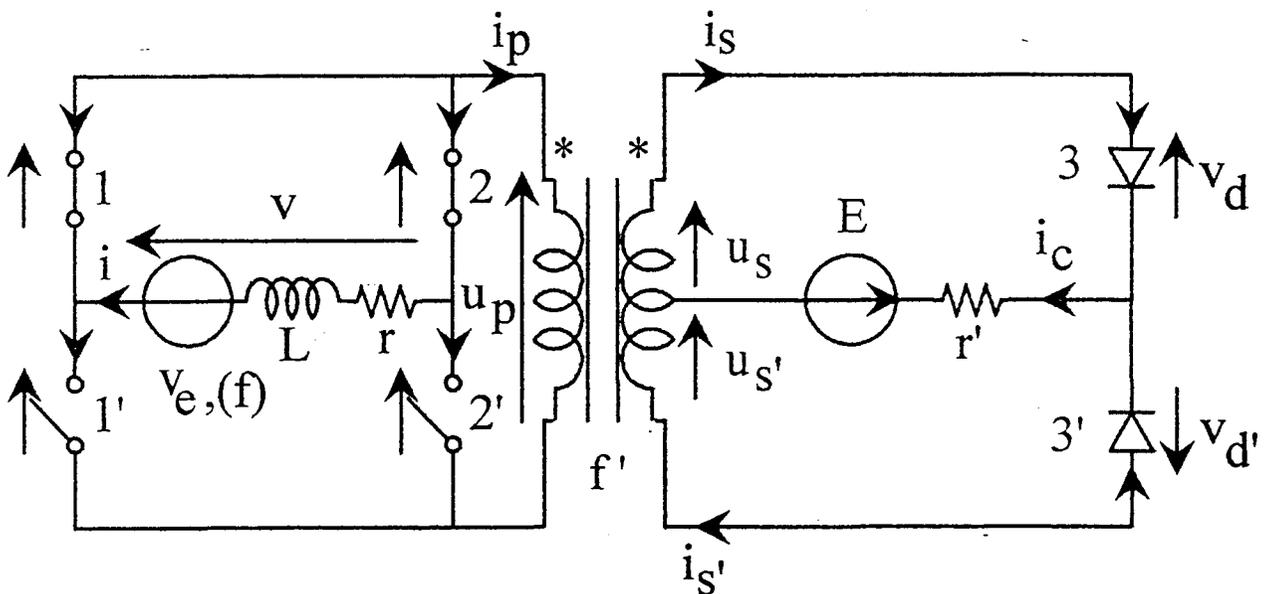


Figure 63

$$v_D = u_s - E$$

$$v_{D'} = -u'_s - E$$

Avant que l'une des deux diodes ne commute, suivant le signe de la tension u_s , les deux enroulements secondaires sont ouverts. Les tensions u_s et u'_s sont donc identiques, et égales, au rapport de transformation près, à la tension primaire u_p . C'est donc lorsque la tension primaire atteint un certain niveau que la charge se trouve connectée à l'un des enroulements secondaires et que le transfert de puissance a lieu : ceci caractérise la seconde phase élémentaire.

* Phase n°1 : avant commutation du redresseur

Les enroulements secondaires sont équivalents à des circuits ouverts, on ne s'intéresse par conséquent qu'à la partie amont du convertisseur.

Le circuit équivalent correspondant est celui de la figure 64 :

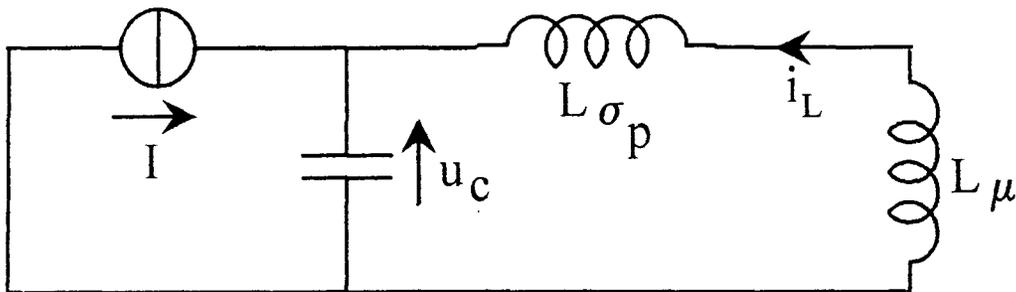


Figure 64

On constate que l'on a un circuit du second ordre dans lequel on a négligé les résistances des conducteurs : on aura donc des oscillations sinusoïdales non amorties des grandeurs électriques. Ce circuit du second ordre de type L - C sans pertes peut être résolu sans écrire d'équations différentielles, à l'aide d'une méthode analytico-graphique dite du plan de phase : elle consiste à suivre les trajectoires du courant traversant le circuit L - C et de la tension aux bornes de la capacité, l'une étant fonction de l'autre, [14].

Les conditions initiales sont celles du début de l'injection de courant dans le transformateur. On suppose que le transformateur est totalement démagnétisé, la phase précédente étant une phase de non transfert de puissance.

D'où :

$$\begin{aligned} u_{Ci} &= 0 \\ i_{Li} &= 0 \end{aligned}$$

Les valeurs des variables d'états en régime forcé déterminent le centre des cercles représentant l'ensemble des trajectoires de fonctionnement du circuit :

$$\begin{aligned} u_{CF} &= 0 \\ i_{LF} &= - I \end{aligned}$$

Le plan de phase est alors celui de la figure 65.

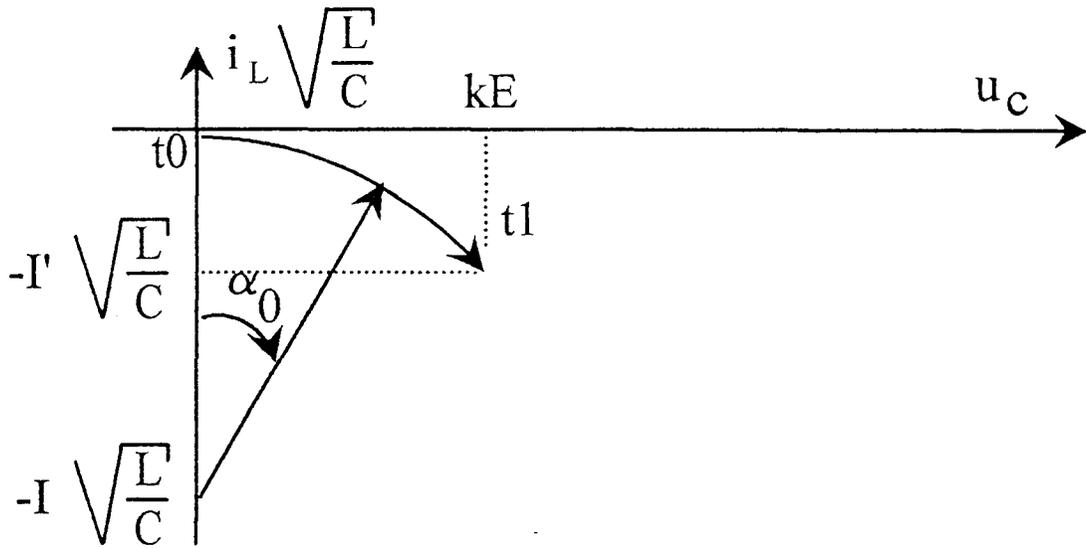


Figure 65

Dans cette première phase, l'inductance L est la somme des inductances de fuite $L_{\sigma p}$ et de magnétisation L_{μ} .

De $t = t_0$ à $t = t_1$, on observe une croissance simultanée de l'amplitude de u_c et i_L , ceci jusqu'à ce que la tension u_c atteigne la valeur kE , k étant le rapport de transformation. Le courant i_L est alors égal à I' , que l'on peut exprimer en fonction des autres paramètres connus, en exploitant les relations géométriques du plan de phase :

$$\begin{aligned}
 I' &= I - I \cos \alpha_0 \\
 &= I \left(1 - \sqrt{1 - \sin^2 \alpha_0} \right) \\
 &= I \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{kE}{I \sqrt{\frac{L}{C}}} \right)^2} \right)
 \end{aligned}$$

En fait, les diodes du redresseur n'entrent en conduction que lorsque la tension aux bornes de l'inductance magnétisante atteint la valeur kE , puisque seule la tension présente aux bornes de celle-ci est transmise au secondaire :

$$u_p = u_c = -L_{\sigma p} \frac{d i_L}{d t} - L_{\mu} \frac{d i_L}{d t}$$

_____ : tension transmise au secondaire

Cependant, l'inductance magnétisante est généralement très supérieure à l'inductance de fuite. On peut donc considérer que tant que le transformateur est ouvert au secondaire, la tension aux bornes de la totalité de l'enroulement, donc aux bornes de la capacité interspire équivalente, est très peu différente de celle qui est transmise au secondaire (au rapport de transformation près):

$$u_p = u_C \approx -L_\mu \frac{di_L}{dt}$$

Notons que chaque commutation possède son propre plan de phase. En effet si les valeurs de C , $L_{\sigma p}$ et L_μ sont invariantes pour un convertisseur donné, le courant I de la source instantanée n'est autre que la valeur du courant réseau, quasi sinusoïdal, à un instant donné. Il prend donc, en valeur absolue, toutes les valeurs comprises entre zéro et la valeur crête du courant réseau.

Ceci nous conduit à la condition d'amorçage des diodes du redresseur : la tension u_C doit nécessairement atteindre la valeur $k E$, sans quoi le transformateur reste en circuit ouvert au niveau du secondaire, et aucun transfert de puissance ne peut avoir lieu.

Cette condition d'amorçage nous est donnée de manière directe par le plan de phase. En effet, la tension maximale que peut atteindre la tension u_C est obtenue pour un angle α_0 égal à $\pi / 2$, et n'est autre que le rayon du cercle décrit par le point de fonctionnement du système.

Condition d'amorçage :

$$I \sqrt{\frac{L}{C}} \geq k E$$

Il est intéressant de remarquer que cette relation entre des grandeurs homogènes à des tensions, exprime également une relation de type énergétique :

$$I \sqrt{\frac{L}{C}} \geq k E \Leftrightarrow \frac{1}{2} L I^2 \geq \frac{1}{2} C (k E)^2$$

Ce qui exprime logiquement que, en l'absence d'élément dissipateur d'énergie, celle contenue dans la capacité et correspondant au niveau de tension $k E$ à atteindre, ne doit pas être supérieure au quart de l'énergie maximale que peut emmagasiner l'inductance L , comme le montre la figure 66.

En plus de cette condition de tension ou d'énergie maximale, une seconde contrainte, également mise en évidence par le plan de phase, est celle liée au temps : il faut en effet que la durée totale de la phase 1 soit inférieure à la durée d'injection de courant imposée par la commande du convertisseur.

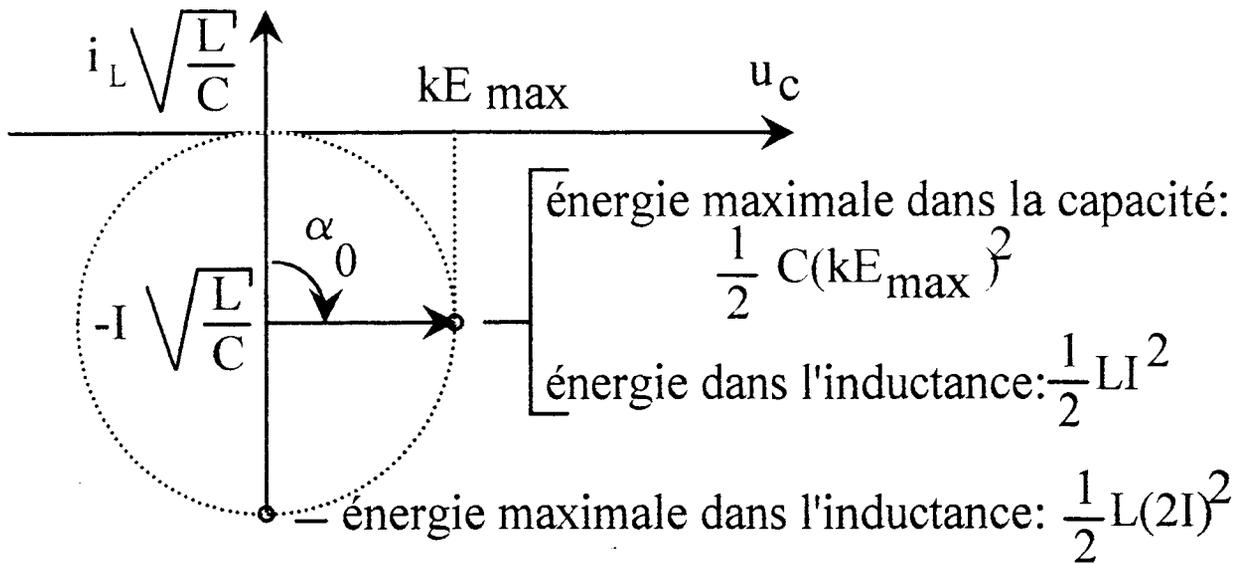


Figure 66

Cette condition temporelle d'amorçage s'exprime simplement grâce au plan de phase :

$$\alpha_0 = \omega_0 (t_1 - t_0) \quad \text{avec} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

d'où :

$$t_1 - t_0 \leq D \quad \text{avec} \quad D : \text{durée d'injection de courant gérée par la commande}$$

$$\rightarrow \frac{\alpha_0}{\omega_0} \leq D$$

L'angle α_0 est d'autant plus grand que la tension $k E$ à atteindre est importante. La relation liant ces deux grandeurs est :

$$\sin \alpha_0 = \frac{k E}{I \sqrt{\frac{L}{C}}}$$

D'où pour la condition temporelle d'amorçage du redresseur :

$$\text{Arcsin} \left(\frac{kE}{I \sqrt{\frac{L}{C}}} \right) \times \sqrt{LC} \leq D$$

Le temps mis pour atteindre la tension seuil kE est donc d'autant plus grand que cette dernière est importante, que la capacité C est élevée, ou que le niveau de courant à injecter est faible.

Notons que la condition temporelle contient la condition énergétique. En effet, l'argument de la fonction Arcsinus doit forcément être inférieur à l'unité pour que celle-ci existe. Ce qui nous donne :

$$kE \leq I \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Ce qui n'est autre que la première condition d'amorçage déterminée.

Ces deux contraintes, énergétique et temporelle, expliquent les problèmes de distorsion du courant réseau i , observés lors de la simulation du convertisseur (cf. § 1.1.e.). Ainsi, avec une MLI naturelle de type sinus-triangle les phases de faible durée d'injection de courant (D petit) correspondent de surcroît à des faibles valeurs de courant (voisinage du passage par zéro de i), d'où l'absence de transfert de puissance pendant ces phases.

* Phase n° 2 : après commutation du redresseur

On suppose que l'étape précédente a été franchie : l'une des deux diodes du redresseur s'est amorcée, ce qui permet à la source de tension E d'imposer son potentiel à l'un des enroulements secondaires, donc à l'enroulement primaire.

Le nouveau circuit équivalent est le suivant (figure 67) :

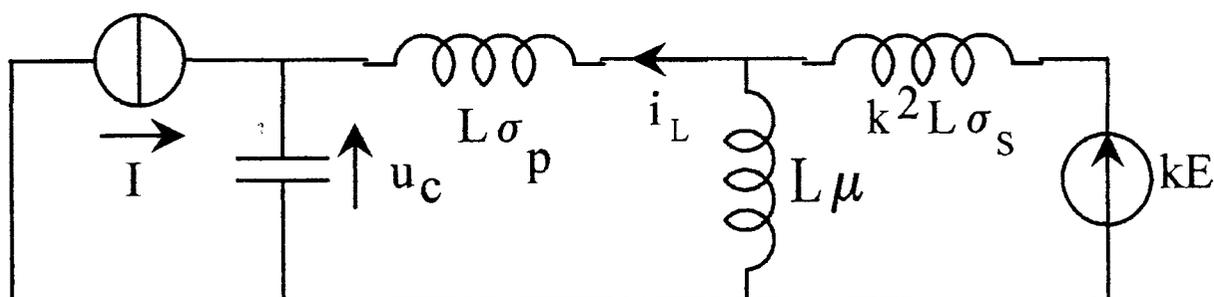


Figure 67

La capacité interspire de l'enroulement secondaire est négligée puisqu'elle se retrouve en parallèle avec une source de tension. Par contre, l'inductance de fuite secondaire L_{σ_s} , a priori non négligeable, peut être ramenée au primaire. Moyennant une légère approximation, on peut, étant donné l'écart important entre les valeurs des inductances de fuites et celle de magnétisation, considérer que les deux premières sont en série et placées en amont :

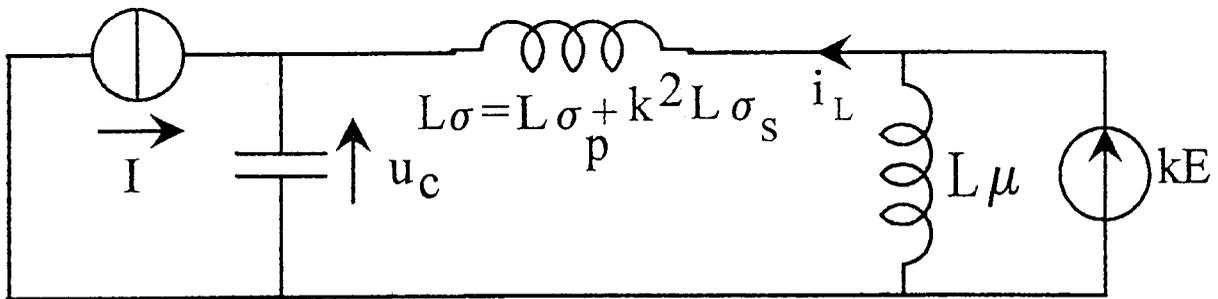


Figure 68

A partir de ce moment, le courant dans l'inductance magnétisante croît linéairement à partir de la valeur qu'il avait atteinte à la fin de la phase précédente (notée I'). Les autres grandeurs peuvent de nouveau être déterminées à l'aide de la méthode du plan de phase, puisque l'on a encore un circuit du second ordre. De sorte que si on laisse de côté l'inductance magnétisante alimentée sous la tension kE , on a :

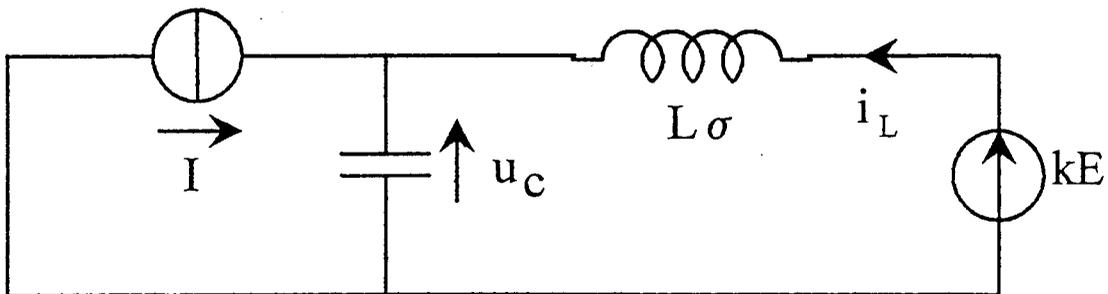


Figure 69

Il est entendu qu'en réalité, le courant à travers la source de tension kE est la somme algébrique des courants principal i_L et magnétisant i_μ . Mais le schéma de la figure 69 est suffisant pour exprimer l'évolution des grandeurs d'état u_c et i_L .

Les conditions initiales du nouveau plan de phase sont les valeurs atteintes au temps $t = t_1$:

$$u_{Ci} = k E$$

$$i_{Li} = - I'$$

Les valeurs de ces variables en régime forcé sont :

$$u_{CF} = k E$$

$$i_{LF} = - I$$

D'où le plan de phase correspondant :

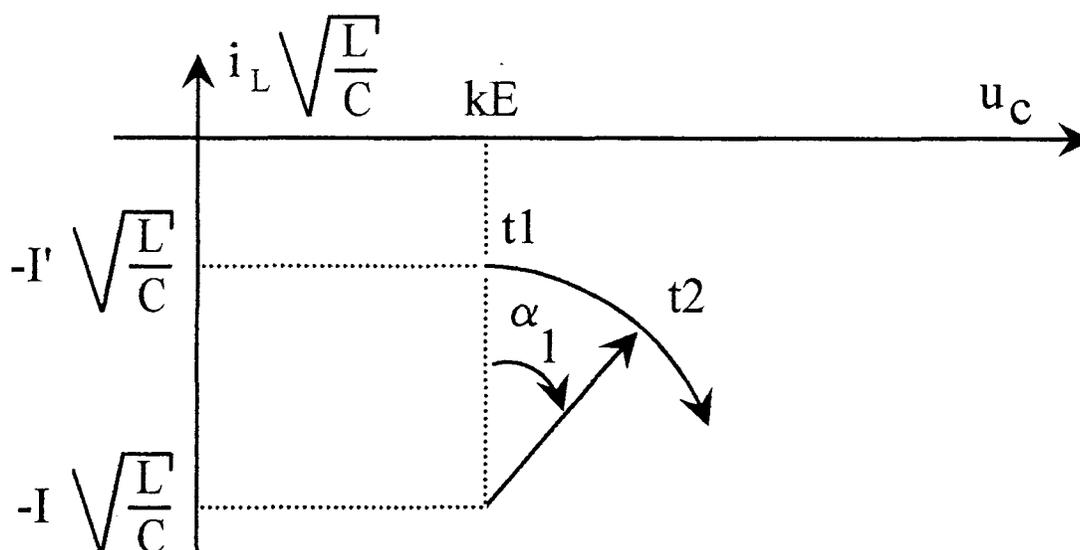


Figure 70

Cette fois-ci, l'inductance L est égale à l'inductance de fuite L_σ

On constate que la tension u_C et le courant i_L continuent à augmenter, comme dans la phase n°1, mais avec une dynamique différente : l'inductance du circuit oscillant est beaucoup plus faible, sa pulsation propre est donc plus élevée, ce qui se traduit, sur le plan de phase, par une durée équivalente plus faible pour un angle donné :

$$\Delta t = \frac{\alpha}{\omega}$$

La non prise en compte des pertes fait que la trajectoire du point de fonctionnement du circuit oscillant est un cercle, décrit à vitesse angulaire constante.

La tension aux bornes de l'enroulement primaire passe donc par un maximum, qui est atteint lorsque l'angle α_1 est égal à $\pi / 2$. La surtension proprement dite n'est autre que le rayon du cercle trajectoire :

$$\text{Surtension} = I \sqrt{\frac{L}{C}} - I' \sqrt{\frac{L}{C}}$$

La tension totale maximale apparaissant aux bornes du primaire du transformateur est donc :

$$\begin{aligned} u_{p \max} &= kE + (I - I') \sqrt{\frac{L}{C}} \\ &= kE + I \cos \alpha_0 \times \sqrt{\frac{L}{C}} \\ &= kE + I \sqrt{1 - \left(\frac{kE}{I \sqrt{\frac{L_\sigma + L_\mu}{C}}} \right)^2} \times \sqrt{\frac{L}{C}} \end{aligned}$$

En réalité, ce maximum de tension n'est pas atteint : le circuit oscillant est toujours amorti, et la trajectoire dans le plan de phase n'est pas un cercle mais une spirale convergeant vers le centre du cercle initial, c'est-à-dire le point de fonctionnement en régime forcé. On a alors un plan de phase de ce type :

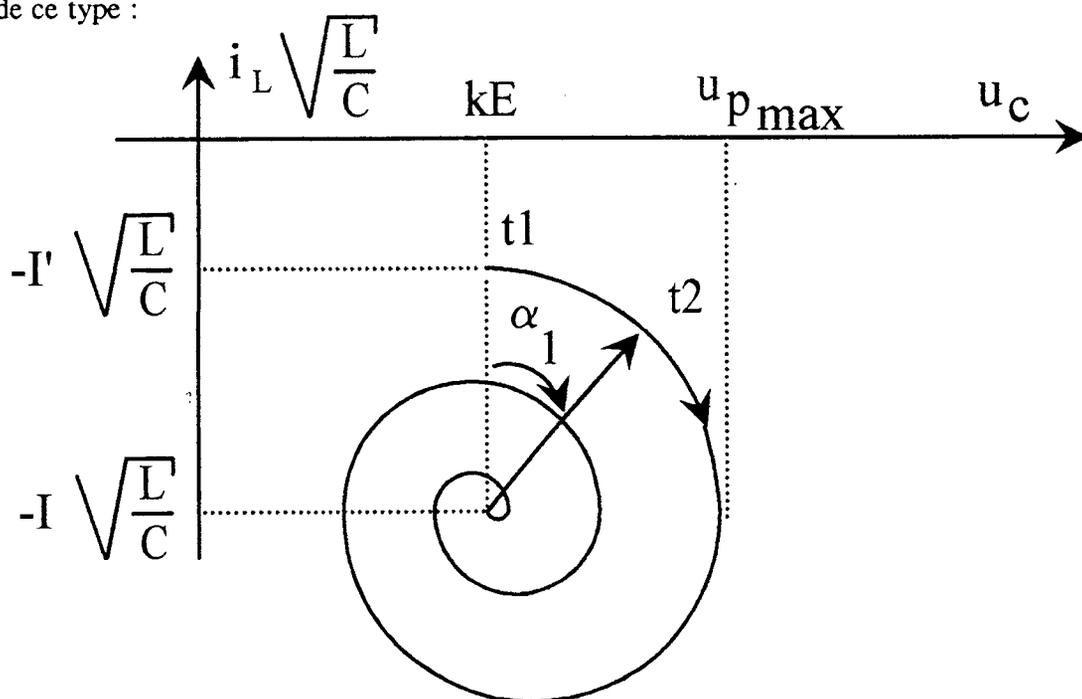


Figure 71

c. Application numérique : estimation des surtensions

La simulation du convertisseur nous a permis de mettre en évidence le problème des surtensions en phase d'injection de courant.

L'étude analytique, à l'aide de modèles du second ordre et de leur plan de phase associé, nous permet de quantifier de manière relativement précise le niveau de surtension, quelles que soient les valeurs des différents paramètres ou grandeurs électriques.

On peut vérifier qu'à l'aide de la relation exprimant $u_{p \max}$ en fonction des autres grandeurs, on trouve des valeurs voisines de celles obtenues par simulation. On avait observé la tension primaire du transformateur pour trois couples (L_{σ} , C) distincts (cf. figure 56). Le relevé de ces tensions a été effectué au quart d'une période basse fréquence du courant i , donc pour la valeur maximale de ce dernier.

Les valeurs des composants et grandeurs électriques étaient les suivantes :

$$k = 3$$

$$E = 175 \text{ V}$$

$$I = 31 \text{ A}$$

$$L_{\mu} = \frac{N_p^2}{R} = 2,25 \text{ mH}$$

(L_{σ}, C)	$u_{p \max}$ en simulation	$u_{p \max}$ théorique
15 μ H, 2 nF	2 400 V	3 200 V
5 μ H, 2 nF	1 700 V	2 100 V
15 μ H, 6 nF	1 500 V	2 100 V

Les valeurs théoriques de surtensions sont supérieures à celles des simulations, ce qui était prévisible étant donné que le modèle de simulation contient des résistances qui amortissent les oscillations, et ce dès la première alternance.

Le courant I' atteint en fin de première étape est négligeable par rapport au courant I : moins de 1% de celui-ci. On peut donc représenter les deux phases d'injection de courant, avant et après commutation du redresseur, sur le même plan de phase, en considérant que pendant la première phase, la tension u_C croît de 0 à $k E$, et que le courant i_L est quasiment nul :

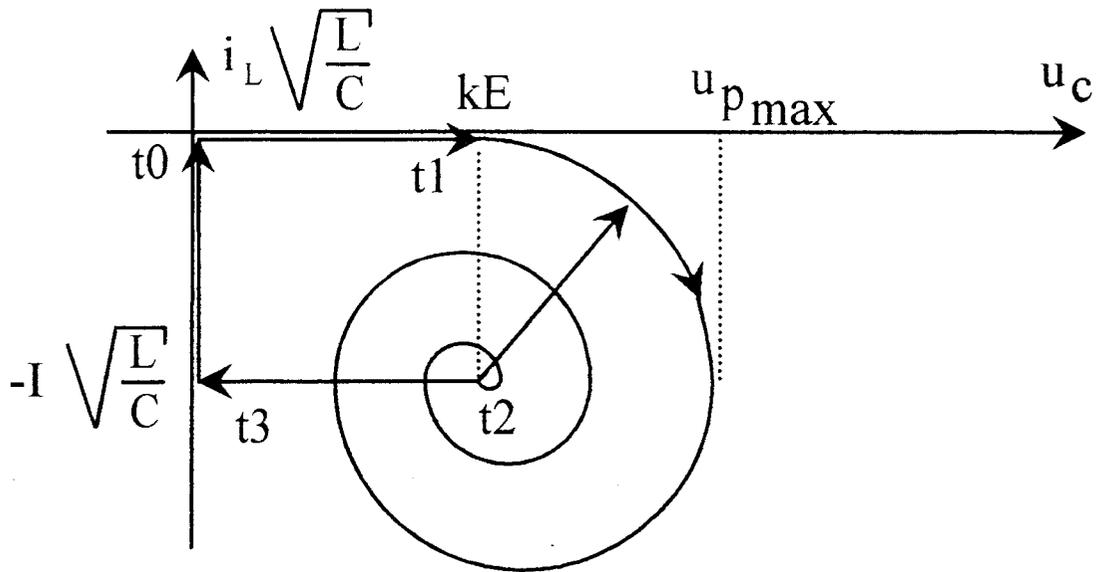


Figure 72

avec :

$$L = L_{\sigma}$$

$$I' \neq 0$$

de t_0 à t_1 : phase de montée en tension de la capacité primaire (avant commutation du redresseur)

de t_1 à t_2 : phase de transfert de puissance (après commutation du redresseur)

de t_2 à $t_0 + T'$: interruption du transfert de puissance (court-circuit de la source de courant).

La troisième phase n'a pas été étudiée en détail comme les deux précédentes. Elle ne comporte pas de circuit du second ordre, mais permet de vérifier que le plan de phase se referme sur lui-même. A $t = t_2$, la commande du convertisseur court-circuite à la fois la source de courant I et le primaire du transformateur, u_c s'annule donc très rapidement (phase $t_2 \rightarrow t_3$). On a le circuit équivalent de la figure 73 :

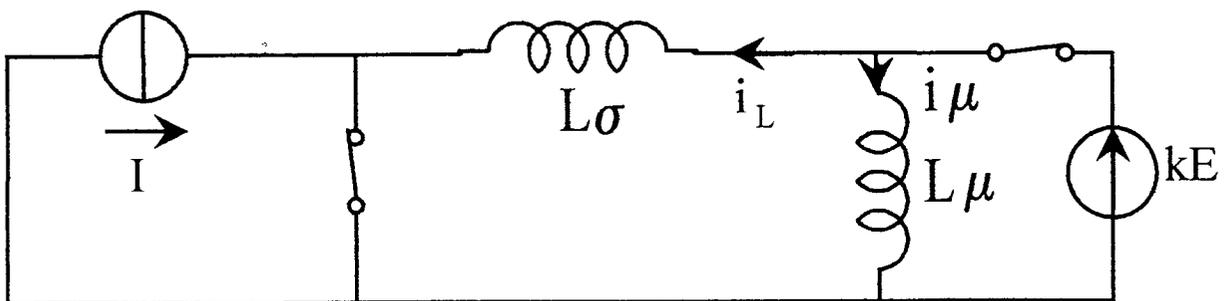


Figure 73

De t_3 à $t_0 + T'$, le courant dans l'inductance L_σ va donc décroître linéairement jusqu'à ce qu'il soit égal à i_μ , que l'on peut considérer comme constant pendant tout ce temps (pente L_σ / L_μ fois plus faible pour i_μ que pour i_L). A ce moment, le courant s'annule dans la source de tension kE , ce qui entraîne le blocage de la diode du redresseur qui était passante. Le courant i_μ décroît alors linéairement à travers les deux inductances, jusqu'à s'annuler.

On a donc un unique plan de phase permettant finalement de caractériser toutes les étapes de fonctionnement du transformateur, que ce soit pendant ou hors transfert de puissance.

* Cas particulier : non déclenchement du redresseur

On a vu que l'on avait une condition d'amorçage des diodes du redresseur :

$$I \sqrt{\frac{L}{C}} \geq kE \quad \text{avec} \quad L = L_\mu + L_\sigma \approx L_\mu$$

ce qui implique pour le courant I :

$$I \geq \sqrt{\frac{C}{L_\mu}} \times kE$$

soit pour le convertisseur simulé :

$$I \geq 0,5 \text{ A}$$

Ainsi, pour un courant efficace de 16 A, le redresseur est susceptible d'être déclenché dès que ωt atteint $1,3^\circ$, si $i = i_{\max} \sin \omega t$. Encore faut-il, une fois la condition énergétique d'amorçage des diodes vérifiée, que celle relative au temps mis pour atteindre la tension seuil kE le soit également.

La relation temporelle était :

$$\text{Arcsin} \left(\frac{kE}{I \sqrt{\frac{L}{C}}} \right) \times \sqrt{LC} \leq D$$

soit pour un courant de 0,5 A :

$$\text{Arcsin} (1) \times \sqrt{LC} \leq D$$

d'où $D \geq 3,3 \mu\text{s}$

Dans le cas d'une commande de type MLI naturelle sinus-triangle, les temps d'injection ou de court-circuit sont gérés de la manière suivante :

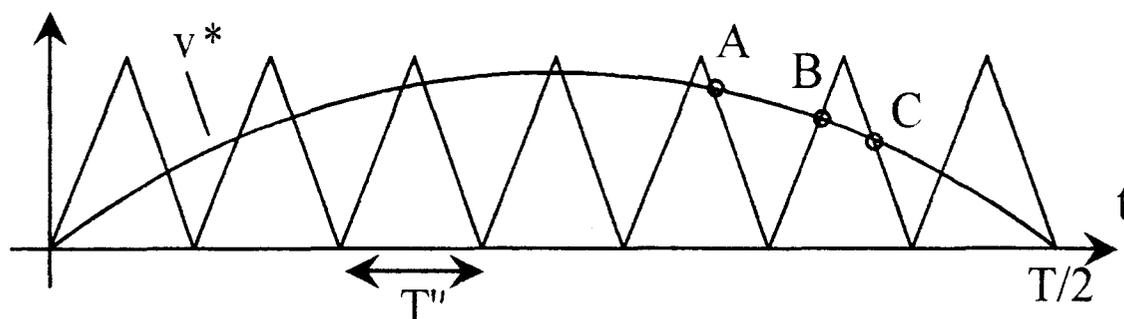


Figure 74

Si T'' est très inférieure à T , on peut assimiler l'arc ABC à une droite parallèle à l'axe temporel :

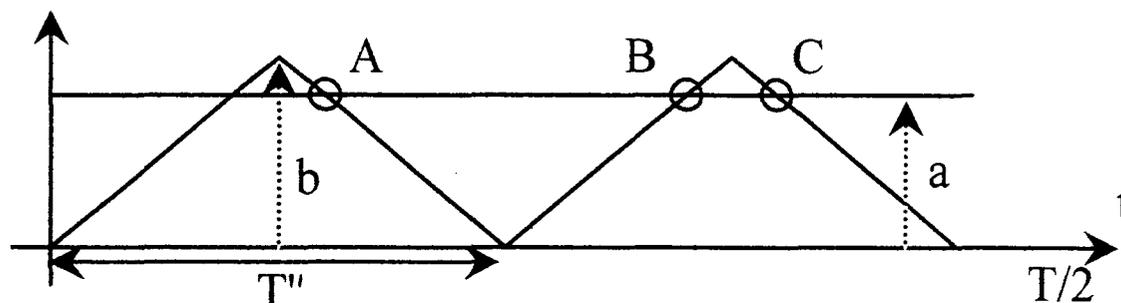


Figure 75

On a alors, de A à B, une phase d'injection de courant, telle que :

$$t_{AB} = \frac{a}{b} \times T''$$

d'où pour une variation sinusoïdale de l'onde de référence :

$$t_{AB} = r \sin(\omega t - \alpha) \times T'' = D$$

avec :

r : coefficient de réglage de la MLI

α : déphasage de l'onde de référence v^* par rapport au courant i (ou à v_e , en supposant qu'ils soient en phase).

La condition temporelle d'amorçage s'écrit alors, dans le cas d'une MLI sinus-triangle :

$$\text{Arcsin} \left[\frac{k E}{i_{\max} \sin \omega t \times \sqrt{\frac{L}{C}}} \right] \times \sqrt{L C} \leq r \cdot \sin (\omega t - \alpha) \times T''$$

Ce qui nous donne avec les valeurs de simulation (cf. § I.1.d.) :

$$\omega t \# 20^\circ$$

Ce qui signifie qu'en théorie, aucun transfert de puissance n'est possible sur une plage de 20° de part et d'autre des points où i est nul, ce qui poserait un réel problème de qualité d'onde de courant. En fait, le niveau de tension seuil est atteint plus rapidement, cela grâce à la résistance série de la capacité d'entrée du primaire du transformateur. En effet, dès le début de l'injection de courant, la branche inductive part d'un niveau nul de courant, tandis que la branche capacitive le reçoit en totalité :

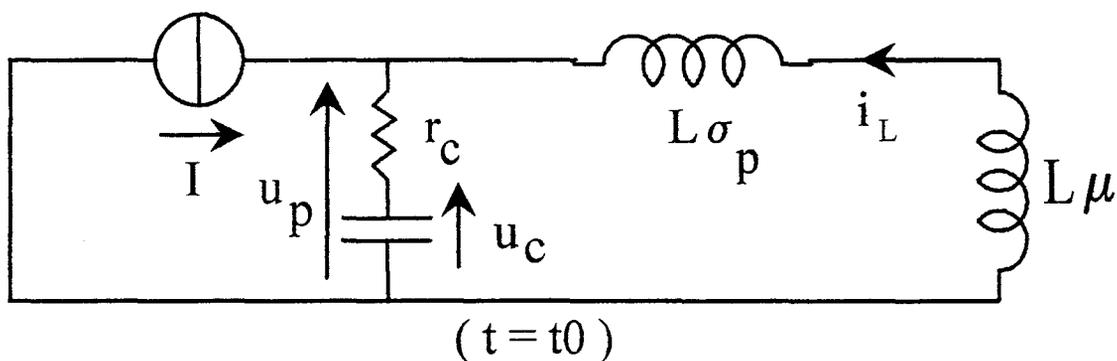


Figure 76

La tension u_p est alors :

$$\begin{aligned} u_p &= u_C + r_C I \\ &= r_C \cdot I \end{aligned}$$

De sorte que la résistance r_C , par les pertes qu'elle entraîne, diminue le niveau maximal que peut atteindre u_p , mais permet d'atteindre la tension seuil $k E$ plus rapidement, grâce à la tension initiale $r_C I$.

Ainsi, sur la figure 57 du courant réseau de la simulation, on observe une distorsion du courant due au non transfert de puissance sur une plage de 8° seulement lorsque i devient trop faible.

II. DISPOSITIFS D'ECRETAGE DES SURTENSIONS

II.1. Solutions envisageables

On a vu que la présence de fuites magnétiques dans le transformateur, doublée d'une attaque en courant de ce dernier, était à l'origine de surtensions relativement élevées aux bornes de l'enroulement primaire.

Or ces surtensions se retrouvent appliquées directement sur les semi-conducteurs de puissance bloqués à l'instant considéré. Il peut y avoir un effet destructif de ces surtensions, sur les interrupteurs de puissance, ou même éventuellement sur les bobinages du transformateur.

Plusieurs solutions sont envisageables pour pallier ces effets :

a) prévoir un calibre en tension suffisamment élevé pour les semi-conducteurs:

Avantages: pas de composants supplémentaires à ajouter par rapport à la structure initiale, peu d'énergie dissipée, les oscillations étant transmises en partie au secondaire du transformateur.

Inconvénient: surcroît au niveau des semi-conducteurs qui sont sur-calibrés en tension.

b) écrêter les surtensions à l'aide de dispositifs absorbeur d'énergie:

Avantages: protection efficace des semi-conducteurs de puissance qui n'ont plus besoin d'être sur-calibrés.
contrôle précis de la tension d'écrêtage dans le cas d'un dispositif actif.

Inconvénients: mise en place de composants supplémentaires
énergie dissipée non utilisée dans la charge, le rendement s'en trouve affecté.

c) soigner particulièrement la conception du transformateur afin de limiter les inductances de fuite en assurant un couplage magnétique optimal:

Avantages: pas de composants supplémentaires à ajouter,
pas de sur-calibrage excessif des semi-conducteurs,
pas d'énergie dissipée et perdue.

Inconvénient: surcoût au niveau de la fabrication du transformateur.

Le choix des semi-conducteurs de puissance étant à l'heure actuelle très limité dans la gamme de tension, courant et performances dynamiques requises, et les surtensions étant technologiquement inévitables, même si un soin particulier lors de la conception permet de les atténuer, une protection externe s'avère indispensable.

Une protection de type passif possède l'inconvénient de ne pouvoir être correctement ajustée qu'autour d'un point de fonctionnement, et ce une fois pour toutes. Ceci n'est donc pas adapté au fonctionnement du convertisseur qui doit opérer dans une plage de courant d'entrée relativement large (de zéro à seize ampères), la tension batterie ramenée au primaire du transformateur étant également variable.

c'est donc la solution faisant appel à un dispositif d'écrêtage actif qui semble la plus adéquate, d'autant plus que l'énergie à évacuer peut n'être pas négligeable.

Un écrêteur actif, appelé "clamp", permet de fixer avec précision la tension à ne pas dépasser. Il est donc possible d'utiliser les semi-conducteurs au maximum de leur tenue en tension, en conservant la stricte nécessaire marge de sécurité, afin de ne pas nuire à la fiabilité du système.

II.2. Dispositif d'écrêtage actif

Le principe en est le suivant : il s'agit, à l'aide d'une source externe, de fixer le potentiel maximal que peut atteindre un point particulier du montage, par rapport à un autre point. La différence de potentiel à fixer ici est celle de l'enroulement primaire du transformateur. Or le schéma équivalent de celui-ci comporte une capacité en parallèle. La source externe en question devrait donc être de nature inductive. Cependant, l'utilisation d'une source de tension ne pose pas de problème. En effet, le clamp actif est censé n'être connecté que lorsque la tension primaire atteint la tension d'écrêtage choisie. L'alternance des sources n'est donc pas nécessaire dans ce cas précis.

La tension à écrêter étant alternative, il faut disposer soit d'une source de tension également alternative, soit d'un ensemble redresseur associé à une source de type continu. La seconde alternative est plus aisée à mettre en oeuvre. Elle aboutit au schéma équivalent de la figure 77 :

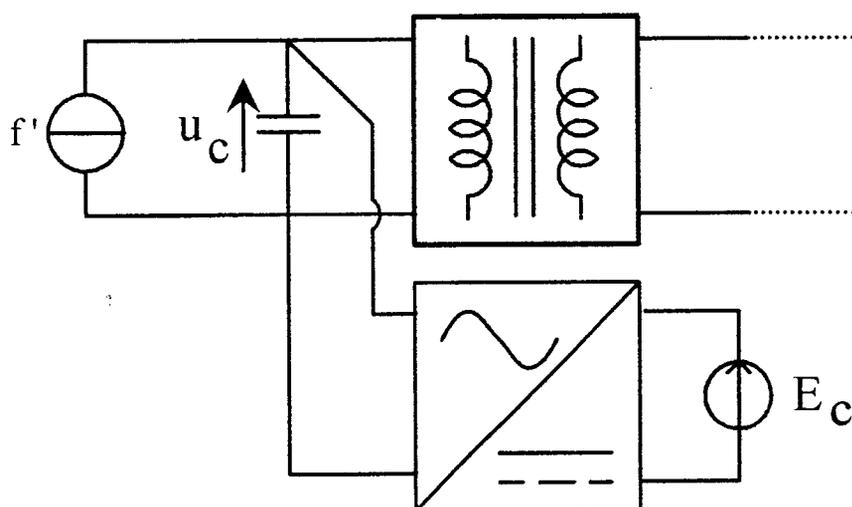


Figure 77

L'utilisation d'un tel dispositif permet de mettre automatiquement hors-circuit la source E_C lorsque la tension u_C est inférieure en valeur absolue à E_C fixée. Le redresseur est non réversible en puissance, l'énergie absorbée par la source E_C peut être soit stockée puis réutilisée ultérieurement, soit réinjectée dans la charge, soit dissipée, tout dépend de l'importance de cette énergie, et du niveau de complexité du dispositif d'écrêtage que l'on désire mettre en oeuvre.

Intéressons-nous plus précisément au fonctionnement du clamp actif. A l'échelle d'une commutation, le schéma équivalent est celui de la figure 78 :

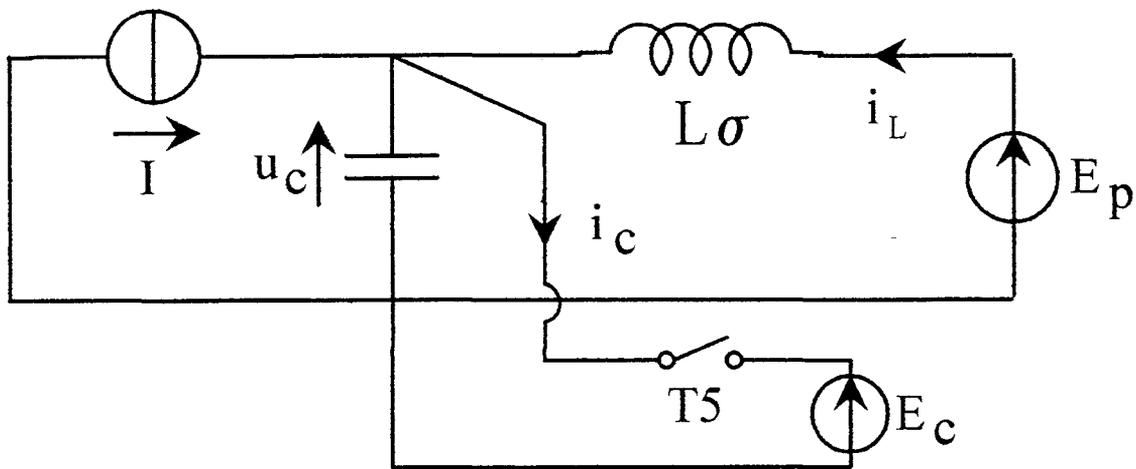


Figure 78

On retrouve le circuit primaire équivalent, une fois que le redresseur du convertisseur a commuté, et donc que la charge impose une tension $k E$ notée ici E_p au primaire du transformateur (cf. § I.2.a.).

