

UNIVERSITE DU QUEBEC A TROIS-RIVIERES

**MEMOIRE PRESENTE A
L'UNIVERSITE DU QUEBEC À TROIS-RIVIERES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAITRISE EN ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR
RACHID CHAFFAI**

**ETUDE EN REGIME PERMANENT ET MODELISATION EN PETIT
SIGNAL D'UN CONVERTISSEUR A RESONANCE SERIE.
APPLICATION: INTERFACE ENTRE LES PANNEAUX SOLAIRES
ET LE RESEAU ELECTRIQUE DE DISTRIBUTION.**

JUIN 1990

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

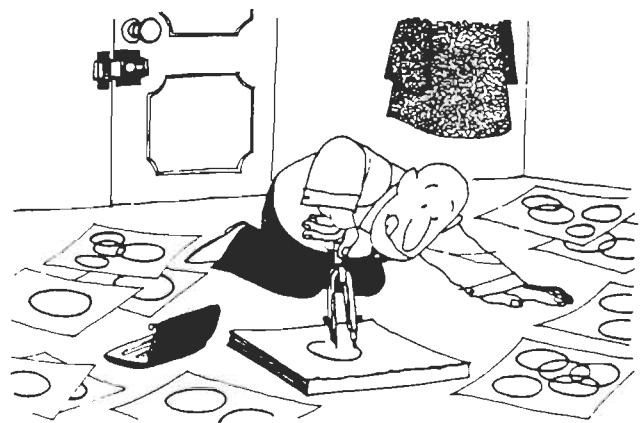
L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

RÉSUMÉ

L'objectif de ce travail est de concevoir un convertisseur statique à rendement élevé utilisant de nouvelles technologies. Ce convertisseur fonctionne comme interface entre des panneaux solaires et le réseau électrique de distribution. Les convertisseurs cc-ca font généralement appel à la technologie thyristor dont la robustesse est la principale qualité, mais les problèmes du poids et de l'encombrement restent déterminants. Certaines sources d'alimentation utilisent la technologie du transistor bipolaire mais la technique de modulation pour fabriquer une onde sinusoïdale est généralement la modulation de largeur d'impulsion (PWM) ou bien le contrôle par hystérésis. Ces lois de commande offrent des performances moyennes et la qualité du signal sinusoïdal est passablement acceptable. Le principal handicap de ces convertisseurs est les pertes par commutation. Pour remédier à ce problème il faut travailler à des fréquences relativement basses (5-15 kHz) alors que pour augmenter la qualité du signal sinusoïdal à la sortie il faut augmenter la fréquence de l'onde porteuse. Un compromis est alors imposé entre le rendement et la distorsion harmonique du signal. Comme solution aux problèmes des convertisseurs existants, nous avons utilisé une nouvelle technologie de semiconducteurs, soit le **COMFET** (interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture). De plus, pour profiter de la robustesse du thyristor, nous avons utilisé cet interrupteur comme un thyristor adapté pour la haute fréquence. L'utilisation de cet interrupteur nous a permis de fonctionner à fréquence élevée, ce qui a permis d'augmenter la puissance massique ainsi que volumique. Or, le fonctionnement à fréquence élevée est incompatible avec un rendement élevé; mais, pour éviter ce problème, nous créons un environnement autour de ces interrupteurs de façon à ce que les pertes proportionnelles à la fréquence deviennent négligeables (résonance série). Les interrupteurs seront fermés à courant nul (fréquence de fonctionnement inférieure à la moitié de la fréquence de résonance). L'étude du régime permanent (chap. 1) et celle du régime transitoire (chap. 2) utilisant la méthode du plan de phase sont présentées. Ces études sont validées par des simulations numériques. Une méthode de dimensionnement systématique (chap. 3) est

présentée. La principale fonction du convertisseur est de transformer en courant alternatif l'énergie fournie par les cellules photovoltaïques sous forme de courant continu dont la tension varie en fonction de l'ensoleillement. La puissance maximale injectée dans le réseau par le prototype que l'on a réalisé (chap. 4) est de 2.5 kW. Le taux de distorsion harmonique est très faible, inférieur à 3.5%, et le rendement mesuré à la puissance nominale est de 92%. Le facteur de puissance est unitaire, le circuit de commande est du type analogique et la structure choisie permet le fonctionnement en boucle ouverte.



AVANT-PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire d'Electronique de Puissance de l'Université du Québec à Trois-Rivières. Je me permets de le dédier aux membres de ma famille tout en les remerciant chaleureusement pour tout le support qu'ils m'ont prodigué.

Aussi, pour le temps qu'a duré cette étude au sein du groupe de recherche en électronique de puissance, je tiens à remercier toutes les personnes qui ont contribué, d'une part, à ma formation et ,d'autre part, à mener à terme ce projet de recherche. En particulier:

Monsieur le professeur KAMAL AL-HADDAD, pour avoir accepté d'être mon directeur de recherche, pour ses précieuses compétences techniques, sa constante disponibilité et ses réelles qualités humaines. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.

Monsieur le professeur VENKATACHARI RAJAGOPALAN, directeur du groupe de recherche en électronique de puissance, pour la confiance qu'il m'a témoignée en m'accueillant au sein du groupe, pour avoir accepté d'être co-directeur de la recherche, pour les précieux conseils qu'il m'a donnés et pour les horizons qu'il m'a ouverts.

Monsieur THIERRY A. MEYNARD, pour l'intérêt qu'il a porté à cette étude et tous les conseils qu'il m'a donnés. Qu'il trouve ici l'expression de ma gratitude pour le plaisir que j'ai eu à travailler avec lui.

Messieurs les professeurs ANATOLE SÉVIGNY et LOUIS A. DESSAINT, pour avoir accepté d'être des correcteurs du mémoire.

Madame LOUISE LEPAGE, madame SYLVIE GARCEAU, monsieur KAMAL AZARQI et monsieur JACQUES POISSON, successivement magasinière du laboratoire d'électronique, secrétaire affectée à la maîtrise en électronique industrielle, ingénieur et technicien au laboratoire pour leur efficacité et leur inaltérable gentillesse.

Enfin, que tous les étudiants en électronique industrielle à Trois-Rivières et en particulier Jean Marc Cyr, Pierre Sicard, Vénuste Sendanyoye, Ghanem Mohammed, Lotfi Ben Amor, Ahmed et Hamza Cheriti, soient assurés de toute ma sympathie.

TABLE DES MATIERES

RESUME	I
AVANT-PROPOS	III
TABLE DES MATIERES	IV
LISTE DES FIGURES	VII
LISTE DES TABLEAUX	IX
LISTE DES SYMBOLES	X
INTRODUCTION GENERALE	1
I. ETUDE DU CONVERTISSEUR	4
1.1 Introduction	4
1.2 Choix de la topologie	5
1.3 Description du convertisseur	5
1.4 Hypothèses simplificatrices	6
1.5 Modes de fonctionnement	6
1.6 Séquences de fonctionnement ($f_s < f_r$)	7
1.7 Etude analytico-graphique ($f_s < f_r$)	10
1.7.1 Plan de phase ($0.5 f_r < f_s < f_r$)	12
1.7.2 Plan de phase ($f_s < f_r/2$)	17
1.8 Séquences de fonctionnement ($f_s > f_r$)	23
1.9 Etude analytico-graphique ($f_s > f_r$)	25
1.9.1 Plan de phase ($f_s > f_r$)	26
1.10 Résultats des simulations pour le régime permanent	32
1.11 Conclusion	39
II. ANALYSE EN REGIME DYNAMIQUE DE LA STRUCTURE	40
2.1 Introduction	40
2.2 Hypothèses simplificatrices	40
2.3 Variables d'état	40
2.4 Modèle d'état pour ($f_{SN} < 1$)	41
2.4.1 Modèle d'état pour ($f_{SN} < 0.5$)	41
2.4.2 Modèle d'état pour ($0.5 < f_{SN} < 1$)	41
2.4.2.1 Termes de la matrice de transition [A]	44

2.4.2.2 Termes de la matrice de contrôle [B]	47
2.4.2.3 Termes de la matrice de contrôle [C]	48
2.5 Modèle d'état pour ($f_{SN} > 1$)	50
2.5.1 Termes de la matrice de transition [A]	52
2.5.2 Termes de la matrice de contrôle [B]	55
2.5.3 Termes de la matrice de contrôle [C]	56
2.6 Fonction de transfert $V_{ON}(z)/f_{SN}(z)$	57
2.7 Fonction de transfert $V_{ON}(z)/V_{IN}(z)$	58
2.8 Diagramme de Bode normalisé	58
2.9 Résultats des simulations pour le régime dynamique	58
2.10 Conclusion	61
 III. DIMENSIONNEMENT ET CHOIX DES INTERRUPEURS	 62
3.1 Introduction	62
3.2 Hypothèses simplificatrices	62
3.3 Dimensionnement	63
3.3.1 Courant maximum dans les transistors	64
3.3.2 Courant maximum dans les diodes	64
3.3.3 Expression de l'inductance	65
3.3.4 Expression du condensateur	65
3.4 Choix de l'interrupteur	65
3.4.1 Comportement en conduction du COMFET	68
3.4.2 Comportement à la mise en conduction du COMFET	70
3.4.3 Comportement au blocage du COMFET	71
3.4.4 Résumé des caractéristiques du COMFET	71
3.4.5 Protection du FET à conductivité modulée	72
3.5 Conclusion	72
 IV. REALISATION PRATIQUE	 73
4.1 Objectifs	73
4.2 Capacité de la source d'alimentation	73
4.3 Interface pour le convertisseur à résonance	75
4.3.1 Carte pour la modulation de la fréquence	75
4.3.2 Circuit d'attaque de gâchettes	76
4.4 Carte d'interface pour le commutateur	77
4.5 Circuits de régulation	78
4.6 Résultats expérimentaux	83

4.7 Conclusion	90
CONCLUSION GENERALE	91
REFERENCES ET BIBLIOGRAPHIE	93
ANNEXES	95
A. Calcul des rayons R_1 et R_2	95
B. Programme de simulation des caractéristiques statiques	104
C. Circuit et données pour la simulation sur ATOSECS	108
D. Programme de simulation du régime dynamique	111
E. Fiche technique du COMFET	114

LISTE DES FIGURES

1.1 Convertisseur à résonance série	4
1.2 Convertisseur à résonance parallèle	4
1.3 1 ^{ère} séquence de fonctionnement ($f_s < f_r$)	7
1.4 2 ^{ème} séquence de fonctionnement ($f_s < f_r$)	8
1.5 3 ^{ème} séquence de fonctionnement ($f_s < f_r$)	8
1.6 4 ^{ème} séquence de fonctionnement ($f_s < f_r$)	9
1.7 Circuit équivalent global ($f_s < f_r$)	9
1.8 Plan de phase ($0.5 f_r < f_s < f_r$)	13
1.9 Plan de phase ($f_s < f_r/2$)	19
1.10 1 ^{ère} séquence de fonctionnement ($f_s > f_r$)	23
1.11 2 ^{ème} séquence de fonctionnement ($f_s > f_r$)	24
1.12 3 ^{ème} séquence de fonctionnement ($f_s > f_r$)	24
1.13 4 ^{ème} séquence de fonctionnement ($f_s > f_r$)	24
1.14 Circuit équivalent global ($f_s > f_r$)	25
1.15 Plan de phase ($f_s > f_r$)	28
1.16 Tension de sortie V_s fréquence de fonctionnement	33
1.17 Courant moyen à la charge V_s la fréquence ($f_s < f_r$)	33
1.18 Courant moyen à la charge V_s la fréquence ($f_s > f_r$)	34
1.19 Courant max. dans LC V_s la fréquence ($f_s < f_r$)	34
1.20 Courant max. dans LC V_s la fréquence ($f_s > f_r$)	35
1.21 Courant max. dans les diodes V_s la fréquence ($f_s < f_r$)	35
1.22 Courant max. dans les diodes V_s la fréquence ($f_s > f_r$)	36
1.23 Tension aux bornes de C V_s la fréquence ($f_s < f_r$)	36
1.24 Tension aux bornes de C V_s la fréquence ($f_s > f_r$)	37
1.25 Courant et tension dans le circuit résonnant ($f_s < f_r/2$)	37
1.26 Courant et tension dans LC (pleine charge) ($f_s < f_r/2$)	38
1.27 Courant dans LC, les interrupteurs et les diodes ($f_s < f_r/2$)	38
1.28 Courant et tension d'un interrupteur ($f_s < f_r/2$)	39
2.1 Gain statique de la fonction de transfert V_{ON}/F_{SN}	59
2.2 Diagramme de Bode, gain V_s fréquence ($f_{SN} < 1$)	59
2.3 Diagramme de Bode, phase V_s fréquence ($f_{SN} < 1$)	60
2.4 Diagramme de Bode, gain V_s fréquence ($f_{SN} > 1$)	60

2.5 Diagramme de Bode, phase Vs fréquence ($f_{SN} > 1$)	61
3.1 Circuit équivalent et structure d'une cellule (COMFET)	67
3.2 Caractéristiques statiques de sortie du COMFET	68
3.3 $V_{DS(ON)}$ Vs la température de la jonction pour différents ID	69
3.4 Caractéristiques dynamiques du COMFET	70
4.1 Unité de puissance	74
4.2 Carte d'interface pour le convertisseur à résonance série (H.F)	75
4.3 Chronogramme du circuit d'interface pour le convertisseur	76
4.4 Circuit d'attaque de gâchettes pour le convertisseur résonnant	77
4.5 Carte d'interface pour le commutateur de courant (B.F)	78
4.6 Chronogramme du circuit d'interface pour le commutateur	78
4.7 Régulateur à hystéresis	79
4.8 Régulateur proportionnel intégral	79
4.9 Circuit pour former la référence	80
4.10 Circuit de mesure du courant (B.F)	80
4.11 Diagramme de la boucle fermée	81
4.12 Schéma de la boucle fermée	82
4.13 Courant et tension aux bornes d'un interrupteur	84
4.14 Courant dans un interrupteur et sa diode anti-parallèle	85
4.15 Courant dans un interrupteur et tension à la gâchette	85
4.16 Courant et tension aux bornes d'une diode	86
4.17 Plan de phase pour charge intermédiaire	86
4.18 Courant et tension dans le circuit résonant (pleine charge)	87
4.19 Courant et tension dans LC (court-circuit de la charge)	87
4.20 Courant redressé après le pont des diodes	88
4.21 Courant dans le circuit oscillant modulé en fréquence	88
4.22 Tension et courant injecté dans le réseau (pleine charge)	89
4.23 Spectre d'amplitude du courant dans le réseau de distribution	89
A.1 Plan de phase ($f_{SN} < 1$)	95
A.1 Plan de phase ($f_{SN} > 1$)	99
C.1 Circuit pour ATOSEC5	108

LISTE DES TABLEAUX

1.1 Interrupteur en conduction Vs tension équivalente ($fs < fr$)	9
1.2 Intervalle de temps Vs centres et rayons ($0.5 fr < fs < fr$)	13
1.3 Intervalle de temps Vs centres et rayons ($fs < fr/2$)	18
1.4 Interrupteurs en conduction Vs tension équivalente ($fr < fs$)	25
1.5 Intervalle de temps Vs centres et rayons ($fr < fs$)	28

LISTE DES SYMBOLES

E	Tension à l'entrée.
V_O ,	Tension à la sortie.
L ,	Inductance du circuit oscillant.
C ,	Condensateur du circuit oscillant.
i_L, i_{LC}	Courant dans l'inductance.
v_C ,	Tension du condensateur.
R_L ,	Résistance de la charge.
$fr = 1 / 2\pi(LC)^{1/2}$,	Fréquence de résonance.
fs ,	Fréquence d'opération.
C_O ,	Condensateur de filtrage à la sortie.
R_1 ,	Rayon associé aux interrupteurs commandables.
R_2 ,	Rayon associé aux diodes.
α ,	Angle de conduction des diodes.
β ,	Angle de conduction des interrupteurs.
θ ,	Angle associé au temps mort ($F_{sn} < .5$).
t ,	Temps.
V_E ,	Tension équivalente.
$V_{IN} = 1$,	Tension à l'entrée normalisée.
$V_{ON} = V_O / E$,	Tension à la sortie normalisée.
i_{LN} ,	Courant dans l'inductance normalisé.
v_{CN} ,	Tension du condensateur normalisée.
$R_{LN} = R_L / (L/C)^{1/2}$,	Résistance de la charge normalisée.
$F_{SN} = fs / fr$,	Fréquence d'opération normalisée.
$m = C_O / C$,	Condensateur de filtrage à la sortie normalisé.
$t_n = fr t$,	Temps normalisé.
$X_1(k)$,	Courant dans l'inductance au demi-cycle k .
$X_2(k)$,	Tension du condensateur au demi-cycle k .
$X_3(k)$,	Tension de sortie au demi-cycle k .

INTRODUCTION GENERALE

La tendance actuelle en électronique de puissance est à la miniaturisation, afin d'avoir des puissances massiques des plus élevées possible. Ceci conduit à augmenter les fréquences de fonctionnement des convertisseurs pour réduire la taille des éléments réactifs (inductances, condensateurs et transformateurs). Cette augmentation de la fréquence permet aussi d'améliorer les performances dynamiques des convertisseurs par la réduction des temps de réponse qu'elle entraîne.

En outre, les notions de prix, de rendement et de fiabilité conduisent à minimiser le nombre de composants actifs et passifs. Cette optique amène à travailler sur des topologies simples et à faire jouer un plus grand rôle aux interrupteurs, ce qui augmente les contraintes sur ces derniers. Aussi, ces éléments actifs doivent avoir des temps de commutation de plus en plus courts afin de réduire les pertes et de ne pas affecter le rendement. Cependant, on se rend compte très rapidement de la difficulté d'utiliser des interrupteurs dont les commutations sont très rapides, car les transitions rapides génèrent des gradients de courant et de tension élevés qui rendent l'effet des inductances et des condensateurs parasites plus important par les courants et tensions qu'ils induisent respectivement. Ainsi, un di/dt de $100A/\mu s$ fait apparaître $1V$ sur chaque centimètre de conducteur qui en est le siège et un dv/dt de $1000V/\mu s$ engendre $1mA$ dans chaque picofarad qui le supporte. Ces surintensités et surtensions conduisent à exiger des interrupteurs ayant des tenues en tension et en courant encore plus élevées. Aussi, le convertisseur comme tel devient plus perturbant.

Ces différentes réflexions nous ont amenés à choisir un convertisseur à résonance afin de réaliser notre objectif principal, soit une source de courant alternatif, et ceci, à partir d'une source de tension continue [1,2,3 et 4]. Le choix d'un convertisseur à résonance repose essentiellement sur les propriétés qu'il offre.

Le principal avantage d'un tel convertisseur est que le mécanisme de commutation de chacun de ses interrupteurs est parfaitement

défini [10,11 et 12]. Ainsi, chaque élément actif possède une commutation commandée et une commutation spontanée, la première étant provoquée par le circuit de commande, la seconde résultant de l'action du circuit oscillant.

Lors de la commutation commandée, on peut être amené à utiliser ou non des circuits d'aide à la commutation (CALC). Si l'interrupteur est commandé au blocage (Thyristor dual), alors le CALC est un condensateur placé en parallèle avec l'interrupteur. L'amorçage de ce dernier s'effectue sous tension nulle, donc il n'y a pas d'énergie stockée dans le condensateur. De même, si l'interrupteur est commandé à l'amorçage (thyristor), alors le CALC est une inductance placée en série. Néanmoins, le blocage de l'interrupteur s'effectue au passage par zéro du courant; il n'y a donc pas d'énergie stockée dans l'inductance à cet instant. Ces CALC sont donc non dissipatifs et peuvent ainsi être surdimensionnés. De plus, si l'on fonctionne en quasi-résonance (résonance série), toutes les commutations s'effectuent à courant nul, les interrupteurs ne sont donc pas confrontés au phénomène de recouvrement des diodes. Aussi, les gradients de courant sont limités par le circuit résonnant.

Dans ces conditions, les pertes par commutation sont minimales ou nulles et les convertisseurs à résonance sont aptes à fonctionner à des fréquences très élevées et ce, sans affecter le rendement, tout en ayant une réduction du poids, du volume et de l'encombrement des éléments réactifs. De plus, on a une réduction du temps de réponse.

Aussi, vu les conditions de commutation des interrupteurs, les contraintes sont minimales sur ces composants, ce qui augmente considérablement la fiabilité. De même, les formes de courant sont quasi-sinusoidales, ce qui engendre de faibles perturbations électromagnétiques et radiofréquences.

La principale fonction de l'unité de conversion à concevoir est de transformer en courant alternatif, l'énergie fournie par des cellules photovoltaïques sous forme de courant continu dont l'amplitude de la tension varie avec l'ensoleillement.

Dans le premier chapitre, après avoir exposé les considérations

qui nous ont amenés à choisir la topologie de l'alimentation, soit un convertisseur du type monophasé utilisant un étage haute fréquence à résonnance série qui permet la commutation douce, nous avons effectué une analyse en régime permanent [5, 6] (plan de phase). Ainsi, nous avons déduit les caractéristiques statiques et ce, pour les différents modes de fonctionnement. Cette étude nous a permis d'adopter le mode de fonctionnement dont la caractéristique de sortie est une source de courant. Elle nous fournit aussi toutes les contraintes que doivent subir les différents éléments qui constituent le convertisseur, soit les interrupteurs et les composantes réactives (inductances, condensateurs, transformateurs).

Dans le deuxième chapitre, nous présentons l'analyse en régime dynamique de la structure [8]. Cette étude nous permet d'attribuer au convertisseur une fonction de transfert; ceci nous a aidé à calculer, en utilisant les méthodes classiques (Bode, Nyquist,...), un circuit de régulation qui répond aux spécifications du cahier de charge (temps de réponse du système, dépassement,...).

Dans le troisième chapitre, nous élaborons une méthode de dimensionnement qui consiste en la détermination des diverses contraintes que doivent subir les différents éléments constituants du convertisseur. Aussi, nous présentons une étude comparative sur les interrupteurs commandables existants [9, 13 et 14], ce qui nous a permis de faire le choix de l'interrupteur adéquat pour notre application.

Finalement, au dernier chapitre, nous présentons les détails de la réalisation pratique, soit l'unité de puissance (2.5 kW), les différents circuits d'interface, les circuits d'attaque de gâchettes et les circuits de régulation. De plus, nous présentons les résultats expérimentaux qui valident l'étude en régime statique (puissance nominale) et en régime dynamique.

CHAPITRE 1

ETUDE DU CONVERTISSEUR

1.1 INTRODUCTION:

On peut distinguer deux topologies de convertisseurs à résonance pour la conversion continu-continu.

a) Convertisseurs à résonance série [5] (fig. 1.1): Le condensateur est placé en série avec la charge. Cette dernière se présente donc comme une source de courant instantanée.

b) Convertisseurs à résonance parallèle [6] (fig. 1.2): Le condensateur est placé en parallèle avec la charge. Celle-ci se présente alors comme une source de tension instantanée.

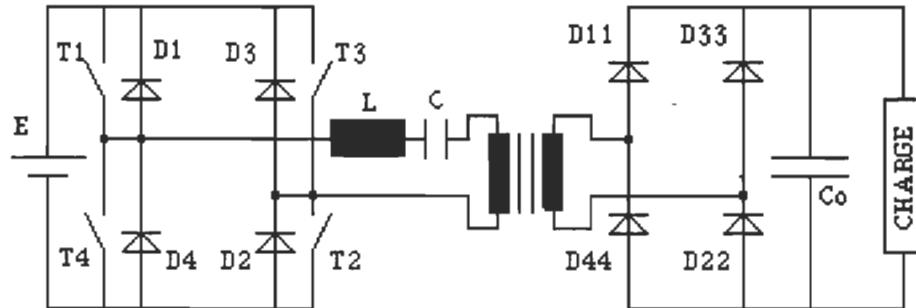


Figure 1.1, Convertisseur à résonance série

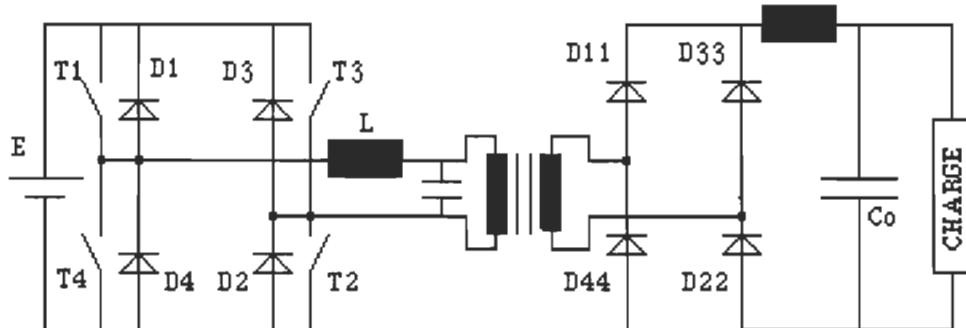


Figure 1.2, Convertisseur à résonance parallèle

1.2 Choix de la topologie:

Pour faire le choix de la topologie, nous avons fait une analyse qualitative des propriétés propres à chacune des deux structures et ce, pour la conversion continu-continu.

Ces deux convertisseurs se distinguent surtout par le fonctionnement et les contraintes subies par l'étage redresseur, soit le pont de diodes et, aussi, par la présence du transformateur.

Dans le cas du convertisseur à résonance série (fig. 1.1), la commutation des diodes se fait toujours à courant nul, elles ne sont donc soumises à aucune surtension du fait qu'il n'y a pas d'énergie stockée dans les inductances de câblage au moment de la commutation. Quant au convertisseur à résonance parallèle (fig. 1.2), si le condensateur du circuit oscillant est placé au primaire du transformateur, l'inductance de fuite entraîne un temps de commutation non négligeable et donc une chute de tension par commutation. En revanche, si le condensateur est placé au secondaire du transformateur, l'inductance de fuite est dans ce cas "transparente" pour le redresseur et fait partie de l'inductance du circuit résonnant. Là, les gradients de courant dans les diodes pendant les commutations sont mal gérés, ils peuvent être élevés et ainsi induire des courants inverses dans les diodes, donc entraînent les surtensions.

Dans le cas du convertisseur à résonance série, (fig 1.1) on a le condensateur qui est placé en série avec le transformateur, ce qui a pour effet d'éliminer toute composante continue dans le transformateur et l'inductance de fuite fait partie de l'inductance du circuit résonnant. Le transformateur est donc facile à faire et les enroulements, soit le primaire et le secondaire, peuvent être séparés afin de minimiser les capacités parasites entre eux.

Pour les raisons évoquées ci-dessus, notre choix s'est donc arrêté sur le **convertisseur à résonance série**.

1.3 Description du convertisseur:

Le convertisseur que nous avons étudié est un convertisseur à résonance série monophasé, comme sus-mentionné (fig. 1.1). Les

interrupteurs T_1 à T_4 sont des interrupteurs commandables interconnectés avec des diodes anti-parallèles. Dépendamment du mode de fonctionnement, ils seront munis d'une logique de commande qui leur permet de fonctionner soit comme thyristor ($f_s < f_r$), soit comme thyristor dual ($f_s > f_r$). La charge de l'onduleur est formée par un circuit résonnant série connectée en série avec un transformateur haute fréquence qui sert, d'une part, à adapter la charge et, d'autre part, à assurer l'isolation galvanique entre la source et la charge. Le secondaire du transformateur alimente un redresseur à diodes qui débite dans une charge R_o placée en parallèle avec un condensateur de filtrage C_o . La constante de temps de la charge est considérée supérieure à la période de fonctionnement de l'onduleur. La méthode d'étude choisie repose sur la représentation dans le plan de phase des variables d'état du système.

1.4 Hypothèses simplificatrices:

Dans le cadre de l'étude analytique, on suppose que les interrupteurs sont idéaux; on néglige donc les temps de commutation, la chute de tension directe lors de la conduction et les courants de fuite. Les ondulations de la tension d'entrée E et de la tension de sortie V_o sont négligées. De plus, le facteur de qualité du circuit oscillant est infini. Enfin, le transformateur est idéal et de rapport de transformation unitaire.

1.5 Modes de fonctionnement:

Si l'on considère qu'un interrupteur ne conduit qu'une seule fois dans un cycle, et qu'on le commande à l'amorçage ou au blocage, on distingue **trois modes de fonctionnement**:

- a) $f_s < f_r/2$: Fonctionnement en quasi-résonance, toutes les commutations se font à courant nul dans le circuit résonnant.
- b) $f_r/2 < f_s < f_r$: Fonctionnement en conduction continue en dessous de la fréquence de résonance.
- c) $f_s > f_r$: Fonctionnement en conduction continue au-dessus de la fréquence de résonance.

Dans les deux modes où la fréquence de fonctionnement est inférieure à la fréquence de résonance, les interrupteurs qui composent l'onduleur sont commandés à l'amorçage et ont un blocage spontané (thyristor). Dans le dernier mode, la fréquence de fonctionnement est supérieure à la fréquence de résonance, les interrupteurs sont alors commandés au blocage et ont un amorçage spontané (thyristor dual).

1.6 Séquences de fonctionnement $f_s \leq f_r$:

En limitant notre étude à une commande par impulsions fines d'amorçage des interrupteurs, on déduit les différentes séquences de fonctionnement (figure 1.3 à figure 1.6) pour des fréquences d'opération inférieures à la fréquence de résonance. Aussi, à chaque séquence on associera un circuit équivalent pour finalement déduire un circuit équivalent global (figure 1.7).

Afin d'alléger les figures, on a omis intentionnellement d'utiliser le transformateur haute fréquence dans les schémas.

1ère séquence:

Le condensateur du circuit oscillant étant chargé négativement, on amorce les interrupteurs T1 et T2. Pendant cette séquence le condensateur change de polarité suivant une sinusoïde. Le courant décrit aussi une sinusoïde, la valeur initiale peut être positive ou nulle (nulle si $f_s < f_r/2$).

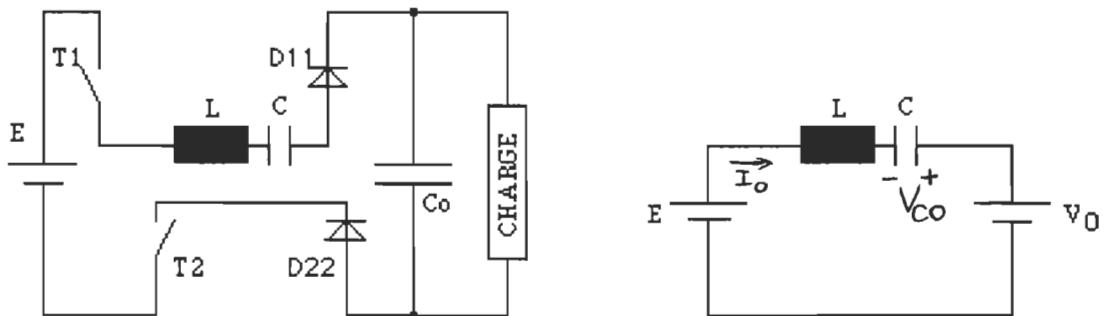


Figure 1.3. 1ère séquence de fonctionnement et circuit équivalent

2ème séquence:

A la fin de la séquence précédente, le condensateur a atteint sa tension maximale. Au passage par zéro du courant dans le circuit résonnant, les interrupteurs T1 et T2 se bloquent et les diodes D1 et D2 s'amorcent. La tension du condensateur diminue tout en restant positive et le courant dans le circuit résonnant décrit une alternance négative complète ($f_s < f_r/2$) ou incomplète.

