

**UNIVERSITÉ DU QUÉBEC**

**MÉMOIRE DE MAÎTRISE PRÉSENTÉ À L'UNIVERSITÉ DU  
QUÉBEC À TROIS-RIVIERES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR  
JEAN-MARC CYR**

**ÉTUDE ET RÉALISATION D'UNE SOURCE  
D'ALIMENTATION HAUTE PERFORMANCE À  
COMMUTATION DOUCE: APPLICATION À LA CHARGE DE  
BATTERIES POUR L'INDUSTRIE DES  
TÉLÉCOMMUNICATIONS.**

**AOUT 1991**

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.

## **REMERCIEMENTS**

Je tiens à exprimer ma gratitude envers:

Monsieur Kamal Al-Haddad, professeur au département de génie électrique à l'U.Q.T.R. puis à l'E.T.S. et directeur de ce mémoire, pour avoir consacré beaucoup de son temps et pour m'avoir permis d'exploiter son expertise tout au long de ces trois années.

Messieurs Anatole Sévigny et Venkatachari Rajagopalan pour l'aide pédagogique qu'ils m'ont apporté, ainsi qu'à tous les professeurs du département d'ingénierie de l'U.Q.T.R. qui ont, de près ou de loin, participé à ma formation.

Messieurs Pierre Sicard et Rachid Chaffaï pour m'avoir aidé à m'adapter à l'atmosphère des études supérieures, tant au niveau scolaire qu'au niveau humain, ainsi que tous mes collègues de classe.

Le Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et en Génie du Canada pour l'aide financière qu'il m'a apporté, sans quoi il m'aurait été impossible de mener ce projet à terme. De même que la compagnie Primax pour leur étroite collaboration qui m'a permis de mener ce projet à terme.

Madame Jocelyne Hall, secrétaire au département de génie électrique de l'École de Technologie Supérieure, pour sa précieuse collaboration à la correction de ce mémoire.

Mon amie de coeur, madame Brigitte Landreville, ainsi que toute ma famille qui m'ont offert le support moral et les encouragements répétés ces trois années durant.

## RÉSUMÉ

L'objet de ce mémoire est l'étude et la réalisation d'une source d'alimentation haute performance à commutation douce dédiée à la charge de batteries dans l'industrie des télécommunications. Le principe de la résonance sera utilisé dans le but d'obtenir des commutations de ce type.

Le convertisseur à résonance série (CRS) n'est pas adéquat pour notre application car il ne peut pas fonctionner à vide. Le convertisseur à résonance parallèle (CRP) fait l'objet d'une étude très détaillée dans le chapitre 1. Ce dernier peut fonctionner à vide et en court-circuit, mais n'est pas aussi efficace que le CRS.

Le chapitre 2 fournit une étude du convertisseur à résonance série-parallèle qui se veut un compromis entre les deux structures de base. Il sera démontré que ce convertisseur ne possède pas de caractéristiques supérieures au convertisseur à résonance parallèle et par conséquent ne sera pas retenu comme structure finale.

Un nouveau convertisseur à résonance, que j'ai nommé "convertisseur à résonance série-parallèle à filtre capacitif", sera développé dans le chapitre 3. Ce convertisseur possède certaines qualités du CRS (rendement élevé, même à charge minime) et certaines qualités du CRP (fonctionnement à vide et la tension de sortie peut être supérieure à la tension d'entrée). Des résultats de simulations sont présentés de même que des résultats expérimentaux, validant les simulations.

## TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	I
RÉSUMÉ.....	II
TABLE DES MATIERES.....	III
LISTE DES FIGURES.....	VIII
LISTE DES TABLEAUX.....	XVIII
LISTES DES SYMBOLES.....	XIX
INTRODUCTION.....	1

## CHAPITRE 1

### ÉTUDE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE PARALLELE.

1.1 Introduction.....	4
1.2 Principe de fonctionnement du CRP.....	6
1.2.1 Détermination des équations du système.....	7
1.3 Fonctionnement au-dessus de la résonance.....	12
1.3.1 Calcul des conditions de régime permanent.....	15
1.3.2 Détermination des équations des variables d'état en fonction du temps.....	27
1.3.3 Détermination du mode de fonctionnement.....	28
1.3.4 Résultats de simulation.....	32
1.3.5 Calcul de la tension de sortie à l'aide des équations du plan d'état.....	39
1.3.6 Dimensionnement des composants.....	42

1.4 Fonctionnement au-dessous de la résonance.....	54
1.4.1 Calcul des conditions de régime permanent.....	59
1.4.1.1 Comparaison entre la commande à logique thyristors-diodes et la commande à logique transistors-diodes.....	67
1.4.1.2 Étude des modes de fonctionnement avec logique thyristors-diodes.....	68
1.4.1.3 Étude des modes de fonctionnement avec logique transistors-diodes.....	72
1.4.2 Mise en équation du système.....	80
1.4.3 Détermination du mode de fonctionnement en opérant avec une logique du type thyristors-diodes.....	83
1.4.4 Résultats de simulation.....	87
1.4.5 Calcul de la tension et de la puissance de sortie à l'aide des équations d'état.....	95
1.4.6 Dimensionnement des composants.....	99
1.5 Choix des interrupteurs.....	107
1.5.1 Influence de la fréquence d'opération et du courant de charge sur l'emploi de l'interrupteur (TH ou THD).....	109
1.6 Dimensionnement d'un module de 1.5 kW à partir du réseau.....	114
1.6.1 Calcul de $L_r$ et de $C_r$ .....	117
1.7 Conclusion.....	127