On retrouve :

I : source de courant instantanée considérée comme constante à l'échelle d'une commutation

C : capacité équivalente ramenée aux bornes de l'enroulement primaire

L_σ : inductance de fuite totale ramenée au primaire : $L_{\sigma p} + k^2 L_{\sigma s}$

E_p : tension ramenée par le transformateur : $E_p = k E = \frac{N_p \cdot E}{N_s}$

E_C : source de tension du clamp actif fixant le niveau maximal de surtension primaire

T_5 : interrupteur symbolisant le rôle de connexion/déconnexion du clamp, effectué par le redresseur.

Au début de l'injection de courant, la tension u_C aux bornes de l'enroulement primaire est nulle, l'interrupteur T_S est ouvert, le clamp est donc hors-service. La tension u_C croît, jusqu'à ce qu'elle atteigne le niveau de tension fixé par la source E_C du clamp, ce qui entraîne la fermeture de l'interrupteur T_S . Dès que la tension u_C tend à devenir inférieure à E_C , le clamp est de nouveau mis hors-circuit par l'ouverture de T_S .

Ce dispositif permet donc un contrôle permanent de la tension maximale admise aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur.

III. INDUCTANCE D'ENTREE

L'inductance d'entrée du convertisseur peut être observée à deux échelles de temps. A l'échelle de la basse fréquence f du réseau, en ne résonnant que sur les fondamentaux, on peut déterminer le diagramme vectoriel équivalent de fonctionnement du convertisseur et en déduire, en fonction de la valeur de cette inductance, les amplitudes et phases des différentes grandeurs électriques mises en jeu. A cette échelle, c'est l'aspect contrôle et régulation du système qui apparaît. A l'échelle de la fréquence élevée f' de fonctionnement du transformateur, on raisonne sur les valeurs instantanées des grandeurs électriques, et c'est l'aspect qualité de forme d'onde qui est alors mis en évidence, [25].

Ce sont ces deux approches que nous allons examiner, en tenant compte, lorsque cela semble nécessaire, des éventuelles imperfections de l'inductance.

III.1. Filtrage du courant absorbé

a) Tension aux bornes de l'inductance

La qualité de forme d'onde qui nous importe le plus est bien entendu celle du courant absorbé au réseau par le convertisseur. Elle dépend directement de la valeur de l'inductance utilisée, et de la tension appliquée à ses bornes. Il est donc nécessaire de connaître celle-ci à chaque instant.

Le schéma de fonctionnement est celui de la figure 79 :

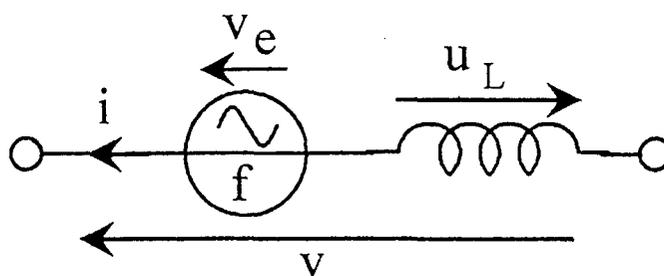


Figure 79

Avec : v_e : tension réseau sinusoïdale
 u_L : tension aux bornes de l'inductance
 v : tension ramenée par le convertisseur direct
 i : courant absorbé au réseau.

A tout instant, on a :

$$v_e - v = L \cdot di / dt$$

La tension v_e est parfaitement déterminée : c'est la tension réseau, qui est supposée être sinusoïdale à la fréquence f . La tension v dépend, elle, du type de découpage choisi. On a vu que le plus approprié était une onde M.L.I. naturelle sinus-triangle (cf. § I.1.c.), dont le fondamental n'était que très peu déphasé par rapport à la tension v_e , si l'inductance était suffisamment faible.

Moyennant ces hypothèses, les formes d'ondes qui nous intéressent sont celles de la figure 80. Seule une demi-période est représentée, l'autre étant identique, au signe près, pour toutes les formes d'ondes.

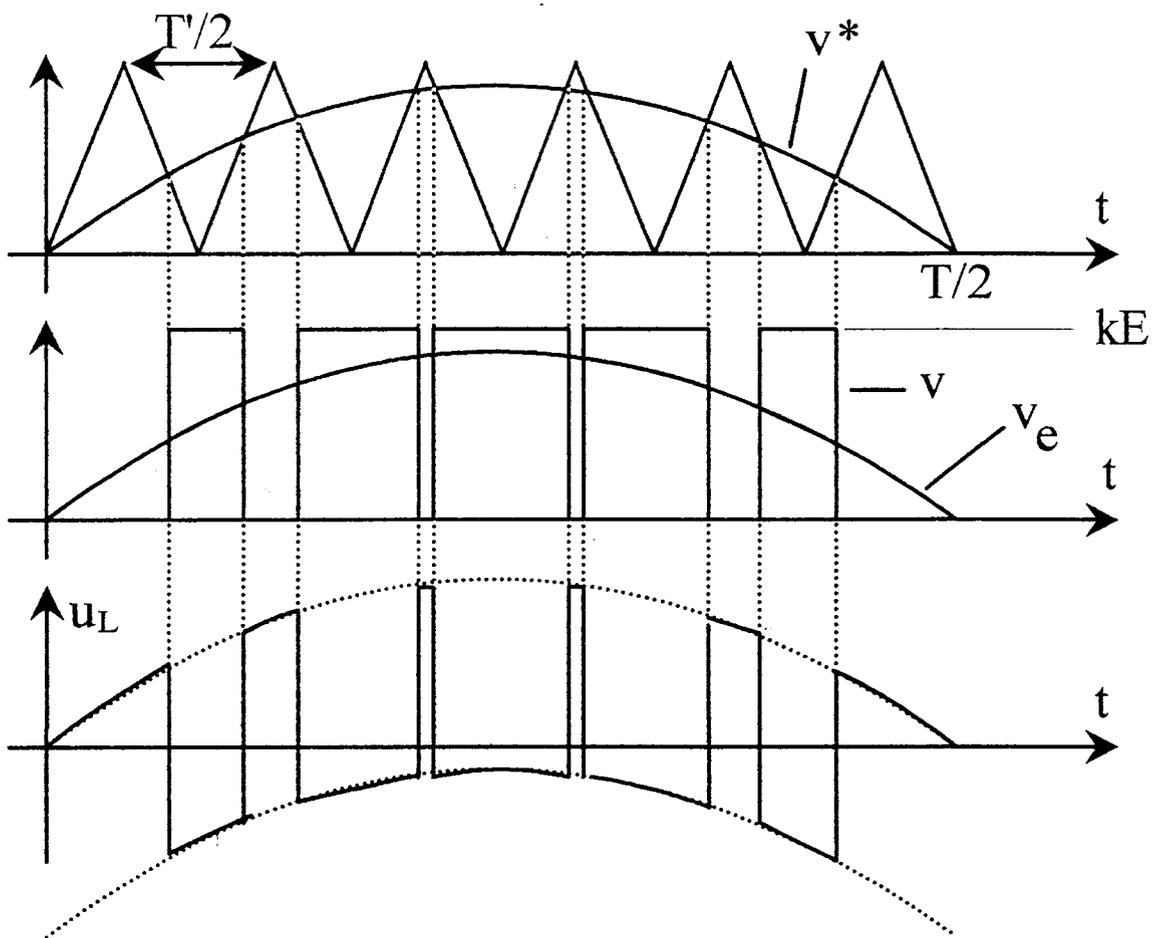


Figure 80



Avec en instantané :

$$v_e = \sqrt{2} v_e \sin \omega t$$

$$v^* = r \sqrt{2} V^* \sin (\omega t - \alpha)$$

$$\approx r \sqrt{2} V^* \sin \omega t$$

$v = kE, 0, -kE$ suivant les instants considérés.

Onde de modulation : triangulaire, à fréquence double de celle f' de fonctionnement du transformateur.

b) Variations d'amplitude haute fréquence du courant :

La fréquence de découpage de la tension aux bornes de l'inductance étant supposée bien supérieure à celle de la tension réseau v_e ($2f' \gg f$), on peut considérer que pendant toute la durée d'une phase de court-circuit ou d'injection de courant, la tension v_e est constante, donc la tension u_L également. De sorte qu'au sein de chacune de ces phases, le courant dans l'inductance, donc le courant réseau, évolue de manière linéaire.

La variation d'amplitude du courant au cours de l'une de ces phases s'exprime donc simplement :

$$\Delta i = \Delta t \frac{(v_e - v)}{L} \text{ pendant l'intervalle de temps considéré.}$$

Les instants où la tension appliquée aux bornes de l'inductance est la plus élevée, sont les plus brefs, et réciproquement:

u_L maximale $\Rightarrow v_e$ maximale et v nulle \Rightarrow phases de court-circuit de la zone Z_1
 $\Rightarrow v_e$ minimale et $v = kE \Rightarrow$ phase d'injection de la zone Z_2

Δt maximal \Rightarrow phases d'injection de la zone Z_1
 \Rightarrow phases de court-circuit de la zone Z_2

Ces zones sont représentées figure 81.

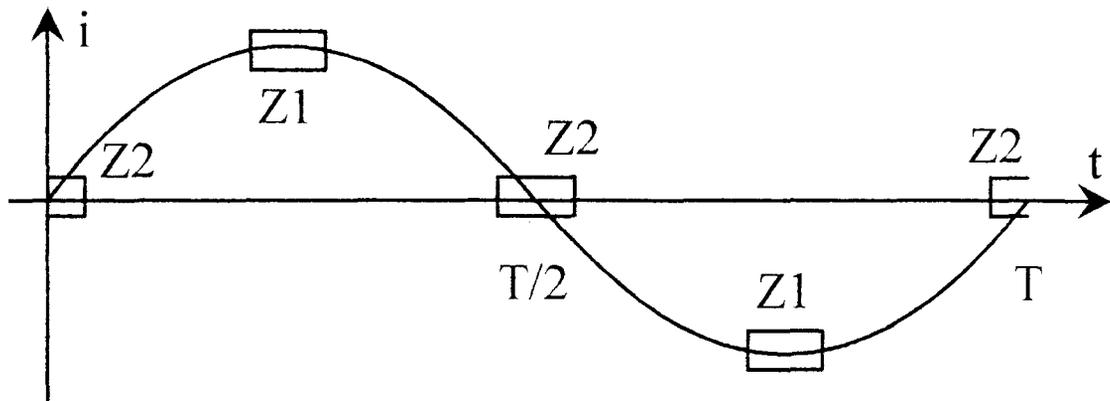


Figure 81

Il est donc nécessaire de calculer analytiquement la valeur d'amplitude maximale du courant i :

$$(\Delta i)_{\max} = \frac{1}{L} \times [(v_e - v) \cdot \Delta t]_{\max}$$

$$= \frac{A_{\max}}{L}$$

avec $A = (\sqrt{2} \cdot V_e \sin \omega t - v) \cdot \Delta t$

v prenant la valeur 0 ou kE (sur la première demi-période $0 \rightarrow T/2$) suivant que l'on a une phase de court-circuit ou d'injection de courant.

* Calcul des intervalles de temps et des valeurs de A correspondantes

L'onde de référence sinusoïdale v^* étant considérée comme constante à l'échelle de la période $T'/2$, on a les durées suivantes (fig. 82) :

r : coefficient de réglage de la tension de référence M.L.I

τ_1 : phase d'injection et τ_2 : phase de court-circuit

$$\tau_1 = r \frac{T'}{2} \sin \omega t$$

$$\tau_2 = \frac{T'}{2} (1 - r \sin \omega t)$$

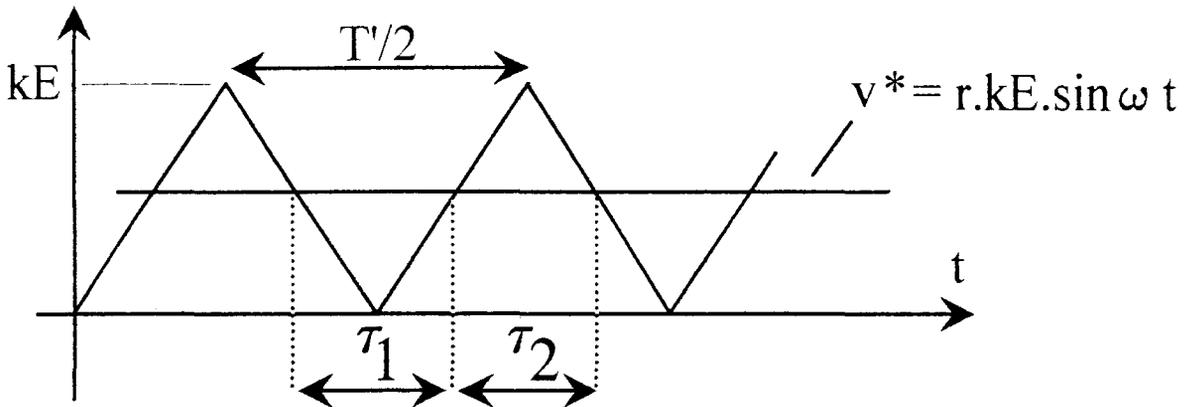


Figure 82

D'où les deux valeurs possibles pour l'expression A :

$$A_1 = (\sqrt{2} V_e \sin \omega t - kE) \times r \frac{T'}{2} \sin \omega t$$

$$A_2 = \sqrt{2} V_e \sin \omega t \times \frac{T'}{2} (1 - r \sin \omega t)$$

$$\frac{\delta A_1}{\delta t} = \left(\omega \sqrt{2} V_e r T' \sin \omega t - kE r \frac{T'}{2} \omega \right) \cos \omega t$$

$$\frac{\delta A_1}{\delta t} = 0 \Rightarrow \sin \omega t = \frac{kE}{2\sqrt{2} V_e} \text{ ou } \sin \omega t = 1$$

$$\text{D'où } A_{11} = \frac{-k^2 E^2 r T'}{8\sqrt{2} V_e} \text{ et } A_{12} = (\sqrt{2} V_e - kE) r \frac{T'}{2}$$

De même pour A_2 :

$$\frac{\delta A_2}{\delta t} = \omega T' \sqrt{2} V_e \cos \omega t \cdot \left(\frac{1}{2} - r \sin \omega t \right)$$

$$\frac{\delta A_2}{\delta t} = 0 \Rightarrow \sin \omega t = 1 \text{ ou } \sin \omega t = \frac{1}{2r}$$

$$\text{D'où } A_{21} = \sqrt{2} V_e \frac{T'}{2} (1 - r) \text{ et } A_{22} = \frac{\sqrt{2} V_e T'}{8 r}$$

Avec comme conditions, pour que les relations trigonométriques soient vérifiées :

$$\frac{kE}{2\sqrt{2} V_e} \leq 1 \quad \text{et} \quad \frac{1}{2r} \leq 1$$

* Comparaison des quatre valeurs obtenues

$$\text{Posons } a = \frac{kE}{\sqrt{2} V_e}$$

$$\text{On a alors : } A_{11} = - a kE r \frac{T'}{8}$$

$$A_{12} = - kE r \frac{T'}{2} \left(1 - \frac{1}{a}\right)$$

$$\text{Or on a : } \frac{a}{4} = 1 - \frac{1}{a} \Rightarrow a^2 - 4a + 4 = 0$$

Le déterminant est nul. La fonction est toujours positive, donc :

$$\frac{a}{4} \geq 1 - \frac{1}{a} \Rightarrow |A_{11}| \geq |A_{12}|$$

De la même façon, si l'on compare les expressions de A_{21} et A_{22} :

$$1 - r = \frac{1}{4r} \Rightarrow 4r^2 - 4r + 1 = 0$$

Le déterminant est nul. La fonction est toujours positive, donc :

$$\frac{1}{4r} \geq 1 - r \Rightarrow A_{22} \geq A_{21}$$

Il reste à comparer $|A_{11}|$ et A_{22} :

$$|A_{11}| = a kE r \frac{T'}{8} \text{ et } A_{22} = \frac{kE T'}{8 a r}$$

d'où la comparaison de $a.r$ et $\frac{1}{a.r}$:

$$a.r > 1 \Rightarrow |A_{11}| > A_{22}$$

$$a.r = 1 \Rightarrow |A_{11}| = A_{22}$$

$$a.r < 1 \Rightarrow |A_{11}| < A_{22}$$

En supposant que l'on ait:

$$a \in [1; 2] \text{ et } r \in \left[\frac{1}{2}; 1\right]$$

D'où les valeurs maximales suivantes :

$$r = 1 \text{ et } a = 2 \Rightarrow A_{11 \max} = -kE \frac{T'}{4} \Rightarrow (\Delta i)_{\max} = -\frac{kE T'}{4L}$$

$$r = 0,5 \text{ et } a = 1 \Rightarrow A_{22 \max} = kE \frac{T'}{4} \Rightarrow \text{idem pour } (\Delta i)_{\max}$$

Ce qui conduit par exemple à :

$$kE = 450 \text{ V}$$

$$T' = 25 \text{ ms} \Rightarrow \Delta i = 2,8 \text{ A}$$

$$L = 1 \text{ mH}$$

Notons que la minimisation de $(\Delta i)_{\max}$ est obtenue pour un coefficient $a.r$ unitaire:

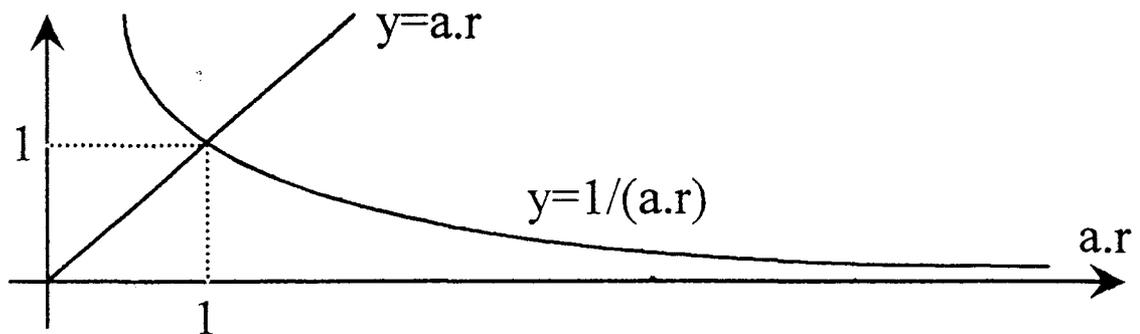


Figure 83

La valeur minimale de $(\Delta i)_{\max}$ est donc: $kE.T' / 8L$

Par rapport au convertisseur envisagé, la condition a.r voisin de l'unité est justement vérifiée. En effet, pour une valeur d'inductance assez faible, on a vu que le fondamental de la tension M.L.I v , devait avoir une valeur efficace proche de celle de v_e :

$$\begin{aligned} V = r.kE / \sqrt{2} \quad \Rightarrow \quad V / V_e &= r.kE / (\sqrt{2}.V_e) \\ &= r.a \\ &\# 1 \end{aligned}$$

La variation d'amplitude haute fréquence du courant ne dépendant, dans une certaine plage, que du produit $r.a$, donc de V_e/V , il est possible d'utiliser différentes valeurs de sources de tension E, sans pour autant modifier cette variation d'amplitude.

Cette propriété confère donc au convertisseur une certaine souplesse vis-à-vis de la charge, et ceci, quelle que soit la valeur du fondamental du courant absorbé, ce dernier étant réglé principalement par le déphasage α de la tension M.L.I.

c) Simulation du sous-ensemble "sources + inductances"

La simulation du circuit équivalent de la figure 79 nous a permis de mettre en évidence l'évolution des variations d'amplitude à fréquence élevée du courant, au cours de sa progression sinusoïdale basse fréquence.

Pour un convertisseur donné, (source et charge définies) les variations d'amplitude du courant sont fonction de la fréquence $2f'$ de l'onde M.L.I. et de la valeur de l'inductance d'entrée L, ou plus précisément du rapport $1/2f'L = 2\pi/(2L\omega')$, qui fait apparaître la réactance de l'inductance à la pulsation $2\omega'$ correspondante.

Cinq réactances distinctes (X1 à X5) ont été simulées, pour un facteur a.r quasi unitaire (cf. fig. 84). Les deux expressions A_{11} et A_{22} sont donc égales, d'où :

$$\begin{aligned} (\Delta i)_{\max} &\# kE.T' / (8a.r.L) \\ &\# kE.\pi / (4L.\omega') \end{aligned}$$

Cette amplitude maximale est obtenue pour :

$$\begin{aligned} \sin \omega t &= kE / (2\sqrt{2}.V_e) \\ &= a / 2 \\ &= 1 / 2r \end{aligned}$$

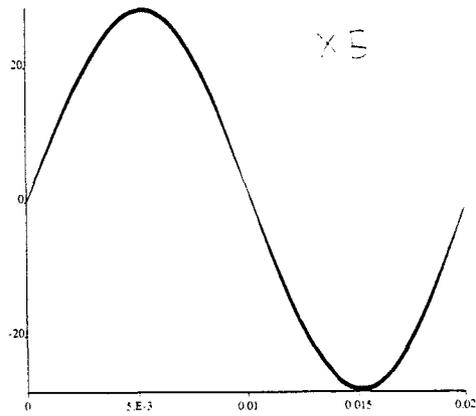
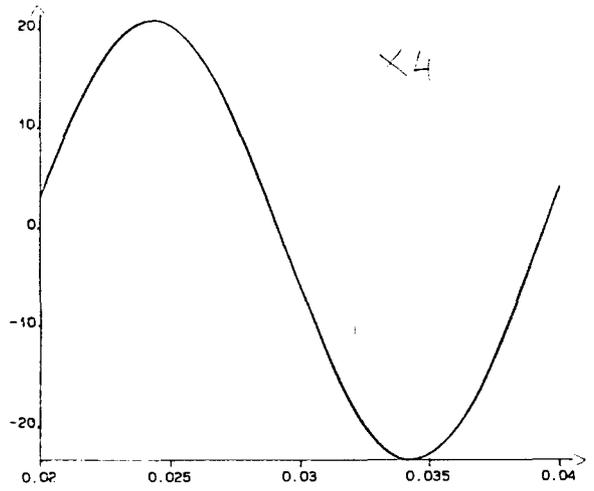
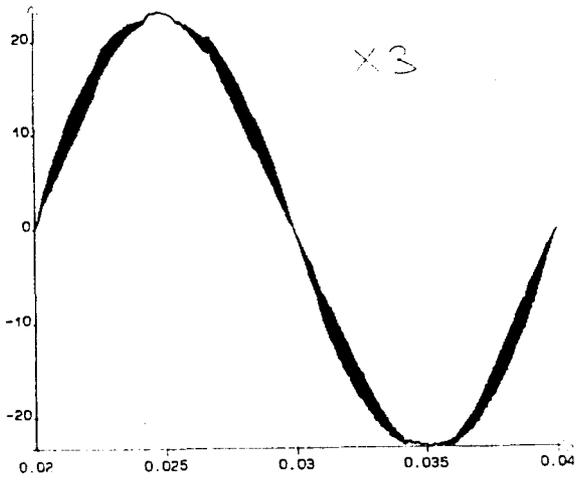
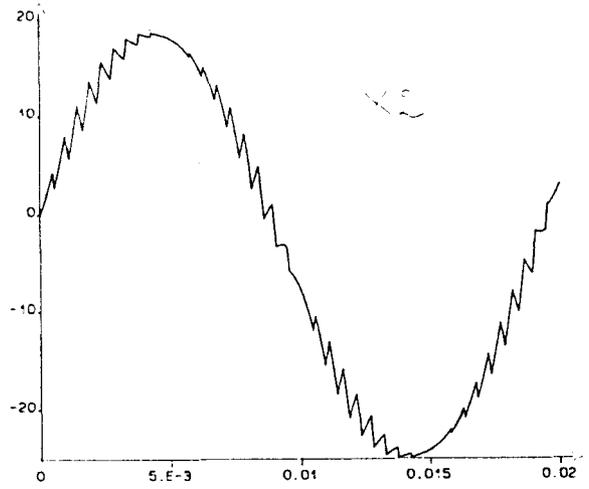
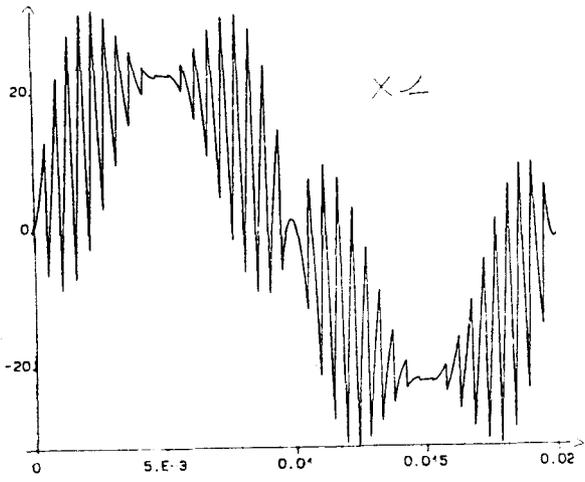


Figure 84

$$r = a = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega t = \pi / 6 ; 5\pi / 6$$

Et par symétrie, pour les alternances négatives du courant :

$$\omega t = 7\pi / 6 ; 11\pi / 6$$

Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau suivant :

L (mH)	1	10	1	10	1
2f' (kHz)	2	2	20	20	80
2L ω' (rad/s)	12.6	126	126	1257	503
(Δi) théor. (A)	40	4.3	4	0.4	1
(Δi) simu. (A)	38	5	4.7	0.5	1

Les paramètres a et r étant quasi unitaires, on constate que les amplitudes du courant sont bien comme on le prévoyait, proportionnelles à la réactance de l'inductance considérée. De plus, pour une même valeur de réactance, ces variations d'amplitude sont très proches : on obtient, en terme d'amplitude haute fréquence, le même résultat avec une inductance de 10 mH et une fréquence de découpage de 2 kHz, qu'avec une inductance dix fois plus faible, à condition d'augmenter d'autant la fréquence M.L.I.

On a donc intérêt à travailler à une fréquence de découpage élevée, pour, à qualité comparable d'onde de courant, pouvoir utiliser une inductance de taille réduite.

En ce qui concerne le choix du couple fréquence-inductance déterminant la réactance de l'ensemble, une fréquence minimale de 20kHz permet de se placer au dessus de la gamme des fréquences audibles. De même, une valeur maximale de 1 mH permet de rester dans une limite raisonnable de taille et de poids pour un convertisseur embarqué.

III.2. Effets de la résistance série équivalente

a) Puissances transitées

Après avoir étudié le rôle de filtrage haute fréquence de l'inductance, on s'intéresse dans cette partie à l'aspect contrôle du système à l'échelle de la pulsation réseau 50 Hz, et plus précisément aux effets de la résistance série de l'inductance sur le réglage du transfert de puissance.

Il s'avère en effet que le schéma théorique de fonctionnement de la figure 79 comporte une résistance série qui représente à la fois la résistance série de toute inductance réelle, et celle des conducteurs et interrupteurs de puissance à l'état passant. Si la première peut être facilement minimisée grâce à l'utilisation de fil de Litz à section suffisante, la seconde par contre dépend du type de semi-conducteur choisi, et peut-être non négligeable, particulièrement dans le cas d'utilisation de transistors MOSFET.

On a le nouveau schéma de fonctionnement de la figure 85 :

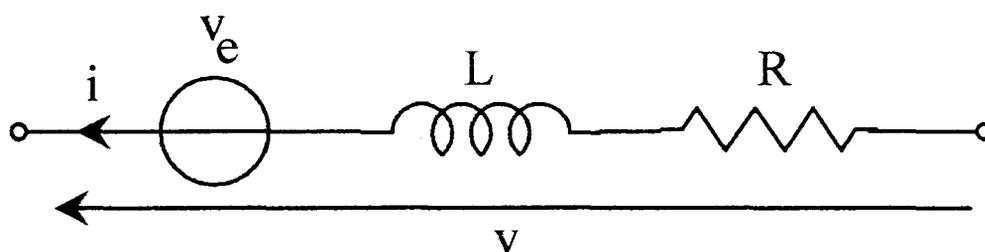


Figure 85

Le fondamental de la tension M.L.I. s'exprime alors de la façon suivante :

$$\underline{V} = V_e - R\underline{I} - jL\omega\underline{I}$$

D'où le nouveau diagramme vectoriel des grandeurs électriques de la figure 86.

Diagramme que l'on peut comparer directement à celui que l'on avait obtenu dans le cas idéal où R est nulle (chap. I, §V. 1.).

Dans le cas général (R et φ quelconques), le nouveau bilan de puissance est décrit par la figure 86.

Cependant le cas qui nous intéresse est celui de la mise en phase de la tension réseau v_e avec le courant absorbé i , soit $\varphi = 0$, le réseau n'absorbant ou ne fournissant aucune puissance réactive, comme le montre la figure 87.

Les axes P et Q sont respectivement lieux des points de fonctionnement à $\cos \varphi = 1$, et $\cos \varphi = 0$, et sont inclinés d'un angle θ fonction de l'impédance :

$$Z = \sqrt{R^2 + (L \omega)^2}$$

de l'ensemble inductance - résistance. Ainsi dans le cas d'une inductance pure, l'angle θ est égal à $\pi / 2$.

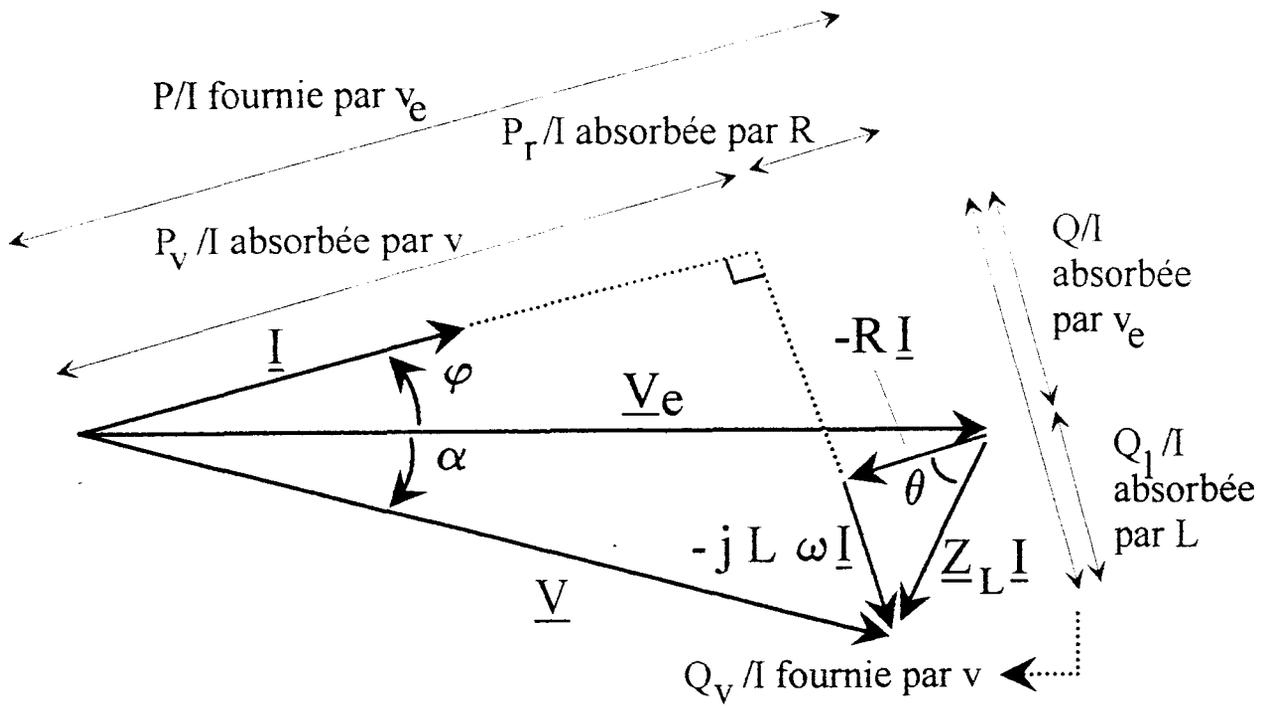


Figure 86

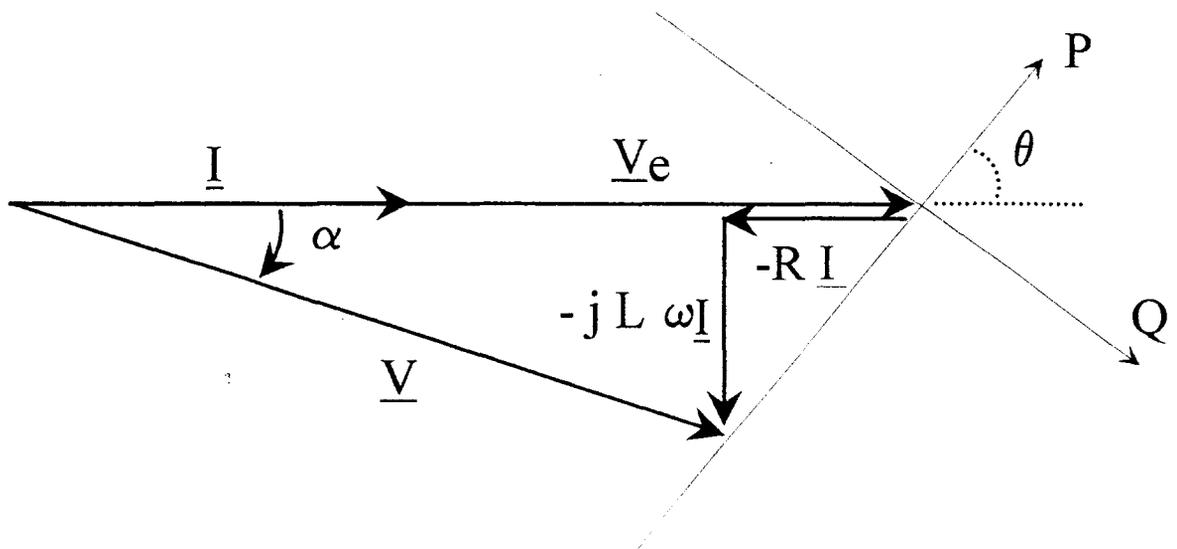


Figure 87

b) Calage optimal des axes des puissances

On a vu dans le chapitre concernant la commande du système supposé parfait (chap. I, § V. 4.) que dans le cas d'un angle de contrôle α de la tension M.L.I. v , suffisamment faible, il apparaissait un pseudo-découplage des variables α et v , la première agissant principalement sur le transfert de puissance active, la seconde sur celui de puissance réactive.

Sans recourir aux expressions analytiques, il apparaît clairement, de manière géométrique, qu'un découpage optimal, autour d'un point de fonctionnement, est obtenu lorsque le vecteur support de la tension v est orthogonal à l'axe P des puissances actives. Dans ce cas, une faible variation de l'angle α se traduit bien par la variation de la puissance active, la puissance réactive restant quasiment nulle, et réciproquement, une variation de la tension v n'affecte que le transfert de puissance réactive.

La condition géométrique est donc :

$$\alpha + \theta = \frac{\pi}{2}$$

D'où : $\Delta P \approx v \cdot \Delta \alpha$

et $\Delta Q \approx K \cdot \Delta v$

Le diagramme vectoriel correspondant étant celui de la figure 88 :

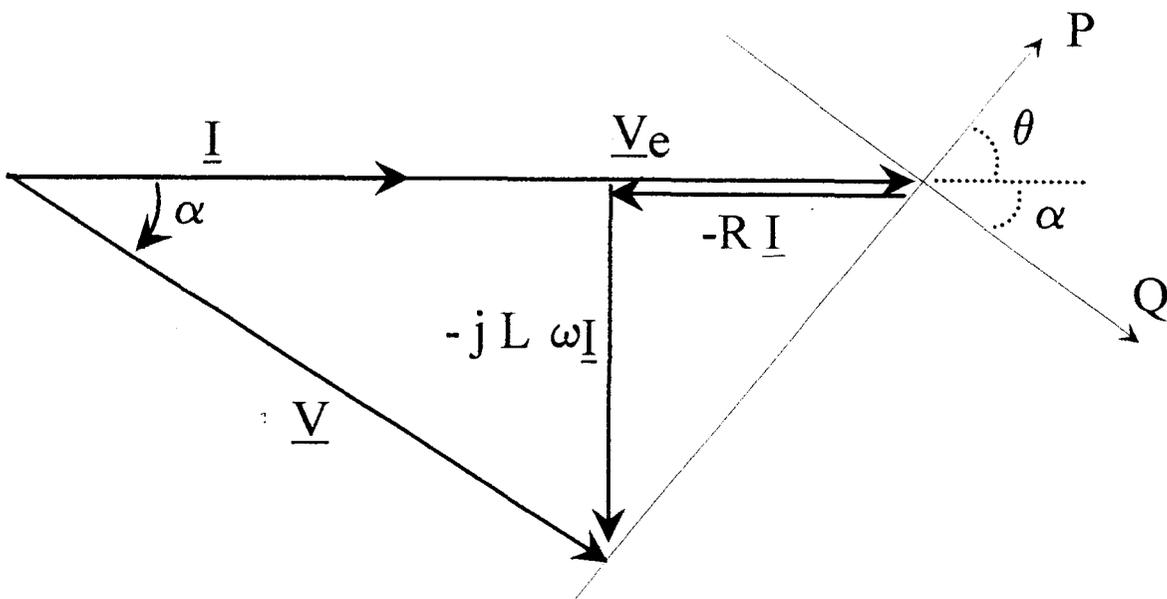


Figure 88

Le problème est que l'angle de contrôle α dépend du niveau de courant I absorbé. Il doit donc, pour obtenir le calage optimal, satisfaire aux deux équations suivantes :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{R}{L \omega} \quad (\text{condition du découplage optimal})$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{L \omega I}{v_e - RI} \quad (\text{condition de cosinus } \varphi \text{ unitaire})$$

$$\text{soit : } \frac{R}{L \omega} = \frac{L \omega I_0}{v_e - RI_0}$$

Avec une résistance de 1Ω , $\omega = 100\pi \text{ rad/s}$, $V_e = 230 \text{ V}$, et $I = 16 \text{ A}$, il faudrait une inductance de 12 mH pour remplir les deux conditions. Le calage optimal n'est donc pas directement envisageable. Il faudra cependant tenir compte de l'élément résistif dans l'élaboration de la commande et de la régulation du convertisseur.

IV. SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

Les semi-conducteurs de puissance du convertisseur représentent la partie dynamique "active" des différents composants; dans le sens où ce sont eux qui vont opérer des changements de topologies de puissance, en aiguillant de telle ou telle manière les tensions et courants au sein de la structure.

Dans notre structure, ces interrupteurs sont relativement nombreux par rapport au nombre d'éléments réactifs. En terme de cellules interrupteurs, le convertisseur direct en comprend quatre, le redresseur deux, et le dispositif d'écrêtage actif cinq. Il est donc important de prévoir leur comportement face aux courants qu'ils vont voir circuler, et aux tensions qu'ils vont bloquer, [26][27].

IV.1. Choix du type de cellule interrupteur

a) Cas des redresseurs

Le choix du composant adéquat pour le redresseur de puissance ainsi que le redresseur du clamp actif est relativement simple : les caractéristiques statiques et dynamiques nous indiquent que l'interrupteur en question doit être unidirectionnel en tension et en courant, les commutations étant spontanées. Il s'agit donc de la diode.

Puisque l'on est en présence de deux redresseurs de courant non commandés, débitant dans une source de tension supposée de bonne qualité (présence de capacités aux bornes des sources en question), aucun problème particulier ne se pose au moment des commutations. Il est cependant préférable d'utiliser des diodes rapides à faible taux et temps de recouvrement, afin de limiter le temps de court-circuit de la source de tension au moment du blocage des diodes ainsi que les pertes par commutation. Ces dernières doivent également être en mesure de supporter les variations rapides de tension et de courant imposées par la M.L.I. du convertisseur direct, [28].

b) Cas du clamp actif

Outre le redresseur, le dispositif d'écrêtage actif comporte également un interrupteur de puissance, chargé de maintenir quasiment constante la tension d'écrêtage imposée par une capacité. L'ensemble joue le rôle d'une source de tension contrôlée.

L'interrupteur en question ne pose pas plus de difficultés que ceux des redresseurs. Il doit être unidirectionnel en tension et en courant (décharge d'une capacité à travers une résistance), les commutations étant commandées. Il s'agit cette fois d'un transistor de puissance, de préférence de type MOSFET, afin de pouvoir imposer une fréquence de décharge élevée dans une résistance de faible valeur, de façon à rester au-dessus de la gamme audible, tout en limitant les pertes par commutation.

La source et la charge n'étant pas inductives, aucun problème particulier ne se pose au moment des commutations.

c) Cas du convertisseur direct

On a vu, dans la première partie (chap. I, § IV. 1.), que la structure "type I", finalement retenue parmi les quatre variantes, possédait les types de commutations suivantes :

- un bras de pont avec des commutations commandées à l'amorçage, spontanées au blocage
- l'autre bras avec des commutations commandées au blocage, et spontanées à l'amorçage

Les cellules interrupteur étant à chaque fois bidirectionnelles en tension et en courant.

Au vu de la fréquence de découpage souhaitée, de l'ordre de plusieurs dizaines de kilohertz, seule l'utilisation de transistors de type MOSFET ou IGBT est envisageable, bien que toutes les commutations ne soient pas commandées, [29].

Etant donné qu'il n'existe pas actuellement d'interrupteur semi-conducteur bidirectionnel monolithique, il faut le synthétiser à l'aide de composants existants. On a alors le choix entre trois structures, [30][31] :

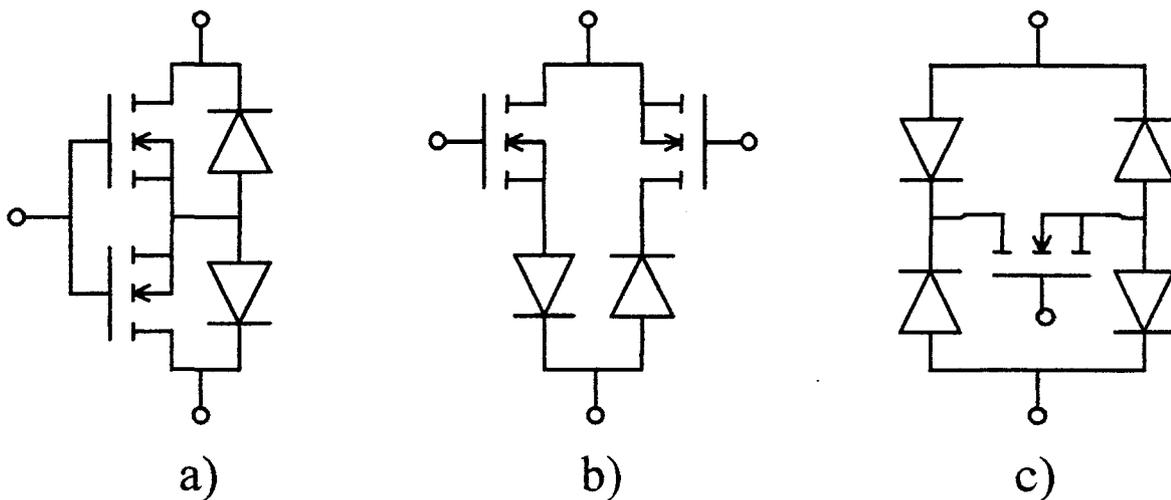


Figure 89

Les trois structures mettent en oeuvre deux types de semi-conducteurs discrets : la diode et le transistor. Ce dernier doit être suffisamment rapide pour autoriser un fonctionnement correct de la cellule interrupteur à une fréquence de l'ordre de plusieurs dizaines de kilohertz. Ce sera donc un composant à grille isolée de type MOSFET ou IGBT.

Dans les deux cas, une particularité intéressante des cellules a et c est de posséder une commande unique, au contraire de la cellule b qui en nécessite deux, ce qui permet une simplification du circuit de commande rapprochée : ce dernier n'exige qu'un seul circuit driver, et aucun système de détection de signe du courant circulant, ou de la tension supportée.

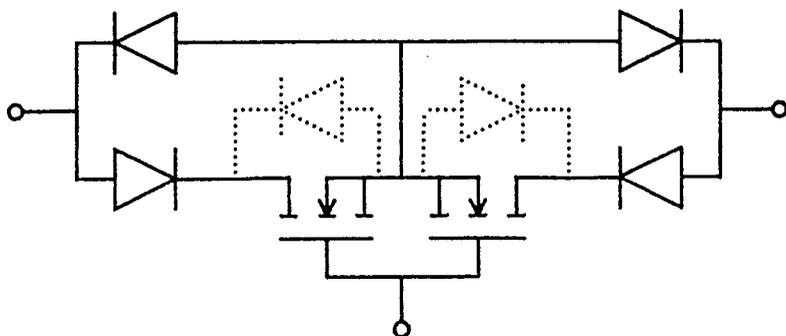
Selon que l'on utilise l'un ou l'autre des types de transistor, les points positifs et négatifs de comparaison des cellules interrupteur varient. En effet, on peut considérer quatre cas, suivant que le transistor en question possède ou non une diode interne, et que celle-ci soit de bonne qualité ou pas :

- * MOSFET "classique" avec diode interne parasite,
- * MOSFET "amélioré" avec diode interne rapide,
- * IGBT "classique" sans diode interne,
- * IGBT "amélioré" avec diode interne rapide.

