

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIERES

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIERES

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR

ANDRÉ CHARETTE

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN
CONVERTISSEUR CC-CA DE 60 HZ

DÉCEMBRE 1989

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

Ce travail porte sur l'étude d'un convertisseur double à résonance série (CDRS). Ce convertisseur est constitué de deux onduleurs à circuit résonant série opérés à la même fréquence et alimentant en parallèle la même charge. Le réglage de la puissance de sortie est réalisé par la modulation de la phase entre les commandes des deux onduleurs. Le convertisseur CDRS est employé comme onduleur haute fréquence (HF) et les interrupteurs utilisés sont des thyristors duaux. Le montage est analysé et ses caractéristiques statiques établies. Une maquette est construite et les résultats expérimentaux sont comparés aux résultats théoriques. L'étude est orientée vers la réalisation d'un onduleur basse fréquence (BF) (60 Hz) à lien HF construit autour de convertisseurs à résonance.

A Suzanne, Simon et David

AVANT-PROPOS

Ce projet porte sur l'utilisation de convertisseurs à résonance dans une application inédite. Le travail réalisé a permis de saisir certaines particularités des montages à circuits résonants qui sont ici mis en relief par la nature particulière des thyristors duaux. Les choix réalisés au long de ce travail ne sont probablement pas les meilleurs mais constituent une approche viable du problème. Le régulateur utilisé est très certainement perfectible et pour cela une fonction non linéaire doit être élaborée pour linéariser le gain du convertisseur.

Ce travail a été réalisé sous la direction de M. Venkatachari Rajagopalan. Il a été rendu possible grâce au dynamisme, à la patience et à la ténacité de ce dernier qui a tout au long de celui-ci encouragé et soutenue nos efforts.

Outre M. Rajagopalan l'auteur tient à remercier M. Kamal Al-Hadad qui a suivi les travaux réalisés et dont la disponibilité et l'expertise sur les convertisseurs à résonance et le thyristor dual ont été d'une grande aide.

Un remerciement particulier aussi à M. K. S. Rajashekara pour sa participation à l'amorçage de ce travail.

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'un programme de recherche subventionné par le ministère de l'Énergie, des Mines et des Ressources du Canada.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
RÉSUMÉ.....	II
AVANT-PROPOS.....	IV
TABLE DES MATIÈRES.....	VI
LISTE DES FIGURES.....	VII
GLOSSAIRE.....	IX
1. INTRODUCTION.....	1
1.1 Les convertisseurs CC-CA (BF).....	3
1.2 Objectif de la thèse.....	4
1.3 Travaux antérieurs.....	6
1.3.1 Pour la réalisation d'un convertisseur CC-CA (BF).....	6
1.3.2 Pour la conversion de CC à CC en commutation douce.....	7
1.4 Organisation de la thèse.....	10
2. DESCRIPTION GÉNÉRALE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR.....	12
2.1 Introduction.....	12
2.2 Le réglage du transfert d'énergie d'un convertisseur CC-CC.....	13
2.3 Intérêt du convertisseur à résonance.....	15
2.4 Avantages de deux convertisseurs à résonance en parallèles.....	21
2.5 Conclusion.....	22
3. MODÉLISATION ET SIMULATION.....	24
3.1 Évolution temporelle des variables d'état pour le convertisseur CDRS. Simulation par le logiciel ATOSEC5 [6].....	24
3.1.1 Modélisation.....	25
3.1.2 Simulation.....	26
3.2 Évaluation des courbes paramétriques décrivant les propriétés du convertisseur CDRS.....	27
3.2.1 Modélisation.....	27
3.2.2 Simulation.....	38
3.3 Conclusion.....	54
4. DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR RÉSONANT.....	55
4.1 Caractéristique de la source Es et de la charge.....	55
4.2 Réglage de la puissance de sortie.....	58
4.3 Choix de la tension de sortie V_0	60
4.4 Calcul du convertisseur pour $f = 0$	65
4.4.1 Cahier de charge.....	66
4.4.2 Calcul des courants et des tensions.....	66

4.4.3	Calcul des composants des circuits résonants	69
4.5	Calcul du convertisseur.....	70
4.5.1	Pour la modulation de phase.....	70
4.5.2	Pour la modulation de la fréquence et de phase.....	70
4.6	Conclusion.....	71
5.	RÉALISATION DES CIRCUITS.....	72
5.1	Circuit de commande.....	72
5.1.1	Génération d'un signal de référence.....	76
5.1.2	Commande de l'onduleur BF.....	78
5.1.3	Démarrage en douceur.....	79
5.1.4	Génération du courant cible.....	81
5.1.5	Rétroaction de courant.....	82
5.1.6	Régulateur.....	84
5.1.7	Modulation de fréquence.....	85
5.1.8	Modulation de phase.....	87
5.2	Circuit de puissance.....	91
5.2.1	Onduleur HF.....	91
5.2.2	Thyristor dual.....	92
5.2.3	Onduleur BF.....	93
5.3	Conclusion.....	94
6.	RÉSULTAT EXPÉRIMENTAUX.....	95
6.1	Modulation de la phase.....	95
6.2	Modulation de la phase et de la fréquence.....	97
6.3	Conclusion.....	98
	CONCLUSION GÉNÉRALE.....	99
	RÉFÉRENCES.....	100
	ANNEXE 1.....	I
	ANNEXE 2.....	XXX
	ANNEXE 3.....	XXXV
	ANNEXE 4.....	XXXVII

LISTE DES FIGURES

	Page
Fig. 1.1	Cogénération..... 2
Fig. 1.2	Schéma du convertisseur CC-CA (BF)..... 5
Fig. 1.3	Schéma bloc du convertisseur CDRS..... 5
Fig. 1.4	Transformation du courant..... 7
Fig. 2.1	Convertisseur à résonance..... 18
Fig. 2.2	Interrupteur à transistors et sa commutation..... 20
Fig. 2.3	Mise en parallèle de convertisseurs à résonance en demi-pont..... 23
Fig. 3.1	Modèle pour simulation par CDRSPER..... 30
Fig. 3.2	Circuit résonant LC..... 32
Fig. 3.3	Mode de fonctionnement pour la plage de phases comprises entre 0 et 180 degrés..... 36
Fig. 3.4	Organigramme de la simulation par CDRSPER..... 42
Fig. 3.5	Puissance en fonction de f pour divers Z_0 45
Fig. 3.6	Puissance en fonction de Z_0 pour divers f 45
Fig. 3.7	Puissance en fonction de f pour divers Z_0 46
Fig. 3.8	Courants crêtes des circuits résonants et de la charge en fonction de ϕ 47
Fig. 3.9	Tensions crêtes des condensateurs et de la charge en fonction de ϕ 47
Fig. 3.10	Temps de conduction de la diode du convertisseur #1 en fonction de ϕ 48
Fig. 3.11	Temps de conduction de la diode du convertisseur #2 en fonction de ϕ 48
Fig. 3.12	Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 0$ 49
Fig. 3.13	Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 45$... 50
Fig. 3.14	Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 90$... 51
Fig. 3.15	Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 135$.. 52

Fig. 3.16	Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 180^\circ$..	53
Fig. 4.1	Caractéristique typique tension/courant pour un panneau photovoltaïque.....	56
Fig. 4.2	Tension sur le circuit résonant en fonction du courant de sortie pour un convertisseur résonant.....	62
Fig. 5.1	Schéma de principe de l'ensemble.....	74
Fig. 5.2	Schéma électronique de l'ensemble.....	75
Fig. 5.4	Commande de l'onduleur BF.....	78
Fig. 5.5	Circuit de démarrage en douceur.....	80
Fig. 5.6	Génération du signal cible de courant.....	81
Fig. 5.7	Rétroaction de courant.....	83
Fig. 5.8	Régulateur de courant.....	84
Fig. 5.9	Modulation de fréquence.....	86
Fig. 5.10	Modulation de phase.....	88
Fig. 5.11	Chronographe de la modulation de phase.....	89
Fig. 5.12	Commande de l'onduleur HF.....	90
Fig. 5.13	Thyristor dual.....	92
Fig. 6.1	Courant des circuits résonants avec modulation de phase.....	96
Fig. 6.2	Courants des circuits résonants avec modulation de phase et fréquence.....	96
Fig. 6.3	Courant de charge.....	97
Fig. 6.4	Courants des circuits résonants.....	97
Fig. A2.1	Schéma du convertisseur CDRS pour simulation par ATOSEC5.....	xxxiii
Fig. A2.2	Résultats de la simulation par ATOSEC5.....	xxxiv
Fig. A4.1	Plan de phase pour le convertisseur résonant série incluant la commutation.....	xxxviii
Fig. A4.2	Caractéristique V/I pour un CRS.....	xlii

GLOSSAIRE

A	Source de tension dans le modèle pour la simulation du convertisseur CDRS
ATOSEC5	Logiciel de simulation utilisé pour établir la réponse en régime permanent du convertisseur CDRS.
B	Source de tension dans le modèle pour la simulation du convertisseur CDRS
BF	Basse fréquence (60 Hz)
C	Capacité de base. $C = C_1 = C_2$
C_1, C_2	Capacité des condensateurs des circuits résonants respectivement 1 et 2. $C_1 = C_2$
CA	Courant alternatif
CC	Courant continu
C_t	Condensateur d'aide à la commutation
CDRS	Convertisseur double à résonance série
CDRSPER	Logiciel utilisé pour établir les fonction de transfert du convertisseur CDRS
CRS	Convertisseur à résonance série
CRP	Convertisseur à résonance parallèle
CRSP	Convertisseur à résonance série parallèle
étape ₁	Source V_1 positive, V_2 et V_0 négatives
étape ₂	Source V_1 et V_2 positives, V_0 négative
étape ₃	Source V_1 positive, V_2 négative et V_0 déconnectée
étape ₄	Source V_1, V_2 et V_0 positives
E_b	Tension de base. $E_b = E_s/2$
E_s	Tension de l'alimentation CC du convertisseur CDRS
E_{smin}	Tension E_s minimum correspondant à la puissance minimum disponible de la source d'énergie

E_{smax}	Tension E_s maximum correspondant à la puissance maximum disponible de la source d'énergie
E_{sMAX}	Tension maximum que doit pouvoir supporter le convertisseur sans dommage.
f_b	Fréquence de base. $f_b = f_r$
f_r	Fréquence de résonance du circuit LC. $f_r = 1/(2\pi\sqrt{LC})$
f_u	Fréquence du réseau (60 Hz)
f_{MAX}	Fréquence limite supérieure de la plage d'opération du CDRS pour $\phi = 180$ et $\Phi = 0$ et π . Correspond à P_{smax}
f_{MIN}	Fréquence limite inférieure de la plage d'opération du CDRS pour $\phi = 0$ et $\Phi = \pi/2$ et $3\pi/2$
f_0	Fréquence instantanée d'opération du CDRS
F_{MAX}	Fréquence maximum d'opération du CDRS pour $\phi = 0$ et $\Phi = \pi/2$ et $3\pi/2$. Correspond à P_{smin}
F_{MIN}	Fréquence minimum d'opération du CDRS pour $\phi = 0$ et $\Phi = \pi/2$ et $3\pi/2$. Correspond à P_{smax}
F_{NOM}	Fréquence correspondant au point de fonctionnement du CDRS pour $V_0 = \sqrt{2}V_u/n$ soit à l'instant $t = (\pi/2)/\omega_u$ ou $(3\pi/2)/\omega_u$
HF	Haute fréquence. ($\gg 60$ Hz)
i^*	Courant normalisé. $i^* = i/I_b$
i_0	Courant instantané à la sortie de l'onduleur HF
i_{L1}	Courant instantané à travers l'inductance du convertisseur CRS #1
i_{L2}	Courant instantané à travers l'inductance du convertisseur CRS #2
I_b	Courant de base. $I_b = E_b/Z_b$
I_u	Courant de sortie BF fourni au réseau (Valeur efficace)
I_{L1}	Courant moyen à travers l'inductance du convertisseur CRS #1
I_{L2}	Courant moyen à travers l'inductance du convertisseur CRS #2

I_0	Courant moyen à la sortie de l'onduleur HF
I_0^*	Courant de sortie normalisé de l'onduleur HF. $I_0^* = I_0/I_b$
L	Inductance de base. $L = L_1 = L_2$
L_1, L_2	Inductance des bobines des circuits résonants des convertisseurs CRS 1 et 2. $L_1 = L_2$
$\mathbf{1}$	Opérateur de Laplace
Mode ₁	Séquence particulière d'étapes (étape ₂ , étape ₄)
Mode ₂	Séquence particulière d'étapes (étape ₁ , étape ₂ , étape ₄)
Mode ₃	Séquence particulière d'étapes (étape ₁ , étape ₄)
Mode ₄	Séquence particulière d'étapes (étape ₁ , étape ₃ , étape ₄)
Mode ₅	Séquence particulière d'étapes (étape ₃)
MPT	Poursuite du maximum de puissance. (Maximum power tracking). Un circuit MPT permet de régler le point d'opération pour en tout temps permettre le transfert du maximum de puissance disponible.
n	Rapport de transformation du transformateur d'isolation. $n = (V_u \sqrt{2})/V_0$
P_b	Puissance de base. $P_b = E_b I_b$
P_s	Puissance disponible de l'alimentation CC
P_{smax}	Puissance maximum disponible de l'alimentation CC. Correspond à E_{smax}
P_{smin}	Puissance minimum disponible de l'alimentation CC. Correspond à E_{smin}
P_u	Puissance délivrée au réseau. $P_u = V_u I_u$
P_0	Puissance de sortie moyenne de l'onduleur HF. $P_0 = V_0 I_0$

P_0^*	Puissance de sortie normalisée de l'onduleur HF. $P_0^* = V_0^* I_0^*$
q	Tension de sortie normalisée de l'onduleur HF. $q = V_0/E_b$
$Q_{1,1}$	Interrupteur 1 du convertisseur HF #1
$Q_{1,2}$	Interrupteur 2 du convertisseur HF #1
$Q_{2,1}$	Interrupteur 1 du convertisseur HF #2
$Q_{2,2}$	Interrupteur 2 du convertisseur HF #2
S	Source de tension qui représente la charge du convertisseur HF dans le modèle pour la simulation du CDRS
$\$$	Variable complexe
t^*	Temps normalisé. $t^* = t/T_b$
t_0	Début de l'étape ₁
t_1	Fin de l'étape ₁
t_2	Fin de l'étape ₂
t_3	Fin de l'étape ₃
t_4	Fin de l'étape ₄
T_b	Période de temps de base. $T_b = 2\pi/\omega_0$
$T_{1,1}$	Interrupteur 1 du bras 1 de l'onduleur BF
$T_{1,2}$	Interrupteur 2 du bras 1 de l'onduleur BF
$T_{2,1}$	Interrupteur 1 du bras 2 de l'onduleur BF
$T_{2,2}$	Interrupteur 2 du bras 2 de l'onduleur BF
v_{C1}	Tension instantanée sur la capacité du convertisseur CRS #1
v_{C2}	Tension instantanée sur la capacité du convertisseur CRS #2
v^*	Tension normalisée. $v^* = v/E_b$

v_0	Tension instantanée à la sortie de l'onduleur HF
V_u	Tension de sortie (valeur efficace) de l'onduleur BF (aussi tension du réseau servant de charge)
V_A	Tension de la source A
V_B	Tension de la source B
V_S	Tension de la source S
V_0	Tension moyenne à la sortie de l'onduleur HF
V_0^*	Tension de sortie normalisée de l'onduleur HF. $V_0^* = q$
Z_b	Impédance caractéristique de base. $Z_b = \sqrt{L/C}$
Z_{req}	Impédance de sortie de l'onduleur HF représentant le réseau réfléchi au primaire du transformateur HF pour le niveau de puissance transmise requis
Z_u	Impédance de la charge que constitue le réseau pour un point de fonctionnement donné. $Z_u = P_u/V_u$
Z_0	Impédance de sortie de l'onduleur HF. Cette impédance est obtenue par le calcul de I_0 et par $Z_0 = V_0/I_0$
α	Rapport de la capacité du condensateur du circuit résonant à celle de ceux d'aide à la commutation. $\alpha = C/2C_t$
γ	Angle de phase entre la tension de sortie HF et la tension du CRS # 1
Δ_p	Le rapport entre la puissance P_{smax} et P_{smin} . $\Delta_p = P_{smax}/P_{smin}$
λ	Impédance de charge normalisée de l'onduleur HF. $\lambda = Z_0/Z_b$
Λ	Niveau d'ensoleillement servant de source d'énergie au CDRS
μ	Fréquence normalisée de la tension de sortie de l'onduleur HF. $\mu = f_0/f_b$
π	3.1416
ϕ	Angle de phase entre la commutation des deux unités de convertisseurs à résonance

- Φ Angle de phase du sinus de tension de 60 Hz. Situe la tension de sorti pour le convertisseur HF. La tension de sortie est $v_u(t) = V_u \sin \Phi$ et $\Phi = \omega_u t$
- ω_r Pulsation de résonance du circuit LC. $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$
- ω_u Pulsation du réseau. $\omega_u = 2\pi f_u$
- ω_0 Pulsation d'opération instantanée du circuit HF.
 $\omega_0 = 2\pi f_0$

1. INTRODUCTION

La progression de l'utilisation de l'électricité dans le cadre de nouvelles applications, ou son extension à des applications classiques mais de façon plus performante, passe par la possibilité de transformer cette énergie électrique pour l'adapter de façon particulière aux besoins.

Les réseaux de distribution des Compagnies de services publics fournissent une tension alternative à basse fréquence (60 Hz en Amérique du Nord et 50 Hz ailleurs dans le monde). La majorité des appareils domestiques de même qu'industriels et commerciaux sont donc conçus pour être alimentés en courant alternatif. Toutefois, l'énergie électrique s'emmagasine mal sous cette forme. Pour les besoins de stockage on doit donc être en mesure de transformer l'énergie de courant alternatif (CA) à courant continu (CC) et vice versa de façon efficace et fonctionnelle.

L'énergie éolienne a aussi intérêt à être transformée en CC pour des raisons de facilité de réglage et ainsi éluder les problèmes de synchronisation avec le réseau. De même, l'utilisation de batteries d'accumulateurs pour le stockage, de panneaux photovoltaïques ou de piles à combustible pour la production d'énergie électrique nécessite-t-elle un convertisseur CC-CA pour permettre d'alimenter des charges con-

ques pour être raccordées au réseau. Ce même convertisseur CC-CA permet, dans un contexte de cogénération¹, de raccorder ces sources d'énergies CC au réseau des services publics.

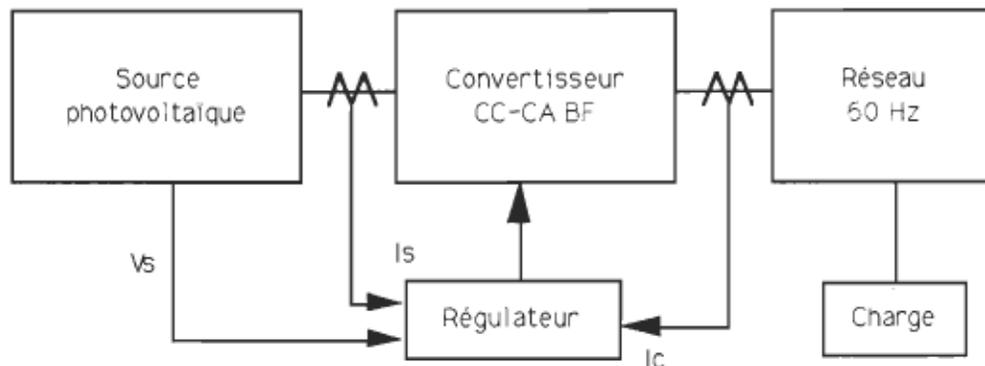


Fig. 1.1 Cogénération

Une autre application qui prend de plus en plus d'ampleur est l'utilisation du convertisseur CC-CA basse fréquence (BF) pour l'alimentation sans interruption (UPS)² des charges critiques qui souffrent entre autre de la piètre qualité de l'alimentation électrique fournie par les Compagnies de services publics (creux de tension, harmoniques de tension, surtensions, etc.).

¹ La cogénération est le raccordement de sources d'énergie au réseau de distribution pour y injecter le surplus d'énergie disponible tout en alimentant une charge locale. C'est une façon simple d'alimenter en énergie douce une résidence car le déséquilibre entre l'offre et la demande est assumé par le réseau et la tension fournie aux charges locales à la stabilité de celle du réseau.

² UPS : Uninterruptable Power Supply.

1.1 Les convertisseurs CC-CA (BF)

Les convertisseurs CC-CA BF ne sont pas une nouvelle pièce d'équipement et ils sont maintenant constitués de convertisseur statique. Leur conception doit tout de même être revue régulièrement, à la lumière des avancements récents de la technologie des interrupteurs et de la structure des convertisseurs avec comme objectif de les rendre plus efficaces, plus compacts, moins coûteux à produire, plus fiables et d'augmenter la qualité³ de la puissance qu'ils délivrent.

Le traitement à effectuer sur l'énergie électrique pour la conversion de CC à CA est de répartir celle-ci dans le temps d'une façon déterminée. Ce façonnage doit être réalisé avec un minimum de perte⁴. Pour cela on doit utiliser des interrupteurs pour découper en paquets cette énergie et utiliser des éléments pouvant stocker celle-ci pour un court intervalle de temps. Ces éléments de stockage (condensateur et inducteur) seront d'autant plus compacts que la fréquence utilisée pour le découpage de l'énergie sera élevée. Si un transformateur d'isolation ou d'adaptation d'impédance est requis il sera lui aussi plus compact et moins coûteux pour un fonctionnement à haute fréquence. Une fréquence de découpage élevée permet aussi d'avoir un système de réaction plus rapide à cause de la constante de temps plus faible des filtres nécessaires.

³ Qualité dans le sens d'un faible contenu harmonique pour le courant et un facteur de puissance élevé.

⁴ Ces pertes constituent des dépenses inutiles en énergie qui se chiffrent entre autre en dollars mais conduisent de plus au surdimensionnement des composants, à des problèmes d'évacuation de la chaleur générée et même à une diminution de la fiabilité et de la vie utile du montage.

Depuis un peu moins d'une décennie, les aspects de la conception des convertisseurs concernant la fiabilité et l'efficacité sont l'objet de travaux qui ont mis en évidence les avantages des convertisseurs à résonance. Ceux-ci ont d'abord vu le jour pour des applications destinées à l'aérospatiale et leur mérite en a fait l'objet de recherche pour toutes les applications de convertisseurs. Ces convertisseurs constitués autour d'un circuit résonant LC permettent de réduire les contraintes appliquées aux interrupteurs lors des commutations. Le fonctionnement le plus intéressant à ce point de vue est le fonctionnement en commutation douce⁵ des interrupteurs.

1.2 Objectif de la thèse

Cette étude sera consacrée au convertisseur double à résonance série (CDRS) dans une application de convertisseur CC-CA (BF) pour le raccordement d'une source d'énergie CC au réseau 60 Hz dans une application de cogénération. Le convertisseur CC-CA (BF) (Fig. 1.2) sera constitué d'un onduleur basse fréquence (BF) alimenté en courant par un onduleur haute fréquence (HF) pour un montage plus compact et plus économique. Cet onduleur HF (CDRS) utilisera deux convertisseurs à résonance alimentant en parallèle une même charge (Fig. 1.3). Les

⁵ Il y a commutation douce lorsque le passage du courant d'un interrupteur à un autre se fait suivant les lois physiques réglissant le comportement du circuit. Cette commutation est déclenchée par la commande d'un seul des deux interrupteurs. La commutation forcée est le passage d'un interrupteur à l'autre de façon provoquée où l'on ouvre un interrupteur avant de fermer l'autre. Un fonctionnement sans commutation est celui où le passage du courant d'un interrupteur à l'autre est séparé par une période où le courant de charge est nul. Celui-ci s'interrompt complètement en raison du comportement de la charge avant le changement d'interrupteur.

interrupteurs à transistors seront exploités en commutation douce pour une plus grande efficacité et un montage plus robuste.

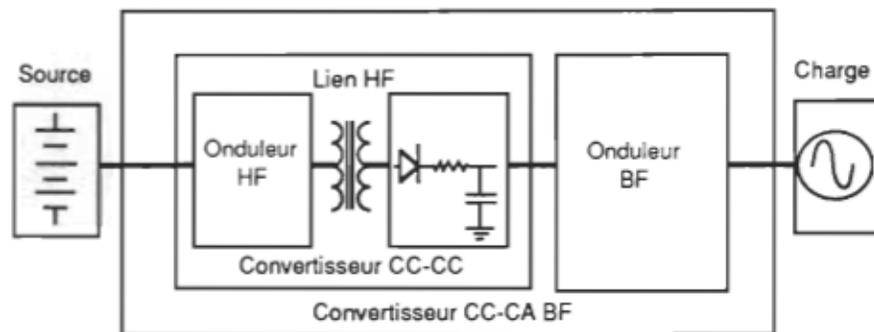


Fig. 1.2 Schéma du convertisseur CC-CA (BF)

Cette étude portera sur la caractérisation de l'onduleur HF en régime statique et sur la réalisation d'une maquette de 2 kW d'un convertisseur CC-CA BF pour le raccordement au réseau à 120 V, 60 Hz.

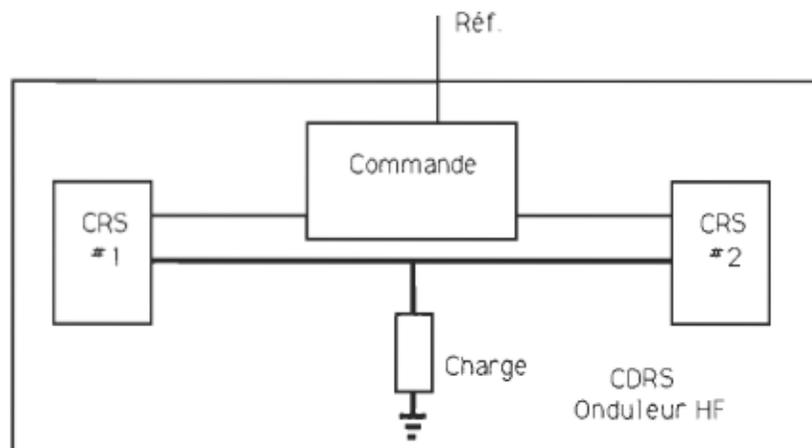


Fig. 1.3 Schéma bloc du convertisseur CDRS

Le choix du convertisseur pour l'onduleur HF sera explicité.

1.3 Travaux antérieurs

1.3.1 Pour la réalisation d'un convertisseur CC-CA (BF)

La structure des convertisseurs modernes CC-CA (BF) est le plus souvent bâtie selon le schéma illustré à la Figure 1.2.

Ce montage est caractérisé par la présence de deux onduleurs. Le premier, onduleur HF, est utilisé pour créer une onde de courant HF dont l'amplitude est modulée pour que l'enveloppe de celle-ci soit de forme sinusoïdale. Ce courant HF est ensuite redressé et filtré. Le second onduleur, basse fréquence, est utilisé pour déployer⁶ ce courant dont la forme est identique à un sinus redressé double alternance.

La Figure 1.4 illustre la transformation à effectuer sur le courant pour passer de CC à CA (BF).

Ce montage (Fig. 1.2) a comme attrait que la forme du courant peut être modélisée précisément, en raison de la fréquence élevée utilisée pour le premier onduleur et cela avec des éléments réactifs de dimensions réduites. Le fonctionnement à haute fréquence est aussi intéressant pour permettre l'usage de transformateurs plus compacts lorsqu'ils sont requis.

⁶ Le déploiement du courant de sortie consiste à effectuer l'opération inverse du redressement par un pont de diodes. Dans le cas présent, le sinus de courant doublement redressé est commuté pour réaliser un sinus de 60 Hz. La commutation se fait au passage par zéro du courant. Voir la Fig. 1.4.

L'onduleur HF fait, en réalité, partie d'un convertisseur CC-CC dont la tension de sortie peut être rapidement modulée dans une grande plage et en particulier atteindre zéro volt.

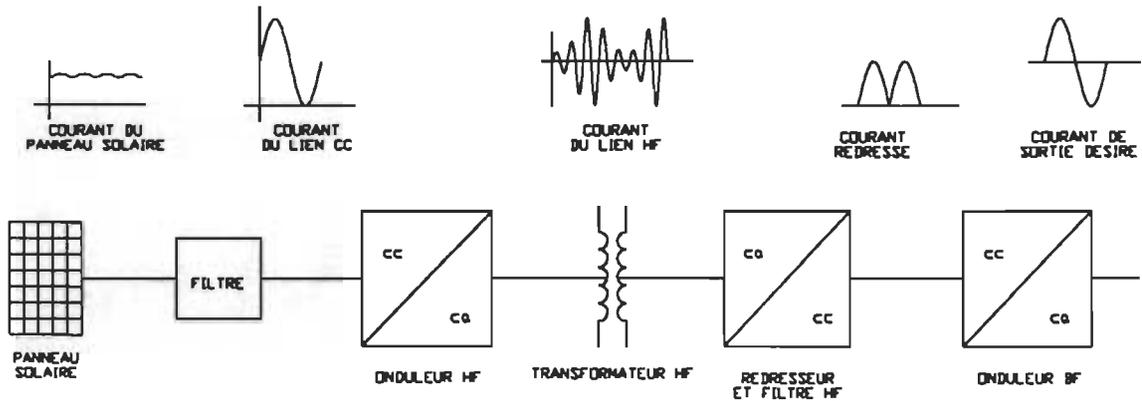


Fig. 1.4 Transformation du courant

La conception de ce convertisseur CC-CC est le point distinctif des différentes réalisations de convertisseur CC-CA (BF). Les montages utilisés pour celui-ci passent par les structures classiques de types hacheur, de modulations de largeur d'impulsion (MLI), etc.

1.3.2 Pour la conversion de CC à CC en commutation douce

Les structures énumérées ci-haut pour la conversion de CC à CC sont handicapées par leur commutation forcée et par la difficulté de moduler la tension de sortie jusqu'à 0 V. De plus, leur fonctionnement n'est pas à fréquence fixe et se fait dans un domaine de fréquences très larges et s'étend parfois à de très basses fréquences, ce qui complique le filtrage.

La réalisation de convertisseur CC-CC fonctionnant en commutation douce à été réalisé autour de convertisseurs à résonance. Pour ceux-ci, des topologies de circuits résonants séries, parallèles et séries-parallèles ont été proposées et utilisées. Dépendant du type d'interrupteurs utilisés ces convertisseurs peuvent fonctionner en mode hyper-résonant⁷ (transistor) ou hyporésonant⁸ (thyristor). Cependant, le fonctionnement dans le mode hyperrésonant ne peut pas imposer un courant de sortie nul tout en conservant la commutation douce. Le réglage de la puissance de ces convertisseurs se fait par la modulation de la fréquence de commutation. Ils peuvent être réalisés en pont ou demi-pont.