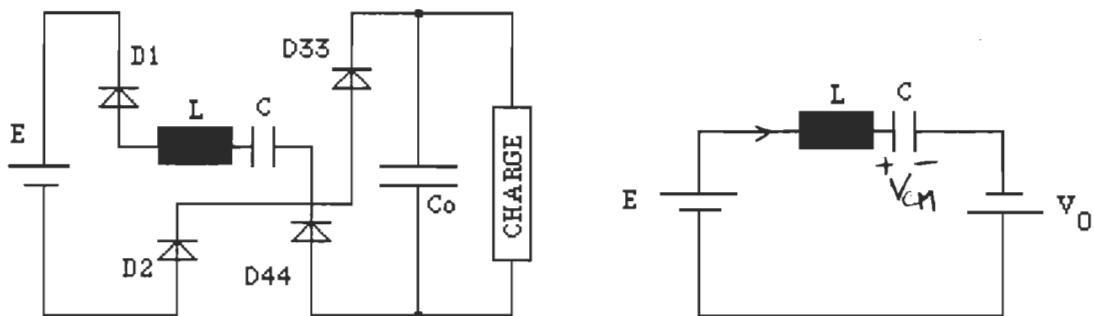


Figure 1.4. 2ème séquence de fonctionnement et circuit équivalent

3ème séquence:

Le condensateur étant chargé positivement, on amorce les interrupteurs T3 et T4. Cette séquence est similaire à la première au signe près du courant et de la tension dans le circuit oscillant.

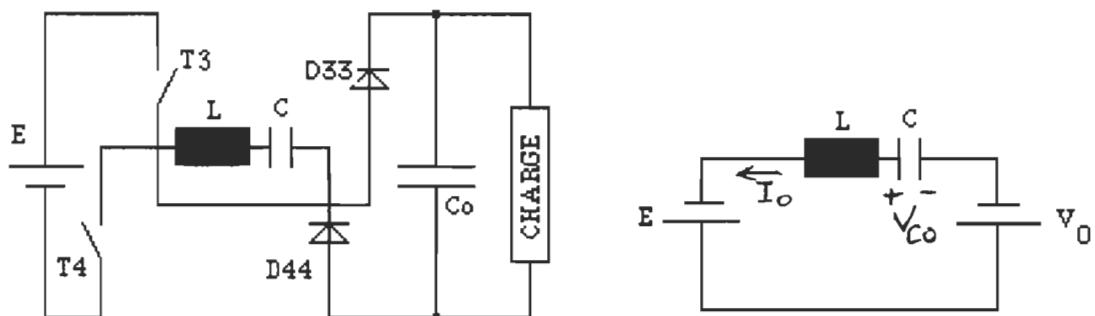


Figure 1.5. 3ème séquence de fonctionnement et circuit équivalent

4ème séquence:

Au passage par zéro du courant dans le circuit résonnant, les interrupteurs T3 et T4 se bloquent et les diodes D3 et D4 s'amorcent.

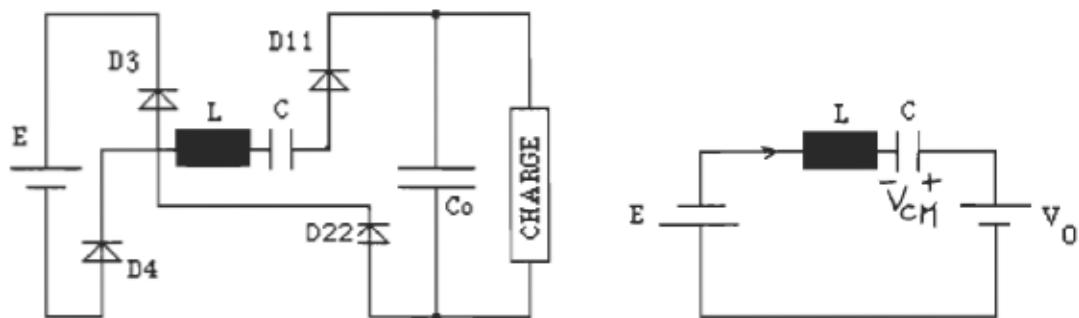


Figure 1.6. 4ème séquence de fonctionnement et circuit équivalent

Par inspection, on peut déduire un circuit équivalent global (fig. 1.7) où la source V_E prend une valeur spécifique correspondant à la séquence de fonctionnement (tableau 1.1). Le tableau donne aussi la tension initiale aux bornes du condensateur ainsi que le courant initial pour chaque séquence.

Tableau 1.1

Intervalle de temps	Interrupteurs en conduction	V_E	V_{CI}	I_i
$t_0 - t_1$	T1, T2, D11, D22	$+E - V_0$	$+V_{CO}$	$+I_o$
$t_1 - t_2$	D2, D1, D33, D44	$+E + V_0$	$+V_{CM}$	0
$t_2 - t_3$	T3, T4, D33, D44	$-E + V_0$	$-V_{CO}$	$-I_o$
$t_3 - t_4$	D4, D3, D11, D22	$-E - V_0$	$-V_{CM}$	0

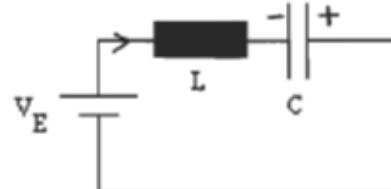


Figure 1.7. Circuit équivalent global.

1.7 Etude analytico-graphique:

Vu la simplicité du circuit équivalent global du convertisseur, on peut faire une étude analytique simple du circuit.

Ainsi, l'équation qui décrit le circuit à chaque instant est:

$$v_E = L \frac{di_{LC}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{LC} dt \quad (1)$$

On a aussi:

$$v_C = V_E - L \frac{di_{LC}}{dt} \quad (2)$$

$$\frac{dv_C}{dt} \Big|_{t=t_i} = \frac{I_i}{C} \quad (3)$$

v_C et i_{LC} sont respectivement la tension aux bornes du condensateur et le courant dans le circuit oscillant. Aussi, on notera V_{ci} la tension initiale aux bornes du condensateur et I_i le courant initial dans l'inductance.

La résolution de l'équation différentielle (1) nous donne l'expression du courant dans le circuit résonnant:

$$i_{LC}(t) = \sqrt{\frac{C}{L}} (V_E - V_{ci}) \sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + I_i \cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \quad (4)$$

Des équations (2) et (3), on tire l'expression de la tension aux bornes du condensateur du circuit oscillant:

$$v_C(t) = (V_{ci} - V_E) \cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + I_i \sqrt{\frac{L}{C}} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + V_E \quad (5)$$

Pour continuer cette étude nous allons effectuer une normalisation. Le système d'unités de base utilisé est le suivant:

* la tension d'alimentation: E

* l'impédance caractéristique du circuit: $\sqrt{\frac{L}{C}}$

* le courant de base: $I_{base} = E \sqrt{\frac{C}{L}}$

* la puissance de base: $P_{base} = E^2 \sqrt{\frac{C}{L}}$

* la fréquence du circuit oscillant: $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

A partir de ce système, on définit un ensemble d'unités réduites:

* courant normalisé dans le circuit résonnant: $i_{LCN} = \frac{i_{LC}}{I_{base}}$

* tension normalisée aux bornes du condensateur: $v_{CN} = \frac{v_C}{E}$

* courant moyen normalisé dans la charge: $I_{ON} = \frac{I_O}{I_{base}}$

* tension normalisée aux bornes de la charge: $V_{ON} = \frac{V_O}{E}$

* fréquence de fonctionnement normalisée: $f_{SN} = \frac{f}{f_r}$

Ainsi, en adoptant un tel système d'unités de base, réduites, et en utilisant la représentation dans le plan de phase, cette étude peut être grandement facilitée. On rappelle que dans ce plan de phase, la trajectoire du point de fonctionnement est un arc de cercle passant par les points représentant les conditions initiales. Aussi, la distance d'un point de la trajectoire à l'origine du plan reflète l'énergie instantanée

stockée dans le circuit oscillant. De plus, les points de commutation dans notre cas présentent une symétrie par rapport à l'origine, l'étude se résume donc aux deux premières séquences de fonctionnement.

1.7.1 Plan de phase ($0.5f_r \leq f_s \leq f_r$):

En normalisant les équations (4) et (5), soit l'expression du courant i_{LC} et de la tension v_C , on obtient:

1ère séquence:

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin(2\pi t_n) + I_{iON} \cos(2\pi t_n) \quad (6)$$

$$v_{CN}(t_n) = (V_{CIN} - V_{EN}) \cos(2\pi t_n) + V_{EN} + I_{iON} \sin(2\pi t_n) \quad (7)$$

En effectuant la somme des carrés des équations (6) et (7) on obtient:

$$i_{LCN}^2(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 + I_{iON}^2 \quad (8)$$

Ceci représente l'équation d'un cercle centré à ($V_{EN}, 0$) et de rayon $[(V_{EN} - V_{CIN})^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$, avec V_{EN} pour cette séquence équivalente à $(1 - V_{ON})$.

2ème séquence:

Le courant initial (I_i) pour cette séquence est nul, les équations (4) et (5) normalisées deviennent donc:

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin(2\pi t_n) \quad (9)$$

$$v_{CN}(t_n) = (V_{CIN} - V_{EN}) \cos(2\pi t_n) + V_{EN} \quad (10)$$

La somme des carrés des équations (9) et (10) nous donne:

$$i_{LCN}^2(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 \quad (11)$$

On obtient donc l'équation d'un cercle centré à $(V_{EN}, 0)$ et de rayon $(V_{EN} - V_{CIN})$. Ici, V_{EN} est équivalente à $(1 + V_{EN})$.

Le tableau 1.2 nous donne l'intervalle de temps, le centre ainsi que le rayon de l'arc de cercle correspondant à la séquence:

Tableau 1.2

Intervalle de temps	Centres $(V_{EN}, 0)$	Rayons
$t_0 - t_1$	$(1 - V_{ON}, 0)$	$[(V_{EN} - V_{CIN}(t_0))^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$
$t_1 - t_2$	$(1 + V_{ON}, 0)$	$ V_{EN} - V_{CIN}(t_1) $
$t_2 - t_3$	$(-1 + V_{ON}, 0)$	$[(V_{EN} + V_{CIN}(t_0))^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$
$t_3 - t_4$	$(-1 - V_{ON}, 0)$	$ V_{EN} + V_{CIN}(t_3) $

La représentation dans le plan de phase pour le fonctionnement en conduction continue est donnée à la figure 1.8.

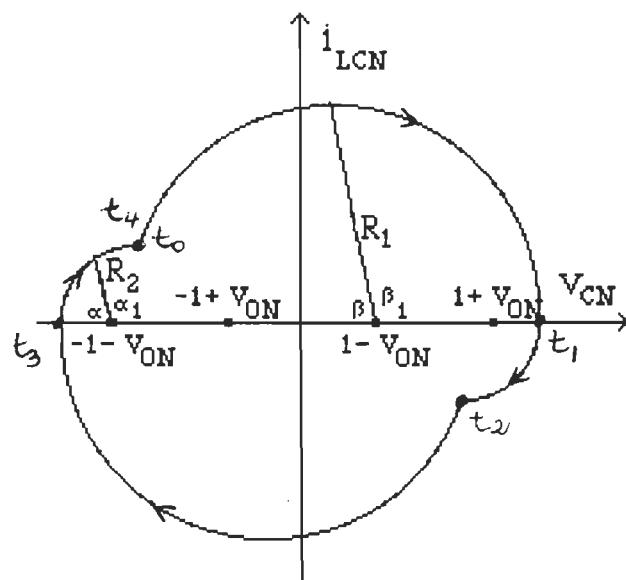


Figure 1.8. Plan de phase ($0.5 < f_{sn} < 1$)

Afin de déduire les différentes contraintes en courant crête et moyen, ainsi qu'en tension pour les différents éléments du circuit, soit l'inductance L , le condensateur C , les diodes et les interrupteurs commandables, il faut calculer les expressions respectives des rayons R_1 et R_2 . Le calcul détaillé est donné dans l'annexe A; on se limite ici à donner leurs expressions.

Expressions des rayons R_1 et R_2 :

$$R_1 = V_{ON} + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2) \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)}$$

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2) \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)}$$

Courant maximum dans les interrupteurs T_1 à T_4 :

$$I_{TNmax} = R_1 \quad (12)$$

Courant maximum dans les diodes D_1 à D_4 :

$$I_{DNmax} = \begin{cases} R_2 & \text{si } (\alpha > \pi/2) \\ R_2 \sin \alpha & \text{si } (\alpha < \pi/2) \end{cases} \quad (13)$$

**Remarque: Dans ce mode de fonctionnement (continu) on a toujours *la somme du temps de conduction des diodes et du temps de conduction des interrupteurs* qui représente *la moitié de la période de fonctionnement* donc:

$$t_D + t_T = \frac{1}{2f_s}$$

Or, on a:

$$\alpha = w_r t_D$$

$$\beta = w_r t_T$$

D'où:

$$(\alpha + \beta) = \frac{2\pi f_r}{2f_s} = \frac{\pi}{f_{SN}}$$

Courant moyen dans les interrupteurs T₁ à T₄:

Le courant moyen dans les interrupteurs est calculé sur une demi-période de fonctionnement.

$$\overline{I_{TN}} = \frac{1}{\alpha + \beta} \int_0^{\beta} R_1 \sin \Theta d\Theta \quad (14)$$

Donc:

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1}{\alpha + \beta} (1 - \cos \beta) \quad (15)$$

Finalement:

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1 f_{SN}}{\pi} (1 - \cos \beta) \quad (16)$$

Courant moyen dans les diodes D₁ à D₄:

Ici aussi le courant moyen est calculé sur une demi-période de fonctionnement.

$$\overline{I_{DN}} = \frac{1}{\alpha + \beta} \int_0^{\alpha} R_2 \sin \Theta d\Theta \quad (17)$$

Donc:

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2}{\alpha + \beta} (1 - \cos \alpha) \quad (18)$$

Finalement, on a:

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2 f_{SN}}{\pi} (1 - \cos \alpha) \quad (19)$$

Le courant moyen à la sortie:

Le courant moyen à la sortie est l'intégrale sur une demi-période du courant redressé qui circule dans l'interrupteur (I_{TN}) et de sa diode anti-parallèle (I_{DN}). Donc:

$$\overline{I_{OUT}} = \overline{I_{TN}} + \overline{I_{DN}} \quad (20)$$

A partir des équations (16), (19) et (20) on a:

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{f_{SN}}{\pi} (R_1 + R_2 - R_2 \cos \alpha - R_1 \cos \beta) \quad (21)$$

Aussi:

$$\cos \alpha_1 = \cos (\pi - \alpha) = -\cos \alpha$$

Et:

$$\cos \beta_1 = \cos (\pi - \beta) = -\cos \beta$$

Or, toujours d'après le plan de phase on a:

$$R_1 \cos \alpha_1 + R_2 \cos \beta_1 = 2$$

Donc:

$$-R_1 \cos \alpha - R_2 \cos \beta = 2$$

D'où:

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{f_{SN}}{\pi} (R_1 + R_2 + 2) \quad (22)$$

Si on remplace les expressions de R_1 et R_2 dans la relation (22) on obtient:

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{2f_{SN}}{\pi} \left(1 + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2) \tan^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)} \right) \quad (23)$$

La tension moyenne à la sortie:

Si l'on considère que la charge est purement résistive alors:

$$\overline{V_{ON}} = R_N \overline{I_{OUTN}} \quad (24)$$

Des équations (23) et (24) on a:

$$\overline{V_{ON}} = \frac{2R_N f_{SN}}{\pi} \left(1 + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2) \tan^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)} \right) \quad (25)$$

En isolant V_{ON} , on obtient l'équation du second ordre suivante:

$$\left[\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} \right)^2 + \tan^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right) \right] \overline{V_{ON}}^2 - \frac{2\pi}{2R_N f_{SN}} \overline{V_{ON}} - \tan^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right) = 0 \quad (26)$$

En résolvant cette équation et en gardant juste la racine positive (sens physique), on a l'expression de la tension moyenne à la sortie du convertisseur, soit:

$$\overline{V_{ON}} = \frac{\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} + \sqrt{\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} \right)^2 + \tan^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right) \left[\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} \right)^2 + \tan^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right) \right]}}{\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} \right)^2 + \tan^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)} \quad (27)$$

1.7.2 Plan de phase $f_s \leq f_L/2$:

En normalisant les équations (3) et (4), soit l'expression du courant i_{LC} et de la tension v_C , et en tenant compte que le courant initial pour toutes les séquences dans ce mode est toujours nul (I_i), on

obtient:

1ère séquence:

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin (2\pi t_n) \quad (28)$$

$$v_{CN}(t_n) = (V_{CIN} - V_{EN}) \cos (2\pi t_n) + V_{EN} \quad (29)$$

La somme des carrés des équations (28) et (29) nous donne:

$$i_{LCN}^2(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 \quad (30)$$

Ceci représente l'équation d'un cercle centré à $(V_{EN}, 0)$ et de rayon $(V_{EN} - V_{CIN})$, avec V_{EN} pour cette séquence équivalente à $(1 - V_{ON})$.

2ème séquence:

Pour cette séquence, les équations ne changent pas. Cependant, on a une autre valeur initiale de la tension aux bornes du condensateur " V_{CIN} " ainsi qu'une V_{EN} égale à $(1 + V_{ON})$.

Le tableau 1.3 nous donne l'intervalle de temps, le centre ainsi que le rayon de l'arc de cercle correspondant à la séquence:

Tableau 1.3

Intervalles de temps	Centres	Rayons
$t_0 - t_1$	$(1 - V_{ON}, 0)$	$ 1 - V_{ON} - V_{CIN}(t_0) $
$t_1 - t_2$	$(1 + V_{ON}, 0)$	$ 1 + V_{ON} - V_{CIN}(t_1) $
$t_2 - t_3$	$(-1 + V_{ON}, 0)$	$ -1 + V_{ON} - V_{CIN}(t_2) $
$t_3 - t_4$	$(-1 - V_{ON}, 0)$	$ -1 - V_{ON} - V_{CIN}(t_3) $

La représentation dans le plan de phase pour ce mode de fonctionnement est donnée à la figure 1.9.

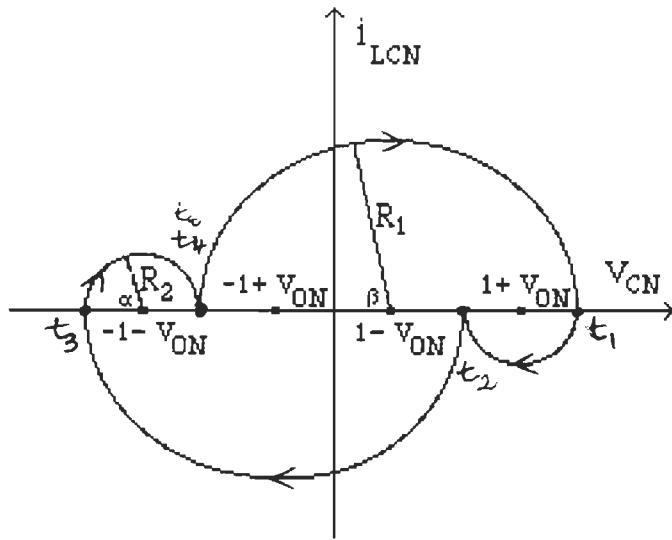


Figure 1.9. Plan de phase pour $f_s < f_r/2$

Afin de déduire les différentes contraintes en courant crête et moyen, ainsi qu'en tension pour les différents éléments du circuit, soit l'inductance L, le condensateur C, les diodes et les interrupteurs commandables, il faut calculer les expressions respectives des rayons R_1 et R_2 .

On peut écrire à partir du plan de phase les relations suivantes:

$$V_{CNmax}^+ = R_1 + 1 - V_{ON} \quad (31)$$

$$V_{CNmax}^+ = R_2 + 1 + V_{ON} \quad (32)$$

$$|V_{CNmax}^-| = R_1 + 2R_2 + V_{ON} - 1 \quad (33)$$

De ces trois relations, on peut tirer les expressions des rayons R_1 et R_2 .

Expressions des rayons R_1 et R_2 :

$$R_1 = 1 + V_{ON}$$

$$R_2 = 1 - V_{ON}$$

Courant maximum dans les interrupteurs T₁ à T₄:

$$I_{TNmax} = R_1 \quad (34)$$

Courant maximum dans les diodes D₁ à D₄:

$$I_{DNmax} = R_2 \quad (35)$$

**Remarque: Dans ce mode de fonctionnement on a toujours *le temps de conduction des diodes et des interrupteurs* qui est *la moitié de la période de résonance*:

$$t_D = t_T = \frac{1}{2f_r}$$

Or, on a:

$$\alpha = w_r t_D$$

$$\beta = w_r t_T$$

D'où:

$$\alpha = \beta = \pi$$

Cependant, il faut aussi définir un angle θ , qui correspond au temps mort.

$$\theta = w_r t_{mort}$$

On a finalement:

$$t_D + t_T + t_{mort} = \frac{1}{2f_s}$$

Et:

$$\alpha + \beta + \theta = \frac{\pi f_r}{f_s}$$

Courant moyen dans les interrupteurs T₁ à T₄:

Le courant moyen dans les interrupteurs est calculé sur une

demi-période de fonctionnement.

$$\overline{I_{TN}} = \frac{1}{\alpha + \beta + \theta} \int_0^{\beta} R_1 \sin \theta \, d\theta \quad (36)$$

Donc:

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1}{\alpha + \beta + \theta} (1 - \cos \beta) \quad (37)$$

Or, on a:

$$\beta = \pi$$

D'où:

$$\overline{I_{TN}} = \frac{2R_1}{\alpha + \beta + \theta} \quad (38)$$

De plus:

$$R_1 = 1 + V_{ON}$$

Et:

$$\alpha + \beta + \theta = \frac{\pi f_r}{f_s}$$

Ainsi, on a finalement:

$$\overline{I_{TN}} = \frac{2(1 + V_{ON})f_s}{\pi f_r} \quad (39)$$

Courant moyen dans les diodes D₁ à D₄:

Ici aussi le courant moyen est calculé sur une demi-période de fonctionnement.

$$\overline{I_{DN}} = \frac{1}{\alpha + \beta + \theta} \int_0^{\alpha} R_2 \sin \theta \, d\theta \quad (40)$$

Donc:

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2}{\alpha + \beta + \theta} (1 - \cos \alpha) \quad (41)$$

Or, on a:

$$\alpha = \pi \quad (42)$$

D'où:

$$\overline{I_{DN}} = \frac{2R_2}{\alpha + \beta + \theta} \quad (43)$$

De plus:

$$R_2 = 1 - V_{ON}$$

Et:

$$\alpha + \beta + \theta = \frac{\pi f_r}{f_s}$$

Ainsi, on a finalement:

$$\overline{I_{DN}} = \frac{2(1 - V_{ON})f_s}{\pi f_r} \quad (44)$$

Le courant moyen à la sortie:

Le courant moyen à la sortie est l'intégrale sur une demi-période du courant redressé qui circule dans l'interrupteur (I_{TN}) et de sa diode anti-parallèle (I_{DN}). Donc:

$$\overline{I_{OUT}} = \overline{I_{TN}} + \overline{I_{DN}} \quad (45)$$

Donc, en effectuant la somme des expressions (39) et (44) on a:

$$\overline{I_{OUTN}} = \frac{4f_s}{\pi f_r} \quad (46)$$

1.8 Séquences de fonctionnement $f_s \geq f_r$:

On déduit les différentes séquences de fonctionnement (figures 1.10 à 1.13) pour des fréquences d'opération supérieures à la fréquence de résonance. A chaque séquence, on associera un circuit équivalent pour déduire un circuit équivalent global (figure 1.14).

1^{ère} séquence:

Le condensateur du circuit oscillant étant chargé négativement ($|V_{CI}| = V_{CMAX}$), les interrupteurs T1 et T2 s'amorcent. Pendant cette séquence, le condensateur change de polarité suivant une sinusoïde. Le courant décrit aussi une sinusoïde incomplète, sa valeur initiale étant nulle.

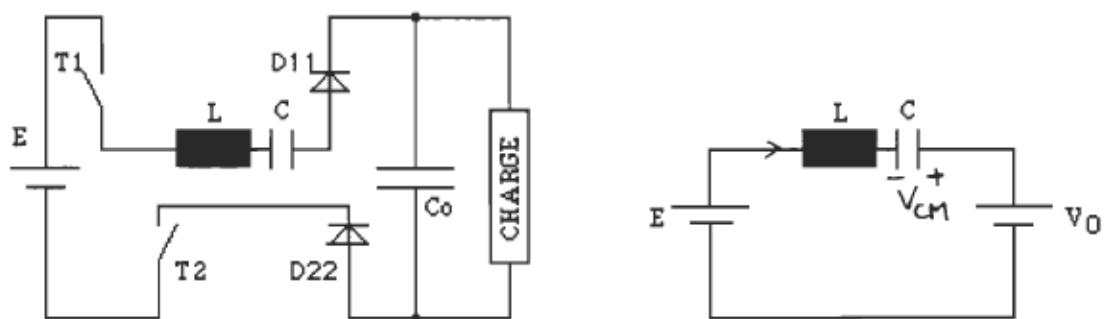


Figure 1.10. 1^{ère} séquence de fonctionnement et circuit équivalent

2^{ème} séquence:

A la fin de la séquence précédente, le condensateur a atteint une tension positive. Lorsqu'on bloque les interrupteurs T1 et T2, les diodes D3 et D4 s'amorcent. La tension du condensateur augmente pour atteindre sa valeur maximale et le courant dans le circuit résonnant décrit une portion d'alternance pour s'annuler.

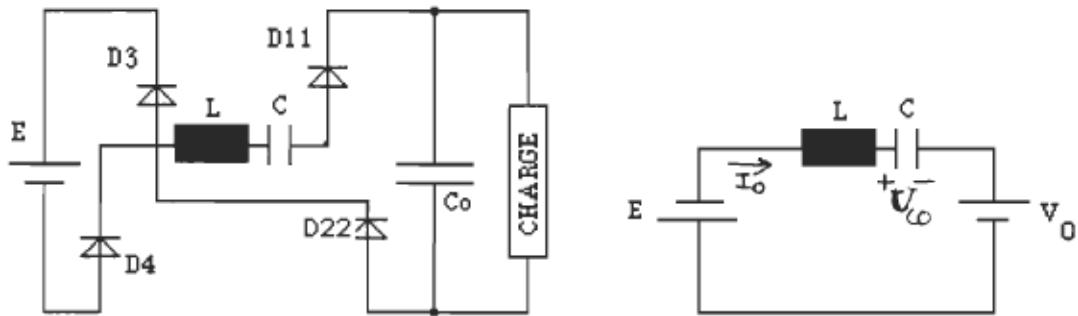


Figure 1.11. 2ème séquence de fonctionnement et circuit équivalent

3ème séquence:

Le condensateur est chargé à sa valeur maximale. Les interrupteurs T_3 et T_4 s'amorcent. Cette séquence est similaire à la première au signe près du courant et de la tension dans le circuit oscillant.

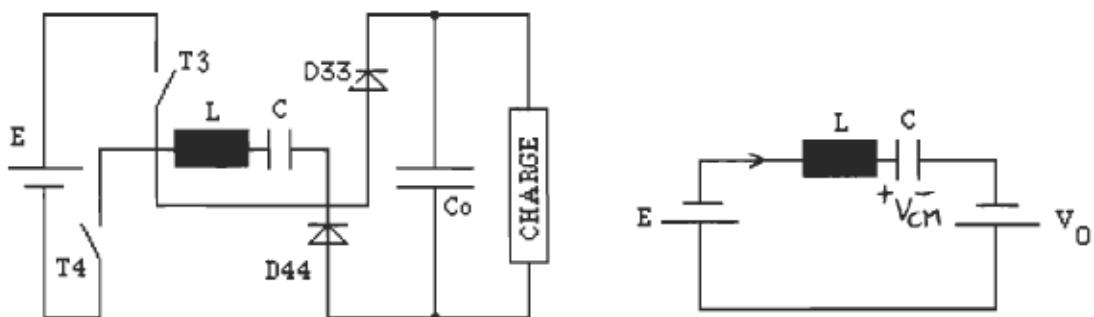


Figure 1.12. 3ème séquence de fonctionnement et circuit équivalent

4ème séquence:

Lorsqu'on bloque les interrupteurs T_3 et T_4 , les diodes D_1 et D_2 s'amorcent. Le courant décrit une portion d'alternance pour s'annuler et le cycle reprend.

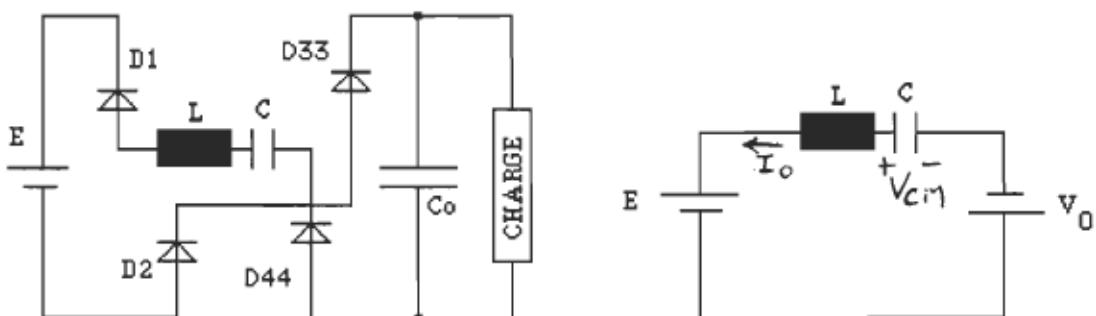


Figure 1.13. 4ème séquence de fonctionnement et circuit équivalent

On peut déduire un circuit équivalent global (fig. 1.14), où la source V_E prend une valeur spécifique correspondant à la séquence de fonctionnement (tableau 1.4). Le tableau donne aussi la tension initiale aux bornes du condensateur ainsi que le courant initial pour chaque séquence.

Tableau 1.4

Intervalle de temps	Interrupteurs en conduction	V_E	V_{CI}	I_i
$t_0 - t_1$	T1 - T2	$E - V_0$	$-V_{CM}$	0
$t_1 - t_2$	D4 - D3	$-E - V_0$	V_{CO}	I_0
$t_2 - t_3$	T3 - T4	$-E + V_0$	V_{CM}	0
$t_3 - t_4$	D2 - D1	$E + V_0$	$-V_{CO}$	$-I_0$

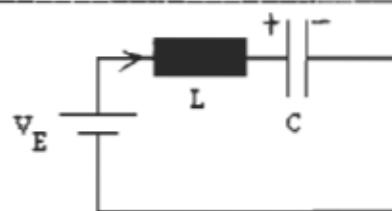


Figure 1.14. Circuit équivalent global.

1.9 Etude analytico-graphique ($f_s > f_r$):

Les équations (1), (2) et (3) restent valables. On rappelle que v_c et i_{LC} sont respectivement la tension aux bornes du condensateur et le courant dans le circuit oscillant. Aussi, on notera V_{CI} la tension initiale aux bornes du condensateur et I_i le courant initial dans l'inductance:

$$v_E = L \frac{di_{LC}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{LC} dt \quad (1)$$

On a aussi:

$$v_C = V_E - L \frac{di_{LC}}{dt} \quad (2)$$

$$\frac{dv_C}{dt} \Big|_{t=t_i} = \frac{I_i}{C} \quad (3)$$

La résolution de l'équation différentielle (1) nous donne l'expression du courant dans le circuit résonnant:

$$i_{LC}(t) = \sqrt{\frac{C}{L}} (V_E - V_{ci}) \sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + I_i \cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \quad (47)$$

Des équations (2) et (3), on tire l'expression de la tension aux bornes du condensateur du circuit oscillant:

$$v_C(t) = V_E - (V_E - V_{ci}) \cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + I_i \sqrt{\frac{L}{C}} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \quad (48)$$

En adoptant le même système d'unités de base, réduites, et en utilisant la représentation dans le plan de phase, on a toujours les points de commutation qui présentent une symétrie par rapport à l'origine. L'étude se résume donc aux deux premières séquences

1.9.1 Plan de phase $f_S \geq f_{Li}$

En normalisant les équations (47) et (48), soit l'expression du courant $i_{LC}(t)$ et de la tension $v_C(t)$, on obtient:

1ère séquence:

Le courant initial (I_i) pour cette séquence est nul, les équations (4) et (5) normalisées deviennent donc:

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin (2\pi t_n) \quad (49)$$

$$v_{CN}(t_n) = (V_{CIN} - V_{EN}) \cos (2\pi t_n) + V_{EN} \quad (50)$$

La somme des carrés des équations (49) et (50) nous donne:

$$i_{LCN}^2(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 \quad (51)$$

On obtient donc l'équation d'un cercle centré à $(V_{EN}, 0)$ et de rayon $(V_{EN} - V_{CIN})$. Ici, V_{EN} est équivalente à $(1 - V_{EN})$.