On peut cependant regrouper les cas 2 et 4 correspondants à la configuration la plus performante : couple transistor plus diode rapide.

Les caractéristiques de chacune des cellules interrupteur sont alors les suivantes :

- * cellule a) : (+) Diode interne utilisable (s'il y en a une) ce qui permet de synthétiser la cellule bidirectionnelle à l'aide de deux semi-conducteurs discrets seulement.
(-) Problème éventuel de recouvrement des diodes dans le cas d'utilisation de la diode parasite du MOSFET, ou de diodes lentes externes.
(-) Obligation de rajouter quatre diodes externes dans le cas d'utilisation du MOSFET "classique", si la structure nécessite l'utilisation de diodes rapides :



- (+) Chute de tension réduite à l'état passant dans le cas du MOSFET : l'un des transistors est en conduction directe, puis le courant se partage entre la diode du second MOSFET et ce dernier, capable d'assurer une conduction inverse d'au plus : $V_{\text{diode}} / R_{\text{DS(on)}}$

- * Cellule b) : (-) Diode interne non utilisable => quatre semi-conducteurs sont nécessaires pour synthétiser la cellule.
(+) Diode passive interne non gênante si on utilise des diodes externes rapides.
(+) Recouvrement des diodes externes limité par les transistors correspondants, montés en série (à condition qu'ils n'aient pas de diode interne, rapide ou non). Dans ce cas, on peut utiliser des diodes externes à recouvrement non négligeable.

- * Cellule c) : (-) Diode interne non utilisable => cinq semi-conducteurs sont nécessaires pour synthétiser la cellule.
(+) Diode parasite interne non gênante
(-) Recouvrement éventuel dans le cas d'utilisation de diodes lentes.
(-) Trois semi-conducteurs simultanément passants.

On constate que les différences entre les trois types de cellules proviennent :

- de la complexité de la commande
- du nombre de semi-conducteurs nécessaires à la synthèse de la cellule bidirectionnelle
- de la qualité des diodes utilisées

Notre choix s'est porté sur la cellule a, et ce pour trois raisons : tout d'abord la possibilité de commander simultanément les deux interrupteurs à l'aide d'un seul circuit de commande, la simplicité étant un gage de fiabilité à ne pas négliger. Ensuite, le faible nombre de semi-conducteurs à mettre en oeuvre : deux seulement dans le cas de transistors MOSFET ou d'IGBT, à diode intégrée, ceci permettant de limiter le nombre de connexions externes nécessaires à la réalisation de la cellule bidirectionnelle. Enfin, la possibilité d'utiliser des transistors MOSFET ordinaires, en utilisant directement leur diode interne parasite, ce qualificatif n'étant alors plus justifié, puisque celle-ci devient réellement utile. En effet, on a vu que les caractéristiques dynamiques des interrupteurs du convertisseur direct étaient celles de la figure 90 (chap. I, § IV. 1.) :

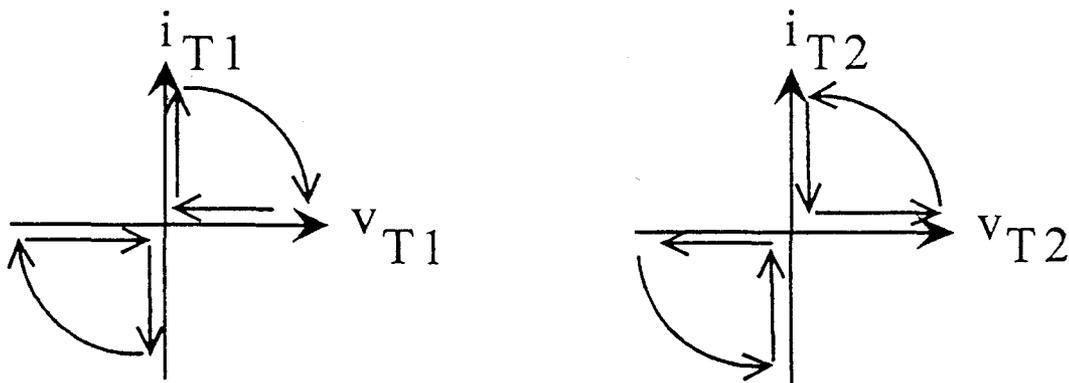


Figure 90

Considérons une phase de blocage avec l'interrupteur T1 (ou T1') :

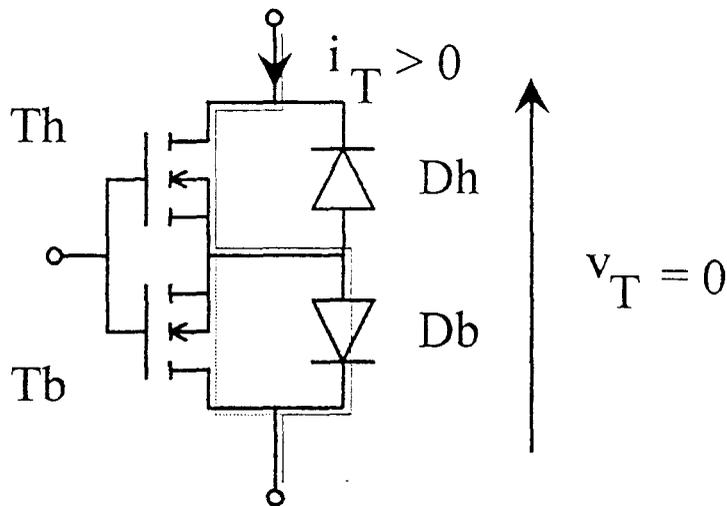


Figure 91

Au début de cette phase, l'interrupteur écoule par exemple un courant positif à travers T_h , D_b , et partiellement T_b , D_h , restant bloquée. Lors du blocage, le courant chute dans T_h et D_b , puis dans T_b . La tension de blocage étant positive, c'est la diode D_h et le transistor T_h qui vont la supporter intégralement, la diode D_b se retrouvant au repos après la phase de blocage. Le recouvrement éventuel de cette diode ne pose donc pas de problème puisqu'elle n'a aucune tension inverse à tenir après sa période de conduction. En fait, ce recouvrement ne peut pas avoir lieu : au moment où le courant tendrait à s'inverser dans la diode D_b , T_h , et D_h sont tous les deux bloqués. La recombinaison des porteurs s'effectue donc de manière interne à la diode, sans courant inverse de recouvrement.

Dans le cas de l'interrupteur T_2 (ou T_2'), les commutations ou blocages n'étant pas commandées, puisque la tension de blocage n'apparaît qu'après l'annulation du courant, le recouvrement peut avoir lieu, sans provoquer aucune perturbation.

IV.2. Comportement de la cellule interrupteur bidirectionnelle

a) Modèle du MOSFET

Le MOSFET peut être décomposé en éléments essentiellement capacitifs et résistifs. Les capacités représentent les différentes régions N et P en regard, ainsi que l'effet de la grille. D'où le modèle simplifié de la figure 92 .

Les valeurs des capacités dépendent de la tension V_{DS} appliquée aux bornes de l'interrupteur, ainsi que la tension de commande V_{GS} .

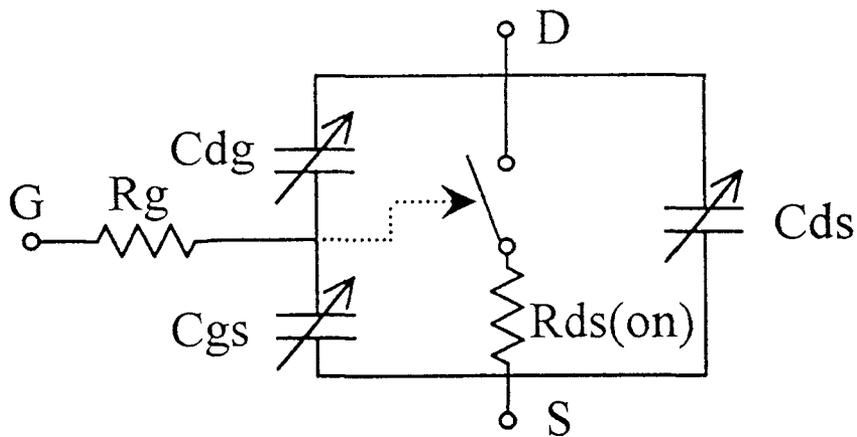


Figure 92

b) Interrupteur à l'état passant

L'élément prépondérant à l'état passant, dans le modèle du transistor, est la résistance équivalente drain-source, notée $R_{DS(ON)}$. Si cette dernière est assez faible (calibre en courant élevé pour une gamme de tension donnée), les capacités n'ont alors que très peu d'influence.

La diode quant à elle peut être représentée par une résistance R_{ON} en série avec une source de tension V_O égale à la tension de seuil de la diode.

Si on prend en compte la conduction inverse du MOSFET, la cellule interrupteur bidirectionnelle est alors équivalente au schéma de la figure 93 :

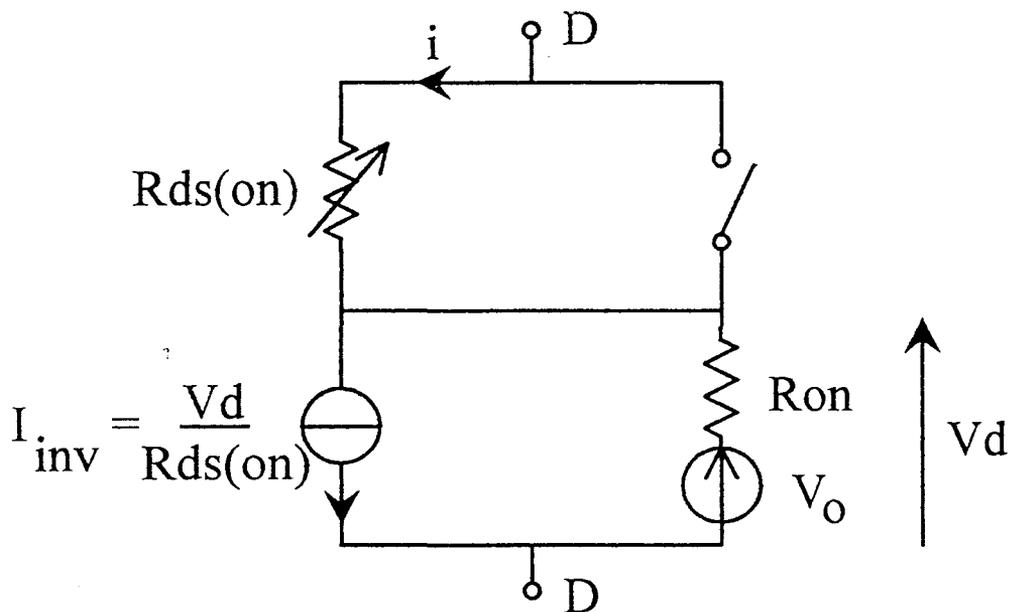


Figure 93

Notons que le $R_{DS(ON)}$ est fonction de la température de jonction et peut être multiplié par un facteur allant jusqu'à deux, voire trois, entre la température ambiante, et celle maximale que peut supporter la jonction. C'est cet élément qui intervient principalement dans l'estimation des pertes par conduction.

c) Interrupteur à l'état bloqué.

Lorsque l'interrupteur n'est pas commandé, le terme $1 / R_{DS(ON)}$ du MOSFET peut être négligé (de l'ordre de 10^{-6}). Si la résistance R_G est assez faible, on peut considérer l'effet de la capacité C_{GS} comme négligeable, puisqu'on lui impose une tension de commande V_{GS} quasi constante.

Aucun courant ne circulant à travers la cellule, les diodes sont totalement bloquées, et donc équivalentes à un interrupteur ouvert:

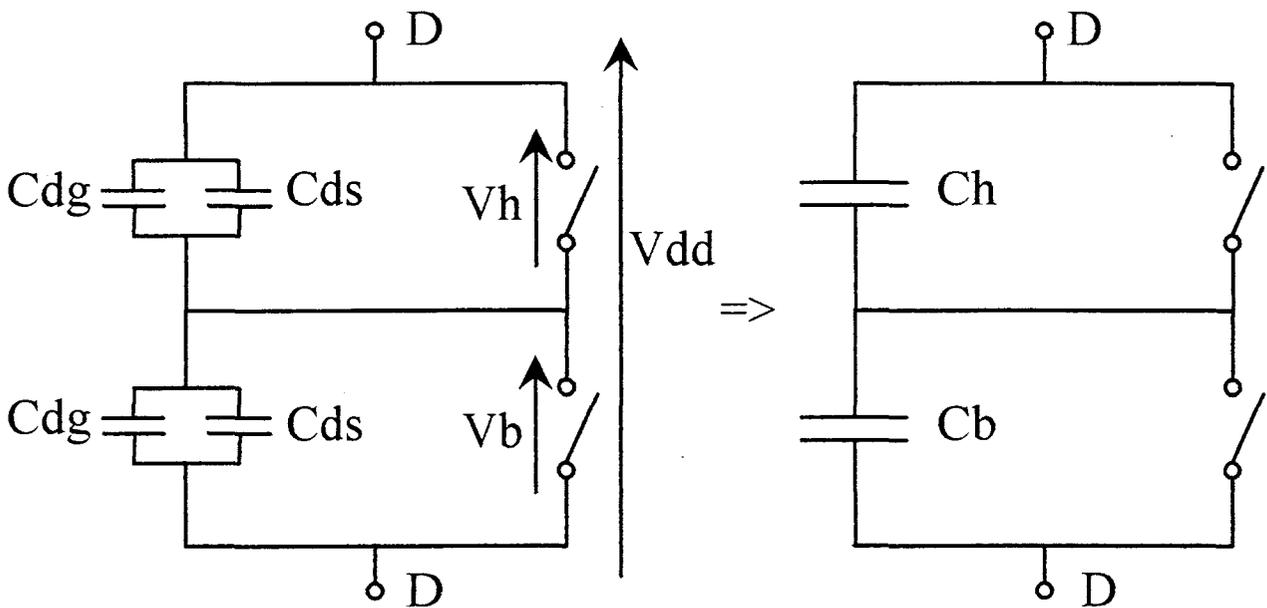


Figure 94

A priori, la cellule interrupteur à l'état bloqué est équivalente à une seule capacité égale à $(C_{DG} + C_{DS})/ 2$. Cependant, suivant la façon dont la tension de blocage V_{DD} évolue, les diodes en parallèle sur les capacités du MOSFET peuvent intervenir.

Supposons que la tension V_{DD} de blocage observée possède l'allure de la figure 95 (cf. § I.)

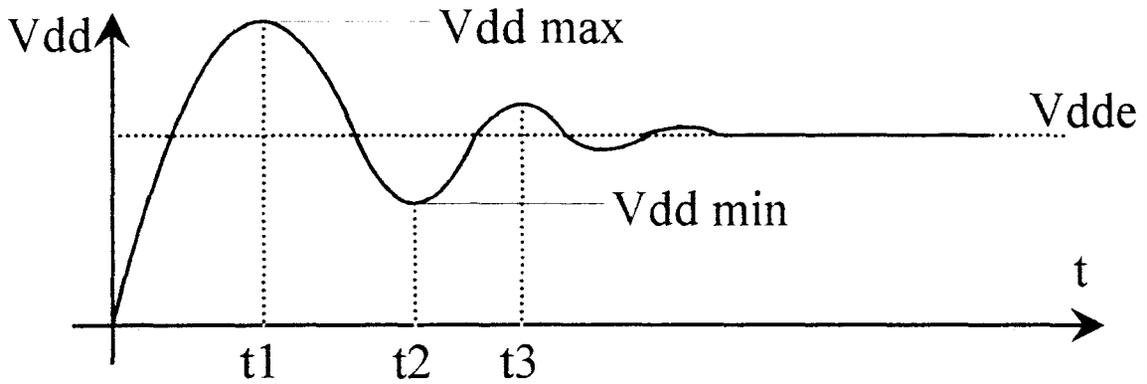


Figure 95

De zéro à t_1 , la tension V_{DD} ne fait que croître, jusqu'à la valeur crête de surtension $V_{DD \text{ max}}$. Avant le blocage ($t \leq 0$), l'interrupteur était passant. Les tensions aux bornes des capacités C_h et C_b étaient quasiment nulles. Pendant la croissance de V_{DD} , C_h se charge, tandis que C_b reste à son état initial de charge nulle :

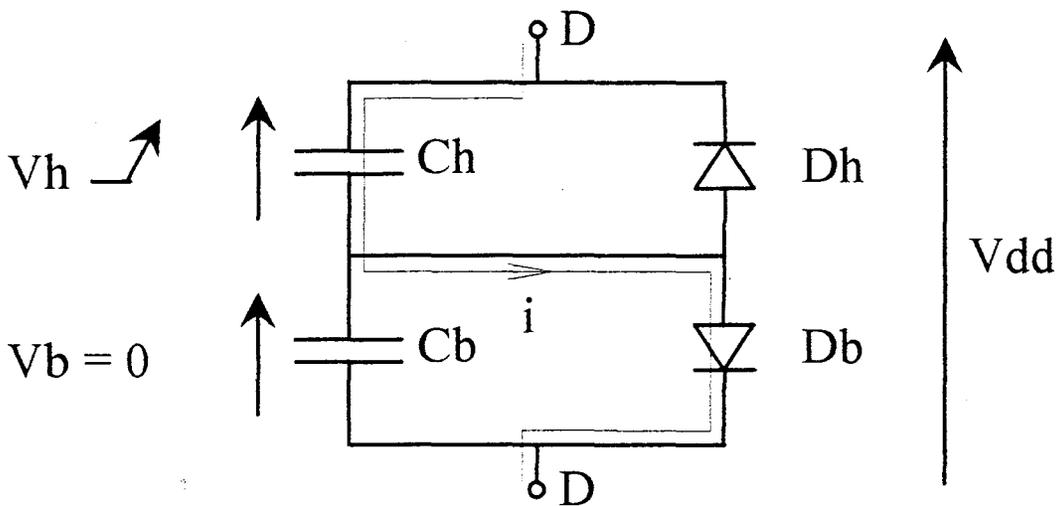


Figure 96

Puis de t_1 à t_2 , la tension V_{DD} se met à décroître, de sorte que le courant i s'inverse : C_h se décharge, alors que C_b se charge en inverse : V_b devient négative (fig. 97).

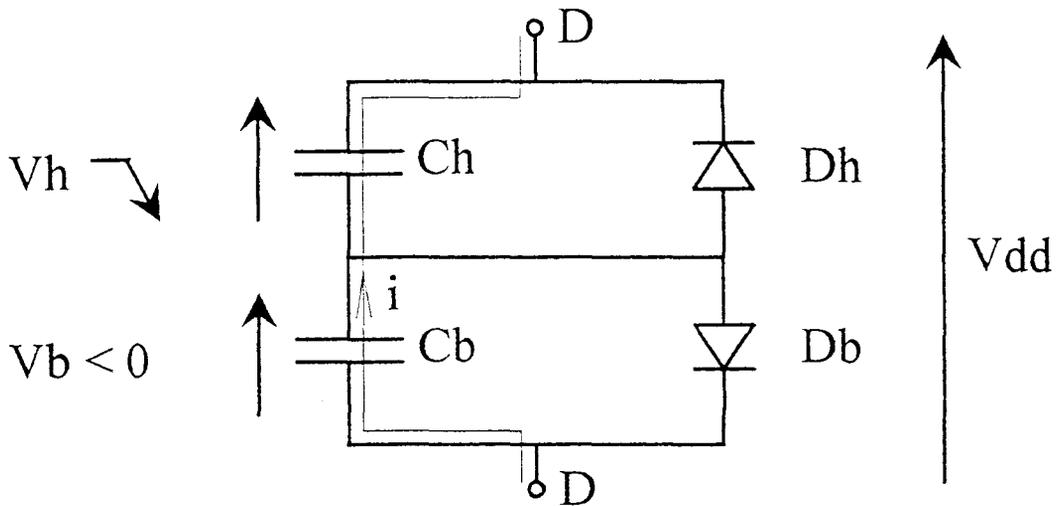


Figure 97

De t_2 à t_3 , V_{DD} croît de nouveau, C_h se recharge, C_b se décharge, etc...

Lorsque l'on atteint la tension d'équilibre V_{DDE} , la tension V_h reste supérieure à V_{DDE} , tandis que la tension V_b reste négative. La répartition des tensions aux bornes des capacités dépend de leur valeur relative.

Dans le cas d'une tension V_{DD} positive, comme dans cet exemple, la diode D_h reste constamment bloquée puisque V_h est toujours positive. Quant à la diode D_b , elle n'est passante que pendant la première phase de $t = 0$ à $t = t_1$. Ensuite, l'amplitude des oscillations allant en s'atténuant, la capacité C_b , une fois chargée en inverse à $t = t_2$, ne se décharge jamais plus totalement. La tension V_b à ses bornes reste donc toujours négative, la diode D_b restant par ailleurs bloquée.

La répartition des tensions se fait de la manière suivante : à partir de $t = t_1$, les diodes D_h et D_b restant bloquées, on a le schéma équivalent de la figure 98 :

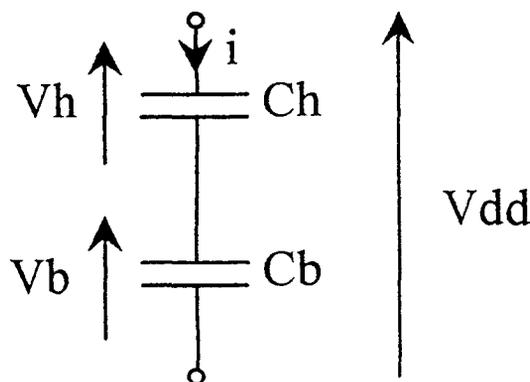


Figure 98

$$\text{On a : } V_{DD} = V_h + V_b \Rightarrow \frac{dV_{DD}}{dt} = \frac{dV_h}{dt} + \frac{dV_b}{dt}$$

$$i = C_h \frac{dV_h}{dt}$$

$$= C_b \frac{dV_h}{dt} \Rightarrow \frac{dV_h}{dt} = \frac{C_b}{C_h} \frac{dV_b}{dt}$$

Ce qui nous intéresse, c'est la variation de tension aux bornes des capacités entre les différents instants t_i . Les équations précédentes deviennent donc :

$$\Delta V_{DD} = \Delta V_h + \Delta V_b$$

$$\Delta V_h = \frac{C_b}{C_h} \cdot \Delta V_b$$

Ainsi, à partir de $t = t_1$, à tout niveau de tension V_{DD} correspond une tension précise aux bornes de chaque capacité.

La valeur maximale de V_b est obtenue à l'instant t_2 , pour $V_{DD} = V_{DD \text{ min}}$:

$$\Delta V_h = \frac{\Delta V_{DD}}{1 + \frac{C_h}{C_b}}$$

$$\Delta V_b = \frac{\Delta V_{DD}}{1 + \frac{C_b}{C_h}}$$

$$\text{d'où } \Delta V_{b \text{ max}} = V_b(t_2) - V_b(t_1)$$

$$= V_b(t_2)$$

$$= \frac{V_{DD}(t_2) - V_{DD}(t_1)}{1 + \frac{C_b}{C_h}}$$

$$= \frac{V_{DD}(\text{min}) - V_{DD}(\text{max})}{1 + \frac{C_b}{C_h}}$$

La tension inverse que doit supporter le transistor T_b est donc au plus égale à $V_{DD \text{ min}} - V_{DD \text{ max}}$, dans le cas où C_b est très inférieur à C_h .

d) Contribution de l'interrupteur aux oscillations parasites

On a vu que le circuit équivalent du convertisseur, pendant les phases d'injection de courant, faisait intervenir la capacité équivalente du primaire du transformateur. On peut montrer qu'à cette capacité interspire viennent s'ajouter celles des interrupteurs qui sont à l'état bloqué au moment de l'injection de courant.

Supposons par exemple que les interrupteurs T1 et T2' sont fermés, T1' et T2 étant ouverts. On a alors la configuration de la figure 99 :

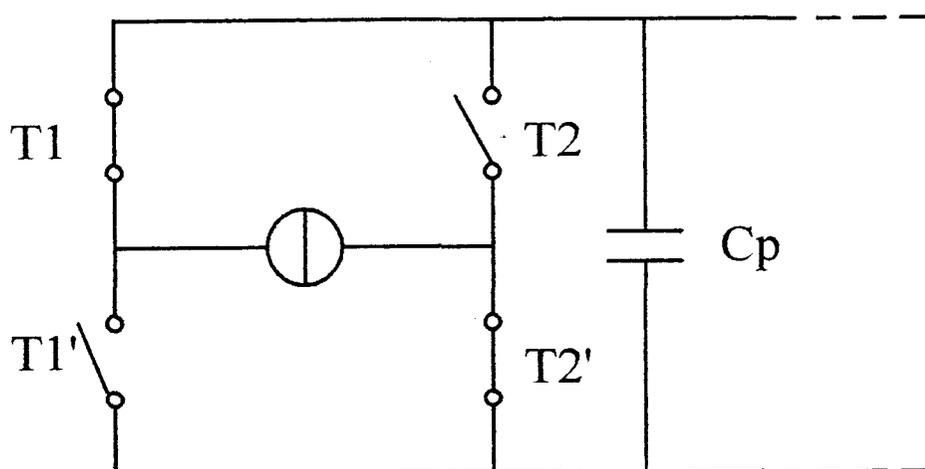


Figure 99

Les capacités équivalentes des interrupteurs T1' et T2 bloqués se retrouvent donc en parallèle sur la capacité primaire interspire C_p , si on suppose T1 et T2' assimilés à des courts-circuits.

On peut donc reprendre l'étude du fonctionnement du transformateur à l'aide du plan de phase (cf. § I.2.b), en considérant cette fois-ci que tant que la tension u_c est croissante, la capacité est égale à une certaine capacité équivalente C_1 , puis que cette capacité change de valeur ($C = C_2$) et la conserve jusqu'à l'atténuation complète des oscillations.

Les valeurs des capacités C_1 et C_2 sont les suivantes :

$$C_1 = C_p + 2 C_h$$

$$C_2 = C_p + 2 \times \frac{C_h C_b}{C_h + C_b}$$

D'où le nouveau plan de phase : (cf. notations du § I.2.b)

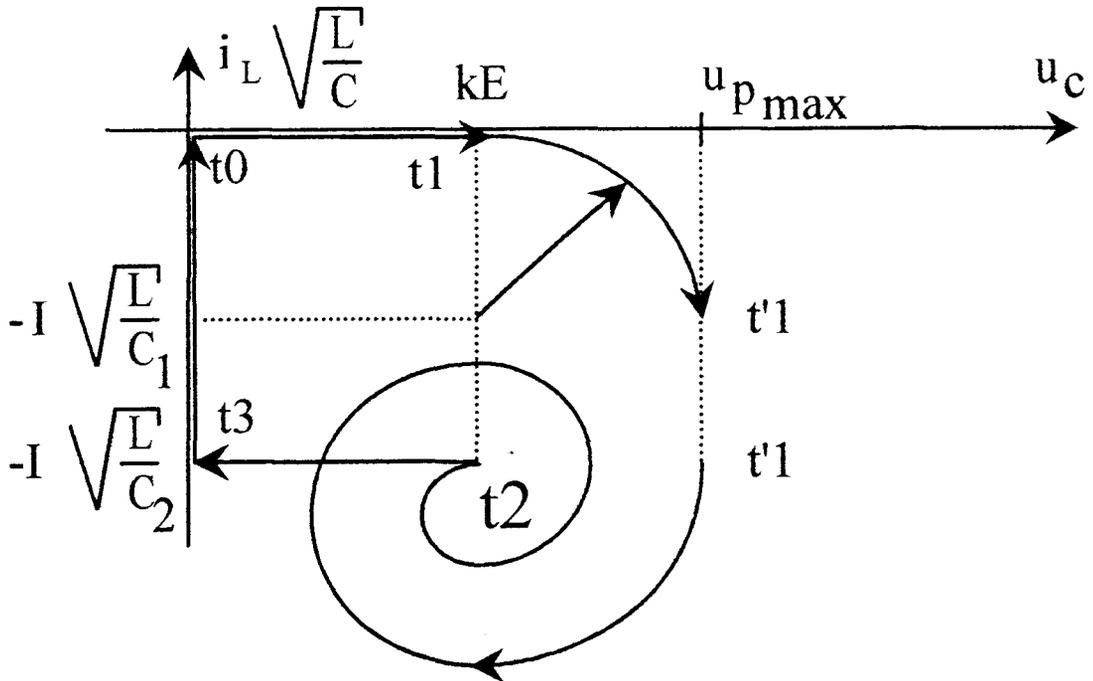


Figure 100

Lors du changement de capacité, à l'instant t'_1 , on peut considérer que mis à part le changement d'échelle sur l'axe du courant i_L , le système n'est pas perturbé : la tension u_c ne subit pas de discontinuité. Simplement, jusqu'à $t = t'_1$, elle est appliquée aux bornes de C_1 , puis à partir de $t = t'_1$, aux bornes de C_2 . Pour chaque interrupteur, (T1' ou T2), on a en effet la transition :

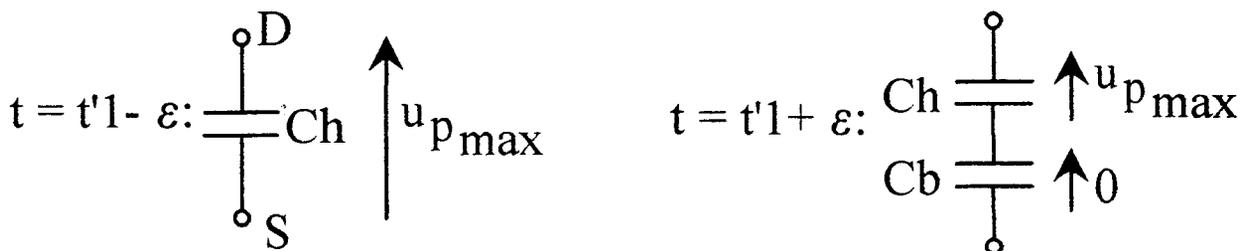


Figure 101

Cette transition s'effectue alors que u_c atteint un maximum : du_c / dt est nulle. Donc aucun courant ne circule à travers les capacités pendant le passage de C_1 à C_2 .

Dans le cas de l'utilisation du système d'écrêtage actif, le plan de phase est modifié comme suit :

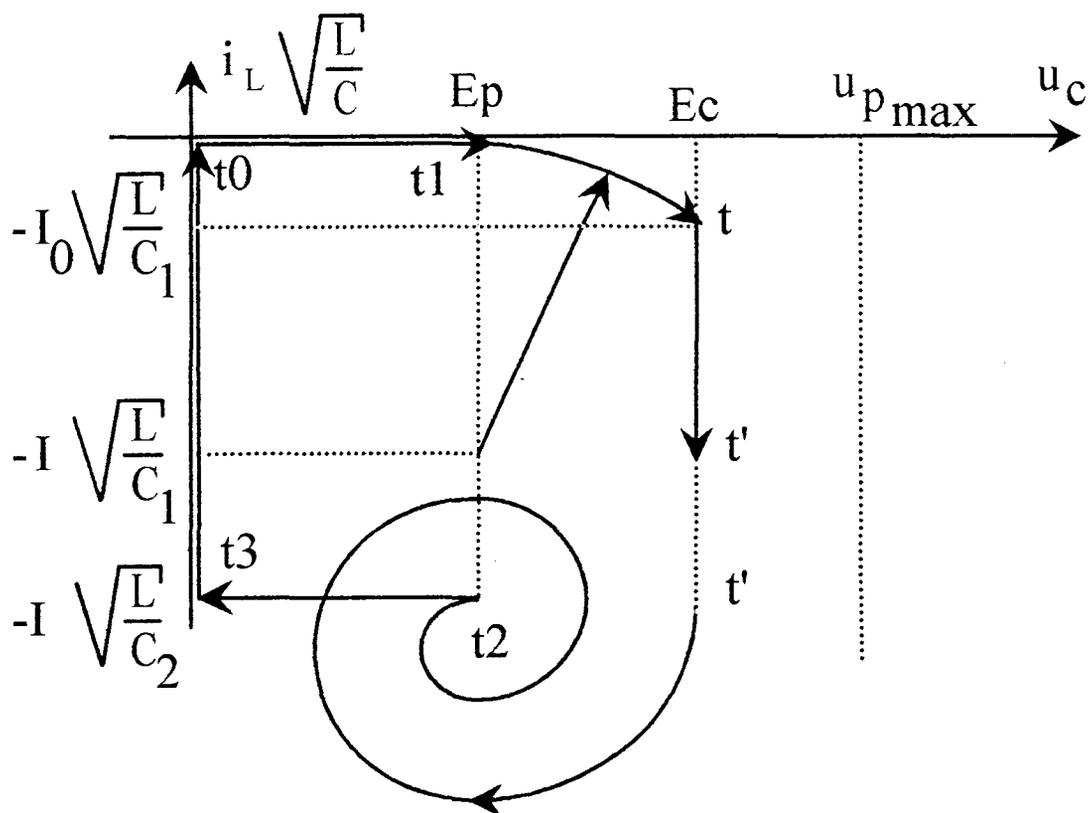


Figure 102

Le changement de capacité s'effectue dès que u_c commence à décroître, à l'instant $t = t'$, ce qui ne modifie donc en rien le fonctionnement du clamp actif.

V RESEAU SOURCE

La source d'énergie du convertisseur est supposée être le réseau de distribution d'électricité, au niveau basse tension, assimilable en première approximation à une source de tension alternative sinusoïdale, la tension efficace V_e étant quasiment constante, ainsi que la fréquence f , et capable de débiter un courant efficace limité.

Le convertisseur étant générateur d'harmoniques à fréquences élevées, à cause de la technique de modulation de largeur d'impulsions mise en oeuvre, le filtrage de ces harmoniques doit tenir compte de la façon dont le réseau est identifié.

Ce sont ces différents types de filtrage que nous allons examiner dans ce paragraphe.

V.1. Elements parfaits

Dans le cas où le réseau est supposé parfait, on a l'association :

source de tension parfaite - inductance + source de tension parfaite de la figure 103:

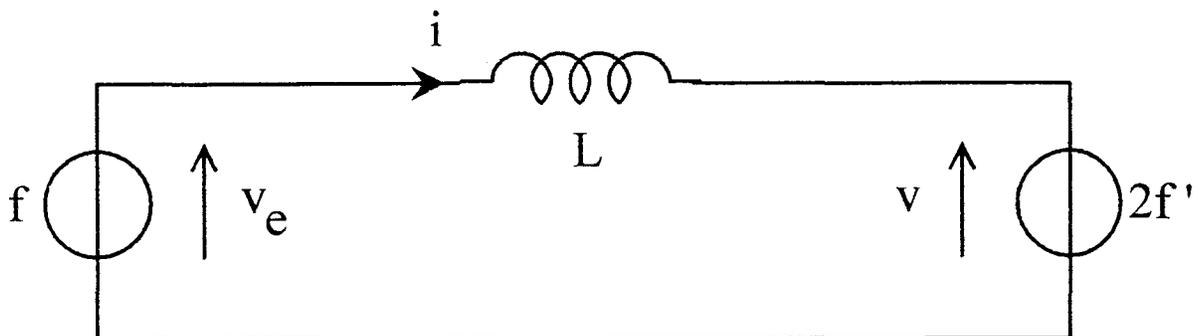


Figure 103

La fréquence $2f'$ n'est pas unique : elle représente l'ensemble des harmoniques haute fréquence générés par le découpage M.L.I., qui peuvent se regrouper en familles autour de la fréquence de découpage. On peut cependant ne considérer que le fondamental, c'est-à-dire la fréquence de découpage, dans le cas d'un M.L.I. de type naturelle, si f' est très supérieur à f . Dans ce cas, la source v_e est transparente vis-à-vis de ces fréquences, et donc équivalente à un court-circuit.

Si ω est la pulsation de la source v , on a alors directement la valeur efficace du courant correspondant, à la même pulsation :

$$I = V / L\omega$$

D'où le résultat bien connu : pour minimiser la valeur efficace du courant harmonique, il faut augmenter la valeur d'inductance L, ou travailler à fréquence de découpage élevée, les effets de ces deux paramètres étant proportionnels à leur valeur.

V.2. Impédance propre du réseau

L'impédance équivalente d'un réseau est éminemment variable, suivant le lieu où l'on se trouve, et le moment considéré. Il peut être modélisé par une impédance Z_e essentiellement résistante et inductive:

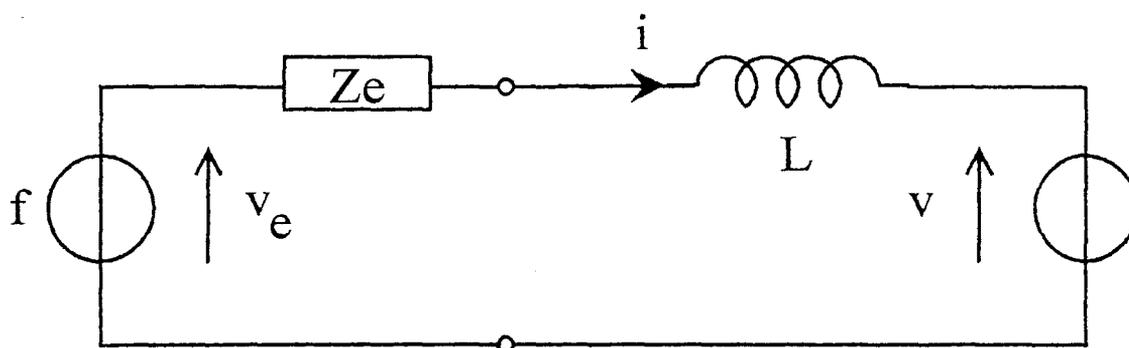


Figure 104

Le courant harmonique a pour expression:

$$I = \frac{V}{|Z_e + j L \omega|}$$

$$I = \frac{V}{\sqrt{R_e^2 + (L + L_e)^2 \omega^2}}$$

L'évolution de I en fonction des éléments impédants est identique au cas précédent. La présence de l'inductance de réseau L_e est favorable à la diminution de l'amplitude du courant harmonique. On n'a par contre pas intérêt à ce que R_e soit trop importante, car cela se traduit par une perte d'énergie en ligne.

V.3. Filtre du second ordre

a) Relations générales

A partir du moment où l'on exige une grande qualité d'onde de courant, et une limitation en poids et taille du convertisseur, donc de l'inductance d'entrée, il est intéressant de considérer l'ajout d'un élément capacitif, afin d'obtenir un filtrage du second ordre des harmoniques de courant:

La source v_e étant un court-circuit vis-à-vis des fréquences différentes de la sienne, le circuit d'étude est le suivant:

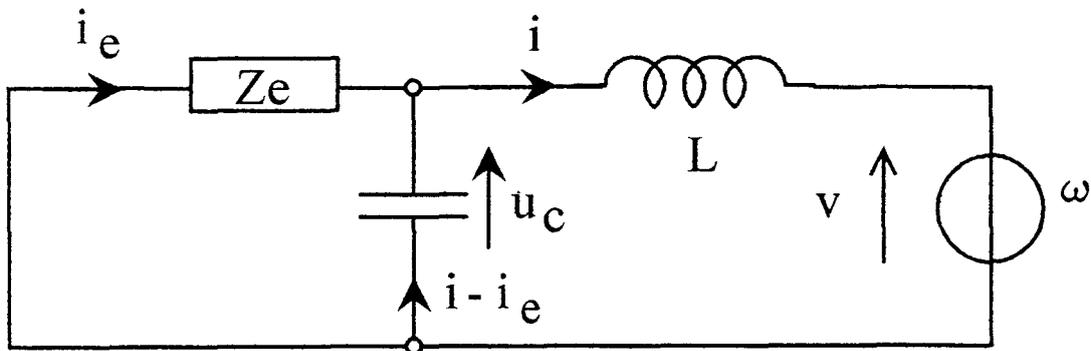


Figure 105

A la pulsation ω de la source v , génératrice d'harmoniques autour de la fréquence de découpage M.L.I., on a les équations :

$$Z_e i_e = \frac{i - i_e}{j c \omega} = -\underline{v} - j L \omega i$$

(1) (2) (3)

Les équations (1) et (2) nous donnent une relation entre les deux courants réseau i_e et convertisseur i :

$$(4) \quad i_e = \frac{i}{1 + j c \omega Z_e}$$

Les équations (1) et (3) font intervenir la source générative v . En exprimant le courant i en fonction de i_e (et réciproquement), on obtient les deux relations liant chacun de ces deux courants à la tension v :

$$Z_e i_e = -\underline{v} - j L \omega i_e (1 + j c \omega Z_e)$$

$$\Rightarrow i_e = \frac{-v}{Z_c + jL\omega(1 + jc\omega Z_c)}$$

$$\text{et } i = \frac{-v(1 + jc\omega Z_c)}{Z_c + jL\omega(1 + jc\omega Z_c)}$$

b) Cas d'une impédance réseau inductive

Dans le cas le plus courant, le terme inductif L_e est prépondérant par rapport au terme résistif R_e .

Les relations précédentes, avec $Z_e = jL_e\omega$ nous donnent :

$$i_e = \frac{i}{1 - L_e c \omega^2}$$

$$i_e = \frac{v}{j\omega(L_e L c \omega^2 - L_e - L)}$$

$$i = \frac{(1 - L_e L c \omega^2) v}{j\omega(L_e L c \omega^2 - L_e - L)}$$

* Etude du courant i_e

$$j \cdot \frac{i_e}{v} = \frac{1}{L_e L c \omega^3 - (L_e + L) \omega}$$

L'allure de $j \cdot i_e / v$ en fonction de la pulsation ω de la source v est représentée figure 106 .

Les éléments du filtre doivent donc être tels que la pulsation de découpage de la tension M.L.I. se trouve supérieure à ω_2 , ou éventuellement au voisinage de ω_3 .

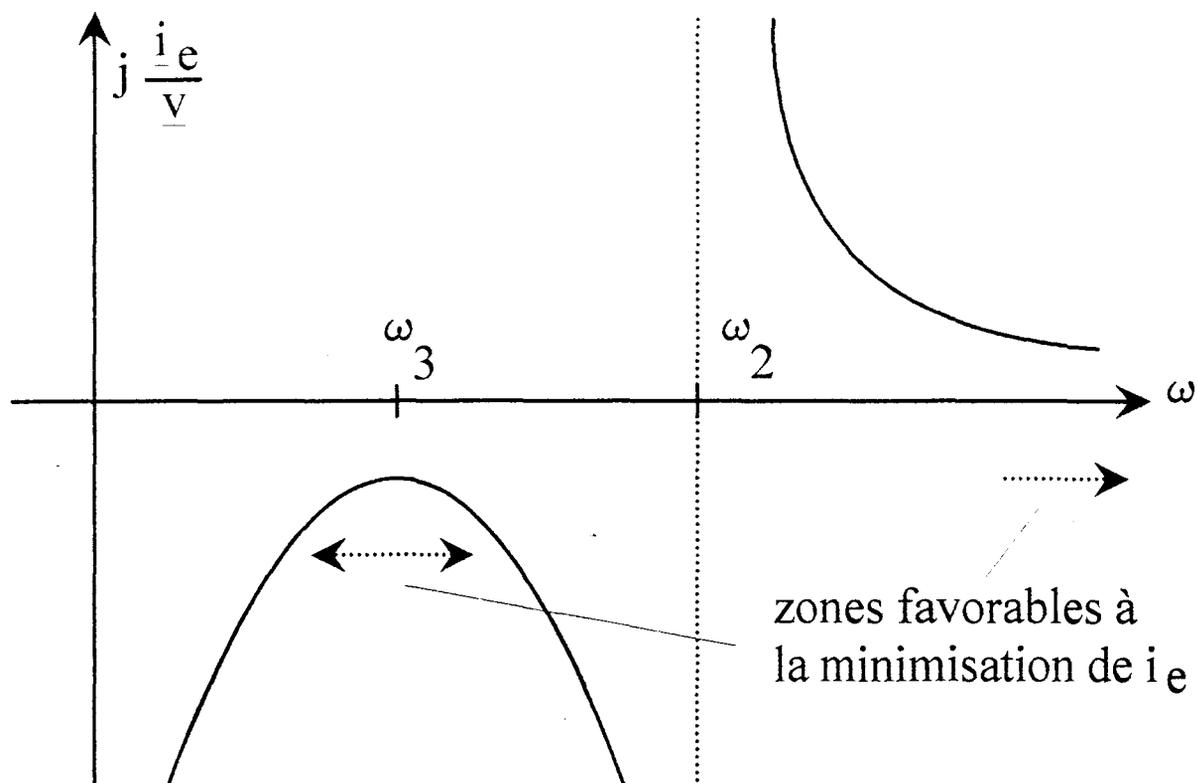


Figure 106

* Etude du courant i

C'est le courant i_e réseau qui, a priori, doit être minimisé. Cependant, il n'est pas inutile d'étudier également le courant i qui, s'il est minimisé, permettra de réduire les perturbations rayonnées par le convertisseur.

On a:

$$j \cdot \frac{i}{v} = \frac{1 + L_e c \omega^2}{L_e L c \omega^3 - (L_e + L) \omega}$$

D'où l'allure de $j \cdot \frac{i}{v}$ en fonction de la pulsation ω de la source v , représentée par la figure 107.