La fréquence d'opération normalisée d'un convertisseur à résonance est le ratio de la fréquence d'opération à la fréquence de résonance du circuit résonant. Elle est symbolisée par la lettre μ . Le convertisseur à résonance est utilisé de façon plus avantageuse lorsqu'il fonctionne à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance soit pour $\mu > 1$ [1]. Les pertes par commutation sont alors minimales⁹.

Pour pallier à la difficulté de moduler la tension de sortie jusqu'à 0 V, une structure en pont avec la commande des deux demi-ponts par modulation de leur phase relative a été proposée [2]. Cette structure

⁷ Hyperrésonance : qui est au-dessus de la fréquence de résonance du circuit LC. Soit $\mu > 1$.

⁸ Hyporésonance : qui est au-dessous de la fréquence de résonance du circuit LC. Soit $\mu < 1$

⁹ L'énergie emmagasinée dans le condensateur d'aide à la commutation n'est alors plus dissipé dans l'interrupteur. Ceci est explicité plus en détail au chapitre 3.

ne permet pas le fonctionnement en commutation douce dans toute la plage de fonctionnement mais par contre opère à fréquence fixe. Les interrupteurs utilisés sont des transistors. (commutation forcé)

Une structure réalisée autour de deux convertisseurs à résonances séries raccordés en parallèle sur la même charge a aussi été proposée pour un fonctionnement à fréquence fixe¹⁰ et commutation douce [3]. Le réglage de la puissance est réalisée par la modulation de la phase entre la commande des deux convertisseurs à résonance.

Les interrupteurs utilisés dans ce cas sont des thyristors, ce qui limite le domaine de fonctionnement à des fréquences sous la fréquence de résonance. La fréquence étant fixe, un courant de circulation énorme amène à surdimensionner le convertisseur. Les thyristors étant plus lents que les transistors, ceci limite la fréquence d'opération et par là, les possibilités de réalisations de montages très compacts.

Une structure réalisée autour de deux convertisseurs à résonance séries-parallèles et alimentant la charge en tension par la tension différentielle des deux convertisseurs a été proposée [4]. Ici aussi, la modulation de la puissance est réalisée par la modulation de la phase entre les deux convertisseurs à résonance et la fréquence d'opération est fixe.

¹⁰ Le convertisseur peut opérer à fréquences variables pour des applications de chauffage par induction entre autre, mais l'utilisation proposée pour un onduleur BF est à fréquence fixe.

1.4 Organisation de la thèse

Les chapitres subséquents traitent des points suivant:

- la description générale du convertisseur CDRS et le principe de son fonctionnement font l'objet du Chapitre 2. Il y est aussi présenté les raisons du choix de cette structure;
- la modélisation du convertisseur et la simulation de son fonctionnement de même que l'obtention des courbes paramétriques sont traitées tout au long du Chapitre 3;
- l'étude du dimensionnement des composants du convertisseur à résonance CDRS est couverte par le Chapitre 4;
- la réalisation concrète des circuits pour la modulation de la phase et de la fréquence pour la maquette de laboratoire est décrite au Chapitre 5;
- les résultats expérimentaux sont présentés au Chapitre 6;
- la Conclusion termine cet exposé;
- l'Annexe 1 porte sur la description du programme de simulation DCRSPER ayant permis de tracer les courbes paramétriques décrivant le fonctionnement du convertisseur;
- l'Annexe 2 contient le fichier de commande de la simulation par ATOSEC5 pour le traçage des courbes décrivant l'évolution temporelle des variables d'état pour la modulation de phase;
- l'Annexe 3 contient la liste des articles ayant portés sur les travaux présentés ici;

- l'Annexe 4 contient l'étude de la limite de fonctionnement en commutation douce du convertisseur à résonance série ainsi que la caractéristique tension courant pour un convertisseur où l'on prend en compte les condensateurs d'aide à la commutation. Le programme ayant permis de tracer ces courbes est aussi inclu.

2. DESCRIPTION GÉNÉRALE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR

Le convertisseur CC-CA (BF) tel qu'illustré à la Figure 1.2 est centré sur un convertisseur CC-CC dont on peut moduler la tension et le courant de sortie dans une plage étendue. Celui-ci sera donc au coeur de l'étude qui suit.

2.1 Introduction

Les convertisseurs sont constitués de composants semi-conducteurs commandables ou non et de composants passifs de type réactif. Ces composants passifs sont utilisés non seulement pour permettre de découper l'énergie en paquets de façon efficace (sans pertes dues à la commutation), mais aussi pour servir comme réservoir d'énergie entre des sources de nature identique (source de tension ou de courant)¹¹.

¹¹Les condensateurs ont une caractéristique instantanée de source de tension alors que les inductances ont une caractéristique instantanée de source de courant. Ces éléments peuvent donc être utilisés pour établir une topologie qui respecte la loi fondamentale des circuits qui interdit de raccorder en parallèle deux sources de tension ou en série deux sources de courant ou d'ouvrir le circuit comprenant une source de courant. Lors de la commutation, les caractéristiques instantanées des éléments réactifs sont mises à profit pour absorber les surtensions ou les surintensités qui autrement porteraient préjudice à la fiabilité du montage.

2.2 Le réglage du transfert d'énergie d'un convertisseur CC-CC

Les méthodes mises en oeuvre pour le réglage du transfert d'énergie dépendent de l'application. Elles comprennent entre autres pour la conversion de CC à CC:

- hacheur avec régulation de type MLI¹²;
- hacheur avec régulation de type Bang-Bang¹³;
- onduleur à commutation douce à thyristors;
- convertisseur à résonance avec modulation de la fréquence.

Les caractéristiques qui différencient ces méthodes sont:

- le fait que la fréquence d'opération est bien circonscrite ou non à l'intérieur d'un domaine connu;
- la dimension de ce domaine de modulation de fréquence;
- la nature de la commutation (douce ou forcée);
- la possibilité de réglage précis d'un courant faible ou nul près d'une tension de sortie de zéro volt;
- la complexité de la commande;
- la dimension physique des composants réactifs (liée à la fréquence d'opération);
- la possibilité d'utiliser un transformateur d'isolation et les problèmes potentiels associés à la saturation du noyau (non symétrie de la commande, etc.);
- la possibilité du transfert unidirectionnel ou bidirectionnel de l'énergie, etc.

¹²MLI : Modulation de largeur d'impulsion (PWM).

¹³Bang-Bang : régulateur à hystérésis.

Une autre caractéristique des convertisseurs CC-CC est la présence ou non d'un lien HF. Un lien HF est un moyen de raccorder deux sources d'énergie par une porteuse à HF. La puissance est réglée par la modulation de l'amplitude de cette porteuse. Ceci peut être fait, par exemple, par la modulation de la fréquence dans le cas d'un convertisseur à résonance.

Une tendance actuelle dans l'évolution des convertisseurs est de travailler à HF pour permettre de diminuer les dimensions physiques des composants réactifs utilisés. Il est aussi possible par la même occasion de réaliser des systèmes plus rapides de réaction en raison, entre autres, de la dimension réduite des filtres de sortie ou d'entrée. Les circuits hautes fréquences haute puissance (HP) sont réalisables par la venue sur le marché depuis quelques années d'interrupteurs de puissance très rapides. Ces interrupteurs gagnent de plus en plus en puissance commutable, soit par l'augmentation de leur tenue en tension soit par l'élargissement de leur capacité en courant ou par les deux à la fois. Quant aux circuits de commande, ils ont tendance à se simplifier par la réalisation de composants VLSI conçus spécifiquement pour la commande de convertisseurs.

Il demeure toutefois un point où les limites technologiques sont là pour rester. C'est la présence dans les circuits de composants parasites répartis qui affectent la commutation des interrupteurs ou qui par l'effet de cette commutation perturbent le circuit, provoquent des surtensions ou des surintensités, ou encore des oscillations parasites.

Une approche plus réaliste ou plus cohérente du fonctionnement à haute fréquence a dû être développée pour permettre de tirer profit de ces interrupteurs rapides sans souffrir outre mesure des effets néfastes tributaires de cette rapidité.

Cette approche a conduit à l'utilisation des interrupteurs en commutation douce. Cette commutation douce est garante de perte réduite à l'ouverture ou la fermeture des interrupteurs. Les pertes par commutation ainsi que les contraintes sur les interrupteurs sont ainsi réduites au minimum et cela avec comme circuit d'aide à la commutation un simple condensateur pour les montages à transistors. Ceci est d'autant plus important, qu'à hautes fréquences, les commutations sont souvent responsables de pertes dans l'interrupteur plus élevées que les pertes en conduction.

2.3 Intérêt du convertisseur à résonance

Le convertisseur à résonance est conçu autour d'un circuit LC. Ce dernier est traversé par le courant de charge dans le but de faciliter la commutation des interrupteurs. Ceci est réalisé par l'action filtrante du circuit résonant qui permet de favoriser la commutation des interrupteurs sous des contraintes réduites grâce aux formes sinusoïdales des courants et des tensions qu'il introduit.

Dépendant de la structure du circuit, on parlera de convertisseur à résonance série (CRS), parallèle (CRP), ou série-parallèle (CRSP). Chaque structure présente des points forts et des points faibles. Le

convertisseur série alimente la charge en courant, alors que les convertisseurs parallèles et séries parallèles alimentent celle-ci en tension.

Le convertisseur à résonance série a la charge raccordée en série avec le circuit LC (Figure 2.1a). Le convertisseur à résonance parallèle a celle-ci raccordée en parallèle avec le condensateur du circuit résonant (Figure 2.1b) alors que le convertisseur à résonance série-parallèle possède deux condensateurs et la charge est raccordée en parallèle de l'un d'eux (Figure 2.1c).

Une autre distinction importante des convertisseurs à résonance est leur domaine de fréquences d'opération. Pour une utilisation des plus judicieuses des circuits résonants dans le but de réduire les pertes de commutation au minimum, le montage doit opérer dans une gamme de fréquences supérieures à la fréquence de résonance [1] en quel cas l'interrupteur est constitué d'un transistor T, d'une diode D monté en antiparallèle sur celui-ci et d'un condensateur d'aide à la commutation C_a . (Fig. 2.2a)

Le fait de travailler à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance, fait en sorte que le condensateur d'aide à la commutation C_a voit sa charge et sa décharge être réalisées par le courant de l'inducteur L du circuit résonant (Fig. 2.2c), lequel agit comme source de courant. Ceci fait en sorte que l'énergie contenue dans le condensateur C_a est fournie à la charge Z et n'est pas dissipée dans l'interrupteur. L'ouverture du transistor T_1 se fait dans des

conditions favorables à cause du retard de la montée de tension à ses bornes causé par la présence du condensateur d'aide à la commutation C_a . La fermeture du transistor T_2 est favorisée, quant à elle, par l'absence de tension au bornes de l'interrupteur 2 au moment de celle-ci par la décharge du condensateur C_{a2} d'aide à la commutation et la mise en conduction par le courant de charge de la diode antiparallèle D_2 dite diode de roue libre. Ceci est possible en raison du comportement inductif du circuit résonant pour des fréquences supérieures à la fréquence de résonance.

Pour la suite de l'étude on ne considère que les montages qui fonctionnent à $\mu > 1$ (hyperrésonance), donc une application pour des interrupteurs à transistors ou à thyristors duaux¹⁴ [5].

¹⁴ Le thyristor dual est un composant de synthèse bâti autour d'un transistor pour obtenir un comportement dual de celui d'un thyristor, auto-amorçage lors de la montée de la tension à ses bornes et fermeture commandée. Le thyristor dual sera présenté avec plus de détail au paragraphe 5.2.2.

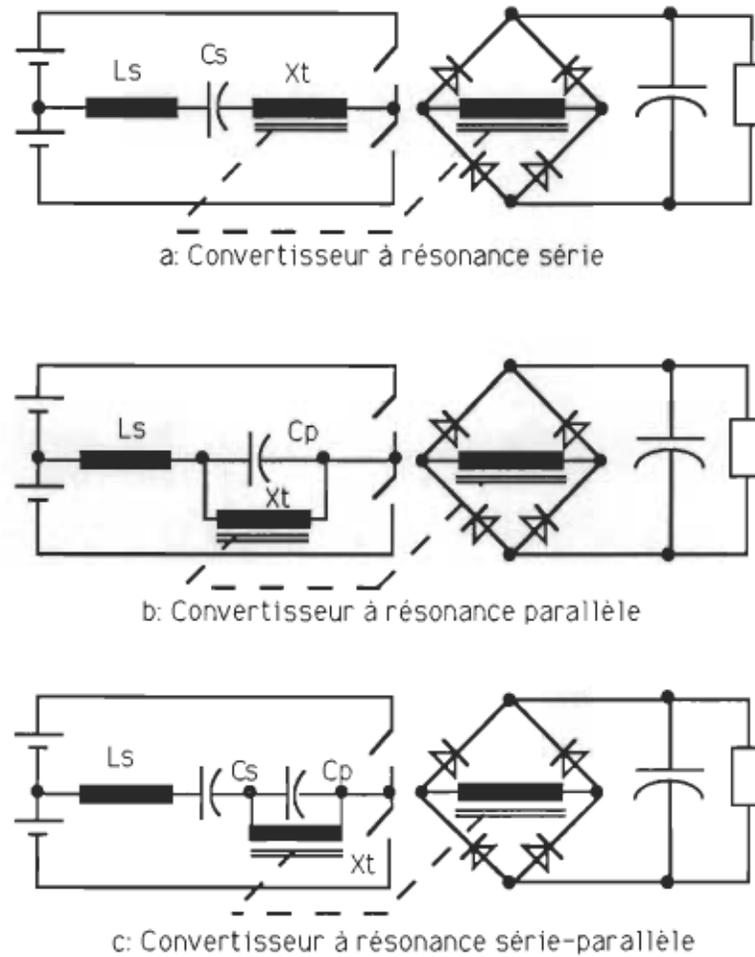


Fig. 2.1 Convertisseur à résonance

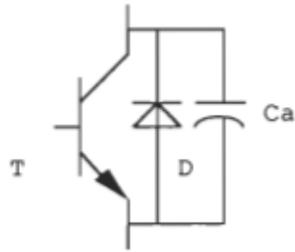
a: série, b: parallèle, c: série-parallèle

Le réglage de la puissance de sortie du convertisseur à résonance, est réalisé par la modulation de sa fréquence de commutation. Ce réglage de la puissance peut être réalisée dans une certaine plage. Ainsi pour un convertisseur transistorisé fonctionnant à $\mu > 1$, la puissance de sortie diminue lorsque l'on s'éloigne de la fréquence de résonance (montée en fréquence). Cette montée en fréquence est limitée

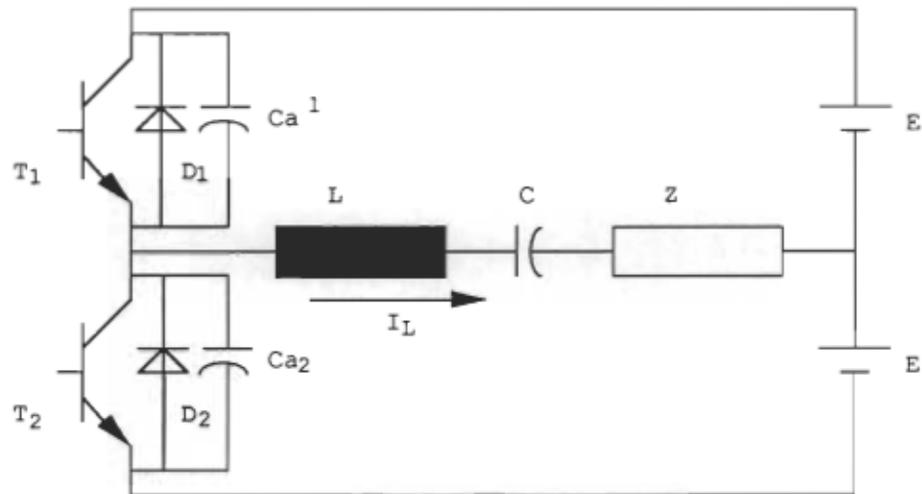
par la capacité de commutation des interrupteurs et par le circuit¹⁵.

Il est donc impossible d'imposer une puissance de sortie nulle.

¹⁵Plus la fréquence de commutation augmente de même en est-il des pertes par effet Joule à cause de l'effet Foucault, des pertes dans les matériaux diélectrique, des pertes par hystérésis dans les matériaux magnétiques et des délais significatifs dans les circuits de commande, etc.



a: Interrupteur à transistor



b: Convertisseur en demi-pont

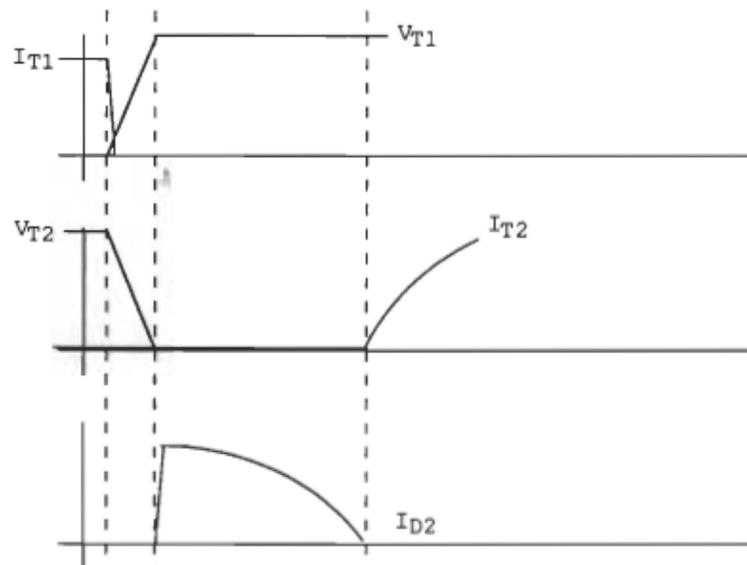
c: Courant et tension lors de la commutation pour $\mu > 1$

Fig. 2.2 Interrupteur à transistors et sa commutation.

2.4 Avantages de deux convertisseurs à résonance en parallèles

L'utilisation de deux convertisseurs à résonance en parallèles permet de pallier à certains des défauts du convertisseur à résonance. Cela entraîne d'autres et l'on doit porter une attention particulière quant au choix des paramètres de ces convertisseurs.

La principale limitation des convertisseurs à résonance est l'incapacité d'imposer une puissance de sortie nulle tout en conservant la commutation douce de leurs interrupteurs. Cette limitation peut être éludée par l'utilisation de deux convertisseurs en parallèle sur la même charge. Le réglage de la puissance de sortie est alors fonction de la fréquence d'opération des deux convertisseurs (la même pour les deux) de même que de la phase relative de leur commande respectives. La commutation douce est maintenue pour toute la plage de fonctionnement, I_0 allant de 0 à la valeur nominale, par un courant de circulation transitant d'un convertisseur à l'autre. Ainsi, le courant du circuit résonant peut être continu alors qu'il est discontinu dans la charge.

La mise en parallèle des convertisseurs à circuit résonant est possible pour les différentes configurations de convertisseurs à circuit résonant. La Figure 2.3 illustre la mise en parallèle des convertisseurs CRS, CRP, CRSP. La topologie retenue pour cette étude est le convertisseur double à circuit résonant série (CDRS), soit la mise en parallèle de deux convertisseurs à circuit résonant séries

(CRS). Les deux autres possibilités donnent respectivement le CDRP et le CDRSP.

2.5 Conclusion

Le CDRS est une configuration de convertisseurs à résonance qui permet d'étendre le fonctionnement de ceux-ci à des applications pour lesquelles ils étaient handicapés par leur incapacité de porter la tension et le courant de sortie à une valeur nulle tout en conservant le fonctionnement en commutation douce. L'importance d'un fonctionnement en commutation douce et la pertinence d'une tension et d'un courant de sortie nul pour un convertisseur CC-CA (BF) montrent l'intérêt du convertisseur CDRS pour cette application.

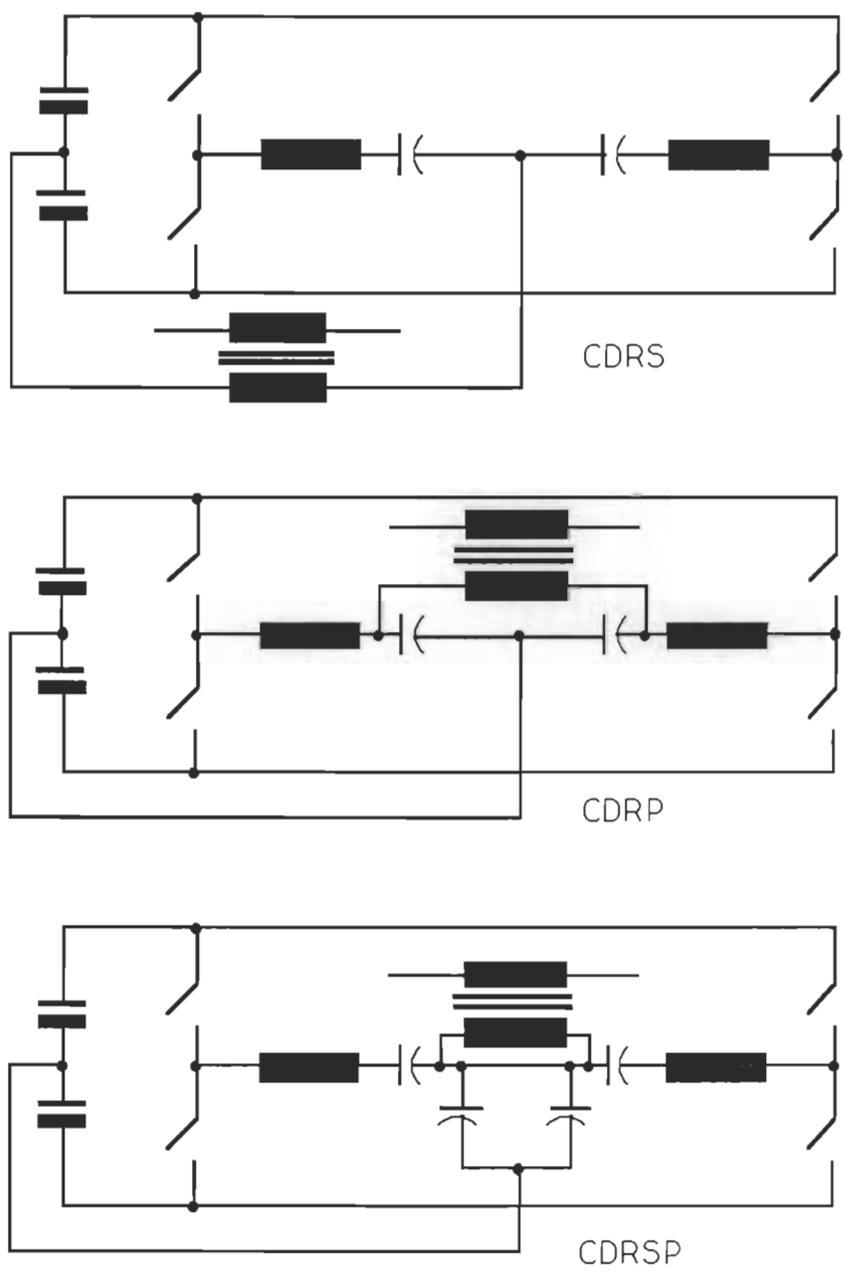


Fig. 2.3 Mise en parallèle de convertisseurs à résonance en demi-pont

3. MODÉLISATION ET SIMULATION

On doit disposer d'un outil numérique pour étudier le comportement du convertisseur CDRS en régime statique ou dynamique et pour élaborer les courbes paramétriques décrivant l'évolution des courants, des tensions et des puissances sur les composants du convertisseur CDRS en rapport à la phase relative de la commande des deux convertisseurs à circuit résonant, de la fréquence d'opération, de la tension des sources et de l'impédance de la charge.

Pour ce travail, deux programmes différents ont été utilisés. Le premier pour solutionner les équations d'état et le second pour générer une famille de courbes correspondant au comportement du convertisseur en régime établi.

3.1 Évolution temporelle des variables d'état pour le convertisseur CDRS. Simulation par le logiciel ATOSEC5 [6]

Il est utile de bien illustrer le fonctionnement du convertisseur et de vérifier qu'il n'y a pas de ratés de commutation¹⁶ des thyristors duaux pour un point de fonctionnement donné.

¹⁶De par sa nature, le thyristor dual a un raté de commutation lors de la perte de la commutation douce. Ceci correspond, au fonctionnement, à une fréquence

Le programme de simulation ATOSEC5 est un programme de simulation général pour étudier le fonctionnement des convertisseurs rencontrés en électronique de puissance. C'est un programme puissant qui permet d'obtenir la réponse temporelle du fonctionnement d'un convertisseur. Il est basé sur la solution des équations d'état du convertisseur. Ces dernières sont intégrées pas à pas et la vérification de l'état des interrupteurs est faite à chaque pas pour déterminer tout changement de mode de fonctionnement. Les équations d'état sont générées par le programme ATOSEC5 à partir de la description de la topologie du convertisseur et des éléments le constituant.

3.1.1 Modélisation

La modélisation du convertisseur pour la simulation par ATOSEC5 est basée sur la représentation des interrupteurs par des inducteurs binaires dont la valeur change de très grande à très faible suivant leur état bloqué ou passant. Un circuit d'amortissement RC est ajouté aux bornes de l'inducteur pour, entre autres, tenir compte du temps de recouvrement de l'interrupteur. Les valeurs à affecter à l'inducteur et au réseau RC sont dictées par le souci de bien représenter le temps de recouvrement de l'interrupteur. Le fonctionnement du simulateur et les détails de la modélisation sont décrits en détail par la Référence [6].

trop près de la fréquence de résonance du circuit résonant ou à une tension trop faible sur le circuit LC.

3.1.2 Simulation

Les données à soumettre au traitement par ATOSEC5 sont préparées dans un fichier. Celui-ci contient la description de la topologie du circuit, suivie de la description des sources et des signaux de commande pour les semi-conducteurs. L'état initial des interrupteurs est indiqué, ensuite le courant de maintien et la tension minimum pour la mise en conduction suit. La fin de fichier est constituée des données permettant la conduite de la simulation, soit le temps initial et final, le pas de calcul, etc.

Le fichier de données étant prêt, il est soumis pour traitement. Si aucune erreur n'est détectée par ATOSEC5, le traitement est exécuté jusqu'à la fin et un fichier de résultats est créé contenant les valeurs décrivant l'évolution des variables d'état, de leur dérivé et des covariables d'état, ainsi que les sources de tension et de courant du système.

Un module de traitement des résultats permet d'exploiter ceux-ci pour tracer l'évolution d'une ou plusieurs des courbes présentées dans le fichier de résultat ou toute combinaison linéaire de celle-ci.

Le fichier de données pour soumettre le problème du convertisseur CDRS, ainsi que les résultats décrivant l'évolution du courant dans les circuits résonants et la charge font l'objet de l'Annexe 2.

Il est à noter que le comportement du circuit est bien prédit par le simulateur.

3.2 **Évaluation des courbes paramétriques décrivant les propriétés du convertisseur CDRS**

La simulation par un programme général tel ATOSEC5 permet de visualiser le fonctionnement du convertisseur ou de réaliser une étude harmonique sur les courbes obtenues mais il est inadéquat pour tracer les différentes fonctions de transfert du convertisseur telles que la puissance de sortie en fonction de la phase entre les deux convertisseurs à résonance, etc.

Pour ce faire un programme "CDRSPER" est développé pour solutionner les équations d'état représentant le fonctionnement du convertisseur et pour varier les différents paramètres d'intérêt de façon à générer les courbes paramétriques décrivant le comportement du convertisseur.

Le programme est basé sur un modèle simplifié du convertisseur et solutionne le système d'équations pour le régime permanent.

3.2.1 Modélisation

Les simplifications suivantes sont faites pour la modélisation du convertisseur.

- la commutation des interrupteurs est instantanée;

- la tension résiduelle aux bornes des interrupteurs, lorsque à l'état passant, est négligée;
- la présence des condensateurs d'aide à la commutation est aussi négligée;
- l'effet de la valeur finie des condensateurs de découplage (point milieu de l'alimentation) est négligé;
- la résistance des éléments du circuit est négligée;
- le courant de fuite des interrupteurs est nul lorsque à l'état bloqué;
- les inductances et les capacités parasites sont négligées;
- les sources de tensions CC et le réseau alternatif sont idéaux sans résistance interne.

3.2.1.1 Description du modèle

La modélisation est guidée par le souci de faciliter le calcul des conditions initiales en régime établi. Le choix retenu est de découpler les deux circuits résonants par la simulation de la charge au moyen d'une source de tension de fréquence identique à celle de la commande des interrupteurs. Pour obtenir le fonctionnement du convertisseur CDRS dans toute la plage de 0 à 180 degrés de phase relative, un interrupteur est ajouté en série avec la charge.

L'interrupteur permet de représenter le fonctionnement en mode de conduction discontinue au moment où les diodes du pont de sortie ne sont pas conductrices. La Figure 3.1a illustre la topologie correspondante. Les indices A et B correspondent aux tensions commutées par les deux convertisseurs et S représente la charge au travers du redresseur en pont de la sortie. L'interrupteur K permet de tenir compte de la conduction discontinue de celui-ci.

Le système ainsi décrit comporte deux circuits résonants découplés par des sources de tensions, pour les instants où l'interrupteur K est fermé. Il est possible de ramener le cas où K est ouvert à la même expression en considérant un inducteur L qui est la somme des L_1 et L_2 et une capacité C qui soit la mise en série de C_1 et C_2 . Les conditions initiales sur l'inducteur L seront le courant dans les inducteurs L_1 et L_2 (courant identique mais de signe opposé lors de l'ouverture de K car c'est le passage par zéro du courant dans K qui provoque son ouverture) alors que la tension sur le condensateur C sera la somme des tensions sur C_1 et C_2 .

Pour que le modèle (figure 3.1a) choisi reflète le même comportement statique que le circuit, il est aussi nécessaire que le courant i_S traversant la source S soit en phase avec la tension V_S de celle-ci ou plus précisément passe par zéro au moment où la tension s'inverse aux bornes de S. Il existe une valeur de V_S , ϕ , γ et t_{on} , t_{off} pour lesquelles cette condition est satisfaite.