2ème séquence:

Les équations normalisées nous donnent:

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin (2\pi t_n) + I_{iON} \cos (2\pi t_n) \quad (52)$$

$$v_{CN}(t_n) = -(V_{EN} - V_{CIN}) \cos (2\pi t_n) + V_{EN} + I_{iON} \sin (2\pi t_n) \quad (53)$$

La somme des carrés des équations (52) et (53) nous donne:

$$i_{LCN}^2(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 + I_{iON}^2 \quad (54)$$

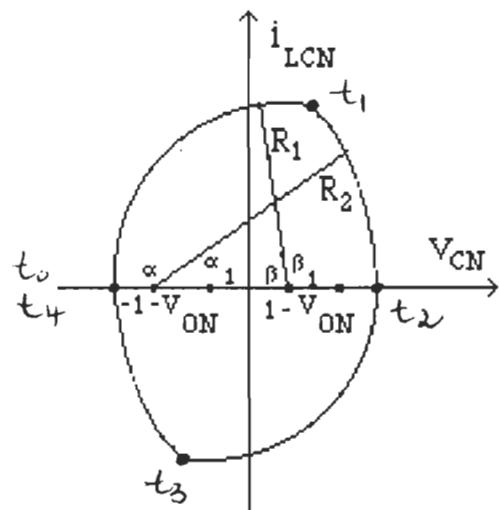
Ceci représente l'équation d'un cercle centré à $(V_{EN}, 0)$ et de rayon $[(V_{EN} - V_{CIN})^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$, avec V_{EN} pour cette séquence équivalente à $(-1 - V_{ON})$.

Le tableau 1.5 nous donne l'intervalle de temps, le centre ainsi que le rayon de l'arc de cercle correspondant à la séquence:

Tableau 1.5

Intervales de temps	Centres (VEN, 0)	Rayons
$t_0 - t_1$	$(1 - V_{ON}, 0)$	$ V_{EN} - V_{CIN}(t_0) $
$t_1 - t_2$	$(-1 + V_{ON}, 0)$	$[(V_{EN} - V_{CIN}(t_1))^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$
$t_2 - t_3$	$(-1 + V_{ON}, 0)$	$ V_{EN} - V_{CIN}(t_2) $
$t_3 - t_4$	$(1 + V_{ON}, 0)$	$[(V_{EN} - V_{CIN}(t_3))^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$

La représentation dans le plan de phase pour le fonctionnement en conduction continue est donnée à la figure 1.15.

Figure 1.15. Plan de phase pour $f_s \geq f_r$

Afin de déduire les contraintes en courant crête et moyen, ainsi qu'en tension pour les différents éléments du circuit, il faut calculer les expressions respectives des rayons R_1 et R_2 (Annexe A).

Expressions des rayons R_1 et R_2 :

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2) \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)}$$

$$R_2 = V_{ON} + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2) \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)}$$

Courant maximum dans les diodes D₁ à D₄:

$$I_{DNmax} = R_2 \sin \alpha \quad (55)$$

Courant maximum dans les interrupteurs T₁ à T₄:

$$I_{TNmax} = \begin{cases} R_1 & \text{si } (\beta > \pi/2) \\ R_1 \sin \beta & \text{si } (\beta < \pi/2) \end{cases} \quad (56)$$

**Remarque: Dans ce mode aussi (continu) on a *la somme du temps de conduction des diodes et du temps de conduction des interrupteurs* qui représente *la moitié de la période de fonctionnement* donc:

$$t_D + t_T = \frac{1}{2f_s}$$

Or, on a:

$$\alpha = w_r t_D$$

$$\beta = w_r t_T$$

D'où:

$$(\alpha + \beta) = \frac{2\pi f_r}{2f_s} = \frac{\pi}{f_{SN}}$$

Courant moyen dans les interrupteurs T₁ à T₄:

Le courant moyen dans les interrupteurs est calculé sur une demi-période de fonctionnement.

$$\overline{I_{TN}} = \frac{1}{\alpha + \beta} \int_0^{\beta} R_1 \sin \Theta d\Theta \quad (57)$$

Donc:

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1}{\alpha + \beta} (1 - \cos \beta) \quad (58)$$

Finalement:

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1 f_{SN}}{\pi} (1 - \cos \beta) \quad (59)$$

Courant moyen dans les diodes D₁ à D₄:

Le courant moyen est calculé sur une demi-période de fonctionnement.

$$\overline{I_{DN}} = \frac{1}{\alpha + \beta} \int_0^{\alpha} R_2 \sin \Theta d\Theta \quad (60)$$

Donc:

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2}{\alpha + \beta} (1 - \cos \alpha) \quad (61)$$

Ainsi:

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2 f_{SN}}{\pi} (1 - \cos \alpha) \quad (62)$$

Le courant moyen à la sortie:

Le courant moyen à la sortie est l'intégrale sur une demi-période du courant redressé qui circule dans l'interrupteur (I_{TN}) et dans une diode anti-parallèle à un interrupteur commandable qui ne conduit pas (courant dans T₁ et D₃ par exemple) (I_{DN}). Donc:

$$\overline{I_{OUT}} = \overline{I_{TN}} + \overline{I_{DN}} \quad (63)$$

A partir des équations (59) et (62) on a:

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{f_{SN}}{\pi} (R_1 + R_2 - R_2 \cos \alpha - R_1 \cos \beta) \quad (64)$$

Aussi:

$$\cos \beta_1 = \cos (\pi - \beta) = - \cos \beta$$

Or, toujours d'après le plan de phase on a:

$$R_2 \cos \alpha + R_1 \cos \beta = 2$$

D'où:

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{f_{SN}}{\pi} (R_1 + R_2 - 2) \quad (65)$$

Si l'on remplace les expressions de R_1 et R_2 dans la relation (65), on obtient:

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{2f_{SN}}{\pi} \left(-1 + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2) \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)} \right) \quad (66)$$

La tension moyenne à la sortie:

Si l'on considère que la charge est purement résistive alors:

$$\overline{V_{ON}} = R_N \overline{I_{OUTN}} \quad (67)$$

Des équations (66) et (67) on a:

$$\overline{V_{ON}} = \frac{2R_N f_{SN}}{\pi} \left(-1 + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2) \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)} \right) \quad (68)$$

En isolant V_{ON} , on obtient une équation du second ordre:

$$\left[\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} \right)^2 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right) \right] \overline{(V_{ON})^2} + \frac{2\pi}{2R_N f_{SN}} \overline{V_{ON}} - \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right) = 0 \quad (69)$$

En résolvant cette équation on ne gardera que la racine positive qui a un sens physique. L'expression de la tension moyenne à la sortie du convertisseur est donc:

$$\overline{V_{ON}} = \frac{\frac{-\pi}{2R_N f_{SN}} + \sqrt{\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} \right)^2 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right) \left[\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} \right)^2 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right) \right]}}{\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} \right)^2 + \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2f_{SN}} \right)} \quad (70)$$

1.10 Résultats des simulations pour le régime permanent:

Nous avons effectué des simulations numériques et ce, à l'aide du programme développé sur le système CYBER en Fortran. Ce programme trace la tension moyenne à la sortie (fig. 1.16), le courant moyen dans la charge (fig. 1.17 et fig. 1.18), le courant maximum dans le circuit résonnant (fig. 1.19 et fig. 1.20) et dans les diodes (fig. 1.21 et fig. 1.22), et la tension aux bornes du condensateur du circuit oscillant (fig. 1.23 et fig. 1.24) en fonction de la fréquence de fonctionnement normalisée. De plus, nous avons utilisé le progiciel ATOSEC5 [7] pour simuler le convertisseur à résonance dans le mode qui nous intéresse le plus, soit le mode de fonctionnement en quasi-résonance. La figure (1.25) illustre le courant dans l'inductance ainsi que la tension aux bornes du condensateur du circuit résonant dans le cas d'une charge intermédiaire. La figure (1.26) donne le courant dans le circuit oscillant et la tension aux bornes du condensateur du circuit résonant et ce, pour la pleine charge. À la figure (1.27), on a le courant dans le circuit oscillant qui est représenté avec les courants dans les thyristors et les diodes qui constituent le convertisseur à résonance. Finalement, à la figure (1.28) on a le courant dans un interrupteur ainsi que la tension à ses bornes.

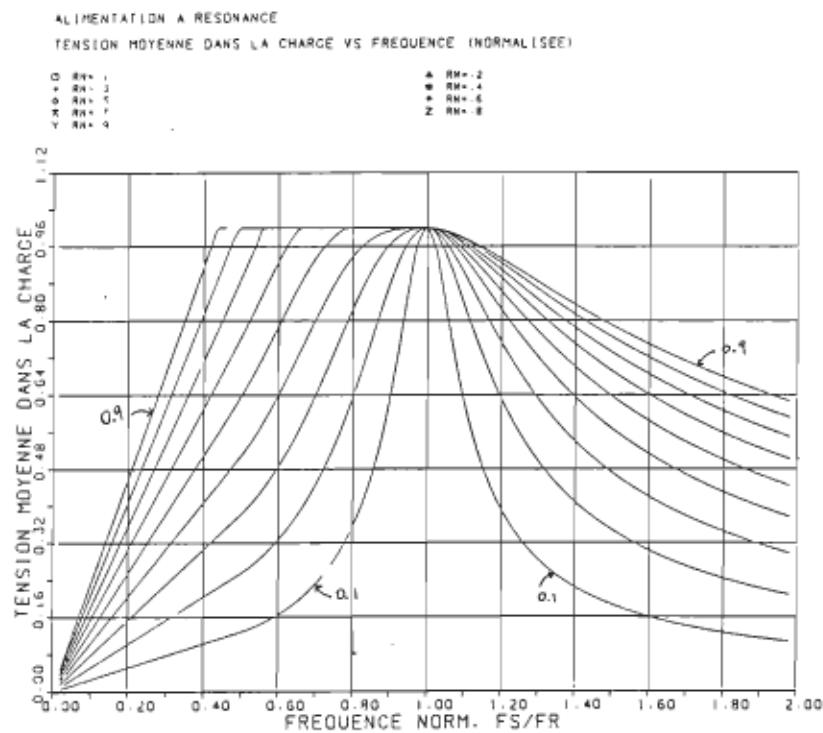


Figure 1.16. Tension de sortie vs la fréquence de fonctionnement

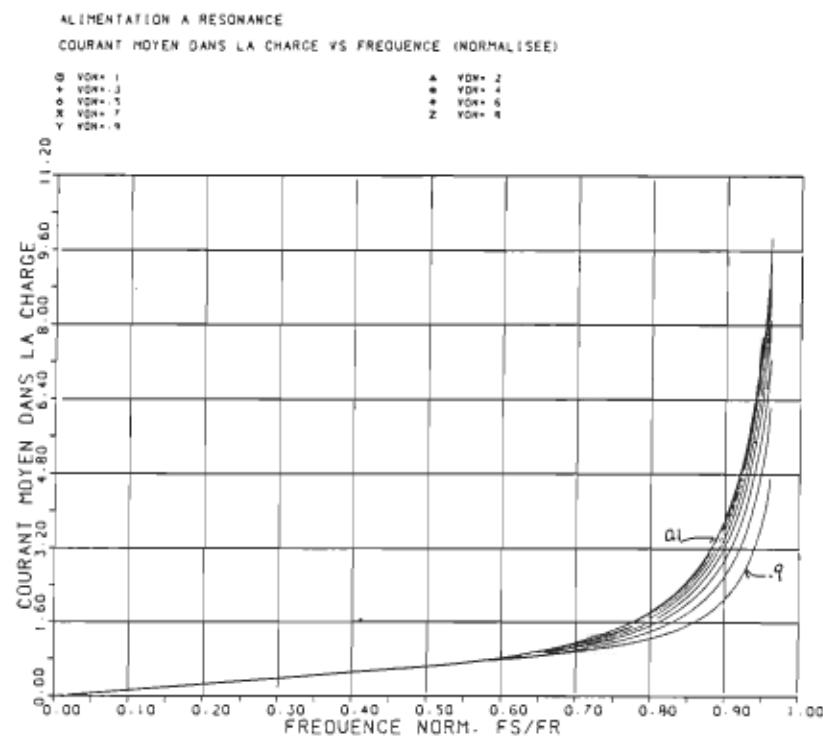


Figure 1.17. Courant moyen dans la charge vs la fréquence ($f_s < f_r$)

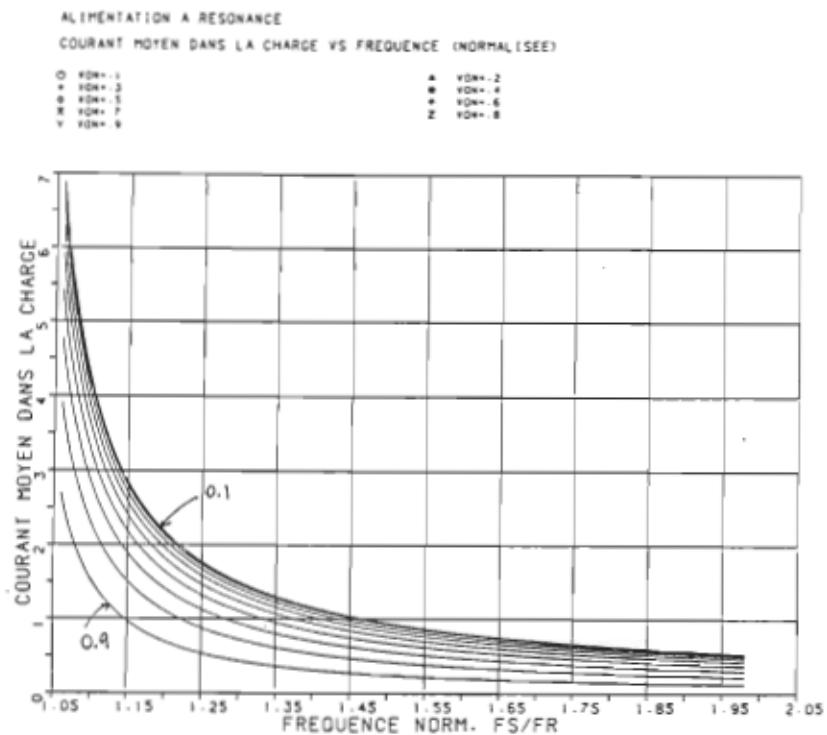


Figure 1.18. Courant moyen dans la charge vs la fréquence ($f_s > f_r$)

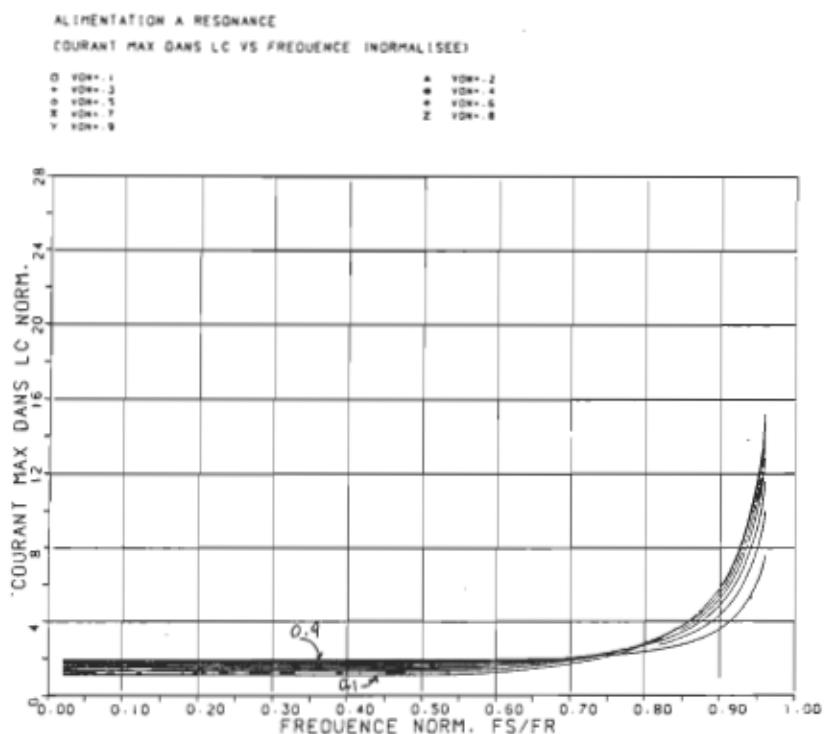


Figure 1.19. Courant max. dans LC vs la fréquence ($f_s < f_1$)

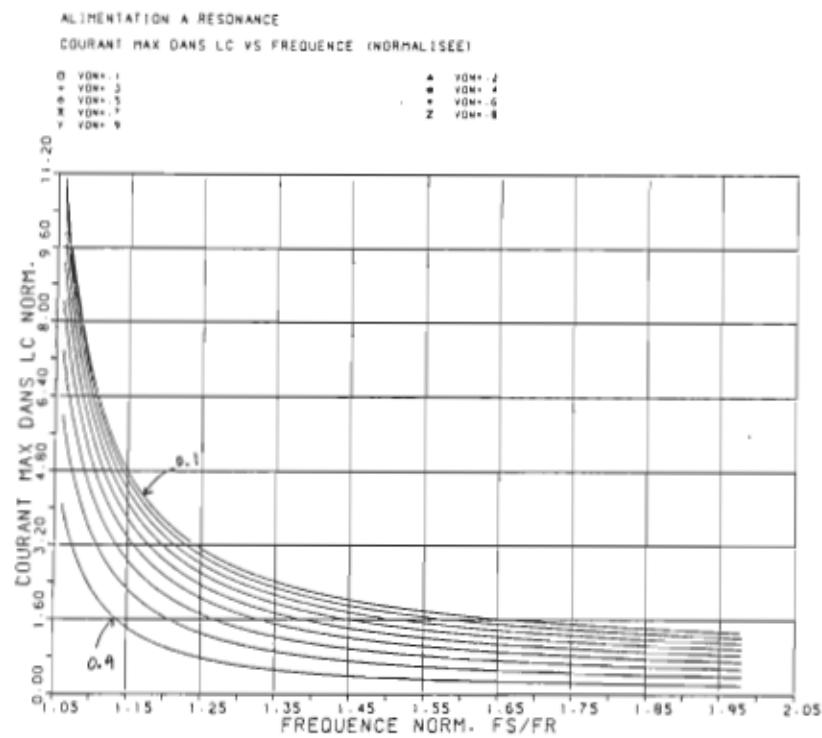


Figure 1.20. Courant max. dans LC vs la fréquence ($f_s > f_r$)

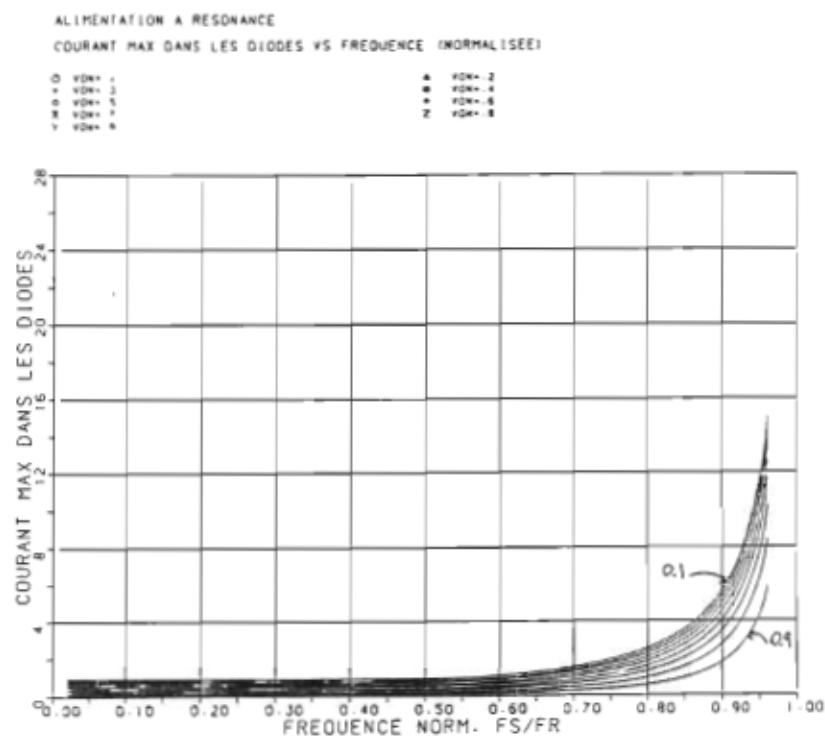


Figure 1.21. Courant max. dans les diodes vs la fréquence ($f_s < f_r$)

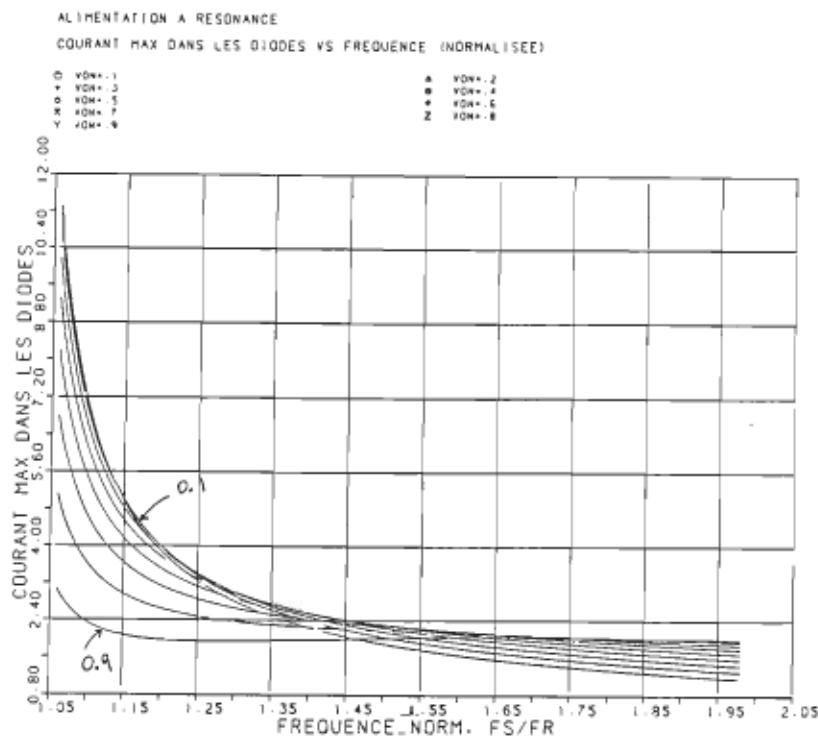


Figure 1.22. Courant max. dans les diodes vs la fréquence ($f_s > f_r$)

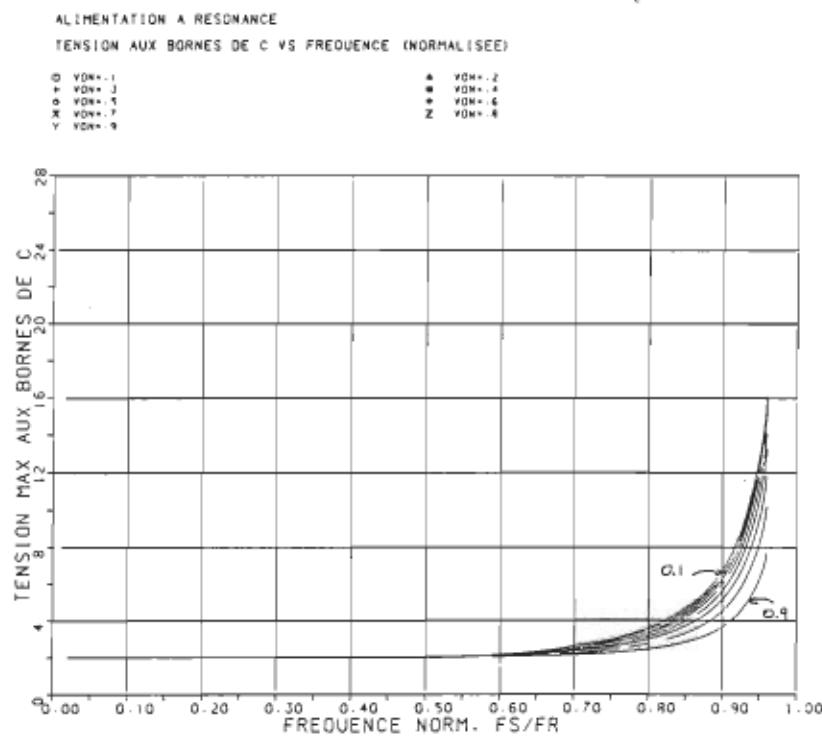


Figure 1.23. Tension aux bornes de C vs la fréquence ($f_s < f_r$)

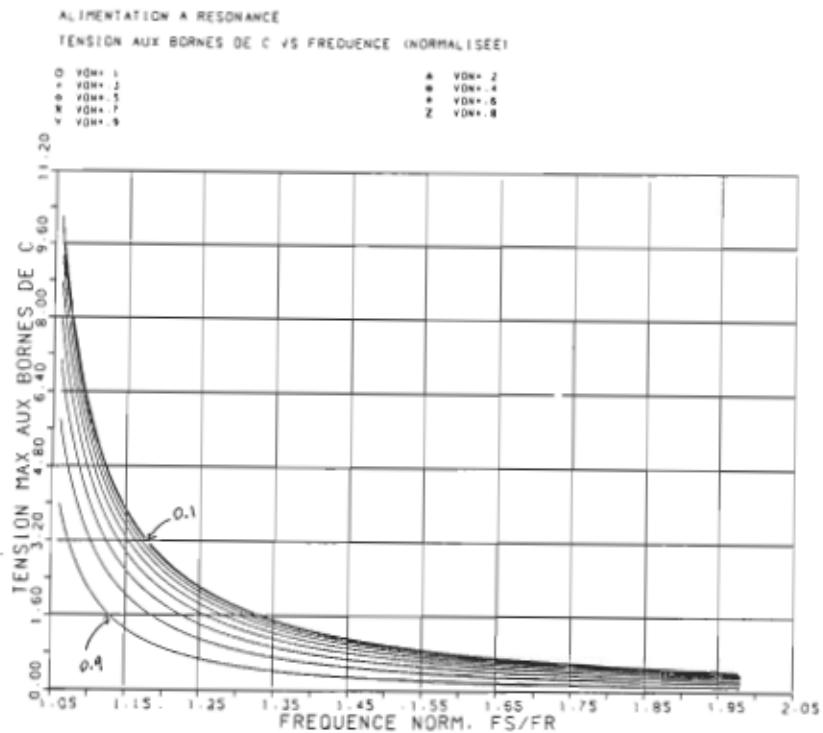


Figure 1.24. Tension aux bornes de C vs la fréquence ($f_s \geq f_r$)

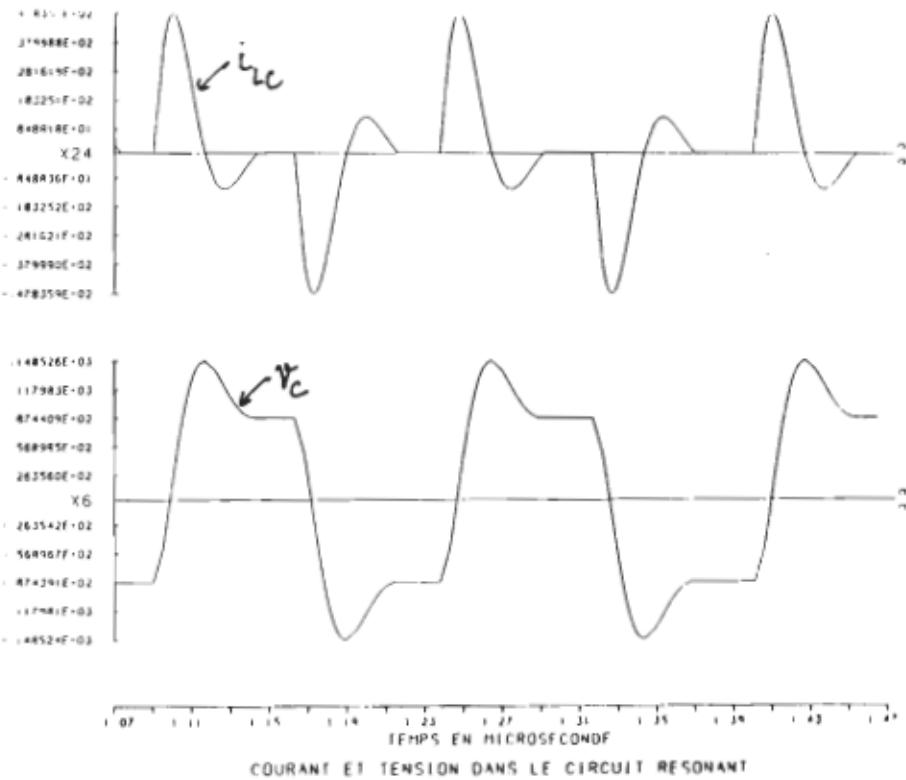


Figure 1.25. Courant dans L, tension de C (charge intermédiaire) ($tsn < 5$)

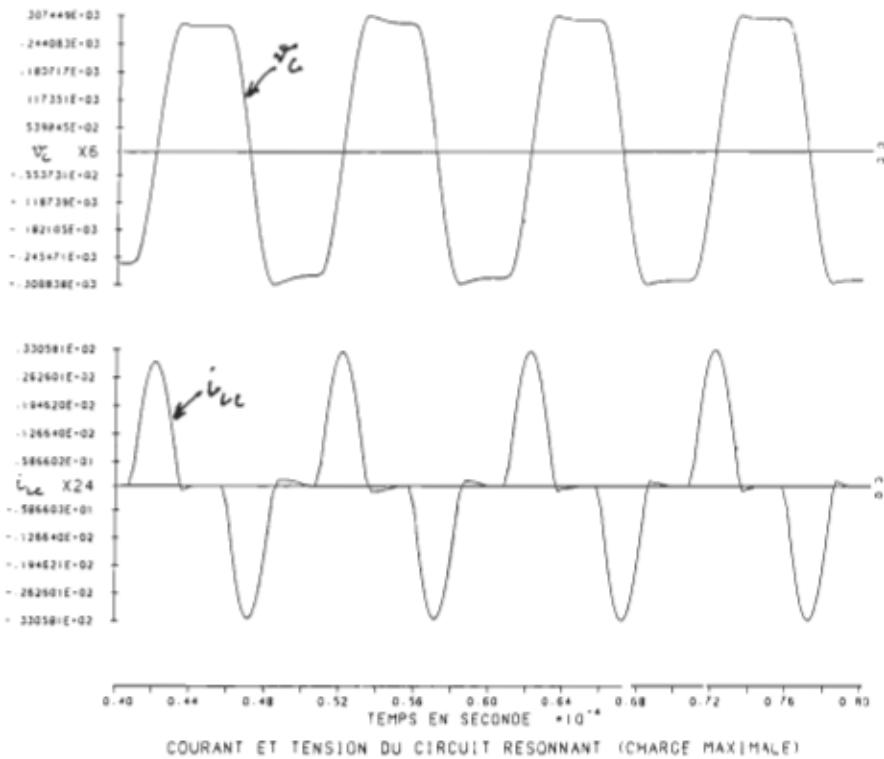


Figure 1.26. Courant dans L et tension de C (pleine charge) ($f_s < f_r/2$)