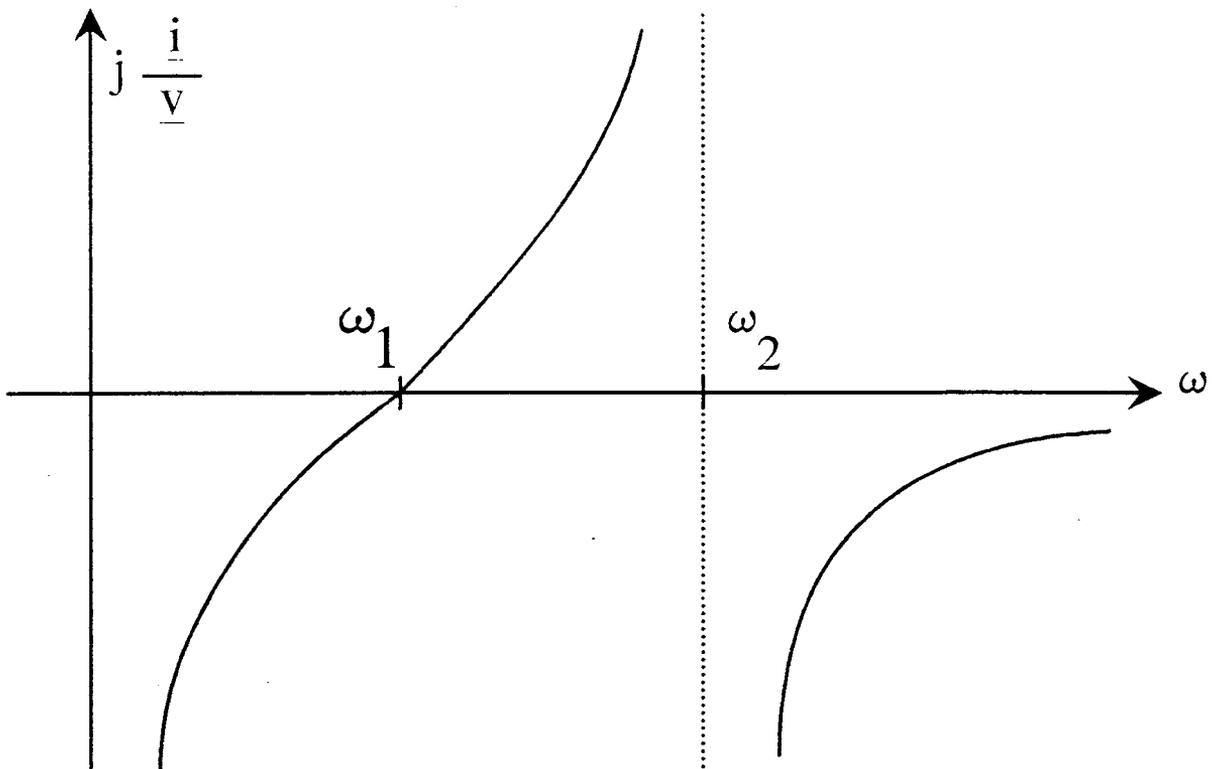


Figure 107

* Position relative des courbes

On a trois pulsations caractéristiques :

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_e c}}$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_e c} + \frac{1}{L c}}$$

$$\omega_3 = \frac{\omega_2}{\sqrt{3}}$$

Pour $L > L_e/2$, $\omega_3 < \omega_1$, ce qui sera a priori toujours le cas.

Les courbes $j.i/v$ et $j.i_e/v$ ne se coupent jamais.

La figure 108 donne les positions relatives de i et i_e .

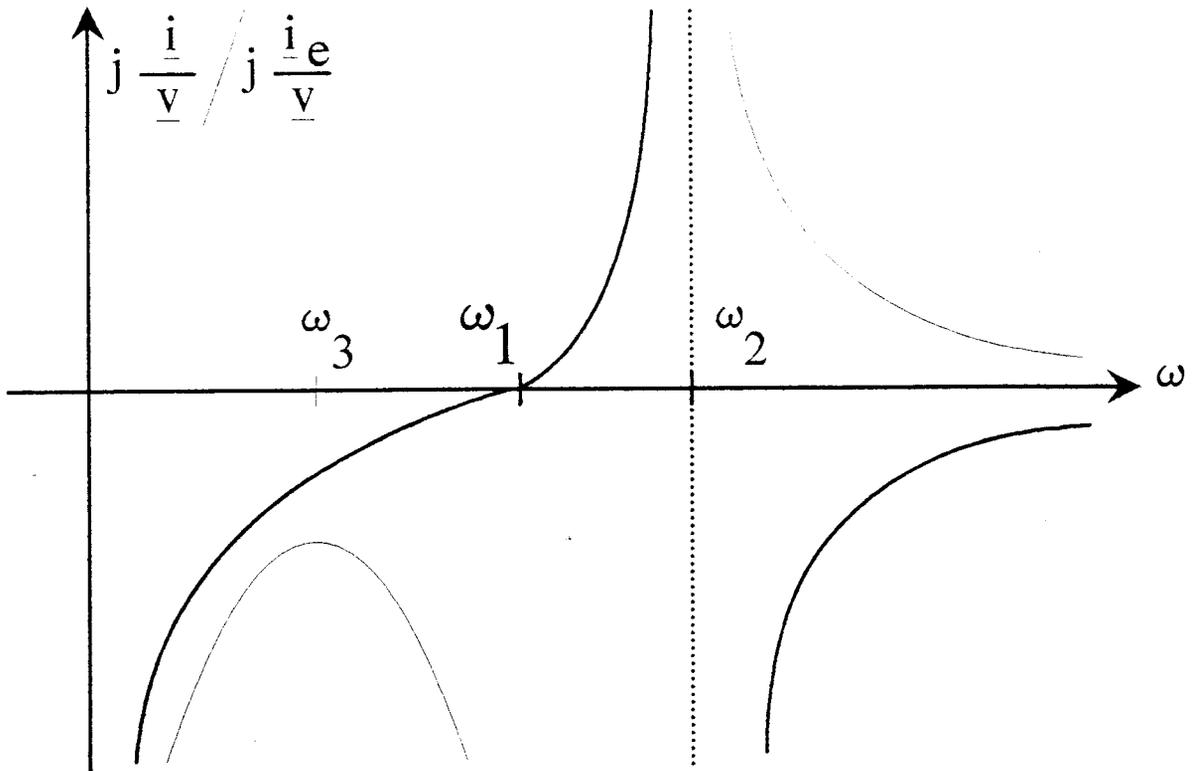


Figure 108

On a donc intérêt à ce que ω soit suffisamment supérieure à ω_2 pour atténuer à la fois les courants i et i_e .

* Intérêt du filtre du second ordre

Le filtre du second ordre n'est pas forcément plus efficace que celui du premier ordre, suivant les valeurs des éléments du filtre, et la fréquence de découpage considérée.

Etudions le rapport $\frac{|i_d| \text{ (avec capacité)}}{|i_d| \text{ (sans capacité)}} = A$

Le filtrage du second ordre sera intéressant à partir du moment où le rapport A est inférieur à 1.

$$\text{D'où : } A < 1 \Rightarrow \frac{V}{\omega |L_e L_c \omega^2 - L_e - L|} \times \frac{(L + L_e) \omega}{V} < 1$$

$$\Rightarrow L + L_e < [L_e L c \omega^2 - L_e - L]$$

Si on choisit $\omega > \omega_2$, on a $L_e L c \omega^2 - L_e - L > 0$

D'où $A < 1 \Rightarrow L + L_e < L_e L c \omega^2 - L_e - L$

$$\Rightarrow c > \frac{2(L + L_e)}{L_e L \omega^2} = \frac{2}{\omega^2} \left(\frac{1}{L_e} + \frac{1}{L} \right)$$

Remarque : $\omega > \omega_2 \Rightarrow \omega^2 > \frac{1}{L_e c} + \frac{1}{L c}$

$$\Rightarrow c > \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{1}{L_e} + \frac{1}{L} \right)$$

VI. CHARGE DU CONVERTISSEUR

VI.1. Modélisation de l'ensemble convertisseur-charge

Jusqu'à présent, les batteries d'accumulateurs étaient considérées comme une source de tension parfaite (notée E), dans laquelle le convertisseur étudié injectait des créneaux de courant. Cependant, les réactions physico-chimiques internes à la batterie font que celle-ci possède des caractéristiques de type capacitif, inductif et résistif, [32][33]. Il n'est cependant pas nécessaire de modéliser finement ce type de charge complexe, d'autant que le comportement inductif est prépondérant. En effet, si l'on prend en compte la mise en série de plusieurs batteries permettant d'obtenir une tension E suffisamment élevée, ainsi que l'influence de la boucle de câblage reliant cette charge au convertisseur proprement dit, on peut considérer que la charge équivalente est formée effectivement d'une source de tension, connectée à une inductance en série. Il devient donc nécessaire, pour conserver l'alternance des sources, d'intercaler une capacité entre le convertisseur et la charge. le schéma équivalent de l'ensemble est donc le suivant :

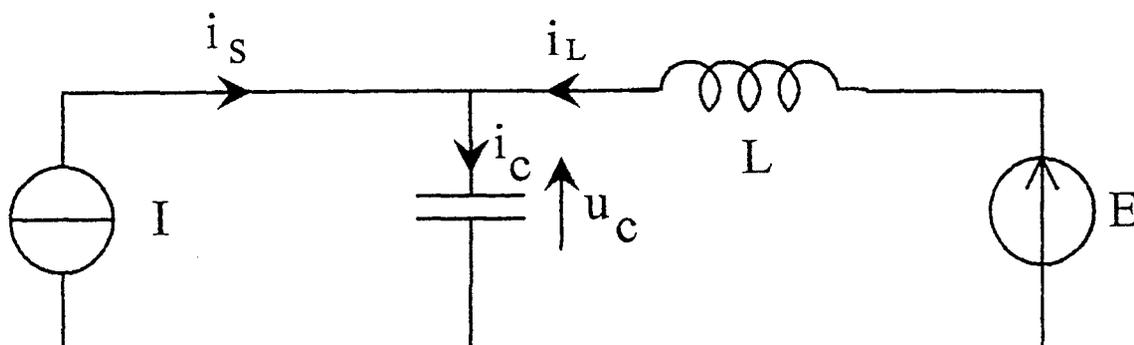


Figure 109

A l'échelle de la fréquence de découpage $2f'$, la source de courant possède deux états correspondant aux deux types de phases du fonctionnement du convertisseur :

- phase 1 : transfert de puissance effectif du réseau vers la charge => injection de courant I .
- phase 2 : court-circuit de la source de courant réseau instantanée => $I = 0$.

VI.2. Calcul du courant dans la charge

Le fonctionnement de la source de courant I est lié à la stratégie de commande du convertisseur direct, qui détermine l'allure du courant injecté dans la charge.

Dans le cas d'une M.L.I. naturelle de type sinus-triangle, et en supposant que le courant absorbé au réseau est sinusoïdal, l'allure du courant injecté dans la charge est celle d'une sinusoïde découpée et redressée:

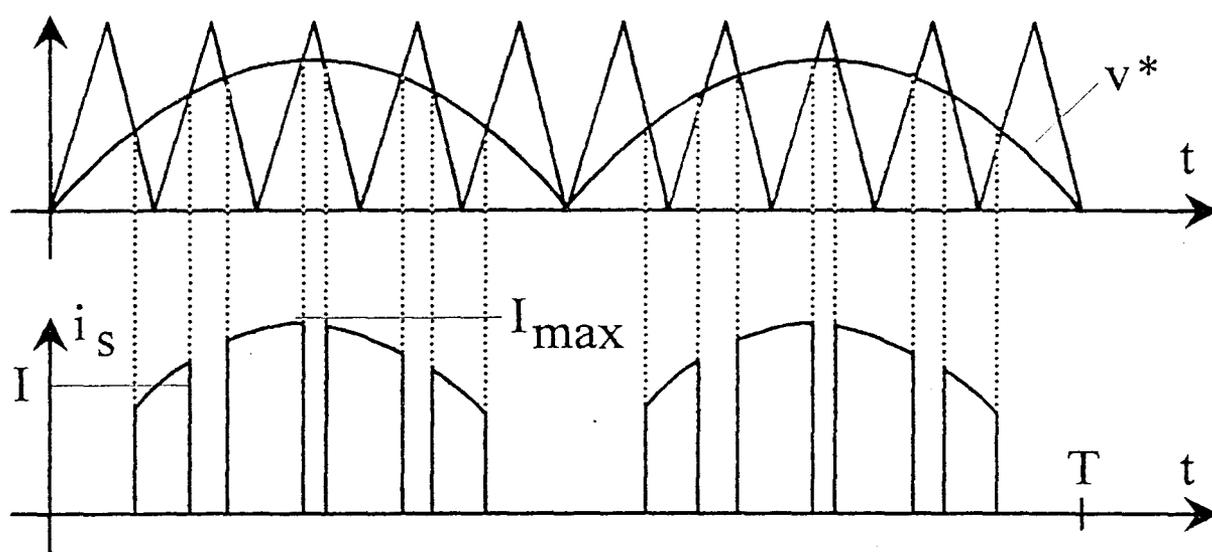


Figure 110

L'onde de référence v^* est sinusoïdale :

$$v^* = r \sin \omega t \quad \text{avec } r: \text{coefficient de réglage de la M.L.I.}$$

De plus, le courant commuté à chaque instant possède également une enveloppe sinusoïdale :

$$I = I_{\max} \sin \omega t$$

Le courant résultant i_s est donc de la forme :

$$\begin{aligned} i_s &= I \cdot r \cdot \sin \omega t \\ &= (r \cdot I_{\max} / 2) \cdot (1 - \cos 2\omega t) \end{aligned}$$

$$\text{D'où } i_{s \text{ moy}} = r \cdot I_{\max} / 2$$

VI. 3. Analyse du fonctionnement à l'aide du plan de phase

Le schéma équivalent de la figure 109 est un circuit du second ordre ne comprenant aucun élément résistif. L'évolution des grandeurs électriques peut donc être étudiée à l'aide de la méthode du plan de phase.

Les deux étapes caractérisant le fonctionnement du convertisseur, vu du côté de la charge, déterminent deux trajectoires distinctes dans le plan de phase :

-Phase 1 : injection de courant I, on a le régime forcé :

$$\begin{aligned} u_{cf} &= E \\ i_{lf} &= -I \quad \Rightarrow \text{d'où le centre } C_1 \end{aligned}$$

-Phase 2 : $I = 0$, d'où le nouveau régime forcé :

$$\begin{aligned} u_{cf} &= E \\ i_{lf} &= 0 \quad \Rightarrow \text{d'où le centre } C_2 \end{aligned}$$

A l'échelle de la fréquence de découpage $2f'$, on peut considérer que le courant I est constant, et varie très lentement entre chaque couple phase 1 - phase 2.

On obtient le plan de phase suivant:

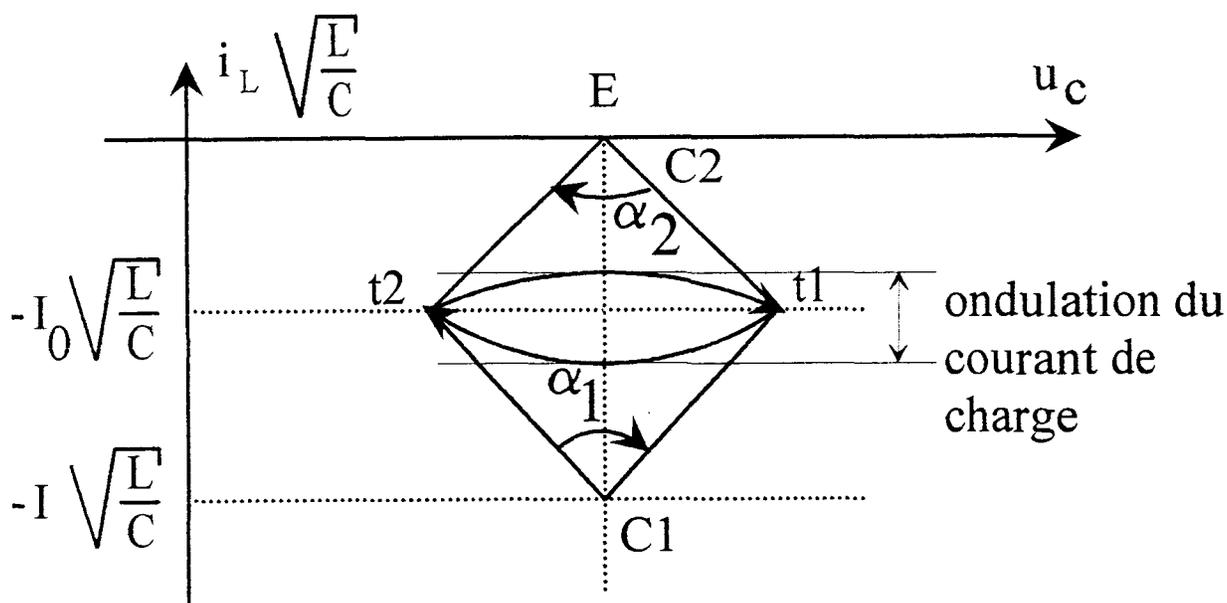


Figure 111

Au cours du fonctionnement, le courant I déterminant le centre C_1 varie de zéro à I_{max} . La somme des angles α_1 et α_2 reste constante, la fréquence de découpage M.L.I. étant supposée fixe.

D'où :

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \omega_0 \frac{T'}{2}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{LC} \times 2 f} \Rightarrow \frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2} = \pi - \alpha = \text{cte}$$

Pour les faibles valeurs de I, les périodes d'injection de courant sont de faible durée (α_1 petit, α_2 grand). Inversement, pour les valeurs importantes de I, au voisinage de T/4, les périodes d'injection sont de durée plus longues (α_1 grand, α_2 petit). Les deux cas sont représentés sur la figure 112 :

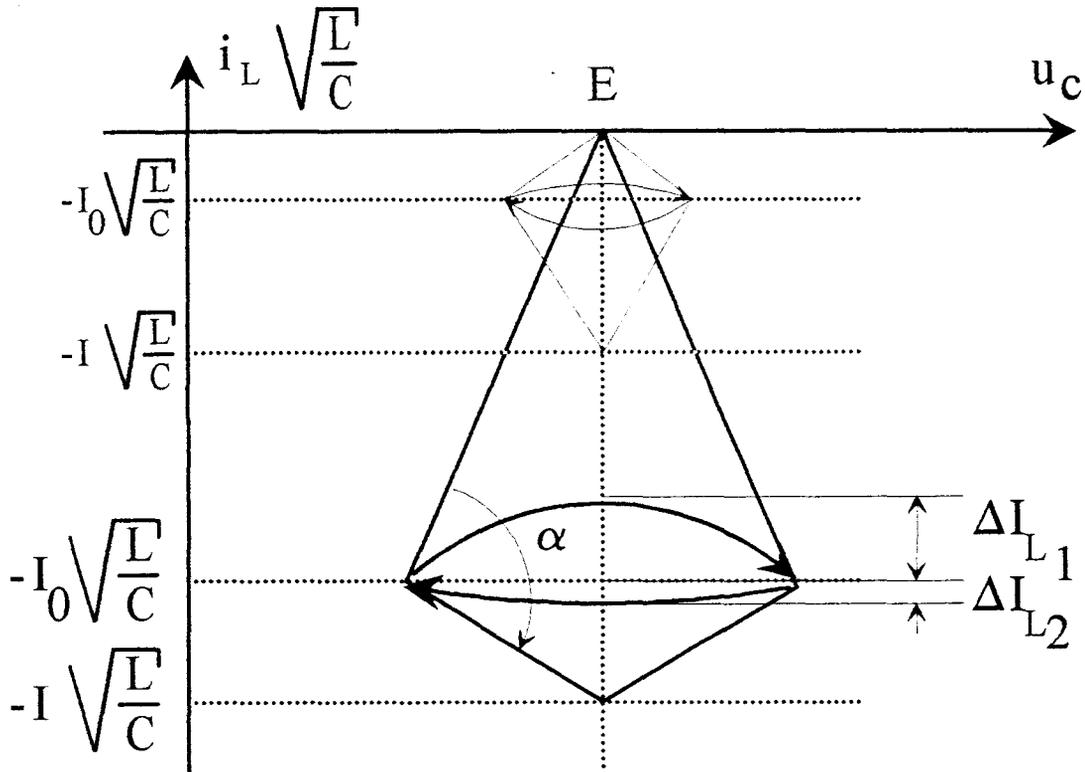


Figure 112

VI. 4. Calcul de l'ondulation du courant à l'aide du plan de phase

Les éléments L et C constituant en fait un filtre du second ordre vis-à-vis du courant injecté dans la charge, il est intéressant de calculer l'ondulation de ce dernier en fonction de ces éléments.

L'ondulation totale du courant dans la charge, c'est-à-dire du courant i_1 , est la somme des deux ondulations obtenues pour chacune des deux phases du fonctionnement :

$$\Delta I_1 = \Delta I_{11} + \Delta I_{12}$$

$$\Delta I_{11} = R_1 \left(1 - \cos \frac{\alpha_1}{2}\right) \times \sqrt{\frac{c}{l}}$$

$$\text{avec } R_1 \cos \frac{\alpha_1}{2} = (I - I_0) \sqrt{\frac{l}{c}}$$

$$\text{d'où } \Delta I_{11} = (I - I_0) \times \left(\frac{1}{\cos \frac{\alpha_1}{2}} - 1\right)$$

$$\Delta I_{12} = R_2 \left(1 - \cos \frac{\alpha_2}{2}\right) \times \sqrt{\frac{c}{l}}$$

$$\text{avec } R_2 \cos \frac{\alpha_2}{2} = I_0 \sqrt{\frac{l}{c}}$$

$$\text{d'où } \Delta I_{12} = I_0 \times \left(\frac{1}{\cos \frac{\alpha_2}{2}} - 1\right)$$

$$\text{Soit } \Delta I_1 = I \left(\frac{1}{\cos \frac{\alpha_1}{2}} - 1\right) + I_0 \left(\frac{1}{\cos \frac{\alpha_2}{2}} - \frac{1}{\cos \frac{\alpha_1}{2}}\right)$$

On peut ensuite exprimer I_0 en fonction de I et des α_i :

$$I_0 = \frac{I}{1 + \frac{\sin \alpha_2}{\sin \alpha_1} \times \frac{\cos \frac{\alpha_1}{2}}{\cos \frac{\alpha_2}{2}}}$$

$$\text{D'où } \Delta I_1 = g(I, \alpha_1, \alpha_2)$$

Cette ondulation totale du courant dans la charge varie au cours du temps, une fois les éléments L et C déterminés.

$$\text{On a : } I = I_{\max} \sin \omega t$$

$$\alpha_1 = \omega_0 t_1 \quad \left(\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \right)$$

$$= \omega_0 \sin \omega t \times \frac{T'}{2} \quad \left(\frac{T'}{2} = \frac{1}{2f} : \text{période de la M.L.I.} \right)$$

$$\alpha_2 = \omega_0 t_2$$

$$= \omega_0 (1 - \sin \omega t) \frac{T'}{2}$$

On a donc une relation du type :

$$\Delta I_L = g(I_{\max}, L, c, f, t)$$

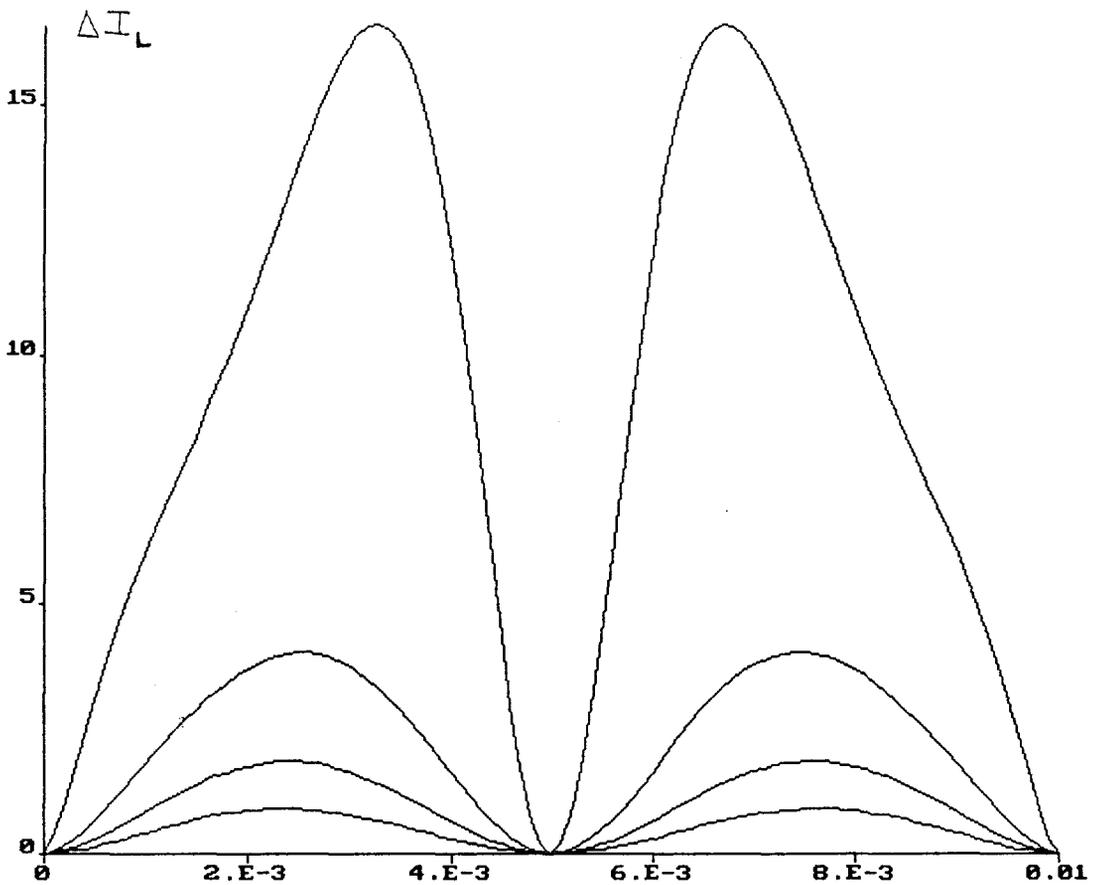


Figure 113

Avec les données suivantes :

$$I_{\max} = 60 \text{ A}$$

$$c = 10 \mu\text{F}$$

$$f' = 40 \text{ k Hz}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

On a obtenu les courbes de variation de ΔI_1 sur une demi-période $T/2$, avec différentes valeurs d'inductance L (2, 5, 10, 20 μH , figure 113), ce qui revient à considérer, pour les variations de courant, différentes pulsations de résonance ω_0 .

Ainsi, une inductance de seulement 5 μH permet de ramener l'amplitude maximale de l'ondulation du courant de charge à environ 4 ampères, soit à peine 7 % du courant crête injecté.

Suivant l'ondulation maximale souhaitée, il sera donc possible d'agir sur les composants du filtre du second ordre, une fois la fréquence de découpage et le courant maximal de sortie fixés.

CHAPITRE III :

ELABORATION D'UNE COMMANDE EN

BOUCLE FERMEE

I. OBJECTIFS DE LA COMMANDE ET HYPOTHESES INITIALES

Un convertisseur s'articule toujours autour de deux axes, l'axe de puissance, qui vient d'être étudié, et l'axe de commande, [34].

Dans ce convertisseur, par le choix d'algorithmes de commande, il est possible d'effectuer un réglage des puissances active et réactive transitées, ainsi qu'une mise en forme du courant absorbé.

Le réglage de la puissance injectée dans la charge est fondamental, puisque le convertisseur doit pouvoir assurer le suivi d'un profil de charge, et que celui-ci diffère avec le type de batteries d'accumulateurs (plomb ou nickel-cadmium).

L'aspect mise en forme du courant absorbé est lui aussi important vis-à-vis de la puissance apparente de dimensionnement, de la possibilité de transférer une puissance maximum, et du rendement du convertisseur.

On a vu à plusieurs reprises que l'ensemble du convertisseur pouvait être représenté par le schéma équivalent de fonctionnement de la figure 114 :

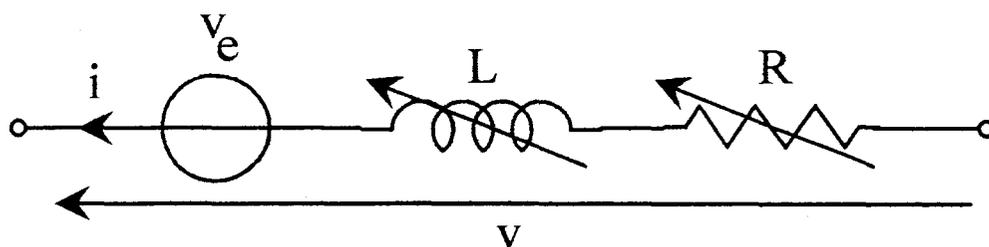


Figure 114

Dans ce schéma, les grandeurs électriques sont des valeurs instantanées, et les composants passifs n'ont pas leur valeur fixée. Ceci dans le but d'envisager le cas général où les grandeurs électriques n'ont pas nécessairement une évolution sinusoïdale, et où les composants passifs voient leur valeur changer au cours du fonctionnement.

Dans toute l'étude, les éléments du schéma équivalent sont définis comme suit :

- L est l'inductance d'entrée du convertisseur. Elle peut être considérée comme, soit parfaitement constante, soit variable au cours de la période T (hystérésis, saturation).

- R est la résistance équivalente représentant à la fois la résistance interne de l'inductance L , de la source de tension réseau v_e , ainsi que celle des semi-conducteurs à l'état passant (transistors MOSFET en l'occurrence). Elle peut être, soit constante, soit lentement variable, particulièrement au niveau des transistors de puissance.
- v_e est la tension réseau, supposée sinusoïdale, mais de valeur efficace susceptible de varier lentement.
- i est le courant absorbé par le réseau. Sa forme d'onde dépend du comportement linéaire ou pas des autres éléments.
- v est la tension M.L.I. appliquée par le convertisseur direct aux bornes de la source instantanée de courant, par définition non linéaire, mais pouvant être assimilée à son fondamental, suivant le type de régulation envisagé. Elle est susceptible d'être fortement perturbée par le comportement basse et haute fréquence du transformateur. C'est la grandeur de commande du convertisseur.

Par rapport à la fréquence de découpage envisagée (plusieurs dizaines de kilohertz), on a vu qu'une M.L.I. de type naturelle était bien adaptée. La stratégie de commande des interrupteurs de puissance s'effectuant donc à partir de la comparaison entre une onde de modulation, triangulaire par exemple, et une onde de référence (cf. chap. II, § I. 1.).

Suivant les hypothèses faites sur le schéma équivalent de fonctionnement de la figure 114, deux types de régulation sont possibles.

Si l'on considère un modèle parfaitement linéaire au cours d'une période T , la tension M.L.I. étant assimilée à sa composante fondamentale, on peut alors raisonner directement sur les valeurs efficaces des grandeurs électriques supposées toutes sinusoïdales. L'élaboration de la régulation peut se faire à partir du diagramme vectoriel caractéristique du système étudié.

Si l'on veut tenir compte des non-linéarités des éléments du convertisseur, il n'est plus possible de ne considérer que la fréquence f du réseau, puisqu'interviennent des harmoniques de faible rang, par rapport à cette fréquence fondamentale. La représentation vectorielle des grandeurs électriques ne suffit plus, il faut raisonner sur les valeurs instantanées.

Ce sont ces deux configurations de stratégie de régulation que nous allons étudier.

II) MODELE LINEAIRE

II.1. Diagramme vectoriel des grandeurs électriques

Le cas général d'un courant absorbé i déphasé d'un angle φ par rapport à la tension réseau v_e a été vu dans la partie précédente (chap. II, § III. 2.). La régulation doit permettre le réglage de l'amplitude du courant absorbé, en maintenant un déphasage φ nul. D'où le diagramme vectoriel correspondant :

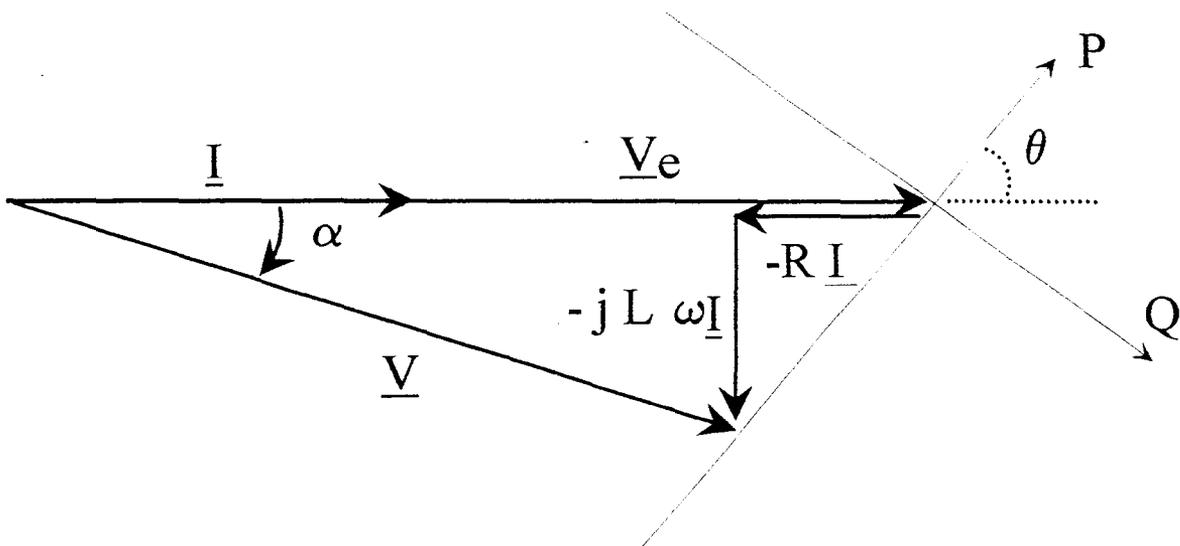


Figure 115

Cette figure contient toutes les données nécessaires à la réalisation de la commande du convertisseur. Plusieurs solutions sont envisageables.

La première consiste à utiliser directement les expressions analytiques exactes des paramètres de commande en fonction des grandeurs à régler, c'est-à-dire trouver les fonctions f et g telles que :

$$\begin{aligned} V &= f(I) \\ &= \sqrt{(L\omega I)^2 + (V_e - RI)^2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha &= g(I) \\ &= \text{Arctg}\left(\frac{L\omega I}{V_e - RI}\right) \end{aligned}$$

Le problème est que ces fonctions f et g dépendent de toutes les grandeurs électriques et physiques qui interviennent dans le schéma équivalent, à savoir : V_e , R , L . Or, le cas d'un modèle supposé linéaire n'exclut pas la variation lente, à une fréquence très inférieure à celle du réseau, de ces trois grandeurs. Il serait donc nécessaire de les capter en permanence, et d'établir une régulation utilisant ces grandeurs en temps réel. D'autre part, si l'on souhaite mettre en place une régulation véritablement en boucle fermée sur l'amplitude et la phase du courant i , on aboutit à une électronique de commande et de régulation relativement lourde et délicate à mettre au point, par rapport aux autres solutions envisageables.

La seconde solution est en effet de tenir compte du pseudo-découplage des variables de commande (cf. chap. I, §V. 4., et chap II, § III. 2.). Certes, le calage optimal des axes de puissance est difficilement réalisable. Cependant, même non optimal, l'inclinaison des axes P et Q , si elle n'est pas trop importante, entraîne tout de même un pseudo-découplage.

II. 2. Régulation en boucle fermée sur les grandeurs pseudo-découplées

On considère donc le cas où l'angle θ est tel qu'une variation de l'amplitude V de la tension de commande entraîne une variation de la puissance réactive absorbée, et qu'une variation du déphasage α de cette même tension entraîne celle de la puissance active absorbée, ainsi que le montre la figure 116, [4] :

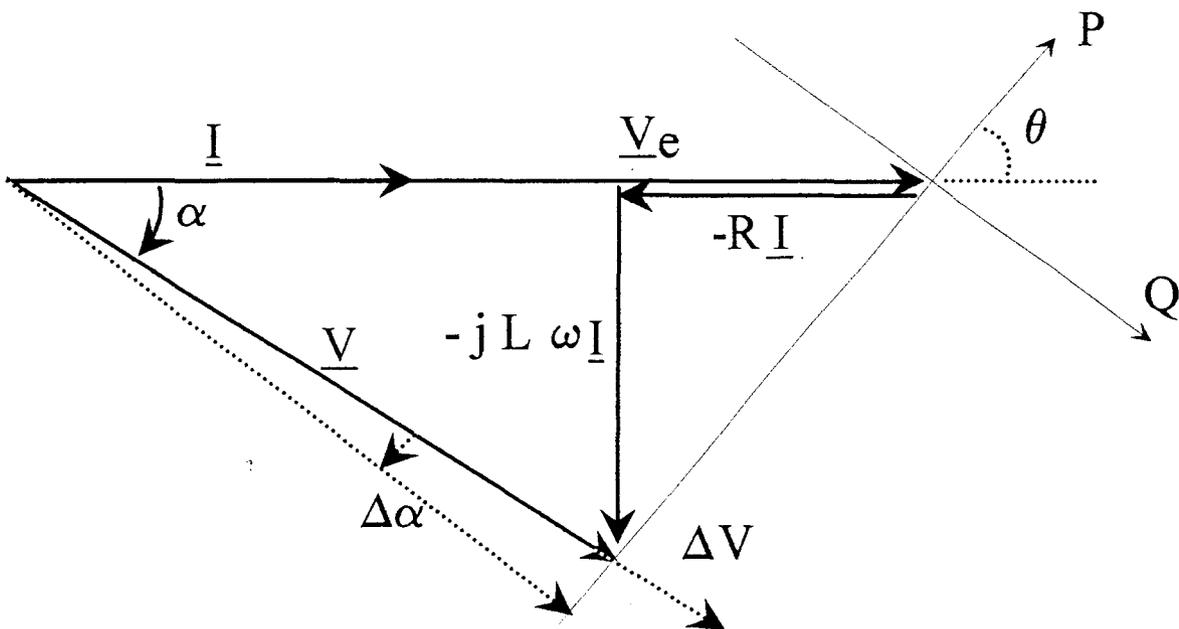


Figure 116

En effet :

$$P = V_e I \cos \varphi$$

$$\approx V_e I \text{ si } \varphi \text{ suffisamment petit.}$$

$$\Rightarrow P \approx f(I) \text{ à } V_e \text{ constante.}$$

$$Q = V_e I \sin \varphi$$

$$\approx V_e I \varphi$$

$$\Rightarrow Q \approx g(I, \varphi)$$

De sorte qu'une variation de l'amplitude I du courant absorbé est équivalente à une variation de la puissance active P . Par contre, une variation de la puissance réactive Q se traduit a priori par une variation à la fois de l'angle φ , et de l'amplitude I du courant. Cependant, si cette variation de la puissance réactive se fait à puissance active constante, c'est que le courant I reste lui-même constant. D'où les chaînes d'actions:

$$\Delta V \Rightarrow \Delta Q \Leftrightarrow \Delta \varphi$$

$$\Delta \alpha \Rightarrow \Delta P \Leftrightarrow \Delta I$$

On peut donc implanter deux boucles séparées :

- la première où la grandeur captée est l'angle φ , et où l'on agit sur l'amplitude V de la tension M.L.I. pour annuler en permanence ce déphasage, afin de fonctionner à $\cos \varphi$ unitaire.

- la seconde où la grandeur captée est l'amplitude I du courant absorbé, tandis que l'on agit sur le déphasage α de la tension v , afin d'obtenir le courant souhaité dans la charge.

On aboutit donc aux boucles de régulation des figures 117 et 118 :

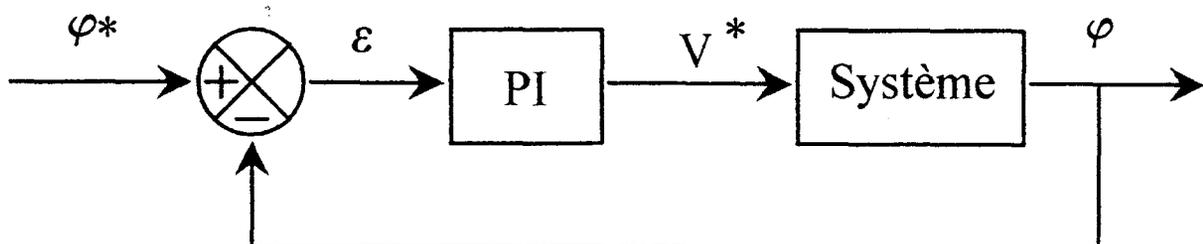


Figure 117 : asservissement du déphasage du courant d'entrée.

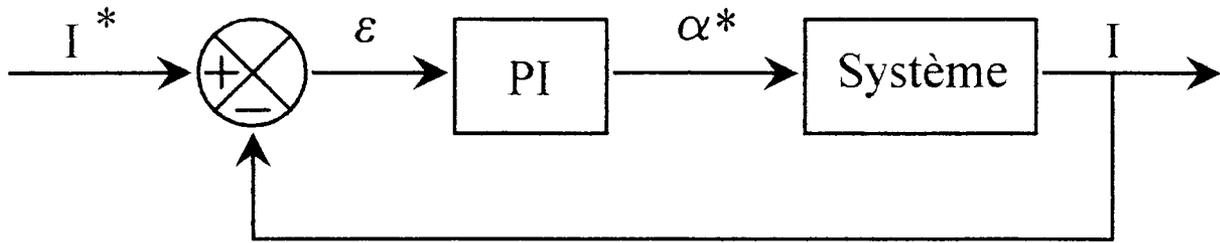


Figure 118 : asservissement de l'amplitude du courant d'entrée.

Les grandeurs de sortie des correcteurs permettent de contrôler directement l'onde de référence v^* de la M.L.I. naturelle. Cette onde de référence étant sinusoïdale, elle se trouve parfaitement déterminée par son amplitude V^* et sa phase α^* , et génère l'onde M.L.I. v voulue.

En ce qui concerne les consignes des grandeurs à régler, on a :

$\varphi^* = 0$: ceci supprime en pratique la comparaison de φ^* avec φ .

$I^* = f(I_C, E)$ où I_C : courant moyen injecté dans la batterie
 E : tension aux bornes de la batterie

Cette régulation permet donc d'exploiter le pseudo-découplage des variables de commande, et grâce aux correcteurs de type proportionnel-intégral, de compenser les variations lentes éventuelles de la tension réseau, ou de la résistance, à condition que le système ait un comportement linéaire à la fréquence f et au-delà.

III. MODELE NON LINEAIRE

III. 1. Sources de non-linéarités

Le modèle parfaitement linéaire du paragraphe précédent représente le cas idéal d'un convertisseur composé d'éléments presque parfaits, chacun assurant exclusivement la fonction pour laquelle il a été conçu. Ceci n'est jamais le cas, et il est prudent, dès la phase de simulation et d'étude théorique du convertisseur, de prendre en considération le rôle des éléments parasites que possèdent les composants du système étudié.

On a vu dans le schéma équivalent de fonctionnement que l'on avait a priori quatre sources de non linéarité : la tension réseau, la tension M.L.I., l'inductance d'entrée, et la résistance équivalente.

* La tension réseau v_e :

La qualité de sa forme d'onde dépend de l'endroit du réseau où l'on est connecté. Plus le réseau est impédant, plus la tension risque d'être perturbée par d'éventuels consommateurs de puissance situés sur la même ligne de transmission d'énergie électrique, et particulièrement si ces derniers génèrent de forts harmoniques de courant. Il en résulte des harmoniques de tension sur v_e .

* La tension M.L.I. v :

Cette tension est élaborée à partir de la source de tension continue E (charge du convertisseur), via le transformateur de rapport de transformation k . On obtient donc une tension M.L.I. à trois niveaux : $+ k E$, $- k E$, 0 , dans le cas d'un transformateur "parfait". Or, on a vu que les éléments parasites du transformateur et des semi-conducteurs perturbaient fortement l'onde de tension M.L.I. (cf. chap. II, § I.). De sorte que la valeur moyenne de la tension v n'est plus exactement l'image de l'onde de référence sinusoïdale v^* , étant donné que les niveaux $\pm k E$ ne sont pas constants au cours d'une période T de transfert de puissance (surtensions, oscillations) et qu'au voisinage de zéro pour le courant, le transformateur ne ramène plus la tension $k E$ souhaitée.

* L'inductance d'entrée L :

Des non linéarités dues aux phénomènes d'hystérésis et de saturation, dans le cas d'une inductance à noyau magnétique, peuvent perturber l'onde de courant, en donnant naissance à des harmoniques de faible rang, [35][36][37].

* La résistance R :

Ce n'est pas à proprement parler une véritable source de non linéarité, étant donné que les variations de la valeur de cette résistance proviennent principalement du comportement des semi-conducteurs de puissance, en fonction de la température de jonction. Les grandes variations de R se font donc à une fréquence beaucoup plus basse que celle du réseau.

Cependant, à cette dernière fréquence il existe tout de même une variation de résistance, lorsque l'intensité du courant passe de zéro à sa valeur crête, et ce d'autant plus que l'amplitude est élevée.

III. 2. Régulation directe du courant

Les différentes sources de non linéarités qui viennent d'être évoquées ne peuvent être prises en compte par une tension de contrôle sinusoïdale, d'autant que cette tension, qui n'est autre que la tension M.L.I. v , subit directement les effets des non linéarités dues au transformateur et aux semi-conducteurs de puissance.

Le problème est que si les sources de non linéarités sont aisément identifiables, elles sont par contre difficilement mesurables.

On peut toutefois se placer autour d'un point de fonctionnement et considérer les éléments passifs L et R comme constants dans cette zone. Dès lors, il semble intéressant d'effectuer une régulation directe du courant absorbé i , en raisonnant sur les valeurs instantanées des grandeurs électriques.

Le schéma équivalent de fonctionnement de la figure 114 nous donne directement l'expression de la tension de contrôle v :

$$v = v_e - Ri - L.di/dt$$

Si l'on veut élaborer cette tension en temps réel, il est nécessaire de connaître la valeur de la dérivée du courant i à chaque instant.