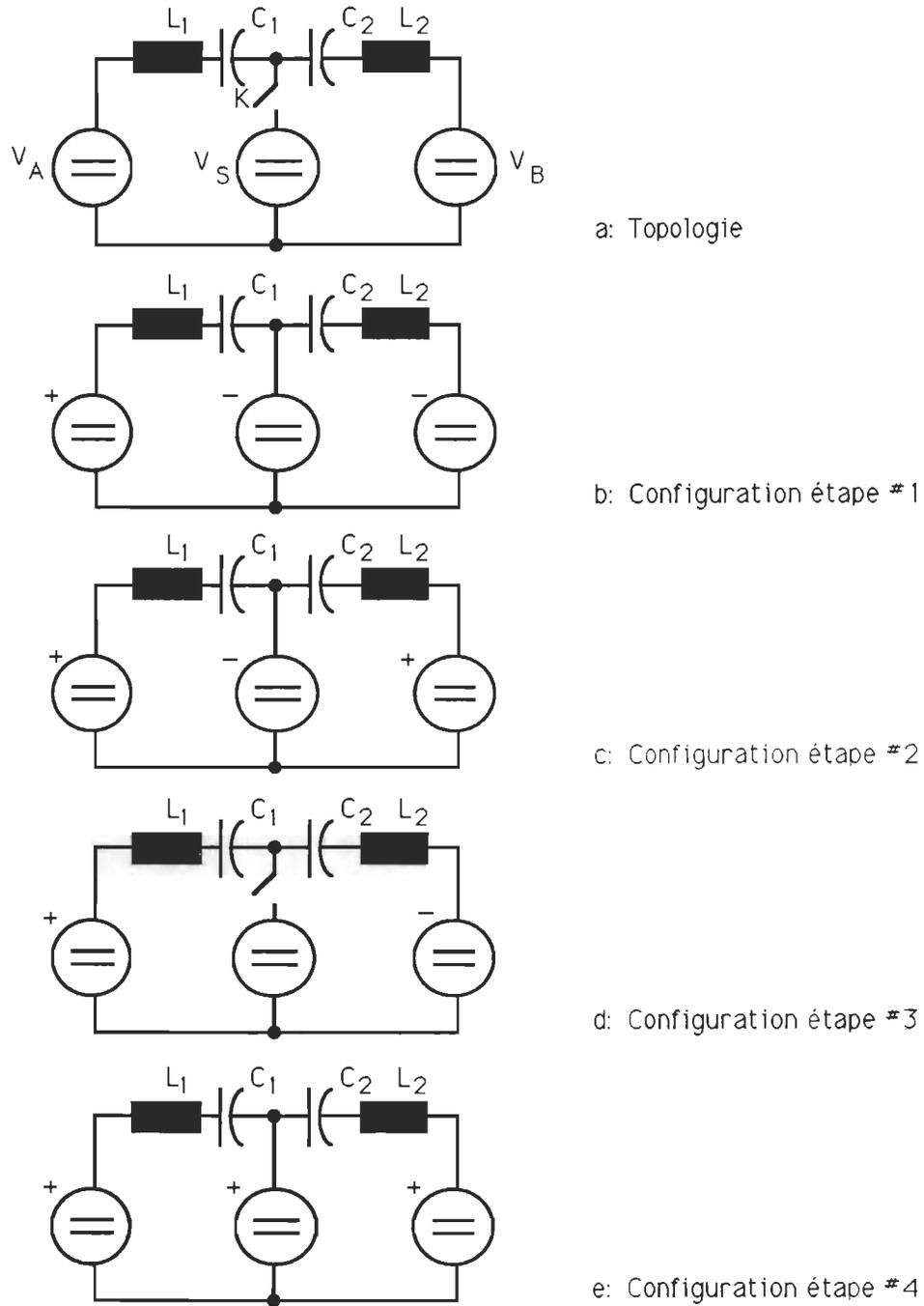


Fig. 3.1 Modèle pour simulation par CDRSPER

Ce modèle permet le calcul des conditions initiales des variables d'état en autant que l'on impose une tension de sortie, une phase entre

la commande des deux convertisseurs et la commutation du redresseur de la charge et un temps de conduction de l'interrupteur K. Ces deux dernières données n'étant pas connues a priori, on devra procéder à une itération sur chacune d'elles pour obtenir un point de fonctionnement qui correspond au comportement du montage physique.

Les variables d'intérêt d'un tel modèle sont les courants dans les inducteurs L_1 et L_2 et les tensions sur les condensateurs C_1 et C_2 . De ces valeurs on peut obtenir les valeurs du courant de charge i_s et des tensions sur les inducteurs v_{L1} et v_{L2} .

Le modèle serait donc bien décrit par étape par la réponse indicielle d'un circuit résonant LC et au prix d'une itération sur les valeurs de certaines variables, il est de plus possible de se servir d'une expression permettant d'obtenir les valeurs initiales des variables d'état.

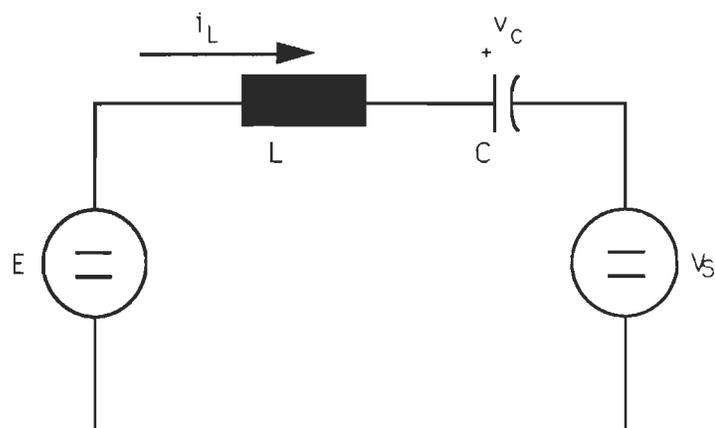


Fig. 3.2 Circuit résonant LC

3.2.1.2 Réponse indicielle du circuit LC à la base du modèle

Considérant le circuit de la Figure 3.2, la méthode des mailles nous permet d'écrire l'équation suivante

$$E = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt + v_s \quad (3.1)$$

qui exprime la tension sur chaque composant du circuit. En tenant compte de l'identité

$$i_L = C \frac{dv_c}{dt} \quad (3.2)$$

L'Équation (3.1) peut être écrite comme suit

$$E - v_s = LC \frac{d^2 v_c}{dt^2} + v_c \quad (3.3)$$

En notant v_{LC} , la tension appliquée au circuit résonant,

$$v_{LC} = E - v_s \quad (3.4)$$

on peut écrire

$$v_{LC} = LC \frac{d^2 v_c}{dt^2} + v_c \quad (3.5)$$

Pour solutionner cette équation différentielle, on utilise la transformée de Laplace et en appliquant le théorème de Laplace

$$\mathfrak{L} [v_{LC}] = \mathfrak{L} \left[LC \frac{d^2 v_c(t)}{dt^2} + v_c(t) \right] \quad (3.6)$$

on obtient le résultat suivant

$$\frac{v_{LC}}{s} = LC \left(\frac{-I_0}{C} - v_0 s + s^2 v_c(s) \right) + v_c(s) \quad (3.7)$$

En isolant les termes en v_c

$$\begin{aligned} \frac{v_{LC}}{s} + v_0 LC s + LI_0 &= (LC s^2 + 1) v_c(s) \\ \frac{v_{LC}}{s} + v_0 LC s + LI_0 &= LC \left(s^2 + \frac{1}{LC} \right) v_c(s) \end{aligned} \quad (3.8)$$

considérant que $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (3.9)

$$\frac{v_{LC}}{s} + v_0 LC s + LI_0 = \frac{1}{\omega_r^2} \left(s^2 + \omega_r^2 \right) v_c(s) \quad (3.10)$$

En isolant $v_c(s)$

$$v_{LC} \omega_r^2 \frac{1}{s \left(s^2 + \omega_r^2 \right)} + v_0 \frac{s}{s^2 + \omega_r^2} + \frac{I_0}{C} \frac{1}{s^2 + \omega_r^2} = v_c(s) \quad (3.11)$$

La transformée inverse donne

$$V_{LC} (1 - \cos \omega_r t) + v_0 \cos \omega_r t + I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_r t = v_c(t) \quad (3.12)$$

En réécrivant celle-ci

$$V_{LC} + (v_0 - V_{LC}) \cos \omega_r t + I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_r t = v_c(t) \quad (3.13)$$

L'expression du courant traversant un condensateur est

$$i_L(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (3.14)$$

On obtient donc comme expression du courant

$$i_L(t) = - (v_0 - V_{LC}) \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_r t + I_0 \cos \omega_r t \quad (3.15)$$

3.2.1.3 Contrainte sur le modèle

Tel que déjà précisé, les résultats ainsi obtenus représenteront le fonctionnement du montage réel en autant que la commutation des diodes du redresseur de sortie sera représentée de façon adéquate. Pour cela, la phase entre le courant dans la charge et la tension de sortie doivent être nulles. Donc, la tension s'inverse lorsque le courant passe par 0 V. De plus, la tension de sortie doit être découplée du circuit (interrupteur K ouvert et nouvelle valeur de L, C, v_c et i_L)

lorsque le courant de sortie devient nul et que la tension à ce point milieu des deux circuits résonants est inférieure à celle de la tension de sortie V_S .

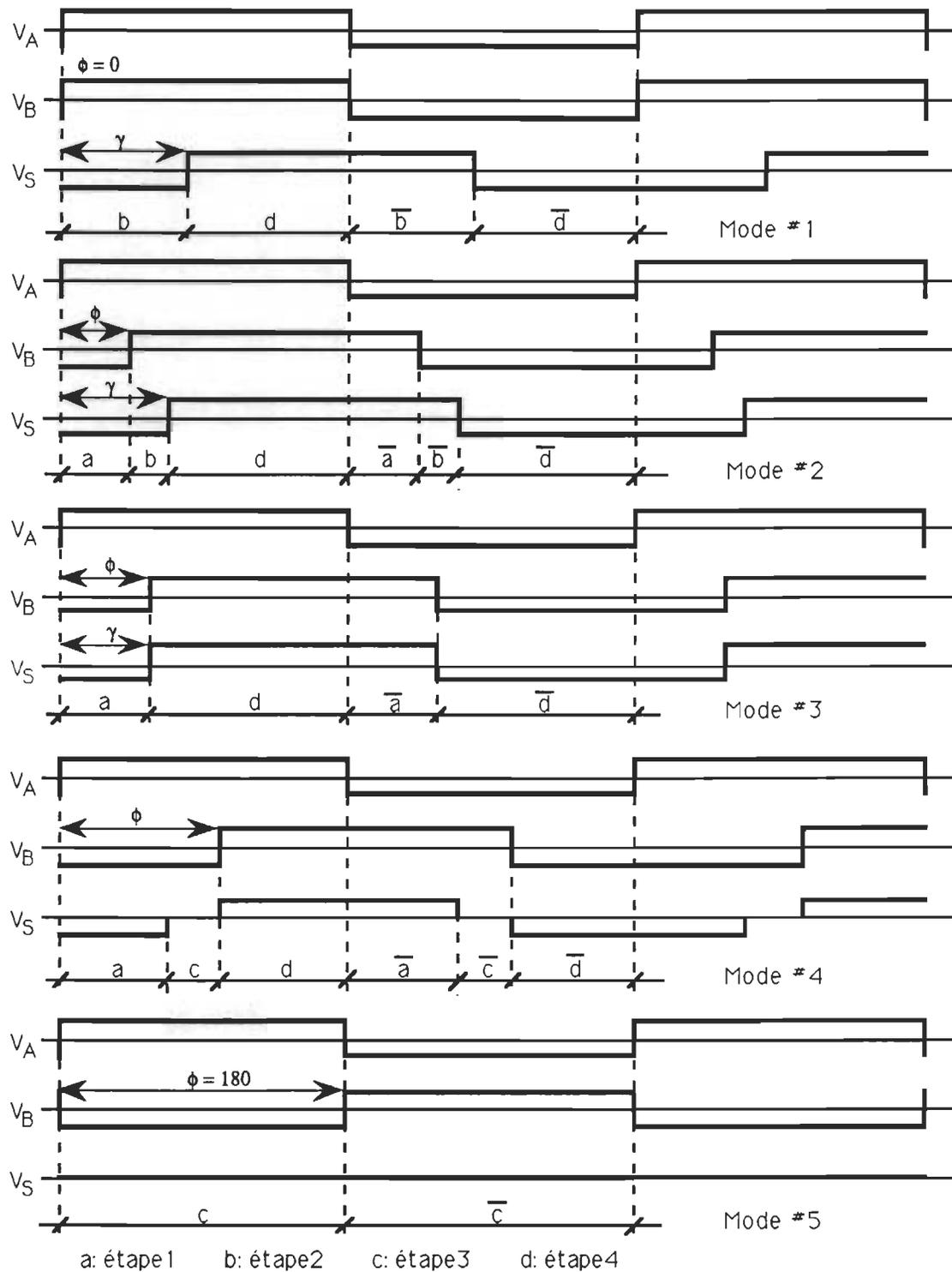


Fig. 3.3 Mode de fonctionnement pour la plage de phases comprises entre 0 et 180 degrés

La source de tension S à la charge représente le condensateur de filtrage à la sortie du redresseur HF. Pour l'application envisagée (cogénération), le courant de la charge et la tension de sortie doivent être tels que l'impédance de charge soit constante¹⁷. La tension de sortie est fixée à une valeur arbitraire et le courant correspondant à celle-ci (tout en respectant la condition du déphasage nul de la tension et du courant de sortie) est obtenu en variant la valeur du déphasage entre la tension de sortie et la source de référence A . L'impédance résultante est obtenue par la division de la tension par le courant de sortie. Pour obtenir les résultats correspondant à un point de fonctionnement donné sur une charge de valeur fixe, on doit procéder par un calcul itératif où l'on pose une valeur arbitraire de la tension de sortie et l'on modifie cette tension en + ou en - pour en arriver à obtenir le point d'opération pour une charge Z_0 donnée.

Pour cette impédance, on doit aussi chercher la période de conduction de l'interrupteur de sortie. Ceci découle aussi d'un calcul itératif où l'on pose une valeur pour le temps de conduction.

¹⁷Cela dans le but de ne générer aucune harmonique de courant et aucune puissance réactive.

3.2.2 Simulation

La simulation par le programme CDRSPER consiste à calculer la fonction de transfert du convertisseur pour une gamme de fréquences μ et de phases ϕ , de tension de sortie normalisée q et d'impédance de charge λ donnée. Les informations ainsi obtenues sont la puissance en sortie P_0^* , l'amplitude des courants et des tensions crêtes des circuits résonants ainsi que l'évolution temporelle des courants i_{L1}^* , i_{L2}^* , i_0^* et des tensions v_{C1}^* , v_{C2}^* , q en fonction de la phase ϕ et de la fréquence μ d'opération.

3.2.2.1 Déroulement de la simulation

Les expressions de $v_C(t)$ (3.13) et $i_L(t)$ (3.15) expriment la réponse du circuit LC à un échelon de tension.

Considérant les différentes possibilités de polarité de cet échelon de tension sur les deux circuits résonants du CDRS on obtient, en raison de la commutation des interrupteurs et la possibilité d'un courant de charge discontinu, les cinq conditions illustrées à la Figure 3.3. Sur cette figure on identifie 5 modes de fonctionnement constitués chacun de 2 ou 3 étapes. Les modes de fonctionnements correspondent à un fonctionnement dans des conditions établis de tension, de phase relative et d'impédance de charge qui conduise à obtenir sur un cycle de la commande une séquence particulière des états des interrupteurs. Ces états simultanés des interrupteurs sont identifiés comme étapes et on supposera qu'ils sont au nombre de 8.

On a en tout 8 étapes particulières identifiées de a à d ou encore de étape₁ à étape₄ et de \bar{a} à \bar{d} . Une symétrie évidente existant dans le fonctionnement du montage, l'étude portera sur les 4 premières étapes, soit de étape₁ à étape₄, les résultats des quatre dernières étapes étant identiques aux premières mais de signes opposés. La Figure 3.1 illustre les configurations correspondantes à ces quatre étapes.

Pour solutionner le tout en régime établi, on utilise la réponse du circuit LC à un échelon et l'on trouve une expression des tensions et courants après une étape de durée t_1 avec des conditions initiales $v_c(t_0)$, $i_L(t_0)$ et des valeurs données de E et V_0 .

Ces expressions pour $v_c(t_1)$ et $i_L(t_1)$ des valeurs finales pour l'étape₁ sont utilisées comme valeurs initiales pour l'étape₂. On obtient de la même façon une expression pour les valeurs finales en t_2 en fonction des valeurs initiales en t_1 . En procédant ainsi pour l'étape₃ et l'étape₄, on a donc une série d'identités qui lient les valeurs finales des variables d'état aux valeurs initiales des mêmes variables.

En régime établi, les valeurs finales de l'étape₄ doivent être égales mais de signes opposés aux valeurs initiales de l'étape₁. De signes opposés car les quatre étapes ne décrivent que l'évolution sur une demi-période. Le fonctionnement du convertisseur étant symétrique en régime établi, la deuxième demi-période est une image inversée de la première.

Les équations de la tension et du courant d'un convertisseur à résonance sont couplées entre elles de même que les équations des deux convertisseurs à résonance sont aussi couplées, ce qui rend la manipulation des équations pour les simplifier très laborieuse. On les place donc telles quelles dans le programme et on évalue leur coefficient pour la fin de chaque étape pour en arriver à un système de 4 équations à 4 inconnues. La solution de ce système d'équation est obtenue par la méthode de factorisation LU de Euler. Il en découle les valeurs de $i_{L1}(t_0)$, $i_{L2}(t_0)$, $v_{C1}(t_0)$, $v_{C2}(t_0)$.

Ces valeurs introduites dans l'équation (3.15) donnent une expression de $i_{L1}(t)$ et $i_{L2}(t)$ pour l'étape₁. Les expressions pour les autres étapes sont identiques sauf pour la polarité des sources et les valeurs initiales de i_L et v_C qui doivent changer pour les valeurs finales de l'étape précédente. Ces expressions pour $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ nous permettent d'obtenir $i_0(t)$ comme

$$i_0(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) \quad (3.16)$$

Aussi, pour obtenir une solution adéquate, le temps correspondant au passage de $i_0(t)$ par zéro doit correspondre au passage de l'étape₂ à l'étape₃, pour le mode₁ et mode₂, de l'étape₁ à l'étape₃ pour le mode₃, de l'étape₁ à l'étape₄ ou l'étape₄ à l'étape₃ pour le mode₄ et i_s est toujours égale à 0 pour le mode₅.

Cette simulation est basée sur un modèle simplifié du convertisseur. Pour obtenir des résultats représentant le montage utilisé, des

calculs itératifs doivent être faits pour trouver les valeurs de la tension de sortie, pour un fonctionnement sur une charge fixe Z_0 , de l'angle de commutation de la charge et de la période de conduction de l'interrupteur K pour tenir compte des diodes. L'itération pour trouver l'angle de commutation est imbriquée dans l'itération pour trouver la tension de sortie.

3.2.2.2 Organigramme du programme de simulation

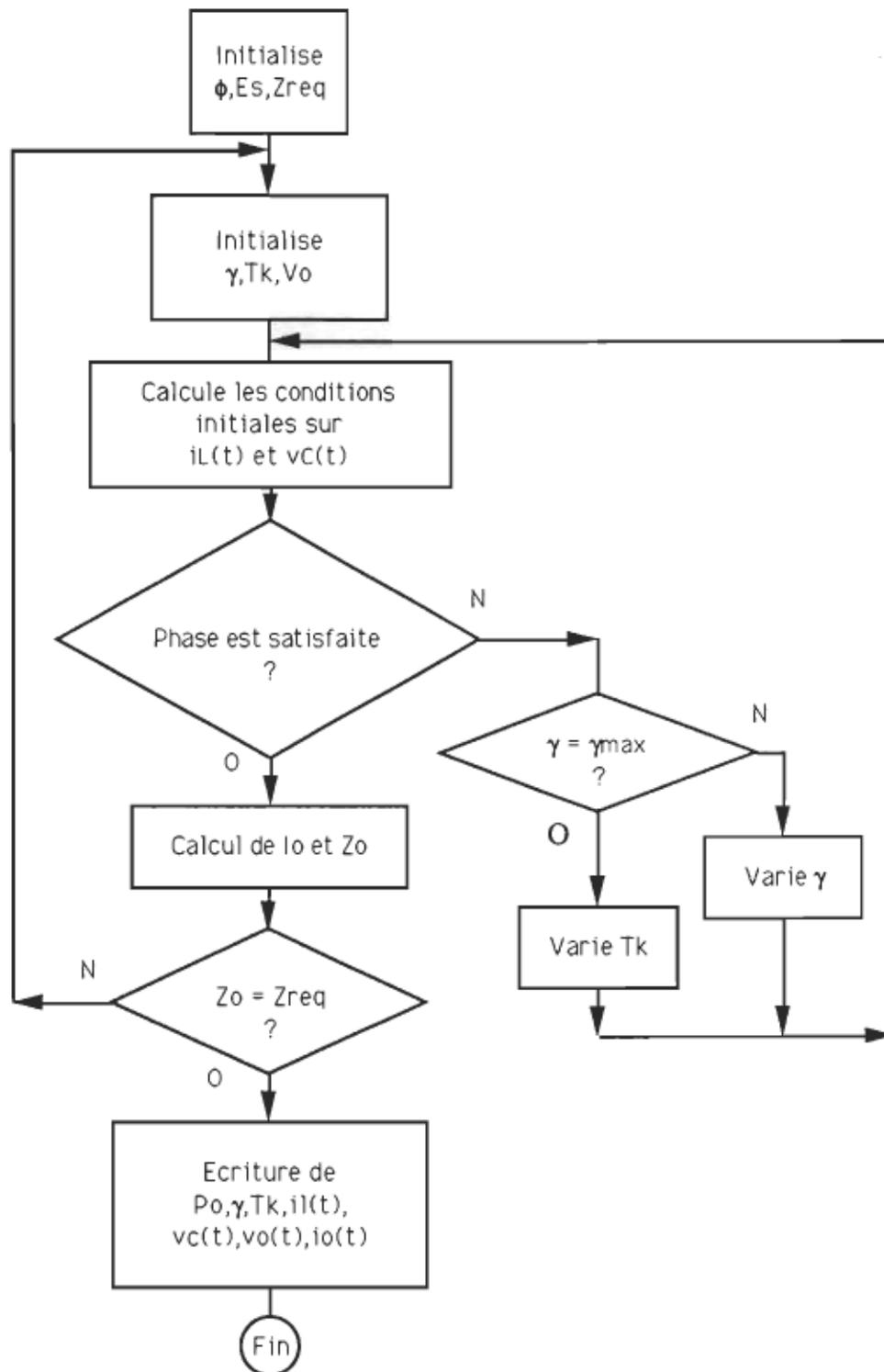


Fig. 3.4 Organigramme de la simulation par CDRSPER

3.2.2.3 Listing du programme de simulation

Le programme de simulation CDRSPER à été développé sur PC en PASCAL. Il a été modifié pour le fonctionnement sur une station de travail SUN dans un environnement UNIX. Le programme ne comporte aucune routine graphique. Il génère des tableaux de résultats en ASCII pour être traités par des utilitaires graphiques indépendants. Le programme n'a pas été optimisé pour réduire le temps d'exécution. Les expressions ont été conservées au long pour aider à suivre la démarche. La liste des instructions du programme fait l'objet de l'Annexe 1.

3.2.2.4 Résultat de la simulation

Les résultats de la simulation mettent en évidence que:

- tel que prévu, la puissance transmise diminue lorsque l'on augmente la phase et peut atteindre 0 à $\phi = 180^\circ$
- le courant des convertisseurs à résonance augmente lorsque la puissance transmise diminue;
- le courant du convertisseur à résonance #2 est inférieur à celui du convertisseur #1;
- le temps de conduction des diodes de roue libre augmente pour les deux convertisseurs à résonance lorsque l'on augmente la phase ϕ ;
- le courant des convertisseurs à résonance demeure continu, même lorsque le courant de charge devient discontinu ou nul;
- les courants et les tensions des convertisseurs à résonance sont 3,5 fois plus élevés à puissance nulle que lorsqu'à pleine puissance.