## CHAPITRE 2

### ÉTUDE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE-PARALLELE

2.1 Introduction.....	130
-----------------------	-----

2.2 Principe de fonctionnement du convertisseur à résonance série-parallèle.....	132
2.2.1 Détermination des équations du système lorsqu'il n'y a pas de discontinuité.....	136
2.2.1.1 Normalisation des équations.....	148
2.2.2 Détermination des équations du système lorsqu'il y a une discontinuité.....	149
2.2.2.1 Normalisation des équations.....	152
2.3 Simulation du convertisseur à résonance série-parallèle.....	155
2.3.1 Algorithme de simulation du CRSP.....	159
2.4 Résultats de simulation.....	162
2.5 Dimensionnement des composants.....	167
2.6 Dimensionnement d'un CRSP pouvant fournir une puissance de 1.5 kW à partir du réseau.....	177
2.6.1 Calcul de $L_r$ et de $C_{eq}$ .....	180
2.6.2 Calcul du rapport de transformation du transformateur....	183
2.7 Conclusion.....	184

### CHAPITRE 3

## ÉTUDE D'UNE TOPOLOGIE DE CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE POUVANT FONCTIONNER À VIDE ET EN COURT-CIRCUIT

3.1 Introduction.....	186
3.2 Principe de fonctionnement du convertisseur .....	189
3.2.1 Détermination des équations du système .....	193
3.2.1.1 Normalisation des équations.....	196

3.3 Simulation du convertisseur.....	200
3.3.1 Algorithme de simulation du convertisseur.....	202
3.4 Résultats de simulation.....	205
3.5 Dimensionnement des composants du convertisseur.....	209
3.6 Dimensionnement d'un CRSP à filtre capacitif pouvant fournir une puissance de 1.35 kW .....	217
3.7 Conception des éléments magnétiques.....	227
3.7.1 Choix du noyau de l'inductance de résonance.....	230
3.7.1.1 Choix du nombre de tours de fil et de l'entrefer.....	233
3.7.2 Choix du noyau du transformateur.....	234
3.7.2.1 Choix du nombre de tours de fil au primaire et au secondaire du transformateur et de l'entrefer.....	237
3.8 Fonctionnement du circuit de commande de l'onduleur.....	241
3.9 Conclusion.....	255
 CONCLUSION GÉNÉRALE.....	256
 RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	259
 ANNEXE 1.1.Simulation du CRP pas à pas.....	262
ANNEXE 1.2 Simulation du CRP à l'aide de la méthode itérative de Newton-Raphson.....	267
ANNEXE 1.3 Simulation du CRP fonctionnant au-dessus de la résonance à l'aide du plan d'état.....	272

ANNEXE 1.4 Simulation du CRP fonctionnant au-dessous de la résonance à l'aide du plan d'état, utilisant une logique à thyristors diodes.....	285
ANNEXE 1.5 Simulation du CRP fonctionnant au-dessous de la résonance à l'aide du plan d'état, utilisant une logique à transistors diodes.....	298
ANNEXE 1.6 Dimensionnement du CRP fonctionnant au-dessus de la résonance.....	310
ANNEXE 1.7 Dimensionnement du CRP fonctionnant au-dessous de la résonance utilisant une logique transistors-diodes.....	321
ANNEXE 1.8 Simulation de la plage d'opération sécuritaire du CRP.	330
ANNEXE 2.1.Simulation du CRSP.....	332
ANNEXE 2.2.Dimensionnement du CRP.....	340
ANNEXE 3.1.Simulation du CRSP à filtre capacitif.....	349
ANNEXE 3.2.Dimensionnement du CRP à filtre capacitif.....	359

## **LISTE DES FIGURES**

Figure 1.1 Schéma détaillé du CRP.....	6
Figure 1.2 Circuit équivalent du CRP.....	7
Figure 1.3 Évolution des courants et tensions du CRP pour un courant de charge et une fréquence de fonctionnement donnés.....	12
Figure 1.4 Séquences de fonctionnement du CRP fonctionnant au-dessus de la fréquence de résonance.....	14
Figure 1.5 Plan d'état du CRP pour un fonctionnement en mode continu.....	18
Figure 1.6 Trajectoire d'état pour deux fréquences de fonctionnement différentes.....	20
Figure 1.7 Algorithme général pour le calcul du régime permanent..	21
Figure 1.8 Plan d'état du CRP fonctionnant en mode continu, critique et discontinu.....	23
Figure 1.9 Plan d'état du CRP en mode discontinu.....	24
Figure 1.10 Circuit équivalent du CRP en mode court-circuit.....	26
Figure 1.11 Formes d'ondes de la tension d'alimentation et du courant dans l'inductance du CRP en mode court-circuit.....	26
Figure 1.12 Algorithme de détermination du mode de fonctionnement .....	31
Figure 1.13 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode circuit ouvert.....	33
Figure 1.14 Plan d'état en mode circuit ouvert.....	33
Figure 1.15 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode continu.....	34
Figure 1.16 Plan d'état en mode conduction continu.....	34
Figure 1.17 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode critique.....	35