Il ne faut cependant pas perdre de vue que le système étudié n'est pas continu, du moins au niveau de la tension v : celle-ci est une tension de type M.L.I., dont le découpage s'effectue à une fréquence fixe $2f'$, double de celle de fonctionnement du transformateur.

Ainsi, on peut considérer que l'on effectue un contrôle du convertisseur avec une période d'échantillonnage égale à $1/(2f')$, ce qui limite la dynamique de ce contrôle, de sorte que l'évolution du courant absorbé ne peut être asservie, au mieux, qu'à l'échelle de cette période d'échantillonnage.

Soit $T_e = 1/(2f')$ la période d'échantillonnage. A partir du moment où l'on désire régler directement la forme d'onde du courant absorbé, il est nécessaire de le comparer à un courant de consigne afin d'agir sur la tension de contrôle v en conséquence :

Supposons qu'à $t = n T_e$, le courant i soit égal à i_0 (fig. 119). Or on voudrait qu'il ait la valeur i_0^* , cette valeur ne peut être atteinte, au mieux, qu'à la période suivante $(n + 1) T_e$.

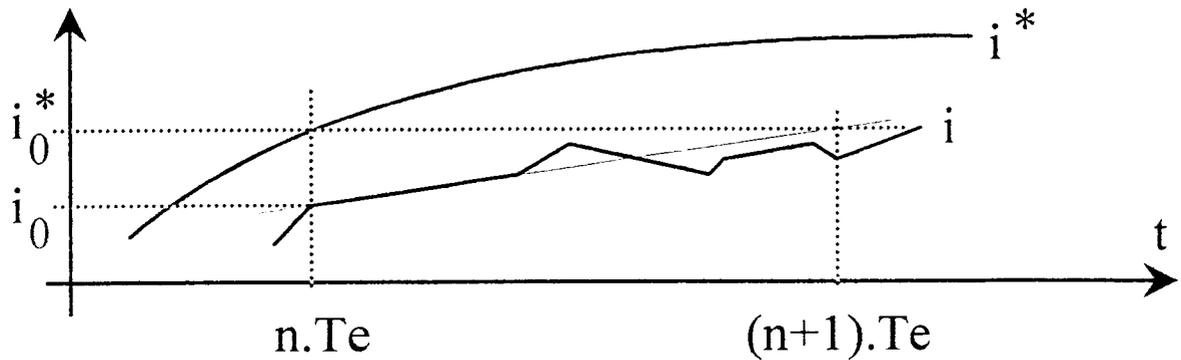


Figure 119

D'où la pente de courant désirée :

$$\left(\frac{\Delta i}{\Delta t}\right)^* = \frac{i_0^* - i_0}{T_e}$$

soit $\frac{i^* - i_0}{T_e}$ dans le cas général

D'où l'expression de la tension de commande v , et de la tension de référence de la M.L.I., v^* :

$$v = v_e - R_i - L \frac{di}{dt}$$

$$v^* = v_e - R_i - L \left(\frac{\Delta i}{\Delta t}\right)^*$$

$$= v_e - R_i - \frac{L}{T_e} (i^* - i)$$

La tension de commande v n'étant cependant pas l'image exacte de celle de référence v^* , un élément de non linéarité est inséré entre ces deux tensions.

On obtient le schéma de fonctionnement de la figure 120 .

Ce bloc non linéaire traduit à la fois les effets du découpage de la tension obtenue v , dû à la M.L.I., et ceux des composants du convertisseur (cf. § III. 1.).

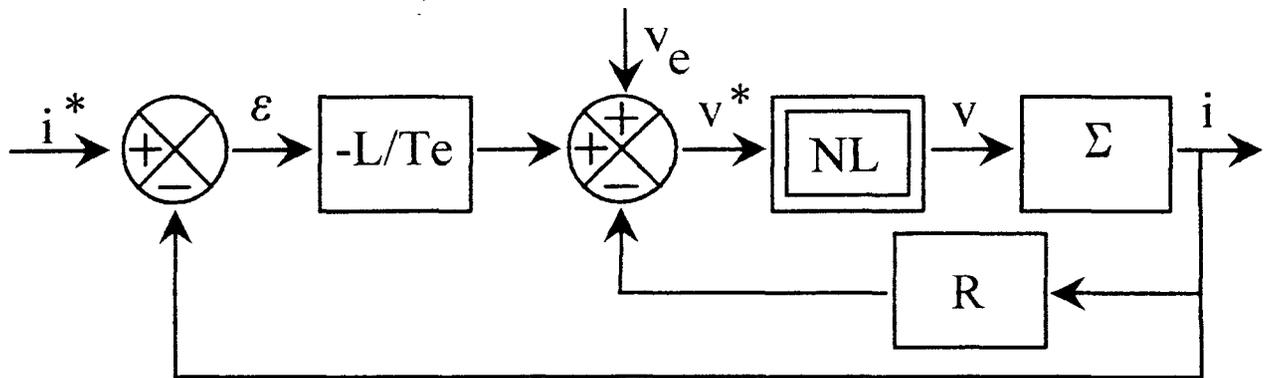


Figure 120

Si la période de découpage est assez faible par rapport aux autres périodes ou constantes de temps mises en jeu, on peut considérer que :

$$\left(\frac{\Delta i}{\Delta t}\right)^* \approx \frac{di}{dt}$$

$$\text{D'où : } \frac{L}{R} \gg T_e \Rightarrow v \approx v^*$$

Ce qui permet, en ne faisant plus apparaître la tension de référence v^* intervenant dans la M.L.I., de considérer que l'on a un système continu :

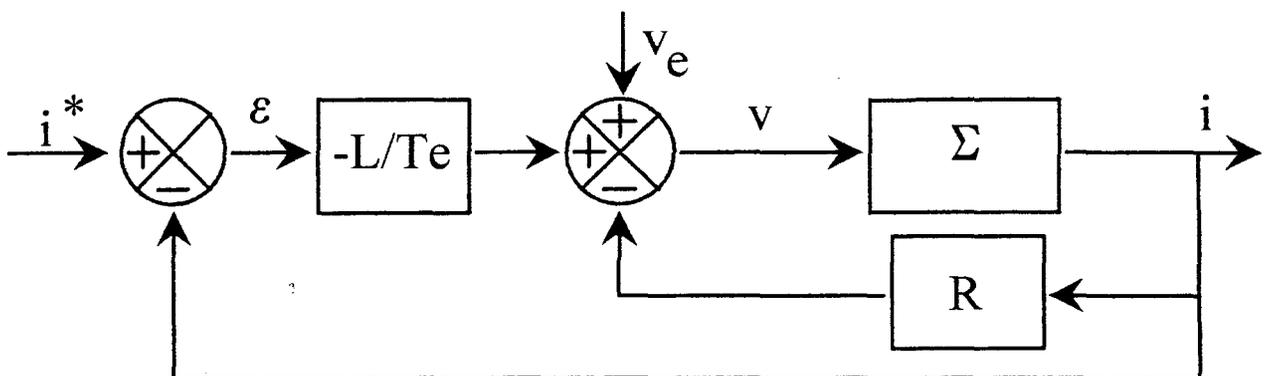


Figure 121

Cette approximation supprime également, sur le schéma de régulation, les non linéarités dues au convertisseur.

En fait, certains de leurs effets sont accentués lorsque la fréquence de découpage augmente (fonctionnement du transformateur perturbé au voisinage du passage par zéro du courant i), alors que d'autres s'atténuent (oscillation de la tension v). C'est pourquoi la complexité de ces effets n'est pas représentée sur le schéma de régulation, puisqu'il n'est pas envisageable d'en tenir compte directement, dans le cadre de cette étude.

Le système Σ , par contre, peut être défini à partir de l'équation des tensions, en utilisant la transformation de Laplace, si on l'assimile à un système continu :

$$i = (v_e - v) / (R + L p)$$

D'où le schéma complet de la figure 122, intégrant à la fois la fonction de transfert du convertisseur, et les boucles de régulation :

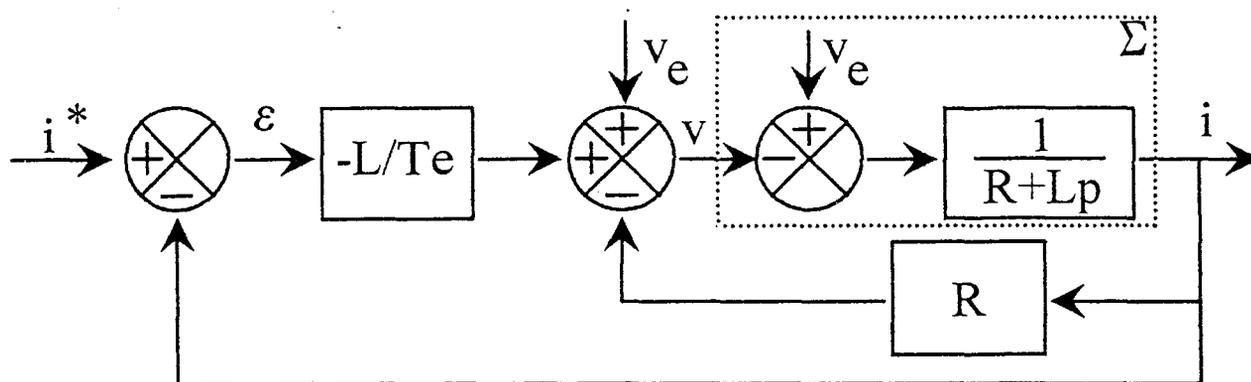


Figure 122

Ce schéma de régulation est capable de compenser la perturbation v_e qui fait partie des perturbations mesurables.

Il subsiste néanmoins un problème en ce qui concerne les perturbations non mesurables que sont les variations de la valeur de l'inductance et de la résistance.

Plusieurs solutions sont envisageables pour résoudre ce problème.

On peut, par exemple, maintenir la compensation de la perturbation v_e par une boucle ouverte sur cette grandeur, étant donné qu'il est possible de la capter. Quant aux perturbations non mesurables, ΔL et ΔR , on peut remplacer les gains fixes que seraient L / T_e et R , si ces derniers étaient constants, par des blocs non linéaires NL_i . Ceux-ci assurent donc une compensation des variations de l'inductance et de la résistance, grâce aux deux boucles fermées dans lesquelles ils sont insérés.

Le schéma de régulation devient celui de la figure 123 :

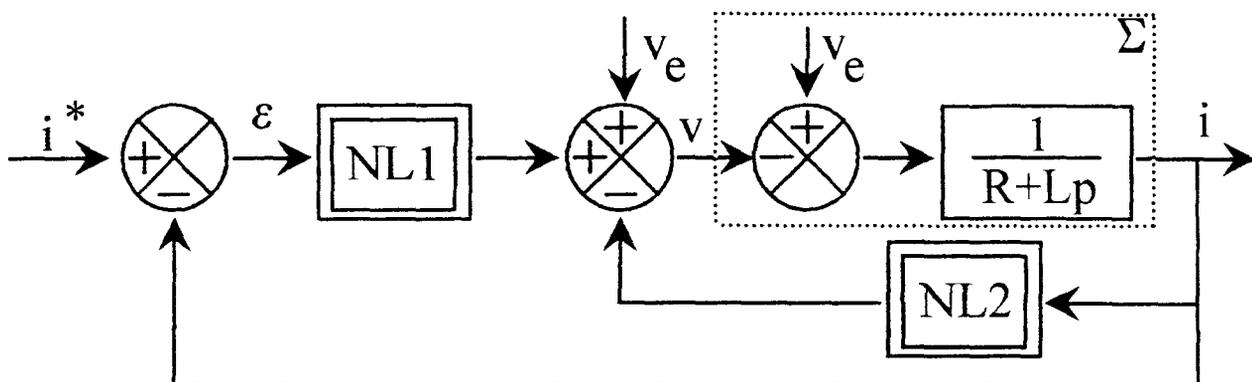


Figure 123

Cependant, ces blocs non linéaires sont difficilement identifiables, la résistance R étant fonction de la température de jonction des semi-conducteurs de puissance, ainsi que du courant i , l'inductance L dépend également du courant.

Une solution plus simple consiste à générer la tension de commande v directement à partir d'un seul réseau correcteur $H(p)$. Ce dernier se charge alors de compenser toutes les perturbations, mesurables ou non. On aboutit au schéma de la figure 124 :

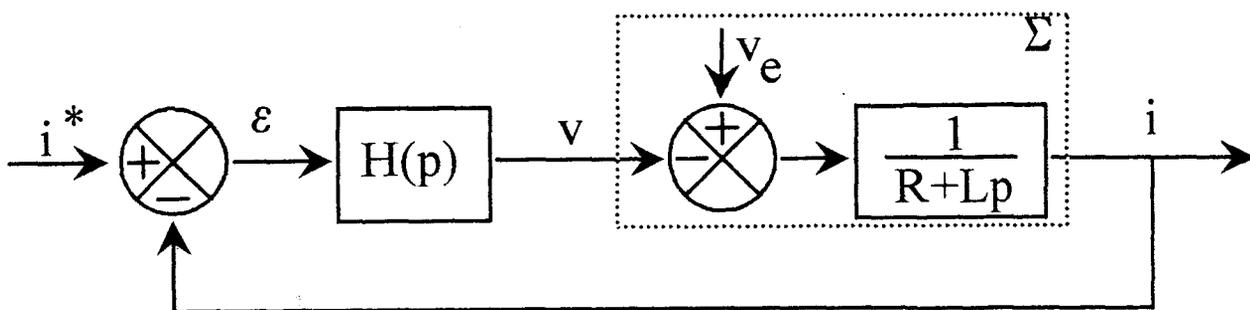


Figure 124

C'est cette solution que nous allons développer.

III. 3. Etude de la régulation directe à correcteur unique

Le système Σ fait intervenir les effets des trois perturbations : $\Delta R, \Delta L, v_e$. Pour simplifier l'étude, on peut utiliser le principe de superposition : dans un premier temps, on considère les effets de la tension v_e comme nuls, ce qui permet de prédéfinir le réseau correcteur $H(p)$, pour le suivi correct de la tension de consigne i^* . Dans un deuxième temps, c'est la perturbation v_e qui est prise en compte, i^* étant annulée.

a) Définition du correcteur vis-à-vis de la consigne

La tension v_e étant annulée, le schéma de fonctionnement devient celui de la figure 125 :

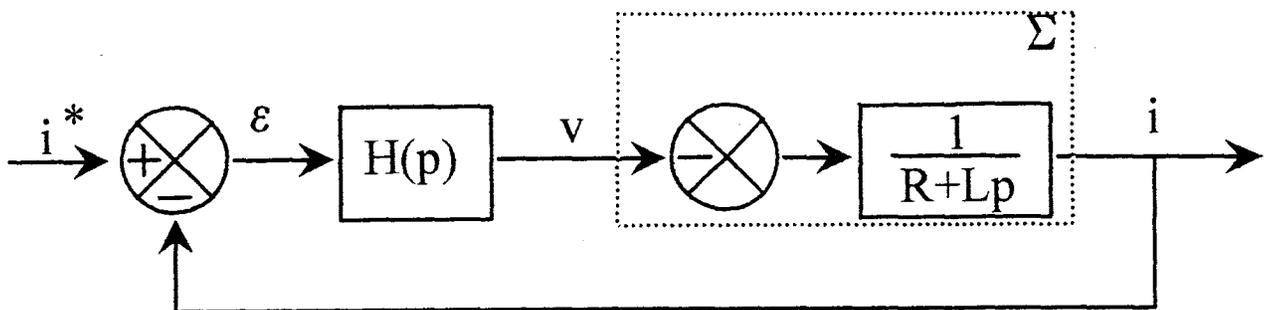


Figure 125

La fonction de transfert $W(p)$ en boucle fermée est alors:

$$\begin{aligned} \frac{i}{i^*} &= W(p) \\ &= \frac{H(p) G(p)}{1 + H(p) G(p)} \end{aligned}$$

où $H(p)$: réseau correcteur unique générant la tension de commande v .

$G(p)$: fonction de transfert du système, de la forme $K / (1 + \tau p)$

avec $K = 1/R$ et $\tau = L/R$

$$W(p) = \frac{K H(p)}{1 + \tau p + K H(p)}$$

On souhaite que le courant absorbé au réseau i soit sinusoïdal, et en phase avec la tension réseau v_e .

Pour cela, il suffit que le courant de consigne i^* le soit, et que la fonction de transfert $W(p)$ tende vers 1, pour $p = j\omega$, avec ω la pulsation de la source de tension v_e .

Si l'on désire que le réseau correcteur compense les perturbations non mesurables, et non linéaires, dans une certaine plage de variations, il faut que la fonction $W(p)$ tende vers 1, à la pulsation réseau, quelles que soient les valeurs de K et de τ . Ce qui est le cas si le module de $H(p)$ est suffisamment grand à cette fréquence. Un réseau correcteur de type proportionnel - intégral semble donc adéquat, puisque son module croît de manière inversement proportionnelle à la fréquence d'entrée, et que celle du réseau, si elle n'est pas nulle, est cependant relativement basse, [38][39].

Les nouvelles expressions des fonctions de transfert sont alors :

$$H(p) = k + \frac{1}{\tau_i p} \quad k : \text{gain du PI}$$

$$= \frac{1 + k \tau_i p}{\tau_i p} \quad \tau_i : \text{constante de temps d'intégration du PI.}$$

$$W(p) = \frac{K(1 + k \tau_i p)}{(1 + \tau p) \tau_i p + K(1 + k \tau_i p)}$$

A ce stade, il convient de définir les paramètres k et τ_i du PI, à partir de ceux du convertisseur K et τ . Or le réseau correcteur linéaire choisi doit permettre l'obtention d'un courant i sinusoïdal et d'amplitude voulue, pour des valeurs différentes de K et de τ . Il n'est donc pas possible de déterminer à l'avance, avec précision, les paramètres k et τ_i , qui devront donc être ajustés directement sur le convertisseur réel.

Il est par contre possible d'obtenir un ordre de grandeur de ces paramètres, en considérant une valeur moyenne estimée pour K et τ , soient K_0 et τ_0 :

$$W(p) = \frac{K_0(1 + k \tau_i p)}{(1 + \tau_0 p) \tau_i p + K_0(1 + k \tau_i p)}$$

Si on choisit le produit $k \tau_i$ égal à τ_0 , la fonction de transfert devient :

$$W(p) = \frac{K_0}{K_0 + \tau_i p}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{\tau_i}{K_0} p}$$

Le système en boucle fermée obtenu a donc un comportement de type proportionnel - intégral, ce qui entraîne une absence d'erreur statique, et la stabilité du système.

En fait, ce n'est pas l'erreur statique que l'on cherche à annuler, mais l'erreur dynamique à la fréquence du réseau. Une constante de temps τ_1 suffisamment faible permet de faire tendre le module de $W(p)$ vers l'unité.

La consigne étant sinusoïdale (i^*), et non pas continue, le critère habituel de rapidité de réponse à un échelon se pose ici en terme de déphasage de l'onde de sortie i , par rapport à la tension de consigne.

b) Définition du correcteur vis-à-vis de la perturbation v_e

Cette fois-ci, le schéma considéré est celui de la figure 126, dans lequel on tient compte de la tension v_e , pour une tension de consigne nulle.

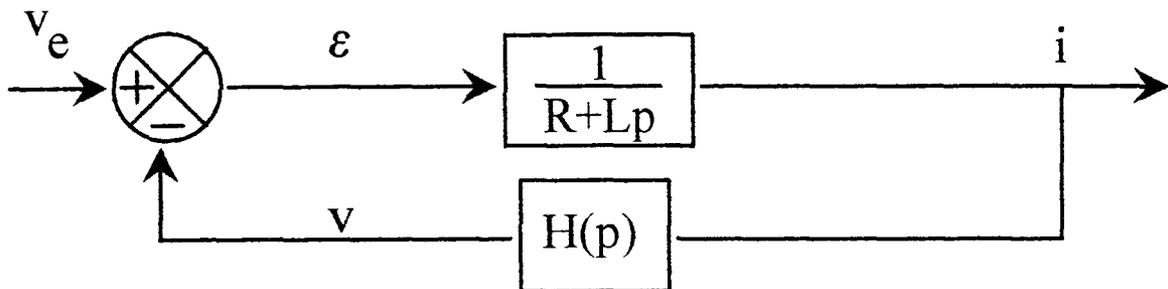


Figure 126

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\begin{aligned} \frac{i}{v_e} &= W'(p) \\ &= \frac{G(p)}{1 + G(p)H(p)} \end{aligned}$$

$G(p)$ et $H(p)$ sont définis de la même manière que dans la partie précédente.

$$\begin{aligned} \text{Soit } W'(p) &= \frac{\frac{K}{1 + \tau p}}{1 + \frac{K}{1 + \tau p} \times \frac{1 + k \tau_i p}{\tau_i p}} \\ &= \frac{\frac{K}{1 + \tau p}}{1 + \frac{K}{\tau_i p}} \end{aligned}$$

La perturbation v_e est d'autant mieux compensée que le module de $W'(p)$ est petit, ce qui nous donne une nouvelle relation permettant de définir la constante de temps d'intégration τ_i .

Il serait également possible de considérer, comme grandeur de sortie, la tension de commande v , toujours avec la même boucle de régulation.

$$\frac{v}{v_e} = \frac{G(p) H(p)}{1 + G(p) H(p)} = W(p)$$

Dans ce cas, si l'on ramène au schéma équivalent de fonctionnement de la figure 114, une annulation du courant i est équivalente à l'égalité des tensions v et v_e . Donc, au niveau de la fonction de transfert $W(p)$, la perturbation v_e est d'autant mieux compensée que le module de $W(p)$ est proche de l'unité, et que sa phase est proche de zéro. Ces deux conditions sont les mêmes que celles vues précédemment dans la définition de $H(p)$, par rapport à la consigne de courant, étant donné que l'on obtient dans les deux cas la même fonction de transfert $W(p)$.

Il est cependant préférable, au point de vue numérique, de raisonner sur la fonction de transfert $W'(p)$ dans laquelle intervient directement une condition sur le courant i .

c) Relations à satisfaire par le correcteur

La définition analytique se fait donc à partir des quatre relations que l'on vient de voir : les trois premières viennent de la condition de suivi du courant de consigne i^* , la quatrième, de la compensation de la perturbation v_e .

Ces relations sont :

- hypothèse de simplification de la fonction de transfert $W(p)$

$$k \tau_i = \tau_0$$

- minimisation de l'erreur d'amplitude de i par rapport à i^* :

$$\left| \frac{i}{i^*} \right|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\tau_i}{K_0} \omega \right)^2} \geq x \%$$

- minimisation de l'erreur de phase de i par rapport à i^* :

$$|\text{Arg } i - \text{Arg } i^*| = \text{Arctg} \left(\frac{\tau_i}{K_0} \omega \right) \leq y$$

- compensation de la perturbation v_e :

$$\left| \frac{i}{v_e} \right|^2 = \frac{K_0^2}{1 + (\tau_0 \omega)^2} \leq z$$

où dans tous les cas, ω est la pulsation du réseau.

On remarque que l'on a deux inconnues, k et τ_i , paramètres de réglage du PI, et quatre équations à vérifier. On peut, par exemple, déterminer ces coefficients avec l'aide des deux premières relations, et vérifier si les valeurs correspondantes pour y et z sont acceptables.

En ce qui concerne la détermination de k , il ne faut pas perdre de vue que le système réel opère un échantillonnage de la tension de commande v , à cause du découpage M.L.I., de sorte que le gain k ne peut pas être trop élevé, sous peine de rendre le système instable. Ce phénomène est aisément observable lors de l'ajustement du correcteur PI en temps réel, sur le convertisseur réel.

IV. CHOIX DE LA REGULATION

Chacun des deux types de régulation possède ses points forts et ses faiblesses.

La première régulation, qui opère sur le module et la phase de la tension de commande v , possède l'avantage de faire apparaître, sous certaines conditions, un découplage intéressant des grandeurs à régler, à savoir l'amplitude et la phase de courant absorbé au réseau. Ce pseudo-découplage facilite d'autant le contrôle du système, et l'implantation de l'électronique de commande. Le second point fort de cette solution est la possibilité, en opérant en boucle ouverte sur les grandeurs à régler, de mieux comprendre, et surtout de vérifier le fonctionnement du convertisseur, en agissant directement sur le couple (α, V) caractérisant la tension de commande v .

Par contre, le pseudo-découplage ne peut être obtenu qu'autour de valeurs particulières de l'inductance L et de la résistance R du système, condition particulière restrictive au niveau de la résistance, une fois la valeur de l'inductance déterminée. Autre inconvénient majeur, la non prise en compte des phénomènes de non linéarité, qui ont pour conséquence l'apparition d'harmoniques de courant, de faible rang, donc difficile à filtrer. Enfin, bien que simplifiée par le pseudo-découplage, la mise en oeuvre de cette régulation nécessite tout de même un certain nombre de traitements de précision sur les grandeurs électriques captées (filtrage, gains, déphasages, réseaux correcteurs, ...).

La seconde régulation a pour qualité principale de pallier les effets des non-linéarités, grâce à la génération d'une onde de référence v^* , pour la tension de commande v , à partir de l'observation en temps réel de la forme d'onde du courant. Cette régulation "haute fréquence" (par rapport à celle précédente, qui génère une onde de référence sinusoïdale à fréquence f), permet un fonctionnement correct du convertisseur, dans une certaine gamme de valeurs pour R et L , sans réajustement des paramètres du réseau correcteur. D'autre part, sa mise en oeuvre est beaucoup plus aisée que la première régulation (un seul réseau correcteur, moins de traitements sur les grandeurs captées).

Le seul défaut de ce schéma de régulation, par rapport au premier, est qu'il fonctionne exclusivement en boucle fermée sur l'onde de courant absorbée. Il n'est donc pas possible d'effectuer une action extérieure, directement sur le module ou la phase de l'onde de référence de la M.L.I.

Ainsi, ces deux formes de régulation ayant des caractéristiques et donc des applications différentes, la première sera utilisée à des fins d'étude du fonctionnement en boucle ouverte du convertisseur, la seconde assurera l'obtention d'un facteur de puissance quasi unitaire à l'entrée du convertisseur, en agissant directement sur la forme d'onde du courant.

CHAPITRE IV :

VERIFICATIONS EXPERIMENTALES

Le convertisseur étudié ayant pour application directe la charge de batteries d'accumulateurs pour véhicules électriques, il est nécessaire de valider l'étude théorique par l'élaboration d'un prototype.

Dans une première partie, nous verrons quel type de composants ont été mis en oeuvre dans l'élaboration du prototype, ainsi que les synoptiques fonctionnels de la commande et de la régulation du convertisseur.

Puis nous étudierons le fonctionnement du convertisseur au niveau du comportement de chacun de ses composants, ceci en parallèle avec l'étude théorique et les simulations effectuées dans le chapitre II.

Un paragraphe sera plus particulièrement réservé à l'étude des pertes, point important puisque directement lié au rendement, au poids, et à l'encombrement du convertisseur.

Enfin, une analyse des performances globales du chargeur permettra de conclure quant à son comportement macroscopique vis-à-vis de la fonction qu'il était destiné à remplir.

Les critères de choix de chacun des composants dont est constituée la structure de puissance, ont été définis dans le Chapitre II.

Le type des composants étant choisi, il reste à préciser leur calibre ou leur valeur, les matériaux dont ils sont constitués, et leur agencement dans l'espace.

Les grandeurs électriques ont les valeurs suivantes :

- réseau v_e : 230 v, 16 A_{max}, 50Hz.
- Batterie d'accumulateurs : 100 v < E < 180 v.

I. 2. Le transformateur

Le choix d'une structure en pont complet pour le convertisseur direct, et en demi-pont pour le redresseur, implique l'utilisation d'un transformateur à trois enroulements.

La détermination du rapport de transformation k se fait à partir du diagramme vectoriel des tensions du schéma équivalent de fonctionnement de la figure 128 :

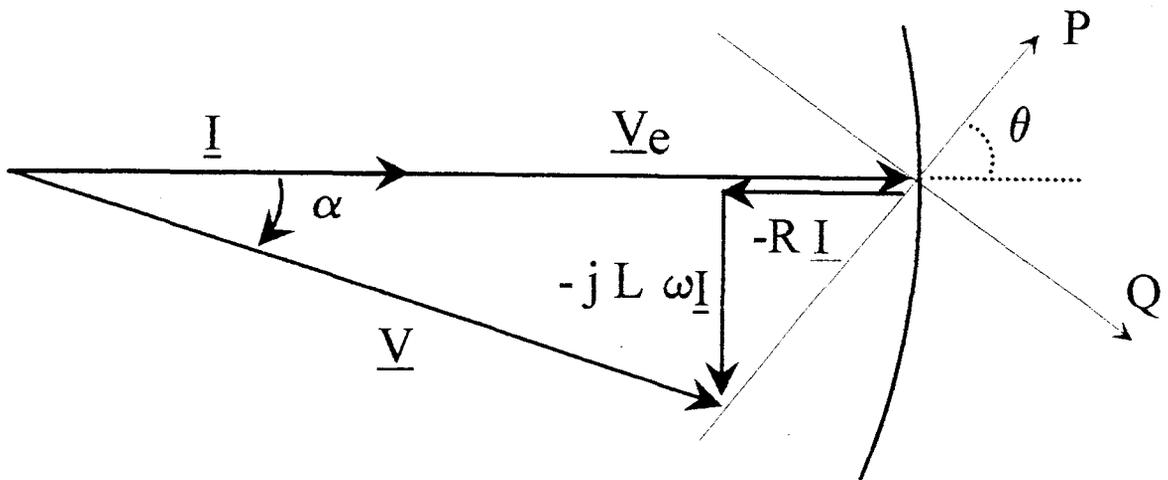


Figure 128

Pour des impédances R et $L\omega$ de même ordre de grandeur, la tension V maximale que l'on doit être en mesure d'appliquer est égale à v_e . Cette tension n'est autre que le fondamental de la tension M.L.I. Or, dans le cas d'une M.L.I. naturelle sinus-triangle, on a :

$$V_{\max} = r k E / \sqrt{2}$$

où r est le coefficient de réglage en tension de l'onde M.L.I.

$$D'où V_{\max} = V_e \Rightarrow k = \sqrt{2} \cdot V_e / r E = 2,7 \quad (\text{pour } r = 1 \text{ et } E = 120 \text{ V})$$

La fréquence f' de travail du transformateur est fixée au double de la limite audible, soit 40 k Hz, d'où une fréquence de découpage de la tension M.L.I. de 80 k Hz.

Ceci implique l'utilisation de matériaux spécifiques pour le noyau, en général à base de ferrites, afin de limiter les pertes fer, [40].

Le fil des bobinages doit être en mesure de véhiculer des courants d'une intensité maximale donnée, à fréquence élevée. D'où l'emploi de fil multibrin, ou de fil plat, voire en nappes, afin de tenir compte de l'effet de peau, [41][42].

I. 3. Répartition des courants et des tensions

La répartition des courants dans le convertisseur détermine le calibre en courant des composants, ainsi que la dimension des conducteurs. Les éléments principaux peuvent être dimensionnés à partir des données du cahier des charges, sur les sources en présence : réseau et batterie d'accumulateurs.

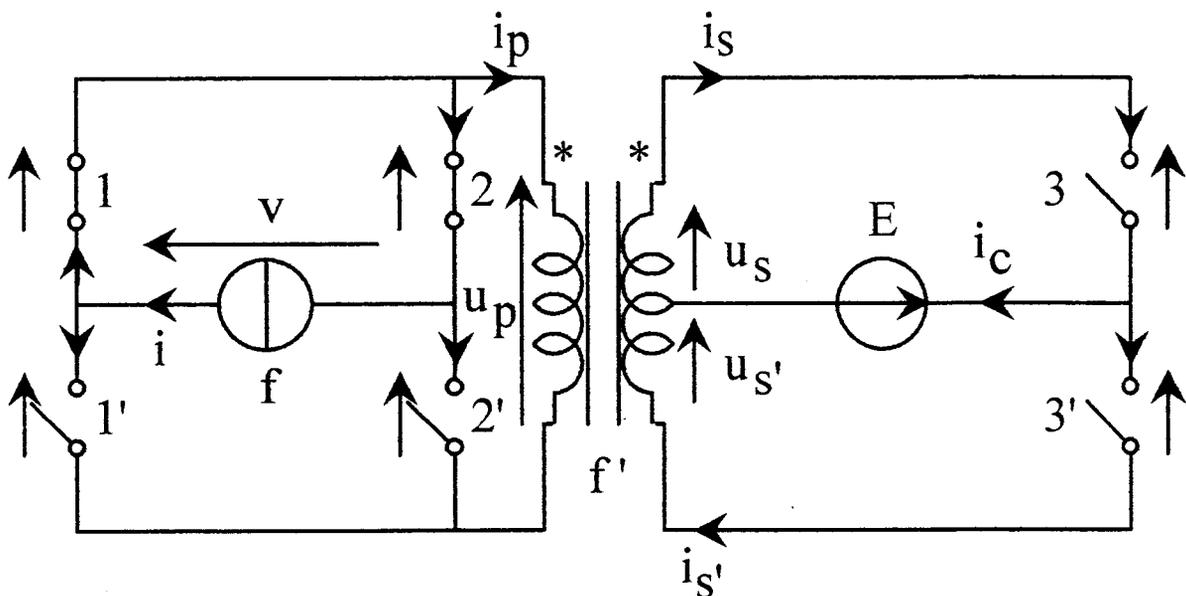


Figure 129

La source de courant I est parcourue par un courant d'au plus 16 A.

Ce courant se sépare en deux au niveau des interrupteurs T1 et T1' (ou T2 et T2').

D'où :

$$i = i_{T1} + i_{T1'}$$

$$\Rightarrow I^2 = I_{T1}^2 + I_{T1'}^2 + \frac{2}{T} \int_0^T i_{T1} \times i_{T1'} dt$$

$$= I_{T1}^2 + I_{T1'}^2$$

puisque les deux interrupteurs sont complémentaires. De plus, puisque sur une période T, ils ont été traversés par le même courant, on a :

$$I_{T1} = I_{T1'}$$

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

De même, pour les interrupteurs T2 et T2', soit une valeur de 11,3 A, pour 16 A absorbés au réseau.

Pour le calcul du courant efficace dans le transformateur, considérons la forme d'onde du courant primaire:

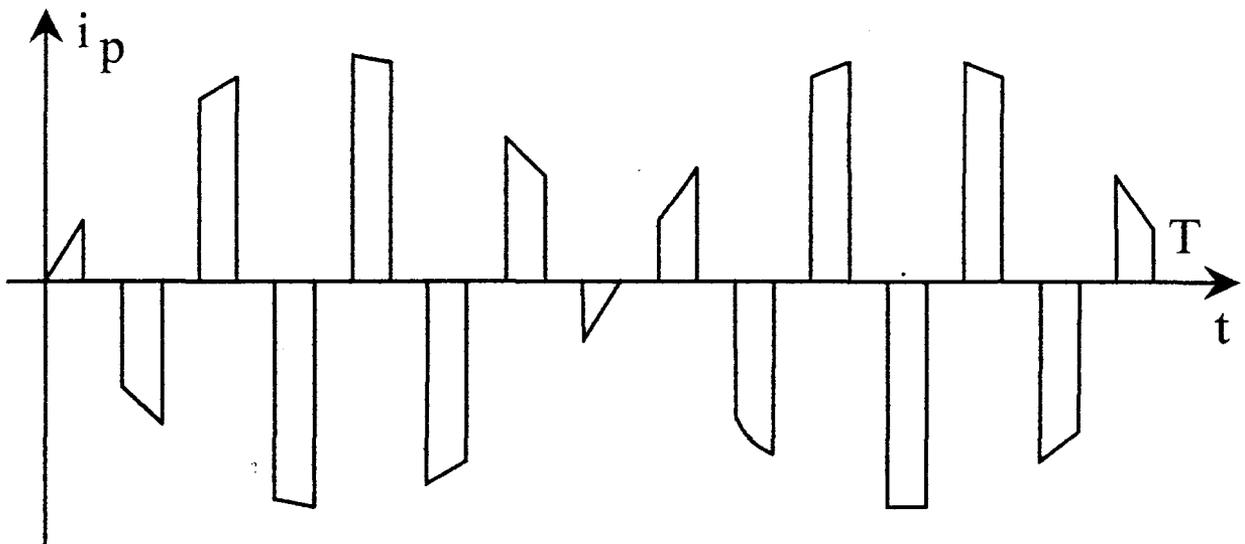


Figure 130

$$I_p^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_p^2 dt$$

On peut mener le calcul sur un quart de période seulement :

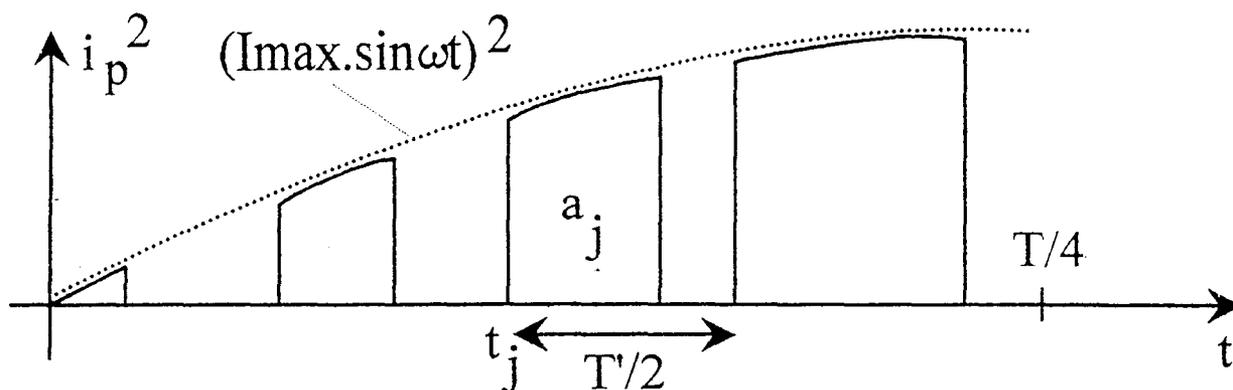


Figure 131

L'enveloppe du courant est de la forme : $I_{\max} \sin \omega t$

L'intégrale peut être approximée par une somme d'aires telles que :

$$\begin{aligned} \int_0^{T/4} i_p^2 dt &\approx \sum_j a_j \\ &= \sum_j (I_{\max} \sin \omega t_j)^2 \times r \sin \omega t_j \times \frac{T}{2} \end{aligned}$$

La somme obtenue peut inversement, être approximée par une intégrale.

D'où l'expression du courant primaire efficace :

$$\begin{aligned} I_p^2 &= \frac{4}{T} \times \sum_j (I_{\max}^2 \sin^3 \omega t_j) \times r \frac{T}{2} \\ &\approx \frac{4r}{T} \times \int_0^{T/4} I_{\max}^2 \sin^3 \omega t dt \end{aligned}$$

D'où :

$$I_p \approx \sqrt{\frac{4r}{3\Pi}} \times I_{\max}$$

Soit pour un coefficient de réglage r unitaire, un rapport de transformation k égal à 2,7 , et un courant absorbé de 16 ampères efficaces :

$$\begin{aligned} I_p &= \sqrt{\frac{4}{3\Pi}} \times 2,7 \times 16 \sqrt{2} \\ &= 14,7 \text{ A} \end{aligned}$$

Donc au secondaire : $I_{\text{sec}} = k I_p = 40 \text{ A}$ dans le cas d'un unique enroulement secondaire. Pour deux secondaires dont le fonctionnement est complémentaire, on a le même résultat que pour les interrupteurs :

$$I_s = I_{s'} = \frac{k I_p}{\sqrt{2}} = 28 \text{ A}$$

Enfin, les 40 ampères efficaces se retrouvent dans la charge : $I_c = 40 \text{ A}$.

La détermination des valeurs moyennes des courants est plus aisée. En amont du convertisseur, si le réseau fournit un courant efficace égal à I, on a :

$$\text{courant moyen redressé : } I_{\text{moy}} = \frac{2\sqrt{2}}{\Pi} \times I$$

$$\text{puis pour chaque interrupteur : } I_{T \text{ moy}} = \frac{I_{\text{moy}}}{2}$$

En ce qui concerne la partie aval du convertisseur, en supposant ce dernier sans pertes, le bilan de puissance entrée-sortie nous donne :

$$I_c \text{ moy} = \frac{V_e}{E} I$$

De plus : $i_c = i_s + i_{s'}$. Ces courants sont constamment positifs, et chaque secondaire est traversé, pendant une période T, par le même courant moyen.

$$\begin{aligned} \text{D'où } I_s \text{ moy} &= I_{s'} \text{ moy} \\ &= I_c \text{ moy} / 2 \end{aligned}$$

$$\text{et } I_p \text{ moy redressé} = I_c \text{ moy} / k$$

Donc, pour 16 A absorbés au réseau, et une tension batterie de 120 v :

$$\begin{aligned}I_{\text{moy}} &= 14,4 \text{ A} \\I_{\text{T moy}} &= 7,2 \text{ A} \\I_{\text{c moy}} &= 30,7 \text{ A} \\I_{\text{s moy}} &= 15,3 \text{ A} \\I_{\text{p moy redressé}} &= 11,4 \text{ A}.\end{aligned}$$

La répartition des tensions est très simple : la contribution des éléments R et L en entrée est négligeable, par rapport aux tensions v_e et v . On peut donc ne considérer que la tension réseau v_e , et la tension de la charge E.

Ainsi, les interrupteurs de puissance du convertisseur direct, tout comme l'inductance L, doivent être en mesure de supporter une tension au moins égale à kE . Les diodes du redresseur quant à elles, nécessitent une tension de blocage égale à $2E$.

Il est bien entendu que ces tensions théoriques ne tiennent pas compte des surtensions induites par les résonances parasites de l'ensemble interrupteurs de puissance - transformateur, et par les commutations de ces derniers.

I. 4. Caractéristiques des éléments de puissance

Nous ne décrivons pas dans ce paragraphe l'ensemble des caractéristiques de chacun des composants de puissance. Nous avons eu, en effet, la possibilité de tester plusieurs types de composants dans le cadre de l'étude expérimentale, et d'en observer les conséquences sur le comportement électrique et technique du convertisseur.

Certaines de ces caractéristiques seront précisées dans le paragraphe II de ce Chapitre, conjointement aux résultats expérimentaux.

Voici cependant un aperçu des particularités des éléments de puissance mis en oeuvre :

- * Transformateur :
Rapports de transformation : 2,7 ; 3
Bobinages : fil de Litz, fil plat.
- * Ecrêtage des surtensions :
Clamp passif (VDR, zéners) ; clamp actif.
- * Inductance :
Valeurs : de 100 μ H à 10 mH
Bobinages : fil rond, fil de Litz, fil plat.
Noyaux : air, ferrite.

* Transistors de puissance :
Types : MOSFET, IGBT
Calibre : 600 à 1000 v, 20 à 90 A

* Batteries d'accumulateurs :
Type : acide-plomb
Calibre : 125 Ah par batterie, mise en série de 1 à 10 batteries de 12 v.

J. 5. Commande séquentielle

Quel que soit le type de régulation adopté, la commande séquentielle des interrupteurs de puissance reste identique.

On a vu que la stratégie de commande de ces interrupteurs était fondée sur l'injection de créneaux de courant dans la charge, via le transformateur, la largeur de ces créneaux étant déterminée par l'utilisation d'une M.L.I. de type naturel.

Le synoptique des fonctions principales réalisées par la commande séquentielle est celui de la figure 132 :

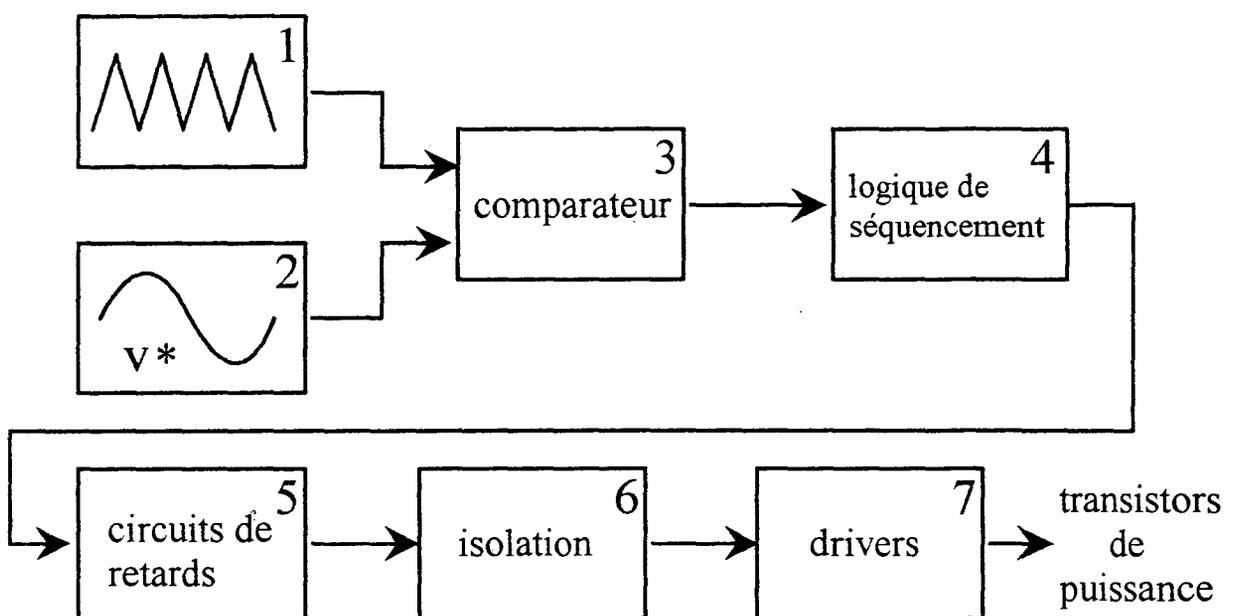
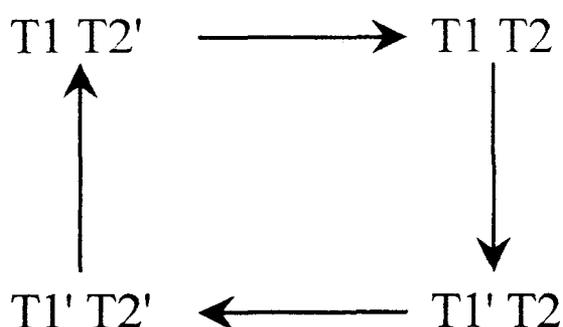


Figure 132

La M.L.I. naturelle choisie est celle utilisant la comparaison (3) d'une onde de modulation à 80 kHz (1), et d'une onde de référence (2) générée en boucle ouverte ou fermée. La logique de séquençage (4) est chargée d'imposer la séquence suivante :



Les circuits de retards (5) permettent un réglage fin des chevauchements ou des temps morts entre les quatre signaux de séquençage des interrupteurs. Les signaux logiques obtenus sont alors isolés de la partie puissance (isolement magnétique ou optique, (5)), et amplifiés par des circuits divers (6), se chargent de la commande des transistors de puissance.