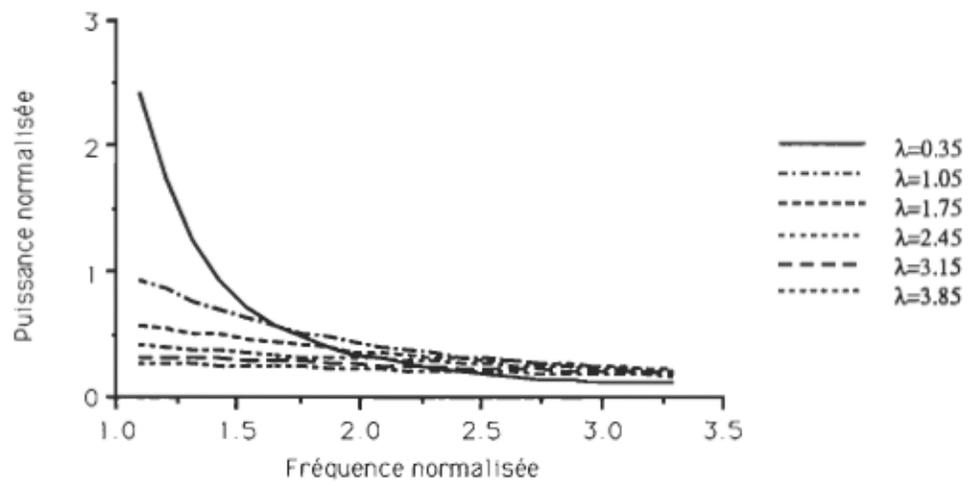


Fig. 3.5 Puissance en fonction de f pour divers Z_0

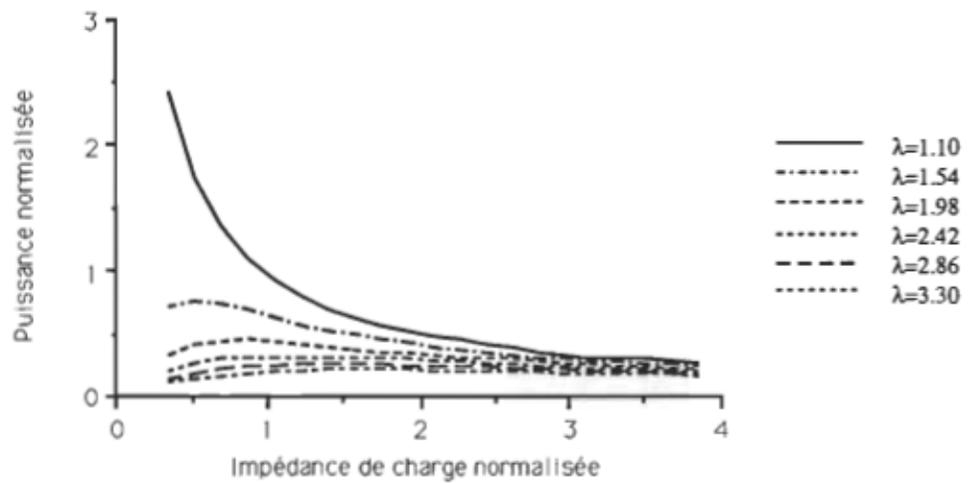


Fig. 3.6 Puissance en fonction de Z_0 pour divers f

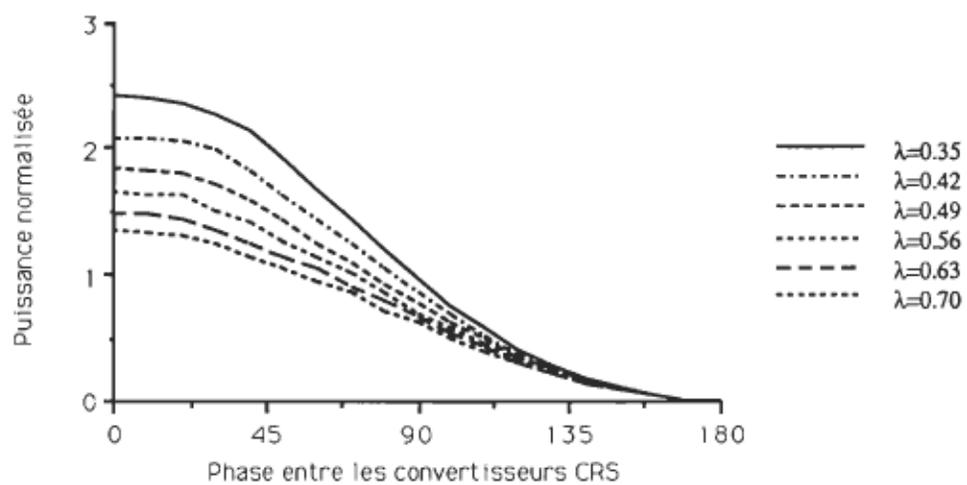


Fig. 3.7 Puissance en fonction de ϕ pour divers Z_0

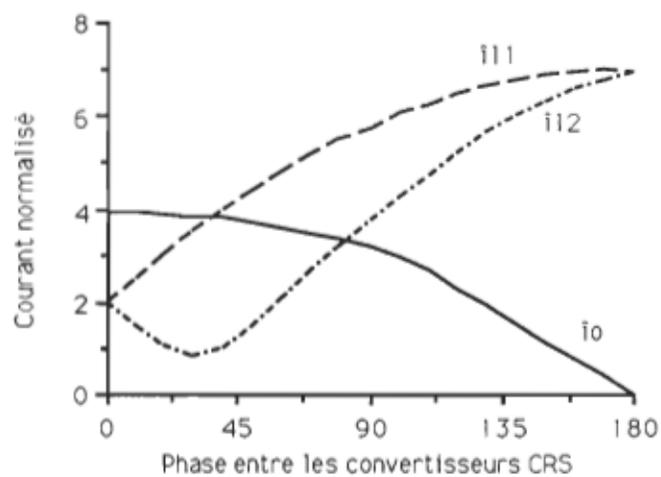


Fig. 3.8 Courants crêtes des circuits résonants et de la charge en fonction de ϕ

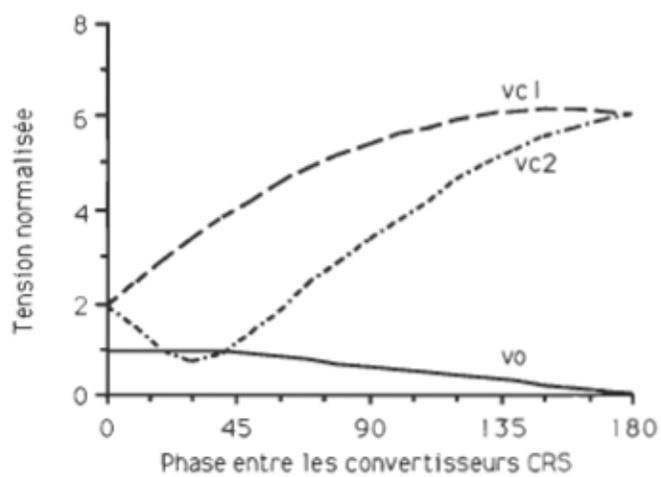


Fig. 3.9 Tensions crêtes des condensateurs et de la charge en fonction de ϕ

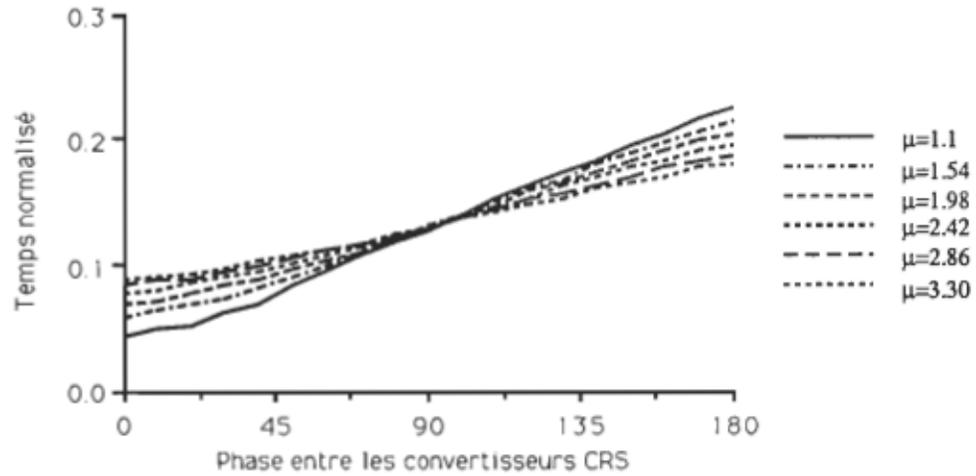


Fig. 3.10 Temps de conduction de la diode du convertisseur #1 en fonction de ϕ

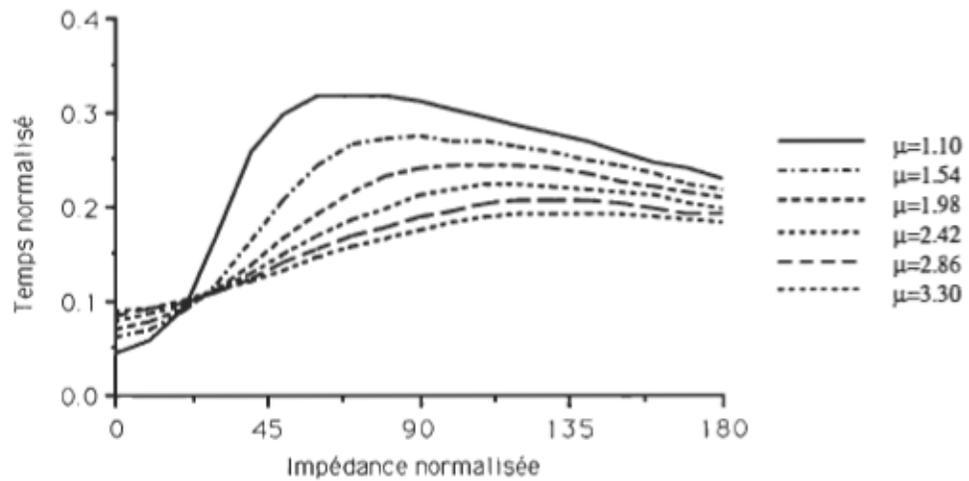


Fig. 3.11 Temps de conduction de la diode du convertisseur #2 en fonction de ϕ

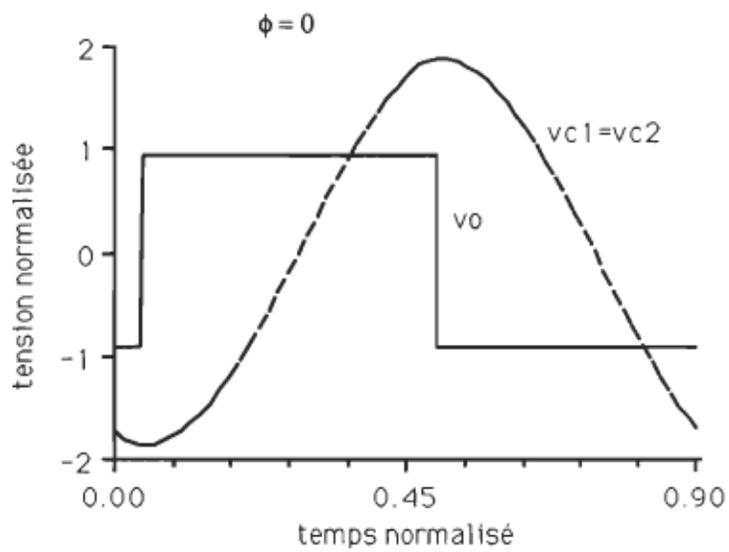
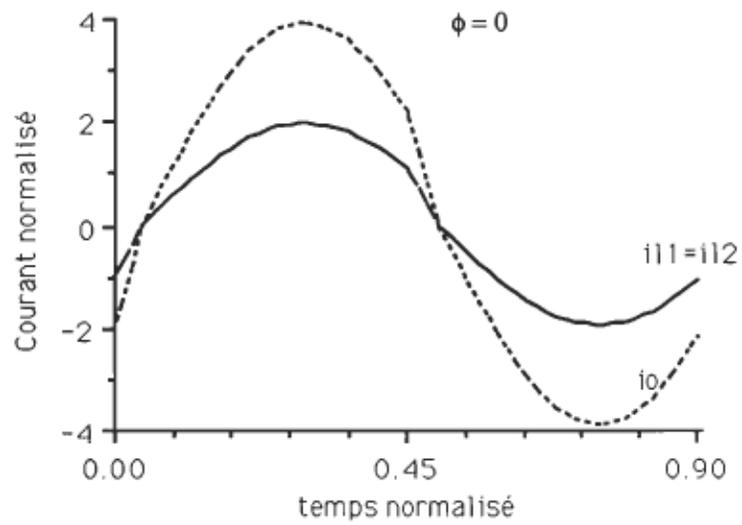


Fig. 3.12 Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 0$

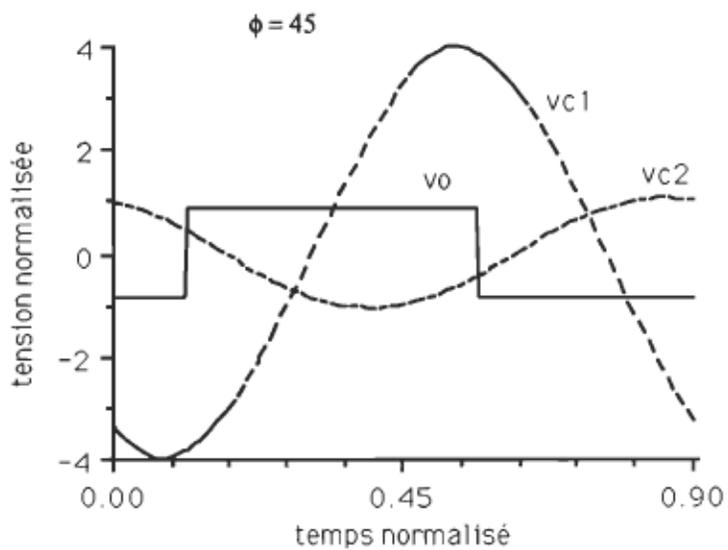
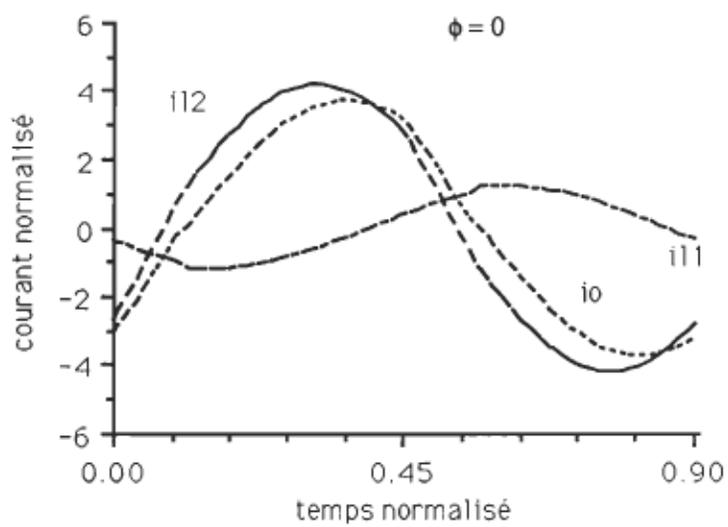


Fig. 3.13 Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 45$

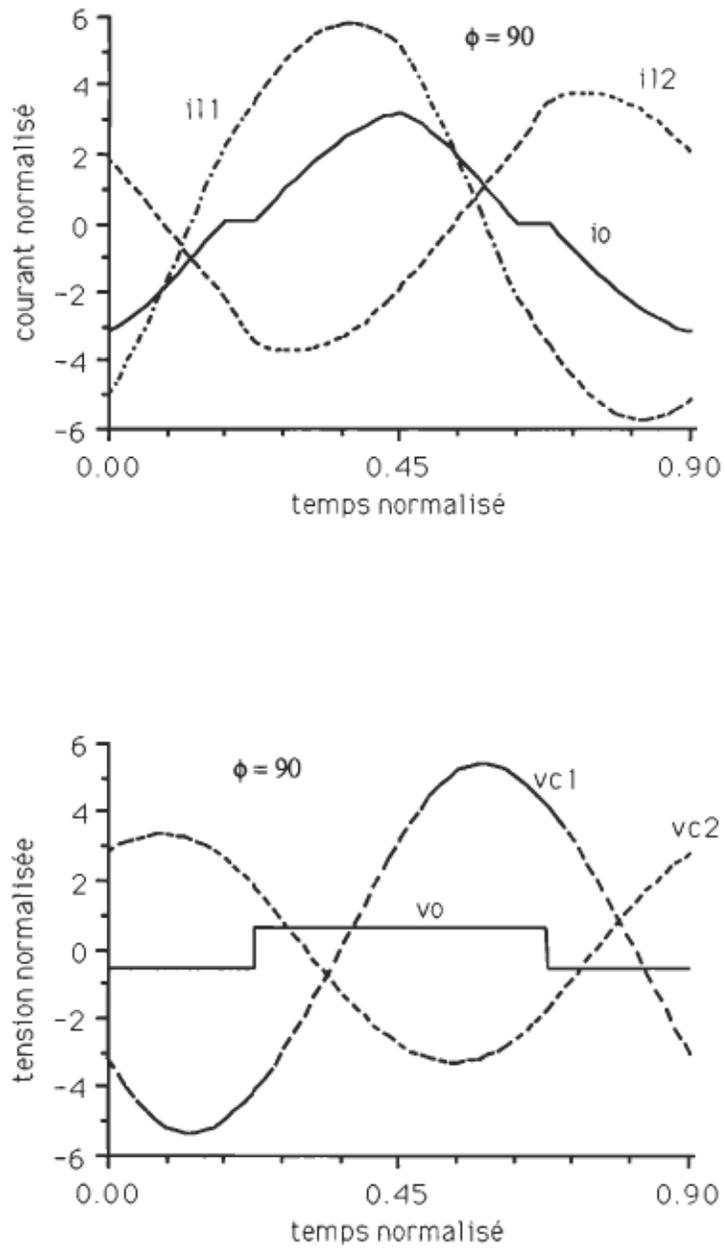


Fig. 3.14 Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 90$

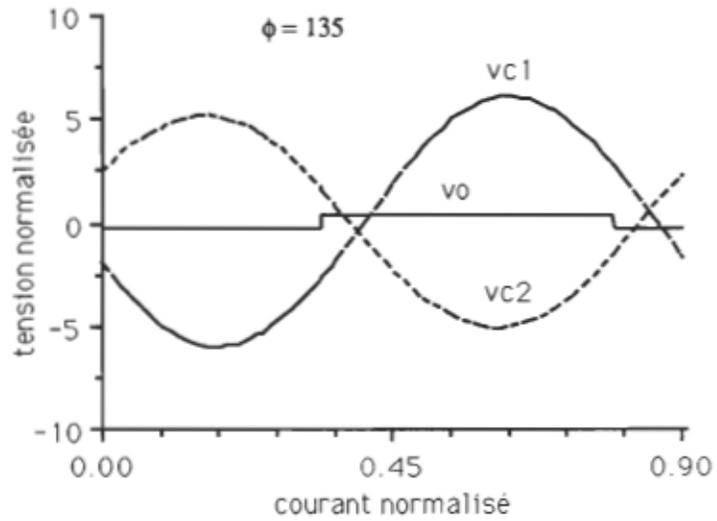
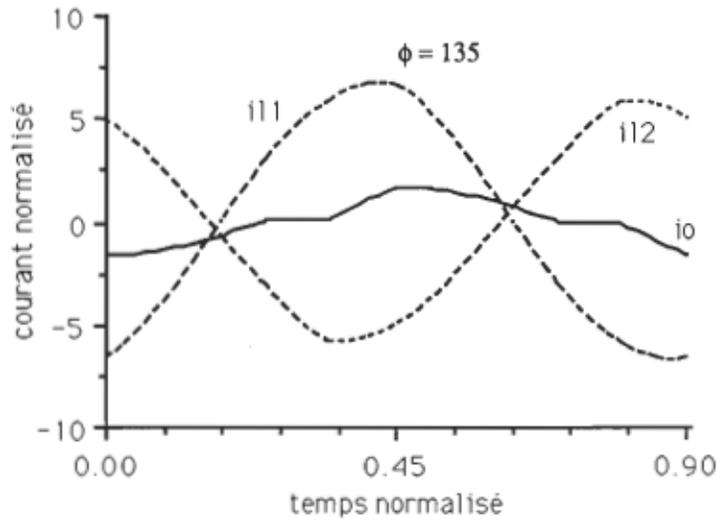


Fig. 3.15 Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 135$

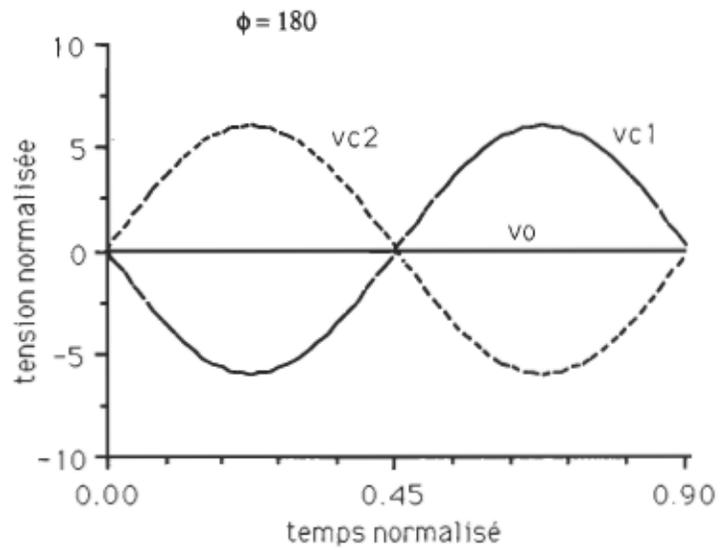
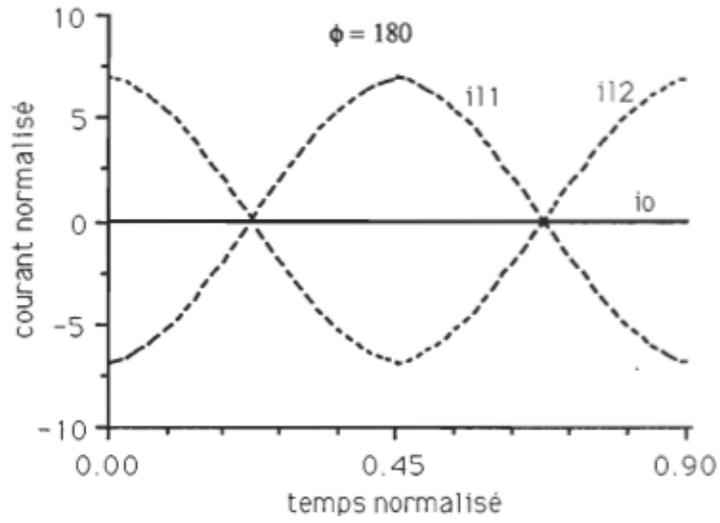


Fig. 3.16 Courant et tension en fonction du temps pour $\phi = 180$

3.3 Conclusion

Les courbes paramétriques tracées à l'aide de la simulation du convertisseur CDRS mettent en évidence le fait de pouvoir effectivement moduler la puissance de sortie en jouant sur la phase des deux convertisseurs à résonance. Le courant de circulation présent permet de conserver la commutation douce pour toute valeur du courant de sortie. En cela, le CDRS répond bien au but fixé au début.

Le courant de circulation qui atteint jusqu'à 3,5 fois le courant pour $\phi = 0$ est tel, qu'il handicape ce convertisseur si celui-ci est utilisé à fréquence fixe. Un fonctionnement à fréquence variable pour limiter le courant de circulation à un niveau acceptable est donc à envisager surtout que pour le fonctionnement en onduleur BF on doit la plupart du temps s'éloigner de façon appréciable de la pleine puissance.

4. DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR RÉSONANT

Le convertisseur est dimensionné pour une application de cogénération. On considère que la tension V_U du réseau est constante alors que la tension de la source d'énergie E_s varie selon la puissance disponible pour le transfert.

4.1 Caractéristique de la source E_s et de la charge

La caractéristique courant/tension typique pour un panneau photovoltaïque est illustrée à la Fig. 4.1 [7]. Les différentes courbes correspondant à des ensoleillements différents et les courbes de puissance constante y sont représentées. Il est clair, à l'étude de ce graphique, que la puissance maximale pour un ensoleillement donné correspond à une tension ou un courant ou encore une impédance de charge différente que pour un autre niveau d'ensoleillement.

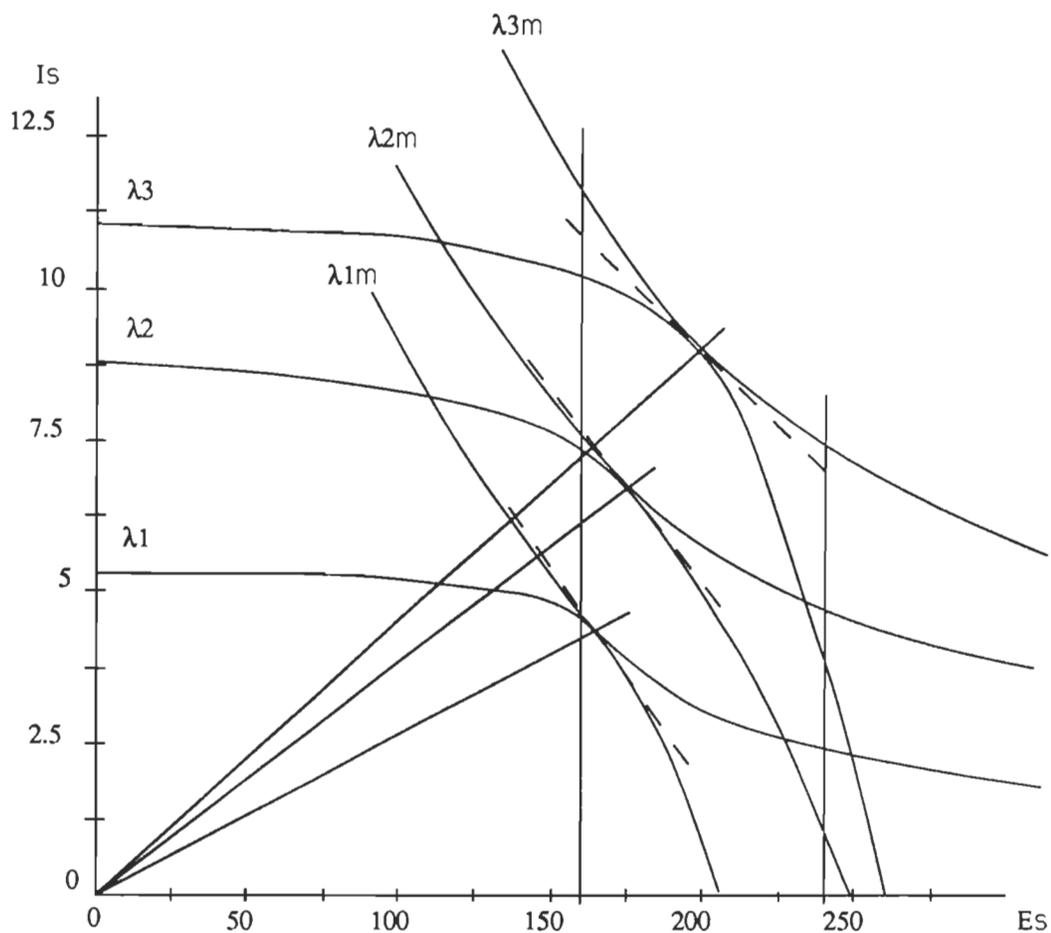


Fig. 4.1 Caractéristique typique tension/courant pour un panneau photovoltaïque

Un circuit de réglage qui asservit le fonctionnement du convertisseur pour tirer de la source E_s le maximum de puissance est donc requis. Ceci est d'autant plus important que le coût des capteurs photovoltaïques est très élevé et qu'en conséquence le suréquipement en panneau solaire pour compenser un transfert non optimal d'énergie est très coûteux.

Ce circuit pour asservir le transfert du maximum de puissance (MPT) ne fait pas l'objet de ce travail. Pour cette étude, on considère qu'un signal provenant d'un circuit MPT déterminant le niveau de puissance à transférer est disponible. Le fonctionnement du convertisseur devra être possible pour une tension E_s comprise entre E_{smin} et E_{smax} . De plus, le convertisseur devra pouvoir supporter sans dommage une tension de E_{sMAX} .

Pour une application de cogénération, on fixe une puissance P_{smin} en dessous de laquelle le convertisseur sera mis à l'arrêt. La puissance P_{smax} , quant à elle, correspond à la puissance nominale du convertisseur photovoltaïque pour un ensoleillement maximum et pour lequel la conception de l'onduleur est faite. Le ratio entre la puissance maximum et minimum est appelé Δ_p .

$$\Delta_p = P_{smax}/P_{smin} \quad (4.1)$$

La tension de sortie V_u à laquelle cette puissance variable doit être délivrée étant constante (tension du réseau), il est donc nécessaire de varier le courant moyen I_u dans la même proportion que la variation de puissance soit Δ_p .

Le point d'opération de l'onduleur BF est caractérisé par la puissance P_s disponible ou de la tension E_s correspondante. Le point d'opération pour l'onduleur HF est caractérisé quant à lui par la valeur de P_s ou de E_s et le niveau de tension V_0 à la sortie de celui-ci. La valeur de V_0 se ramène à la tension du réseau, en considérant le temps,

la pulsation du sinus de sortie et son amplitude ainsi que le rapport de transformation n du transformateur d'isolation.

$$V_0 = \frac{V_u \sqrt[2]{2} (\cos \Phi)}{n} \quad (4.2)$$

$$\Phi = \omega_u t \text{ modulo } 2\pi \quad (4.3)$$

La tension E_s est comprise dans une plage bornée par $E_{s\min}$ et $E_{s\max}$ à l'intérieure de laquelle le fonctionnement est circonscrit.

4.2 Réglage de la puissance de sortie

Une première approche appelée modulation de phase est de fixer la fréquence et de moduler la phase de manière à façonner le courant de sortie et adapter la puissance P_s et la tension E_s disponible. Cette méthode conduit aux courants de circulation les plus élevés et est la plus défavorable en ce qui concerne les pertes.

Une deuxième approche identifiée comme "modulation de phase et fréquence" consiste à réaliser la commande pour que

$$F_{\text{MIN}} \leq F_{\text{NOM}} \leq F_{\text{MAX}} \quad (4.4)$$

F_{NOM} étant la fréquence minimale à laquelle le fonctionnement à la puissance P_s sera réalisé et F_{MIN} et F_{MAX} étant respectivement la fréquence minimum pour le fonctionnement à une puissance de $P_{s\max}$ et

P_{smin} . La fréquence F_{NOM} sera comprise dans une plage délimitée par F_{MIN} et F_{MAX} suivant la valeur de P_s et la logique de commande adoptée de façon que le transfert du courant pour $\Phi = \pi/2$ et $3\pi/2$ ¹⁸ soit réalisé avec une phase nulle entre les deux convertisseurs à résonance soit $\phi = 0$. On note F_{NOM} comme f_{MIN} . La modulation de fréquence est utilisée pour diminuer le courant de circulation entre les deux convertisseurs à résonance lorsque Φ s'éloigne de $\pi/2$ et $3\pi/2$. À $\Phi = 0$, la fréquence atteint alors la valeur de f_{MAX} . La modulation de phase est utilisée pour régler le courant de sortie au niveau requis. Les modulations de phase et de fréquence sont réalisées simultanément. Cette approche limite au minimum le courant de circulation mais nécessite un circuit de réglage plus complexe.

Une troisième solution mitoyenne des deux précédentes consiste à moduler la fréquence pour limiter le courant de circulation et adapter le niveau de puissance disponible à la charge et de moduler la phase pour façonner le courant de sortie.

Pour cela, le convertisseur sera opéré avec une fréquence f_{MIN} qui sera modulée par la consigne de puissance pour que quelque soit la puissance à transférer, on ait $\phi = 0$, pour $\Phi = \pi/2$ et $3\pi/2$. Ceci n'est pas la meilleure façon de procéder mais simplifie la commande. Cette approche diminue un peu le courant de circulation par rapport à la modulation de la phase seule et permet d'adapter facilement le convertisseur

¹⁸Instant où la tension de sortie V_0 est la plus élevée.

à des sources de puissances différentes sans devoir accentuer davantage le courant de circulation.

4.3 Choix de la tension de sortie V_0

Dans tous les cas, il importe que l'on choisisse la tension de sortie du convertisseur HF (V_0) de façon que la fréquence de fonctionnement choisie (F_{NOM}) ou que la modulation de fréquence ne perturbe pas le fonctionnement en commutation douce des interrupteurs.

La tension V_0 de sortie du CDRS est liée à la tension de la charge V_u par le transformateur d'isolation HF. Ce transformateur nous permet de choisir la valeur de V_0 avec une certaine liberté.

Dû à la présence des condensateurs d'aide à la commutation C_t , des capacités et inductances parasites, et les caractéristiques des interrupteurs, la commutation n'est pas instantanée ce qui peut entraîner que le courant dans l'inducteur s'inverse avant que la diode de roue libre de l'interrupteur à fermer ne soit conductrice et donc polarisée en direct. Lorsque cela se produit, il s'ensuit un défaut de commutation des thyristors duaux ou une perte de fonctionnement en commutation douce.

La limite de fonctionnement en commutation douce pour le convertisseur résonant série est délimitée par l'Équation (4.5) tirée de [8].

On considère un convertisseur résonant série, car pour $\phi = 0$ le montage CDRS se ramène à un convertisseur CRS et c'est à $\phi = 0$ que le montage est le plus sensible au défaut de commutation.

$$I_0 \geq \left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{f}{f_r}\right) \left(\frac{1}{\alpha(1-q)}\right) \quad (4.5)$$

Pour bien illustrer cette limite de fonctionnement, il est important de tracer un graphique de la tension sur le circuit résonant en fonction du courant de sortie I_0 . Ces valeurs doivent être normalisées par rapport à la sortie du convertisseur résonant car la tension de celui-ci doit être considérée comme constante et déterminée par la tension crête du réseau et le rapport de transformation du transformateur d'isolation.

Pour établir ce graphique, il est nécessaire d'effectuer un calcul itératif sur les équations décrivant les variables d'état pour un montage incorporant des condensateurs d'aide à la commutation. Le détail de ce calcul ainsi que le listing du programme utilisé sont présentés par l'Annexe 4.

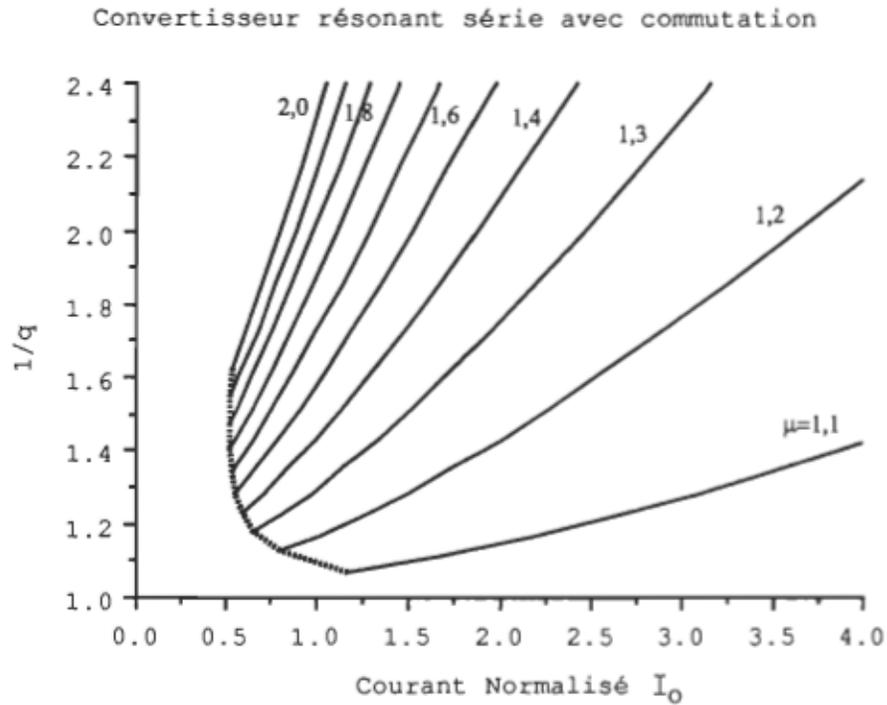


Fig. 4.2 Tension sur le circuit résonant en fonction du courant de sortie pour un convertisseur résonant

Si l'on considère la Figure 4.2 où la tension d'alimentation est exprimée comme $1/q$ en fonction du courant I_0 pour différentes valeurs de μ , il faut choisir un point d'opération qui permet de fonctionner à E_{smin} et E_{smax} pour le cas où on ne fait pas de modulation de fréquence.

Le rapport de transformation n du transformateur est

$$n = \frac{V_u \sqrt{2}}{V_0} \quad (4.6)$$

Pour un fonctionnement à fréquence fixe, un compromis est à faire sur la valeur minimum de μ . Plus μ est faible, plus le gain en courant en fonction de la tension du convertisseur est grand. Pour ne pas avoir de distorsion du courant 60 Hz de sortie, on est obligé de choisir la tension de sortie du convertisseur et le courant I_0 pour la valeur de E_{\min} . Ceci conduit à un courant de circulation très élevé pour E_{\max} , dû à la modulation de phase nécessaire.