Figure 1.18 Plan d'état en mode critique.....	35
Figure 1.19 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode discontinu ( $i_{L0}>0$ ) ..	36
Figure 1.20 Plan d'état en mode discontinu ( $i_{L0}>0$ ).....	36
Figure 1.21 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode discontinu ( $i_{L0}<0$ )..	37
Figure 1.22 Plan d'état en mode discontinu ( $i_{L0}<0$ ).....	37
Figure 1.23 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode court-circuit.....	38
Figure 1.24 Plan d'état en mode court-circuit.....	38
Figure 1.25 Courbe de la tension de sortie en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	41
Figure 1.26 Caractéristiques de sortie du CRP pour une tension de charge unitaire.....	42
Figure 1.27 Courbe du courant maximum dans l'inductance en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	49
Figure 1.28 Courbe de la tension maximale aux bornes du condensateur en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	49
Figure 1.29 Courbe du courant moyen dans les diodes en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	50
Figure 1.30 Courbe du courant moyen dans les transistors en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	50

Figure 1.31 Courbe du courant efficace dans les transistors en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	51
Figure 1.32 Courbe de la puissance de sortie en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	51
Figure 1.33 Courbe de la tension de sortie en fonction du courant de charge pour des fréquences de fonctionnement allant de 1.2 à 1.4.....	52
Figure 1.34 Courbe de la puissance de sortie en fonction du courant de charge pour des fréquences de fonctionnement allant de 1.2 à 1.4.....	52
Figure 1.35 Courbe du courant efficace dans les interrupteurs en fonction du courant de charge pour des fréquences de fonctionnement allant de 1.2 à 1.4.....	53
Figure 1.36 Évolution des courants et tensions du CRP pour un fonctionnement au-dessous de la résonance.....	54
Figure 1.37 Séquences de fonctionnement du CRP fonctionnant au-dessous de la fréquence de résonance.....	58
Figure 1.38 Plan d'état du CRP pour un fonctionnement en mode continu.....	60
Figure 1.39 Trajectoire d'état pour deux fréquences de fonctionnement différentes.....	62
Figure 1.40 Plan d'état du CRP en mode discontinu en tension.....	64
Figure 1.41 Plan d'état du CRP en mode discontinu en tension et en courant.....	69

Figure 1.42 Plan d'état du CRP en mode point-mort.....	71
Figure 1.43 Plan d'état du CRP à la frontière des modes multiples... ..	72
Figure 1.44 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ ainsi que du plan d'état à la frontière des modes multiples.....	73
Figure 1.45 Courant de charge en fonction de la fréquence de fonctionnement pour atteindre les modes multiples.....	74
Figure 1.46 Plan d'état du premier mode multiple.....	75
Figure 1.47 Plan d'état du deuxième mode multiple.....	77
Figure 1.48 Plan d'état du troisième mode multiple.....	78
Figure 1.49 Plan d'état du quatrième mode multiple.....	79
Figure 1.50 Algorithme de détermination du mode de fonctionnement pour un fonctionnement au-dessous de la résonance utilisant une logique thyristors-diodes.....	86
Figure 1.51 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ pour un fonctionnement à vide.....	88
Figure 1.52 Plan d'état pour un fonctionnement à vide.....	88
Figure 1.53 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode continu.....	89
Figure 1.54 Plan d'état en mode conduction continu.....	89
Figure 1.55 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode critique ( $i_{L0}=I_0$ )....	90
Figure 1.56 Plan d'état en mode critique ( $i_{L0}=I_0$ ).....	90
Figure 1.57 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode de conduction discontinue en tension.....	91
Figure 1.58 Plan d'état en mode conduction discontinue en tension..	91
Figure 1.59 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode conduction discontinue en tension et en courant.....	92

Figure 1.60 Plan d'état en mode conduction discontinue en tension et en courant.....	92
Figure 1.61 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode point-mort.....	93
Figure 1.62 Plan d'état en mode point-mort.....	93
Figure 1.63 Courbes de $i_L(t)$ et de $V_C(t)$ en mode multiple 1.....	94
Figure 1.64 Plan d'état en mode multiple 1.....	94
Figure 1.65 Courbe de la tension de sortie.....	98
Figure 1.66 Courbe de la puissance de sortie.....	98
Figure 1.67 Courbe du courant maximum dans l'inductance en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	105
Figure 1.68 Courbe de la tension maximale aux bornes du condensateur en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	105
Figure 1.69 Courbe du courant moyen dans les diodes en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	106
Figure 1.70 Courbe du courant moyen dans les transistors en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des courants de charge allant de 0 à 1.....	106
Figure 1.71 Plan d'état du CRP opérant près de la fréquence de résonance.....	110
Figure 1.72 Plan d'état du CRP opérant près de la fréquence de résonance équivalente pour $I_0 > \sqrt{2}$ .....	111
Figure 1.73 Plage d'opération sécuritaire pour l'emploi des thyristors-diodes ou de thyristors duaux.....	112