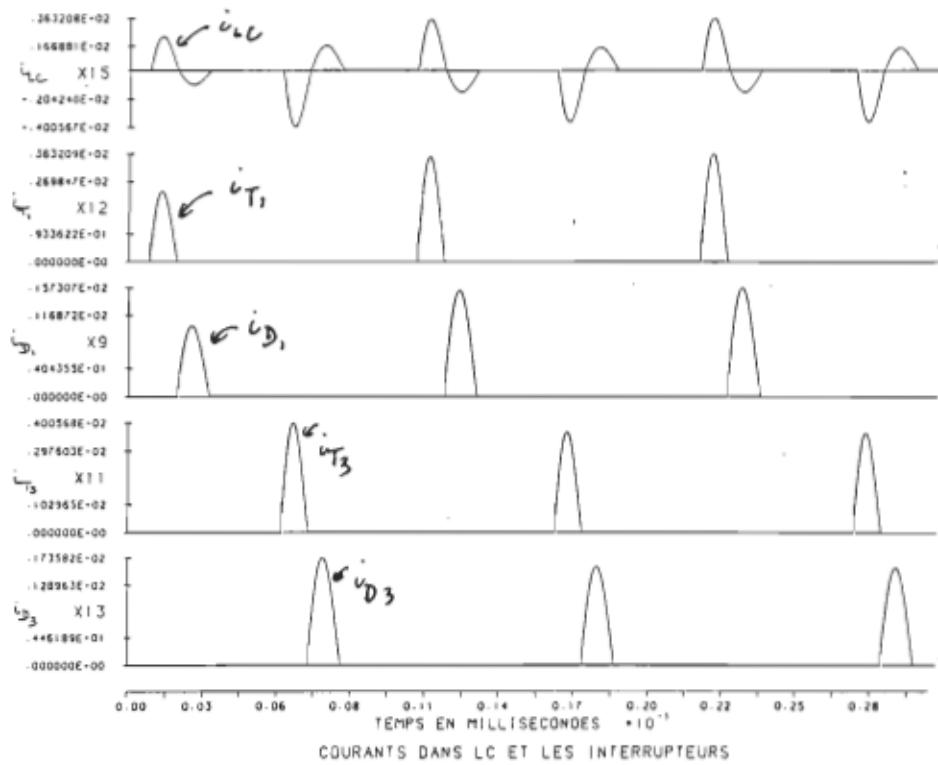


Figure 1.27. Courant dans L et dans les interrupteurs ($f_s < f_r/2$)

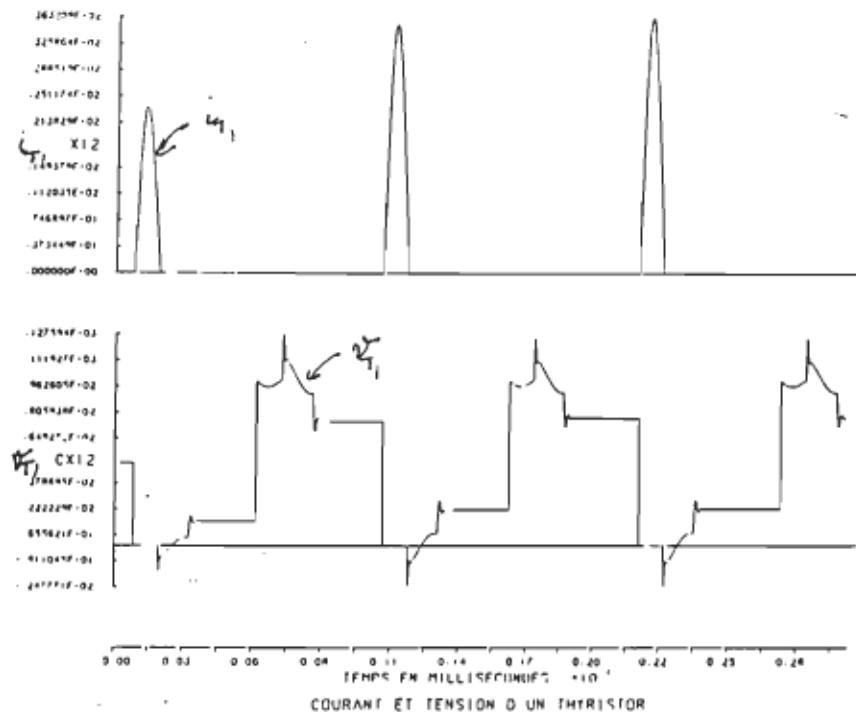


Figure 1.28. Courant et tension aux bornes d'un interrupteur ($f_s < f_r/2$)

1.11 CONCLUSION:

L'ensemble des expressions établies dans ce chapitre permet, d'une part, de tracer les caractéristiques de sortie $V_{ON}(f_{SN})$ du convertisseur à résonance série dans ses divers modes de fonctionnement et, d'autre part, de quantifier les contraintes que doivent supporter les différents éléments qui constituent le convertisseur.

La méthode d'étude "analytico-graphique" que l'on a utilisée constitue un outil précieux pour l'analyse du fonctionnement des convertisseurs à résonance. Il est à noter que cette méthode est largement utilisée avec les circuits de commutation forcée à thyristors ou bien encore pour le dimensionnement des filtres d'entrée ou de sortie des convertisseurs courant continu-courant continu.

On note aussi qu'en conduction discontinue et en régime permanent, le convertisseur à résonance série se comporte comme une source de courant dont l'amplitude est contrôlée par la fréquence.

CHAPITRE 2

ANALYSE EN REGIME DYNAMIQUE DE LA STRUCTURE

2.1 INTRODUCTION:

Dans cette étude, nous allons chercher à attribuer au convertisseur à résonance une fonction de transfert (gain, fréquence de coupure). La non-linéarité des caractéristiques statiques du système nous amène à linéariser la caractéristique $V_{ON} = f(f_{SN})$ autour d'un point de fonctionnement. Ainsi, on ne considérera que les faibles variations vis-à-vis de l'amplitude de la tension de sortie (courant de sortie) en ce point d'opération.

L'analyse en petit signal permet d'obtenir une fonction de transfert liant la tension de sortie à la tension d'entrée et une fonction de transfert liant la tension de sortie à la variable de commande, soit la fréquence. Cela nous permettra de calculer, en utilisant les méthodes classiques (Bode, Nyquist,...), un circuit de régulation [8] qui répond aux spécifications demandées par le cahier de charge (temps de réponse du système, dépassement...).

2.2 Hypothèses simplificatrices:

Les hypothèses citées au paragraphe 1.4 restent valables. De plus, on considère que la tension de sortie reste fixe sur un demi-cycle de fonctionnement ainsi que la variable de commande. Dans ces conditions, l'étage haute fréquence reste en régime permanent.

2.3 Variables d'état:

Dans le cas présent, les variables d'état sont:

Le courant dans l'inductance: X_1

La tension aux bornes du condensateur du circuit résonant: X_2

La tension aux bornes du condensateur de sortie C_0 : X_3

On notera que V_{IN} ne sera une variable que lors de la détermination de la fonction de transfert V_{ON}/V_{IN} . De plus, dans ce cas, les variations de la fréquence ne seront pas considérées. De même, quand on déterminera la fonction de transfert V_{ON}/f_{SN} , la tension V_{IN} deviendra une variable indépendante.

2.4 Modèle pour $f_{SN} \leq 1$:

2.4.1 Modèle pour $f_{SN} \leq 0.5$:

Dans le cas où $f_{SN} < 0.5$, on déduit directement, à partir de l'équation (46), la fonction de transfert, soit:

$$\frac{V_{ON}(s)}{f_{SN}(s)} = \frac{4R_N}{\pi}$$

2.4.2 Modèle d'état pour $0.5 \leq f_{SN} \leq 1$:

Dans le cas où $0.5 < f_{SN} < 1$, on a, d'après le plan de phase (figure 1.8):

$$v_{CN} = 1 + V_{ON} + R_2 \cos \alpha$$

Donc:

$$X_2(k+1) = V_{IN}(k) + V_{ON}(k) + R_2 \cos \alpha \quad (71)$$

Il est à noter que dans ce mode d'opération, les interrupteurs fonctionnent en thyristor, donc le contrôle de la puissance à la sortie est effectué en gérant le temps de conduction des diodes, c'est-à-dire l'angle α . Ceci nous amène à exprimer nos variables d'état en fonction de l'angle α qui devient le paramètre de contrôle. Ainsi, d'après l'équation (13) on a:

$$X_1(k+1) = R_2 \sin \alpha \quad (72)$$

Avec "k" représentant le kième cycle où il y a eu perturbation.

La troisième équation est donnée par:

$$i_{out} = i_{co} + i_R = C_0 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R} \quad (73)$$

Si on normalise cette équation, on obtient:

$$\frac{i_{out}}{I_{Base}} = \frac{C_0}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{ER} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (74)$$

Or: $\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{R_N}$ Et, $\frac{1}{E} dv_0 = dv_{ON}$

Aussi: $\frac{C_0 \sqrt{L}}{\sqrt{C} dt} = \frac{C_0 \sqrt{CL}}{C dt} = \frac{C_0}{C 2\pi f r dt} = \frac{C_0}{C} \frac{1}{2\pi} \frac{1}{dt_n}$

Donc, nous normaliserons C_0 par rapport à C ($C_0/C = m$). L'expression (74) devient alors:

$$i_{ON} = \frac{m}{2\pi} \frac{dv_{ON}}{dt_n} + \frac{V_{ON}}{R_{LN}} \quad (75)$$

La valeur moyenne de i_{outN} calculée sur un demi-cycle est donnée par l'équation (21), soit:

$$\frac{2}{T_{SN}} \int_0^\delta i_{onN} dt_n = \frac{F_{SN}}{\pi} \left[R_1(1-\cos\beta) + R_2(1-\cos\alpha) \right] \quad (76)$$

Avec: $\delta = \frac{1}{2F_{SN}}$

De même, on calcule la valeur moyenne sur un demi-cycle du terme de droite de l'équation (75):

$$\frac{2F_{SN}m}{2\pi} \int_0^{\delta} dV_{ON} + \frac{V_{ON}}{R_N} \int_0^{\delta} dt_n = \frac{m F_{SN}}{\pi} [X_3(k+1) - X_3(k)] + \frac{X_3(k)}{R_N} \quad (77)$$

Donc, les équations (75), (76) et (77) nous donnent finalement:

$$\frac{F_{SN}}{\pi} [R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha)] = \frac{m F_{SN}}{\pi} [X_3(k+1) - X_3(k)] + \frac{X_3(k)}{R_N} \quad (78)$$

D'où l'on tire l'expression de $X_3(k+1)$, soit:

$$X_3(k+1) = \left[1 - \frac{\pi}{mR_N F_{SN}(k)} \right] X_3(k) + \frac{1}{m} [R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha)]$$

Les équations (71), (72) et (78) forment le système d'équations qui décrit le système:

$$X_i(k+1) = g_i(X(k), f_{SN}(k), V_{IN}(k))$$

Soit:

$$g_1 = R_2 \sin\alpha$$

$$g_2 = V_{IN} + X_3 + R_2 \cos\alpha$$

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{mR_N f_{SN}(k)} \right) X_3 + \frac{1}{m} (R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha))$$

Maintenant, on va décomposer en série de Taylor et garder juste les deux premiers termes afin de linéariser et d'obtenir la matrice de transition [A] et les matrices de contrôle [B] et [C]:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial X_1} & \frac{\partial g_1}{\partial X_2} & \frac{\partial g_1}{\partial X_3} \\ \frac{\partial g_2}{\partial X_1} & \frac{\partial g_2}{\partial X_2} & \frac{\partial g_2}{\partial X_3} \\ \frac{\partial g_3}{\partial X_1} & \frac{\partial g_3}{\partial X_2} & \frac{\partial g_3}{\partial X_3} \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} \\ \frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} \\ \frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} \\ \frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} \\ \frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} \end{bmatrix}$$

Il faut donc exprimer R_1 , R_2 , α et β en fonction de X_1 , X_2 , et X_3 . On a donc, d'après le plan de phase:

$$R_1 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}$$

$$R_2 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2} - 2X_3$$

$$\beta = \pi - \operatorname{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{F_{SN}} - \pi + \operatorname{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

2.4.2.1 Calcul des termes de la matrice de transition [A]:

Dérivées partielles de g_1 par rapport à X_1 , X_2 et X_3 :

La fonction g_1 est donnée par:

$$g_1 = R_2 \sin\alpha$$

Donc:

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_1} = \frac{\partial R_2}{\partial X_1} \sin\alpha + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_1} \cos\alpha$$

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_1} = \frac{X_1}{R_1} \sin\alpha + \frac{R_2}{R_1^2} (V_{IN} - X_3 + X_2) \cos\alpha$$

Aussi:

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_2} = \frac{\partial R_2}{\partial X_2} \sin\alpha + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \cos\alpha$$

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_2} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} \sin\alpha - \frac{R_2}{R_1^2} X_1 \cos\alpha$$

D'autre part:

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_3} = \frac{\partial R_2}{\partial X_3} \sin\alpha + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_3} \cos\alpha$$

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_3} = - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2 + 2R_1)}{R_1} \sin\alpha + \frac{R_2}{R_1^2} X_1 \cos\alpha$$

Dérivées partielles de g_2 par rapport à X_1 , X_2 et X_3 :

La fonction g_2 est donnée par:

$$g_2 = V_{IN} + X_3 + R_2 \cos\alpha$$

Donc:

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_1} = \frac{\partial R_2}{\partial X_1} \cos\alpha - R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_1} \sin\alpha$$

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_1} = \frac{X_1}{R_1} \cos\alpha - \frac{R_2}{R_1^2} (V_{IN} - X_3 + X_2) \sin\alpha$$

Aussi:

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_2} = \frac{\partial R_2}{\partial X_2} \cos\alpha - R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \sin\alpha$$

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_2} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} \cos\alpha + \frac{R_2}{R_1^2} X_1 \sin\alpha$$

D'autre part:

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_3} = \frac{\partial R_2}{\partial X_3} \cos\alpha - R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_3} \sin\alpha + 1$$

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_3} = -\frac{(V_{IN} - X_3 + X_2 + 2R_1)}{R_1} \cos\alpha - \frac{R_2}{R_1^2} X_1 \sin\alpha + 1$$

Dérivées partielles de g_3 par rapport à X_1 , X_2 et X_3 :

La fonction g_3 est donnée par:

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{mR_N f_{SN}}\right) X_3 + \frac{1}{m} \left[R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha) \right]$$

Ainsi:

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m} \left[\frac{\partial R_1}{\partial X_1} (1 - \cos\beta) + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_1} \sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_1} (1 - \cos\alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_1} \sin\alpha \right]$$

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m} \left[\frac{X_1}{R_1} (2 - \cos\beta - \cos\alpha) + \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1^2} (-R_1 \sin\beta + R_2 \sin\alpha) \right]$$

Aussi:

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m} \left[\frac{\partial R_1}{\partial X_2} (1 - \cos \beta) + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_2} \sin \beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_2} (1 - \cos \alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \sin \alpha \right]$$

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m} \left[\frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} (2 - \cos \beta - \cos \alpha) + \frac{X_1}{R_1^2} (R_1 \sin \beta - R_2 \sin \alpha) \right]$$

D'autre part on a:

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m} \left[\frac{\partial R_1}{\partial X_3} (1 - \cos \beta) + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_3} \sin \beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_3} (1 - \cos \alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_3} \sin \alpha \right] + \left(1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}} \right)$$

Si on pose que:

$$A = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} \quad B = \left(1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}} \right)$$

On a alors:

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m} \left[-A(2 - \cos \beta - \cos \alpha) - 2(1 - \cos \alpha) + \frac{X_1}{R_1^2} (-R_1 \sin \beta + R_2 \sin \alpha) \right] + B$$

2.4.2.2 Calcul des termes de la matrice de contrôle [B]:

Dérivées des fonctions g_1 , g_2 et g_3 par rapport à f_{SN} :

On a:

$$g_1 = R_2 \sin \alpha$$

Donc:

$$\frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} = R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial f_{SN}} \cos \alpha \quad \text{Ainsi;} \quad \frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} = -\frac{\pi R_2}{f_{SN}^2} \cos \alpha$$

Aussi:

$$g_2 = V_{IN} + X_3 + R_2 \cos \alpha$$

D'où:

$$\frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} = -R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial f_{SN}} \sin \alpha \quad \text{Donc;} \quad \frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi R_2}{f_{SN}^2} \sin \alpha$$

De plus, on a:

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}}\right) X_3 + \frac{1}{m} \left[R_1 (1 - \cos \beta) + R_2 (1 - \cos \alpha) \right]$$

Donc:

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi X_3}{m R_N f_{SN}^2} + \frac{1}{m} \left[R_1 \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} \sin \beta + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial f_{SN}} \sin \alpha \right]$$

Ceci donne:

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi}{f_{SN}^2} \left[\frac{X_3}{m R_N} - \frac{R_2}{m} \sin \alpha \right]$$

2.4.2.3 Calcul des termes de la matrice de contrôle [C]:

Dérivées des fonctions g_1 , g_2 et g_3 par rapport à V_{IN} :

On a:

$$g_1 = R_2 \sin \alpha$$

Donc:

$$\frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} = \frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}} \sin\alpha + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}} \cos\alpha$$

$$\frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} \sin\alpha - \frac{R_2 X_1}{R_1^2} \cos\alpha$$

Aussi:

$$g_2 = V_{IN} + X_3 + R_2 \cos\alpha$$

D'où:

$$\frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} = 1 + \frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}} \cos\alpha - R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}} \sin\alpha$$

$$\frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} = 1 + \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} \cos\alpha - \frac{R_2 X_1}{R_1^2} \sin\alpha$$

D'autre part on a:

$$g_3 = \frac{1}{m} \left[R_1 (1 - \cos\beta) + R_2 (1 - \cos\alpha) \right] + \left[1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}} \right] X_3$$

Ainsi:

$$\frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} = \frac{1}{m} \left[\frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}} (1 - \cos\beta) + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial V_{IN}} \sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}} (1 - \cos\alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}} \sin\alpha \right]$$

$$\frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} = \frac{1}{m} \left[\frac{V_{IN} - X_3 + X_2}{R_1} (2 - \cos\beta - \cos\alpha) + \frac{X_1}{R_1^2} (R_2 \sin\alpha - R_1 \sin\beta) \right]$$

2.5 Modèle d'état pour $f_{SN} > 1$:

Dans le cas où $f_{SN} > 1$, on a, d'après le plan de phase (figure 1.15):

$$v_{CN} = 1 - V_{ON} + R_1 \cos \beta$$

Donc:

$$X_2(k+1) = V_{IN}(k) - V_{ON}(k) + R_1 \cos \beta \quad (79)$$

Il est à noter que dans ce mode d'opération les interrupteurs fonctionnent en thyristor dual, donc le contrôle de la puissance à la sortie est effectué en contrôlant le temps de conduction des interrupteurs, c'est-à-dire l'angle β . Ceci nous amène à exprimer nos variables d'état en fonction de l'angle β qui devient le paramètre de contrôle. Ainsi, d'après l'équation (56) on a:

$$X_1(k+1) = R_1 \sin \beta \quad (80)$$

Avec "k" représentant le kème cycle où il y a eu perturbation.

De la même manière que dans le cas où la fréquence de fonctionnement est $0.5 < f_{SN} < 1$, on tire l'expression de $X_3(k+1)$:

$$X_3(k+1) = \left[1 - \frac{\pi}{m R_N F_{SN}(k)} \right] X_3(k) + \frac{1}{m} \left[R_1(1 - \cos \beta) + R_2(1 - \cos \alpha) \right] \quad (81)$$

Les équations (79), (80) et (81) forment le nouveau système d'équations qui décrit le système:

$$X_i(k+1) = g_i(X(k), f_{SN}(k), V_{IN}(k))$$

Soit:

$$g_1 = R_1 \sin \beta$$

$$g_2 = V_{IN} - X_3 + R_1 \cos \beta$$

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}(k)} \right) X_3 + \frac{1}{m} (R_1(1 - \cos \beta) + R_2(1 - \cos \alpha))$$

Comme dans le cas précédent, on va décomposer en série de Taylor et garder juste les deux premiers termes afin de linéariser et d'obtenir la matrice de transition [A] et les matrices de contrôle [B] et [C]:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial X_1} & \frac{\partial g_1}{\partial X_2} & \frac{\partial g_1}{\partial X_3} \\ \frac{\partial g_2}{\partial X_1} & \frac{\partial g_2}{\partial X_2} & \frac{\partial g_2}{\partial X_3} \\ \frac{\partial g_3}{\partial X_1} & \frac{\partial g_3}{\partial X_2} & \frac{\partial g_3}{\partial X_3} \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} \\ \frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} \\ \frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} \\ \frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} \\ \frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} \end{bmatrix}$$

Donc, il faut exprimer R_1 , R_2 , α et β en fonction de X_1 , X_2 , et X_3 . On a donc, d'après le plan de phase:

$$R_2 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}$$

$$R_1 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2} - 2X_3$$

$$\alpha = \pi - \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

$$\beta = \frac{\pi}{F_{SN}} - \pi + \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

2.5.1 Calcul des termes de la matrice de transition [A]:

Dérivées partielles de g_1 par rapport à X_1 , X_2 et X_3 :

La fonction g_1 est donnée par:

$$g_1 = R_2 \sin\alpha$$

Donc:

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_1} = \frac{\partial R_1}{\partial X_2} \sin\beta + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_1} \cos\beta$$

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_1} = \frac{X_1}{R_2} \sin\beta + \frac{R_1}{R_2^2} (V_{IN} - X_3 + X_2) \cos\beta$$

Aussi:

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_2} = \frac{\partial R_1}{\partial X_2} \sin\beta + R_1 \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \cos\beta$$

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_2} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2} \sin\beta - \frac{R_1}{R_2^2} X_1 \cos\beta$$

D'autre part:

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_3} = \frac{\partial R_1}{\partial X_3} \sin\beta + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_3} \cos\beta$$

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_3} = - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2 + 2R_2)}{R_2} \sin\beta + \frac{R_1}{R_2^2} X_1 \cos\beta$$

Dérivées partielles de g_2 par rapport à X_1 , X_2 et X_3 :

La fonction g_2 est donnée par:

$$g_2 = V_{IN} - X_3 + R_1 \cos\beta$$

Donc:

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_1} = \frac{\partial R_1}{\partial X_1} \cos\beta - R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_1} \sin\beta$$

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_1} = \frac{X_1}{R_2} \cos\beta - \frac{R_1}{R_2^2} (V_{IN} - X_3 + X_2) \sin\beta$$

Aussi:

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_2} = \frac{\partial R_1}{\partial X_2} \cos\beta - R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_2} \sin\beta$$

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_2} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2} \cos\beta + \frac{R_1}{R_2^2} X_1 \sin\beta$$

D'autre part:

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_3} = \frac{\partial R_1}{\partial X_3} \cos\beta - R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_3} \sin\beta - 1$$

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_3} = -\frac{(V_{IN} - X_3 + X_2 + 2R_2)}{R_2} \cos\beta - \frac{R_1}{R_2^2} X_1 \sin\beta - 1$$

Dérivées partielles de g_3 par rapport à X_1 , X_2 et X_3 :

La fonction g_3 est donnée par:

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{mR_N f_{SN}}\right) X_3 + \frac{1}{m} \left[R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha) \right]$$

Ainsi:

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m} \left[\frac{\partial R_1}{\partial X_1} (1 - \cos\beta) + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_1} \sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_1} (1 - \cos\alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_1} \sin\alpha \right]$$

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m} \left[\frac{X_1}{R_2} (2 - \cos\beta - \cos\alpha) + \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2^2} (-R_2 \sin\alpha + R_1 \sin\beta) \right]$$

Aussi:

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m} \left[\frac{\partial R_1}{\partial X_2} (1 - \cos\beta) + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_2} \sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_2} (1 - \cos\alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \sin\alpha \right]$$

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m} \left[\frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2} (2 - \cos\beta - \cos\alpha) + \frac{X_1}{R_2^2} (R_2 \sin\alpha - R_1 \sin\beta) \right]$$

D'autre part on a:

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m} \left[\frac{\partial R_1}{\partial X_3} (1 - \cos \beta) + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_3} \sin \beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_3} (1 - \cos \alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_3} \sin \alpha \right] + \left(1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}} \right)$$

Si on pose que:

$$A = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2} \quad B = \left(1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}} \right)$$

On a alors:

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m} \left[-A(2 - \cos \beta - \cos \alpha) - 2(1 - \cos \beta) + \frac{X_1}{R_2^2} (R_1 \sin \beta - R_2 \sin \alpha) \right] + B$$

2.5.2 Calcul des termes de la matrice de contrôle [B]:

Dérivées des fonctions g_1 , g_2 et g_3 par rapport à f_{SN} :

On a:

$$g_1 = R_1 \sin \beta$$

Donc:

$$\frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} = R_1 \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} \cos \beta \quad \text{Ainsi;} \quad \frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} = \frac{-\pi R_1}{f_{SN}^2} \cos \beta$$

Aussi:

$$g_2 = V_{IN} - X_3 + R_1 \cos \beta$$

D'où:

$$\frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} = -R_1 \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} \sin \beta \quad \text{Donc;} \quad \frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi R_1}{f_{SN}^2} \sin \beta$$

De plus, on a:

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{mR_N f_{SN}}\right) X_3 + \frac{1}{m} \left[R_1 (1 - \cos\beta) + R_2 (1 - \cos\alpha) \right]$$

Donc:

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi X_3}{m R_N f_{SN}^2} - \frac{1}{m} R_1 \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} \sin\beta$$

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi}{f_{SN}^2} \left[\frac{X_3}{m R_N} - \frac{R_1}{m} \sin\beta \right]$$

2.5.3 Calcul des termes de la matrice de contrôle [C]:

Dérivées partielles de g_1 , g_2 et g_3 par rapport à V_{IN} :

On a:

$$g_1 = R_1 \sin\beta$$

Donc:

$$\frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} = \frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}} \sin\beta + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial V_{IN}} \cos\beta$$

$$\frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2} \sin\alpha - \frac{R_1 X_1}{R_2^2} \cos\beta$$

Aussi:

$$g_2 = V_{IN} - X_3 + R_1 \cos\beta$$

D'où:

$$\frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} = 1 + \frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}} \cos\beta - R_1 \frac{\partial \beta}{\partial V_{IN}} \sin\beta$$

$$\frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} = 1 + \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2} \cos \alpha - \frac{R_1 X_1}{R_2^2} \sin \alpha$$

D'autre part on a:

$$g_3 = \frac{1}{m} \left[R_1(1-\cos\beta) + R_2(1-\cos\alpha) \right] + \left[1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}} \right] X_3$$

Ainsi:

$$\frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} = \frac{1}{m} \left[\frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}}(1-\cos\beta) + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial V_{IN}} \sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}}(1-\cos\alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}} \sin\alpha \right]$$

$$\frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} = \frac{1}{m} \left[\frac{V_{IN} - X_3 + X_2}{R_2} (2 - \cos\beta - \cos\alpha) + \frac{X_1}{R_2^2} (R_2 \sin\alpha - R_1 \sin\beta) \right]$$

2.6 Fonction de transfert $V_{on}(z)/F_{sn}(z)$:

Pour déduire la fonction de transfert liant la tension de sortie (V_{on}) à la variable de commande (F_{sn}), on suppose que la tension d'entrée normalisée soit constante et égale à 1. Ainsi, la matrice de contrôle $[C]$ est nulle et la perturbation $V_{in}(k)$ est aussi nulle. Finalement, on applique la transformée en "z" aux équations d'état car on considère que la tension de sortie reste constante (hypothèse) sur un demi-cycle (système échantillonné) on obtient alors:

$$X(z) = [zI - A]^{-1} B F_{sn}(z)$$

2.7 Fonction de transfert $V_{on}(z)/V_{in}(z)$:

Pour déduire la fonction de transfert liant la tension de sortie (V_{on}) à la tension d'entrée (V_{in}), on assume que la fréquence d'opération normalisée est constante. Ainsi, la matrice de contrôle $[B]$ est nulle. Donc, si on applique la transformée en "z" aux équations d'état on obtient:

$$X(z) = [zI - A]^{-1} C V_{in}(z)$$

2.8 Diagramme de Bode normalisé:

Le diagramme de Bode normalisé peut être tracé en utilisant les fonctions de transfert en "z". Pour obtenir la fonction de transfert équivalente dans le domaine de Laplace, on utilisera la transformation bilinéaire soit:

$$z = \frac{1 + s}{1 - s}$$

Il est à noter aussi que la pulsation doit être changée car:

$$\omega_s = \operatorname{tg}(\omega_N T/2) \quad \text{Avec, } T = 1/(2F_{sn})$$

Ainsi:

$$\omega_N = 4 F_{sn} \operatorname{tg}^{-1}(\omega_s)$$

ω_s étant la pulsation dans le plan "s" et ω_N la pulsation dans le diagramme de Bode normalisé.

2.9 Résultats des simulations pour le régime dynamique:

Les courbes montrées aux figures 2.1 à 2.5 montrent l'évolution du gain statique, la bande passante ainsi que l'évolution de la phase du système pour des perturbations à différentes fréquences. Ces courbes sont utilisées pour le calcul d'un circuit régulateur qui sera intégré dans la boucle de contre-réaction. De plus, l'analyse de ces courbes du diagramme de Bode montre que le système se comporte comme un système du premier ordre. Sa fréquence de coupure est dictée par la constante de temps de la charge.