Par compte, si μ est grand, le gain en courant est faible et on doit choisir le point I_0 correspondant à E_{\max} . Ceci, tout en nous assurant de ne pas distorsionner le courant de sortie à 60 Hz, entraîne des courants de circulation très élevés pour le fonctionnement à E_{\min} .

Si l'on travaille à fréquence fixe, il est préférable de choisir μ pour avoir un gain en courant qui soit légèrement plus faible que celui requis pour adapter le changement de tension E_s et de puissance correspondante. Par ce choix, on s'assure de transmettre le courant maximum avec le moins de courant de circulation.

La modulation de la fréquence permet de sortir de cet imbroglio au prix d'une commande plus complexe.

Donc une fois la valeur de μ et la valeur de q choisies, il faut calculer la valeur de V_0 à l'aide de l'Équation 4.7

$$V_0 = q \frac{E_s}{2} \quad (4.7)$$

cette valeur de V_0 permet de calculer le rapport de transformation du transformateur à l'aide de l'Équation 4.6.

La valeur de la puissance normalisée correspondante, est

$$P_{\max}^* = V_0^* I_0^* \quad (4.8)$$

Pour $\Phi = 0$, la valeur de la puissance moyenne sur un cycle du convertisseur HF est donnée par

$$P_{\max}^* = \frac{2 P_{s\max}}{P_b} \quad (4.9)$$

On tire de l'Équation (4.10) la valeur de P_b

$$P_b = \frac{2 P_{s\max}}{P_{\max}^*} \quad (4.10)$$

E_b et P_b étant connues, on en tire l'impédance de base Z_b' du CRS
de

$$Z_b' = (E_b)^2 / P_b \quad (4.11)$$

Puis l'impédance de base du CDRS

$$Z_b = 2 Z_b' \quad (4.12)$$

Puis des Équations 4.13 à 4.15

$$Z_b = \sqrt[2]{\frac{L}{C}} \quad (4.13)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt[2]{LC}} \quad (4.14)$$

$$f = \omega_r \mu \quad (4.15)$$

on tire les Expressions 4.16 et 4.17 pour le calcul de L et C

$$L = Z_b / \omega_r \quad (4.16)$$

$$C = 1 / \omega_r Z_b \quad (4.17)$$

4.4 Calcul du convertisseur pour $\phi = 0$

Le calcul consiste à dimensionner les composants du circuit pour adapter la source et la charge.

Les conditions d'opération doivent être bornées (F_{\min} et F_{\max} , P_{\min} et P_{\max}) de même que les niveaux de tensions de la sortie CA et de la source CC.

4.4.1 Cahier de charge

Le calcul pour une unité de 2 kW de puissance nominale $P_{s\max}$ est présenté ici. La source CC est d'une tension $E_{s\max} = 240$ V et $E_{s\min} = 160$ V. La tension du réseau est de 120 V à 60 Hz. La fréquence d'opération doit être supérieure à 20 kHz. L'onduleur HF doit être isolé de la sortie par un transformateur d'isolation. La puissance minimum de fonctionnement $P_{s\min}$ est déterminée par la limite de commutation des convertisseurs à résonance.

4.4.2 Calcul des courants et des tensions

La première étape est de calculer les courants dans les interrupteurs et les composants des circuits résonants LC en considérant le déphasage entre les convertisseurs à résonance comme étant nul. Pour cette condition, l'analyse du convertisseur CDRS se ramène à celle réalisée pour les convertisseurs CC-CC en demi-pont et fonctionnant au dessus de la fréquence de résonance.

Soit le calcul des valeurs du courant moyen.

$$\phi = 0 \quad (4.18)$$

$$P_{s\max} = 2 \text{ KW} \quad (4.19)$$

$$E_{smax} = 240 \text{ V} \quad (4.20)$$

$$E_{smin} = 160 \text{ V} \quad (4.21)$$

$$V_u = 120 \text{ V} \quad (4.22)$$

$$I_u = P_u/V_u \quad (4.23)$$

On fait le calcul pour le point d'opération à 240 V. Une puissance P_u de 2 kW à 120 V impose un courant I_u de 16,67 A soit une valeur crête i_u de 23,57 A.

$$Z_u = V_u/I_u \quad (4.24)$$

Soit une impédance Z_u de 7,2 ohms.

Pour une phase ϕ de 0 degré, les courants i_{L1} et i_{L2} sont égaux. Leur somme I_0 est liée au courant I_u par l'Équation 4.25.

$$I_0 = n \cdot I_u \quad (4.25)$$

Pour $\mu = 1,2$ et pour un q de 1/1,8 à $E_s = 240 \text{ V}$ on aura par l'Équation 4.7 que

$$V_0 = 66,6 \text{ V}$$

Le rapport de transformation n est donné par l'Équation 4.6 soit

$$n = 120 * 1,41/66,6 = 2,55$$

l'Équation 4.25 donne

$$I_0 = 2,55 * 23,57 = 60 \text{ A}$$

$$I_0 = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.26)$$

$$I_{L1} = I_{L2} = I_0/2 \quad (4.27)$$

soit 30 A par circuit résonant.

Pour un sinus, la valeur crête du courant est $\pi/2$ fois plus élevée que la valeur moyenne. Donc, pour un courant moyen de 30 ampères cela entraîne un courant crête de 47,1 A pour un sinus.

Le sinus est légèrement déformé dû à la fréquence d'opération légèrement supérieure à la fréquence de résonance. Cette déformation du sinus est responsable d'une valeur crête un peu plus élevée. On multiplie donc celle-ci par un facteur 1,1, soit une nouvelle valeur crête de 51,8 A pour i_{L1} et i_{L2} .

Ce courant est celui nécessaire à alimenter la charge pour le 2 kW nominal.

Pour une tension E_{smin} de 160 V, on aura $q = 1/1,2$ et pour $\mu = 1,2$ on obtient de la Fig. 4.2 que le courant normalisé est de 1,2 soit une variation de courant et par le fait même de la puissance de

$$3/1,2 = 2,5$$

$$\Delta_p = 2,5$$

$$P_{smin} = 2 \text{ kW}/2,5 = 0,8 \text{ kW}$$

4.4.3 Calcul des composants des circuits résonants

La valeur de P_b est donnée par l'Équation 4.10. La valeur de I_0^*/q est tirée de la Fig. 4.2, soit pour $\mu = 1,2$ et $1/q = 1,8$ on trouve $I_0^*/q = 2,85$.

Pour

$$q = 0,555$$

on trouve

$$I_0^* = 1,583$$

et

$$P_b = \frac{2 * 2}{0,555 * 1,583} = 4,55 \text{ kW}$$

Par les Équations 4.11 à 4.15, on calcule les valeurs de Z_b , L et C.

$$Z_b' = \frac{120^2}{4550} = 3,16$$

$$Z_b = 2 * 3,16 = 6,32$$

$$L = 60,3 \mu\text{H}$$

$$C = 1,5 \mu\text{F}$$

4.5 Calcul du convertisseur

4.5.1 Pour la modulation de phase

Pour un fonctionnement où la modulation de la phase est le seul moyen de régler le courant de sortie, il faut dimensionner les interrupteurs et les éléments des circuits résonants pour pouvoir porter le courant de circulation existant entre les deux convertisseurs. Tel qu'illustré à la Figure 3.9, le courant traversant les circuits résonants est maximum lorsque le déphasage des convertisseurs est de π . Le courant est alors de 3,5 fois supérieur au courant existant à $\phi = 0$. Le courant maximum que doit pouvoir supporter les interrupteurs et les circuits résonants est donc 3,5 fois le courant calculé précédemment, soit $3,5 * 51,8 = 182 \text{ A}$.

4.5.2 Pour la modulation de la fréquence et de phase

La modulation de fréquence nous permet de diminuer le courant de circulation de façon appréciable. Au mieux, cette modulation de la fréquence peut être utilisée pour contenir le courant des deux convertisseurs à résonance à une valeur inférieure à celle correspondant au

courant de sortie maximal. Pour cela, un circuit de réglage complexe permettant à la fois l'asservissement de la forme du courant de sortie et de l'amplitude du courant de circulation tout en maintenant les interrupteurs dans un mode de commutation souple est à réaliser.

4.6 Conclusion

Le CDRS lorsqu'utilisé à fréquence fixe, souffre de devoir être surdimensionné par rapport au courant de sortie dans une proportion excessive. Ainsi, pour un courant de sortie ayant une valeur crête de 23,57 A, on doit dimensionner les convertisseurs à résonance pour un courant crête de 182 A, soit 7,7 fois plus élevé et cela même si deux convertisseurs en parallèle se partagent le courant de sortie crête.

La modulation de la fréquence est un moyen de diminuer ce surdimensionnement de façon appréciable, mais au prix d'une commande plus complexe.

5. RÉALISATION DES CIRCUITS

Pour une application de cogénération à partir d'une source d'énergie photovoltaïque, il est nécessaire de prévoir un circuit de supervision ayant pour but d'assurer les fonctions de protection et d'opérer le convertisseur de façon à transférer autant d'énergie que disponible à la source. Pour ce faire, le point de fonctionnement est modifié de façon continue puis la puissance transmise à ce nouveau point de fonctionnement est mesurée et comparée à la valeur précédente. Suivant qu'il a résulté de ce changement une augmentation ou une diminution de la puissance, le changement suivant se fera dans la même direction ou dans la direction opposée.

Ce circuit de supervision ne fait pas l'objet de cette recherche, aussi n'est-il pas décrit dans la suite de ce chapitre mais la valeur de puissance cible est utilisée dans le montage pour fixer le point d'opération.

5.1 Circuit de commande

Le montage réalisé pour la maquette de laboratoire permet la commande de l'onduleur dans le mode modulation de phase et de fréquence

mais le déplacement de la fréquence nominale pour adapter la puissance à transmettre n'est pas implanté.

Le schéma de principe de l'ensemble est illustré à la Fig. 5.1 et le schéma électronique à la Fig. 5.2. Les principaux blocs sont présentés plus bas et le schéma du circuit de chacun est illustré.

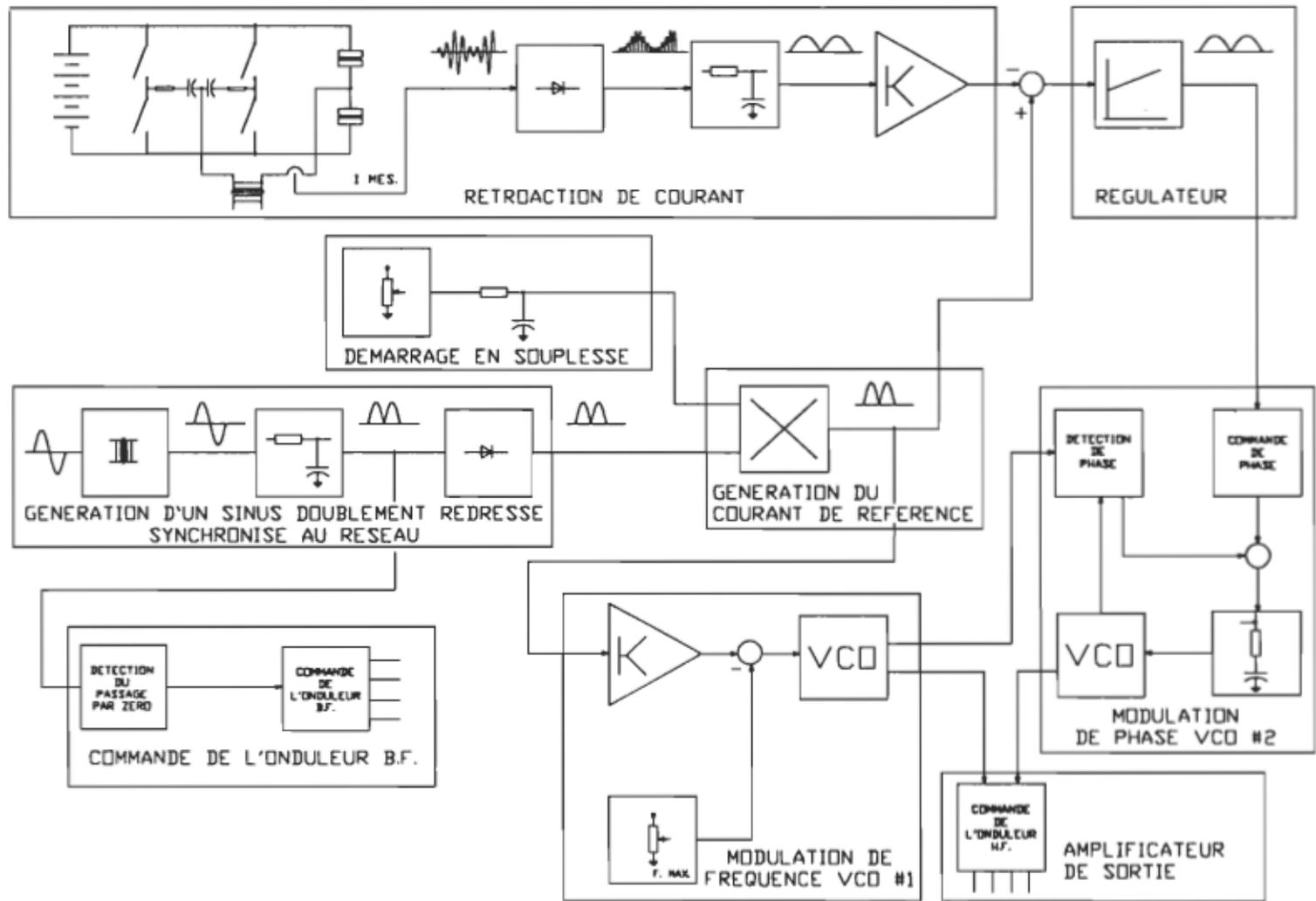


Fig. 5.1 Schéma de principe de l'ensemble

5.1.1 Génération d'un signal de référence

Le courant de sortie doit être sinusoïdal, on utilise donc la tension sinusoïdale du réseau comme référence de préférence à un signal généré par un convertisseur N/A car celui-ci devrait de toute façon être synchronisé sur le réseau. La tension est prélevée au travers d'un transformateur d'isolation et filtrée, puis sa phase est corrigée pour compenser le déphasage introduit par le transformateur et le filtre. Cette tension est ensuite redressée pour servir de référence au courant de sortie du convertisseur CC. La tension alternative est prélevée avant le redresseur pour alimenter le circuit de commande de l'onduleur BF. Le schéma de cette partie est illustré à la Fig. 5.3.

5.1.2 Commande de l'onduleur BF

L'onduleur BF est utilisé pour déployer le courant de sortie du convertisseur CC. Le pont qui le constitue est commandé par 4 signaux combinés à un signal d'arrêt provenant du superviseur. Ces 4 signaux sont bâtis à partir de la tension alternative tirée du réseau que l'on fait passer au travers d'un détecteur de passage par zéro. Pour celui-ci, on utilise un comparateur à hystérésis variable dont l'immunité au bruit peut être syntonisée pour la fréquence d'opération.

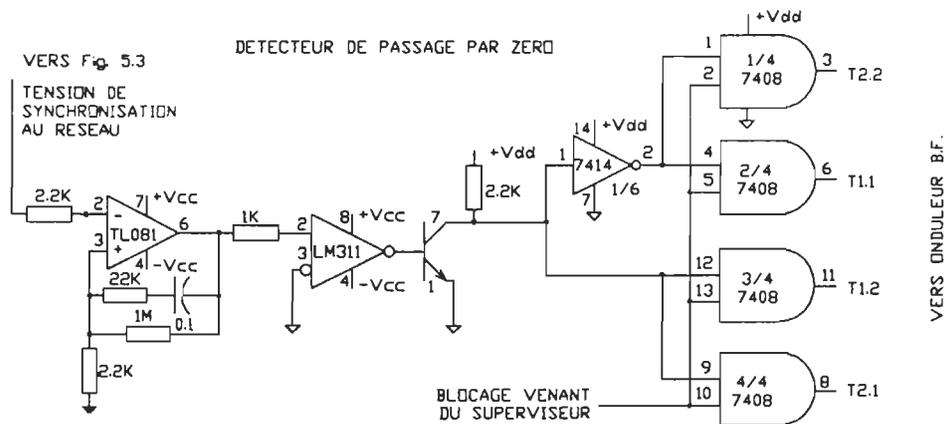
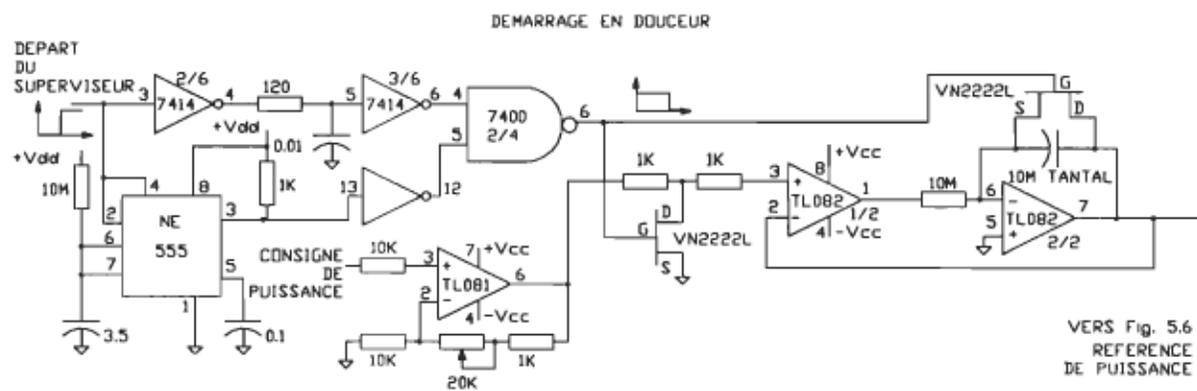


Fig. 5.4 Commande de l'onduleur BF

5.1.3 Démarrage en douceur

Un circuit de démarrage en douceur est utilisé pour interfacer la consigne de puissance et le signal de marche/arrêt provenant du superviseur. Un monostable est utilisé pour introduire un délai à la mise sous tension pour permettre de charger les condensateurs de filtrage d'entrée et un générateur de rampe est utilisé pour transmettre les variations de consigne en douceur.

Fig. 5.5 Circuit de démarrage en douceur



5.1.4 Génération du courant cible

La consigne de puissance est utilisée pour moduler la tension sinusoidale redressée pour servir de signal de référence. Un multiplicateur analogique est utilisé pour cela. À la sortie de celui-ci, un sinus doublement redressé et d'amplitude variable est disponible pour servir de cible de courant.

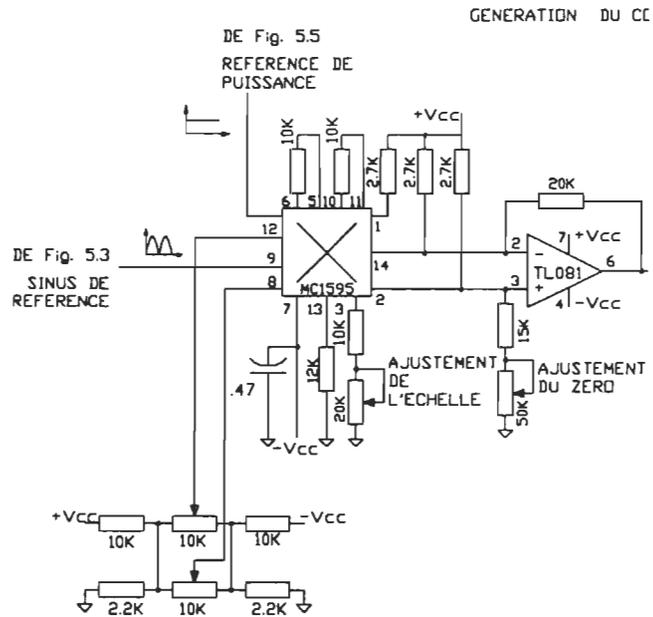
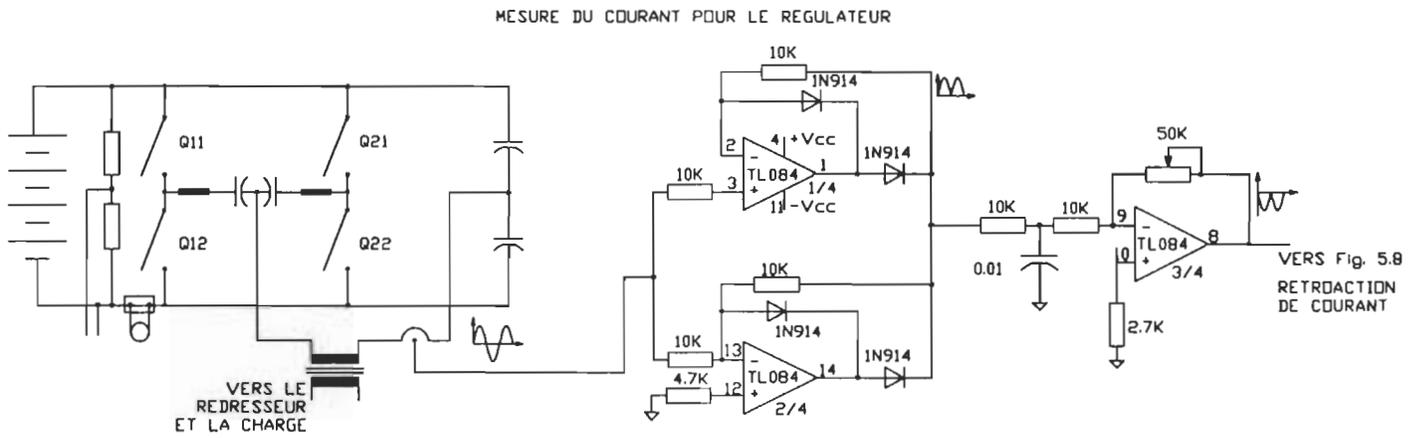


Fig. 5.6 Génération du signal cible de courant

5.1.5 Rétroaction de courant

Un signal de rétroaction est prélevé du courant HF traversant le transformateur. Ce courant est redressé et filtré. Pour la mesure de ce courant, une sonde à effet Hall est utilisée pour une bonne bande passante et une isolation galvanique.

Fig. 5.7 Rétroaction de courant



5.1.6 Régulateur

Le régulateur utilisé est de type proportionnel et intégral. La structure est classique.

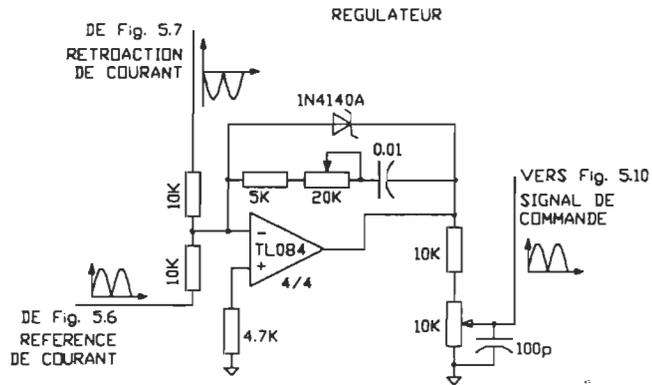


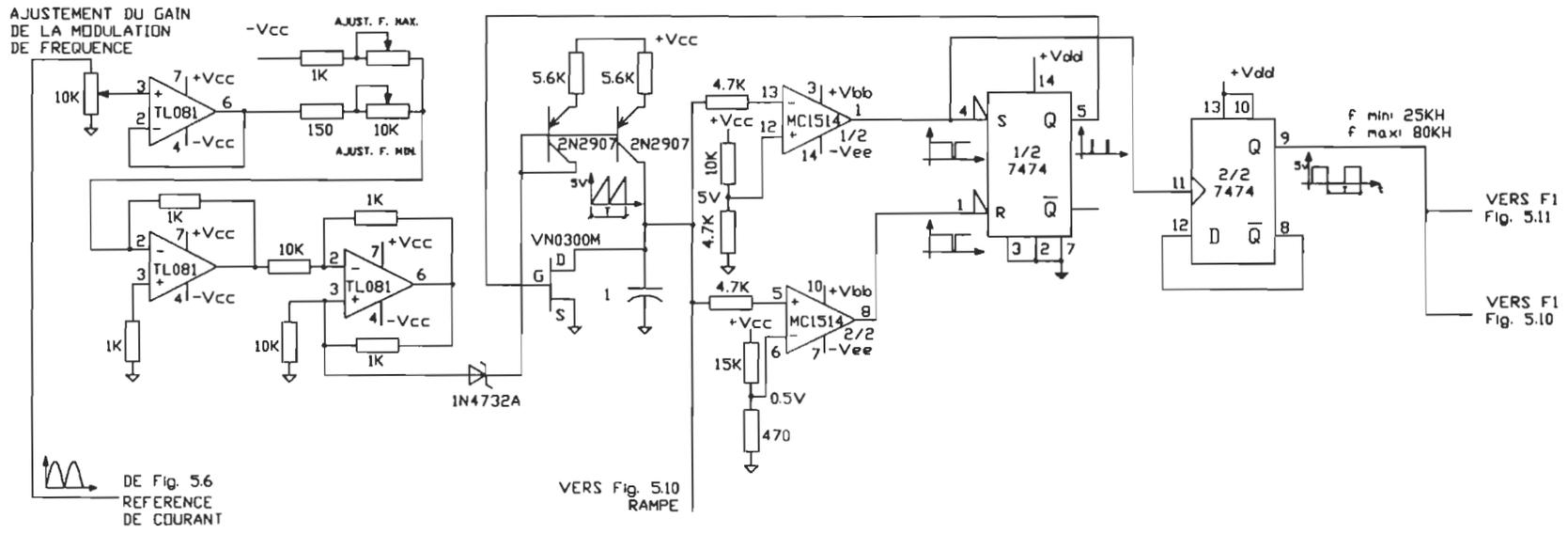
Fig. 5.8 Régulateur de courant

5.1.7 Modulation de fréquence

La modulation de la fréquence est réalisée par un oscillateur contrôlé en tension. Celui-ci est constitué de composants discrets et génère une onde rectangulaire d'amplitude constante. Le montage utilisé a été choisi pour obtenir un front descendant très droit et pour une décharge complète du condensateur intégrateur. Ce front droit est nécessaire pour une meilleure synchronisation des signaux. L'utilisation d'un condensateur dans la boucle de rétroaction d'un amplificateur opérationnel est un montage plus simple mais la décharge du condensateur a beau être rapide, le "slew rate" de l'amplificateur est le paramètre déterminant quant à la possibilité de décharger le condensateur rapidement. La modulation de la fréquence est réalisée par le signal de référence pour permettre de travailler à μ près de 1 de telle façon que l'on puisse avoir suffisamment de courant pour $\Phi = \pi/2$ et pour éloigner le point de fonctionnement de la fréquence de résonance pour que lorsque l'on a peu besoin de courant dans la sortie. Ce circuit fournit aussi une onde carrée en sortie pour la commande du premier des deux convertisseurs. L'onde en dents de scie est d'une fréquence deux fois supérieure à l'onde de sortie. Ceci est nécessaire pour la modulation de 0 à π de la phase.

MODULATION DE FREQUENCE VCO#1

Fig. 5.9 Modulation de fréquence



5.1.8 Modulation de phase

La modulation de phase est réalisée à l'aide d'un circuit à verrouillage de phase pour une bonne immunité au bruit. Le circuit à verrouillage de phase est constitué d'un oscillateur contrôlé en tension, d'un comparateur de phase et d'un filtre d'entrée. La tension du VCO est prélevée du filtre d'entrée et la tension de celui-ci dépend de l'erreur de phase entre les deux convertisseurs. Le circuit de détection de phase est constitué d'un circuit ni-ou qui a une sortie trois états. Celle-ci est haute impédance lorsque les deux signaux à comparer sont bas ou hauts alors qu'il injecte ou soutire un courant du filtre d'entrée pour le cas où un signal est haut et l'autre bas. Ceci représente donc un créneau de courant qui sera en régime permanent de même durée et de même amplitude que la commande de phase. Ce circuit de verrouillage de phase est un circuit en boucle fermée et comme tel il doit être stable et rapide. Pour cela, le gain de celui-ci et la constante de temps du filtre d'entrée à l'oscillateur doivent être calculés pour un amortissement critique du circuit. La caractéristique tension-fréquence du circuit CD4046 est non linéaire et la fonction de transfert donnée dans les feuilles de données pas très précise. Un chronogramme des signaux utilisés pour la modulation de phase est illustré par la Fig. 5.11.