A partir de ce synoptique fonctionnel, diverses techniques analogiques et / ou numériques sont susceptibles d'être utilisées. D'autres fonctions secondaires doivent être ajoutées (filtrage, gains, décalages, ...).

I. 6. Régulation en (α , v)

a) Boucle ouverte

On a vu que pour un système supposé linéaire, le contrôle de celui-ci reposait sur les paramètres α et v de l'onde de référence sinusoïdale v^* (cf. chapitre III, § II).

Cette commande en boucle ouverte nécessite la génération d'une onde sinusoïdale, synchronisée sur la tension réseau, variable en amplitude et en phase.

Le bloc fonctionnel (2) de la figure 132 est décomposé comme l'illustre la figure 133 .

L'intérêt de ce type de régulation en boucle ouverte est que l'on a accès aux paramètres de commande α et v . C'est cette régulation qui a été mise en oeuvre en premier lieu, afin d'analyser de manière souple le fonctionnement du convertisseur.

Le réglage du transfert de puissance a été décrit dans le paragraphe V du premier chapitre.

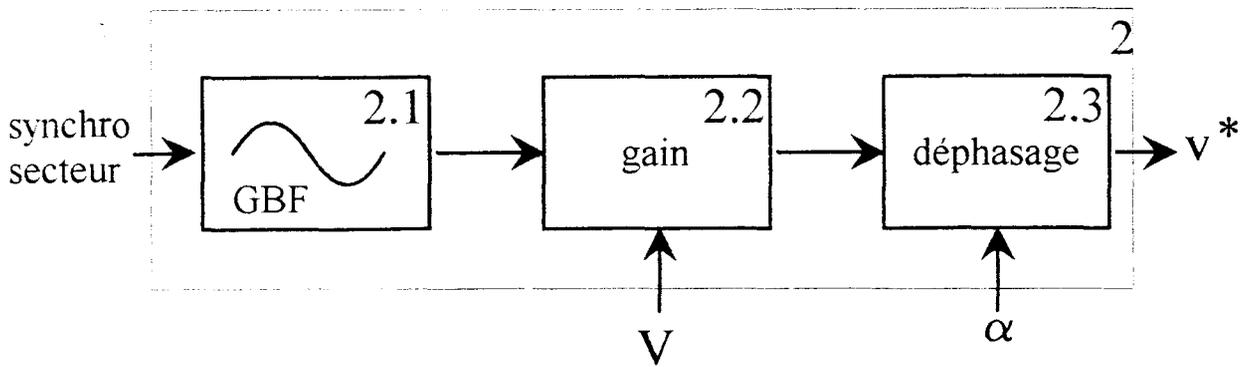


Figure 133

b) Boucle fermée

Le principe de la régulation en boucle fermée repose sur le pseudo-découplage des variables de commande α et v (cf. chap. I, §V. 4. et chap. III, § II.), qui permet un réglage de la puissance active absorbée en agissant sur le déphasage α du fondamental de l'onde M.L.I. et de la puissance réactive, par action sur l'amplitude V de cette même onde.

Ainsi, le bloc fonctionnel (2) de la figure 133 est conservé, et on lui adjoint deux boucles fermées sur les grandeurs de commande α et v , comme le montre le synoptique de la figure 134 :

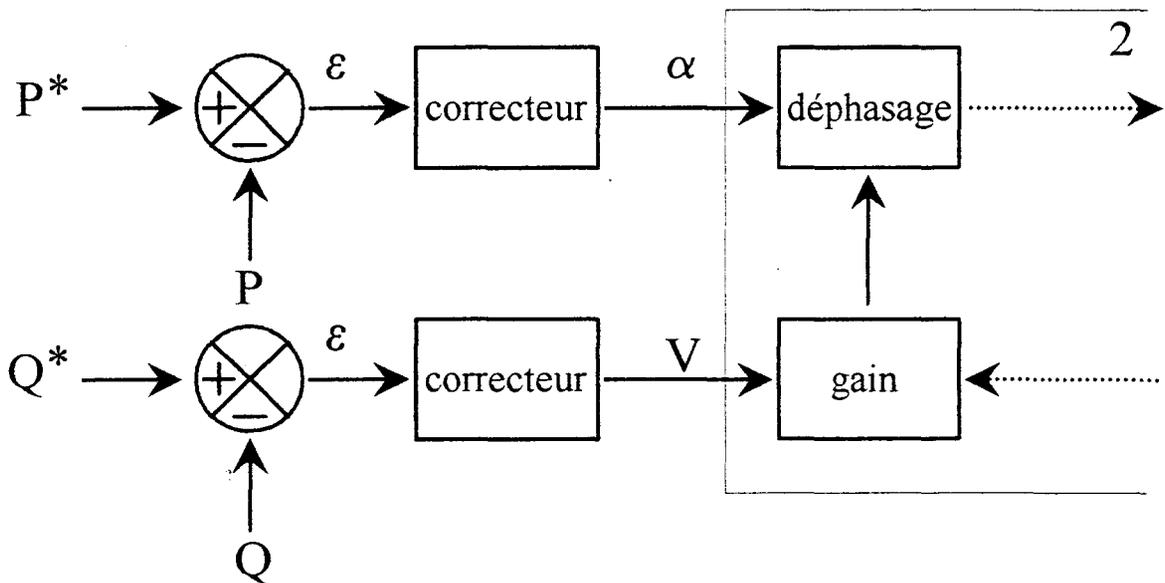


Figure 134

On a vu cependant que les conditions d'obtention du pseudo-découplage étaient, dans la pratique, difficiles à obtenir, puisque pour une valeur d'inductance donnée, autour d'un point de fonctionnement donné, la résistance série équivalente idéale doit être très faible.

Il est donc préférable de confier le contrôle en boucle fermée du convertisseur, au second type de régulation, à savoir celle qui opère directement sur la forme d'onde du courant absorbé, et qui de plus, tient compte des non linéarités du système (cf. chap. III, § III).

I. 7. Régulation directe du courant

Le principe de régulation retenu a été étudié dans le chapitre III.

La boucle de régulation est celle de la figure 135 :

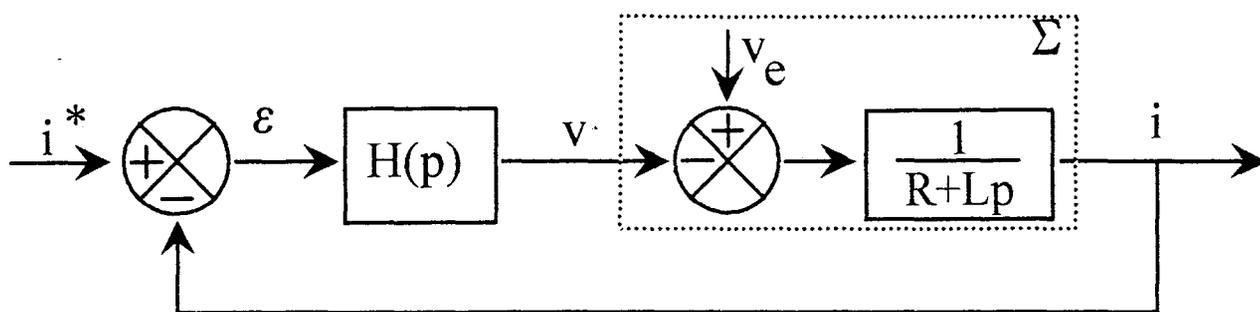


Figure 135

Le correcteur $H(p)$ est du type PI :

$$H(p) = k + \frac{1}{T_i p}$$

Les paramètres k et T_i sont déterminés à partir des équations établies dans le paragraphe III. 3. c). du chapitre III.

* Exemple d'application numérique

Pour une inductance de $500 \mu H$, et une résistance série équivalente de 1Ω , on obtient :

$$K_o = \frac{1}{R}$$

$$= 1$$

et

$$T_o = \frac{L}{R}$$

$$= 500 \mu s$$

$$k T_i = T_o \Rightarrow k T_i = 500 \mu s$$

Un gain de 2 par exemple permet de minimiser les erreurs comme suit :

- erreur d'amplitude : $\left| \frac{i}{i^*} \right| = 99,7 \%$

- erreur de phase : $|\text{Arg } i - \text{Arg } i^*| = 4,5^\circ$

- compensation de la perturbation v_e : $\left| \frac{i}{v_e} \right| = 7,7 \cdot 10^{-2}$

Cet ordre de grandeur des paramètres du correcteur semble donc être satisfaisant, sachant qu'ils devront être ajustés plus finement, pendant le fonctionnement du convertisseur.

I.8. Démarrage du convertisseur

Le démarrage du convertisseur doit suivre un ordre bien précis, afin d'éviter d'éventuelles surintensités ou surtensions qui pourraient aboutir à une destruction des semi-conducteurs de puissance.

La séquence de démarrage choisie est la suivante, une fois le convertisseur connecté au réseau :

- a- Alimentation des cartes de l'électronique de commande,
 - Activation du courant simulé de démarrage i_s ,
 - Inhibition de la commande des semi-conducteurs de puissance,
- b- Transition (attente de stabilité des alimentations),
- c- Activation des semi-conducteurs de puissance,
- d- Transition (attente de stabilité de la partie puissance),
- e- Annulation du courant i_s .

Le courant simulé de démarrage i_s est ajouté au courant réel capté i , afin de forcer la boucle de régulation à un état initial tel que le courant réel soit limité au maximum, lorsque la consigne i^* est nulle. En effet, au moment du démarrage, le courant de consigne i^* et le courant réel i sont simultanément nuls. Le circuit correcteur élabore donc une onde de référence v^* à partir de l'erreur $\varepsilon = i - i^*$ qui peut être, de manière imprévisible, légèrement positive ou négative. Le courant i_s impose donc le signe de cette erreur à chaque démarrage.

Le convertisseur doit posséder en interne sa propre logique de démarrage, qui évite ainsi un régime transitoire trop perturbateur, voire destructif.

L.9. Dispositions vis-à-vis des problèmes de compatibilité électromagnétiques

Une attention toute particulière doit être portée sur les perturbations causées par la structure de puissance, sur l'électronique de commande. En effet, cette électronique de commande assure des fonctions de synthèse, traitement et transmission d'informations électriques, de faible niveau d'énergie, contrairement à la partie puissance du convertisseur qui, par définition, assure le même type de fonctions, mais à un niveau d'énergie beaucoup plus élevé. Cette différence de niveau implique donc une sensibilité aux perturbations extérieures, a priori plus grande pour cette électronique de commande que pour la partie puissance. Du fait de la proximité de ces deux structures, celle de puissance se trouve être une source "privilégiée" de perturbations pour sa propre commande. Cela d'autant plus que les fréquences mises en jeu sont relativement élevées, au regard de la puissance traitée.

Il importe donc de prendre le plus de précautions possibles, afin de créer une barrière quasiment étanche, au vu des perturbations électromagnétiques, mais transparente vis-à-vis des signaux de commande "utiles", [43][44][45][46].

a) Perturbations conduites

La majorité des perturbations induites par la structure de puissance se propage physiquement par les éléments électriques : câbles, capacités et inductances parasites, composants électroniques actifs, etc..., [47].

Les barrières à mettre en oeuvre se situent à deux endroits précis, à savoir au niveau de l'alimentation de l'électronique de commande, et de la liaison avec la structure de puissance :

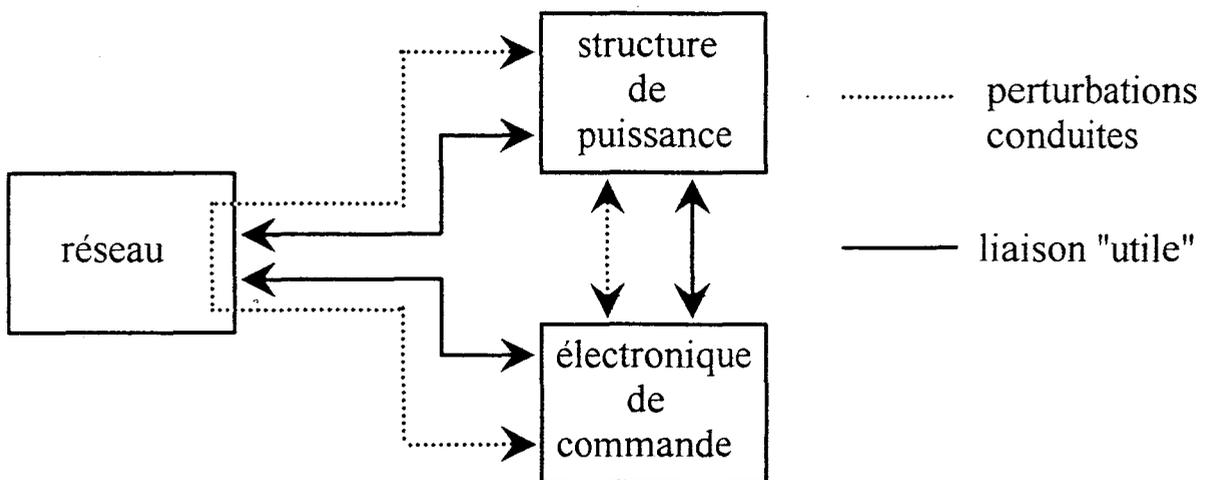


Figure 136

Au point A, les transformateurs d'alimentation sont censés réaliser un isolement galvanique, ainsi qu'une partie du filtrage des grandeurs électriques. Cependant, si le couplage capacitif entre les enroulements primaires et secondaires est trop important, les perturbations haute fréquence peuvent se propager aisément à travers ces transformateurs, qui deviennent transparents électriquement vis-à-vis de ces fréquences élevées. Il est donc nécessaire d'utiliser des transformateurs à faible couplage capacitif entre enroulements, et d'opérer conjointement un filtrage efficace des lignes d'alimentation.

Au point B se trouve la liaison entre les circuits logiques de commande des transistors de puissance, et les drivers de ceux-ci. La barrière électrique peut être réalisée par un découplage magnétique (transformateurs d'impulsions) ou optique (opto-coupleurs). Ce découplage est de toute façon indispensable, indépendamment de la protection qu'il réalise vis-à-vis des perturbations, puisqu'il faut créer des liaisons flottantes au niveau de chaque cellule interrupteur, qui doit posséder sa propre alimentation de commande, [48][49].

Une fois ces précautions élémentaires prises, il peut s'avérer nécessaire de filtrer de manière plus précise, non seulement les lignes d'alimentation des circuits électroniques, au plus près de ces derniers, mais également les signaux traités par ces circuits. En général, une bonne efficacité du filtrage est obtenue par l'emploi simultané de filtres actifs et passifs, les premiers étant particulièrement performants, du continu aux fréquences moyennement élevées, les seconds étant les plus efficaces pour les hautes fréquences.

b) Perturbations rayonnées

L'incidence du rayonnement électromagnétique, bien que moins forte que les parasites conduits, n'est cependant pas négligeable. Certes, la fréquence utile la plus élevée, au sein du convertisseur, qui est de 80 kHz, n'est pas à proprement parler une fréquence très élevée, dans le cadre général des perturbations rayonnées. En émission radio, on se situerait dans la gamme des grandes ondes. Mais si on ne risque pas de perturber les éventuels récepteurs radio, situés à plus de quelques mètres du convertisseur, l'électronique de commande, elle, est de nouveau la cible potentielle de ces rayonnements parasites.

Au niveau de la structure de puissance, des précautions sont à prendre quant au câblage: minimisation des boucles de courant émettrices, isolation électromagnétique à l'aide d'écrans, limitation des surfaces métalliques (radiateurs par exemple) ou des bornes trop longues, pouvant faire office d'antennes.

Au niveau des cartes électroniques, ce sont les câbles de liaison entre cartes, ainsi que ceux d'alimentation qui sont les plus susceptibles de se comporter comme des antennes ou des boucles réceptrices. D'où la nécessité d'utiliser des liaisons formant les surfaces de boucles les plus petites possibles, et de torsader ces liaisons lorsqu'elles sont externes aux cartes. L'utilisation d'un écran métallique, isolant tout ou parties de l'électronique de commande, peut s'avérer très efficace.

La disposition relative, dans l'espace, de l'électronique de commande, par rapport aux composants de puissance, ne doit pas être quelconque. Il faut, dans la mesure du possible, que les boucles réceptrices des cartes électroniques interceptent le minimum de flux perturbateur. D'autre part, si des conducteurs de puissance doivent se trouver à proximité de conducteurs de l'électronique de commande, il faut éviter le cheminement parallèle de ces conducteurs, afin de réduire la diaphonie. Celle-ci est fortement atténuée s'il est possible de croiser les câbles en présence à angle droit.

Enfin, le blindage des câbles de liaison et/ou de ceux de puissance peut s'avérer être très efficace, s'il est correctement effectué (technologie du blindage, qualité des contacts,...).

L'ensemble de ces mesures, même si elles paraissent contraignantes au premier abord, est toutefois indispensable au fonctionnement correct du convertisseur, en limitant en priorité les phénomènes internes d'auto-perturbation, et éventuellement les effets perturbateurs d'autres sources de puissance qui seraient à proximité.

c) Synoptique récapitulatif :

Le synoptique de la figure 137 résume l'ensemble des dispositions à prendre pour atténuer les effets perturbateurs du système.

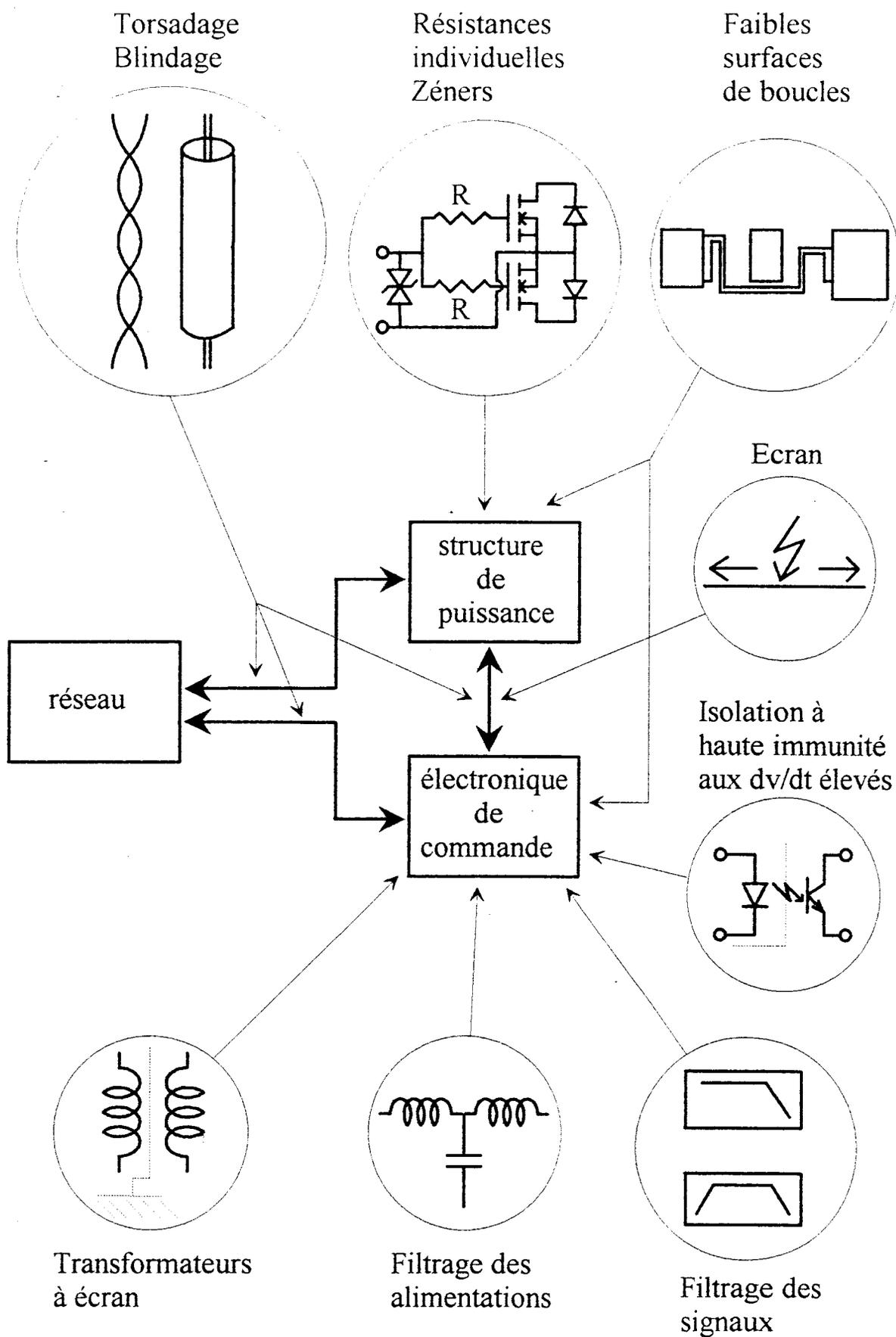


Figure 137

II. FONCTIONNEMENT DU PROTOTYPE

II.1. Courant absorbé au réseau

L'objectif, en ce qui concerne le courant prélevé sur le réseau, était sa mise en phase avec la tension réseau, d'une part, la minimisation des harmoniques d'autre part. Avec une valeur d'inductance de $200 \mu\text{H}$, et à puissance nominale absorbée, c'est-à-dire près de $3,7 \text{ k W}$, on obtient la forme d'onde du courant i , de la figure 138 :

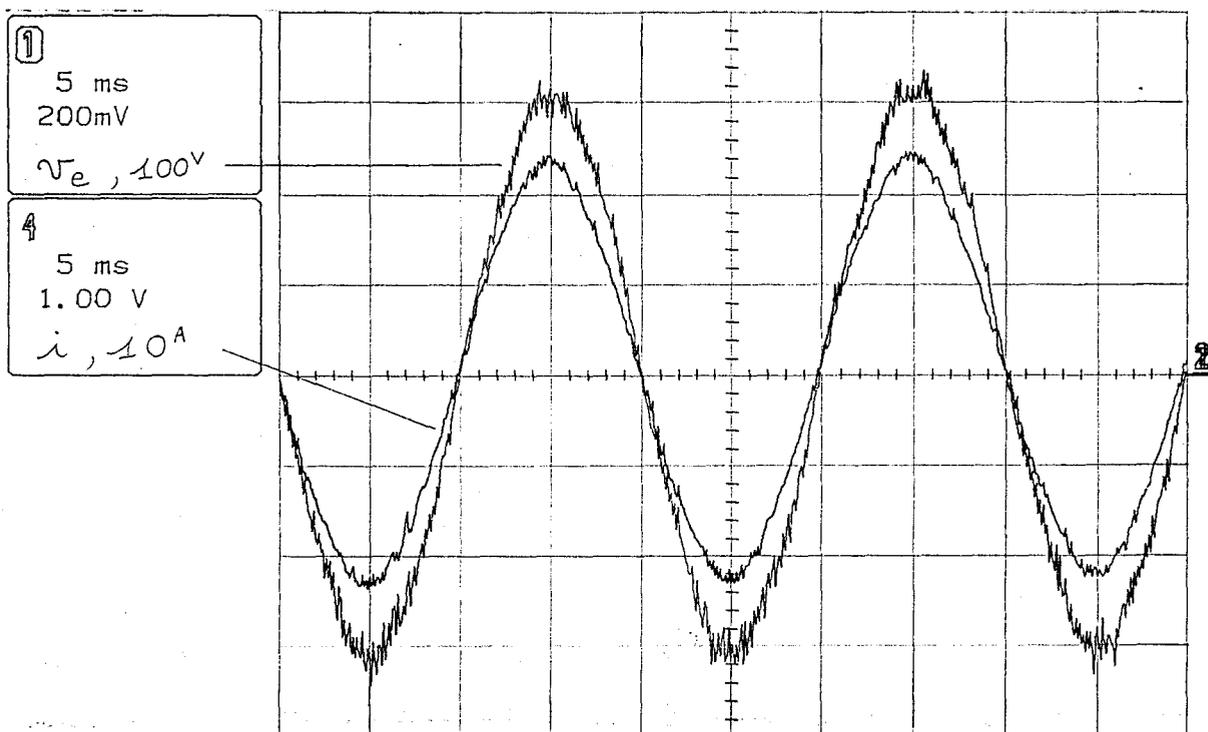


Figure 138

A ce stade , le convertisseur fonctionne en boucle fermée sur le courant absorbé. L'étude théorique de la régulation nous a fourni la valeur des paramètres du correcteur PI , le réglage fin de ceux-ci pouvant être réalisé en temps réel, par observation de la forme d'onde du courant.

Une fois ces paramètres ajustés, on peut constater la robustesse de la régulation, qui maintient constante la valeur efficace du courant i , lorsque l'on fait varier fortement les tensions secteur v_e , ou batterie E.

Dans ces conditions, les valeurs optimales de gain et de constante d'intégration du correcteur se trouve autour de 1,5 et de 100 μ s. Ces valeurs permettent de compenser de façon satisfaisante les non linéarités du convertisseur.

La figure 139 illustre l'efficacité du filtrage par capacité supplémentaire sur le réseau ($i=i_e$ \Leftrightarrow pas de capacité, cf. notations du chap. II, § V.):

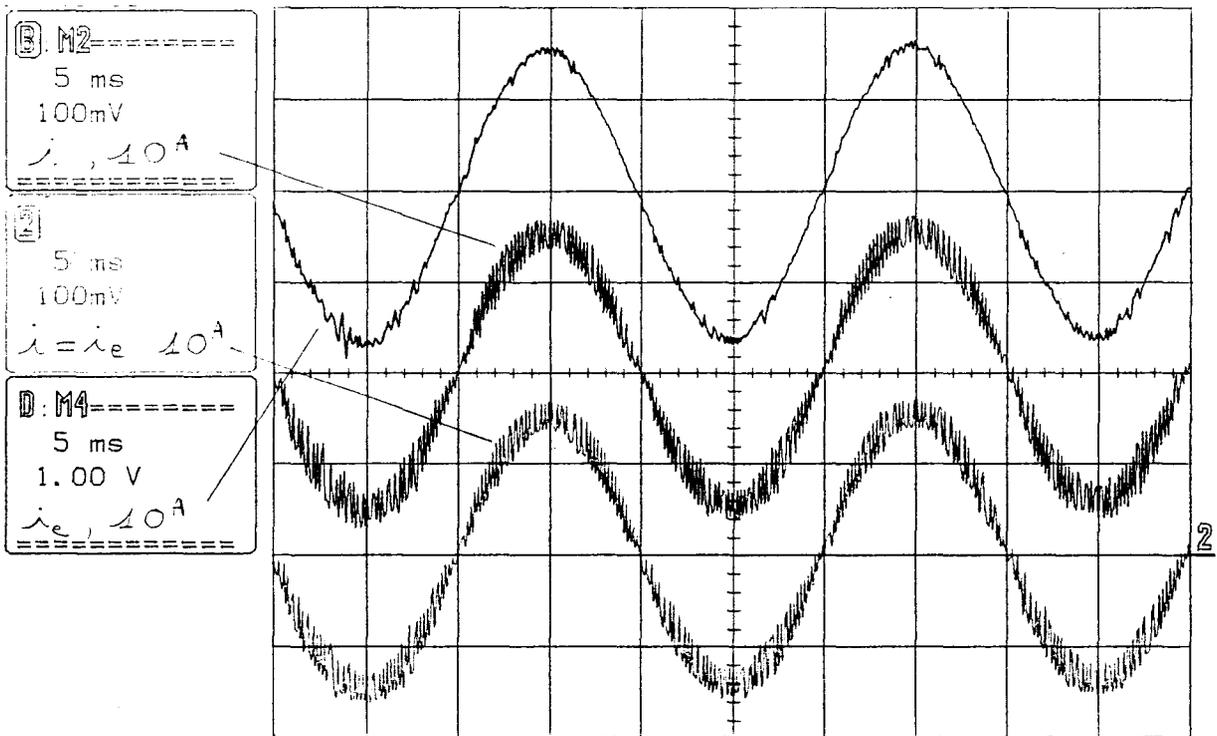


Figure 139

II. 2. Courant injecté dans les batteries

Le courant i_c fourni à la charge n'est autre que le courant impulsionnel circulant dans le transformateur à la fréquence de 40 kHz, mais redressé. On a donc des impulsions à fréquence double, 80 kHz, dont l'enveloppe est une alternance positive à 100 Hz de sinusoïde.

On a vu cependant (chap. II, paragraphes I. 1. e), et VI.), que le filtrage de la charge permettait de lisser le courant injecté dans les batteries. On retrouve, pour des valeurs raisonnables des éléments L et C du filtre de sortie, un courant i_c quasi sinusoïdal, à la fréquence double de celle du réseau, donc 100 Hz, comme le démontre la relation de conservation de la puissance instantanée.

Il n'était pas nécessaire ici de rajouter un élément inductif en série avec la charge, pour assurer un filtrage efficace. En effet, bien que faible, et donc difficilement identifiable, l'inductance "parasite" série du modèle électrochimique de la batterie d'accumulateurs est suffisante pour constituer un filtre du second ordre, à condition de mettre en place une capacité de valeur suffisante. Il s'est d'ailleurs avéré que bien plus encore que sa valeur, la qualité du diélectrique était primordiale, pour cette capacité chargée de filtrer des impulsions de courant pouvant atteindre 70 A ($16\sqrt{2} \times 3$), à la fréquence de 80 kHz.

La figure 140 montre l'allure du courant de sortie i_c , avec une valeur de $6,6 \mu F$ pour la capacité de filtrage au polypropylène. On retrouve bien le doublement de fréquence par rapport au courant absorbé i :

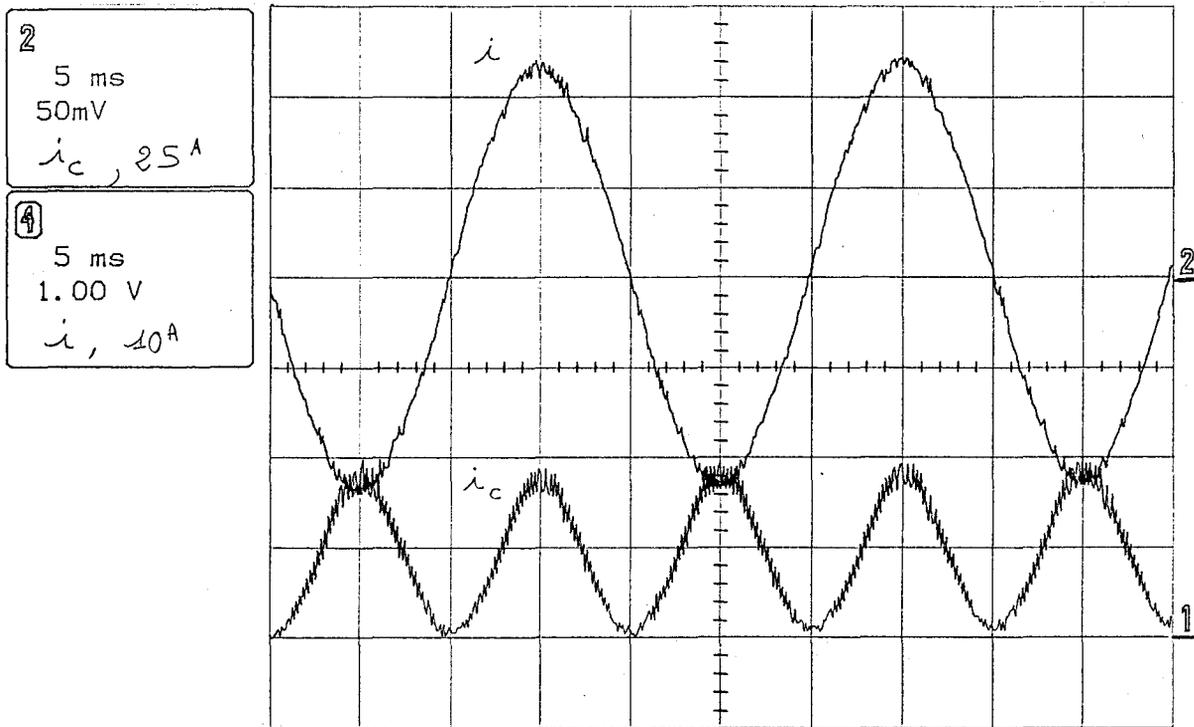


Figure 140

La figure 141 permet de visualiser, à l'échelle de la fréquence de découpage, les différentes grandeurs électriques de l'ensemble secondaire-filtre-charge, étudié à l'aide du plan de phase, dans le paragraphe VI du chapitre II. On constate que les oscillations parasites haute fréquence du primaire du transformateur sont partiellement transmises au secondaire, et affectent certaines des grandeurs électriques (i_s et i_c). Notons que pour ces grandeurs, on a repris les notations du paragraphe VI chapitre II, dans lequel i_c est le courant traversant la capacité de filtrage, le courant injecté dans les batteries étant $-i_L$.

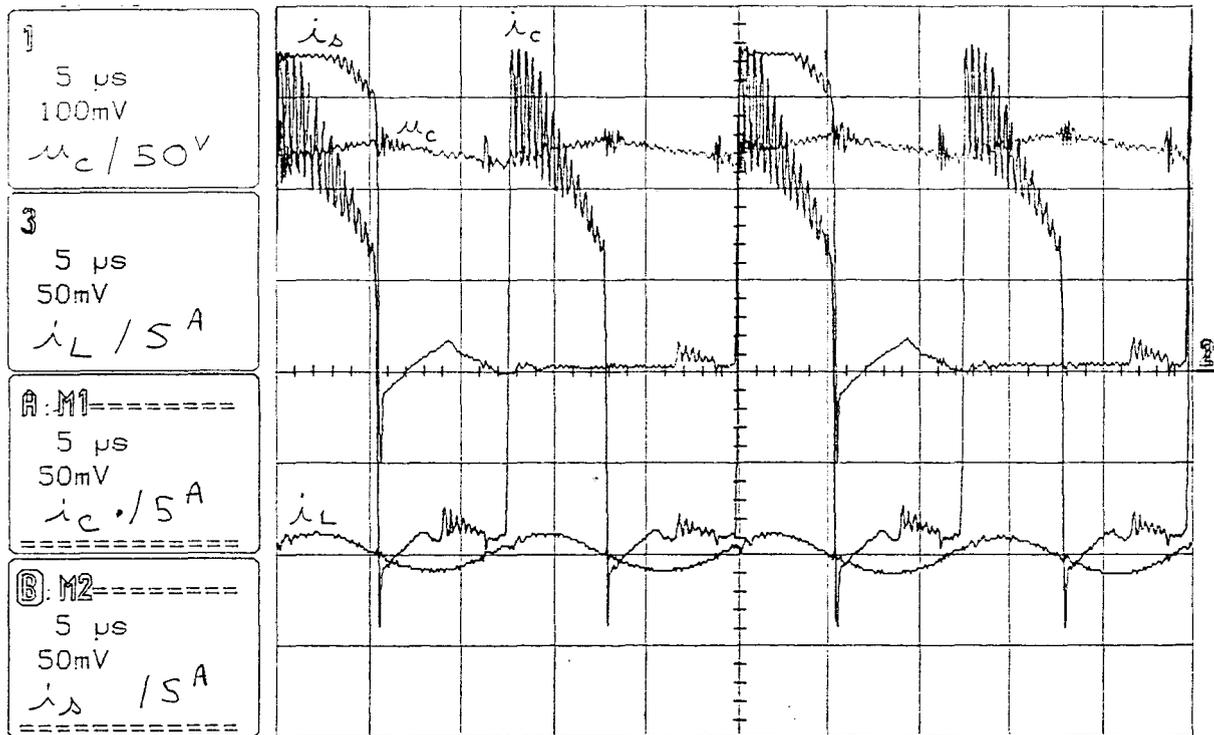


Figure 141

II. 3. Comportement du transformateur

Deux aspects sont particulièrement intéressants dans l'étude du fonctionnement du transformateur. D'une part les différentes phases de fonctionnement à l'échelle de la fréquence f' de travail du transformateur, d'autre part le phénomène d'oscillations parasites des grandeurs électriques. L'étude de ce dernier aspect doit nécessairement tenir compte des autres éléments du convertisseur qui influence directement l'évolution des grandeurs électriques du transformateur.

a) Phases de fonctionnement

Comme on l'a vu à l'échelle de la fréquence de découpage $2 f'$, le fonctionnement du convertisseur est fondé sur une succession de phases d'injection de courant à travers le transformateur, et de courts-circuits de la source instantanée de courant, formée par le réseau, en série avec une inductance.

On retrouve ces étapes sur l'oscillogramme de la figure 142, où l'on a relevé l'évolution des tensions et courants primaires et secondaires :

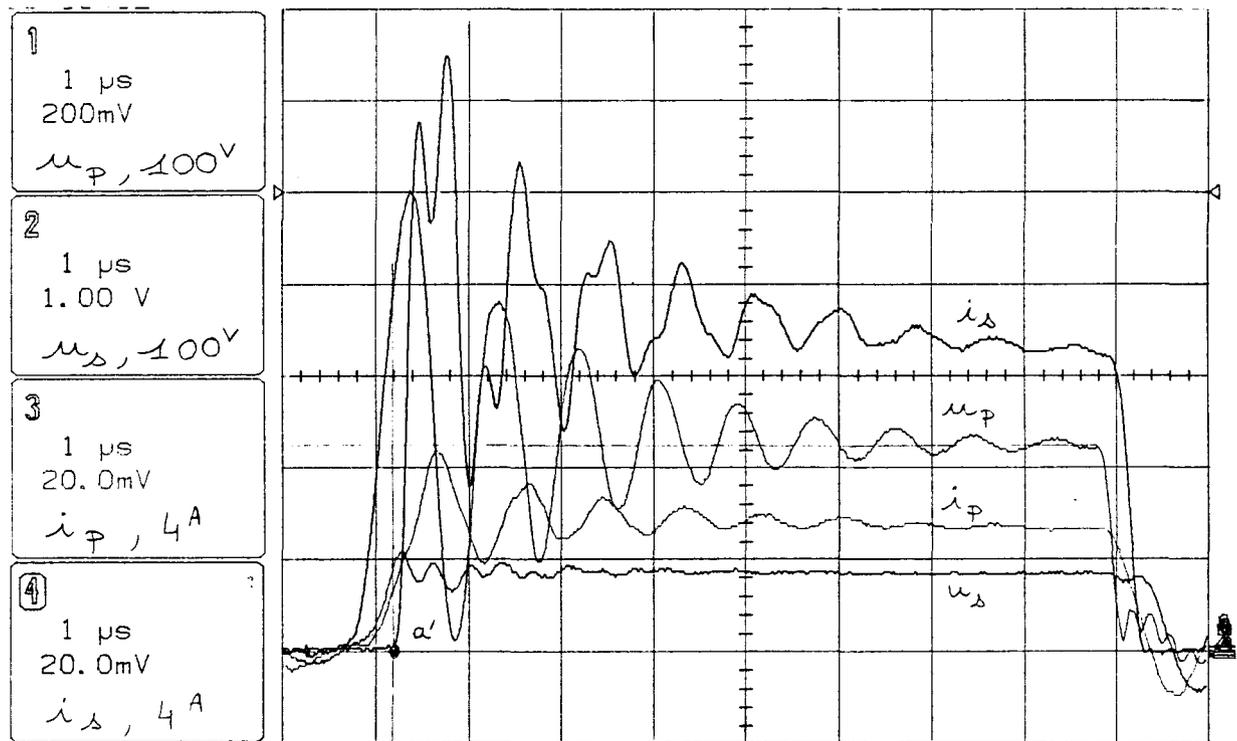
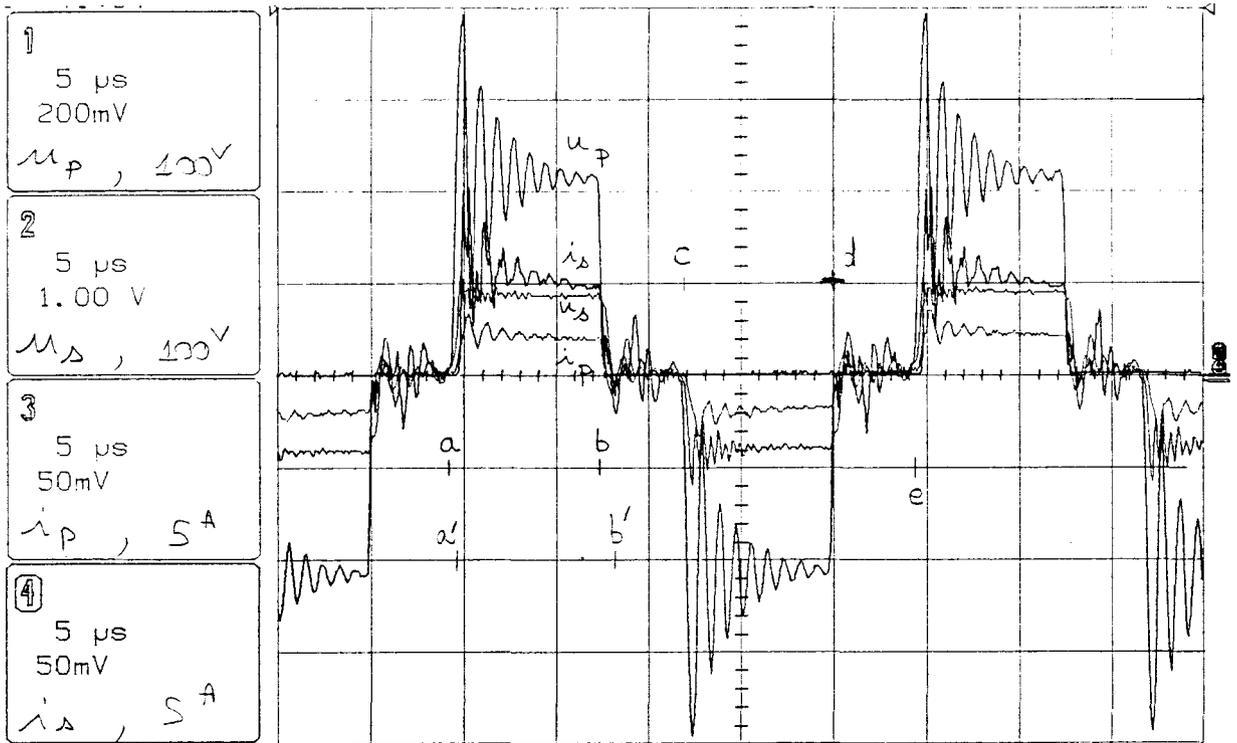


Figure 142

- De a à b : phase d'injection de courant, T1 et T2' fermés, T1' et T2 ouverts, i étant positif. On retrouve les différentes étapes étudiées dans le paragraphe I, 2) du chapitre II, à l'aide du plan de phase :

- montée de la tension u_p (a --> a')
- amorçage de la diode D3 dès que u_p atteint kE (a')
- transfert d'énergie à travers le transformateur (a' --> b)

- De b à c : phase de court-circuit de l'ensemble $v_e + L$, T1 et T2 fermés, T1' et T2' ouverts, avec comme sous-étapes :

- bref court-circuit simultané de la source instantanée de courant, et du primaire du transformateur (b --> b'). La durée de cette phase dépend du temps de retard au blocage de l'interrupteur T2'. Il est en effet préférable de court-circuiter la pseudo source de tension qu'est le primaire du transformateur, plutôt que d'ouvrir la source de courant instantanée $v_e + L$: la réversibilité en puissance étant interdite par la présence des diodes du redresseur, l'ensemble transformateur + charge E se trouve auto-protégé lors du court-circuit de l'enroulement primaire.

- court-circuit de la source de courant, le primaire du transformateur est alors à vide (b' --> c)

Les deux étapes suivantes, de c à d, puis de d à e sont respectivement identiques aux étapes a - b et b - c, au signe des grandeurs électriques près.

b) Oscillations parasites haute fréquence

La figure 142 met nettement en évidence le phénomène d'oscillation haute fréquence au niveau du transformateur. La modélisation du convertisseur (chapitre II, paragraphe I), [50][51], avait permis de prévoir ces oscillations grâce aux simulations, et d'estimer le niveau de la surtension, grâce au plan de phase.