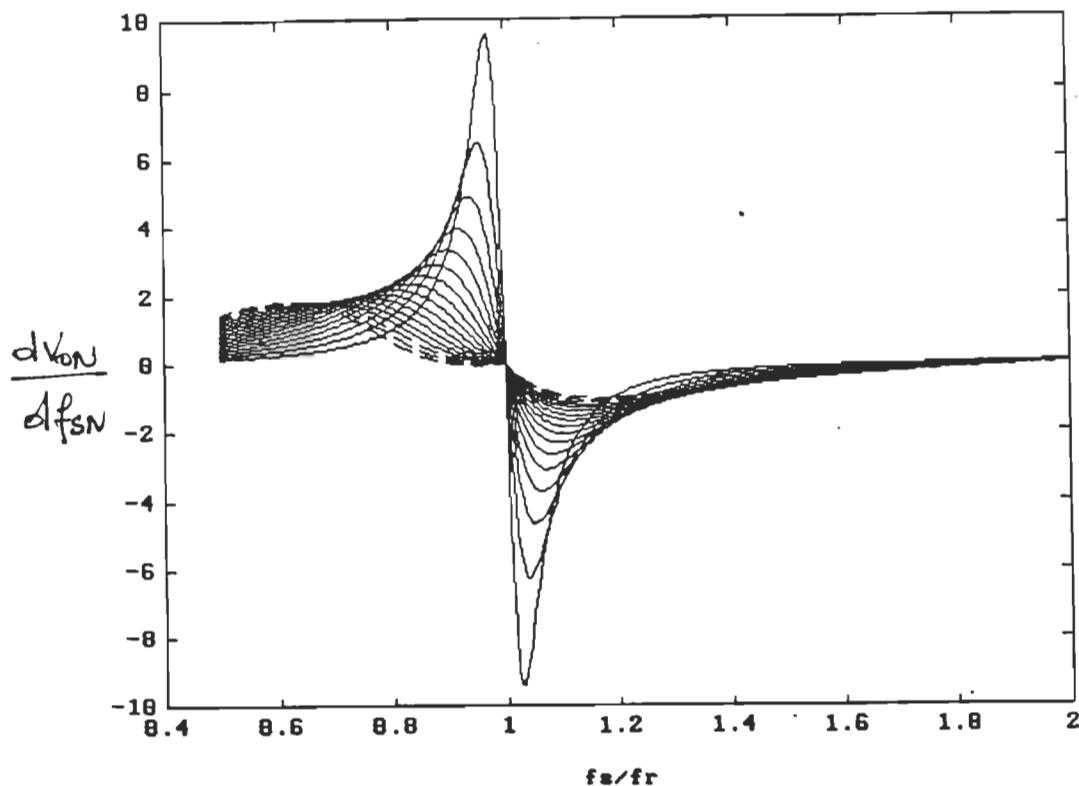


Figure 2.1. Gain statique de la fonction de transfert Von/Fsn

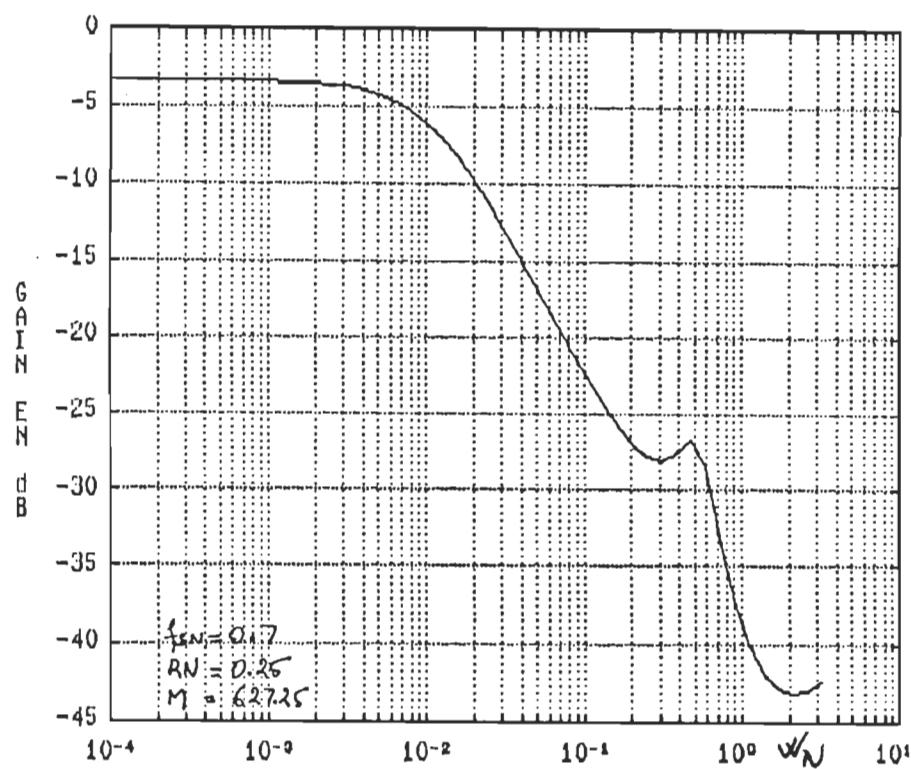


Figure 2.2. Diagramme de Bode, gain versus fréquence(Fsn<1)

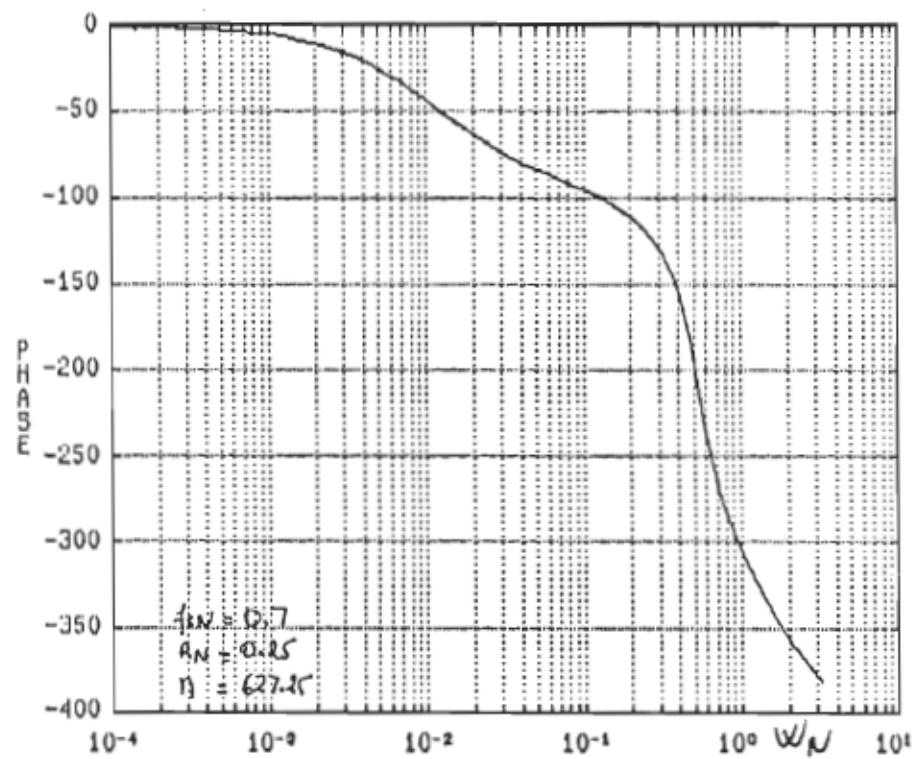


Figure 2.3. Diagramme de Bode, phase versus fréquence($F_{sn} \leq 1$)

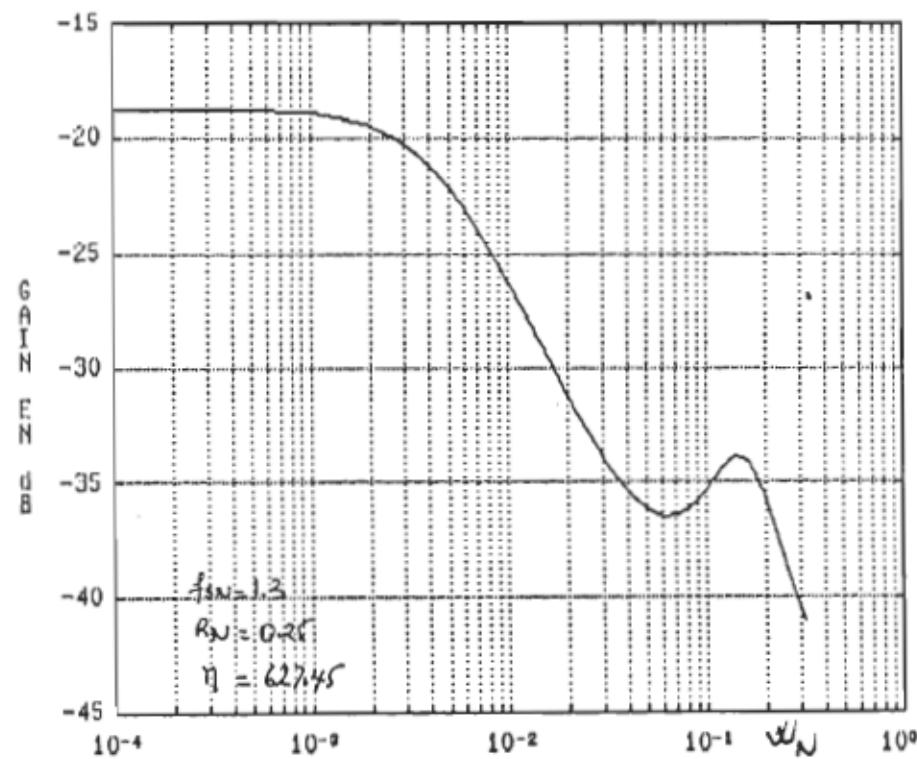


Figure 2.4. Diagramme de Bode, gain versus fréquence($F_{sn} \geq 1$)

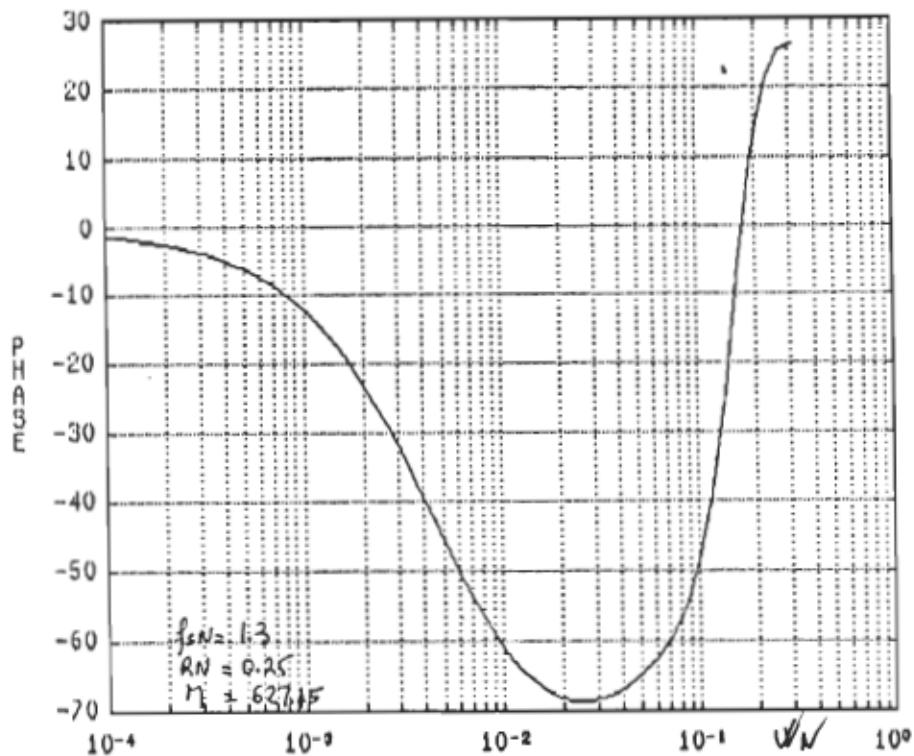


Figure 2.5. Diagramme de Bode, phase versus fréquence ($f_{SN} > 1$)

2.10 CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons cherché à attribuer au convertisseur une fonction de transfert. La non-linéarité des caractéristiques statiques nous a amené à linéariser la caractéristique $V_{ON}(f_{SN})$ autour d'un point de fonctionnement. Donc, on n'a considéré que les faibles perturbations.

L'analyse en petit signal permet d'obtenir une fonction de transfert liant la tension de sortie à la tension d'entrée et une fonction de transfert liant la tension de sortie à la variable de commande, soit la fréquence.

L'analyse des courbes du diagramme de Bode montre que le système se comporte comme un système du premier ordre. Sa fréquence de coupure est dictée par la constante de temps de la charge.

CHAPITRE 3

DIMENSIONNEMENT ET CHOIX DES INTERRUPEURS

3.1 INTRODUCTION:

Le dimensionnement d'un convertisseur statique consiste en la détermination des diverses contraintes que doivent subir ses éléments constituants. Ces contraintes sont établies à partir de la connaissance du cahier des charges qui définit, notamment, la puissance de sortie et les conditions dans lesquelles cette puissance doit être délivrée, la tension d'alimentation et ses variations et, éventuellement, la fréquence de fonctionnement qui peut être aussi imposée par la technologie adoptée.

Dans le cas particulier du convertisseur à résonance série, la tenue en tension de tous les interrupteurs est entièrement déterminée par les tensions d'entrée et de sortie qui sont données par le cahier des charges. Le dimensionnement consiste donc à définir l'inductance L et le condensateur C du circuit oscillant, le rapport de transformation n du transformateur haute fréquence, et à préciser le calibre en courant dans les interrupteurs. Il est à noter que le courant crête dans les interrupteurs est très grand (mauvais facteur de forme). Ainsi, ce mode de fonctionnement n'est envisageable qu'avec des composants dimensionnés en courant efficace (thyristor, GTO, COMFET...). De plus, les contraintes que subissent les composants étant dépendantes du cahier des charges mais aussi des valeurs de L , C et n , il est impératif de disposer d'une méthode de dimensionnement qui conduit à un circuit satisfaisant ce cahier des charges, dans laquelle les contraintes subies par les composants sont bien définies et gérées.

3.2 Hypothèses simplificatrices:

Pour effectuer ce dimensionnement, les interrupteurs sont supposés parfaits. Les tensions d'alimentation d'entrée et de sortie sont parfaitement filtrées. Les pertes dans les inductances et les condensateurs sont négligeables. L'inductance de fuite du transformateur est comprise dans l'inductance L du circuit oscillant. Le courant magnétisant est négligeable. Dans le cadre de ces

hypothèses, on dispose par ailleurs des résultats de l'étude analytique en régime permanent du convertisseur à résonance série. Enfin, il est bien évident que ce dimensionnement doit se faire dans le pire cas, c'est-à-dire pour la tension d'alimentation minimale que nous supposons constante et égale à E et pour la puissance de sortie nominale.

3.3 Dimensionnement $F_{sn} \leq .5$:

Les équations utilisées dans le cadre du dimensionnement sont les mêmes que celles déduites au cours de l'étude analytique, ramenées à leur grandeur réelle pour le mode conduction discontinue.

Ainsi, le courant maximum dans les transistors T_1 à T_4 est donné par:

$$I_{T_{max}} = (1 + V_{ON}) E \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (82)$$

Aussi, la contrainte sera maximale si la tension à la sortie est E . On a donc $V_{ON} = 1$, d'où:

$$I_{T_{max}} = 2E \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (83)$$

D'autre part, le courant maximum dans les diodes D_1 à D_4 est donné par:

$$I_{D_{max}} = (1 - V_{ON}) E \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (84)$$

Ainsi, la contrainte sera maximale lorsqu'on aura un court-circuit, soit $V_{ON} = 0$, d'où:

$$I_{D_{max}} = E \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (85)$$

De plus, on a la fréquence propre qui est donnée par:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (86)$$

Les équations (83) et (86) nous donnent:

$$L = \frac{E}{\pi I_{T\max} f_r} \quad (87)$$

On a aussi le courant moyen dans la charge qui est donné par:

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{4f_s E}{\pi f_r} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (88)$$

Ce courant est maximum pour $f_{SN} = 0.5$, d'où:

$$\overline{I_{OUTM}} = \frac{2}{\pi} E \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (89)$$

3.3.1 Courant maximum dans les transistors T1 à T4:

Les équations (83) et (89) nous donnent le courant maximum dans les interrupteurs en fonction du courant maximum à la sortie:

$$I_{TMAX} = \overline{I_{OUTM}} * \pi \quad (90)$$

3.3.2 Courant maximum dans les diodes D1 à D4 :

Le courant maximum dans les diodes est donné par:

$$I_{D\max} = \overline{I_{OUTM}} * \frac{\pi}{2} \quad (91)$$

3.3.3 Expression de l'inductance:

$$L = \frac{E}{\pi^2 I_{OUTM} f_r} \quad (92)$$

3.3.4 Expression du condensateur C:

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 f_r^2 L} \quad (93)$$

3.4 Choix de l'interrupteur commandable:

Pour le mode de fonctionnement que l'on a adopté ($f_{SN} < 0.5$), la charge de l'onduleur a un comportement capacitif, la tension est donc toujours en avance par rapport au courant. De plus, les interrupteurs commandables bloquent au passage par zéro du courant. Ainsi, l'interrupteur adéquat pour ce mode est le **thyristor**. Cependant, la technologie thyristor est limitée en rapidité à cause du temps de recouvrement inhérent à la structure interne du composant.

Ainsi, on avait à choisir pour une autre technologie permettant, d'une part, de simuler le fonctionnement thyristor et, d'autre part, pouvant opérer à des fréquences très élevées (100kHz). Nous avons laissé de côté la technologie du bipolaire, car celle-ci est limitée aussi en fréquence (50 kHz) et le circuit de commande de base est complexe. Nous avons donc opté pour une technologie mettant en œuvre le transistor à effet de champ, car il offre des vitesses de commutation permettant de fonctionner à haute fréquence avec une commande simple. Néanmoins, la résistance directe $R_{DS(ON)}$ de ce transistor à effet de champ est liée à sa tension de blocage (BV_{DSS}) par la relation suivante:

$$R_{DS(ON)} = [B V_{DSS}]^{2.8}$$

Nous constatons qu'à partir de cette relation, la résistance

augmente plus vite que la tension de blocage. Ceci a pour conséquence de limiter l'utilisation du MOSFET dans les applications fort courant et haute tension, car les MOSFETs haute tension et fort courant souffrent d'une dissipation élevée en conduction, due à leur forte résistance passante $R_{DS(on)}$; celle-ci, pourtant, se verra améliorée par une augmentation de la densité des cellules. Cependant, cette technique s'appliquera principalement aux MOSFETs de 200 Volts et moins, car la résistance d'un MOSFET haute tension est due principalement à la résistance de la couche épitaxiale, laquelle doit rester épaisse pour obtenir de fortes tensions de claquage. Le prolongement de la région de drain est la plus importante contribution à la résistance directe dans les transistors MOSFETs haute tension. Au fur et à mesure que la tension de blocage augmente, cette région doit être prévue plus épaisse et faiblement dopée pour supporter la tension désirée. C'est cette composante de la résistance directe que le transistor à effet de champ à conduction modulée [9] (COMFET) réduit de manière significative. Cette réduction est obtenue par l'injection de porteurs minoritaires dans le substrat. Pour un niveau de 400 Volts, la réduction de la résistance spécifique directe par unité de surface est environ d'un facteur de dix.

De même qu'un MOSFET, un COMFET est constitué d'un ensemble de cellules en parallèle. La fabrication d'un COMFET est identique à celle d'un MOS de puissance (DMOS vertical). Au repos, un COMFET canal N peut être simulé par un PNP bipolaire à large base, commandé par un MOSFET canal N (fig.3.1) qui fournit son courant de base. Ainsi, le courant de collecteur du COMFET est commandé par la tension de grille du MOSFET.

L'émetteur est à la masse et le collecteur est placé à un potentiel plus élevé. Si la tension grille-émetteur est nulle, la jonction supérieure J1 est polarisée en inverse et le COMFET est en mode de blocage direct. Quand une tension suffisante est appliquée sur la grille, un canal d'inversion se forme sous celle-ci et le courant du MOSFET circule de la région de source N⁺ vers la couche épitaxiale N⁻ et forme alors le courant de base du PNP. La jonction J2 est alors polarisée en direct et le composant tout entier entre en conduction. Des trous sont injectés de la région P⁺ (substrat) vers la couche N⁻ (zone épitaxiale); certains se recombinent avec les électrons du canal

et le reste est collecté par les puits P^+ et P^- supérieurs. La densité des porteurs minoritaires ainsi injectés est de 100 à 1000 fois plus importante que le niveau de dopage des zones épitaxiales N^- . Cette modulation de la conductivité de la zone épitaxiale par les porteurs minoritaires permet au transistor COMFET de fonctionner à des densités de courant 20 fois supérieures à celle d'un MOSFET équivalent.

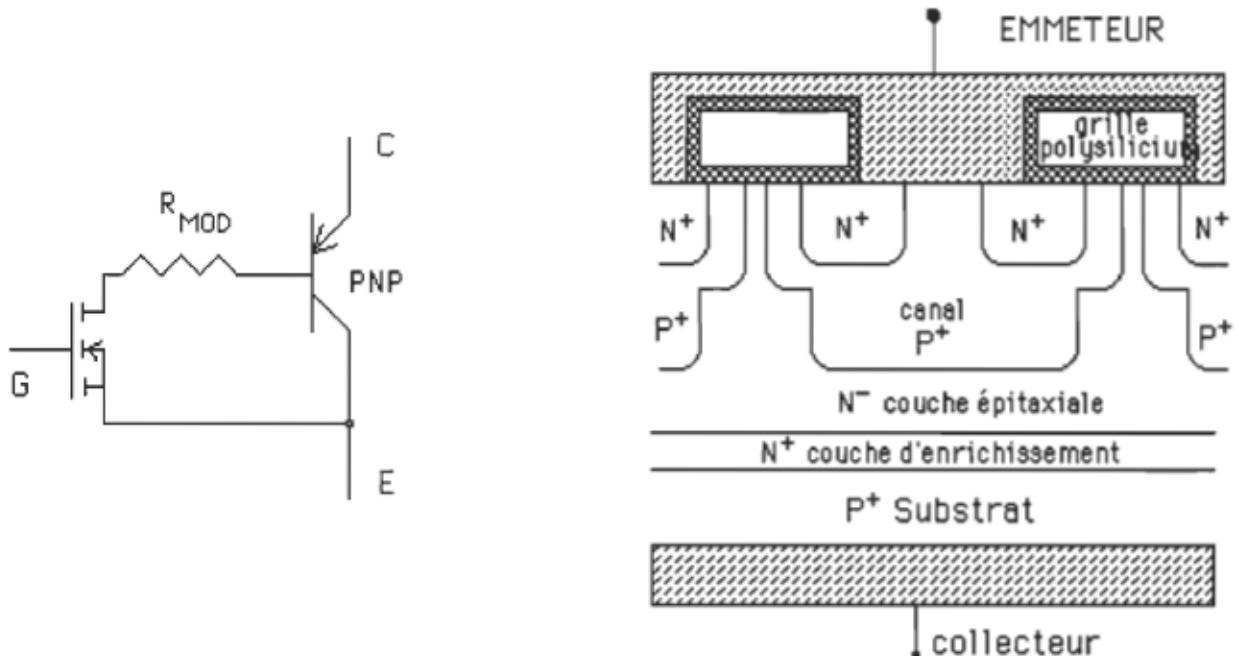


Figure 3.1. Circuit équivalent et structure d'une cellule

La figure 3.2 donne les caractéristiques de sortie du COMFET, les appellations, grille, émetteur et collecteur, reflètent la nature MOSFET de l'entrée et celle bipolaire de la sortie. Comme pour les MOSFETs, les courbes de sortie sont données pour des variations de la tension grille-émetteur. Cependant, contrairement au MOSFET, il existe une petite tension de seuil sur le collecteur avant qu'un courant significatif ne passe dans celui-ci. Cela est dû à la chute de tension de la jonction émetteur-base du transistor PNP. Malgré cela, une fois que l'on a dépassé ce décalage, la résistance de conduction (dans la région de saturation) est bien plus faible pour un COMFET que pour un MOSFET, ce qui aboutit à une tension globale inférieure pour des courants identiques.

Cette tension de seuil ne devient importante que pour les faibles tensions de claquage, ce qui explique que le COMFET soit destiné aux applications haute tension.

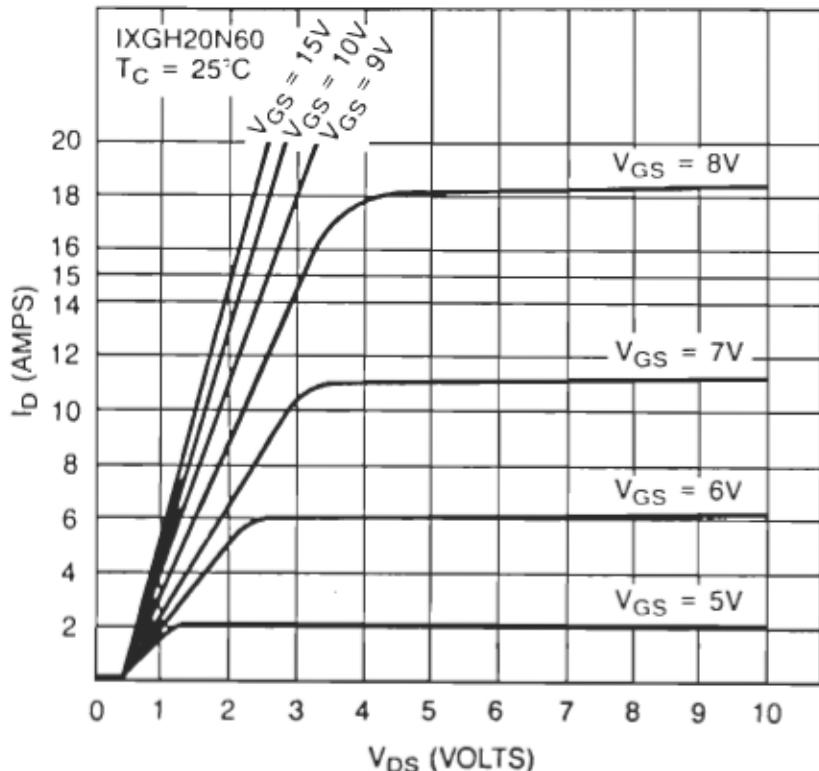


Figure 3.2. Caractéristiques de sortie du COMFET

3.4.1 Comportement en conduction du COMFET:

Le courant qui circule dans le collecteur est égal à la somme du courant MOSFET IMOS et du courant bipolaire IBJT. Comme le courant de drain du MOSFET est le courant de base du PNP, on a:

$$I_{BJT} = \beta \cdot I_{MOS} \quad \text{avec} \quad \beta: \text{gain du PNP}$$

Les proportions de courant du MOSFET par rapport au courant dans le bipolaire, varient avec la tension de claquage. Lorsque celle-ci est plus élevée, l'épaisseur de la couche épitaxiale est plus importante, ce qui diminue le gain du PNP et, par conséquent, augmente le courant du MOSFET (pour les mêmes puissances commutées). La chute de tension directe aux bornes du COMFET est égale à la somme de celle

du MOSFET, celle de la résistance modulée et de celle aux bornes de la jonction base-émetteur (V_{BE}) du transistor PNP.

D'autre part, lorsque la température du composant augmente, le gain du bipolaire en fait de même, alors que le V_{BE} diminue, ce qui tend à réduire la chute de tension directe. D'un autre côté, la chute de tension d'un MOSFET augmente avec la température. Ces effets tendent à s'annuler; par conséquent, la chute de tension d'un COMFET présente une dérive en température moins importante qu'un bipolaire ou qu'un MOSFET. Le coefficient de température est d'abord négatif (comme pour un bipolaire) puis nul, enfin positif (comme pour un MOSFET) lorsque la densité de courant augmente. Ainsi, aux forts courants on n'a pas à équilibrer les courants dans le cas d'une mise en parallèle, tout comme pour les MOSFETs (fig. 3.3).

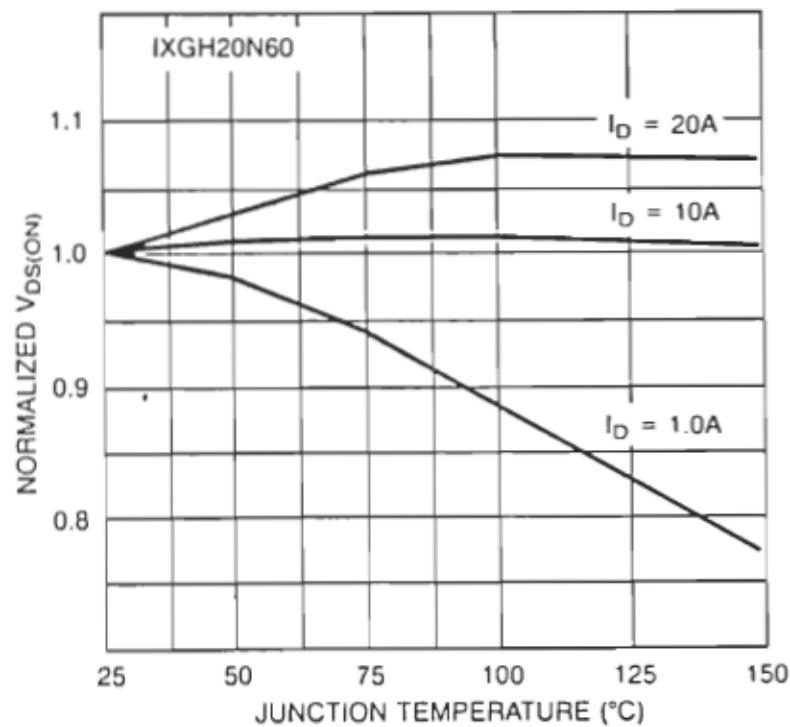


Figure 3.3. Chute de tension aux bornes du COMFET vs la température

3.4.2 Comportement à la mise en conduction:

Comme le MOSFET, le COMFET présente une charge capacitive sur sa grille et de même que pour le MOSFET, la phase de mise en conduction peut se diviser en trois périodes distinctes (Fig.3.4).

Dans la région I, la capacité d'entrée se charge jusqu'à ce que la tension d'entrée atteigne le seuil de conduction V_{GS} seuil. Dans la région II, la mise en conduction s'achève, la tension collecteur chute à 10% de sa valeur initiale. Dans cette zone, la capacité effective d'entrée s'accroît énormément en raison de l'effet Miller. Dans la région III, la tension collecteur atteint progressivement son niveau de saturation. Au début de la région III, la capacité d'entrée est élevée, car la tension de collecteur est inférieure à la tension de grille.

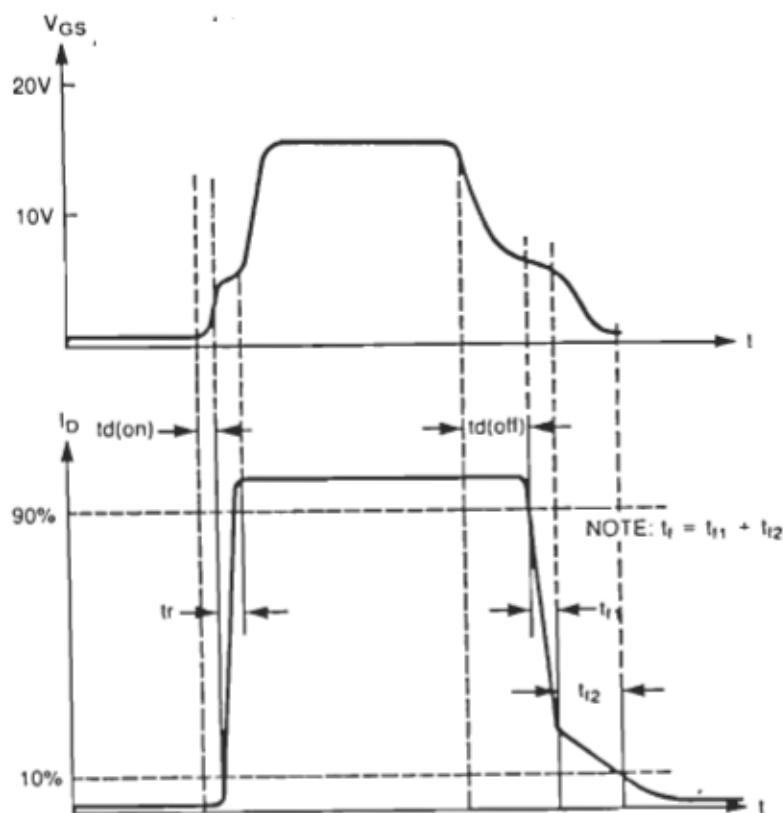


Figure 3.4. La tension de la gâchette et le courant de drain vs temps.

3.4.3 Comportement au blocage:

La période de blocage est aussi composée de trois régions (figure 3.4) dans le cas de la commutation d'une charge inductive. La région I est celle où la décharge de la grille est juste à la limite de maintien du courant collecteur. La région II correspond à l'inversion de la tension sur C_{ge} , dont la valeur est toujours importante. La tension de grille reste toujours constante et la tension collecteur commence à remonter. Ces deux régions représentent le temps de retard à la coupure. Si on se réfère à la figure 1 quand le COMFET conduit, le MOSFET empêche la jonction base collecteur du PNP d'être polarisée en direct. Par conséquent, le PNP n'introduit pas de temps de stockage significatif pendant la coupure. Dans la zone III, la tension collecteur augmente rapidement à une vitesse contrôlée par le courant fourni par la grille pour décharger C_{ge} .