MODULATION DE PHASE VCO#2

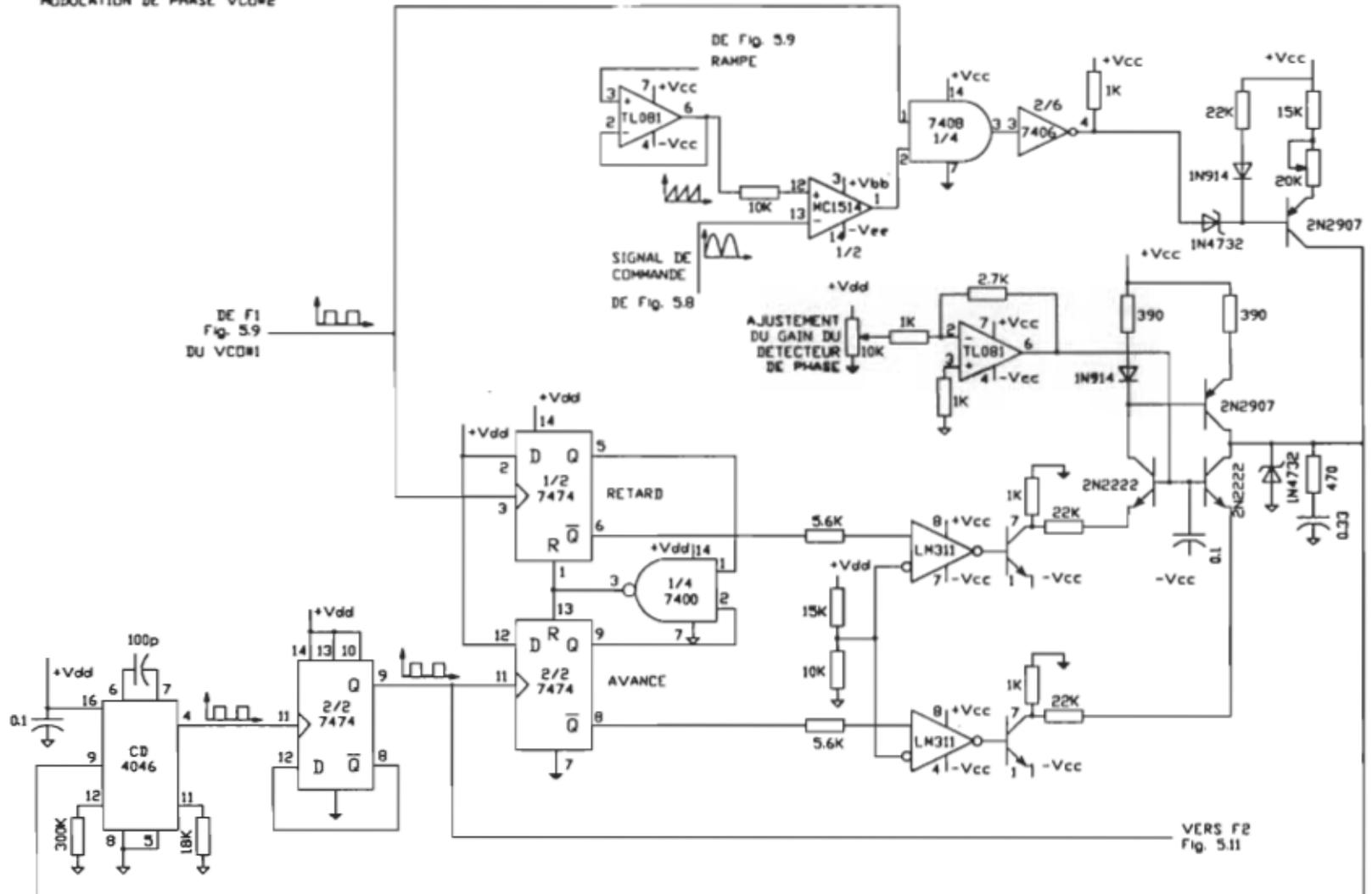


Fig. 5.10 Modulation de phase

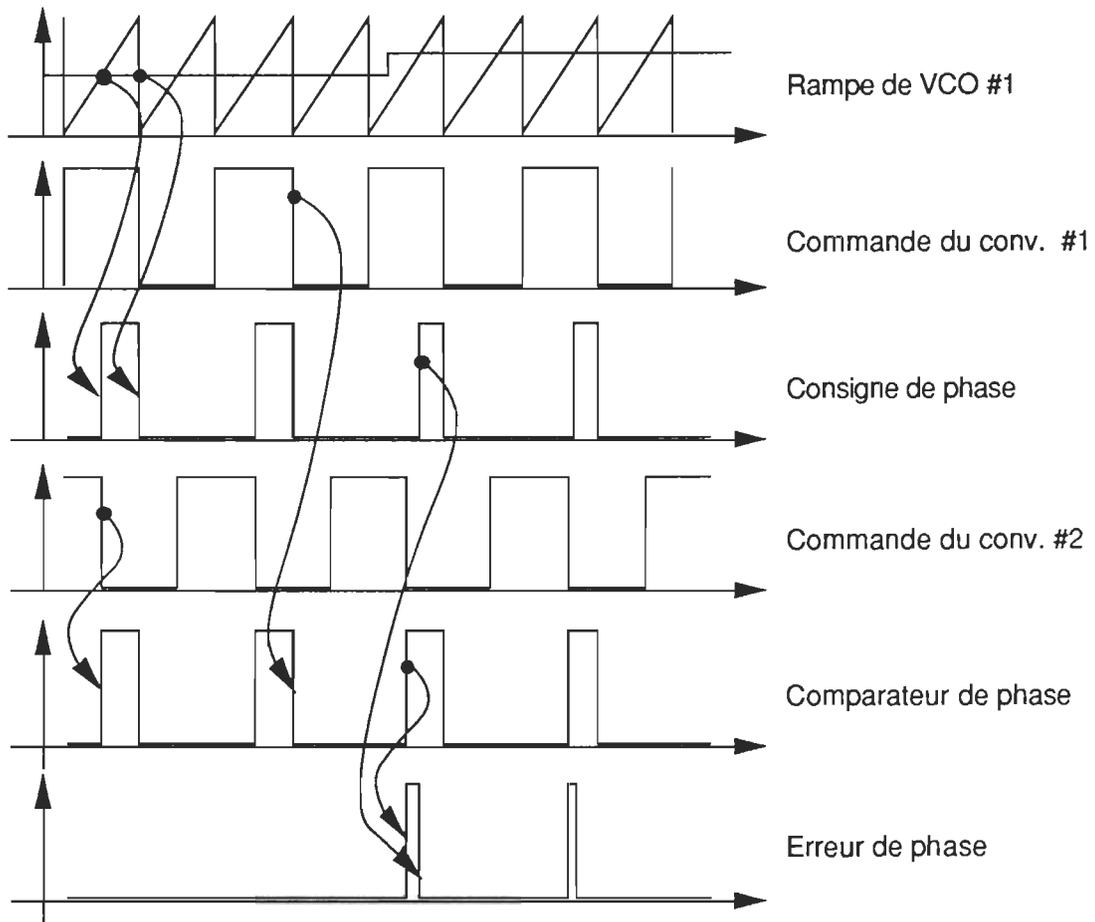
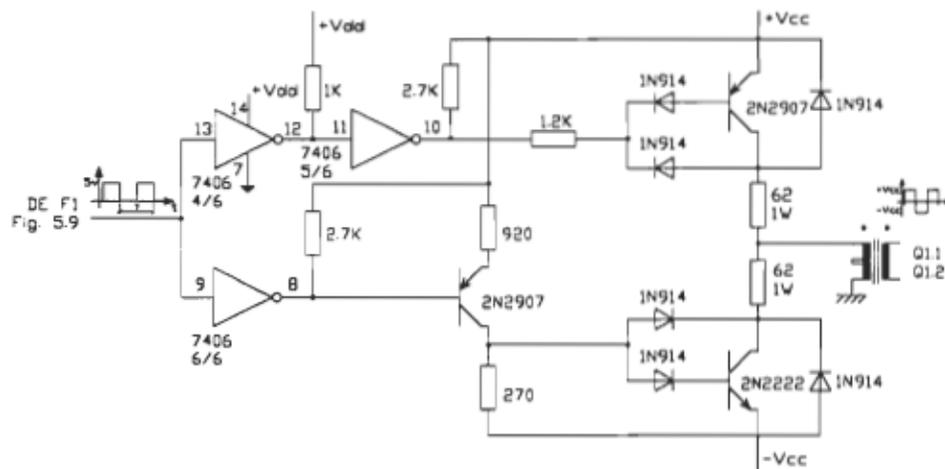


Fig. 5.11 Chronographe de la modulation de phase

5.1.9 Commande de l'onduleur HF

Le convertisseur CDRS est commandé par une tension de ± 12 V. Le circuit de réglage étant pour beaucoup à + 5 V, un amplificateur de puissance qui réalise en même temps l'adaptation de niveau est nécessaire. La commande est isolée du convertisseur par un transformateur d'impulsion. Ceci permet d'alimenter les circuits de commande des convertisseurs à résonance par une seule alimentation de ± 12 V.



AMPLIFICATEURS DE SORTIE

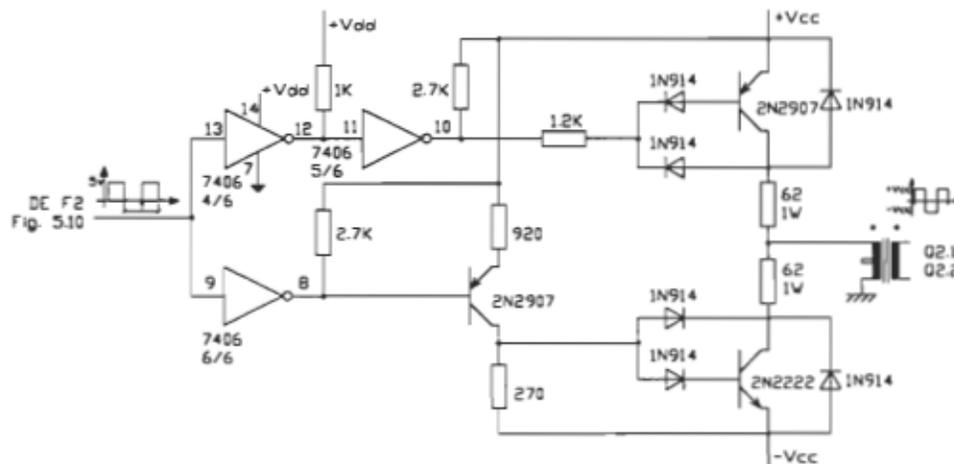


Fig. 5.12 Commande de l'onduleur HF

5.2 Circuit de puissance

5.2.1 Onduleur HF

L'onduleur HF est constitué de deux demi-ponts et deux circuits résonants. Le raccordement de la charge est réalisé au travers d'un transformateur. Les composants utilisés pour celui-ci ainsi que pour le circuit résonant doivent être conçus pour un fonctionnement à des fréquences allant jusqu'à plus de 50 kHz. Ceci exige un transformateur à noyau ferrite et à bobinage en fils de Litz. Le premier pour diminuer les pertes par courant de Foucault et par hystérésis et le second pour diminuer les pertes cuivres. Ces dernières sont particulièrement importantes à ces fréquences en raison de l'effet de Foucault qui repousse le courant en surface des conducteurs. La construction du transformateur doit aussi être soignée pour limiter autant que possible sa capacité parasite. Les condensateurs quant à eux doivent présenter un angle de perte diélectrique ou une résistance série équivalente très faible. Une autre contrainte sur ceux-ci est la tension élevée auxquels ils seront soumis. Un type de condensateur acceptable est celui bâti en polypropylène.

Les bobines du circuit résonant doivent être réalisées avec le même câble de Litz que le transformateur et peuvent être bobinées sur un noyau de même matériau que celui-ci ou encore à noyau d'air.

5.2.2 Thyristor dual

Le thyristors dual est un composant de synthèse bâti autour d'un transistor pour lui conférer des caractéristiques duales de celles d'un thyristor. Ce composant est bien adapté pour la réalisation d'un onduleur fonctionnant au-dessus de la fréquence de résonance. Le schéma bloc du thyristor dual est illustré par la Figure 5.13. La réalisation détaillée du montage est disponible à la Référence [9]. Le principe de fonctionnement ainsi que les avantages de ce montage sont présentés à la Référence [10].

Le comportement du thyristor dual est tel que l'onduleur doit assurer que le courant des interrupteurs soit continu. La mise en conduction du thyristor dual est inhibé par la présence à ses bornes d'une tension supérieure à quelques volts. Ceci a pour conséquence que le démarrage doit être traité de façon particulière.

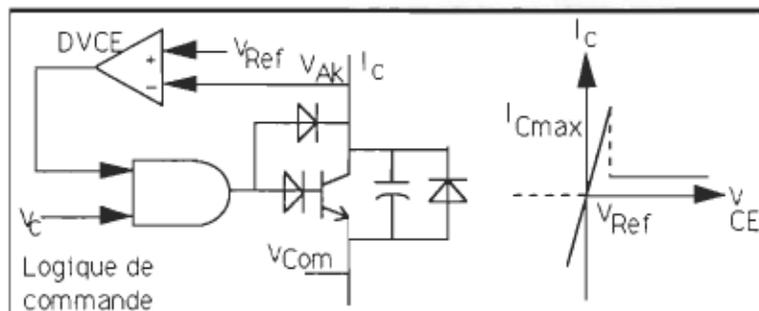


Fig. 5.13 Thyristor dual

5.2.3 Onduleur BF

La structure retenue est très simple. On doit disposer d'un détecteur de passage par zéro de la tension de sortie pour un fonctionnement en cogénération alors que l'on synchronise la commutation de l'onduleur BF sur le passage par zéro de la tension de la charge. Les contraintes appliquées sur ce pont sont relativement faibles. La fréquence de commutation est faible et elle se fait à courant et tension pratiquement nuls.

L'onduleur BF fait suite au redresseur HF. Ce dernier est un pont de diode suivi d'un filtre passe-bas. Le CDRS ayant le comportement d'une source de courant, le filtre est constitué d'un filtre en π avec couplage inductif. De plus, un inducteur est inséré entre le réseau et l'onduleur BF pour permettre de commuter la tension de la capacité du filtre sur la source de tension du réseau.

5.3 Conclusion

Le réglage du convertisseur sont perfectibles. Le régulateur ne peut être optimale dû à la variation de gain énorme du convertisseur en regard des deux variables de commandes. Les circuits utilisés pour la modulation de phase et fréquence ne permettent pas facilement de réaliser une modulation selon une loi arbitraire. Des circuits numériques semblent être la solution à cette lacune des circuits analogiques. Aussi, un circuit de déphasage numérique est à établir qui puisse assurer que le déphasage soit réalisé de façons arbitraire mais sans saut brusque. Un changement brusque de phase ou de fréquence ayant pour conséquence de provoquer un défaut de commutation des thyristors duaux.

6. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Les résultats ont fait l'objet de publications [11-14] misent à l'Annexe 3 et sont résumés plus bas.

6.1 Modulation de la phase

La modulation de phase conduit à un courant de circulation énorme qui est d'autant plus grand que le courant de sortie est faible. Cela est identifiable sur les Photographies des Figures 6.1 et 6.2.

Lors des essais réalisés, la modulation de la phase partait de $\phi = 180^\circ$ pour $\Phi = 0$ et diminuait au fur et à mesure que le courant de sortie devait croître sans toutefois jamais atteindre $\phi = 0$. Ceci découle du gain du convertisseur trop élevé qui entraînerait un courant de sortie trop élevé pour $\phi = 0$. Ceci est visible par la différence des courants des deux convertisseurs à résonance pour $\Phi = \pi/2$ ou $3\pi/2$.

Fig. 6.1 Courant des circuits résonants avec modulation de phase

Fig. 6.2 Courants des circuits résonants avec modulation de phase et
fréquence

Fig. 6.3 Courant de charge

Fig. 6.4 Courants des circuits résonants

6.2 Modulation de la phase et de la fréquence

La modulation simultanée de la phase et de la fréquence est effectuée pour diminuer le courant de circulation. La modulation de la fréquence a été réalisée suivant une loi cosinusoidale. Cette façon de faire, simpliste, a mis en évidence la possibilité du convertisseur CDRS de fonctionner par une modulation simultanée de la phase et de la fréquence.

Toutefois, les résultats pratiques ne sont pas très spectaculaires. Le gain du convertisseur est très dépendant de la fréquence de fonctionnement et de la phase relative des deux convertisseurs à résonance. Aussi, avec un montage aussi peu linéaire, il est impossible avec un simple régulateur de type PI de pouvoir exploiter toute la plage de modulation de la phase et de la fréquence.

Il est tout de même visible sur la Fig. 6.2 que le courant du convertisseur à résonance #1 est diminué par la modulation de la fréquence.

6.3 Conclusion

La modulation simultanée de la phase et de la fréquence est responsable de la limitation de la valeur maximale du courant. La limitation du courant est loin d'être aussi prononcée que l'on est en droit de s'attendre comme possibilité. Le circuit de commande pour une modulation optimale de la phase et de la fréquence reste à élaborer. Ce circuit doit tenir compte des caractéristiques non linéaire du convertisseur double à résonance série pour pouvoir tirer parti de toute la plage de modulation aussi bien de la phase que de la fréquence.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Il est possible de concilier le fonctionnement en commutation douce d'un convertisseur résonant dans la structure CDRS avec les contraintes de voir la tension et le courant de sortie varier jusqu'à 0 V mais cela conduit à des contraintes énormes sur les interrupteurs et les composants des circuits résonants en relation avec la tension excessive et l'énorme courant de circulation imposé nécessitant le surdimensionnement des éléments. Pour pallier à cela, une modulation de la fréquence est nécessaire pour limiter le courant de circulation à des niveaux acceptables. Cette modulation de la fréquence est faite en fixant les valeurs extrêmes de la fréquence en fonction de la puissance à transmettre et dans l'intervalle, bornée par ces extrêmes, la fréquence est modulée de concert à la phase pour conserver le courant des interrupteurs dans la limite du courant de charge maximum. Cela se fait au détriment de l'avantage de fonctionner à une fréquence fixe (où le contenu harmonique du courant est bien circonscrit et où le filtrage est simplifié). Cela implique aussi un circuit de commande plus élaboré. La présence du 2^{ième} convertisseur et la modulation de phase sont nécessaires pour permettre de diminuer le courant de charge à 0 en conservant la commutation douce.

RÉFÉRENCES

- [1] R.L.Steigerwald, A Comparison of Half-bridge Resonant Converter Topologies, Applied Power Electronic Conference IEEE, 1987
- [2] Khai D.T. Ngo, Analysis of a Series Resonant Converter Pulse Width Modulated or Current-Controlled for Low Switching Loss, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 1, January 1988, pp. 55-63.
- [3] P. Savary et al., Resonant Vector Control, Based High Frequency Inverter, IEEE Pesc., Toulouse 1985, pp. 204-213.
- [4] P. Blanchard, Load Independence and Output Voltage Control for Series-Resonant Inverters, Degree of Master of Applied Science Thesis, University of Toronto, June 1987.
- [5] H. Foch et J. Roux, Convertisseurs statiques d'énergie à semiconducteurs, Patents ANVAR France No. 7832428, RFA No. P29452457, Grande-Bretagne No. 7939217, USA No. 093106, Italie No. 83487A/79
- [6] V. Rajagopalan, Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems, Marcel Dekker inc., New York 1987.
- [7] R.L.Steigerwald et al., Design and Construction of an Advanced Power Conditioning Subsystem for Small Photovoltaic Applications,

General Electric Company, Corporate Research and Development,
Schenectady, NY, March 1985.

- [8] K. Al Haddad et al., DC to DC Converters With High-Frequency AC Link, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-22, No 2, March/April 1986.
- [9] K. Al-Haddad, Étude du convertisseur continu-alternatif-continu à liaison haute-fréquence, Thèse de Maîtrise en électronique de puissance, Université du Québec à Trois-Rivières, Sept. 1984.
- [10] H. Foch, P. Marty, J. Roux, Use of Duality Rules for the Conception of Transistorized Converters, Proceeding of the 2nd Annual European Power Conversion Conference, Munich, West-Germany, Sept. 1980.
- [11] K. S. Rajashekara et al., Analysis and Design of a Dual Series Resonant Converter for Utility Interface, Conf. Rec. of IEEE 1987 IAS Annual Meeting.
- [12] V. Rajagopalan et al., Analysis and Design of a Dual Series Resonant Converter for Utility Interface, PESC 1987 IEEE.
- [13] V. Rajagopalan et al., Photovoltaic Utility Interactive Inverter Systems, Conf. Rec. of Solar 87.

- [14] A.Charette et al., Variable Frequency and Variable Phase Shift Control of Dual Series Resonant Converter for Utility Interface, IEEE IECON 88, Singapore, Oct. 24-28, 1988.
- [15] P. Savary et al., A High-Frequency Resonant Inverter Using Current-Vector Control Scheme and its Performance Evaluation, IEEE Trans. on Indus. Electronics, Vol. IE-34, No 2, May 1987, pp. 247-256.
- [16] K.Al Haddad. et al., Stactic and Dynamic Analysis of a Series-Resonant Converter Operating Above its Resonant Frequency, PCI, October 1986 Proceeding, pp. 55-68.
- [17] Sjoerd W.H. de Haan, A new Integral Pulse Module for the Series Resonant Converter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-31, No 3, August 1984.

ANNEXE 1

PROGRAMME DE SIMULATION EN RÉGIME ÉTABLI ET CALCUL DES
FONCTIONS DE TRANSFERTS

```
program dsrc (input,output,disque1,disque2,disque3,disque4);
```

```
(* calcule des caractéristiques du convertisseurs double à résonance
série en régime statique ainsi que de la puissance transférée.
```

```
pour une description du convertisseur et du mode de controle
voir les références listées plus bas.
```

1. calcule les conditions initiales sur les éléments qui emmagasinent de l'énergie.
2. vérifie si ces conditions respectent le modèle établie (la condition qui dit que le courant s'inverse en même temps que la tension à la charge.).
3. vérifie si le point d'opération corespond à la valeur prescrite pour l'impédance de charge.
4. enregistre les valeurs correspondantes à ce point d'opération et recommence le calcule pour un autre angle de déphasage entre les deux sources.

```
*)
```

```
(*dsr_decl.inc *)
```

```
(***** label *****)
```

```
(* label declaration part *)
```

```
(***** constante *****)
```

```
(* constant definition part*)
```

```
const
```

```
  pmesag   = ' puissance           ';
  fmesag   = ' frequence           ';
  esmesag  = ' tension alimentation ';
  phimesag = ' decalage des sources  ';
  gamamesag = ' decalage de la charge ';
  vsmesag  = ' tension de sortie    ';
  zmesag   = ' impedance de la charge';
  dzmesag  = ' delta z              ';
  dvsmesag = ' delta vs             ';
  pi       = 3.1415927;
  longmots = 10;
  nbpt     = 150;
```

```

(***** type *****)

(* type definition part *)
type
  ligne_ecran = packed array[1..80] of char;
  mots        = packed array[1..40] of char;
  demimots    = packed array[1..longmots] of char;
  lettre      = char;
  point_graph= record
    il1_ : real;
    il2_ : real;
    is_   : real;
    vlc1_ : real;
    vlc2_ : real;
    vs_   : real;
    n_    : real;
  end;
  reel      = real;
  disquestext= text;
  finx      = (fin1,fin2,fin3,fin4);
  modes     = (mode1,mode2,mode3,mode4,mode5);
  modu      = array [modes] of real;
  circuits  = (circuit1,circuit2);
  valeurs   = array [modes] of real;
  mesagfin  = array [finx] of mots;
  topo      = array [circuits] of modu;
  vect      = array [circuits] of real;
  courbe_cour = array [1..nbpt] of point_graph;
  xcoord    = 1..80;
  ycoord    = 1..25;

(***** variable *****)

(* variable declaration part *)

var
  disque1,
  disque2,
  disque3,
  disque4
    : disquestext;
  vc_inst, (* tension instantanee sur condensateur *)
  il_inst  (* courant instantane dans inductance *)
    : vect;
  repere,
  i,j,k,
  nombre_de_point,
  nombre_de_frequence,
  pha,
  fre      : integer;
  z,      (* impedance de la charge *)
  n_,     (* le nieme point du record *)
  il1_,   (* courant dans la boucle1 pour *)
  il2_,   (* courant dans la boucle2 referer *)
  is_,    (* courant dans charge au *)

```

```

vlc1_, (* tension de source 1      enregistrement *)
vlc2_, (* tension de source 2      du record      *)
vs_,   (* tension de sortie        pour graphique *)
is_inst, (* courant instantane dans la source vs      *)
pi_2,  (* coefficient reliant f et w      *)
w,     (* pulsation de la commande  $w = 2\pi f$       *)
wr,    (*  $1/\sqrt{lc}$  pulsation de resonance
        de lc *)
zcharg, (* impendance de la charge vs/is      *)
zreq,  (* impendance de la charge au prim. du tran *)
cour_moyen, (* courant de charge moyen      *)
cour_moyen1, (* courant du conv no 1      *)
cour_moyen2, (* courant du conv no 2      *)
dz,    (* increment de z pour boucle d'iteration *)
t,     (* temp      *)
es,    (* tension des deux sources continues      *)
e,     (* tension des sources rectangulaire
        commutees =  $es/2$  *)
vs,    (* tension de la source en sortie      *)
vsmax, (* valeur max. de vs pour un z donne      *)
ta,    (* periode de la commande  $ta = 1/f$  en sec *)
demiperiode, (*  $ta/2$       *)
x,     (* rapport de transformation      *)
l,     (* inductance du circuit resonant      *)
c,     (* capacite du circuit resonant      *)
f,     (* frequence de la commande      *)
phi_d, (* decallage en degre entre les 2 modules *)
gama_d, (* decallage en degre entre vs et module 1 *)
phi,   (* decallage en secondes entre les 2
        modules *)
gama,  (* decallage en secondes entre vs et
        module 1 *)
p,     (* puissance de sortie      *)
puis1,
puis2,
aa,ba, (* variable utilise      *)
ab,bb, (* pour le      *)
ac,bc, (* calcule des valeurs      *)
ad,bd, (* initiale      *)
ae,be, (* de courant et      *)
af,bf, (* tension a  $t = 0$       *)
puis,  (* puissance reel a la charge  $vs*is$       *)
int_cour, (* integrale du courant sur une periode *)
int_cour1, (* integral du courant pour conv. no 1 *)
int_cour2, (* integral du courant pour le conv. no 2 *)
at,     (* fin du mode1      *)
bt,     (* fin du mode2      *)
ct,     (* fin du mode3      *)
dt,     (* fin du mode4      *)
et,     (* fin du mode5      *)
temp_cond1,
temp_cond2,
frequence_min,
frequence_max,

```

```

d_frequence,
frequence,
courantmaxx,
courantmaxy,
courantchargemax,
tensionmaxx,
tensionmaxy,
tensionchargemax,
k1,
k2
    : real;
il_init, (* courant initial dans l au debut du mode *)
vc_init, (* tension initiale sur c au debut du mode *)
vlc      (* tension sur le circuit lc durant
          le mode en court *)
    : topo;
mode     (* mode en action          *)
    : modes;
circuit  (* circuit resonant considerer 1 ou 2 *)
    : circuits;
fin      (* code de fin de traitement (0) = normal *)
    : finx;
mes_fin : mesagfin;
cour_param,
vstropheleve,
enregistre,
pu       (* donne les resultat en valeur relative *)
    : boolean;
message
    : ligne_ecran;
ext,
nom1,
nom2,
nom3,
nom4    : demimots;
tab     : lettre;

(* fin de dsr_decl.inc *)

(* dsr_glob.inc *)
(***** procedure *****)
(* procedure and function declaration part *)
(*-----envoiecrant-----*)
procedure envoiecrant (variable : reel; message :mots);

begin
    writeln(variable,message);
end;

function concat(mot1,mot2 :demimots): demimots;
var

```

```
i,  
j : integer;  
mott,  
d : demimots;  
a : char;  
  
begin  
  i:=0;  
  repeat  
    i := i + 1;  
    a := mot1[i];  
    mott[i] := a;  
  until (a = ' ') or (i = longmots) or (a = chr(0));  
  if i = longmots then j :=i else j := i-1;  
  i :=0;  
  repeat  
    i := i+1;  
    a := mot2[i];  
    mott[i+j]:=a;  
  until (a = ' ') or (i = longmots) or ( a = chr(0));  
  j:= j+i-1;  
  for i := 1 to longmots-j do  
    mott[j+i] := chr(0);  
  pack(mott,1,d);  
  concat := mott;  
end;
```

```

procedure init_pu;
var
  eb,zb,wb,lb,ib,
  cb,fb,pb,tb,k1b,k2b
  : real;
begin (* init_pu *)
  k1b := 2*pi;
  k2b := 1/(2*pi);
  eb := es/2;
  zb := sqrt(l/c);
  wb := 1/sqrt(l*c);
  lb := zb/wb;
  cb := 1/(zb*wb);
  fb := wb/k1b;
  tb := 1/fb;
  ib := eb/zb;
  pb := eb*ib;
  k1 := k1/k1b;
  k2 := k2/k2b;
  es := es/eb;
  e := es/2;
  zcharg := zcharg/zb;
  frequence := frequence /fb;
  l := l/lb;
  c := c/cb;
  writeln ('eb',eb);
  writeln ('zb',zb);
  writeln ('wb',wb);
  writeln ('lb',lb);
  writeln ('cb',cb);
  writeln ('fb',fb);
  writeln ('tb',tb);
  writeln ('ib',ib);
  writeln ('pb',pb);
end; (* init_pu *)
(***** v_ct *****)
(* calcule la valeur de la tension sur un condensateur *)
(* sachant la valeur de la tension sur le circuit lc *)
(* durant le mode *)
(* la valeur initial de la tension sur le condensateur, *)
(* la valeur initial du courant dans l'inductance au *)
(* debut du mode et le temp ecoule depuis le *)
(* debut du mode *)

function v_ct (circuitx : circuits; tt: real): real;
var
  t,v_lc,
  vc0,il0,
  vc0c : real;
  mode : modes;
begin
  if tt>dt then
    begin
      t := tt-dt;

```

```

mode := mode5;
v_lc := vlc[circuitx,mode];
vc0 := vc_init[circuitx,mode];
if circuitx = circuit1 then
    vc0c := vc_init[circuit2,mode] else
    vc0c := vc_init[circuit1,mode];
il0 := il_init[circuitx,mode];
v_ct := 0.5*(vc0c*(1-cos(wr*t))+vc0*(1+cos(wr*t))+
    2*il0*sqrt(l/c)*sin(wr*t));
end
else if tt>ct then
begin
t := tt-ct;
mode := mode4;
v_lc := vlc[circuitx,mode];
vc0 := vc_init[circuitx,mode];
il0 := il_init[circuitx,mode];
v_ct := v_lc + (( vc0 - v_lc ) * cos(wr*t))
    + (il0*sqrt(l/c)) * sin(wr*t);
end
else if tt>bt then
begin
t := tt-bt;
mode := mode3;
v_lc := vlc[circuitx,mode];
vc0 := vc_init[circuitx,mode];
if circuitx = circuit1 then
    vc0c := vc_init[circuit2,mode] else
    vc0c := vc_init[circuit1,mode];
il0 := il_init[circuitx,mode];
v_ct := 0.5*((v_lc+vc0c)*(1-cos(wr*t))+vc0*(1+cos(wr*t))+
    2*il0*sqrt(l/c)*sin(wr*t));
end
else if tt>at then
begin
t := tt-at;
mode := mode2;
v_lc := vlc[circuitx,mode];
vc0 := vc_init[circuitx,mode];
il0 := il_init[circuitx,mode];
v_ct := v_lc + (( vc0 - v_lc ) * cos(wr*t))
    + (il0*sqrt(l/c)) * sin(wr*t);
end
else
begin
t := tt;
mode := mode1;
v_lc := vlc[circuitx,mode];
vc0 := vc_init[circuitx,mode];
il0 := il_init[circuitx,mode];
v_ct := v_lc + (( vc0 - v_lc ) * cos(wr*t))
    + (il0*sqrt(l/c)) * sin(wr*t);
end; { if }
end; (* v_ct *)