Figure 1.74 Schéma du circuit proposé.....	116
Figure 2.1 Schéma du CRSP fonctionnant au-dessus de la résonance.....	132
Figure 2.2 Séquences de fonctionnement du CRSP.....	135
Figure 2.3 Circuit équivalent du CRSP en mode continu.....	137
Figure 2.4 Circuit équivalent du CRSP en mode discontinu.....	150
Figure 2.5 Circuit équivalent du CRSP en considérant la résistance d'amortissement.....	156
Figure 2.6 Algorithme de simulation du CRSP pour un pas de calcul .....	160
Figure 2.7 CRSP fonctionnant en mode continu.....	164
Figure 2.8 CRSP fonctionnant en mode discontinu.....	164
Figure 2.9 CRSP fonctionnant en mode court-circuit.....	165
Figure 2.10 CRP fonctionnant en mode continu.....	165
Figure 2.11 CRP fonctionnant en mode court-circuit.....	166
Figure 2.12 Courbes du CRP fonctionnant sans amortissement.....	170
Figure 2.13 Courbes du CRP fonctionnant avec un amortissement de 0.1 pu.....	170
Figure 2.14 Courbes de $V_0$ et de $i_{Lmax}$ pour $C_s/C_p = 20$ .....	173
Figure 2.15 Courbes de $V_0$ et de $i_{Lmax}$ pour $C_s/C_p = 1$ .....	173
Figure 2.16 Courbes de $V_0/i_{Lmax}$ pour différents $C_s/C_p$ .....	174
Figure 2.17 Courbe de la puissance transmise à la sortie par rapport au courant maximum dans l'inductance.....	176

Figure 2.18 Convertisseur à résonance parallèle alimenté par un onduleur en demi-pont dont une résistance d'amortissement est incluse.....	178
Figure 3.1 Schéma complet du CRSP à filtre capacitif.....	190
Figure 3.2 Circuit équivalent du CRSP à filtre capacitif.....	190
Figure 3.3 Séquences de fonctionnement du CRSP à filtre capacitif .....	192
Figure 3.4 Circuit équivalent du CRSP à filtre capacitif pour les deux modes de fonctionnement.....	194
Figure 3.5 Algorithme de simulation du CRSP à filtre capacitif pour un pas de calcul.....	204
Figure 3.6 Simulation du convertisseur avec une charge moyenne..	206
Figure 3.7 Simulation du convertisseur à pleine charge.....	207
Figure 3.8 Simulation du convertisseur à vide.....	207
Figure 3.9 Simulation du convertisseur en court-circuit.....	208
Figure 3.10 Courbe de la puissance délivrée à la charge en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes tensions de charge.....	211
Figure 3.11 Courbe du courant efficace dans les interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes tensions de charge.....	212
Figure 3.12 Courbe du courant à l'ouverture des interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes tensions de charge.....	212

Figure 3.13 Courbe du rapport de la puissance de charge sur le courant efficace dans les interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes tensions de charge.....	213
Figure 3.14 Courbe du courant de charge en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différents rapports de condensateurs .....	215
Figure 3.15 Courbe du rapport de la puissance de charge sur le courant efficace dans les interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différents rapports de condensateurs.....	216
Figure 3.16 Courbe du courant à l'ouverture des interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différents rapports de condensateurs.....	216
Figure 3.17 Caractéristiques d'un CRSP à filtre capacitif pour une tension de charge unitaire et un $C_s$ dix fois plus grand que le $C_p$ .....	218
Figure 3.18 Courbe théorique (pour différentes résistances d'amortissement) et expérimentale du courant de charge en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	222
Figure 3.19 CRSP à filtre capacitif fonctionnant à pleine charge...	223
Figure 3.20 CRSP à filtre capacitif fonctionnant à vide.....	224
Figure 3.21 CRSP à filtre capacitif fonctionnant en court-circuit.	224
Figure 3.22 Fonctionnement du CRSP à filtre capacitif, à pleine charge, lorsque $C_s \gg C_p$ .....	226

Figure 3.23 Graphique des pertes volumiques en fonction du champ d'induction magnétique dans le matériau 3C8.....	239
Figure 3.24 Entrées et sorties de la carte de commande des THDs.	242
Figure 3.25 Circuit logique de la carte de commande des THDs.....	244
Figure 3.26 Fonctionnement du circuit logique lorsque le système est en marche.....	245
Figure 3.27 Fonctionnement du circuit de mise en marche.....	248
Figure 3.28 Fonctionnement des circuits d'arrêt.....	250
Figure 3.29 Circuit d'attaque du premier interrupteur.....	251

**LISTE DES TABLEAUX**

Tableau 2.1 Valeurs des tensions et courants de dimensionnement du CRSP pour $C_s=20C_p$ , $R=0.1$ et $V_s=E$ .....	179
Tableau 2.2 Valeurs des tensions et courants de dimensionnement du CRP pour $R=0$ et $V_s=E$ .....	180
Tableau 3.1 Points d'opération du CRSP pour $C_s=10C_p$ , $R=0.1$ et $V_s=E$ .....	218
Tableau 3.2 Constantes de configuration des noyaux.....	232

## LISTE DES SYMBOLES

A: constante.

[A]: matrice de transition.

$A_b$ : aire de bobinage.

$A_n$ : aire du noyau.

$\alpha$ ,  $\alpha_1$  et  $\alpha_C$ : angles dans le plan d'état.

B: constante ou champ d'induction magnétique.

[B]: matrice de commande.

$\beta_1$ ,  $\beta_2$  et  $\beta_C$ : angles dans le plan d'état.

$C_{base}$ : condensateur de base.

$C_{eq}$ : condensateur équivalent.

$C_f$ : condensateur de filtrage.