La descente du courant de blocage présente deux parties distinctes:

Une chute de tension rapide suivie par une lente descente exponentielle. La chute initiale rapide est due à la vitesse du MOSFET. Une fois que le MOSFET est bloqué, le PNP se désature avec sa base en circuit ouvert. Le circuit de commande grille contrôle seulement le délai initial de coupure et de la descente du courant MOSFET.

3.4.4 Résumé des caractéristiques du COMFET:

Les caractéristiques du transistor FET à conductivité modulée peuvent être résumées comme suit:

- 1- Contrôler par tension de grille: faible puissance de grille requise du même ordre que le transistor MOSFET de puissance standard.
- 2- Coupure lorsque le signal de grille est supprimé, contrairement au thyristor.
- 3- Tension directe non linéaire comme le thyristor.
- 4- Fermeture: rapide, semblable au transistor MOSFET standard.

5- Ouverture: lente, semblable au transistor bipolaire.

6- Tension aux bornes de l'interrupteur indépendante de la température.

3.4.5 Protection du FET à conductivité modulée:

L'oxyde qui sépare la grille du drain et de la source a une épaisseur assez faible (pour avoir un grand C_0 , donc un courant I_D assez élevé) et celui-ci est susceptible de pincement par suite de surtensions.

Autrement dit, à la mise en conduction, des oscillations dans le circuit de gâchette peuvent produire une tension transitoire excédant la caractéristique V_{GS} maximale, ce qui va perforer la fine couche d'oxyde de gâchette et la détruire.

Pour prévenir ce danger, il faut utiliser une diode Zener entre la grille et la source du transistor COMFET de valeur appropriée. Il importe de noter que cette Zener doit être montée physiquement le plus près du transistor à protéger.

3.5 CONCLUSION:

Une méthode de dimensionnement est déduite dans ce chapitre à partir de l'étude en régime permanent dans le plan de phase. Elle consiste en la détermination systématique de la capacité des interrupteurs en courant et en tension. Elle nous donne aussi les valeurs des éléments réactifs à utiliser ainsi que les contraintes qu'ils ont à subir.

De plus, une étude comparative entre les interrupteurs commandables est effectuée afin de déterminer l'interrupteur le plus adéquat pour notre application.

CHAPITRE 4

REALISATION PRATIQUE

4.1 OBJECTIFS:

Développer un prototype industriel de source d'alimentation CC-CA monophasé de 5kW. Cette source devrait répondre aux normes recommandées par Sandia National Laboratories E.U [2].

Une grande attention sera portée sur l'utilisation des composants afin d'augmenter la fiabilité du système et de minimiser les coûts, le poids et le volume. De plus, on n'utilisera ni transformateur, ni filtre 60 Hz, ce qui diminue le coût et augmente la puissance massique.

4.2 Capacité de la source d'alimentation:

*Tension nominale des cellules photovoltaïques	200 Vdc
*Tension transitoire maximale des cellules photovoltaïques	400 Vdc
*Tension d'opération des cellules photovoltaïques	170 V à 240Vdc
*Tension de sortie	120Veff; + 10%; - 15%
*Fréquence de sortie	60Hz ± 1 Hz
*Rendement	> 90% à pleine charge > 80% à mi-puissance
*Distorsion harmonique de chacune des harmoniques	< 3%
*Distorsion harmonique totale	< 5%

L'unité que nous avons réalisée (figure 4.1) est un convertisseur monophasé utilisant le principe de la résonance série. Il est constitué de trois étages de conversion distincts.

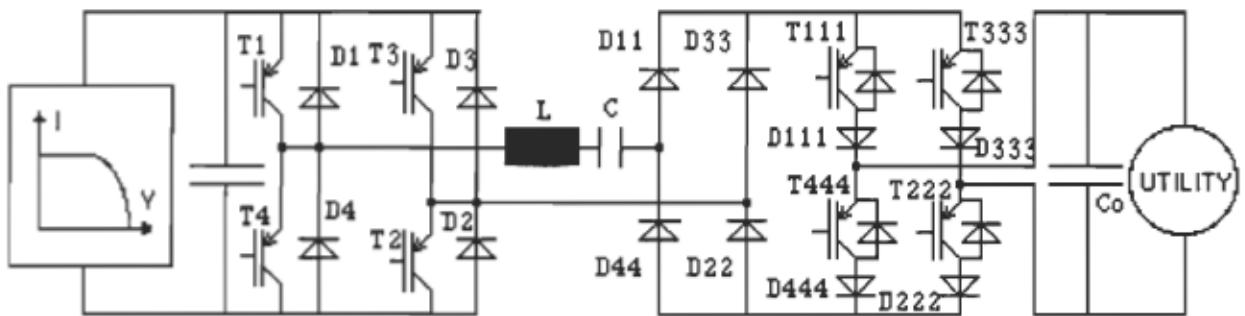


Figure 4.1 Unité de puissance

Le premier étage est constitué d'un onduleur haute fréquence, lequel est constitué de quatre interrupteurs de type COMFET (IXGQ 50N60Y4) de la compagnie IXYS. Le circuit de charge de l'onduleur est formé par un circuit oscillant série connecté en série avec un transformateur haute fréquence (non illustré dans la figure 4.1) qui sert, d'une part, à adapter la charge et, d'autre part, à assurer une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie.

La stratégie de commande de l'onduleur est l'attaque à fréquence variable du circuit résonnant. Or, d'après l'étude de la structure (partie II), la fréquence d'opération du convertisseur est choisie en dessous de la moitié de la fréquence de résonance du circuit oscillant. Dès lors, la commutation des interrupteurs de l'onduleur est du type thyristor. Ainsi, l'interrupteur est constitué par un COMFET avec sa diode anti-parallèle. Il est donc commandé à la fermeture et son ouverture est effectuée par le circuit de charge. Le secondaire du transformateur alimente un pont de diodes (deuxième étage). La commutation de ces diodes se fait toujours à courant nul, car il n'y a pas d'énergie emmagasinée dans les inductances de câblage lors de la commutation; elles ne sont soumises à aucune surtension. Le redresseur à diodes débite (liaison directe) dans un commutateur de courant (troisième étage) dont la charge est un condensateur de filtrage C_o placé en parallèle avec le réseau. Chaque interrupteur du commutateur est composé d'un COMFET monté en série avec une diode afin de former un interrupteur bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant. Le commutateur de courant est commandé de manière synchrone avec le passage par zéro de la tension du réseau afin d'assurer un facteur de puissance unitaire.

REMARQUE: La charge vue par les transistors de puissance (T_1 à T_4) est un circuit oscillant et la fréquence de fonctionnement étant inférieure à .5 fr, le courant décrit une alternance complète. Le transistor T_p se bloque au passage par zéro et la diode qui lui est montée en anti-parallèle se met à conduire. Ainsi, on bloque le COMFET à courant nul; ceci permet d'éviter le courant de traînage inhérent de celui-ci, d'où la possibilité de fonctionner à des fréquences élevées (200 kHz).

4.3 Interface pour le convertisseur à résonance:

4.3.1 Carte pour la modulation de la fréquence:

Nous avons conçu, dans une première étape, une carte d'interface (figure 4.2) qui permet de varier la fréquence de fonctionnement de l'onduleur haute fréquence, soit le premier étage de puissance. Cette carte comprend, comme étage d'entrée, un oscillateur contrôlé en tension (V.C.O) ayant une bonne linéarité (MC 4046) qui attaque simultanément un diviseur par deux (MC 4013, soit un bascule JK) et un monostable (MC 4047) dont la largeur d'impulsion est fixée à $2/f_r < t_{on} < 1/f_r$. Les sorties de la bascule Q et \bar{Q} sont ensuite multipliées avec le signal du monostable à travers deux portes "ET" (MC 4081). Ceci génère les deux signaux d'allumage des COMFETs d'un même bras du convertisseur. Ainsi, à partir d'un signal analogique " v_c ", on fait varier la fréquence de fonctionnement du convertisseur de 20 kHz à 100 kHz, la fréquence de résonance étant de 200 kHz.

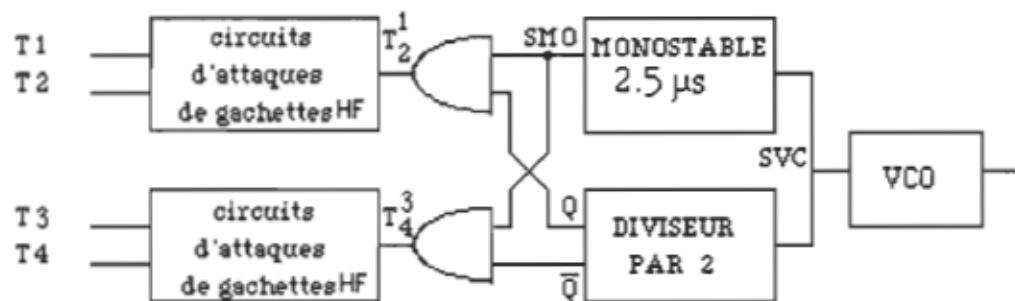


Figure 4.2 Carte d'interface pour le convertisseur à résonance série

Le chronogramme des signaux du circuit d'interface sont présentés à la figure 4.3.

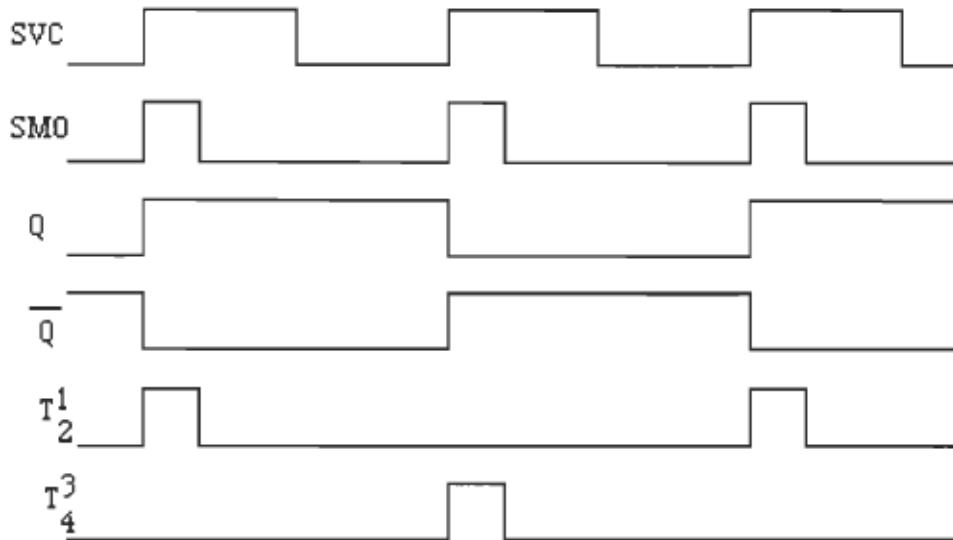


Figure 4.3. Chronogramme du circuit d'interface pour le convertisseur à résonance

4.3.2 Circuit d'attaque de gâchettes:

Chaque signal d'allumage, soit T_1^2 ou T_3^4 (fig. 4.2), pilote un circuit d'attaque de gâchettes (figure 4.4). Un circuit d'attaque de gâchettes est composé d'un transformateur d'impulsions (Hammond 610B) dont le primaire est monté en parallèle avec deux diodes Zener z_4 et z_5 de 15 Volts en série avec une diode D3 (circuit de démagnétisation). Ce transformateur délivre une tension de 15 Volts à ses deux secondaires lorsque le transistor Q1 (SN75468), qui constitue l'étage d'amplification, est passant. Ainsi, ayant 15 Volts au secondaire, les diodes D1 et D2 se trouvent polarisées en direct, la jonction base-émetteur du transistor Q2 est polarisée en inverse et la capacité d'entrée du COMFET se charge; il devient donc conducteur. Lorsque le transistor Q1 bloque, le transformateur se démagnétise par son enroulement primaire, il apparaît une tension négative au secondaire et la jonction base-émetteur de Q2 se trouve polarisée en

direct; il devient donc passant et la capacité d'entrée du COMFET se décharge à travers celui-ci. Les diodes Zener z_1 et z_2 sont placées aux bornes de la gâchette pour limiter la tension à ± 15 Volts.

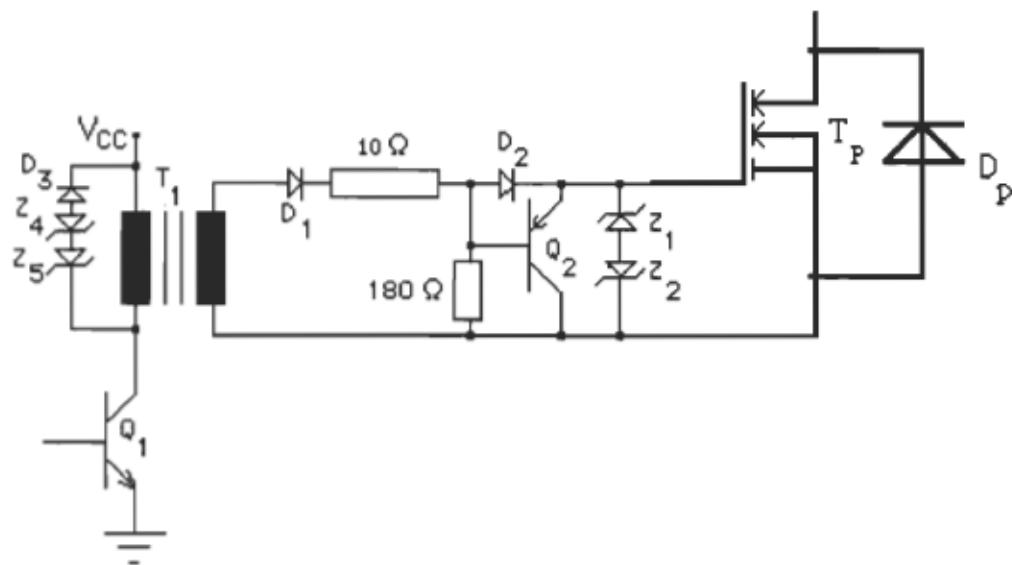


Figure 4.4. Circuit d'attaque de gâchette

4.4 Carte d'interface pour le commutateur:

On a conçu, dans une seconde étape, un circuit (figure 4.5) d'interface pour commander le commutateur de courant (troisième étage de puissance). À partir d'un signal alternatif sinusoïdal (réseau), il façonne les signaux d'amorçage des interrupteurs du commutateur basse fréquence. La tension du réseau est abaissée à l'aide d'un transformateur 60 Hz basse puissance (TR1), qui attaque un détecteur de passage par zéro (LM 311), lequel fournit un signal 0 Volt à 15 Volts dont le rapport cyclique est de 50 %. Ce signal est alors appliqué simultanément à deux circuits d'attaque de gâchettes (transistors passant en même temps) et à une porte inverseuse qui, à son tour, pilote l'autre paire de circuits d'attaque.

Il est à noter que le transformateur T est un transformateur haute fréquence (150 V. μ s), donc il entre en saturation après 10 μ s lorsque Q1 conduit. Néanmoins, ce temps suffit à charger la capacité d'entrée du COMFET par l'intermédiaire de la diode intrinsèque du

transistor Q2. Aussi, lorsque le transformateur T sature la tension vue entre la gâchette et la source de Q2, laquelle est nulle, il ne conduit donc pas, sa diode non plus, ainsi le COMFET reste conducteur. Quand on bloque Q1, le transformateur se démagnétise par le secondaire et il apparaît donc une tension positive à la gâchette de Q2; il devient alors conducteur et la capacité d'entrée du COMFET se décharge et il bloque. Le chronogramme de la figure 4.6 illustre le fonctionnement.

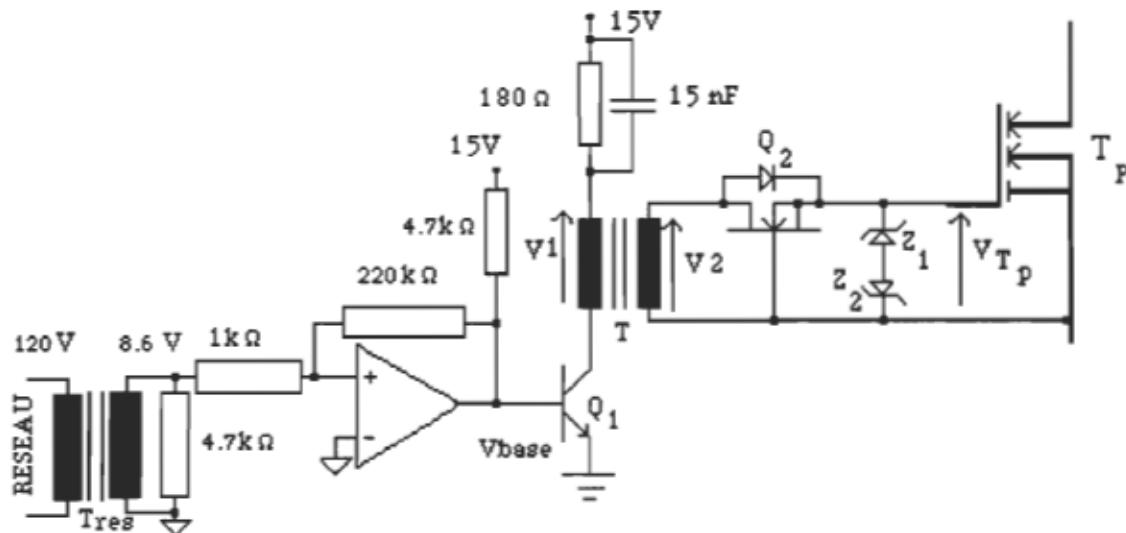


Figure 4.5 Carte d'interface pour le commutateur de courant basse fréquence

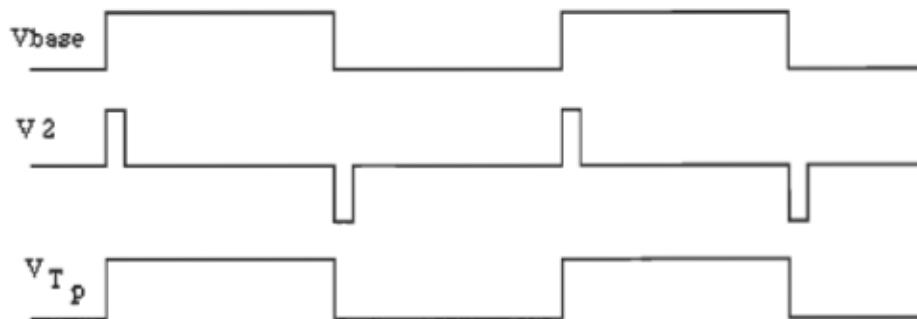


Figure 4.6 Chronogramme du circuit d'interface pour le commutateur de courant

4.5 Circuits de régulation:

La troisième étape consistait en l'élaboration d'un circuit de

régulation qui fournit la tension de commande v_c du V.C.O. Ce circuit est en fait composé de deux types de boucles de régulation. L'une de ces boucles est un régulateur à hystérésis formé autour d'un LM 319 (figure 4.7) qui façonne le courant (réseau) pour des faibles puissances ou lors du passage par zéro du courant pour des puissances supérieures à 20 % de la puissance nominale. L'autre boucle d'asservissement (figure 4.8) est constituée d'un calculateur d'erreurs, d'un proportionnel intégral avec limiteur et d'un étage d'adaptation dont la sortie varie pour une faible erreur de 1.65 Volts à 12 Volts pour une erreur maximale, donc adapté au V.C.O. de la première carte d'interface.

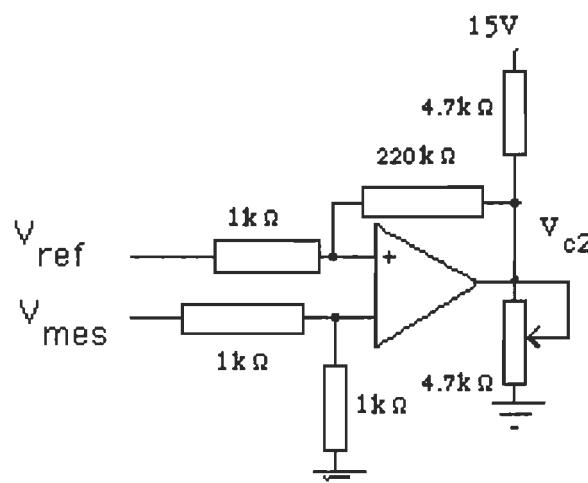


Figure 4.7 Régulateur à hystérésis

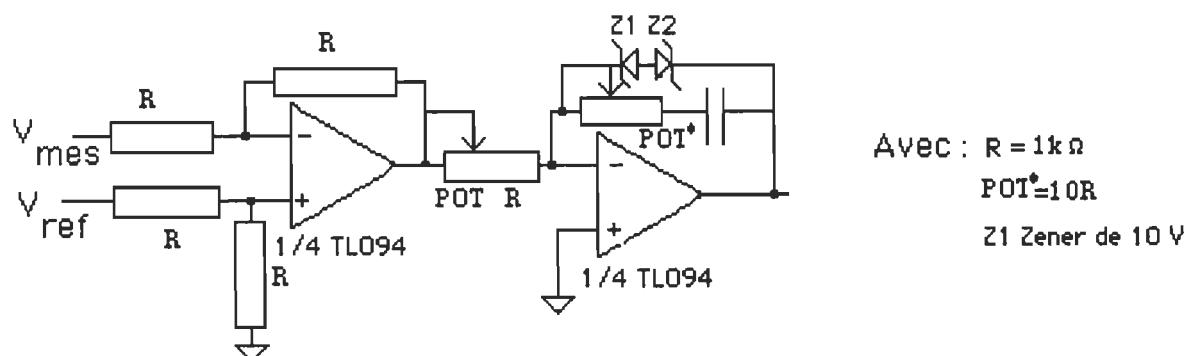


Figure 4.8 Régulateur proportionnel intégral

Le passage d'une boucle de régulation à une autre est assuré par un détecteur de seuil qui contrôle un interrupteur analogique

(AD7503). Ainsi, dépendamment du niveau de la référence, l'une ou l'autre des deux boucles asservit le système.

Le signal de référence (figure 4.9) est formé à partir de la tension du réseau qui est abaissée à l'aide du transformateur TR1. Elle est alors appliquée à un redresseur à diodes sans seuil (TL094) dont la sortie attaque un circuit variateur de référence (TL094). Le signal de mesure (figure 4.10), quant à lui, est élaboré à l'aide d'un circuit détecteur de courant (tore 60 Hz), suivi d'un amplificateur ainsi que d'un redresseur à diodes sans seuil.

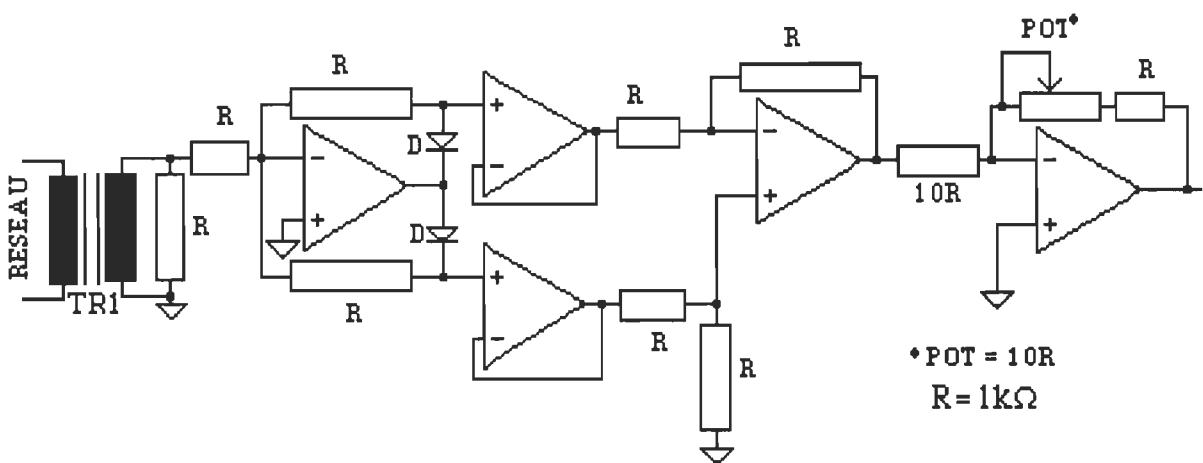


Figure 4.9 Circuit pour former la référence

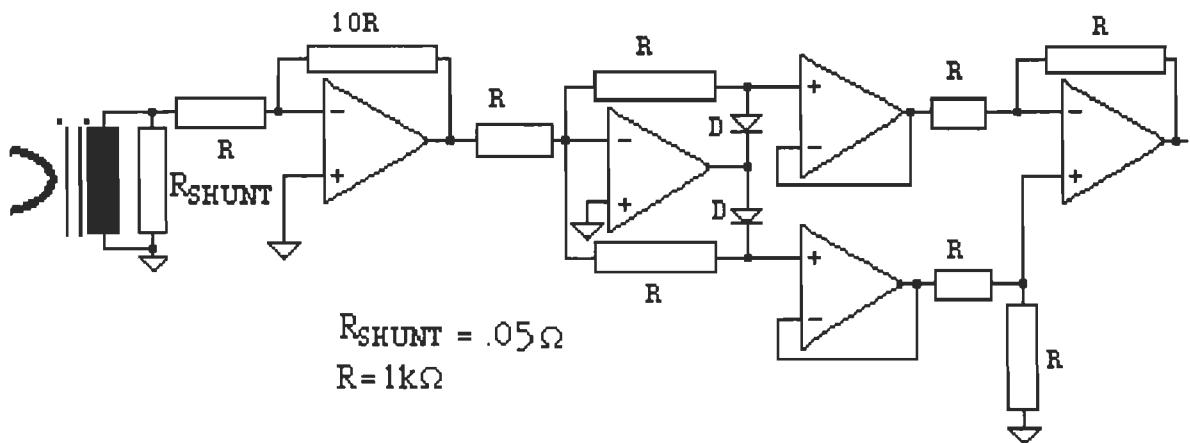


Figure 4.10 Circuit de mesure du courant

En résumé, le circuit de régulation est composé essentiellement d'un circuit de synchronisation avec le réseau, de deux boucles d'asservissement qui assurent à tour de rôle le contrôle du système en fonction du niveau de la référence et d'un capteur de courant. À ceci s'ajoutent les circuits d'attaque de gâchettes de l'onduleur et du commutateur. Le diagramme de la boucle de régulation est donné à la figure 4.11. La figure 4.12 donne une idée plus détaillée du circuit.

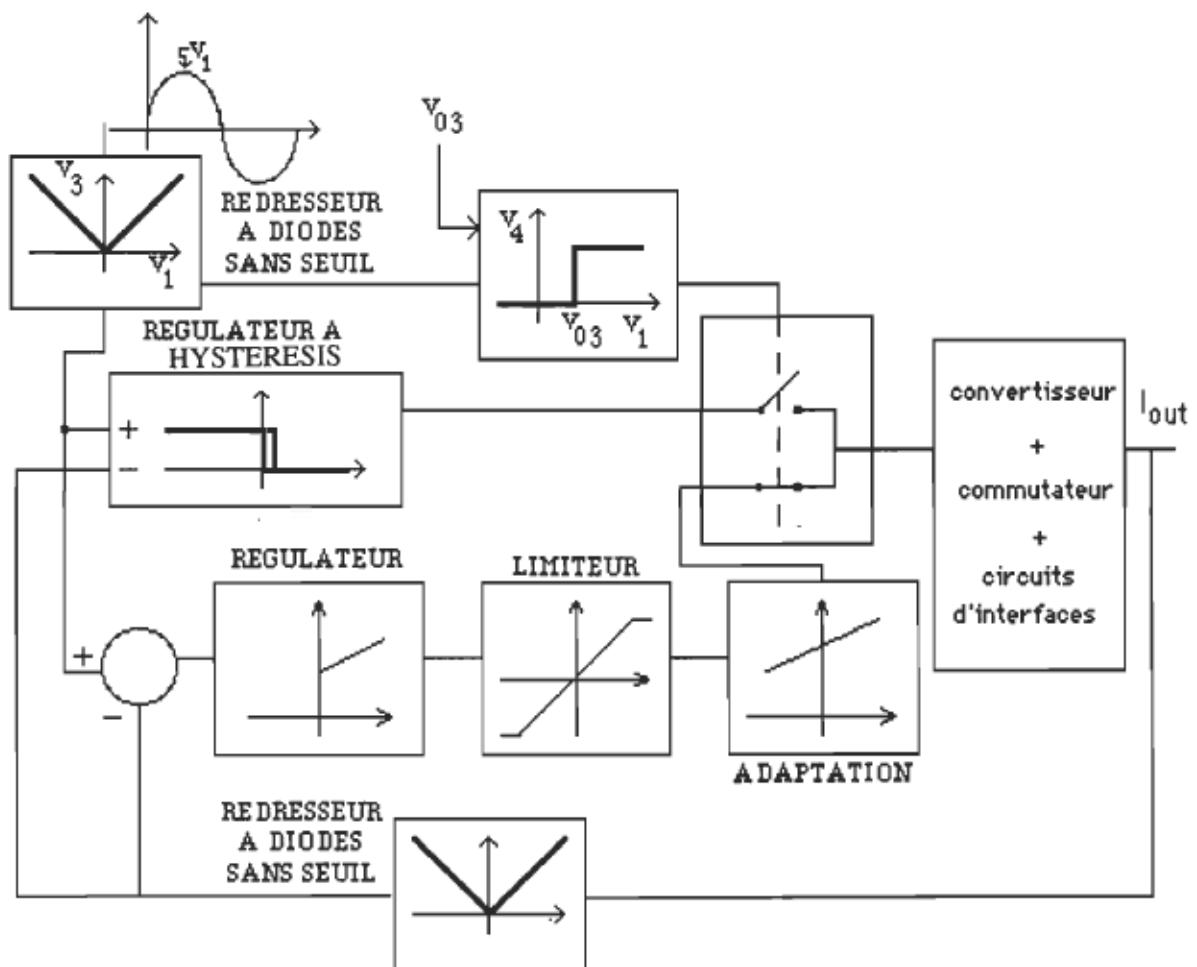


Figure 4.11. Diagramme de la boucle fermée

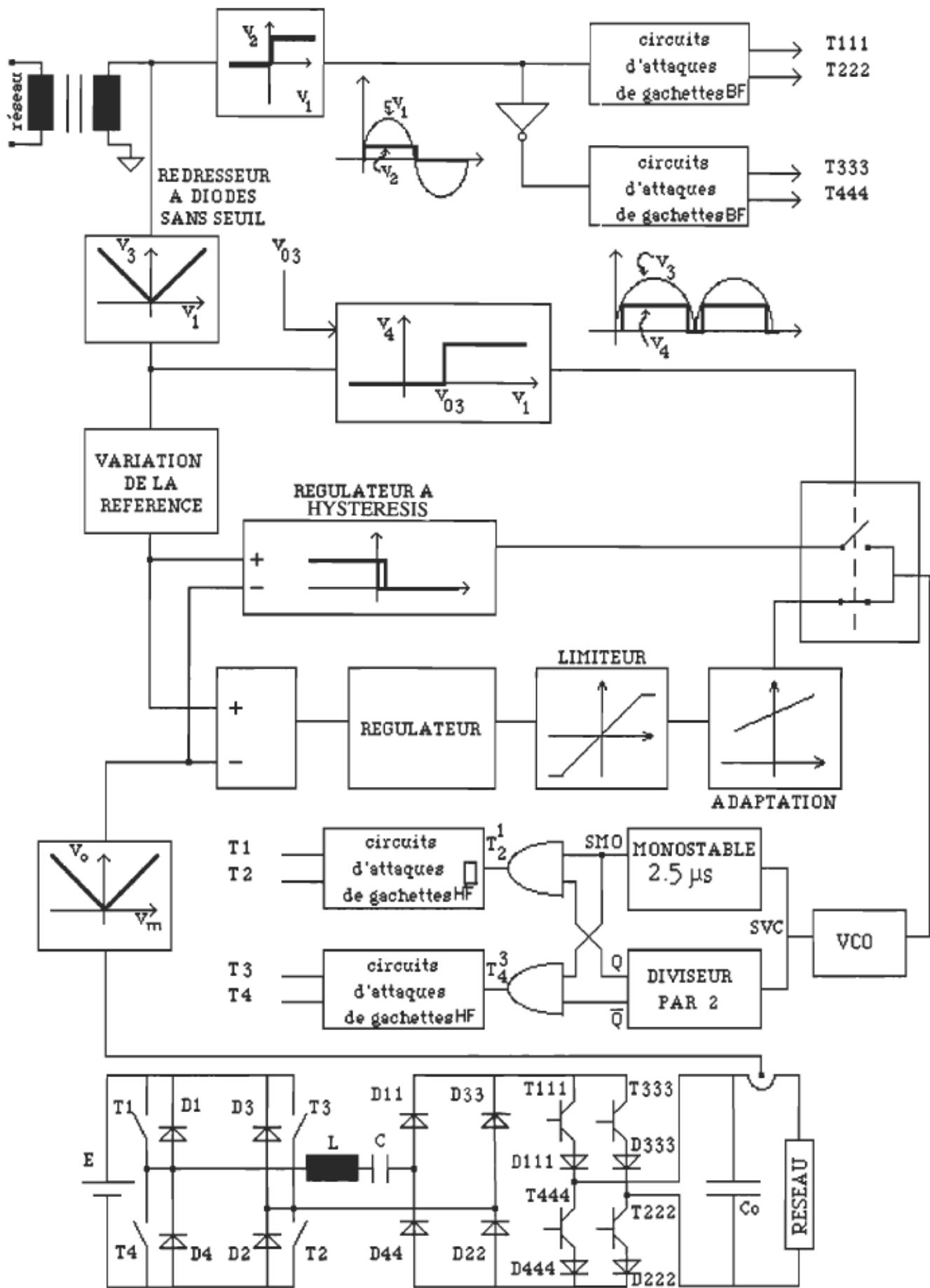


Figure 4.12, schéma de l'unité au complet

4.6 Résultats expérimentaux:

La difficulté de trouver des interrupteurs pouvant contrôler la puissance désirée (5 kW) et les délais de livraison nous ont contraint à faire un dimensionnement pour une unité qui délivre une puissance de 2.5 kW. Ainsi, pour une tension d'entrée E de 170 V_{dc} et une tension de sortie de 120 V_{eff}, soit la tension du réseau et une fréquence de résonance de 200 kHz, on obtient les valeurs suivantes pour l'inductance et le condensateur du circuit oscillant et ce, à l'aide des équations développées au chapitre consacré au dimensionnement;

$$L = 2.8 \mu\text{H} \quad C = 225 \text{ nF}$$

Les différentes mesures présentées ci-dessous résument les résultats obtenus expérimentalement. Les figures 4.13 à 4.16 présentent les formes de courant et de tension dans les interrupteurs et les diodes. Ainsi, on notera que le blocage du COMFET s'effectue à courant nul (fig 4.13), donc les pertes à l'ouverture sont quasi-nulles. De plus, les gradients de courant (fig 4.13 à 4.16) sont toujours contrôlés par le circuit oscillant lors de l'amorçage et du blocage; ainsi, les pertes par commutation sont bien gérées.