L'oscillogramme correspondant à ce plan de phase u_p / i_p est représenté figure 143 :

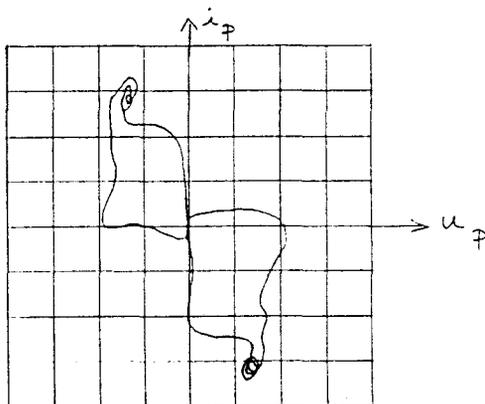


Figure 143

On remarque dans un premier temps que les surtensions primaires sont bien supérieures à k fois les surtensions secondaires. L'hypothèse qui avait été faite dans le modèle d'étude à l'aide du plan de phase, à savoir considérer le secondaire comme une source de tension parfaite, était donc relativement bien justifiée. On a pu constater que cette hypothèse était d'autant plus juste, que la capacité de filtrage du courant dans la charge était connectée au plus près des enroulements secondaires du transformateur : quelques dizaines de centimètres carrés en plus ou en moins, au niveau de la surface de boucle créée par les connexions, pouvant faire varier grandement le niveau des surtensions au secondaire, en affectant très peu celles du primaire. Ceci est dû en grande partie à la bande passante limitée du transformateur, qui est conçu pour une fréquence de travail de 40 kHz en signaux impulsionnels, alors que la fréquence moyenne des oscillations parasites est de l'ordre du mégahertz. Les oscillations secondaires sont d'ailleurs beaucoup plus déformées que celles du primaire, quasiment sinusoïdales.

On constate également que ces oscillations parasites sont relativement peu amorties : elles durent pratiquement tout le temps de l'injection de courant. Il est possible de caractériser l'atténuation temporelle des oscillations à l'aide du décrêtement logarithmique de la courbe. En effet, en théorie, les courbes enveloppes des oscillations sont des exponentielles, telles que :

$$\ln \frac{A_1}{A_2} = \lambda T \quad \text{où } \lambda = \frac{R}{2L} \text{ et } T : \text{pseudo période des oscillations.}$$

Les paramètres du décrêtement logarithmique étant décrits dans la figure 144 :

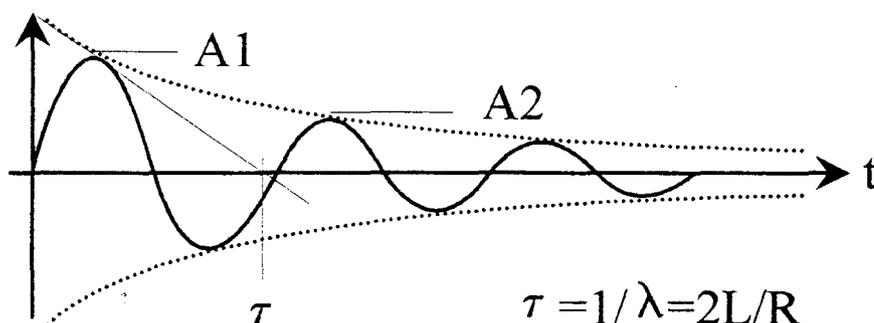


Figure 144

Dans le cas de la figure 142 par exemple, on a : $A_1 / A_2 = 1,5$

$T = 0,87 \mu s$

D'où, avec une inductance totale de fuite de 13 μH , la résistance du circuit équivalent d'amortissement est de l'ordre de 12 Ω .

Si on considère que l'amortissement est réparti dans les deux branches capacitive et inductive, comme indiqué sur la figure 145, on a alors une résistance R qui correspond à la somme des résistances r_c et r_L . Ces résistances tiennent compte de celles du secondaire et de la charge, ramenées au primaire, ce qui explique la valeur élevée trouvée pour R.

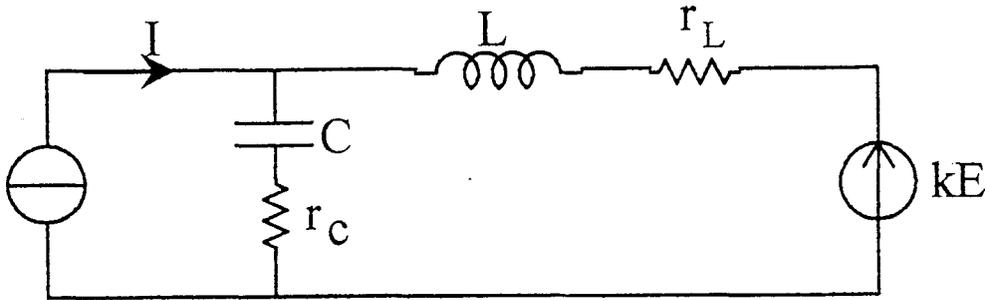


Figure 145

Plusieurs essais ont été menés avec différents types de transistors de puissance, de transformateurs, et de capacités additionnelles, afin de caractériser les éléments L et C du circuit oscillant. Il en résulte que l'élément inductif L correspond bien à l'inductance de fuite totale ramenée au primaire, et l'élément capacitif C , à la somme de la capacité interspire de l'enroulement primaire, et de la capacité de blocage équivalente des semi-conducteurs de puissance, la première étant toujours négligeable par rapport à la seconde.

Deux types d'essais permettent d'évaluer ces éléments réactifs : la mesure de la surtension maximale au primaire du transformateur, et celle de la fréquence des oscillations.

Le premier essai est bien entendu réalisé sans écrêtage actif de la surtension (clamp déconnecté). Comme on l'a vu dans l'étude des surtensions (chap. II, § IV. 2.), la relation liant les niveaux de tension et les éléments réactifs est :

$$u_{p \max} - k E = I \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\text{avec } L = L_{\sigma p} + k^2 L_{\sigma s}$$

$$\text{et } C = 2 (C_{DG} + C_{Ds})$$

$$= 2 C_{0 s s} \quad (\text{cf. caractéristiques techniques des transistors MOSFET})$$

Avec par exemple, des transistors MOSFET de 800 v, on a les résultats suivants :

$$\begin{aligned} I &= 8 \text{ A} \\ kE &= 330 \text{ v} \quad \rightarrow \sqrt{L/C} = 46 \\ u_p \text{ max} &= 700 \text{ v} \end{aligned}$$

$$\text{Or } C_{\text{oss}} = 0,5 \text{ nF} \rightarrow L = 21 \mu\text{H}$$

Le deuxième essai est celui effectué sur la mesure de la pseudo-période des oscillations haute fréquence, qui est peu différente de la période propre du circuit résonnant, si l'amortissement n'est pas trop élevé. On a alors :

$$T \approx T_0 = 2 \Pi \sqrt{LC} \quad \text{avec cette fois } C = C_{\text{oss}}$$

D'où :

$$\begin{aligned} L &= 21 \mu\text{H} \\ C &= 0,5 \text{ nF} \quad \rightarrow T_0 = 0,65 \mu\text{s} \end{aligned}$$

Or la période T mesurée dans ce cas est d'environ 0,8 μs . Les ordres de grandeur sont donc corrects.

On peut également modifier volontairement la fréquence des oscillations à l'aide d'une capacité additionnelle placée directement aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur:

- sans capacité supplémentaire : $f = 1,25 \text{ MHz}$
- avec capacité de 5,6 nF : $f' = 0,4 \text{ MHz}$

Or :

$$\begin{aligned} \left(\frac{f}{f'}\right)^2 &= \frac{C'}{C} \quad \text{donc } C = \frac{C \text{ suppl}}{\left(\frac{f}{f'}\right)^2 - 1} \\ &= 0,64 \text{ nF} \end{aligned}$$

L'ensemble de ces essais permet de faire des recoupements de résultats de mesure, afin d'évaluer au mieux la valeur des paramètres des éléments principaux du convertisseur (transistors de puissance et transformateur), et de pouvoir d'une part, choisir pour chaque élément, le meilleur de sa catégorie, et d'autre part, dimensionner au mieux le dispositif d'écrêtage actif des surtensions.

II. 4. Commutations

Sur la figure 146, on a relevé l'évolution des tensions et courants des interrupteurs T1 et T2, ainsi que le courant absorbé i . Les formes d'ondes relatives aux interrupteurs T1' et T2' sont identiques, au signe et au décalage d'une demi-séquence près, à celles de T1 et T2.

A l'échelle de quelques périodes T' de commutation, le courant i est constant, par rapport à son évolution sinusoïdale à 50 Hz.

Les étapes de commutations sont les suivantes :

- de a à b : injection de courant, T1 et T2' fermés, T1' et T2 ouverts.

Cette phase se décompose en deux sous-phases :

* de a à a' : le retard au blocage de T1' impose un bref court-circuit du primaire du transformateur, d'où l'annulation des tensions v_{T1} et v_{T2} .

* de a' à b : la diode D3 conduit (i positif) la tension u_p ramenée au primaire du transformateur est positive, et se retrouve directement aux bornes des interrupteurs T2 et T1'. Aux bornes de l'inductance, la tension est négative ($u_L = v_e - v$), donc le courant décroît dans les interrupteurs T1 et T2'.

- de b à c : court-circuit de la source, T1 et T2 fermés, T1' et T2' ouverts.

Cette phase se décompose en deux sous-phases :

* de b à b' : retards au blocage de T2' qui entraînent un bref court-circuit de l'enroulement primaire.

* de b' à c : cette fois, la tension aux bornes de l'inductance est positive ($u_L = v_e$), donc le courant croît dans T1 et T2.

- de c à d : nouvelle phase d'injection de courant dans le transformateur, T1' et T2 fermés, T1 et T2' ouverts.

Les deux sous-phases sont :

* de c à c' : retard au blocage de T1, d'où le court-circuit, à nouveau, de l'enroulement primaire.

* de c' à d : la diode D3' conduit, la tension u_p ramenée est négative. Le courant dans l'inductance, donc dans T2 et T1', est décroissant ($u_L = v_e - v$).

- de d à a : nouvelle phase de court-circuit de la source, T1' et T2' fermés, T1 et T2 ouverts, avec les deux sous-phases :

1
5 μ s
0.50 V
 $v_{T1}, 250V$

3
5 μ s
100mV
 $i_{T1}, 10A$

4
5 μ s
1.00 V
 $i, 10A$



1
5 μ s
0.50 V
 $v_{T2}, 250V$

3
5 μ s
100mV
 $i_{T2}, 10A$

4
5 μ s
1.00 V
 $i, 10A$

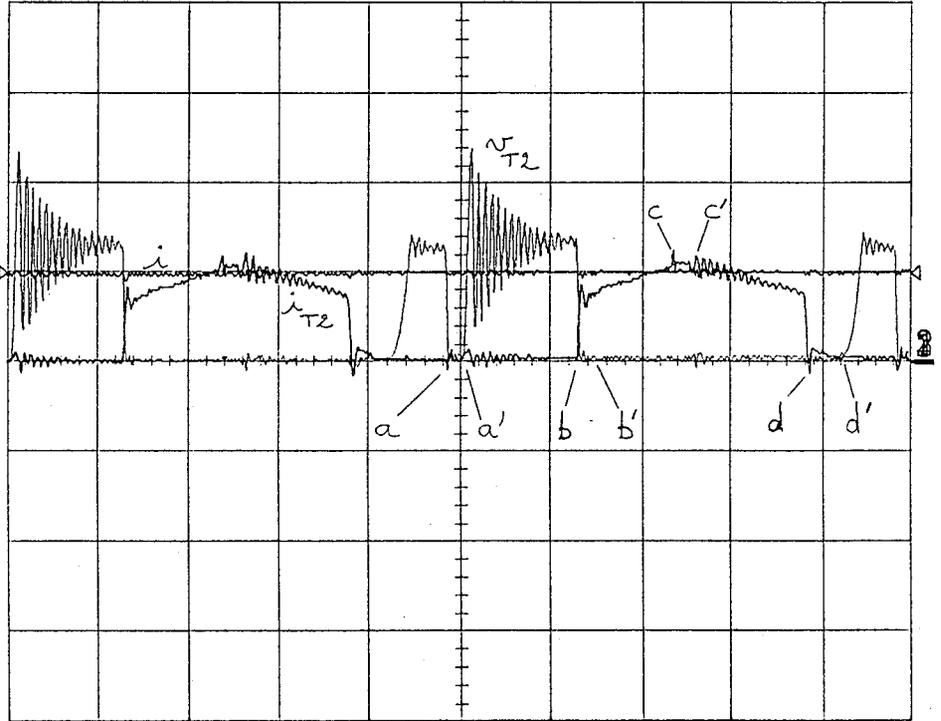


Figure 146



* de d à d' : le retard au blocage de T2 entraîne un bref court-circuit du primaire du transformateur, d'où l'annulation des tensions v_{T1} et v_{T2} .

* de d' à a : le primaire du transformateur est quasiment en circuit ouvert. En fait, les capacités de blocage de T1 et T2 se retrouvent à ses bornes, et se chargent par le courant magnétisant résultant, ce qui explique la montée en tension de T1 et T2. Dès que cette tension atteint la valeur kE , la diode D3 entre en conduction, et impose la tension secondaire, donc primaire, qui se stabilise.

La séquence complète, intégrant l'ensemble des retards au blocage des interrupteurs, est représentée figure 147 :

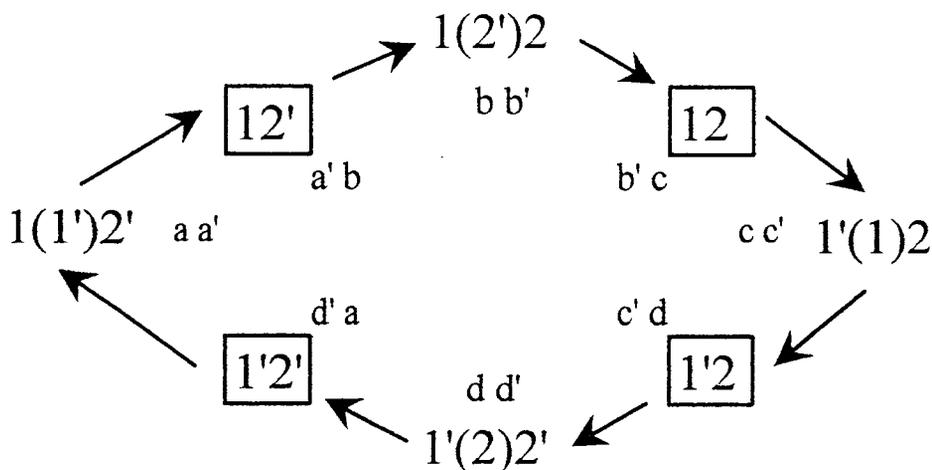


Figure 147

Dans le premier chapitre, paragraphe IV, on a vu que les interrupteurs T1 et T1' comportaient des amorçages spontanés et des blocages commandés, alors que T2 et T2' possèdent des blocages spontanés et des amorçages commandés. Le caractère commandé ou spontané est bien visible sur les oscillogrammes.

Comme cela a été montré dans le paragraphe IV du second chapitre, le recouvrement des diodes des interrupteurs T1 et T1' est tel que la recombinaison des porteurs a lieu de manière interne à la diode : il n'y a pas de courant inverse lors du blocage. Cette particularité est intéressante vis-à-vis du choix des transistors de puissance, puisqu'elle permet, dans le cas de MOSFET, d'utiliser la diode interne, même de qualité moyenne, sans pour cela affecter le fonctionnement du convertisseur.

On constate également, sur la figure 148, que le partage des tensions au sein de la cellule interrupteur dépend bien des capacités équivalentes du transistor à l'état bloqué (cf. chapitre II, paragraphe IV) 2) :

$$\Delta V_h = \frac{C_b}{C_h} \cdot \Delta V_b$$

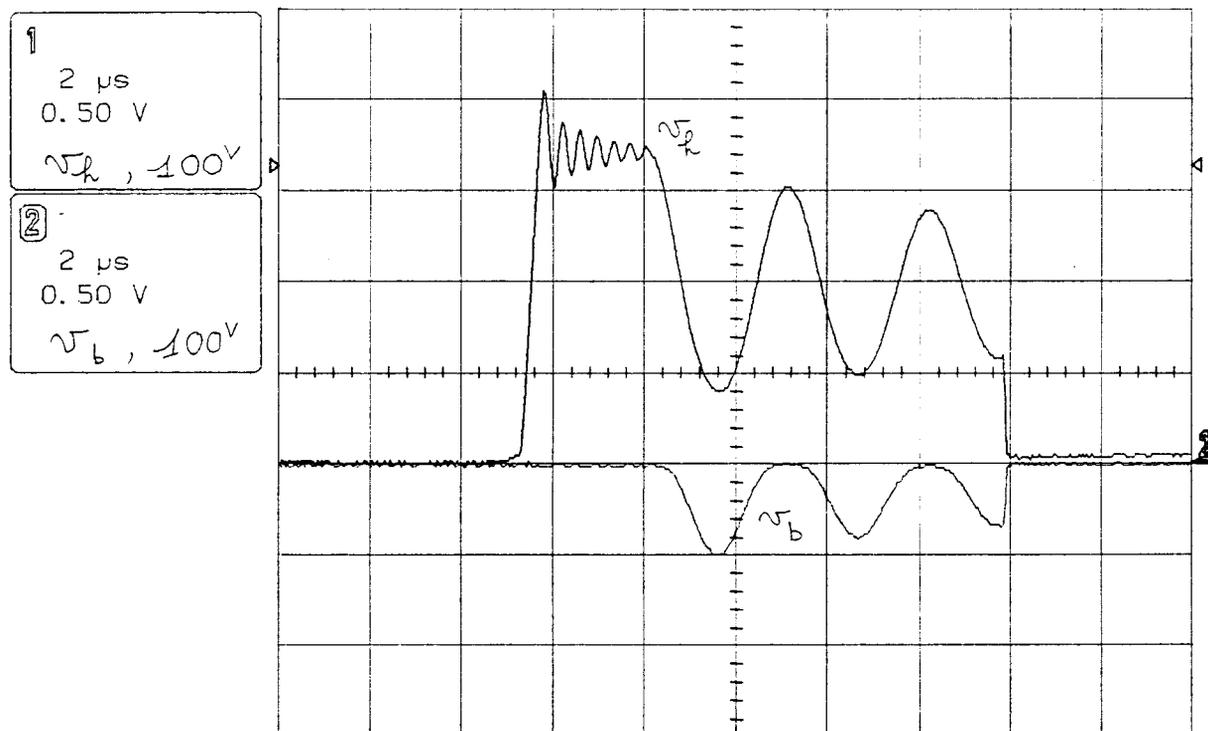


Figure 148

On a vu que les capacités C_b et C_h n'étaient autres que celle habituellement notée C_{oss} pour les MOSFET, ou C_{oes} pour les I.G.B.T., "output capacitance" dans les notices techniques. Or, cette capacité décroît lorsque la tension aux bornes du semi-conducteur augmente. Ce qui explique que tant que la tension V_h ne chute pas suffisamment, V_b reste nulle. Le phénomène de répartition des tensions dans la cellule interrupteur n'est donc clairement visible que pour des faibles valeurs de courant injecté dans le transformateur, telles que le transfert de puissance s'interrompt au cours de l'impulsion, entraînant la chute de la tension primaire, et son oscillation à basse fréquence. Dans ce cas, on a :

$$\Delta V_h \approx 2 \Delta V_b \Rightarrow C_b \approx 2 C_h$$

IV. ETUDE DES PERTES

IV. 1. Localisation et évaluation

Les pertes dans le convertisseur sont localisées dans trois groupes distincts :

- les semi-conducteurs de puissance
- les conducteurs
- Les éléments réactifs.

a) Les semi-conducteurs

Les semi-conducteurs sont le siège de pertes par conduction et par commutation.

* Pertes par conduction

Ce sont les plus aisées à déterminer.

Pour la diode, on peut considérer sa tension à l'état passant comme constante :

$$P = V_{AK} \times I_{AK \text{ moy}}$$

A puissance nominale, on a par exemple :

$$\begin{aligned} P &= 1,4 \times 25 \\ &= 35 \text{ w} \quad (\text{diodes du redresseur}). \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= 1,8 \times 14,5 \times 2 \\ &= 52 \text{ w} \quad (\text{diodes du convertisseur direct : toujours deux diodes passantes}). \end{aligned}$$

Pour les transistors MOSFET, ils sont équivalents à une résistance :

$$\begin{aligned} P &= R_{DS (ON)} \times I_{DS}^2 \\ &= 0,6 \times 16^2 \times 2 \\ &= 307 \text{ w} \quad (\text{toujours deux MOSFET passants}). \end{aligned}$$

Dans le cas d'IGBT, à la place des MOSFET, ils ont, comme les diodes, une chute de tension à peu près constante :

$$\begin{aligned} P &= V_{CE} \times I_{CE \text{ moy}} \\ &= 3 \times 14,5 \times 2 \\ &= 87 \text{ w}. \end{aligned}$$

* Pertes par commutation

Les pertes à l'amorçage des diodes sont négligeables. Les pertes au blocage dépendent directement du temps de recouvrement inverse, ainsi que du courant de recouvrement. Les diodes utilisées pour le redresseur ont une t_{rr} très faible, de l'ordre de 40 ns, et un courant de recouvrement n'excédant pas la moitié du courant direct. Les pertes résultantes sont donc négligeables (de l'ordre du watt). En ce qui concerne les diodes du convertisseur direct, celles de la cellule de commutation T1 T1', ont une recombinaison interne des porteurs (pas de courant de recouvrement, cf. chap. II, § IV.), tandis que celles de la cellule T2 T2' n'ont aucune tension inverse à tenir au moment du blocage. On peut donc de nouveau négliger les pertes.

Les pertes par commutation des transistors sont beaucoup plus délicates à estimer : elles dépendent à la fois des caractéristiques du composant, de sa commande, de la température de jonction, ainsi que du circuit extérieur. L'évaluation de ces pertes a donc été faite à partir de relevés sur le prototype. Ainsi, sur les figures 150 et 151, on a représenté les tensions et courants des interrupteurs T1 et T2, dans le cas de transistors MOSFET (APT 8030 JN), et en figures 152 et 153, les mêmes grandeurs, dans le cas de transistors IGBT (APT90GF 100 JN).

Pour les deux types d'interrupteurs, on peut considérer que :

- les pertes à l'amorçage de la cellule de commutation T1 T1' sont nulles,
- les pertes au blocage de la cellule de commutation T2 T2' sont nulles,
- les pertes à l'amorçage de la cellule T2 T2', et celles au blocage de T1 T1', sont telles qu'en première approximation, les grandeurs électriques évoluent linéairement pendant la durée de la commutation, comme le montre la figure 149 :

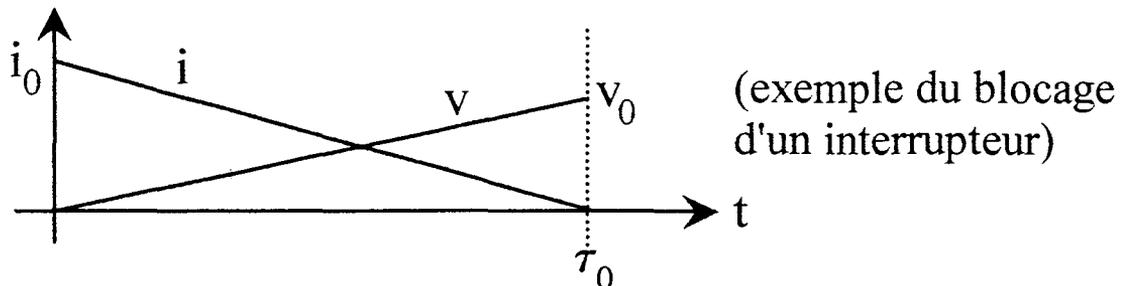


Figure 149

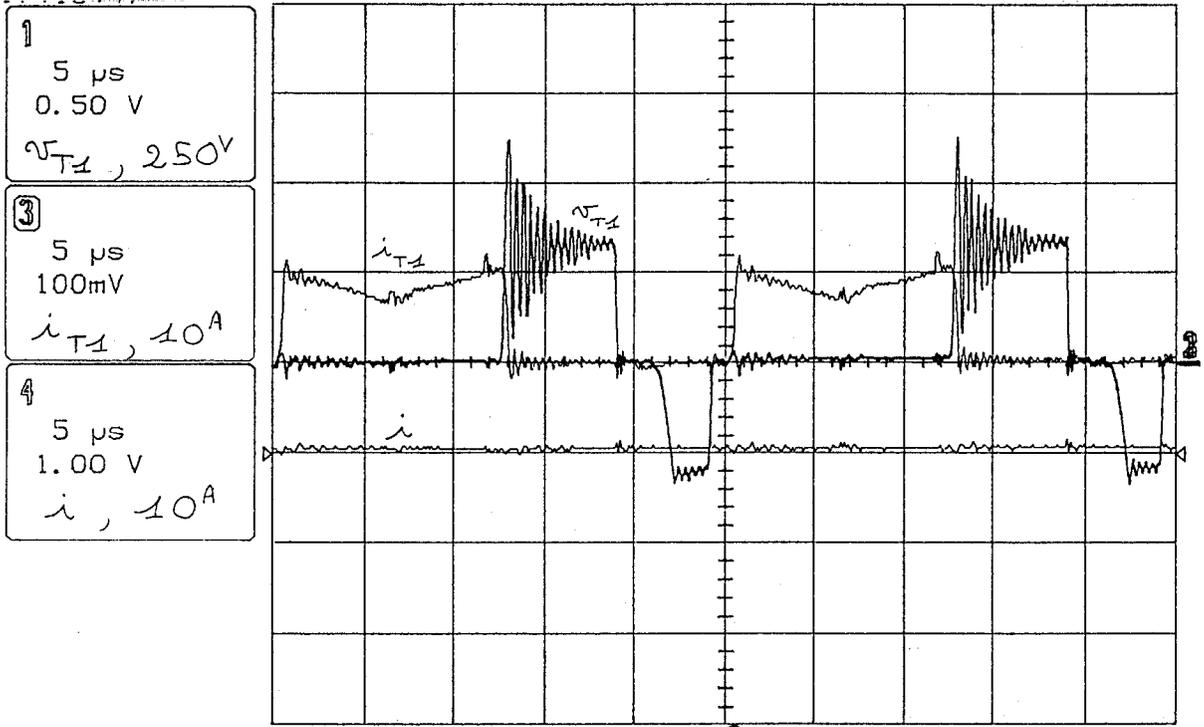


Figure 150

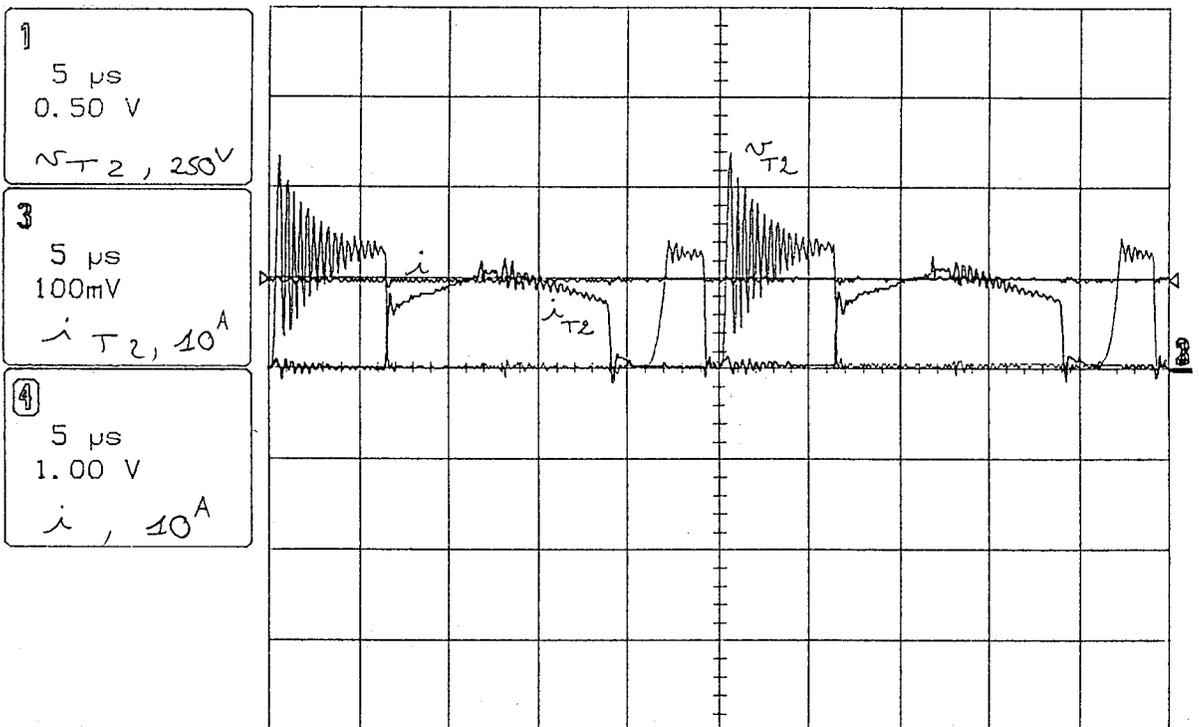


Figure 151

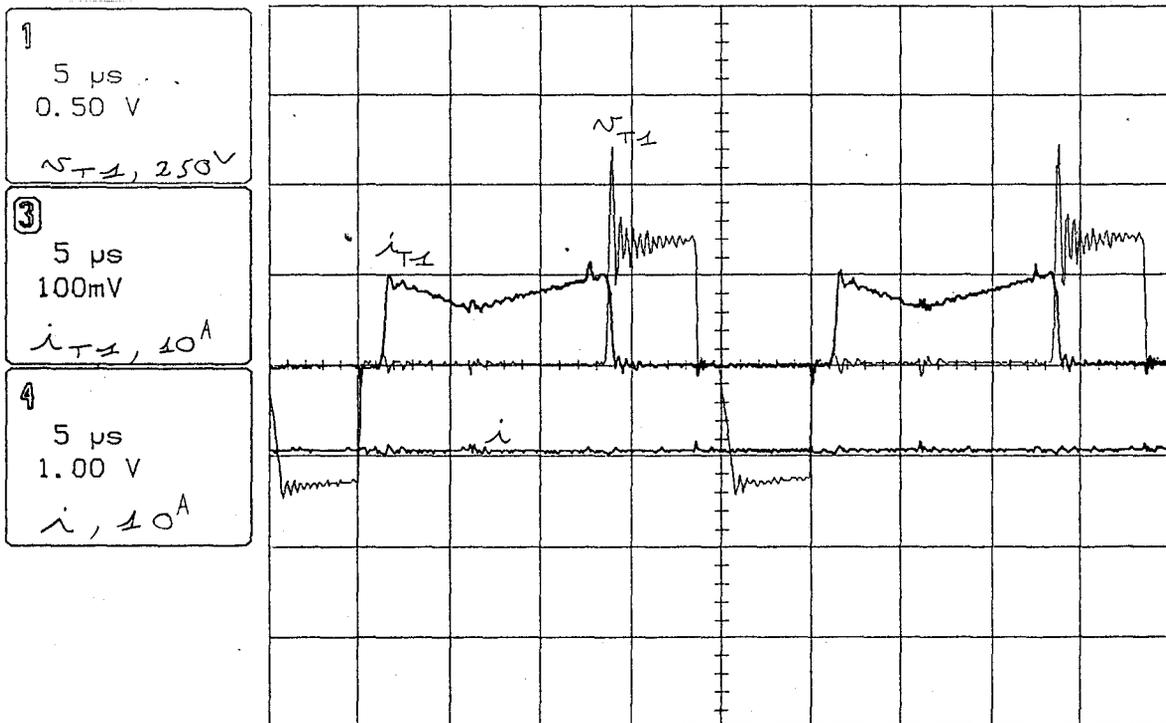


Figure 152

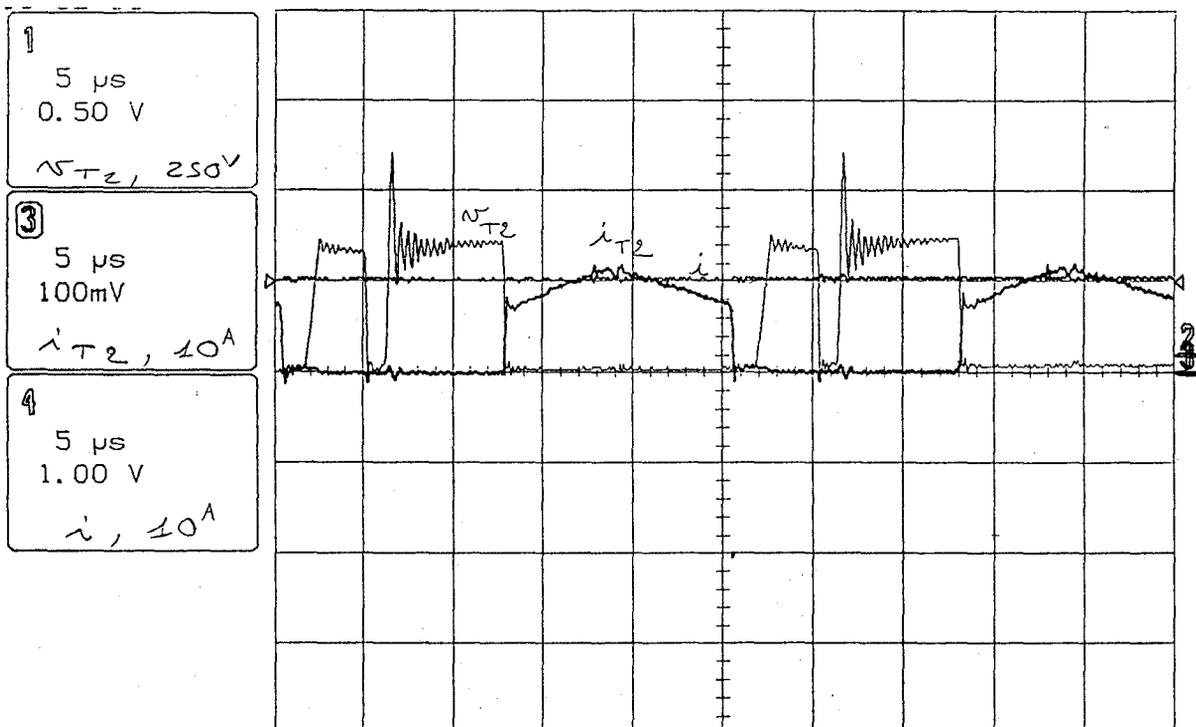


Figure 153

L'énergie W dissipée pendant une commutation est alors :

$$W = \int_0^{\tau_0} i(t) \cdot v(t) \cdot dt$$

$$= \frac{1}{6} \cdot i_0 v_0 \tau_0$$

Dans le convertisseur, la tension v_0 , lors du blocage, est sensiblement la tension crête atteinte par v_T , et peut être considérée comme constante au cours de la période T du réseau. Le courant i_0 quant à lui, évolue sinusoïdalement, comme le courant en ligne i . La figure 154 représente l'ensemble des énergies dissipées sur une demi-période réseau :

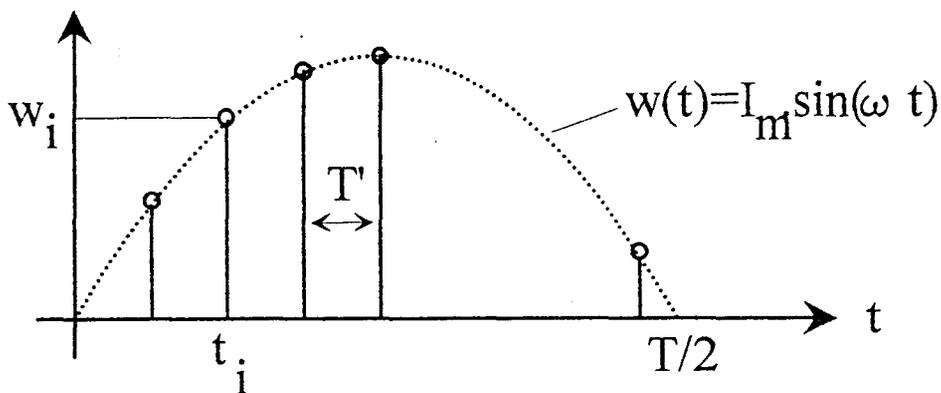


Figure 154

où :

$$W_i = v_0 I_m \sin(\omega t_i) \times \frac{\tau_0}{6}$$

$$\text{Donc : } P = 2 \times \sum_1^N W_i \times f$$

$$\text{Or } \int_0^{T/2} W(t) dt \approx \sum_1^N W_i \times T'$$

$$D'où P = \frac{2 f}{T'} \times \int_0^{T/2} W(t) dt$$

$$= \frac{v_0 I_m \tau_0}{3 T' \Pi}$$

ceci pour un interrupteur, et un type de perte (blocage ou amorçage). Quel que soit l'interrupteur considéré, on a les valeurs suivantes, à puissance nominale :

$$I_m = 23 \text{ A}$$

$$T' = 25 \mu s \quad (\text{les interrupteurs commutent à } 40 \text{ kHz})$$

Pour les pertes au blocage de T1 (ou T1'), dans le cas du MOSFET :

$$v_0 \approx 600 \text{ v}$$

$$\tau_0 \approx 500 \text{ ns} \quad \Rightarrow P_{T1} \approx 30 \text{ W}$$

Avec l'IGBT, le temps de commutation au blocage est légèrement supérieur :

$$\tau_0 \approx 700 \text{ ns} \quad \Rightarrow P_{T1} \approx 40 \text{ W}$$

Quant aux pertes à l'amorçage de T2 (ou T2'), elles sont très faibles, aussi bien pour le MOSFET que pour l'IGBT (quelques watts).

b) Les conducteurs

Le convertisseur comprend des conducteurs parcourus à diverses fréquences :

- 50 Hz dans l'ensemble $v_e + L$ (en négligeant les pertes dues à la composante à 80 kHz).
- 40 kHz dans les cellules de commutation, les conducteurs du transformateur, le redresseur.
- 100 Hz dans la charge (une fois le courant filtré en sortie).

Seuls les courants à 40 kHz nécessitent la prise en compte de l'effet de peau. Les calculs effectués donnent, pour un courant efficace de 16 A, une puissance dissipée de 4 W par mètre de conducteur.

c) Les éléments réactifs

Les deux principaux éléments réactifs du convertisseur sont l'inductance de ligne et le transformateur.

Les pertes par conduction peuvent être intégrées dans le calcul des pertes dans les conducteurs.

Les pertes fer (hystérésis, courant Foucault, supplémentaires) peuvent être minimisées par l'utilisation de matériaux à faible conductivité (ferrite par exemple). Dans le cas de la ferrite, ces pertes dépendent de la température du matériau.

On a pu constater les faibles pertes dans l'inductance, grâce à la qualité de la ferrite utilisée, et au faible volume du noyau : de l'ordre d'une dizaine de watts.

Quant au transformateur, ses pertes sont difficiles à évaluer avec précision. Le matériau utilisé, ses dimensions, ainsi que la température de fonctionnement, fournissent cependant un ordre de grandeur.

Ainsi, pour une température de 60. °C, un champ magnétique crête de 200 mT, une fréquence de 40 kHz, et un volume de 234 cm³, on peut estimer les pertes fer autour d'une centaine de watts, [52].

Le transformateur est également à la base des pertes dans le clamp, ce dernier écrétant les surtensions induites par l'inductance de fuite. Suivant le niveau de puissance et la tension batterie, de 30 à 50 w sont absorbés par le clamp pour une tension d'écrêtage de l'ordre de 700 v.

III. 2. Aspect thermique

On a vu que les pertes étaient réparties dans tous les composants de puissance, occasionnant nécessairement un échauffement de ceux-ci. Certains "points chauds" sont à prendre tout particulièrement en considération : les semi-conducteurs sont le lieu de pertes relativement conséquentes : environ 500 w pour l'ensemble des pertes par conduction et commutation.

Pour assurer un refroidissement efficace, il est nécessaire de monter les semi-conducteurs de puissance sur des radiateurs. Le calcul des paramètres thermiques s'effectue, en première approximation, en utilisant l'analogie circuit thermique / circuit électrique suivante :



Figure 155

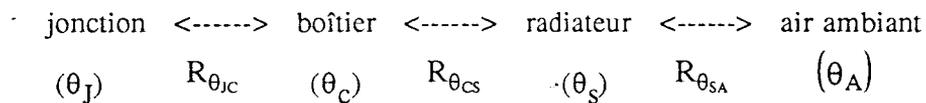
avec : θ_i : température du ième composant (supposée uniforme)
 R_{θ_i} : résistance thermique entre les composants i et i + 1

La puissance thermique dégagée par le dispositif est de la forme :

$$P = \frac{\Delta \theta}{R_{\theta}}$$

quels que soient les points entre lesquels on effectue le calcul.

Pour le refroidissement d'un semi-conducteur de puissance, il faut considérer trois interfaces thermiques :



Connaissant les pertes au sein du semi-conducteur, la température de jonction maximale admissible, et celle du milieu ambiant, ainsi que les résistances thermiques $R_{\theta_{JC}}$ et $R_{\theta_{CS}}$, on en déduit $R_{\theta_{SA}}$. D'où le choix du radiateur approprié :

$$R_{\theta_{SA}} = \frac{\theta_J - \theta_A}{P} - R_{\theta_{JC}} - R_{\theta_{CS}}$$

Pour un radiateur donné, il est par ailleurs possible de réduire notablement $R_{\theta_{SA}}$ en créant un flux d'air ambiant à l'aide d'une ventilation forcée. Ceci permet de réduire la taille, et donc le poids du radiateur, de manière significative.

En ce qui concerne la disposition des semi-conducteurs, il est intéressant de les placer sur un même dissipateur thermique, à condition d'isoler électriquement les composants. Cette disposition permet d'optimiser l'écoulement de l'air, dans le cas d'un refroidissement par ventilation forcée.

Pour n semi-conducteurs identiques, étant le siège de pertes comparables, la puissance dissipée est de la forme :

$$P = \frac{n(\theta_J - \theta_A)}{R_{\theta_{JS}} + n R_{\theta_{SA}}}$$

Des précautions particulières permettent de diminuer les résistances thermiques, comme par exemple: l'utilisation d'une pâte conductrice thermiquement (réduction de $R_{\theta_{CS}}$), l'anodisation de couleur noire pour les radiateurs (réduction de $R_{\theta_{SA}}$ grâce au rayonnement d'un corps noir), la disposition verticale des ailettes du radiateur, afin de favoriser la circulation de l'air ambiant (convection améliorée), ce qui réduit encore $R_{\theta_{SA}}$.

III. 3. Axes d'optimisation

Le rendement global du chargeur est un paramètre important : de lui dépend directement le temps de recharge des batteries d'accumulateurs. Or, ce rendement est en partie affecté par les pertes du convertisseur. Au vu de l'analyse de ces pertes, deux points particuliers peuvent être ciblés afin de réduire ces dernières : le transformateur, et les interrupteurs de puissance du convertisseur direct.

Au niveau du transformateur, ce sont les pertes fer qui sont prépondérantes : le fractionnement de chaque secondaire en quatre roulements, ainsi que l'utilisation de conducteurs multibrin, suffit à minimiser les pertes cuivre. Une amélioration de la structure et du matériau du noyau peut par contre être espérée, afin de réduire les pertes fer, ceci restant du domaine du constructeur de transformateurs haute fréquence. Une diminution de l'inductance de fuite, en limitant le niveau des surtensions, réduit également les pertes dans le clamp.

Le choix des semi-conducteurs de puissance du convertisseur direct n'est pas sans conséquences sur les pertes, que ce soient les pertes internes au semi-conducteurs, ou celles du clamp qui en résultent. Ainsi, une tenue de tension élevée minimise la puissance absorbée par ce dernier (haut niveau d'écrêtage). Mais l'obtention d'une tension de blocage élevée ne va pas sans poser certains problèmes, suivant le type d'interrupteur :

- si l'on utilise le transistor MOSFET, pour un calibre donné en courant, la résistance à l'état passant croît fortement avec la tenue en tension. D'où une augmentation des pertes par conduction.

- si l'on utilise l'IGBT, on peut obtenir des tensions de blocage plus élevées que dans le cas du MOSFET tout en diminuant les pertes par conduction. Son point faible reste cependant ses performances en commutation, inférieures à celles du MOSFET, particulièrement lors du blocage, à moins de surcalibrer en courant le composant, [53].

Finalement, l'utilisation d'un calibre en courant bien supérieur à celui qui est nécessaire, permet, à tension de blocage donnée, de réduire les pertes par conduction, pour le MOSFET, ou par commutation, pour l'IGBT.

IV. PERFORMANCES DU CHARGEUR

Dans ce paragraphe, nous considérons le convertisseur comme un système fonctionnel, et nous ne nous intéressons qu'à ses caractéristiques et performances externes.

IV. 1. Caractéristiques de transfert

a) Caractéristique statique de transfert

Des essais donnant lieu à des relevés de grandeurs électriques ont été effectués sur le prototype. Ils permettent par exemple de connaître la caractéristique statique de transfert du chargeur à état de charge donné.

La charge est constituée par une batterie d'accumulateurs au plomb, branchés en série, afin d'obtenir la tension normale requise de 108 v à vide. La capacité de chacun des accumulateurs est de 124 Ah, ce qui permet de leur injecter un courant d'environ 25 A, correspondant à 1/5 ème de leur capacité, sans risque de détérioration.

Deux sortes de semi-conducteurs de puissance sont utilisés : des transistors MOSFET supportant 800 v au blocage (tension d'écrêtage, environ 650 v), et des transistors I.G.B.T. supportant 1000 v (tension d'écrêtage voisine de 800 v).

Les essais sont menés de la façon suivante : chaque essai, de courte durée, correspond à un état de charge donné pour les batteries. La tension à leurs bornes varie donc assez peu au cours de l'essai (d'autant moins qu'elles sont proches de l'état déchargé). On fait varier la tension de consigne de 0 à 10 v, correspondant, théoriquement à une absorption sur le réseau de 0 à 16 v. On relève simultanément les grandeurs suivantes :

- I^* : consigne de courant (v)
- I_C : courant moyen injecté dans les batteries (A),
- E : tension aux bornes de l'ensemble des batteries (v),
- I : courant efficace absorbé au réseau (A),
- P_C : puissance consommée par le clamp actif (w),
- η : rendement global du convertisseur.