$C_H$  et  $R_{CH}$ : Résistance de charge

$C_{i1}$  et  $C_{i2}$ : condensateurs de point milieu.

$C_o$ : condensateur du filtre de sortie.

$C_p$ : condensateur de résonance parallèle.

$C_{pN}$ : condensateur de résonance parallèle normalisé.

$C_r$  et  $C$ : condensateur de résonance.

$C_s$ : condensateur de résonance série.

$C_{sN}$ : condensateur de résonance série normalisé.

$C_1$  et  $C_2$ : condensateurs de commutation.

$D_{i1}$ ,  $D_{i2}$ ,  $D_{i3}$  et  $D_{i4}$ : diodes d'entrée.

$D_{o1}$ ,  $D_{o2}$ ,  $D_{o3}$  et  $D_{o4}$ : diodes de sortie.

$D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_5$  et  $D_6$ : diodes

$\Delta t$ : durée d'un pas de calcul.

E: tension d'alimentation.

$E_h$ : énergie emmagasinée dans l'inductance.

$[e^{[A] t}]$ : matrice exponentielle.

$f$  et  $f_r$ : fréquence.

$f_{base}$ : fréquence de base.

$f_{max}$ : fréquence de résonance équivalente.

$f_0$ ,  $f_{op}$  et  $f_s$ : fréquence d'opération.

$f_{smax}$ : fréquence à la limite du mode court-circuit.

$\phi$ : flux magnétique embrassé par un tour de fil.

$\phi_1$ : flux magnétique embrassé par un tour de fil du primaire du transformateur.

$\phi_2$ : flux magnétique embrassé par un tour de fil du secondaire du transformateur.

$g$ : entrefer.

$[\gamma]$ : matrice de solution forcée.

$H$ : champ magnétique.

$i$ ,  $i_{Lr}$  et  $i_L$ : courant circulant dans l'inductance de résonance.

$i_{CH}$ : courant de charge.

$i_{Cp}$ : courant circulant dans le condensateur de résonance parallèle.

$i_{Cr}$  et  $i_C$ : courant circulant dans le condensateur de résonance.

$i_{Cs}$ : courant circulant dans le condensateur de résonance série.

$i_{Leff}$ : courant efficace circulant dans l'inductance de résonance.

$i_{Lh}$ : courant homogène circulant dans l'inductance de résonance.

$i_{Lmax}$ : courant maximum circulant dans l'inductance de résonance.

$i_{LN}$ : courant normalisé circulant dans l'inductance de résonance.

$i_{Lo}$ : courant dans l'inductance de résonance au moment où la tension

- aux bornes du condensateur de résonance s'annule.
- $i_{L_01}$  et  $i_{L_02}$ : bornes du courant dans l'inductance de résonance au moment où la tension aux bornes du condensateur de résonance s'annule.
- $i_{L_p}$ : courant particulier circulant dans l'inductance de résonance.
- $i_R$ : courant dans la résistance d'amortissement.
- $I_{base}$ : courant de base.
- $I_{com}$ : courant dans l'interrupteur au moment de la commutation.
- $I_{Dmoy}$ : courant moyen dans les diodes.
- $I_e$ : courant à la sortie du circuit résonant.
- $I_{eN}$ : courant normalisé à la sortie du circuit résonant.
- $I_o$ : courant de charge.
- $I_{Teff}$  et  $I_{Qeff}$ : courant efficace dans les interrupteurs.
- $I_{Tmoy}$ : courant moyen dans les interrupteurs.
- $I_1$ : courant au primaire du transformateur.
- $I_2$ : courant au secondaire du transformateur.
- $J$ : densité de courant.
- $K$ : facteur de normalisation des variables lors d'un fonctionnement discontinu.
- $K_b$ : facteur de remplissage.
- $K_j$ : constante reliant le produit des aires à la densité de courant.
- $l$ : longueur du parcours magnétique.
- $L_{base}$ : inductance de base.
- $L_o$ : inductance du filtre de sortie.
- $L_r$  et  $L$ : inductance de résonance.
- $[M]$ : matrice des vecteurs propres.

- $\mu_0$ : perméabilité magnétique de l'air.
- $\mu_r$ : perméabilité magnétique relative.
- $N$ ,  $N_1$  et  $N_2$ : nombre de tours de fil sur le noyau.
- $P_A$ : produit des aires.
- $P_d$ : puissance dissipée.
- $P_o$  et  $P_s$ : puissance de charge.
- $[\phi]$ : matrice de solution libre.
- $\Psi$ : flux magnétique embrassé par tous les tours de fil.
- $R_{ds(on)}$ : résistance en conduction des interrupteurs.
- $R_1$  et  $R_2$ : rayons dans le plan d'état.
- $t$ : Temps.
- $S$ : surface de conduction.
- $t_N$ : temps normalisé.
- $t_{off}$ : temps d'ouverture des interrupteurs.
- $t_0$ ,  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ ,  $t_4$ ,  $t_5$  et  $t_6$ : instants de commutation.
- $[u]$ : matrice des entrées.
- $T$  et  $T_s$ : période.
- $T_{base}$ : période de base.
- $T_1$  et  $T_2$ : interrupteurs.
- $V_{base}$ : tension de base.
- $V_e$ : tension à l'entrée du circuit résonant.
- $V_{ds}$ : tension Drain-source des MOSFETs.
- $V_f$ : tension de polarisation avant d'une diode.
- $V_o$ ,  $V_s$  et  $V_{CH}$ : tension de charge.
- $V_{Ceff}$ : tension efficace aux bornes du condensateur de résonance.
- $V_{Ch}$ : tension homogène aux bornes du condensateur de résonance.