La figure 4.17 nous donne le plan de phase (tension de C vs courant dans L du circuit résonnant). On remarque que ce plan d'état est légèrement différent de celui obtenu lors de l'étude théorique. Ceci est dû à l'amortissement (résistances séries parasites de l'inductance et du condensateur ainsi que la résistance due aux câblages).

Les figures 4.18 et 4.19 présentent le courant et la tension du circuit oscillant. Elles confirment bien les résultats de l'étude théorique et des simulations. En effet, pour la pleine charge (fig. 4.18), le courant dans les diodes est nul et pour un court-circuit de la charge (fig. 4.19), la valeur crête du courant dans les diodes est égale à celle des interrupteurs.

La figure 4.20 nous donne le courant délivré par le pont de diodes, soit le deuxième étage de puissance. Là aussi on notera que les gradients de courant sont toujours contrôlés par le circuit résonnant et que la mise en conduction des diodes s'effectue toujours lorsque le courant dans le circuit oscillant est nul; ainsi, on n'a pas de surtension.

La figure 4.21 illustre l'action du circuit de commande sur le convertisseur à résonance, soit la modulation de la fréquence de fonctionnement. Ce cas représente un intervalle où on a une augmentation du courant à la sortie.

La figure 4.22 donne le courant injecté dans le réseau ainsi que la tension; on notera que le facteur de puissance est unitaire. On rappelle que ceci est obtenu grâce à la caractéristique source de courant de l'unité de puissance. De plus, la qualité de la forme du courant et de la tension (sinusoïdale) est très bonne (contenu harmonique) et ceci est dû à la fréquence de fonctionnement qui peut atteindre 100 kHz, ce qui confère au système une très grande dynamique. En effet, la figure 4.23 démontre que le contenu harmonique du spectre d'amplitude du courant injecté dans le réseau est très faible. On a, par exemple, la troisième harmonique (180 Hz) qui ne représente que 2.6% de la fondamentale (60 Hz); aussi, on obtient un taux de distorsion harmonique total de 3.5%.

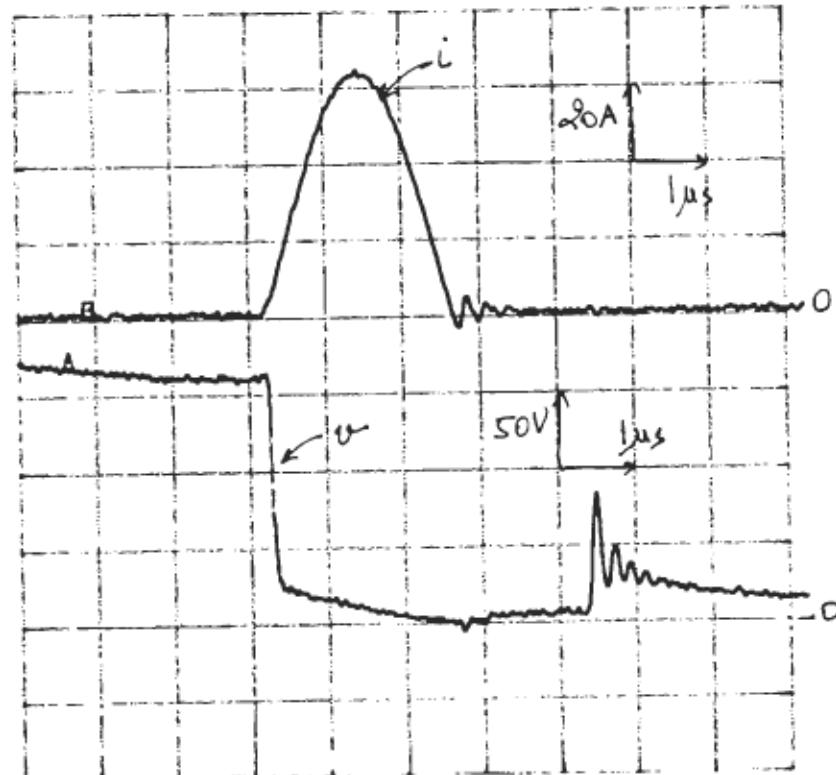


Figure 4.13. Courant et tension aux bornes d'un interrupteur

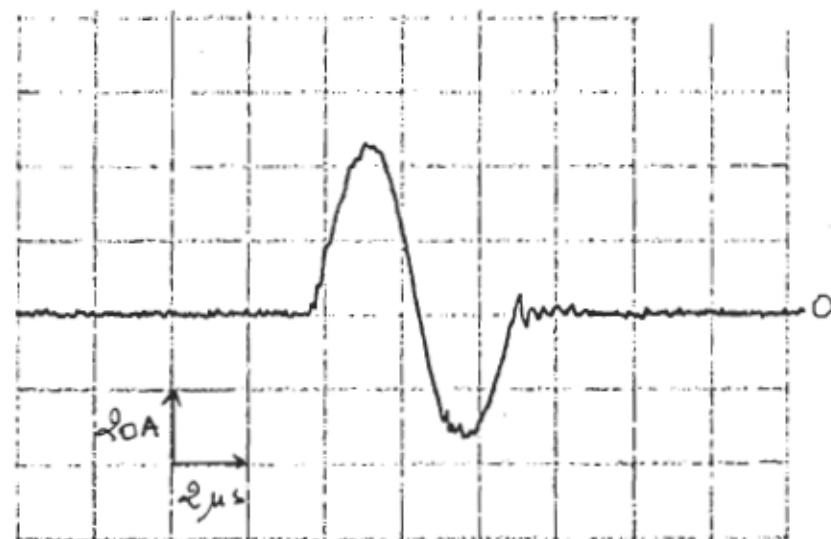


Figure 4.14 Courant dans un interrupteur et dans sa diode anti-parallèle



Figure 4.15 Courant dans un interrupteur et tension à la gâchette

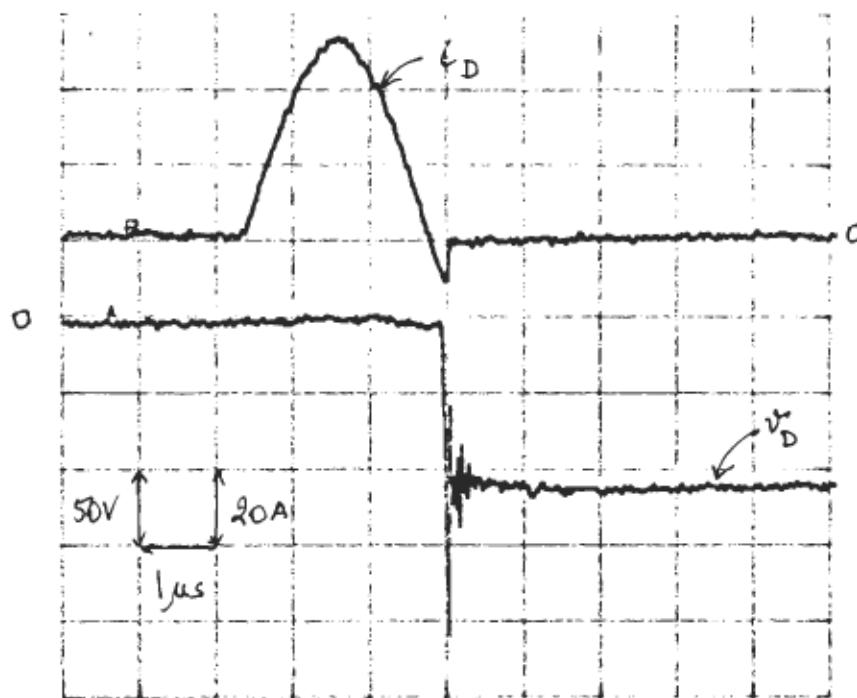


Figure 4.16 Courant et tension aux bornes d'une diode

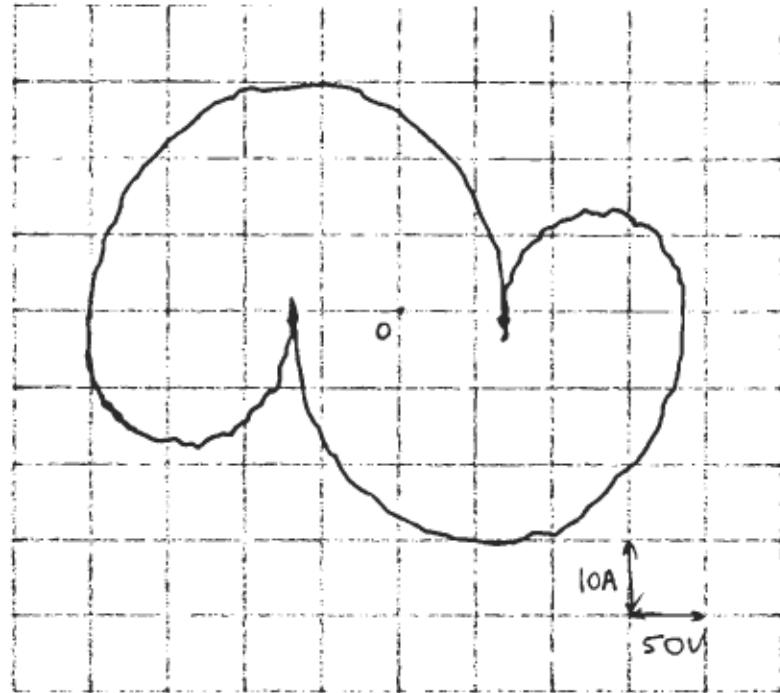


Figure 4.17 Plan de phase pour une charge intermédiaire

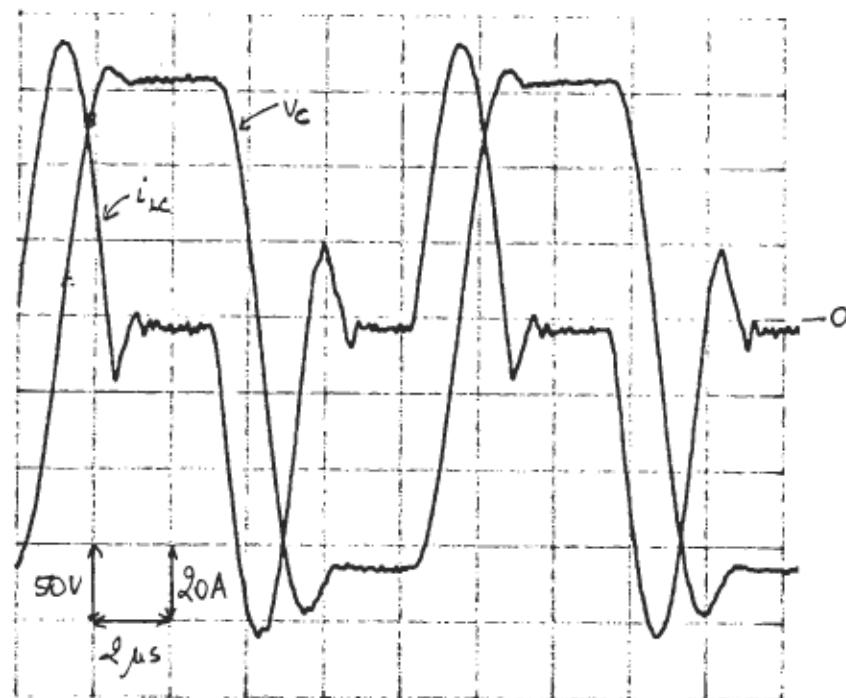


Figure 4.18 Courant et tension dans le circuit résonnant pour la pleine charge

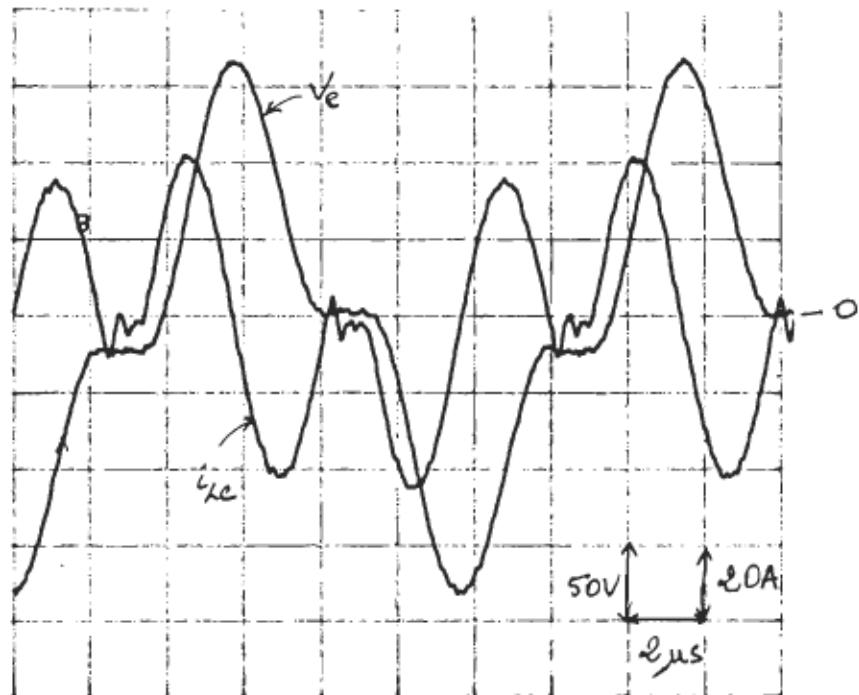


Figure 4.19 Courant et tension dans le circuit résonnant pour un court-circuit de la charge



Figure 4.20 Courant redressé après le pont des diodes

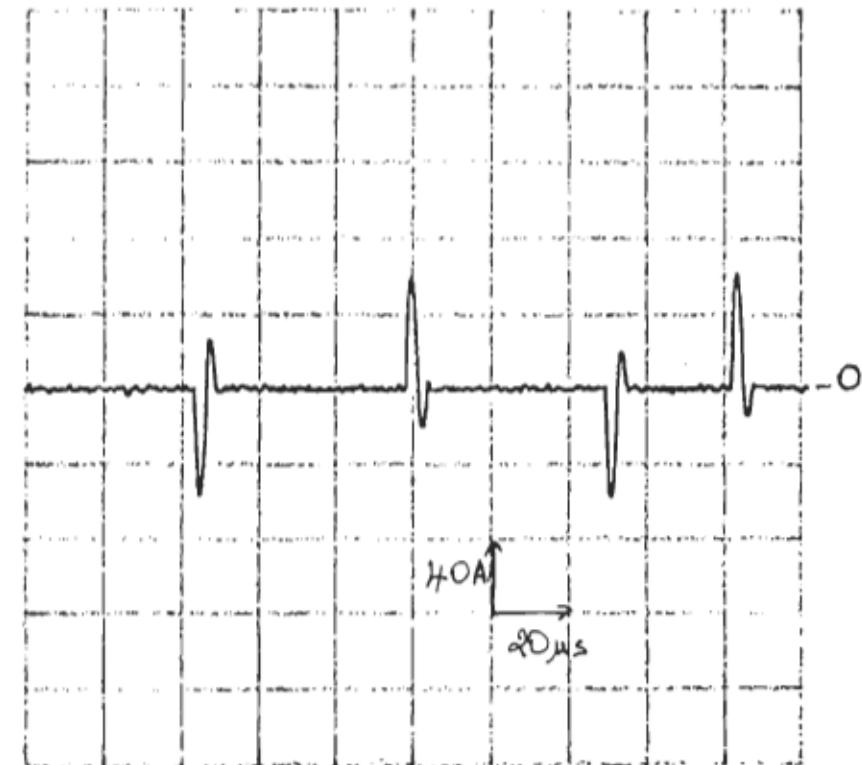


Figure 4.21 Courant dans le circuit oscillant modulé en fréquence

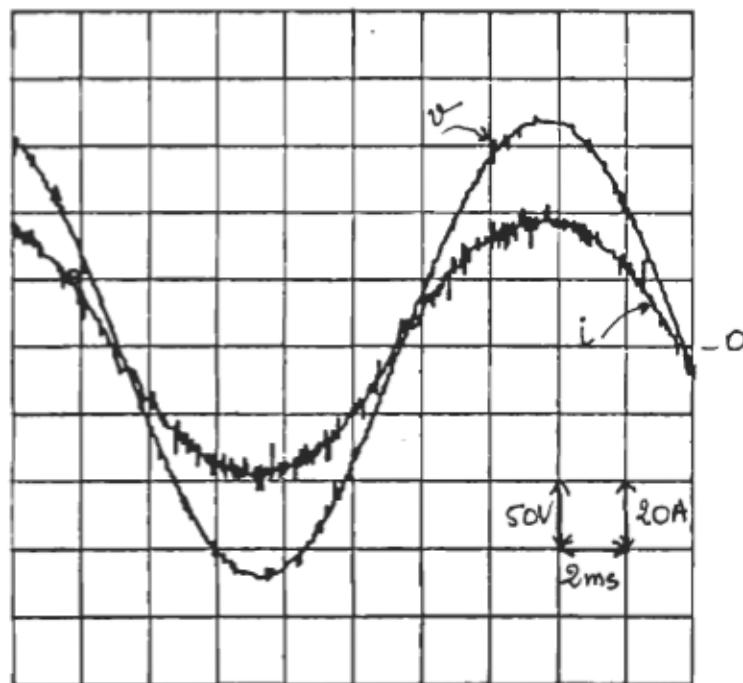


Figure 4.22 Tension et courant injecté dans le réseau pour la pleine charge

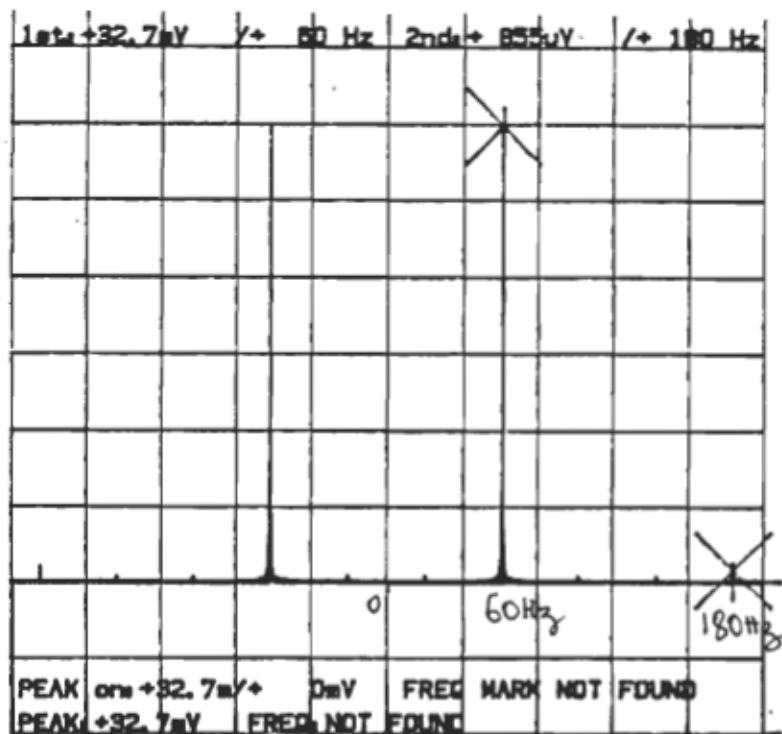


Figure 4.23 Spectre d'amplitude du courant injecté dans le réseau de distribution

4.7 CONCLUSION:

La première partie de ce chapitre est consacrée à la réalisation pratique de l'alimentation. On donne le cahier de charge de la source dans un premier lieu puis, dans une seconde étape, on fait la description détaillée de tous les éléments qui composent la source ainsi que les principes utilisés pour les faire fonctionner adéquatement.

En guise de conclusion pour la partie associée aux résultats expérimentaux, il ressort que les résultats obtenus valident les simulations ainsi que l'étude analytico-graphique. De plus, les résultats obtenus au niveau des contraintes sur les interrupteurs sont aussi très satisfaisants, puisqu'ils confirment les différentes réflexions et assertions avancées sur le COMFET.

CONCLUSION GENERALE

Ce projet de recherche nous a permis d'étudier et de concevoir un convertisseur utilisant une nouvelle technologie. Le convertisseur que nous avons choisi pour cette application est du type courant continu-courant alternatif à liaison haute fréquence. Le principe de la résonance est utilisé pour maximiser le rendement sans compromettre les performances.

L'étude théorique de cette structure est complétée et un programme de simulation numérique des régimes permanents dédiés à la structure est développé. Ainsi, les caractéristiques statiques (chap. I) du convertisseur commandé à fréquence variable sont analysées et les contraintes sur les différents composants du système sont déterminées. De plus, à partir de cette étude en régime permanent, nous avons élaboré une méthode de dimensionnement (chap. III) pour le mode de fonctionnement en quasi-résonance.

Bien que nous ayons approfondi l'étude théorique de cette structure, la réalisation du prototype (chap. IV) et les essais expérimentaux n'ont pas permis d'atteindre la puissance désirée. La puissance maximale injectée dans le réseau est limitée à 2.5 kW. Cette limitation en puissance est due principalement aux semi-conducteurs de puissance utilisés, car nous n'avons pas reçu les interrupteurs qui sont capables de fonctionner à la puissance désirée (5 kW) à cause des délais de livraison.

L'analyse des formes d'ondes obtenues par expérimentation (figure 4.23, page 89) montre que le contenu harmonique du signal de courant injecté dans le réseau est très faible (inférieur à 0.3%). Donc, on a moins de puissance réactive consommée.

Dans le mode de fonctionnement choisi, les caractéristiques de sortie sont du type source de courant parfaite où le courant est indépendant de la tension du réseau. Donc, il y a découplage parfait entre le réseau et la source d'alimentation et, par conséquent, simplification du circuit d'asservissement et stabilité de

fonctionnement sur tous les points d'opération. L'analyse en petit signal (chap. II) confirme bien ces propos.

Le convertisseur cc-ca que nous avons mis au point sert d'un point de départ important pour la réalisation d'un convertisseur adapté au système de l'énergie solaire. Dans la prochaine étape, il sera important de chercher un partenaire industriel afin de développer un prototype à l'échelle industrielle et qui sera facilement commercialisable.

Nous considérons nécessaire, d'après notre expérience dans ce projet, et dans le but d'avoir un suivi efficace et des résultats qui seront très vite exploités sur les plans technologique et commercial, que les points suivants soient considérés:

1- Continuer la recherche sur le prototype pour obtenir l'unité de 5 kW ou bien envisager la possibilité de la mise en parallèle de plusieurs unités de 2.5 kW et d'étudier la stabilité de fonctionnement de l'ensemble.

2- La mise au point d'un prototype industriel des sources d'alimentation en collaboration avec une société canadienne, ce qui assurera une valorisation des travaux de recherche et un transfert de la technologie de l'université vers l'industrie.

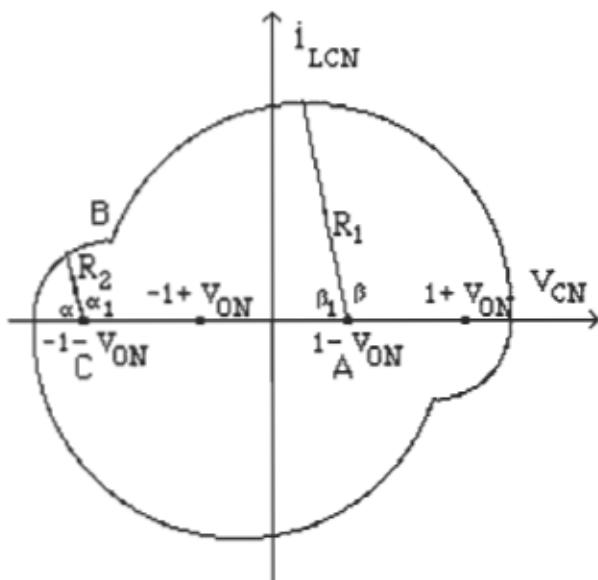
3- Dans le but d'augmenter la puissance à la sortie et d'alimenter les machines électriques, il sera inévitable d'envisager le démarrage d'un nouveau projet de recherche qui visera à concevoir une nouvelle structure d'une source d'alimentation triphasée ayant les mêmes caractéristiques que l'alimentation monophasée.

REFERENCES ET BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. CHERITI and al., "A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drives". Power Electronics Specialist Conference, San Antonio Texas, USA, june 10-15, 1990.
- [2] T.M. GALLOWAY and al., "Comparison of Design for Photovoltaic Power Conditioners", Sandia National Laboratories, Albuquerque, New Mexico 87185, USA, July 1986 (38 pages).
- [3] R. CHAFFAI, K. AL-HADDAD et V. RAJAGOPALAN, "A 5 kW Utility Interactive Inverter Operating at High Frequency and Using Zero Current Turn Off COMFET switches". IEEE, Industry Application Society, IAS, October 7-12, 1990, Seattle, Washington, USA.
- [4] R. CHAFFAI, K. AL-HADDAD et V. RAJAGOPALAN, "High Frequency Inverter Using Zero Current Turn Off COMFET Switches for Solar Energy Conversion", International Telecommunications Energy Conference INTELEC 90, Orlando Florida , USA, October 21-25,1990.
- [5] NGUYEN V., J DHYANCHAND, and P. THOLLLOT, "Steady-State and Small-Signal Analysis of Series-Resonant Converter: a Novel Graphical Approach". IEEE IAS annual Meeting, 1986 Record, pages 692-701.
- [6] R. ORUGANTI, "State Plan Analysis of Converters", Ph. D thesis, Virginia Polytechnic and State University Blacksburg, 1987.
- [7] V. RAJAGOPALAN, "Computer-aided Analysis of power electronic systems", Marcel Dekker inc., New York, 1987.
- [8] K. AL-HADDAD, "Etude des différentes stratégies de contrôle d'un convertisseur à résonance. Application à l'alimentation haute tension d'un Laser CO₂". Thèse de doctorat, INP de Toulouse,1988.
- [9] IXYS, "Technology Update Power Semiconductor, Hdmos Yields Power Mosfets". Electronic engineering times, April 14, 1986.

- [10] Y. CHERON, "Application des règles de la dualité à la conception de nouveaux convertisseurs à transistors de puissance-Synthèse du thyristor dual-Domaine d'application". Thèse de Docteur-Ingénieur, INP, Toulouse, 1982.
- [11] V. VORPERIAN et S. CUK. "A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter". IEEE PESC Rec., 1982, pp. 85-100.
- [12] R.J. KING et T.A. STUART. "Inherent Overload Protection for the Series Resonant Converter". IEEE Trans. Aerosp. and Electr. Syst., vol. AES-19, no 6, nov.1983, pp. 820-830.
- [13] N. ZOMMER, R. YU, G. CHEN, "Characteristics and Applications of An Improved Mos Insulated Gate Transistor that Handles 800V, 50A", PCI proceedings, 1986, pages 225-231.
- [14] C. F. WHEATLEY jr, G. M. DOLNY adapté par R. LAHAYE, "Le COMFET: l'ultime commutateur de puissance". Electronique de puissance, no 17, 1987.