```

```
(***** i_lt *****)
(* calcule la valeur du courant dans l'inductance *)
(* sachant la valeur de la tension sur le circuit lc *)
(* durant le mode *)
(* la valeur initial de la tension sur le condensateur, *)
(* la valeur initial du courant dans l'inductance au *)
(* debut du mode et le temp ecoule depuis le *)
(* debut du mode *)
```

```

function i_lt (circuitx : circuits; tt: real): real;
var
  t,v_lc,
  vc0,il0,
  vc0c : real;
  mode : modes;
begin
  if tt>dt then
    begin
      t := tt-dt;
      mode := mode5;
      v_lc := vlc[circuitx,mode];
      vc0 := vc_init[circuitx,mode];
      if circuitx = circuit1 then
        vc0c := vc_init[circuit2,mode] else
        vc0c := vc_init[circuit1,mode];
      il0 := il_init[circuitx,mode];
      i_lt := (vc0c-vc0)*0.5*(sin(wr*t))+il0*(cos(wr*t))
    end
  else if tt>ct then
    begin
      t := tt-ct;
      mode := mode4;
      v_lc := vlc[circuitx,mode];
      vc0 := vc_init[circuitx,mode];
      il0 := il_init[circuitx,mode];
      i_lt := (v_lc-vc0)*sqrt(c/l)*(sin(wr*t))+il0*(cos(wr*t))
    end
  else if tt>bt then
    begin
      t := tt-bt;
      mode := mode3;
      v_lc := vlc[circuitx,mode];
      vc0 := vc_init[circuitx,mode];
      if circuitx = circuit1 then
        vc0c := vc_init[circuit2,mode] else
        vc0c := vc_init[circuit1,mode];
      il0 := il_init[circuitx,mode];
      i_lt := (vc0c-vc0+v_lc)*0.5*sqrt(c/l)*(sin(wr*t))+il0*(cos(wr*t))
    end
  else if tt>at then
    begin
      t := tt-at;
      mode := mode2;
      v_lc := vlc[circuitx,mode];
      vc0 := vc_init[circuitx,mode];
      il0 := il_init[circuitx,mode];
      i_lt := (v_lc-vc0)*sqrt(c/l)*(sin(wr*t))+il0*(cos(wr*t))
    end
  else
    begin
      t := tt;
      mode := mode1;
      v_lc := vlc[circuitx,mode];

```

```

    vc0 := vc_init[circuitx,mode];
    il0 := il_init[circuitx,mode];
    i_lt := (v_lc-vc0)*sqrt(c/l)*(sin(wr*t))+il0*(cos(wr*t))
end; { if }
end; (* i_lt *)

```

```
(* fin de dsr_glob.inc *)
```

```
(* dsr_init.inc *)
(***** initialise2 *****)
procedure initialise2;
begin
    zreq := zcharg/x;
    f := frequence;
    w := f*pi_2;
    ta := 1/f;
    demiperiode := ta/2;
    phi := (phi_d/360)*ta;
    gama_d := (gama/ta)*360;
    vstropheleve := false;
    vlc[circuit1,mode1] := e + vs;
    vlc[circuit1,mode2] := e + vs;
    vlc[circuit1,mode3] := 2 * e;
    vlc[circuit1,mode4] := e - vs;
    vlc[circuit1,mode5] := 0.0 ;
    vlc[circuit2,mode1] := vs - e;
    vlc[circuit2,mode2] := e + vs;
    vlc[circuit2,mode3] := -2 * e;
    vlc[circuit2,mode4] := e - vs;
    vlc[circuit2,mode5] := 0.0 ;
end; (* initialise2 *)

```

```
(***** initialise *****)
(* initialise les variables pour représenter le system *)

```

```

procedure initialise;
var
    titre : array [1..8] of ligne_ecran;
    i : integer;

begin (* initialise *)
    titre[1] :=
        '-----';
    titre[2] :=
        '
        ';
    titre[3] :=
        '      calculé des conditions initiales en régime
        ';
    titre[4] :=
        '      établi des variables d'états pour le

```

```

        ;
titre[5] :=
'          convertisseur double resonnant serie
        ;
titre[6] :=
'
        ;
titre[7] :=
'-----'
        -----';
    rewrite(disque4,'logout');
    rewrite(disque1,'disque1');
    mes_fin[fin1] := ' fin normale du traitement';
    mes_fin[fin2] := ' fin anormal impedece trop eleve    ';
    mes_fin[fin3] := ' fin #3                ';
    mes_fin[fin4] := ' fin #4                ';
    fin := fin1;
    tab := chr(9);
    for i := 1 to 7 do
    begin
        writeln(titre[i]);
        writeln(disque1,titre[i]);
    end;
    writeln('tension d'alimentation ? ');
    readln(es);
    writeln('rapport de transformation ? ');
    readln(x);
    writeln('impedance de la charge ? ');
    readln(zcharg);
    writeln('inductance en henry ? ');
    readln(l);
    writeln('capacite en farade ? ');
    readln(c);
    writeln('frequence minimum ? ');
    readln(frequence_min);
    writeln('frequence maximum ? ');
    readln(frequence_max);
    writeln('nombre de frequence ? ');
    readln(nombre_de_frequence);
    writeln('nombre de dephasage ? ');
    readln(nombre_de_point);
    writeln;
    vstropheleve := false;
    frequence := frequence_min;
    pi_2 := 2*pi;
    init_pu;
    wr := (1/sqrt(l*c))*(2*pi);
    e := es/2;
    vs := 0;
    vsmax := e;
    phi_d := 0.0;
    gama := 0.0;
    initialise2;
    envoiecrant(es,esmesag);

```

```

    envoiecrant(phi_d,phimesag);
end; (* initialise *)

(* fin de dsr_init.inc *)

(* dsr_coni.inc *)
procedure condinit;

type
    matrice = array[1..4,1..5] of real;
    vect    = array[1..4] of real;

const
    limitd_il = 1.0e-8;
    limitd_at = 1.0e-20;
    limitd_dt = 1.0e-20;
    limitd_gama = 1.0e-20;

var
    d_at,d_dt,
    d_gama,
    ratio,
    d_il,tampon,
    valeur      : real;
    k,m,n,
    pivot,
    ligne,
    colonne     : integer;

    matt       : matrice;

    rep        : vect;

    mat_sing   : boolean;

procedure calculecondinit;

var
    xp1a,xp2a,xp3a,xp4a,xp5a,xq1a,xq2a,xq3a,xq4a,xq5a,
    xr1a,xr2a,xr3a,xr4a,xr5a,xs1a,xs2a,xs3a,xs4a,xs5a,
    xp1b,xp2b,xp3b,xp4b,xp5b,xq1b,xq2b,xq3b,xq4b,xq5b,
    xr1b,xr2b,xr3b,xr4b,xr5b,xs1b,xs2b,xs3b,xs4b,xs5b,
    xp1c,xp2c,xp3c,xp4c,xp5c,xq1c,xq2c,xq3c,xq4c,xq5c,
    xr1c,xr2c,xr3c,xr4c,xr5c,xs1c,xs2c,xs3c,xs4c,xs5c,
    xp1d,xp2d,xp3d,xp4d,xp5d,xq1d,xq2d,xq3d,xq4d,xq5d,
    xr1d,xr2d,xr3d,xr4d,xr5d,xs1d,xs2d,xs3d,xs4d,xs5d,
    xp1e,xp2e,xp3e,xp4e,xp5e,xq1e,xq2e,xq3e,xq4e,xq5e,
    xr1e,xr2e,xr3e,xr4e,xr5e,xs1e,xs2e,xs3e,xs4e,xs5e
        : real;
begin { calculecondinit}

```

```

xp1a := cos (wr*at);
xp2a := sqrt(l/c)*sin(wr*at);
xp3a := 0.0;
xp4a := 0.0;
xp5a := (e + vs)*(1-cos(wr*at));
xq1a := -sqrt(c/l)*sin(wr*at);
xq2a := cos(wr*at);
xq3a := 0.0;
xq4a := 0.0;
xq5a := (e+vs)*sqrt(c/l)*sin(wr*at);
xr1a := 0.0;
xr2a := 0.0;
xr3a := cos(wr*at);
xr4a := sqrt(l/c)*sin(wr*at);
xr5a := -e+vs+((e-vs)*cos(wr*at));
xs1a := 0.0;
xs2a := 0.0;
xs3a := -sqrt(c/l)*sin(wr*at);
xs4a := cos(wr*at);
xs5a := (vs-e)*sqrt(c/l)*sin(wr*at);
xp1b := xp1a*cos(wr*(bt-at))+xq1a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at));
xp2b := xp2a*cos(wr*(bt-at))+xq2a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at));
xp3b := xp3a*cos(wr*(bt-at))+xq3a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at));
xp4b := xp4a*cos(wr*(bt-at))+xq4a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at));
xp5b := (xp5a-e-vs)*cos(wr*(bt-at))
      +xq5a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at))+e+vs;
xq1b := xq1a*cos(wr*(bt-at))-xp1a*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at));
xq2b := xq2a*cos(wr*(bt-at))-xp2a*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at));
xq3b := xq3a*cos(wr*(bt-at))-xp3a*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at));
xq4b := xq4a*cos(wr*(bt-at))-xp4a*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at));
xq5b := xq5a*cos(wr*(bt-at))
      -(xp5a-e-vs)*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at));
xr1b := xr1a*cos(wr*(bt-at))+xs1a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at));
xr2b := xr2a*cos(wr*(bt-at))+xs2a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at));
xr3b := xr3a*cos(wr*(bt-at))+xs3a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at));
xr4b := xr4a*cos(wr*(bt-at))+xs4a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at));
xr5b := (-vs-e+xr5a)*cos(wr*(bt-at))
      +xs5a*sqrt(l/c)*sin(wr*(bt-at))+e+vs;
xs1b := -xr1a*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at))+xs1a*cos(wr*(bt-at));
xs2b := -xr2a*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at))+xs2a*cos(wr*(bt-at));
xs3b := -xr3a*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at))+xs3a*cos(wr*(bt-at));
xs4b := -xr4a*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at))+xs4a*cos(wr*(bt-at));
xs5b := (e+vs-xr5a)*sqrt(c/l)*sin(wr*(bt-at))
      +xs5a*cos(wr*(bt-at));
xp1c := 0.5*(xr1b*(1-cos(wr*(ct-bt)))
      +xp1b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xq1b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));
xp2c := 0.5*(xr2b*(1-cos(wr*(ct-bt)))
      +xp2b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xq2b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));
xp3c := 0.5*(xr3b*(1-cos(wr*(ct-bt)))
      +xp3b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xq3b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));
xp4c := 0.5*(xr4b*(1-cos(wr*(ct-bt)))
      +xp4b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xq4b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));
xp5c := 0.5*((2*e+xr5b)*(1-cos(wr*(ct-bt)))
      +xp5b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xq5b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));

```

```

xq1c := (xr1b-xp1b)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xq1b*cos(wr*(ct-bt));
xq2c := (xr2b-xp2b)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xq2b*cos(wr*(ct-bt));
xq3c := (xr3b-xp3b)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xq3b*cos(wr*(ct-bt));
xq4c := (xr4b-xp4b)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xq4b*cos(wr*(ct-bt));
xq5c := (2*e+xr5b-xp5b)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xq5b*cos(wr*(ct-bt));
xr1c := 0.5*(xp1b*(1-cos(wr*(ct-bt)))
        +xr1b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xs1b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));
xr2c := 0.5*(xp2b*(1-cos(wr*(ct-bt)))
        +xr2b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xs2b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));
xr3c := 0.5*(xp3b*(1-cos(wr*(ct-bt)))
        +xr3b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xs3b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));
xr4c := 0.5*(xp4b*(1-cos(wr*(ct-bt)))
        +xr4b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xs4b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));
xr5c := 0.5*((xp5b-2*e)*(1-cos(wr*(ct-bt)))
        +xr5b*(1+cos(wr*(ct-bt)))+2*xs5b*sqrt(l/c)*sin(wr*(ct-bt)));
xs1c := (xp1b-xr1b)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xs1b*cos(wr*(ct-bt));
xs2c := (xp2b-xr2b)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xs2b*cos(wr*(ct-bt));
xs3c := (xp3b-xr3b)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xs3b*cos(wr*(ct-bt));
xs4c := (xp4b-xr4b)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xs4b*cos(wr*(ct-bt));
xs5c := (xp5b-xr5b-2*e)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(ct-bt))
        +xs5b*cos(wr*(ct-bt));
xp1d := xp1c*cos(wr*(dt-ct))+xq1c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct));
xp2d := xp2c*cos(wr*(dt-ct))+xq2c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct));
xp3d := xp3c*cos(wr*(dt-ct))+xq3c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct));
xp4d := xp4c*cos(wr*(dt-ct))+xq4c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct));
xp5d := (xp5c-e+vs)*cos(wr*(dt-ct))
        +xq5c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct))+e-vs;
xq1d := xq1c*cos(wr*(dt-ct))-xp1c*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));
xq2d := xq2c*cos(wr*(dt-ct))-xp2c*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));
xq3d := xq3c*cos(wr*(dt-ct))-xp3c*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));
xq4d := xq4c*cos(wr*(dt-ct))-xp4c*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));
xq5d := xq5c*cos(wr*(dt-ct))
        +(e-vs-xp5c)*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));
xr1d := xr1c*cos(wr*(dt-ct))+xs1c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct));
xr2d := xr2c*cos(wr*(dt-ct))+xs2c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct));
xr3d := xr3c*cos(wr*(dt-ct))+xs3c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct));
xr4d := xr4c*cos(wr*(dt-ct))+xs4c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct));
xr5d := (vs-e+xr5c)*cos(wr*(dt-ct))
        +xs5c*sqrt(l/c)*sin(wr*(dt-ct))+e-vs;
xs1d := xs1c*cos(wr*(dt-ct))-xr1c*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));
xs2d := xs2c*cos(wr*(dt-ct))-xr2c*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));
xs3d := xs3c*cos(wr*(dt-ct))-xr3c*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));
xs4d := xs4c*cos(wr*(dt-ct))-xr4c*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));
xs5d := xs5c*cos(wr*(dt-ct))
        +(e-vs-xr5c)*sqrt(c/l)*sin(wr*(dt-ct));

```

```

xp1e := 0.5*(xr1d*(1-cos(wr*(et-dt)))
      +xp1d*(1+cos(wr*(et-dt)))+2*xq1d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xp2e := 0.5*(xr2d*(1-cos(wr*(et-dt)))+xp2d*(1+cos(wr*(et-dt)))
      +2*xq2d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xp3e := 0.5*(xr3d*(1-cos(wr*(et-dt)))+xp3d*(1+cos(wr*(et-dt)))
      +2*xq3d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xp4e := 0.5*(xr4d*(1-cos(wr*(et-dt)))+xp4d*(1+cos(wr*(et-dt)))
      +2*xq4d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xp5e := 0.5*(xr5d*(1-cos(wr*(et-dt)))+xp5d*(1+cos(wr*(et-dt)))
      +2*xq5d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xq1e := xq1d*cos(wr*(et-dt))
      -(xp1d-xr1d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt));
xq2e := xq2d*cos(wr*(et-dt))
      -(xp2d-xr2d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt));
xq3e := xq3d*cos(wr*(et-dt))
      -(xp3d-xr3d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt));
xq4e := xq4d*cos(wr*(et-dt))
      -(xp4d-xr4d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt));
xq5e := xq5d*cos(wr*(et-dt))
      -(xp5d-xr5d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt));
xr1e := 0.5*(xp1d*(1-cos(wr*(et-dt)))+xr1d*(1+cos(wr*(et-dt)))+
      2*xs1d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xr2e := 0.5*(xp2d*(1-cos(wr*(et-dt)))+xr2d*(1+cos(wr*(et-dt)))+
      2*xs2d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xr3e := 0.5*(xp3d*(1-cos(wr*(et-dt)))+xr3d*(1+cos(wr*(et-dt)))+
      2*xs3d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xr4e := 0.5*(xp4d*(1-cos(wr*(et-dt)))+xr4d*(1+cos(wr*(et-dt)))+
      2*xs4d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xr5e := 0.5*(xp5d*(1-cos(wr*(et-dt)))+xr5d*(1+cos(wr*(et-dt)))+
      2*xs5d*sqrt(l/c)*sin(wr*(et-dt));
xs1e := (xp1d-xr1d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt))
      +xs1d*cos(wr*(et-dt));
xs2e := (xp2d-xr2d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt))
      +xs2d*cos(wr*(et-dt));
xs3e := (xp3d-xr3d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt))
      +xs3d*cos(wr*(et-dt));
xs4e := (xp4d-xr4d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt))
      +xs4d*cos(wr*(et-dt));
xs5e := (xp5d-xr5d)*0.5*sqrt(c/l)*sin(wr*(et-dt))
      +xs5d*cos(wr*(et-dt));

matt[1,1] := xp1e+1;
matt[1,2] := xp2e;
matt[1,3] := xp3e;
matt[1,4] := xp4e;
matt[1,5] := -xp5e;
matt[2,1] := xq1e;
matt[2,2] := xq2e+1;
matt[2,3] := xq3e;
matt[2,4] := xq4e;
matt[2,5] := -xq5e;
matt[3,1] := xr1e;
matt[3,2] := xr2e;
matt[3,3] := xr3e+1;

```

```

matt[3,4] := xr4e;
matt[3,5] := -xr5e;
matt[4,1] := xs1e;
matt[4,2] := xs2e;
matt[4,3] := xs3e;
matt[4,4] := xs4e+1;
matt[4,5] := -xs5e;

m:=4;
n:=5;

for k := 1 to n-1 do
begin
  pivot := k;
  for ligne := k to m do
  begin
    if abs(matt[k,k]) < abs(matt[ligne,k]) then pivot := ligne;
  end; { for }
  if pivot <> k then
  begin
    for colonne := 1 to n do
    begin
      tampon := matt[k,colonne];
      matt[k,colonne] := matt[pivot,colonne];
      matt[pivot,colonne] := tampon;
    end; {for}
  end; {if}
  if abs(matt[k,k]) < 1e-10 then mat_sing := true;
  for ligne := k+1 to m do
  begin
    ratio := (matt[ligne,k]/matt[k,k]);
    for colonne := k to n do
    begin
      matt[ligne,colonne] := matt[ligne,colonne]-
        (ratio*matt[k,colonne]);
    end; {for}
  end; {for}
end; {for k}
for i:= 1 to 4 do
rep[i] := 0.0;

rep[m] := matt[m,n]/matt[m,m];
for i := m-1 downto 1 do
begin
  valeur := matt[i,n];
  for j := n-1 downto 1 do
  begin
    valeur := valeur - matt[i,j]*rep[j];
  end; {for}
  rep[i] := valeur/matt[i,i];
end; {for}
vc_init[circuit1,model]:= rep[1];
il_init[circuit1,model]:= rep[2];
vc_init[circuit2,model]:= rep[3];

```

```

il_init[circuit2,mode1]:= rep[4];
vc_init[circuit1,mode2]:= v_ct(circuit1,at);
il_init[circuit1,mode2]:= i_lt (circuit1,at);
vc_init[circuit2,mode2]:= v_ct (circuit2,at);
il_init[circuit2,mode2]:= i_lt (circuit2,at);
vc_init[circuit1,mode3]:= v_ct (circuit1,bt);
il_init[circuit1,mode3]:= i_lt (circuit1,bt);
vc_init[circuit2,mode3]:= v_ct (circuit2,bt);
il_init[circuit2,mode3]:= i_lt (circuit2,bt);
vc_init[circuit1,mode4]:= v_ct (circuit1,ct);
il_init[circuit1,mode4]:= i_lt (circuit1,ct);
vc_init[circuit2,mode4]:= v_ct (circuit2,ct);
il_init[circuit2,mode4]:= i_lt (circuit2,ct);
vc_init[circuit1,mode5]:= v_ct (circuit1,dt);
il_init[circuit1,mode5]:= i_lt (circuit1,dt);
vc_init[circuit2,mode5]:= v_ct (circuit2,dt);
il_init[circuit2,mode5]:= i_lt (circuit2,dt);
end; { calculecondinit }

```

```

begin { condinit }
  vstropheleve := false;
  mat_sing := false;
  message := '
';
  at := phi;
  gama := at;
  et := demiperiode;
  dt := et;
  d_gama := (dt-at)/2;

  repeat
    gama := gama + d_gama;
    initialise2;
    bt := gama;
    ct := bt;
    calculecondinit;
    d_il := (il_init[circuit1,mode3]+il_init[circuit2,mode3]);
    d_gama := 0.5*(abs(d_gama));
    if d_il >0.0 then d_gama := -d_gama;
  until ((abs(d_il) <= limitd_il) or (abs(d_gama) <= limitd_gama));

  if abs(d_gama) <= limitd_gama then
  begin
    gama := phi;
    ct := gama;
    at := 0.0;
    d_at := ct/2;
    repeat
      initialise2;
      at := at+d_at;
      bt := at;
      calculecondinit;
      d_il := (il_init[circuit1,mode3]+il_init[circuit2,mode3]);

```

```

    d_at := 0.5*(abs(d_at));
    if d_il >0.0 then d_at := -d_at;
until ((abs(d_at) <= limitd_at) or ( abs(d_il)<=limitd_il));

if (abs(d_at) <= limitd_at) then
begin
    at := 0.0;
    bt := at;
    d_dt := (et-ct)/2;
    dt := ct;
    repeat
        initialise2;
        dt := dt + d_dt;
        calculecondinit;
        d_il := (il_init[circuit1,mode5]+il_init[circuit2,mode5]);
        d_dt := 0.5*(abs(d_dt));
        if d_il >0.0 then d_dt := -d_dt;
    until ((abs(d_dt) <= limitd_dt) or (abs(d_il) <= limitd_il));
    if abs(d_dt) <= limitd_dt then
        message := 'probleme de modelisation ';
        writeln(message);
    end; { if }
end; { if }

end; (* condinit *)

(* fin de dsr_coni.inc *)

(* dsr_cour.inc *)
(***** calcourant *****)
(* calcule les valeurs du tableau requis pour tracer *)
(* les courbes de il(t), vc(t), is(t), vs(t), *)
(* *)
(* *)
(* *)
procedure calcourant;

var
    i : integer;
    temp1,
    temp2,
    temp3,
    temp4,
    temp5,
    temp6,
    temp7,
    cour_init2 :real;
    point_temp : point_graph;
    graph_ligne : courbe_cour;

function m_ode (t:real):modes;

```

```
begin (* m_ode *)
  if t <= phi then m_ode := mode1 else
  begin
    if t <= gama then m_ode := mode2
    else m_ode := mode3;
  end;
end; (* m_ode *)
```

```
function v_s ( mode:modes):real;
```

```
begin
  if mode = mode1 then
  v_s :=- vs else
  begin
    if mode = mode2 then v_s :=- vs
    else v_s := vs;
  end;
end; (* v_s *)
```

```

procedure enregistremax(var a,b :real);

begin
  if abs(a) > b then b:=abs(a);
end;

begin (* calculant *)
  int_cour := 0.0;    (* Integrale du courant de charge *)
  int_cour1:= 0.0;
  int_cour2:= 0.0;
  courantmaxx      :=0.0;
  courantmaxy      :=0.0;
  courantchargemax :=0.0;
  tensionmaxx      :=0.0;
  tensionmaxy      :=0.0;
  tensionchargemax :=0.0;
  temp1 :=0.0;
  temp_cond1:=0.0;  (* temp de conduction de la diode du
                    convertisseur #1 *)
  temp_cond2:=0.0;
  cour_init2 := i_lt(circuit2,0); (* courant initial du conv #2
                                   pour la detection de changement de phase *)
  for i := 1 to nbpt do
  begin
    t := ((i-1)/nbpt)*(ta/2);
    mode := m_ode (t);
    point_temp.il1_ := i_lt (circuit1,t);
    if point_temp.il1_ <= 0 then temp_cond1 := t;
    point_temp.il2_ := i_lt (circuit2,t);
    if (cour_init2 <=0 ) and (point_temp.il2_ <= 0 )then
      temp_cond2 := t-phi;
    if (cour_init2 >0)and(point_temp.il2_ >=0) then
      temp_cond2:=t-(phi-(ta/2));
    point_temp.is_ := point_temp.il1_ + point_temp.il2_ ;
    int_cour      := int_cour+abs(point_temp.is_);
    int_cour1     := int_cour1+abs(point_temp.il1_);
    int_cour2     := int_cour2+abs(point_temp.il2_);
    point_temp.vlc1_ := v_ct (circuit1,t);
    point_temp.vlc2_ := v_ct (circuit2,t);
    point_temp.vs_ := v_s (mode);
    point_temp.n_ := t;
    if enregistre then
      writeln(disque2, point_temp.il1_,tab, point_temp.il2_,
             tab,point_temp.is_,tab, point_temp.vlc1_,tab,
             point_temp.vlc2_,tab,point_temp.vs_,tab, point_temp.n_);
    graph_ligne[i] := point_temp;
    enregistremax(point_temp.il1_,courantmaxx);
    enregistremax(point_temp.il2_,courantmaxy);
    enregistremax(point_temp.is_,courantchargemax);
    enregistremax(point_temp.vlc1_,tensionmaxx);
    enregistremax(point_temp.vlc2_,tensionmaxy);
    enregistremax(point_temp.vs_,tensionchargemax);
  end; (* for i *)

```

```

if enregistre then
begin
  for i := 1 to nbpt do
  begin
    point_temp := graph_ligne[i];
    temp1:=-point_temp.il1_;
    temp2:=-point_temp.il2_;
    temp3:=-point_temp.is_;
    temp4:=-point_temp.vlc1_;
    temp5:=-point_temp.vlc2_;
    temp6:=-point_temp.vs_;
    temp7:=((point_temp.n_)+(ta/2.0));
    writeln(disque2,temp1,tab,temp2,tab,temp3,tab,temp4,tab,temp5,tab,
temp6,tab,temp7);
  end; (* for i *)
end;
cour_moyen := int_cour/nbpt;
cour_moyen1:= int_cour1/nbpt;
cour_moyen2:= int_cour2/nbpt;
if enregistre then
begin
  writeln(disque3);
  writeln(disque3);
  writeln(disque3);
  writeln(disque3,f,' frequence d"operation ');
  writeln(disque3,l,' inductance du circuit resonnant ');
  writeln(disque3,c,' capacitance du circuit resonnant ');
  writeln(disque3,gama_d,' angle de commutation de la charge ');
  writeln(disque3,phi_d,' angle de dephasage des sources ');
  writeln(disque3,vs,' tension la charge ');
  writeln(disque3,e,' tension d"alimentation e=es/2 ');
  writeln(disque3,courantmaxx,' courant maximum dans une inductance ');
  writeln(disque3,courantchargemax,' courant maximum dans la charge ');
  writeln(disque3,tensionmaxx,' tension maximum sur un condensateur ');
  writeln(disque3,cour_moyen,' courant moyen dans la charge ');
  writeln(disque3,cour_moyen*vs,' puissance la charge ');
  writeln(disque3);
  writeln(disque3);
end;
end; (* calcourant *)

(* fin de dsr_cour.inc *)

(* dsr_puis.inc *)
(***** puissance *****)

procedure calpuissance;

begin (* puissance *)

```

```
    puis := cour_moyen*vs;  
    puis1:= cour_moyen1;  
    puis2:= cour_moyen2;  
end; (* puissance *)
```

```
(***** impedance *****)
```

```
function impedance (is : reel) :reel;  
begin (* impedance *)  
    impedance := vs/is;  
end; (* impedance *)
```

```
(***** chercheimpedance *****)
```

```

procedure chercheimpedance;
var
  dvs,d_vs : reel;

begin
  dvs := vsmax/2.0;d_vs := dvs;
  dz := zreq ;
  vs := 0.0;
  condinit;
  fin := fin1;
  cour_param := enregistre;
  enregistre := false;
  while ((abs(dz) > 0.005) and (abs(dvs)>0.00005*vsmax))do
  begin
    vs := vs + d_vs;
    condinit;
    if not vstropheleve then
    begin
      calcourant;
      z := impedance (cour_moyen);
      dz := z-zreq;
    end;
    dvs := dvs/2;
    if dz > 0.0 then d_vs :=-dvs else d_vs := +dvs;
    if vstropheleve then d_vs := -dvs;
  end;
  if vstropheleve then fin :=fin2 else
    enregistre := cour_param;
end; (* chercheimpedance *)

```

```

(***** courbeparametrique *****)

```

```

procedure courbeparametrique1;

var
  dfreq,
  frequencetampon,
  zchargetampon,
  dzo      :real;
  i,j,k    : integer;
  tableaux1,
  tableaux2 :array[0..21,0..21] of real;

begin (* courbeparametrique1 *)
  frequencetampon := frequence;
  zchargetampon := zcharg;
  rewrite (disque2,'fichier/cp.lapu');
  rewrite (disque3,'fichier/cp.lbpu');
  dfreq := frequence/10;
  dzo := zcharg;
  for i := 0 to 20 do
  begin
    writeln(i,'i');
    frequence := (1+(i/10))*dfreq *10;

```

```

for j := 0 to 20 do
begin
  writeln(j,'j');
  zcharg := (0.1+(j/20))*dzo*10 ;
  phi_d := 0.0;
  initialise2;
  chercheimpedance;
  if fin = fin2 then
  begin
    writeln(' erreur ');
    writeln(disque1,' erreur ');
    halt;
  end; (* if *)
  calpuissance;
  tableaux1[i,j] := puis;
  tableaux2[j,i] := puis;
  tableaux2[j,21]:= zcharg;
  writeln (puis,frequence,zcharg);
end; (* for j *)
tableaux1[i,21]:= frequence;
end; {for i }

writeln('écriture du fichier');
for i :=0 to 20 do
begin
  write(disque2,tableaux1[i,0]);
  write(disque3,tableaux2[i,0]);
  for k:=1 to 10 do
  begin
    j := k*2;
    write(disque2,tab,tableaux1[i,j]);
    write(disque3,tab,tableaux2[i,j]);
  end; (* for k *)
  writeln(disque2,tab,tableaux1[i,21]);
  writeln(disque3,tab,tableaux2[i,21]);
end; (* for i *)
frequence := frequencetampon;
zcharg := zchargetampon;
end; (* courbeparametrique1 *)

procedure courbeparametrique2;

var
  dzo,
  zchargetampon :real;
  i,j : integer;
  tableaux1
    :array[0..18,0..6] of real;

begin (* courbeparametrique2 *)
  zchargetampon := zcharg;
  rewrite (disque2,'fichier/cp.2');
  dzo := zcharg/5;
  for j := 0 to 5 do

```

```

begin
  zcharg := (1+(j/5))*dzo*5;
  for i := 0 to 18 do
    begin
      phi_d := (i*10);
      initialise2;
      chercheimpedance;
      if fin = fin2 then
        begin
          writeln(' erreur ');
          writeln(disque1,' erreur ');
          halt;
        end; (* if *)
      calpuissance;
      tableaux1[i,j] := puis;
      tableaux1[i,6] := phi_d;
    end; (* for i *)
  end; {for j }
  writeln('écriture du fichier');
  for i :=0 to 18 do
    begin
      write(disque2,tableaux1[i,0]);
      for j:=1 to 6 do
        begin
          write(disque2,tab,tableaux1[i,j]);
        end; (* for j *)
      writeln(disque2);
    end; (* for i *)
  zcharg :=zchargetampon;
end; (* courbeparametrique2 *)