Les résultats sont portés sur les figures 156 et 157. Les conclusions que l'on peut tirer de ces relevés sont les suivantes :

- la commande du convertisseur, $I_C = f(I^*)$, est linéaire par morceaux : la première zone, pour les faibles valeurs de courant, est telle que le courant I n'est pas sinusoïdal, la tension M.L.I. n'étant pas suffisante. Le rendement, dans ce cas, n'est pas exprimé. La deuxième zone correspond à un fonctionnement "normal" du chargeur. Le rendement global est alors :

$$\eta = E.I_C / (V_e . I_1 . \cos \phi_1)$$

Transistors MOSFET, batteries déchargées (courbe C1)

$I^*(V)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$I_c (A)$	11	11.6	12.4	13.2	14.2	15.2	16.4	18.2	20.5	22	24.2
$E (V)$	115	115	116	116	117	118	118	119	120	121	121
$I (A)$								11.5	13.2	14.4	16
$P_c (W)$									2.7	5.7	9.3
η								86	85	84	83

Transistors MOSFET, batteries chargées: (courbe C2)

$I^*(V)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$I_c (A)$	6.8	7.2	7.8	8.6	10	12	14	15.8	17.4	19	20.4
$E (V)$	122	123	124	126	129	132	134	136	138	138	139
$I (A)$						8.5	10	11.6	13	14.6	16
$P_c (W)$							4.4	9.3	14.5	22.7	30
η						85	85	84	84	82	81

Transistors IGBT, batteries chargées: (courbe C3)

$I^*(V)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$I_c (A)$	9	9	9.8	10.6	11.5	12.8	14.2	16.2	17.8	19.8	21.2
$E (V)$	125	125	126	127	128	130	132	134	136	138	139
$I (A)$							9.9	11.5	13	14.6	16
$P_c (W)$	4.4	4.4	3.6	2.6	2.6	3.3	5.7	12	20	29	37
η							86	86	85	85	84

Figure 156

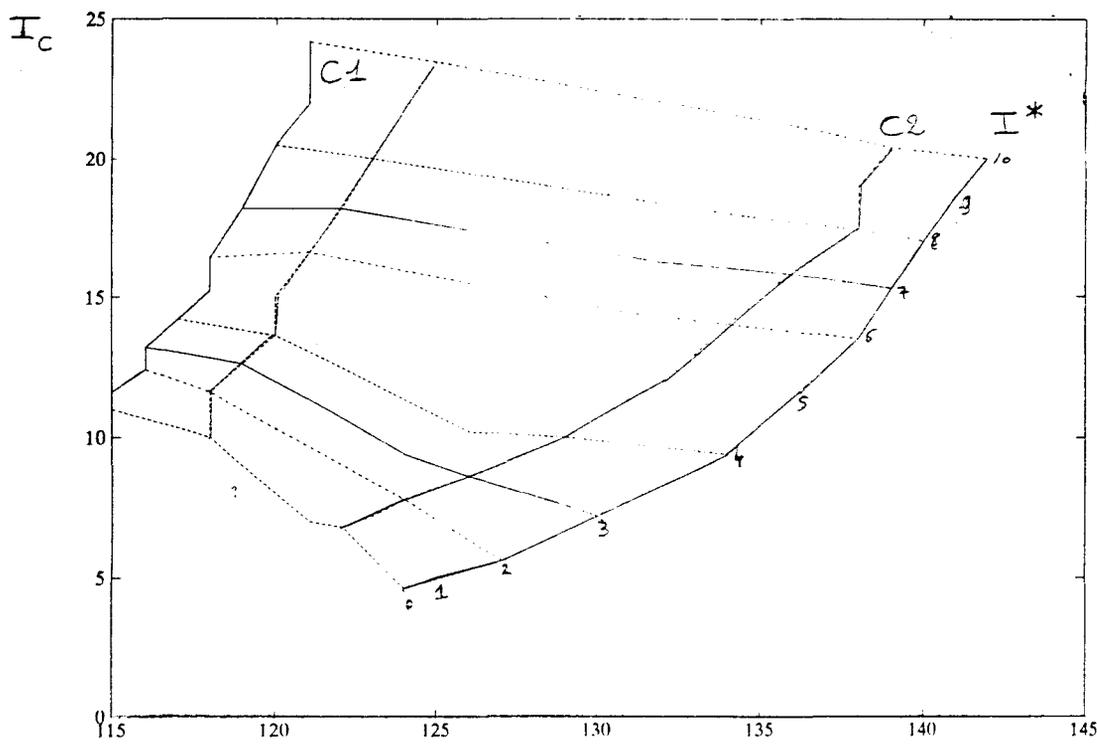
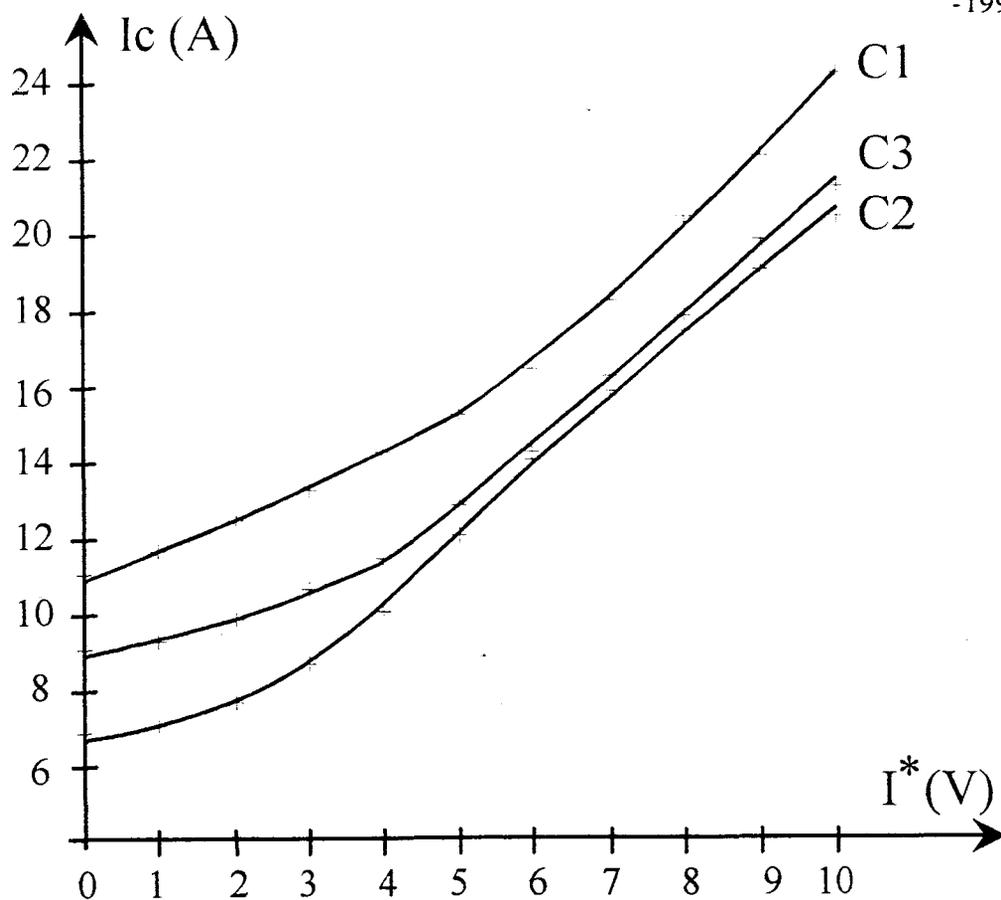


Figure 157

E

- pour un état de charge donné, le rendement décroît au fur et à mesure que l'on injecte davantage de puissance dans les batteries : ceci est dû au fait que plus de la moitié du total des pertes provient des pertes par conduction, particulièrement dans les semi-conducteurs de puissance. Or l'augmentation du niveau de puissance se traduit essentiellement par un accroissement du courant dans les semi-conducteurs, puisque l'on travaille à tension secteur constante, et que la tension aux bornes des batteries varie relativement peu.

- pour un courant absorbé donné, le rendement baisse lorsque l'état de charge augmente, c'est-à-dire lorsque la tension batterie croît. Cela est dû pour une part, à l'action du clamp qui lui, conserve le même niveau d'écrêtage : le rapport $h = E_{\text{clamp}} / E$ augmente, davantage d'énergie est absorbée par le clamp. Pour une autre part, les pertes fer dans le transformateur et l'inductance augmentent également, la tension qui leur est appliquée étant plus importante.

- la puissance consommée par le clamp actif reste à un niveau acceptable : le transformateur à enroulements fractionnés possède donc des fuites magnétiques faibles.

- le passage au calibre supérieur au niveau de la tension de blocage des interrupteurs de puissance (MOSFET ---> I.G.B.T.) entraîne le gain de quelques points de rendement, grâce aux faibles pertes en conduction des I.G.B.T. La puissance consommée par le clamp est par contre légèrement en hausse, par rapport aux MOSFET, pour un état de charge semblable. Ceci provient de la capacité équivalente des I.G.B.T., à l'état bloqué, qui est inférieure à celle des MOSFET.

b) Caractéristique dynamique

Le processus de recharge de la batterie d'accumulateurs est défini de manière précise, en fonction de divers paramètres dont les plus importants sont : le type de batterie (acide-plomb, nickel-cadmium), sa capacité, et son état de charge. Le profil de charge définit plus spécialement le courant moyen injecté dans la batterie au cours d'une séquence de recharge. En pratique, les différents profils de charge peuvent être mémorisés sous forme numérique, et commander directement le courant de consigne I^* en fonction du temps. Les variations de I^* sont relativement lentes : le processus de recharge d'une batterie d'accumulateurs s'étale sur plusieurs heures (sauf dans le cas particulier des recharges rapides et ponctuelles de dépannage), et celle-ci constitue une charge relativement passive, en regard du courant qui lui est injecté. De sorte que la dynamique de l'ensemble convertisseur - charge n'a plus besoin d'être élevée.

Il est tout de même intéressant de connaître la réponse à un échelon de consigne. Ainsi, sur la figure 158, on a représenté les trois grandeurs suivantes :

- I^* : consigne de courant, variation de 0 à 16A , puis 0,
- I : courant absorbé au réseau,
- I_C : courant absorbé par la charge.

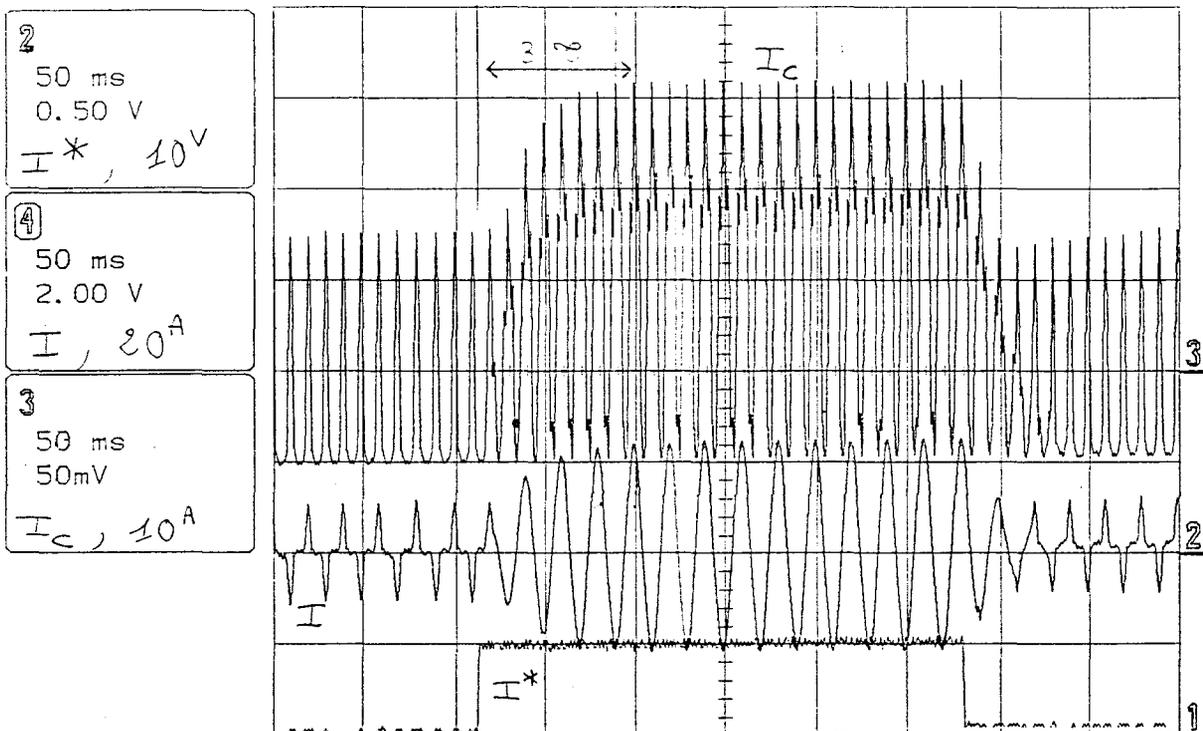


Figure 158

Pour une consigne nulle, le courant injecté ne l'est pas totalement, la tension batterie étant légèrement trop faible (quelques ampères dans la batterie). Lors d'une brusque variation de consigne, correspondant à la variation maximale prévue (de quelques ampères, à 16 ampères efficaces absorbés au réseau), la constante de temps du système, assimilé à un premier ordre, est d'environ 25 ms. Dans le cas inverse de retour à une consigne nulle, elle n'est plus que d'une dizaine de millisecondes.

Dans les deux cas, le temps de réponse du convertisseur et de sa charge est plus que satisfaisant, puisque même des constantes de temps de l'ordre de la seconde ne poseraient pas de problème particulier vis-à-vis du processus de recharge.

IV. 2. Qualité des ondes de courant absorbé et de tension réseau

L'objectif principal, quant à la qualité de forme d'onde des grandeurs électriques mises en jeu, était l'absorption d'un courant le plus sinusoïdal possible, en phase avec la tension réseau. Dans les figures 159 à 164, on a représenté ces grandeurs électriques, avec les analyses spectrales correspondantes:

- figure 159 : tension et courant réseau.

- figure 160 : spectres d'amplitude des ondes. Par rapport aux fondamentaux de courant et de tension, représentés à pleine échelle (quatre carreaux), les harmoniques ne sont pas visibles (une division représentant 5% du fondamental).

- figure 161 : les échelles sont dilatées afin de rendre visibles les harmoniques. A cette échelle, les fondamentaux de tension et de courant représentent respectivement 268 et 116 carreaux.

- figures 162 et 163 : les échelles sont telles qu'une division représente 0,15% du fondamental de la tension, et 0,17% du fondamental du courant. D'où pour les harmoniques les plus présents, en pourcentages des fondamentaux:

150 Hz	(3) => *	% de V_{e1}	1,6 % de I_1
250	(5) =>	2,2	1,3
350	(7) =>	0,5	0,7
450	(9) =>	0,5	0,5
550	(11) =>	0,5	0,5
80 kHz (1600)	=>	0,4	0,6

Remarquons que l'on ne retrouve pas exactement la fréquence de découpage $2f'$, (80 kHz), mais bien une famille centrée sur celle-ci: $(2f') \pm 50$, $(2f') \pm 150$, ...

- figure 164 : analyse spectrale de la tension MLI V

80 k Hz	(1) =>	41 % du 50 Hz
180	(2) =>	16
240	(3) =>	10
320	(4) =>	6
400	(5) =>	5

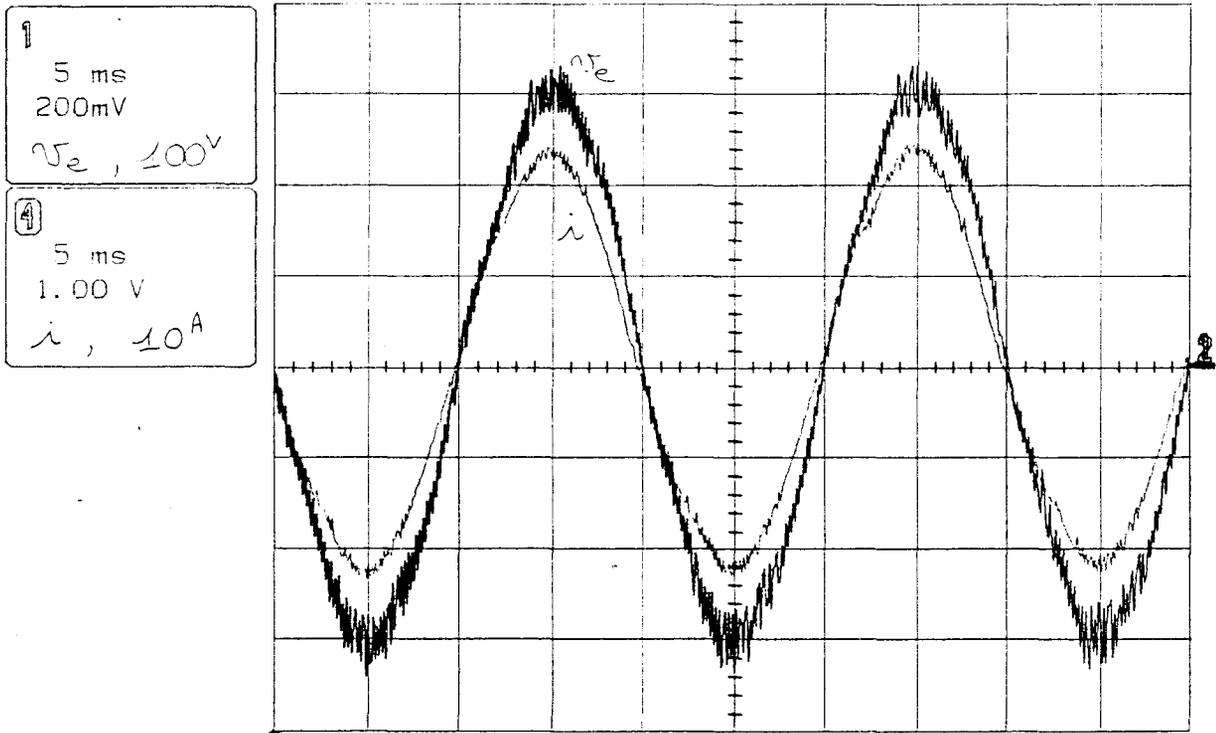


figure 159

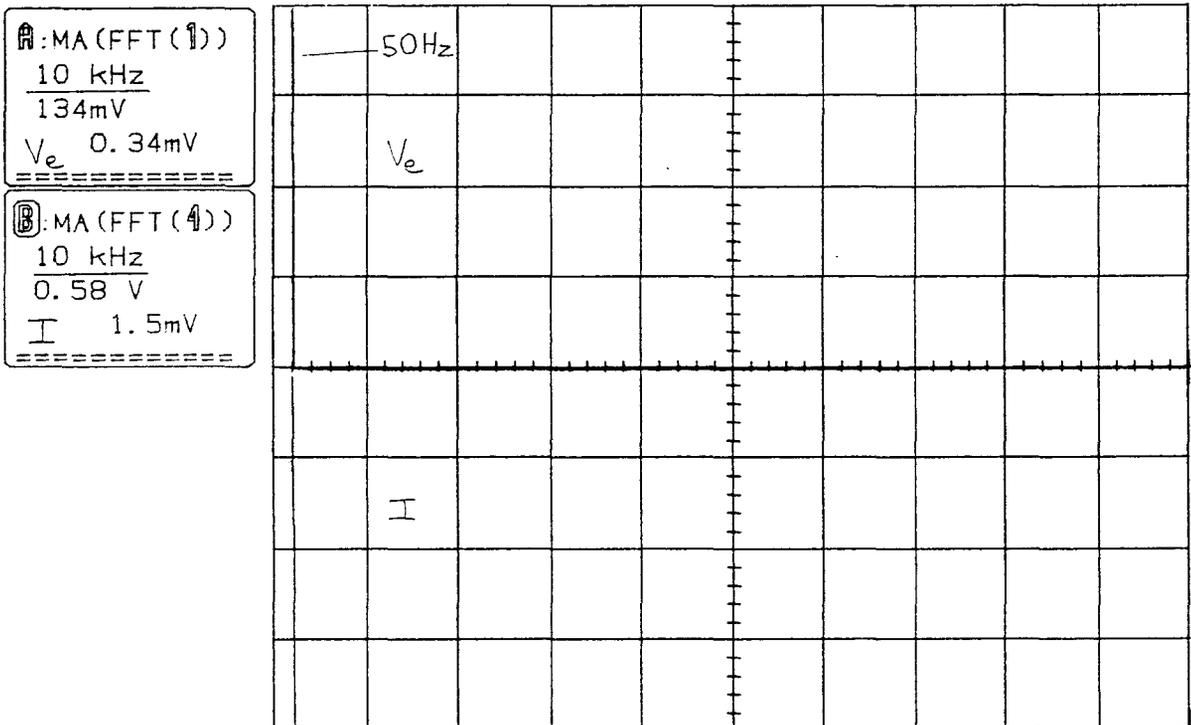


Figure 160

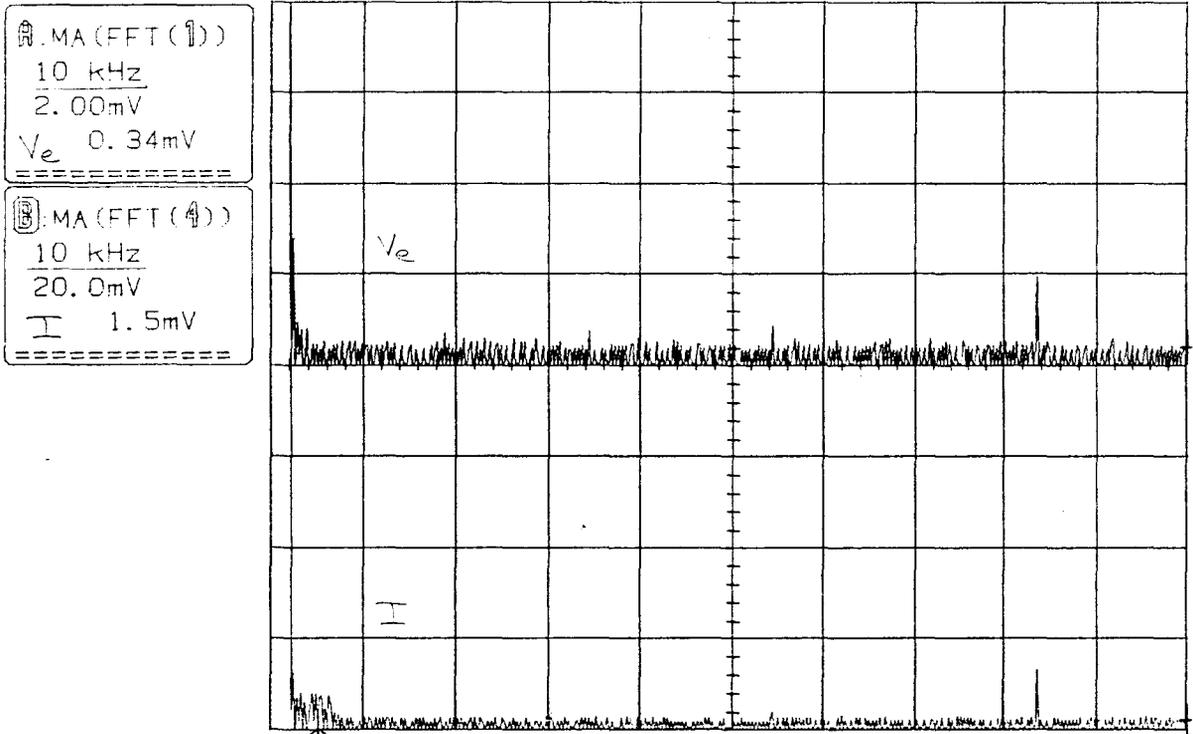


Figure 161

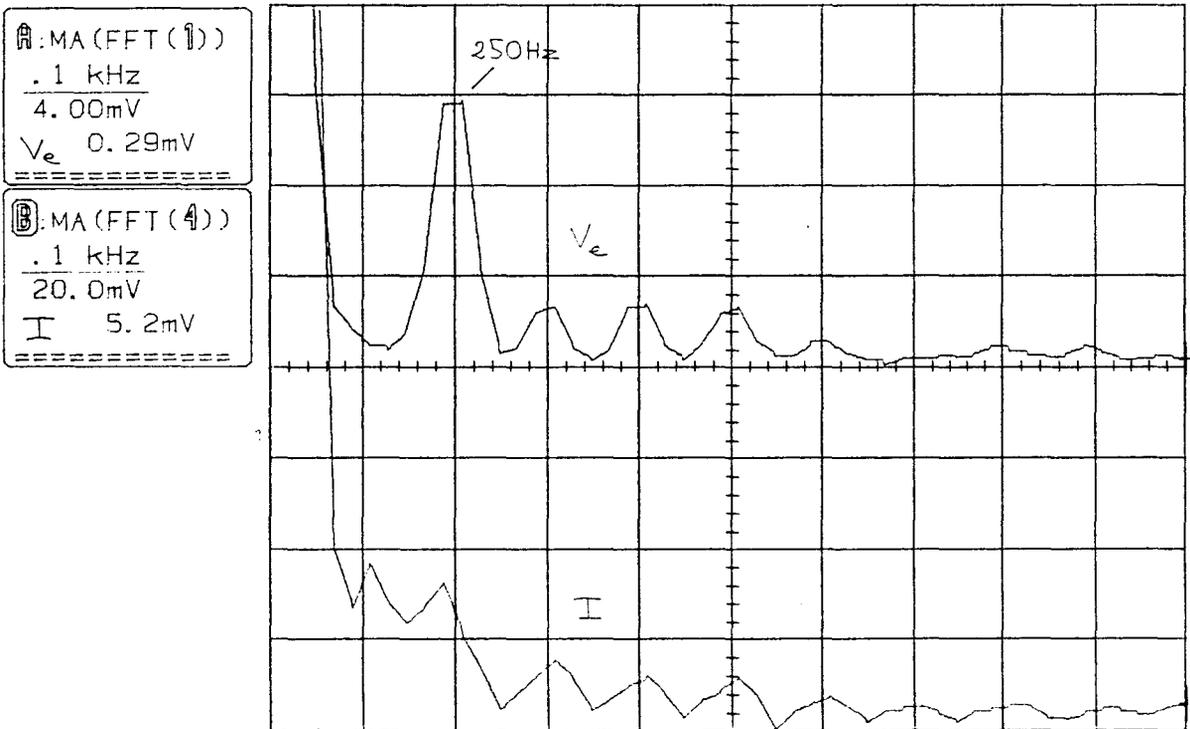


Figure 162

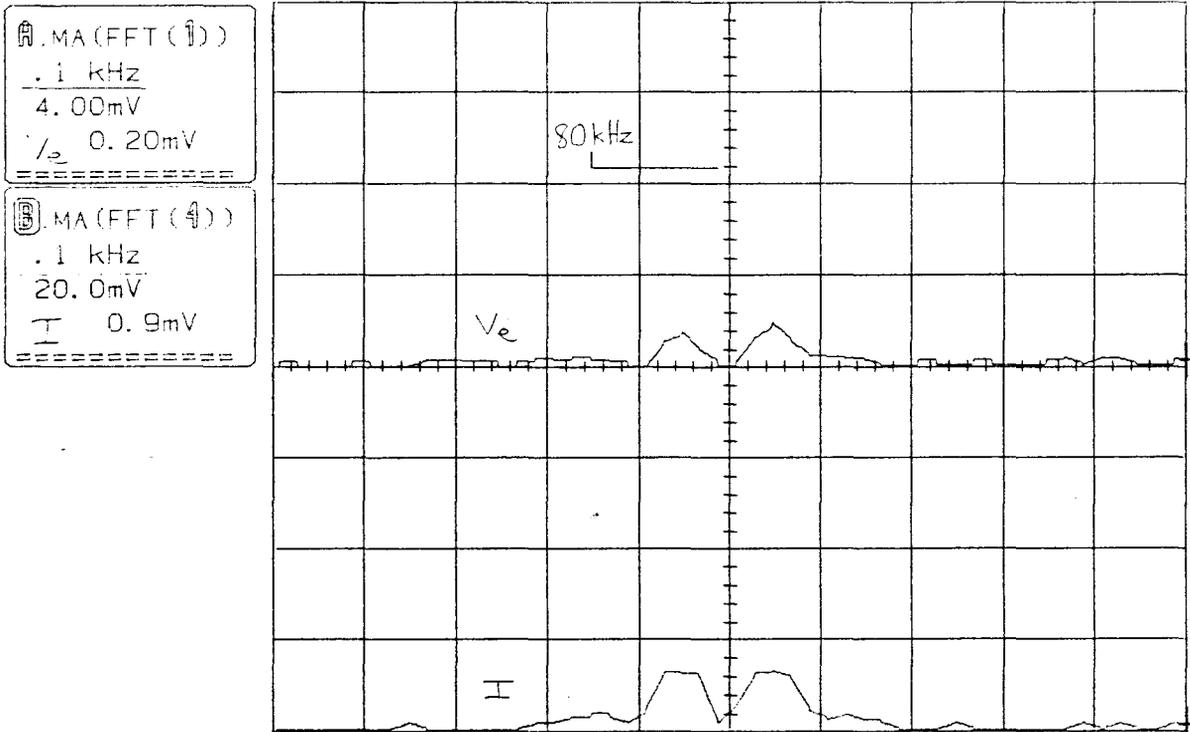


Figure 163

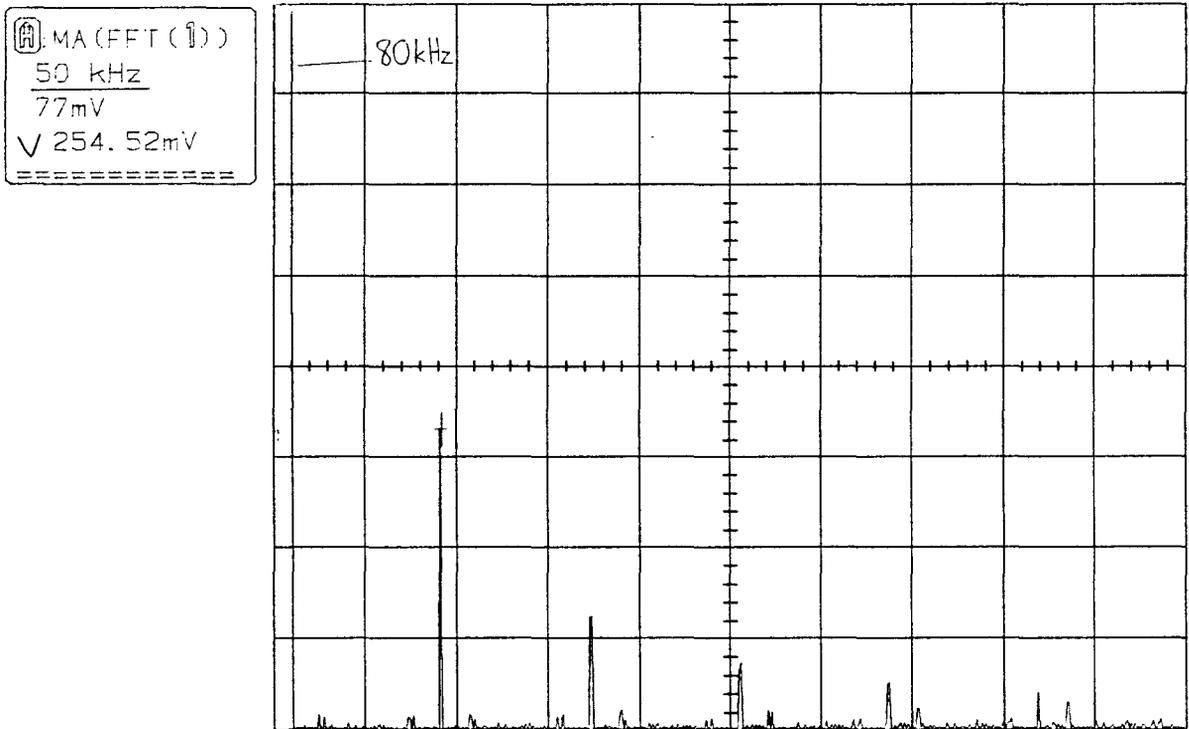


Figure 164



IV. 3. Caractéristiques physiques du chargeur

Le prototype actuel occupe en volume une dizaine de litres, pour une surface de base d'environ 600 m² (format A4 classique). Le radiateur des semi-conducteurs de puissance, ainsi que les éléments réactifs, transformateur et inductance, occupent la majeure partie de la place disponible. Un effort particulier a été fait au niveau du radiateur, sur lequel on a disposé tous les semi-conducteurs, et dont la ventilation forcée a permis une réduction notable. Le poids total du chargeur est voisin de 7 kg, dont près de 4,5 kg pour l'ensemble radiateur, inductance, transformateur.

Une réduction de la taille des éléments passifs peut être envisagée, à condition d'augmenter la fréquence de découpage. En contrepartie, les pertes par commutation deviennent plus importantes, ainsi que les pertes fer dans les éléments réactifs, et la qualité de l'onde M.L.I. diminue, puisque proportionnellement, la durée des oscillations par rapport à la durée totale de l'impulsion, augmente. Cette même réduction de durée d'injection de courant accroît également les problèmes de transfert de puissance via le transformateur, pour les faibles valeurs de courant.

CONCLUSION

CONCLUSION

L'analyse topologique du problème posé par la charge de batteries d'accumulateurs, à partir du réseau de distribution monophasé, nous a permis de dégager différentes structures susceptibles de réaliser la conversion d'énergie souhaitée.

La mise en oeuvre de structures faisant appel à un seul étage de conversion, entre le réseau source et le transformateur d'isolement, ainsi que le fonctionnement à fréquence élevée de ce dernier, ont pour but l'obtention d'un convertisseur relativement compact et léger, qualités appréciables pour un chargeur destiné à être embarqué.

Parmi ces structures, notre choix s'est porté sur celle qui offrait la possibilité d'exploiter au mieux le fonctionnement, à la fois des interrupteurs de puissance, et du transformateur haute fréquence.

L'utilisation de modèles de composants non parfaits, lors de leur analyse théorique, ainsi que dans la simulation du convertisseur, a mis en évidence certains de leurs effets perturbateurs, dont les principaux sont: résonances parasites internes, non linéarité des éléments réactifs, pertes dans les composants.

La mise en place d'un dispositif d'écrêtage actif des surtensions aux bornes du transformateur, ainsi que d'une régulation appropriée du courant absorbé, s'est donc avérée nécessaire.

En ce qui concerne la régulation du convertisseur, l'implantation d'une unique boucle fermée sur le courant absorbé au réseau, s'est révélée plus performante, vis-à-vis des non linéarités des composants de puissance, et plus simple à mettre en oeuvre, que la solution faisant appel au pseudo découplage des variables de commande, pressentie comme intéressante au début de ces travaux de recherche. Cette boucle de régulation est également suffisamment robuste pour faire face aux variations de tension du réseau, ainsi que des batteries d'accumulateurs, pendant les phases de recharge.

L'aboutissement de l'étude théorique a été l'élaboration d'un prototype, permettant la validation de celle-ci. Nous avons donc eu la possibilité de mener les diverses vérifications expérimentales indispensables à une compréhension plus approfondie du fonctionnement à la fois macroscopique, vision entrées-sorties d'un "système", et discret, à l'échelle des composants du convertisseur.

Le chargeur obtenu assure bien l'absorption d'un courant quasi sinusoïdal, en phase avec la tension réseau, ce qui optimise le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur.

La topologie retenue confère également au chargeur des caractéristiques physiques intéressantes, compatibles avec une utilisation embarquée.

L'étude du fonctionnement du prototype avec différents types de composants met en évidence les améliorations éventuelles que l'on peut envisager, et ce à deux niveaux.

Une intégration poussée des composants électroniques de la carte de commande, de même qu'une disposition optimale des composants de puissance, faisant suite à une étude plus approfondie des problèmes de compatibilité électromagnétique, devrait minimiser les effets d'autoperturbation du convertisseur. Ceci permettrait donc d'alléger sa commande, par la suppression de certaines fonctions de filtrage, et d'augmenter par là même la fiabilité de l'ensemble, [54][55].

Au niveau des pertes, qui ne sont pas négligeables, et qui affectent directement le rendement global du chargeur, une diminution de celles-ci peut être obtenue grâce aux progrès technologiques futurs en matière de matériaux magnétiques (pertes fer dans les composants inductifs), et de semi-conducteurs de puissance (pertes par conduction et commutation). De plus, une disposition et une réalisation particulièrement soignées des bobinages du transformateur, peut réduire les fuites magnétiques, et par conséquent, abaisser le niveau des surtensions au primaire du transformateur, donc l'énergie dissipée dans l'écrêteur actif.

Le convertisseur qui a été réalisé répond aux exigences techniques du cahier des charges. Il utilise les meilleurs composants disponibles actuellement sur le marché, et ils sont amenés à fonctionner à leurs limites. Il est probable que l'évolution de la technologie permette, avec la même structure, une amélioration des performances, mais surtout une réduction du coût et une augmentation des puissances volumiques et massiques.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M.J. WILLERS, M.G. EGAN, J.M.D. MURPHY, "An AC-DC converter with low input distortion and near unity power factor", EPE Proceedings, Vol. 4, Brighton, 1993
- [2] J.P. HAUTIER, "Contribution à la conception des commandes dans les systèmes à convertisseurs statiques", Thèse d'habilitation, USTL, 1989
- [3] X. GUILLAUD, "Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bi-commandables", Thèse de Doctorat USTL, 1992
- [4] P. NONNON, "Contribution à l'étude d'un redresseur à MLI à perturbations minimales du réseau", Thèse de Doctorat, INPL, 1991
- [5] J.W. DIXON, B.T. OOI, "Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, n°4, Novembre 1988
- [6] L. MALESANI, P. TENTI, "Three phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 23, n°1, Janv/Fev 1987
- [7] C. ELISABELAR, "Structures et techniques de contrôle des convertisseurs connectés à un réseau impédant", Thèse de Doctorat INPT, 1990
- [8] J.P. FERRIEUX, F. FOREST, "Alimentations à découpage. Convertisseurs à résonance", Collection Technologies, 1987
- [9] R. BAUSIERE, F. LABRIQUE, G. SEGUIER, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion continu-continu", tome 3, Editions TEC & DOC, 1987
- [10] G. MAGGETTO, "Le futur du véhicule électrique", Colloque: Nouvelles perspectives des systèmes électroénergétiques, Mons, novembre 1993
- [11] C. GLAIZE, "Evolution des chargeurs de batterie pour véhicules électriques", Journées du club EEA Electrotechnique, Cachan, Mars 1994
- [12] X. FAUVETTE, C. ROMBAUT, Ph. LE MOIGNE, A. CASTELAIN, "Battery charger with unity power factor for electric car", IEE, PEVD Proceedings, Londres, 1994, (à paraître)
- [13] Brevet National, n°92 08268, déposé par la Régie Nationale des Usines RENAULT
- [14] Y. CHERON, "La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique", Editions TEC & DOC, 1989
- [15] C. ROMBAUT, G. SEGUIER, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion alternatif-alternatif", tome 2, Editions TEC & DOC, 1991

- [16] P. NONNON, D. ESCALLIER, J.L. POULIQUEN, S. SAADATE, R. LE DOEUFF, "A study of bidirectional active and reactive power exchange, and of the harmonic distortion in GTO thyristors rectifiers", IEE, PEVD Proceedings, Londres, 1990
- [17] K. THIYAGARAJAH, V.T. RAMGANATHAN, "A high switching frequency IGT PWM rectifier/inverter system for AC motor drives, operating from single phase supply", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 6, n°4, Octobre 1991
- [18] A. CHIBANI, M. NAKAOKA, "New sinusoidal line-current PWM control-based HF link converter for UPS equipment", EPE Proceedings, Vol. 3, Aachen, 1989
- [19] E. WERNEKINCK, A. KAWAMURA, R. G. HOFT, "A high frequency AC/DC converter with unity power factor and minimum harmonic distortion", IEEE Transactions on Power Electronics., Vol. 6, n°3, juillet 1991
- [20] H. FOCH, "Electronique de puissance. Le transformateur dans les alimentations à découpage", Techniques de l'Ingénieur, D3 164
- [21] P. DEGOBERT, "Conception d'une alimentation à résonance pour servomoteur à courant continu", Mémoire CNAM, Lille, 1991
- [22] G. SEGUIER, F. NOTELET, "Electrotechnique industrielle", Editions Technique et Documentation, 1987
- [23] G. SEGUIER, F. LABRIQUE, "Les convertisseurs de l' électronique de puissance. La conversion continu-alternatif", tome 4, Editions TEC & DOC, 1989
- [24] Ph. LE MOIGNE, "Gradateur triphasé à quatre thyristors", Thèse de Doctorat, USTL, 1990
- [25] W. HARARA, "Contribution à l'optimisation des inductances de lissage", Thèse de Doctorat, USTL, 1986
- [26] J.M. PETER, "Adaptation du composant au convertisseur ou du convertisseur au composant", Actes EPF, Toulouse, 1990
- [27] G. SEGUIER, "L'électronique de puissance", Editions Dunod, 1990
- [28] B. LASKA, S. WINTERNHEIMER, "Simulation of turn-off dynamics in fast recovery power diodes", IEE, PEVD Proceedings, Londres, 1990
- [29] H. BUYSE, F. LABRIQUE, "L'électronique de puissance: impact des nouveaux composants", Colloque: Nouvelles perspectives des systèmes électroénergétiques, Mons, novembre 1993

- [30] C. GLAIZE, J.J. HUSELSTEIN, C. JAUNAY, R. BADAROU, G. CAPOLINO, "Analyse de la commutation dans les convertisseurs monophasés à interrupteurs bidirectionnels", Atelier "Les interrupteurs bidirectionnels", SEE, Club 13, Montpellier, Novembre 1990
- [31] F. CHAREF, F. FOREST, C. GLAIZE, "Static and dynamic characteristic's study of two MOS power bidirectionnal switch", IMACS Proceedings (scientific computation), Vol 3, Paris, 1988
- [32] J. ALZIEU, "Les batteries des véhicules conventionnels", Journées du club EEA Electrotechnique, Cachan, Mars 1994
- [33] Z.M. SALAMEH, M.A. CASACCA, W.A. LYNCH, "A mathematical model for lead-acid batteries", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, N°1, Mars 1992
- [34] G. SEGUIER, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion alternatif-continu", tome 1, Editions TEC & DOC, 1984
- [35] M.N. BERDAI, "Contribution à la modélisation du comportement dynamique des matériaux magnétiques", Thèse de Doctorat, USTL, 1993
- [36] F. MARTHOURET, J.P. MASSON, J.J. ROUSSEAU, "Prise en compte de l'hystérésis dans un modèle dynamique grands signaux de composants passifs. Application à une inductance non linéaire", Actes EPF, Marseille, 1992
- [37] P. ROBERT, "Matériaux de l'électrotechnique", Editions Dunod, 1987
- [38] P. BORNE, G. DAUPHIN-TANGUY, J.P. RICHARD, F. ROTELLA, I. ZAMBETTAKIS, "Analyse et régulation des processus industriels", Tome 1, Editions Technip, 1993
- [39] H. BUHLER, "Electronique de réglage et de commande", Editions Dunod, 1979
- [40] Philips Components, "Soft Ferrites", Data handbook (Magnetic Products), 1991
- [41] L. SAURIN, M. THOLOMIER, "Conception des éléments bobinés : une approche synthétique", Actes EPF, Marseille, 1992
- [42] E. LAVEUVE, P. MAS, "Les composants magnétiques de type planar à forte puissance et en haute fréquence", Actes EPF, Marseille, 1992
- [43] F. COSTA, F. FOREST, A. PUZO, G. ROJAT, "Réduction des perturbations conduites et rayonnées dans les convertisseurs statiques haute fréquence", Actes EPF, Marseille, 1992
- [44] F. COSTA, F. FOREST, A. PUZO, G. ROJAT, "Etude des perturbations conduites et rayonnées dans une cellule de commutation", Journal de Physique III, Décembre 1993

- [45] M. MARDIGUIAN, "Manuel pratique de compatibilité électromagnétique", Editions Prâna, Recherche & Développement, 1992
- [46] P. DEGAUQUE, J. HAMELIN, "Compatibilité électromagnétique", Editions Dunod, 1990
- [47] F. COSTA, "Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence", Thèse de Doctorat, Orsay, 1992
- [48] H. FOCH, "Les convertisseurs statiques : du composant à la commande", Journées du Club EEA Electrotechnique, Toulouse, 1991
- [49] F. ANDRIANOELISON, "Convertisseurs moyenne fréquence à transistor MOSFET en commutation douce. Absorption de courants sinusoïdaux sur le réseau de distribution", Thèse de Doctorat INPT, 1991
- [50] J.P. KERADEC, B. COGITORE, E. LAVÈUVE, "Des circuits à constantes localisées pour représenter les transformateurs haute fréquence", RGE, Mai 1992
- [51] J.P. BEJOT, "Comportement d'un transformateur MT/BT en présence d'harmoniques de courant", RGE, Juillet 1992
- [52] A. BROCKMEYER, L. SCHULTING, "Modelling of dynamic losses in magnetic material", EPE Proceedings, Vol. 3, Brighton, 1993
- [53] L. LORENZ, M. FELDVOSS, H. AMANN, "The IGBT, a semiconductor switch for drive systems", EPE-MADEP Proceedings, Florence, 1991
- [54] F.B.J. LEFERINK, M.J.C.M. VAN DOORN, "Inductance of printed circuit board ground planes", IEEE, International EMC Symposium, Dallas, 1993
- [55] M. PIERRON, C. GLAIZE, "Amélioration de la répartition des courants haute fréquence, de la compatibilité électromagnétique et de la dissipation thermique par une nouvelle implantation des composants actifs et passifs", Actes EPF, Marseille, 1992