ANNEXE A

CALCUL DES RAYONS R₁ ET R₂A.1 Calcul des rayons R₁ et R₂ pour f_L/2 < f_s < f_L:Plan de phaseFigure A.1. Plan de phase

Pour une trajectoire d'équilibre donnée on a toujours:

$$V_{CMAXN} = |V_{CMINN}| \quad (1)$$

On a aussi les équations suivantes:

$$V_{CMAXN} = R_1 + (1 - V_{ON}) \quad (2)$$

Et:

$$|V_{CMINN}| = R_2 + |-1 - V_{ON}| \quad (3)$$

Les équations (1), (2) et (3) nous donnent:

$$R_1 \cdot R_2 = 2 V_{ON} \quad (4)$$

D'après le triangle ABC, on a:

$$R_1^2 + R_2^2 - 2R_1 R_2 \cos(\delta) = ([(1 - V_{ON}) - 0] + [|-1 - V_{ON}| - 0])^2$$

Or: $\delta = (\pi - \alpha_1 - \beta_1)$

De plus on a: $\alpha_1 = (\pi - \alpha)$ et $\beta_1 = (\pi - \beta)$

Donc: $\delta = -\pi + \alpha + \beta$

Or: $\cos(-\pi + \alpha + \beta) = \cos(\pi - \alpha - \beta)$

Ainsi:

$$R_1^2 + R_2^2 - 2R_1 R_2 \cos(\pi - \alpha - \beta) = 2^2 \quad (5)$$

Les équations (4) et (5) nous donnent le système suivant:

$$R_1 = R_2 + 2 V_{ON}$$

$$R_1^2 + R_2^2 - 2R_1 R_2 \cos(\pi - \alpha - \beta) = 2^2$$

En remplaçant R_1 dans la seconde équation par son expression, on a:

$$R_2^2(2 - 2\cos(\pi - \alpha - \beta) + R_2(0 + 4V_{ON} - 4V_{ON}\cos(\pi - \alpha - \beta)) + 4V_{ON}^2 - 4 = 0 \quad (6)$$

En divisant les deux termes de l'égalité par 2 et sachant que:

$$\cos(\pi - \alpha - \beta) = -\cos(\alpha + \beta)$$

Et en factorisant, on obtient:

$$R_2^2 [1 + \cos(\alpha + \beta)] + 4V_{ON} [1 + \cos(\alpha + \beta)] R_2 + 4(V_{ON}^2 - 1) = 0 \quad (7)$$

Ceci nous donne une équation du second ordre en R_2 :

$$R_2^2 + 2 V_{ON} R_2 + 2 \frac{V_{ON}^2 - 1}{1 + \cos(\alpha + \beta)} = 0 \quad (8)$$

La résolution de cette équation nous donne comme racine positive (sens physique):

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{V_{ON}^2 - \frac{2(V_{ON}^2 - 1)}{1 + \cos(\alpha + \beta)}} \quad (9)$$

$$\text{On a aussi: } 2\cos^2((\alpha + \beta)/2) = 1 + \cos(\alpha + \beta)$$

Ainsi en faisant la substitution et en réduisant au même dénominateur, on a:

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{\frac{2V_{ON}^2 \cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right] - 2V_{ON}^2 + 2}{2 \cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right]}} \quad (10)$$

Après simplification et mise en facteur, on a:

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{\frac{V_{ON}^2 \left[\cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right] - 1 \right] + 1}{\cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right]}} \quad (11)$$

$$\text{Or, on a: } -1 + \cos^2(\delta) = -\sin^2(\delta)$$

Donc l'expression devient:

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{\frac{-V_{ON}^2 \sin^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right]}{\cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right]} + \frac{1}{\cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right]}} \quad (12)$$

On a finalement:

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{1 + \tan^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right] \left[1 - V_{ON}^2\right]} \quad (13)$$

Des équations (4) et (13), on tire l'expression de R_1 soit:

$$R_1 = V_{ON} + \sqrt{1 + \tan^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right] \left[1 - V_{ON}^2\right]} \quad (14)$$

Or, on a:

$$t_D + t_T = \frac{1}{2f_s}$$

De plus:

$$\alpha = w_r t_D$$

$$\beta = w_r t_T$$

D'où:

$$(\alpha + \beta) = \frac{2\pi f_s}{2f_s} = \frac{\pi}{f_{SN}}$$

Donc les expressions de R_1 et R_2 deviennent:

$$R_1 = V_{ON} + \sqrt{1 + \tan^2 \left[\frac{\pi}{2} \right] \left[1 - V_{ON}^2 \right]} \quad (15)$$

et:

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{1 + \tan^2 \left[\frac{\pi}{2} \right] \left[1 - V_{ON}^2 \right]} \quad (16)$$

A.2 Calcul des rayons R_1 et R_2 pour $f_s \geq f_L$:

Plan de phase

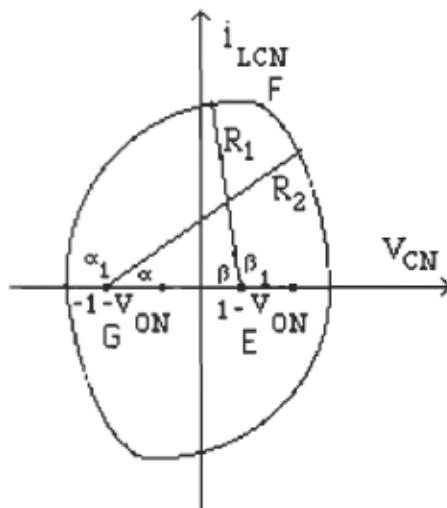


Figure A.2 Plan de phase

Pour une trajectoire d'équilibre donnée on a toujours:

$$V_{CMAXN} = |V_{CMINN}| \quad (17)$$

On a aussi les équations suivantes:

$$V_{CMINN} = R_1 - (1 - V_{ON}) \quad (18)$$

Et:

$$V_{CMAXN} = R_2 - | - 1 - V_{ON} | \quad (19)$$

Les équations (17), (18) et (19) nous donnent:

$$R_2 \cdot R_1 = 2 V_{ON} \quad (20)$$

D'après le triangle EFG, on a:

$$R_1^2 + R_2^2 - 2R_1 R_2 \cos(\delta) = ([(1 - V_{ON}) - 0] + [| -1 - V_{ON} | - 0])^2$$

Or: $\delta = (\pi - \alpha - \beta)$

Or: $\cos(-\pi + \alpha + \beta) = \cos(\pi - \alpha - \beta)$

Et: $\cos(\pi - \alpha - \beta) = \cos(\alpha + \beta)$

Donc:

$$R_1^2 + R_2^2 + 2R_1 R_2 \cos(\alpha + \beta) = 2^2 \quad (21)$$

Les équations (20) et (21) nous donnent le système suivant:

$$R_1 = R_2 - 2 V_{ON}$$

$$R_1^2 + R_2^2 + 2R_1 R_2 \cos(\alpha + \beta) = 4$$

En remplaçant R_2 dans la seconde équation par son expression, on a:

$$R_1^2 + R_1^2 + 4R_1 V_{ON} + 4V_{ON}^2 + 2R_1^2 \cos(\alpha + \beta) + 4R_1 V_{ON} \cos(\alpha + \beta) - 4 = 0$$

Soit:

$$2R_1^2 [1 + \cos(\alpha + \beta)] + 4V_{ON} [1 + \cos(\alpha + \beta)] R_1 + 4(V_{ON}^2 - 1) = 0$$

Ceci nous donne une équation du second ordre en R_1 :

$$R_1^2 + 2V_{0N} R_1 + \frac{2(V_{0N}^2 - 1)}{1 + \cos(\alpha + \beta)} = 0 \quad (22)$$

La résolution de cette équation nous donne comme racine positive (sens physique):

$$R_1 = -V_{0N} + \sqrt{V_{0N}^2 - \frac{2(V_{0N}^2 - 1)}{1 + \cos(\alpha + \beta)}} \quad (23)$$

$$\text{On a aussi, } 2\cos^2((\alpha + \beta)/2) = 1 + \cos(\alpha + \beta)$$

Ainsi, en faisant la substitution et en réduisant au même dénominateur, on a:

$$R_1 = -V_{0N} + \sqrt{\frac{2V_{0N}^2 \cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right] - 2V_{0N}^2 + 2}{2 \cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right]}} \quad (24)$$

Après simplification et mise en facteur on a:

$$R_1 = -V_{0N} + \sqrt{\frac{V_{0N}^2 \left[\cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right] - 1 \right] + 1}{\cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right]}} \quad (25)$$

$$\text{Or, on a: } -1 + \cos^2(\delta) = -\sin^2(\delta)$$

Donc l'expression devient:

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{\frac{-V_{ON}^2 \sin^2 \left[\frac{\alpha + \beta}{2} \right]}{\cos^2 \left[\frac{\alpha + \beta}{2} \right]} + \frac{1}{\cos^2 \left[\frac{\alpha + \beta}{2} \right]}} \quad (26)$$

D'où:

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{1 + \tan^2 \left[\frac{\alpha + \beta}{2} \right] \left[1 - V_{ON}^2 \right]} \quad (27)$$

Des équations (20) et (27) on tire l'expression de R_2 soit:

$$R_2 = V_{ON} + \sqrt{1 + \tan^2 \left[\frac{\alpha + \beta}{2} \right] \left[1 - V_{ON}^2 \right]} \quad (28)$$

Or, on a:

$$t_D + t_T = \frac{1}{2f_s}$$

De plus:

$$\alpha = w_r t_D$$

$$\beta = w_r t_T$$

D'où:

$$(\alpha + \beta) = \frac{2\pi f_s}{2f_s} = \frac{\pi}{f_{SN}}$$

Donc les expressions de R1 et R2 deviennent:

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left[\frac{\pi}{2 f_{SN}} \right] \left[1 - V_{ON}^2 \right]} \quad (29)$$

Et:

$$R_2 = V_{ON} + \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left[\frac{\pi}{2 f_{SN}} \right] \left[1 - V_{ON}^2 \right]} \quad (30)$$

ANNEXE B

PROGRAMME DE SIMULATION DES CARACTERISTIQUES
STATIQUES

```

C               GROUPE DE RECHERCHE
C               EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
C               1989
C-----
C
C-----OPEN(1,FILE='INPUT')
C-----OPEN(2,FILE='CUTPUT')
C-----OPEN(3,FILE='RESVON')
C-----OPEN(4,FILE='RESILM')
C-----OPEN(5,FILE='RESVCM')
C-----OPEN(6,FILE='RESION')
C-----OPEN(7,FILE='RESIDM')
C-----OPEN(8,FILE='PHASE')

C-----CALCUL DE LA CARACTERISTIQUE DE SORTIE VON
C-----POUR ( FSN<1 ) OU ( FSN > 1 )
C-----H=2./100
C-----PI=3.14159227
C-----RN=.2
11    FSN = H
10    IF (FSN.LT.0.5) THEN
        VON = (4*RN*FSN)/PI
        IF (VON.GE.1.) VON = 1.
        ELSEIF (FSN.LT.1) THEN
            A = PI/(2*RN*FSN)
            B = TAN(A*RN)**2
            C = A**2 + B*(A**2 + B)
            D = A**2 + B
            E = SQRT(C)
            VON = (A+E)/D
            IF (VON.GE.1.) VON = 1.
            ELSEIF (FSN.GT.1) THEN
                AB = PI/(2*RN*FSN)
                BB = TAN(AB*RN)**2
                CC = AB**2 + BB*(AB**2 + BB)
                DD = AB**2 + BB
                EE = SQRT(CC)
                VON = (EE-AB)/DD
        ENDIF
        WRITE (3,100) FSN,VON
        FSN = FSN + H

```

```

      IF (FSN . GT. 2) GOTO 20
      GOTO 10
20      WRITE(3, 101)
      RN=RN+. 2
      IF (RN. LT. 2. 4) GOTO 11
C
C
C-----CALCUL EN REGIME PERMANANT DU PLAN DE PHASE-----
C
      ILAG = 0
      VON = 0. 7
      FSN = 0. 45
66      IF (FSN. LT. 1. ) THEN
          IF(FSN. GT. 0. 5) THEN
              RX = TAN(PI/(2*FSN))**2
          ELSE
              RX = 0
          ENDIF
          RY = RX*(1-VON**2) +1.
          R1 = VON + SQRT(RY)
          R2 = - VON + SQRT(RY)
          ALPHA = PI - ACOS((4 + R2**2 - R1**2)/(4*R2))
          BETA = ACOS((-4 - R1**2 + R2**2)/(4*R1))
          XX = ALPHA + BETA
          YY = PI/FSN
          PRINT *, XX, YY
          DO 77 AA = 0, ALPHA , (ALPHA/80)
              VC = -1 -VON - R2*COS(AA)
              ILC = R2*SIN(AA)
              IF (ILAG. EQ. 1) THEN
                  VC = -VC
                  ILC = -ILC
              ENDIF
              WRITE(8, 100) VC, ILC
77      CONTINUE
          WRITE (8, 101)
          DO 88 BB = BETA, 0,-(BETA/80)
              VC = 1- VON - R1*COS(PI-BB)
              ILC = R1*SIN(BB)
              IF(ILAG. EQ. 1) THEN
                  VC= -VC
                  ILC=-ILC
              ENDIF
              WRITE(8, 100) VC, ILC
88      CONTINUE
          WRITE (8, 101)
          ELSE
              RX = TAN(PI/(2*FSN))**2
              RY = RX*(1-VON**2) +1.
              RZ = SQRT (RY)
              R1 = -VON +RZ
              R2 = VON + RZ
              ALPHA = ACOS((4-R1**2+R2**2)/(4*R2))
              BETA = ACOS((4-R2**2+R1**2)/(4*R1))
              XX= ALPHA + BETA

```

```

      YY= PI/FSN
      PRINT *, XX, YY
      DO 44 BB = 0, BETA, (BETA/80)
          VC = 1 - VON - R1*COS(BB)
          ILC = R1*SIN(BB)
          IF(ILAG.EQ.1) THEN
              VC = -VC
              ILC = -ILC
          ENDIF
          WRITE (8,100) VC, ILC
44      CONTINUE
          WRITE (8,101)
          DO 55 AA = ALPHA, 0,-(ALPHA/80)
              VC = -1 -VON + R2*COS(AA)
              ILC = R2*SIN(AA)
              IF(ILAG.EQ.1) THEN
                  VC = -VC
                  ILC = -ILC
              ENDIF
              WRITE (8,100) VC, ILC
55      CONTINUE
              WRITE(8,101)
          ENDIF
C
          IF (ILAG.EQ.1) GOTO 99
          IF (ILAG.EQ.0) ILAG=1
          GOTO 66
99      CONTINUE
C
C
C
      VON = 0.1
13      FSN = 1.06
12      IF (ABS(FSN-1.) .LT. 1E-6) GOTO 23
          IF (FSN .LT. 0.5) THEN
              CILM = 1 + VON
              CIDM = 1 - VON
              VCM = 2.
              CIOUT = 4*FSN/PI
          ELSEIF (FSN.LT.1.) THEN
              RX = TAN(PI/(2*FSN))**2
              RY = RX*(1-VON**2) +1.
              CILM = VON + SQRT (RY)
              VCM = CILM +1-VON
              CIOUT = (1. + SQRT(RY))*2.*FSN/PI
              R11 = VON + SQRT(RY)
              R22 = - VON + SQRT(RY)
              ALPHA = PI - ACOS((4 + R22**2 - R11**2)/(4*R22))
              IF (ALPHA.GT.PI/2) THEN
                  CIDM = R22
              ELSE
                  CIDM = R22 * SIN (ALPHA)
              ENDIF
          ELSEIF (FSN.GT.1.) THEN
              RXX = TAN(PI/(2*FSN))**2
              RYY = RXX*(1-VON**2) +1.
              RZZ =SQRT (RYY)

```

```
R1 = -VON +RZZ
R2 = VON + RZZ
VCM = R1 - 1 + VON
CIOUT = (R1+R2-2.)*FSN/PI
BETA = ACOS((4-R2**2+R1**2)/(4*R1))
CIDM = R2 * SIN(ALPHAA)
IF(BETA.LT.PI/2) THEN
  CILM = R1*SIN(BETA)
ELSE
  CILM = R1
ENDIF
ENDIF
WRITE (4,100) FSN , CILM
WRITE (5,100) FSN , VCM
WRITE (6,100) FSN , CIOUT
WRITE (7,100) FSN , CIDM
23  FSN =FSN + H
  IF (FSN.GT.2.00) GOTO 21
  GOTO 12
21  WRITE (4,101)
  WRITE (5,101)
  WRITE (6,101)
  WRITE (7,101)
  VON =VON + 0.1
  IF (VON.GT.1) GOTO 22
  GOTO 13
22  CLOSE(3)
  CLOSE (4)
  CLOSE(5)
  CLOSE(6)
  CLOSE(7)
100 FORMAT (F9.6,2X,F20.10)
101 FORMAT('FIN')
STOP
END
```

ANNEXE C

CIRCUIT ET DONNEES POUR ATOSEC5

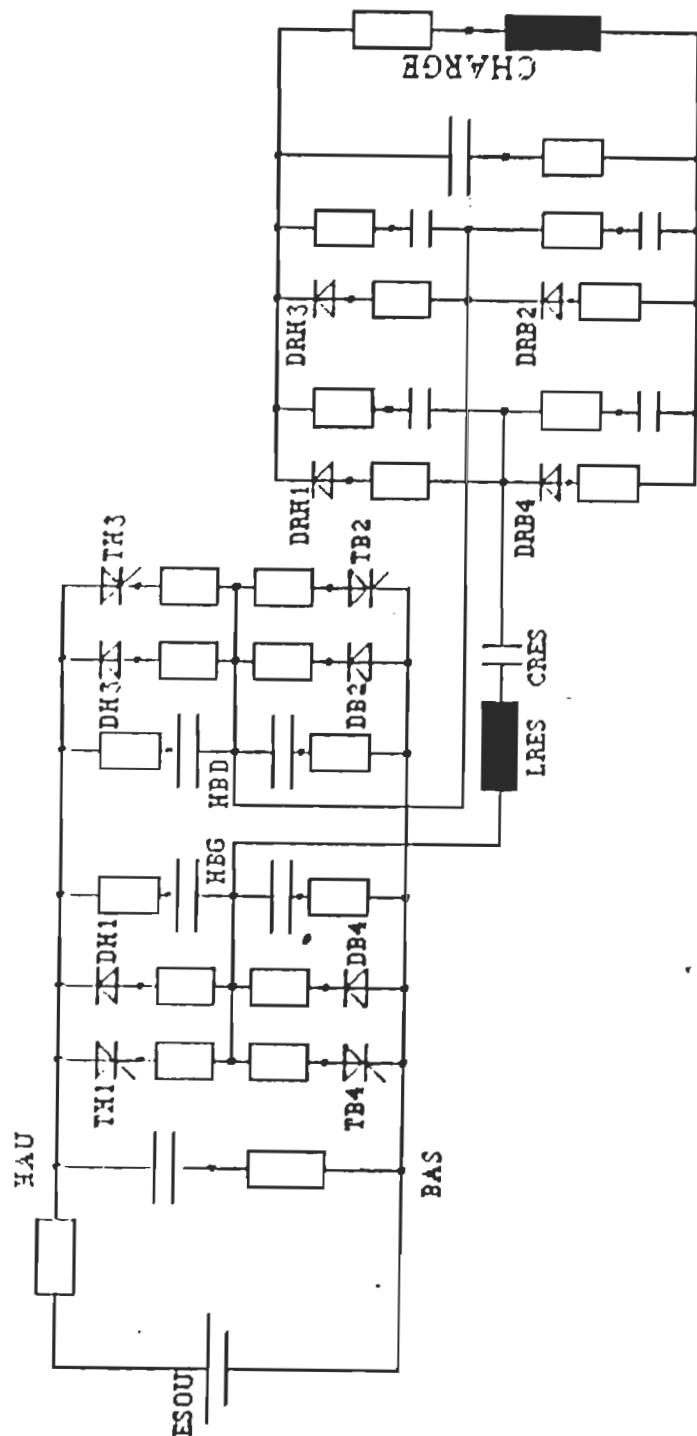


Figure C.1 Circuit pour la simulation sur ATOSEC5

\$DESCRIPTION DU CIRCUIT
\$ DONNEES POUR LE CONVERTISSEUR DC-AC
\$ PROJET EMR-INRS-ENERGIE
\$ 1989-11-14
E, ESOU, BAS, HAS
R, RESO, HAS, HAU, 0. 01
R, RCSO, HBS, BAS, 0. 01
C, CSOU, HAU, HBS, 5, MU
\$
S, TYH1, HAU, TH1, 0. 01, MU
R, RTY1, TH1, HBG, 0. 01
D, DIH1, DH1, HAU, 0. 01, MU
R, RDI1, DH1, HBG, 0. 01
R, RTD1, HAU, SH1, 100
C, CTD1, SH1, HBG, 0. 001, MU
\$
S, TYH3, HAU, TH3, 0. 01, MU
R, RTY3, TH3, HBD, 0. 01
D, DIH3, DH3, HAU, 0. 01, MU
R, RDI3, DH3, HBD, 0. 01
R, RTD3, HAU, SH3, 100
C, CTD3, SH3, HBD, 0. 001, MU
\$
S, TYB4, TB4, BAS, 0. 01, MU
R, RTY4, HBG, TB4, 0. 01
D, DIB4, BAS, DB4, 0. 01, MU
R, RDI4, DB4, HBG, 0. 01
R, RTD4, BAS, SB4, 100
C, CTD4, SB4, HBG, 0. 001, MU
\$
S, TYB2, TB2, BAS, 0. 01, MU
R, RTY2, HBD, TB2, 0. 01
D, DIB2, BAS, DB2, 0. 01, MU
R, RDI2, DB2, HBD, 0. 01
R, RTD2, BAS, SB2, 100
C, CTD2, SB2, HBD, 0. 001, MU
\$
L, LRES, HBG, NLC, 7, 5, MU
C, CRES, NLC, NP2, 0. 09, MU
\$
D, DRH1, DR1, NHA, 0. 01, MU
R, RDR1, DR1, HBD, 0. 01
R, RDH1, NHA, SR1, 100
C, CDH1, SR1, HBD, 0. 001, MU
\$
D, DRH3, DR3, NHA, 0. 01, MU
R, RDR3, DR3, NP2, 0. 01
R, RDH3, NHA, SR3, 100
C, CDH3, SR3, NP2, 0. 001, MU
\$
D, DRB4, DR4, HBD, 0. 01, MU
R, RDR4, DR4, NBA, 0. 01
R, RDB4, HBD, SR4, 100
C, CDB4, SR4, NBA, 0. 001, MU
\$

D, DRB2, DR2, NPB, 0, 01, MU
R, RDR2, DR2, NBA, 0, 01
R, RDG2, NPB, SR2, 100
C, CDB2, SR2, NBA, 0, 001, MU
\$
C, CCHA, NHA, NCR, 5, MU
R, RCCH, NCR, NBA, 0, 01
R, RCHA, NHA, NLA, 13, 8
L, LCHA, NLA, NBA, 10, MU
\$FIN DE LA DESCRIPTION
*
\$
\$CONDITIONS INITIALES POUR LES VARIABLES D'ETAT
1, CSOU, 170
\$SOURCES COMMANDEES
0
\$SOURCES ET VARIABLES D'ETAT ADDITIONNELLES
0
\$NOMBRE TOTAL DE SEMI-CONDUCTEURS
12
\$DONNEES RELATIVES AUX SOURCES
1, -170, 0, 0, 0, 0
\$DONNEES SUPPLEMENTAIRES RELATIVES AUX SEMI-CONDUCTEURS
\$SOURCE DE SYNCHRONISATION
5, 100, 50E+3, 0, 55, 90E+3
1, 0, 0, 0, 0, 0
5, 100, 50E+3, 0, 56, 90E+3
1, 0, 0, 0, 0, 0
5, 100, 50E+3, 0, 56, 90E+3
1, 0, 0, 0, 0, 0
5, 100, 50E+3, 0, 55, 90E+3
1, 0, 0, 0, 0, 0
1, 0, 0, 0, 0, 0
1, 0, 0, 0, 0, 0
1, 0, 0, 0, 0, 0
1, 0, 0, 0, 0, 0
\$ETAT INITIAL DES SEMI-CONDUCTEURS
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0
0, 0
\$COURANT DE MAINTIEN
.01, .01, .01, .01, .01
.01, .01, .01, .01, .01
.01, .01
\$TENSIONS D'AMORCAGE MINIMALES
2, 2, 2, 2, 2
2, 2, 2, 2, 2
2, 2
\$LARGEUR D'IMPULSION
3, 0, 3, 0, 3
0, 3, 0, 0, 0
0, 0
\$TEMPS DE RECOUVREMENT
1E-6, 1E-6, 1E-6, 1E-6, 1E-6
1E-6, 1E-6, 1E-6, 1E-6, 1E-6
1E-6, 1E-6
\$CARTES POUR LES PARAMETRES DE CONTROLE
0, 3E-4, 1E-7, 0, 0, 0, 5, 150, 10
5, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 20E+3, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0

ANNEXE D

PROGRAMME DE SIMULTION DU REGIME DYNAMIQUE

```

fclear;
Fsno = 1.3;
Rno = 1/3;
Vino = 1;
M = 627.45;

%%%%%%%%%%%%%%%
% CALCUL DU GAIN STATIQUE dVon/dFsn
%%%%%%%%%%%%%%%
www = 1;
for Rn = .1: 1:2
w1 = 1;
for Fsn = .5: .01: 2
AA = pi/(2*Rn*Fsn);
BB = pi^2/(2*(Rn^2)*Fsn^3);
CC = tan(pi/(2*Fsn));
DD = (cos(pi/(2*Fsn)))^2;
EE = pi/(2*Fsn);
FF = (AA^2+2*CC^2);
HH = (CC*pi)/(DD*Fsn^2);
GG = 0.5*(-BB-HH*FF-(CC^2)*BB);
if Fsn < 1
II = GG/sqrt(AA^2+CC^2*(AA^2+CC^2))-(pi/(2*Rn*Fsn));
end;
if Fsn > 1
II = GG/sqrt(AA^2+CC^2*(AA^2+CC^2))+(pi/(2*Rn*Fsn));
end;
NN1 = II*(AA^2+CC^2);
if Fsn < 1
JJ = (BB+HH)*(AA+sqrt(AA^2+(CC^2)*(AA^2+CC^2)));
end;
if Fsn > 1
JJ = (BB+HH)*(-AA+sqrt(AA^2+(CC^2)*(AA^2+CC^2)));
end;
NN = NN1+JJ;
DD1 = (AA^2+CC^2)^2;
GSTAT(w1, www)=NN/DD1;
if Fsn==Fsno
if Rn==Rno
Gain=GSTAT(w1, www);
end;
end;
W(w1) = Fsn;
w1 = w1+1
end;
www=www+1
end;
plot(W, GSTAT); grid;
title('GAIN STATIQUE DE LA FONCTION DE TRANSFERT Von/Fsn');
xlabel('fs/fr'); ylabel('dVon/dFsn');
pause;

```

```

%
% CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT A PARTIR DES MATRICES D'ETAT
%
% TRACAGE DU DIGRAMME DE BODE (GAIN ET PHASE)
%
Rn=Rno;

TT=(tan(pi/2*Fsno))^2;
CONS=pi/(2*Rn*Fsno);
if (Fsno > 1)
    CONS=-CONS;
end;

Von=(CONS+sqrt(CONS^2+TT*(CONS^2+TT)))/(CONS^2+TT);
R1o=Von+sqrt(1+TT-(Von^2)*TT);
R2o=R1o-2*Von;
if (Fsno > 1)
    XxX = R1o;
    YyY = R2o;
    R1o = YyY;
    R2o = XxX;
end;
Alpha = pi-acos((4+R1o^2-R2o^2)/(4*R1o));

X1o = R2o*sin(Alpha);
if(Fsno>1)
    X2o = Vino-Von+R2o*cos(Alpha)
end;

if (Fsno<1)
    X2o = Vino+Von+R2o*cos(Alpha);
end;
X3o = Von;

Trans=Vino-X3o+X2o;

R1=sqrt(X1o^2+(Trans)^2);
R2=R1-2*X3o;

Beta=pi-atan(X1o/Trans);
Alfa=(pi/(Fsno)-Beta);
if (Fsno>1)
    XX=R1;
    YY=R2;
    ZZ=Beta;
    WW=Alfa;
    R1=YY;
    R2=XX;
    Beta=WW;
    Alfa=ZZ;
end;

```

```
Trans1=2-cos(Alfa)-cos(Beta);
Trans2=R1*sin(Beta)-R2*sin(Alfa);
```

113

```
G1x1=(X1o*sin(Alfa)/R1)+(R2*Trans*cos(Alfa)/R1^2);
G1x2=((Trans*sin(Alfa))/R1)-(R2*X1o*cos(Alfa)/R1^2);
G1x3=-G1x2-2*sin(Alfa);
```

```
G2x1=(X1o*cos(Alfa)/R1)-(R2*Trans*sin(Alfa)/R1^2);
G2x2=(Trans*cos(Alfa)/R1)+(R2*X1o*sin(Alfa)/R1^2);
if (Fsno>1)
    G2x3 = -G2x2-(2*cos(Alfa))-1;
end;
if (Fsno<1)
    G2x3 = -G2x2-(2*cos(Alfa))+1;
end;
```

```
G3x1=(1/M)*((X1o*Trans1/R1)-(Trans*Trans2/R1^2));
G3x2=(1/M)*((Trans*Trans1/R1)+(X1o*Trans2/R1^2));
G3x3=-G3x2-(2*(1-cos(Alfa)))/M+1-pi/(M*Rn*Fsno);
```

```
G1f=-(pi*R2/Fsno^2)*cos(Alfa);
G2f=(pi*R2/Fsno^2)*sin(Alfa);
G3f=(pi/M*Fsno^2)*((X3o/Rn)-R2*sin(Alfa));
```

```
G1v=G1x2;
G2v=G2x2+1;
G3v=G3x2;
```

```
A=[G1x1 G1x2 G1x3
   G2x1 G2x2 G2x3
   G3x1 G3x2 G3x3]
```

```
B=[G1f G1v
   G2f G2v
   G3f G3v]
```

```
C=[0 0 1];
```

```
D=[0 0];
```

```
[num,den]=ss2tf(A,B,C,D,1)
```

```
pause;
w=logspace(-4, 1);
[mag,phase]=dbode(A,B,C,D,1,w);
mdb=20*log10(mag);

semilogx(w,mdb,'r');
title('GAIN EN FONCTION DE LA FREQUENCE "BODE"');
grid; xlabel('FREQUENCE'); ylabel('GAIN EN dB');
pause;
semilogx(w,phase,'g');
title('PHASE EN FONCTION DE LA FREQUENCE "BODE"');
grid; xlabel('FREQUENCE'); ylabel('PHASE');
pause;
```

ANNEXE E

IXYS

FICHE TECHNIQUE DU COMFET

ADVANCED TECHNICAL DATA SHEET*

DATA SHEET NO. 41-007B

MOSBLOC™ Series
Phase-Leg Power MOSIGBT Module

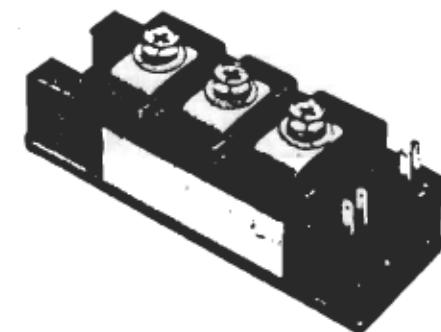
N-Channel Enhancement Mode HDMOS™ Family

IXGQ50N60Y4

I _C (cont)	50A	✓
V _{(BR)CES}	600V	✓
V _{CE(sat)}	4.0V	✓

FEATURES:

- Fast switching times
- Low V_{CE(sat)} HDMOS process
- Rugged polysilicon gate cell structure
- Reduced input capacitance
- Isolated baseplates for easy mounting

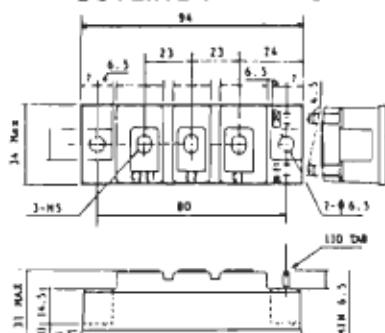


*The data supplied herein reflects the Design Technical Objective Specification. The subject products are in Product Development. IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions without notice.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IXGQ50N60Y4	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{(BR)CES}	600	V _{dc}
Collector-Gate Voltage	V _{(BR)CGA}	600	V _{dc}
Gate-Emitter Voltage	V _{GES}	±20	V _{dc}
Collector Current			
Continuous (DC)	I _C	50	Amps
Pulsed (1mS)	I _{CM}	100	Amps
Diode Current			
Continuous (DC)	I _C	50	Amps
Pulsed (1mS)	I _{CM}	100	Amps
Total Power Dissipation @25°C	P _C	300	Watts
Derate above 25°C		2.3	W°C
Junction Temperature	T _j	150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to 125	°C
Isolation Voltage (1 minute)	V _{isol}	2500	V _{AC}
Screw Torque			
Mounting Flanges		30	kg·cm
Terminals		30	kg·cm

OUTLINE DRAWING



CIRCUIT DIAGRAM