$V_{C\max}$ : tension maximale aux bornes du condensateur de résonance.

$V_{Cp}$ : tension particulière aux bornes du condensateur de résonance ou tension aux bornes du condensateur de résonance parallèle.

$V_{CpN}$ : tension normalisée aux bornes du condensateur de résonance parallèle.

$V_{Cr}$  et  $V_C$ : tension aux bornes du condensateur de résonance.

$V_{Cs}$ : tension aux bornes du condensateur de résonance série.

$V_{Csh}$ : tension homogène aux bornes du condensateur de résonance série.

$V_{CsN}$ : tension normalisée aux bornes du condensateur de résonance série.

$V_{Csp}$ : tension particulière aux bornes du condensateur de résonance série.

$V_{CE}$ : tension Collecteur-émetteur des transistors bipolaires.

$V_{CN}$ : tension normalisée aux bornes du condensateur de résonance.

$V_{C1}$  et  $V_{C2}$ : tensions de commande des thyristors duraux.

$V_{L\max}$ : tension maximale aux bornes de l'inductance de résonance.

$V_{Lr}$  et  $V_L$ : tension aux bornes de l'inductance de résonance.

$V_R$ : tension aux bornes de la résistance d'amortissement.

$V_{RM}$ : tension inverse maximale que peut supporter une diode.

$V_1$ : tension au primaire du transformateur.

$V_2$ : tension au secondaire du transformateur.

w: pulsation.

$\omega_{base}$ : pulsation de base.

x: exposant du produit des aires pour qu'il soit proportionnel à la densité de courant.

[x]: matrice d'état.

[x(t<sub>0</sub>)], x<sub>0</sub>: matrice des conditions initiales.

[x<sub>f</sub>(t)]: matrice d'état forcé.

[x<sub>l</sub>(t)]: matrice d'état libre.

$\lambda$ ,  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  et  $\lambda_3$ : valeur propre.

Z: impédance caractéristique du circuit résonant.

Z<sub>base</sub>: impédance de base.

## INTRODUCTION

L'objectif principal de ce mémoire consiste à rechercher et à développer un convertisseur statique du type courant alternatif-courant continu destiné à la charge de batteries pour l'industrie des télécommunications. Des logiciels de simulation qui serviront à la conception du convertisseur doivent être développés sur IBM-PC à l'aide du logiciel "MATLAB". Ces logiciels serviront également à étudier les différentes stratégies de commande possibles. L'emphase de la conception sera dirigée vers la limitation du stress sur les composants semi-conducteurs de même que sur la minimisation du poids et du volume des différents composants du convertisseur.

Pour rencontrer l'ensemble des exigences du cahier de charge, la technologie classique (à commutations dures) ne semble pas des plus adaptée. Ces sources d'alimentation obligent les interrupteurs à fonctionner dans des conditions difficiles lorsque la fréquence de fonctionnement augmente. Il devient alors difficile de garder un bon rendement à hautes fréquences, condition essentielle à la diminution du poids et du volume des convertisseurs.

Pour atteindre un fonctionnement à hautes fréquences, il est nécessaire de minimiser les pertes par commutation des semi-conducteurs commandables. Il est possible de créer un environnement autour de l'interrupteur qui lui permettra d'avoir une commutation sans perte (fermeture à courant nul ou ouverture à tension nulle) et de protéger l'autre à l'aide d'un circuit d'aide à la commutation purement réactif. L'utilisation de la résonance permet aux interrupteurs de fonctionner dans un tel environnement. Un circuit du

deuxième ordre permet de renvoyer de l'énergie à la source et une commutation douce se produit durant cet instant.

Il y a deux structures de base de convertisseur à résonance qui sont: le convertisseur à résonance série (CRS) [1], [2] et [3] et le convertisseur à résonance parallèle (CRP) [4], [5] et [6]. Le convertisseur à résonance série (CRS), qui fut l'objet de nombreuses études, possède des caractéristiques recherchées telles que l'utilisation rationnelle des composants semi-conducteurs. Pour profiter pleinement de ces avantages, il est préférable de fonctionner au-dessus de la fréquence de résonance alors que l'on utilise un onduleur à thyristors duaux (THD) [1], [12] pour exciter le circuit résonant. L'handicap majeur du CRS fonctionnant au-dessus de la résonance est qu'il ne peut pas fonctionner sans charge parce qu'aucun courant dans le circuit résonant ne permet l'amorçage spontané des THDs. Le CRP remédie à ce problème car il possède un élément en parallèle avec la charge (le condensateur de résonance) qui laisse circuler le courant nécessaire à l'amorçage des THDs, en l'absence de charge. Le chapitre 1 porte sur l'étude détaillée du CRP. Les nombreux modes de fonctionnement y sont étudiés en détail. Dans le cas du CRP, il est également souhaitable de fonctionner au-dessus de la fréquence de résonance. Malheureusement, les interrupteurs de l'onduleur à thyristors duaux doivent supporter un courant de beaucoup supérieur au courant de charge, dû au courant circulant dans le condensateur de résonance, ce qui n'est pas le cas pour le CRS. On a donc cherché à trouver un élément à mettre en parallèle avec la charge qui