```

```

procedure courbeparametrique3;
var
  i,j      : integer;
  tableaux1
            :array[0..18,1..3] of real;
  tableaux2
            :array[0..18,1..7] of real;

begin (* courbeparametrique3 *)
  rewrite (disque2,'fichier/cp.3a');
  rewrite (disque3,'fichier/cp.3b');
  for i := 0 to 18 do
    begin
      phi_d := (i*10);
      initialise2;
      chercheimpedance;
      if fin = fin2 then
        begin
          writeln(' erreur ');
          writeln(disque1,' erreur ');
        end; (* if *)
      calpuissance;

```

```

    tableaux1[i,1] := puis1;
    tableaux1[i,2] := puis2;
    tableaux1[i,3] := phi_d;
    tableaux2[i,1] := courantmaxx;
    tableaux2[i,2] := courantmaxy;
    tableaux2[i,3] := courantchargemax;
    tableaux2[i,4] := tensionmaxx;
    tableaux2[i,5] := tensionmaxy;
    tableaux2[i,6] := tensionchargemax;
    tableaux2[i,7] := phi_d;
end; (* for i *)
writeln('écriture du fichier');
for i :=0 to 18 do
begin
    write(disque2,tableaux1[i,1]);
    write(disque3,tableaux2[i,1]);
    for j:=2 to 3 do
    begin
        write(disque2,tab,tableaux1[i,j]);
    end; (* for j *)
    for j:=2 to 7 do
    begin
        write(disque3,tab,tableaux2[i,j]);
    end; (* for j *)
    writeln(disque2);
    writeln(disque3);
end; (* for i *)
end; (* courbeparametrique3 *)

```

```

procedure courbeparametrique4;
var
    dfreq,
    frequencetampon
        : real;
    i,j    : integer;
    tableaux1,
    tableaux2
        :array[0..18,0..6] of real;

begin (* courbeparametrique4 *)
    frequencetampon := frequence;
    rewrite (disque2,'fichier/cp.4a');
    rewrite (disque3,'fichier/cp.4b');
    dfreq := frequence/20;
    for j := 0 to 5 do
    begin
        frequence := (1+(j/20))*dfreq*20;
        for i := 0 to 18 do
        begin
            phi_d := (i*10);
            initialise2;
            chercheimpedance;
            if fin = fin2 then

```

```

begin
  writeln(' erreur ');
  writeln(disque1,' erreur ');
  halt;
end; (* if *)
calpuissance;
tableaux1[i,j] := temp_cond1;
tableaux2[i,j] := temp_cond2;
tableaux1[i,6] := phi_d;
tableaux2[i,6] := phi_d;
writeln(temp_cond1,tab,temp_cond2,tab,phi_d);
end; (* for i *)
end; (* for j *)
writeln('écriture du fichier');
for i :=0 to 18 do
begin
  write(disque2,tableaux1[i,0]);
  write(disque3,tableaux2[i,0]);
  for j:=1 to 6 do
  begin
    write(disque2,tab,tableaux1[i,j]);
    write(disque3,tab,tableaux2[i,j]);
  end; (* for j *)
  writeln(disque2);
  writeln(disque3);
end; (* for i *)
frequence := frequencetampon;
end; (* courbeparametrique4 *)

```

```

procedure courbeparametrique5;
var
  i      : integer;
  tableauxfichier1,
  tableauxfichier2
      : array[0..4] of packed array [1..14] of char;

```

```

begin (* courbeparametrique5 *)

tableauxfichier1[0] := 'fichier/cp.5a1';
tableauxfichier1[1] := 'fichier/cp.5a2';
tableauxfichier1[2] := 'fichier/cp.5a3';
tableauxfichier1[3] := 'fichier/cp.5a4';
tableauxfichier1[4] := 'fichier/cp.5a5';
tableauxfichier2[0] := 'fichier/cp.5b1';
tableauxfichier2[1] := 'fichier/cp.5b2';
tableauxfichier2[2] := 'fichier/cp.5b3';
tableauxfichier2[3] := 'fichier/cp.5b4';
tableauxfichier2[4] := 'fichier/cp.5b5';
for i := 0 to 4 do
begin
  writeln (i);
  rewrite (disque2,tableauxfichier1[i]);

```

```

rewrite (disque3,tableauxfichier2[i]);
phi_d := (i*45);
enregistre := true;
initialise2;
chercheimpedance;
if fin = fin2 then
begin
  writeln(' erreur ');
  writeln(disque1,' erreur ');
  halt;
end; (* if *)
calcourant;
end; (* for i *)
end; (* courbeparametrique5 *)

(***** main *****)
(* calcule les valeurs initiales des variables d'etats *)
(* calcule les points pour tracer l'evolution des *)
(* tensions et courants pour une periode. *)
(* calcule la puissance et le courant moyen transferes *)
(*****)

begin { Main }
  enregistre := false;
  initialise;
  courbeparametrique1;
  courbeparametrique2;
  courbeparametrique3;
  courbeparametrique4;
  courbeparametrique5;
  writeln(mes_fin[fin]);
end. { Main }

```

ANNEXE 2

FICHER DE COMMANDE POUR LA SIMULATION PAR ATOSEC5

```

$
$   DATA MODIFIED ON MAY 31, 1988
$ EX515 MODULATION SINUSOIDALE: 600 HZ
$
$ SIMULATION STUDY OF A DSRC: DECEMBER 17, 1987
$ EXAMPLE 5.15 : DUAL SERIES RESONANT CONVERTER
$           PESC87 UPDATED: 87-03-18
$
E,ESOU,COM,POS
C,CS01,POS,NS1,20,MU
R,RS01,NS1,MID,0.1
R,RS02,MID,NS2,0.1
C,CS02,NS2,COM,20,MU
T,TR11,POS,T11,8,MU
E,ER11,T11,NL1
T,TR12,NL1,T12,8,MU
E,ER12,T12,COM
D,DR11,NL1,DE1,2,MU
E,ED11,DE1,POS
D,DR12,COM,DE2,2,MU
E,ED12,DE2,NL1
R,RT11,POS,N11,0.1
C,CT11,N11,NL1,0.02,MU
C,CT12,N12,COM,0.02,MU
R,RT12,NL1,N12,0.1
T,TR21,POS,T21,8,MU
E,ER21,T21,NL2
T,TR22,NL2,T22,8,MU
E,ER22,T22,COM
D,DR21,NL2,DE3,2,MU
E,ED21,DE3,POS
D,DR22,COM,DE4,2,MU
E,ED22,DE4,NL2
R,RT21,POS,N21,0.1
C,CT21,N21,NL2,0.02,MU
R,RT22,NL2,N22,0.1
C,CT22,N22,COM,0.02,MU
C,CSR1,NL1,NL5,0.5,MU
C,CSR2,NL2,NL6,0.5,MU
L,LSR1,NL5,NL3,200,MU
L,LSR2,NL6,NL3,200,MU
L,LT,NL3,NL4,0.1,MU
R,RP,NL3,NL4,1111
R,RL,NL4,NE1,0.1
D,DL31,NE1,LL5,2,MU
C,CD31,NE1,TL1,0.01,MU
R,RD31,TL1,LL5,0.1
D,DL32,LL6,MID,2,MU
C,CD32,LL6,TL2,0.01,MU
R,RD32,TL2,MID,0.1
D,DL33,MID,LL5,2,MU
C,CD33,MID,TL3,0.01,MU
R,RD33,TL3,LL5,0.1
D,DL34,LL6,NE1,2,MU
C,CD34,LL6,TL4,0.01,MU
R,RD34,TL4,NE1,0.1
C,CL,LL5,LL6,5,MU
L,LLFD,LL5,LL7,1,MI

```

```

R,RLFD,LL5,LL7,1111
C,CELD,LL7,LL6,1,MU
R,RUT1,LL7,LL8,0.1
L,LUT1,LL8,LL9,1,MU
E,EELD,LL9,LL6
*
2,CS01,100,CS02,100
0
0
12
1,-200,0,0,0,0
1,1.5,0,0,0,0
1,1.5,0,0,0,0
1,2.5,0,0,0,0
1,2.5,0,0,0,0
1,1.5,0,0,0,0
1,1.5,0,0,0,0
1,2.5,0,0,0,0
1,2.5,0,0,0,0
7,67.5,600,0,0,0
3,100,20E03,0,0,0
3,100,20E03,-180,0,0
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
8,100,20E03,-180,0,0
8,100,20E03,-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
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0
-0.1,-0.1,-0.1,-0.1,-0.1
-0.1,-0.1,-0.1,-0.1,-0.1
-0.1,-0.1
2,2,2,2,2
2,2,2,2,2
2,2
180,180,0,0,180
180,0,0,0,0
0,0
0,0,0,0,0
0,0,0,0,0
0,0
0,5E-03,1.0E-06,0,0,0,3,1028,0
5,0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,33,0
0,0,0.9,5,0,0,0,0,0

```

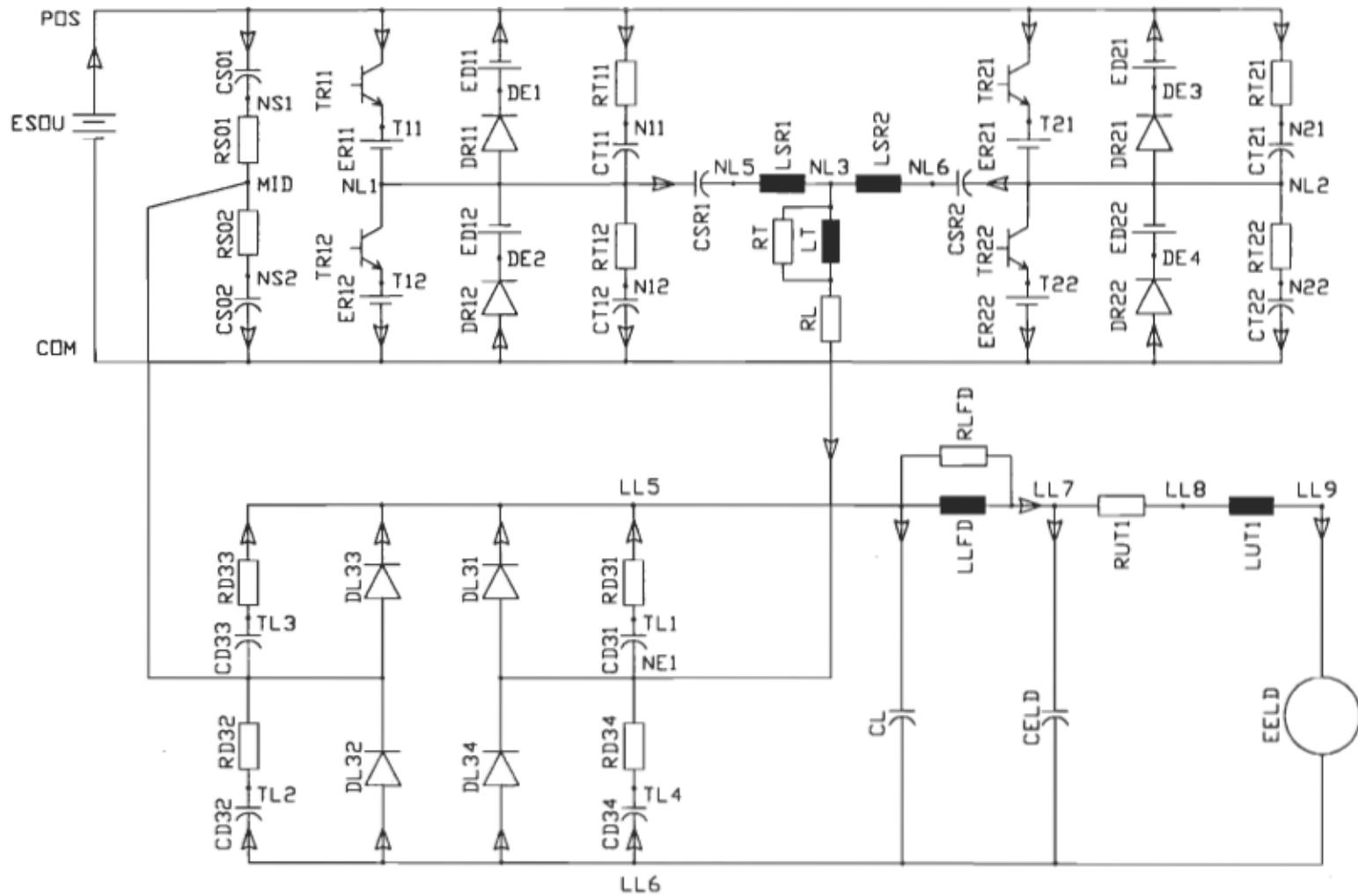


Fig. A2.1 Schéma du convertisseur CDRS pour simulation par AT0SEC5

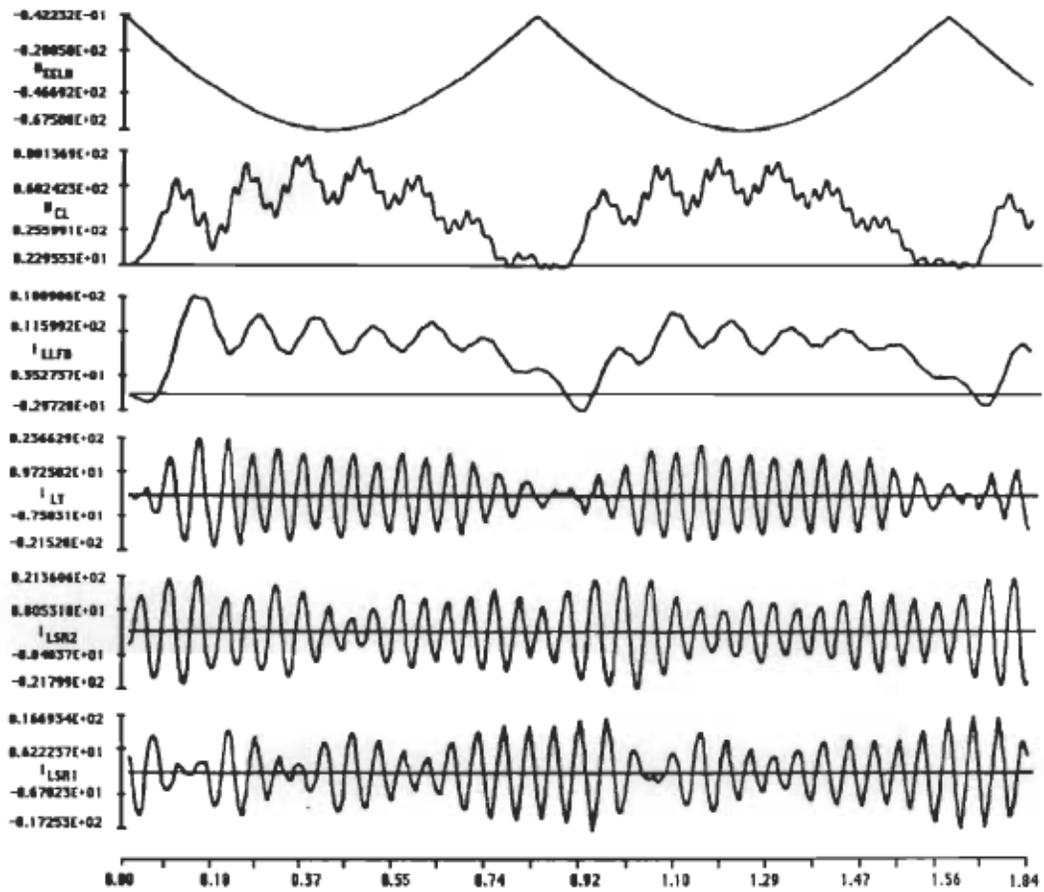


Fig. A2.2 Résultats de la simulation par ATOSEC5

ANNEXE 3

PUBLICATIONS PORTANT SUR LES TRAVAUX RELATÉS DANS CE MÉMOIRE

- [11] K. S. Rajashekara et al., Analysis and Design of a Dual Series Resonant Converter for Utility Interface, Conf. Rec. of IEEE 1987 IAS Annual Meeting.

- [12] V. Rajagopalan et al., Analysis and Design of a Dual Series Resonant Converter for Utility Interface, PESC 1987 IEEE.

- [13] V. Rajagopalan et al., Photovoltaic Utility Interactive Inverter Systems, Conf. Rec. of Solar 87.

- [14] A.Charette et al., Variable Frequency and Variable Phase Shift Control of Dual Series Resonant Converter for Utility Interface, IEEE IECON 88, Singapore, Oct. 24-28, 1988.

ANNEXE 4

LIMITE DE FONCTIONNEMENT EN COMMUTATION DOUCE DU
CONVERTISSEUR RÉSONANT SÉRIE

Les équations d'écrivant l'évolution des variables d'état pour un convertisseur résonant série (CRS) sont écrites en considérant la Figure A4.1. Celle-ci représente le plan de phase et lie entre elles les tensions des condensateurs et le courant de l'inducteur pour un convertisseur résonant série ou la commutation est prise en compte. On y distingue 3 périodes distinctes. Soit celle correspondant à la conduction du transistor, à la conduction de la diode et à la commutation.

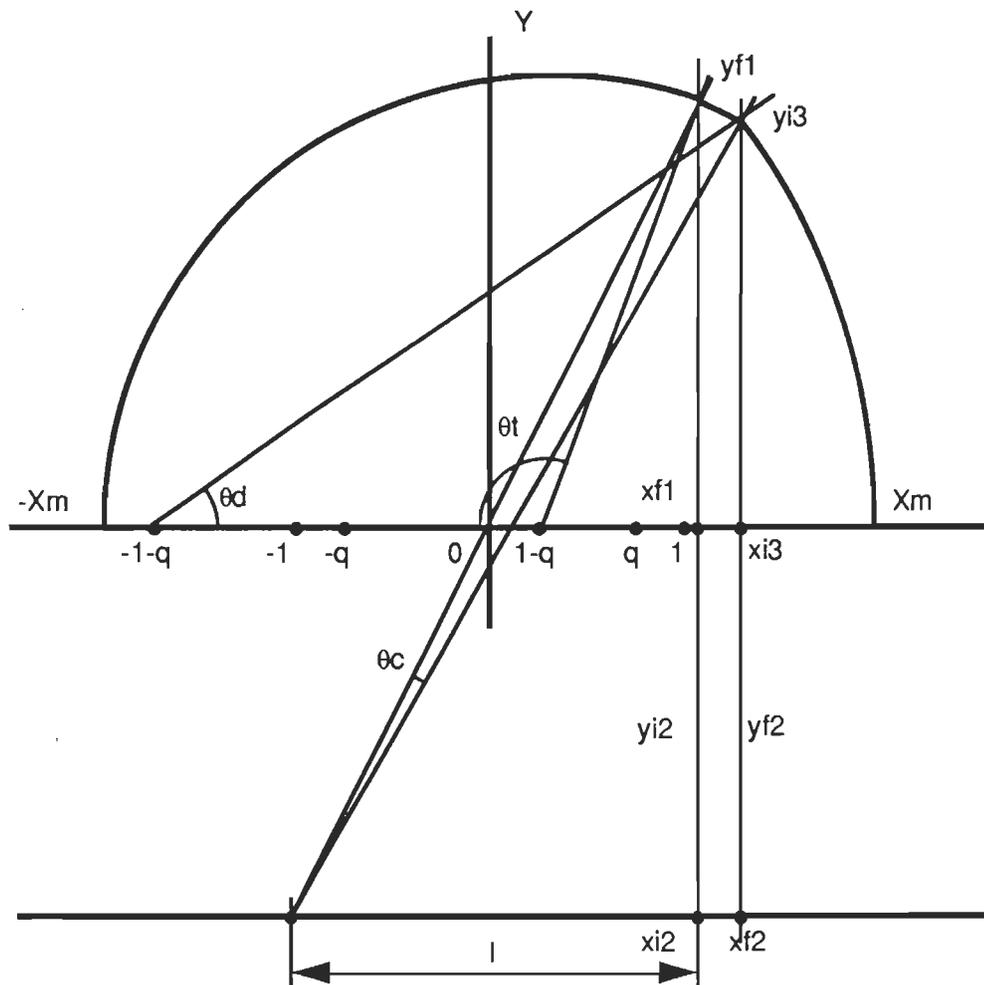


Fig. A4.1 Plan de phase pour le convertisseur résonant série incluant la commutation

Pour établir le point de fonctionnement correspondant à une fréquence particulière, il est nécessaire de poser une valeur pour le temps de conduction du transistor Θ_t et d'en tirer les valeurs correspondant au temps de conduction de la diode de roue libre Θ_d et au temps de la commutation Θ_c . Le point de fonctionnement est atteint lorsque l'Équation A4.1 est vérifiée.

$$\frac{f}{f_r} = \frac{\pi}{\Theta_t + \Theta_d + \Theta_c} \quad (\text{A4.1})$$

Lors de la commutation, les condensateurs d'aide à la commutation se retrouvent en parallèle l'un l'autre et sont introduits dans le circuit résonants où ils sont en série avec le condensateur du circuit résonant. La tension à leurs bornes s'inverse suivant le comportement d'un circuit de deuxième ordre LC.

Sitôt les tensions inversées, les condensateurs d'aide à la commutation sont exclus du circuit par l'action des interrupteurs (tension constante à leur borne lorsque dans l'état passant) et les tension et courant du circuit résonant poursuivent leur évolution à partir des valeurs atteintes lors de la commutation et suivant la dynamique du circuit LC original.

Le diagramme dans le plan de phase doit donc tenir compte du fait que le condensateur du circuit résonant change de valeur pour la commutation et que les conditions initiales pour cette période doivent tenir compte de la tension initiale des condensateurs d'aide à la commutation.

Ceci se répercute par un changement d'échelle pour les axes x (tension du condensateur) et y (courant de l'inducteur) du plan de phase pour la période décrivant la commutation. Aussi, voici les équations décrivant la tension du condensateur et le courant de l'inducteur pour les trois périodes décrivant le demi-cycle.

$$x_1 \text{ ou } x_3 = \frac{V_c}{E} \quad (\text{A4.2})$$

$$y_1 \text{ ou } y_3 = \frac{i_1}{E \sqrt{2 \frac{C_c}{L_c}}} \quad (\text{A4.3})$$

$$x_2 = \frac{V_c^*}{E} \quad (\text{A4.4})$$

$$y_2 = \frac{i_1}{E \sqrt{2 \frac{C_c^*}{L_c}}} \quad (\text{A4.5})$$

Les transformations d'échelles à effectuer pour passer d'une période à l'autre sont décrites par les 4 équations suivantes.

$$x_{i2} = x_{f1} - 1 \quad (\text{A4.6})$$

$$y_{i2} = \sqrt{\alpha + 1} y_{f1} \quad (\text{A4.7})$$

$$x_{f2} = x_{i3} + 1 \quad (\text{A4.8})$$

$$y_{f2} = \sqrt{\alpha + 1} y_{i3} \quad (\text{A4.9})$$

Les conditions garantes d'une commutation douce sont représentées par les deux équations A4.10 et A4.11.

$$x_{f2} = x_{i2} + 2 + \frac{2}{\alpha} \quad (\text{A4.10})$$

$$y_{f2} > 0 \quad (\text{A4.11})$$

Les équations A4.12 à A4.18 permettent de relier entre eux les différentes variables et par une itération sur la valeur de t pour satisfaire l'équation A4.1, on en arrive à trouver le point de fonctionnement pour une valeur donnée de f/fr et $Es/V0$.

$$x_{f1} = \left\{ -(x_m + 1 - q) * \cos \left(\Theta_t \right) \right\} + 1 - q \quad (\text{A4.12})$$

$$x_{i3} = q * x_m + \frac{1}{\alpha} \quad (\text{A4.13})$$

$$y_{i3} = \sqrt{\left| (x_m + 1 + q)^2 + (x_{i3} + 1 + q)^2 \right|} \quad (\text{A4.14})$$

$$x_{f1} = \left\{ -(x_m + 1 - q) * \cos \left(\Theta_t \right) \right\} + 1 - q \quad (\text{A4.15})$$

$$y_{f1} = \sqrt{(x_m + 1 - q)^2 - (x_{f1} - 1 + q)^2} \quad (\text{A4.16})$$

$$1 = \frac{(k * y_{f1})^2 - (k * y_{i3})^2 - (x_{i3} - x_{f1} + 2)^2}{2 * (x_{i3} - x_{f1} + 2)} \quad (\text{A4.17})$$

$$\Theta_c = -\frac{1}{k} \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{k * y_{i3}}{1 + x_{i3} - x_{f1} + 2} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{k * y_{f1}}{1} \right) \right\} \quad (\text{A4.18})$$

$$\Theta_d = \tan^{-1} \left(\frac{y_{i3}}{x_{i3} + 1 + q} \right) \quad (\text{A4.19})$$

Le programme utilisé pour solutionner ces équations et tracer les courbes reliant I_0 à E_s/V_0 pour différentes valeurs de f/f_r est joint ci-bas. La courbe délimitant la zone de commutation douce est superposée au graphique. Le graphique est illustré à la Fig. A4.2.

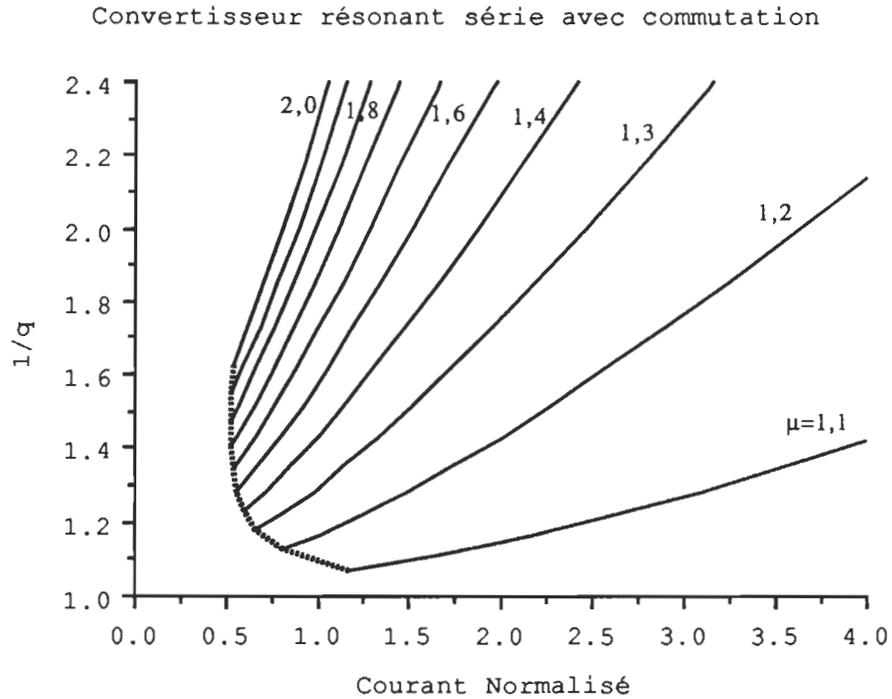


Fig. A4.2 Caractéristique V/I pour un CRS

Program CRS
 (avec condensateur d'aide a la commutation)

Const

Pi = 3.141592654;

espace = ' ' ;

type

disquestext = text;

Var

Xm, (Tension maximum sur le condensateur.)

Xi3, (Tension initiale mode 3)

Yi3, (Courant initiale mode 3)

Xf1, (Tension final mode 1)

Yf1, (Courant final mode 1)

Tc, (Intervale de conduction de la diode dans le mode 3)

Td, (Intervale de commutation dans le mode 2)

Tt, (Intervale de conduction du thyristore dans le mode 1)

a, (rapport entre le condens. du circuit resonant
 et ceux d'aide a la commut.)

q, (Tension de sortie normalise)

qp, (Tension de sortie normalise)

k, ()

Yave, (Courant moyen delivre a la sortie)

Yavep, (Courant moyen delivre a la sortie)

Yavem, (limite de fonctionnement corespond au courant minimum
 Yavem)

incd, (increment de tt pour l'iteration suivante)

Ttc, (Temp de conduction du transistor resultant du calcule)

Fr, (frequence de resonance du circuit resonant)

F, (frequence de commutation)

Dt, (ecart entre le temp de conduction du transistor utilise
 pour le calcul et celui resultant du calcule. Si dt=0 le
 regime etablis est atteint)

l,

bb : real;

i,

j : integer;

disque1 : disquestext;

```

begin
  assign(disque1,'c:\pascal\result2e.dat');
  rewrite(disque1);
  a := 10.0;
  Fr := 1.0;
  k := sqrt(a+1);
  Dt := 1;
for j:= 1 to 10 do
begin
f := 1+j/10;
writeln(f);
Tt := (Pi/2)*(fr/f);
for i:= 1 to 20 do
begin
q:= 0.1 + 0.8*(i/20);
dt :=1;

  While abs(Dt) > 0.0001 do
begin
  Xm := ((1/a)+((1-q)*(1-cos(Tt)))/(q+cos(Tt)));
  Xi3 := ((q*Xm)+(1/a));
  Yi3 := sqrt(abs(((Xm+1+q)*(Xm+1+q))-((Xi3+1+q)*(Xi3+1+q))));
  Xf1 := ((q*Xm)-(1/a));(-((Xm+1-q)*cos(tt))+1-q);
  Yf1 := sqrt(abs(((Xm+1-q)*(Xm+1-q))-((Xf1-1+q)*(Xf1-1+q))));
  l := (((K*Yf1)*(K*Yf1))-((K*Yi3)*(K*Yi3))
        -((Xi3-Xf1+2)*(Xi3-Xf1+2)))/
        (2*(Xi3-Xf1+2));
bb := arctan((k*Yf1)/(l));
if bb <=0 then bb := (pi)+bb;
  Tc := -(1/k)*(arctan((k*Yi3)/(1+Xi3-Xf1+2))-bb);
  Td := arctan((yi3)/(xi3+1+q));
  Ttc := (Pi*(Fr/F))-Tc-Td;
  Dt := Tt-Ttc;
  incd := -dt/2;
  Tt := Tt+incd;
writeln(xm,xi3,yi3,xf1,yf1,l,tc,tt,f,q);
writeln;
end; (while)

Yavem := (2/Pi)*(f/Fr)*(1/(a*(1-q)));
Yave := 2*(f/Fr)*(Xm/pi);

```

```
if Yave >= Yavem then

begin
  Yavep := Yave/(q);
  qp := q;
end
else
begin
  yavep := 0.0;
  qp :=q;
end;
writeln(disque1,Yavep,qp,Yave,1/(q));

end; (for i)
end; (for j)
flush(disque1);
close(disque1);
end. (programme)Program CRS;
```

—