consommerait moins de puissance réactive que le condensateur dans le cas du CRP tout en permettant la fermeture des THD en l'absence de charge. On a alors développé le convertisseur à résonance série-parallèle (CRSP) [7], [8] et [9] qui est un CRP avec un deuxième condensateur en série. Nous misions alors sur le fait que le condensateur parallèle étant plus petit que dans le cas du CRP, le courant y circulant serait moindre. Le chapitre 2 porte sur l'étude de ce convertisseur. On a également essayé d'insérer une inductance en parallèle avec la charge [10] puis un circuit résonant parallèle [11]. L'inconvénient de tous ces montages est que les éléments en parallèle avec la charge contribuent à augmenter exagérément le courant dans le circuit résonant car ils sont toujours présents dans le circuit.

La structure de convertisseur proposée dans le chapitre 3 utilise un CRS avec un condensateur en parallèle avec la charge, durant le temps nécessaire à la commutation seulement. Le fonctionnement à vide est possible grâce à la présence du condensateur en parallèle avec la charge lors de la commutation. De plus, une fois la commutation exécutée, le courant circulant dans les interrupteurs passe entièrement dans la charge, ce qui permet une utilisation rationnelle des interrupteurs. Ce convertisseur se distingue du CRSP par son filtre de sortie capacitif au lieu du filtre inductif. Des résultats théoriques et pratiques devront démontrer que ce dernier convertisseur est le plus adapté à notre application.

## CHAPITRE 1

### **ÉTUDE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE PARALLELE.**

#### **1.1 INTRODUCTION:**

Le convertisseur à résonance parallèle est un convertisseur courant continu-courant continu qui possède des propriétés de surveilleur-dévolteur [1], [2], et [3]. L'utilisation d'un circuit résonant nous permet d'obtenir une commutation (ouverture ou fermeture) sans perte et de protéger l'autre à l'aide d'un circuit d'aide à la commutation non dissipatif. Dans certains cas, il est même possible d'obtenir les deux commutations sans perte. L'absence d'éléments dissipateurs dans le circuit d'aide à la commutation permet d'accroître le rendement au-delà de 90 pourcent parce que les pertes par commutation sont diminuées de façon drastique. À cause de la diminution des pertes par commutation, on peut augmenter la fréquence de fonctionnement de manière à diminuer le volume et le poids des composants réactifs. Le circuit classique à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ne peut pas fonctionner à très haute fréquence car ses commutations "dures" ne le permettent pas. De plus, les circuits d'aide à la commutation complets possèdent des éléments dissipatifs qui causent énormément de pertes d'énergie, ce qui diminue le rendement.

Relativement à la fréquence d'opération et à la charge avec laquelle le CRP fonctionne, il peut y avoir des points de

fonctionnement fixes de la tension aux bornes du condensateur et/ou du courant dans l'inductance. Il y a donc plusieurs modes de fonctionnement qui imposent des changements dans les équations qui régissent le système. L'étude de tous ces modes de fonctionnement devient alors très compliquée et un outil très puissant s'avère nécessaire. L'étude dans le plan d'état, du courant dans l'inductance en fonction de la tension aux bornes du condensateur, sera utilisée.

L'étude du convertisseur à résonance parallèle (CRP) sera divisée en trois parties: l'étude du CRP fonctionnant au-dessous de la fréquence de résonance, l'étude du CRP fonctionnant au-dessus de la fréquence de résonance et l'étude d'un prototype pouvant fournir une puissance de charge de 1.5 kW. Des logiciels de simulation pour tous les modes de fonctionnement seront développés. Un logiciel de dimensionnement sera également conçu dans le but d'obtenir les valeurs optimales du condensateur et de l'inductance de résonance en fonction de la puissance fournie à la charge et de la fréquence d'opération.

## 1.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CRP

Le principe de fonctionnement du convertisseur à résonance parallèle repose essentiellement sur l'utilisation d'un circuit résonant pour gérer l'énergie fournie à la charge. De plus, un transformateur servira d'intermédiaire entre le condensateur de résonance et le redresseur pour obtenir le niveau de tension désiré à la sortie, comme le montre la figure 1.1.

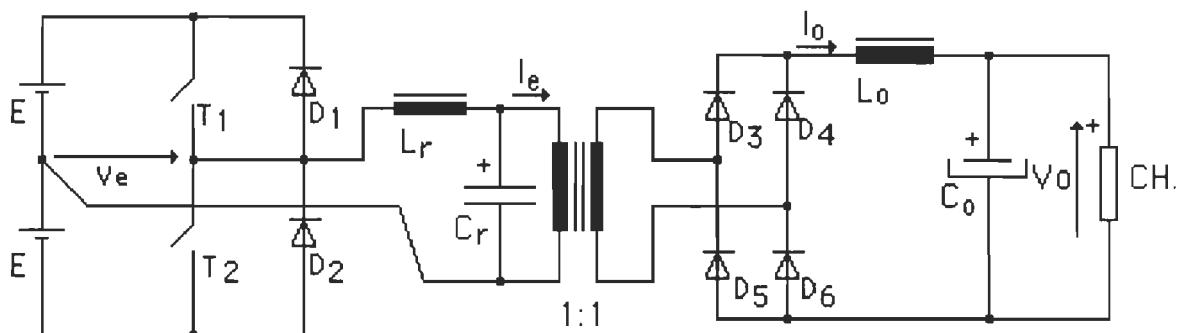


Figure 1.1. Schéma détaillé d'un CRP.

En plus du rapport de transformation du transformateur, la fréquence d'opération déterminera le niveau de tension de sortie. C'est à partir de la fréquence d'opération que l'on générera l'énergie débitée à la sortie. Il est à prévoir qu'une fréquence d'opération au voisinage de la fréquence de résonance aura pour conséquence une tension de sortie maximale, ce qui sera vérifié plus loin.

En se plaçant à l'entrée du circuit résonant, on s'aperçoit que la tension d'entrée se modélise par une source de tension alternative de forme carrée et d'amplitude  $\pm E$ . De même, en se plaçant à la sortie du circuit résonant (aux bornes du condensateur), on s'aperçoit que la

charge se modélise par une source de courant alternative carrée et d'amplitude  $\pm I_0$  qui possède la même polarité que la tension aux bornes du condensateur ( $V_{Cr}$ ). Si la tension  $V_{Cr}$  est nulle pendant un certain temps, le courant de charge, vu du condensateur ( $I_e$ ), sera le même que le courant dans l'inductance ( $i_{Lr}$ ). À partir de ces deux dernières remarques, on peut modéliser le CRP comme à la figure 1.2. On a une source de tension commandée, un circuit résonant et une source de courant dont la polarité est commandée par la polarité de la tension aux bornes du condensateur de résonance. Les traits pointillés représentent la période de court-circuit du condensateur ( $I_e = i_{Lr}$ ).

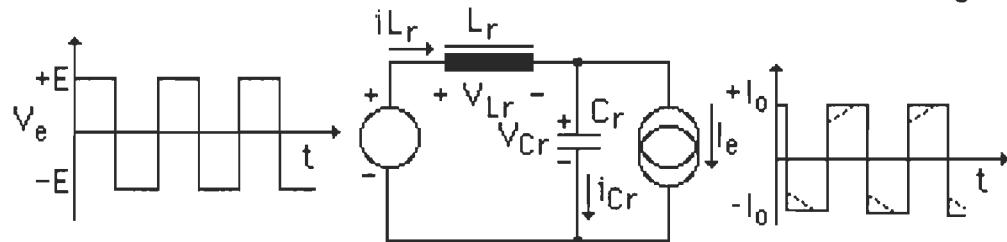


Figure 1.2. Circuit équivalent du convertisseur à résonance parallèle.

### 1.2.1 Détermination des équations du système.

S'il n'y a pas de période de discontinuité de la tension aux bornes du condensateur ( $V_{Cr} = 0$  pendant un certain temps), se référant à la figure 1.2, on peut développer, comme suit, les équations d'état du système:

$$V_{Lr} = V_e - V_{Cr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (1.1)$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_e}{L_r} - \frac{V_{Cr}}{L_r} \quad (1.2)$$

$$i_{Cr} = i_{Lr} - I_e = C_r \frac{dV_{Cr}}{dt} \quad (1.3)$$

$$\frac{dV_{Cr}}{dt} = \frac{i_{Lr}}{C_r} - \frac{I_e}{C_r} \quad (1.4)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lr}}{dt} \\ \frac{dV_{Cr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{Cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_r} \\ -\frac{1}{C_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ V_e \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Puisque l'on a deux équations du premier degré à deux variables d'état, on peut trouver la réponse du système en fonction du temps à l'aide d'une seule équation du deuxième ordre, fonction d'une seule variable d'état.

Pour simplifier la notation, on utilisera les variables L et C au lieu de  $L_r$  et  $C_r$  pour les éléments du circuit résonant.

$$V_e - V_L - V_C = 0 \quad (1.6)$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}; \quad i_L = i_C + I_e, \quad \text{d'où} \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{di_C}{dt}; \quad \text{car } I_e \text{ est constant.} \quad (1.7)$$

$$i_C = C \frac{dV_C}{dt}, \quad \text{d'où} \quad \frac{di_C}{dt} = C \frac{d^2V_C}{dt^2} \quad (1.8)$$

$$V_L = LC \frac{d^2V_C}{dt^2} \quad (1.9)$$

$$V_e - LC \frac{d^2V_C}{dt^2} - V_C = 0 \quad (1.10)$$

$$LC \frac{d^2V_C}{dt^2} + V_C = V_e \quad (1.11)$$

La solution homogène de cette équation est la suivante:

$$V_{Ch} = A \cos wt + B \sin wt; \quad \text{où } w = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.12)$$

La solution particulière (lorsque  $V_C$  est constant) est la suivante:

$$V_{Cp} = V_e \quad (1.13)$$

La solution complète étant la somme de la solution homogène et de la solution particulière, on obtient l'expression suivante:

$$V_C = V_{Ch} + V_{Cp} = A \cos wt + B \sin wt + V_e \quad (1.14)$$

$$i_C = C \frac{dV_C}{dt} \quad (1.15)$$

$$i_C = -CAw \sin wt + CBw \cos wt \quad (1.16)$$

$$i_L = I_e + i_C = I_e - CAw \sin wt + CBw \cos wt \quad (1.17)$$

Les constantes A et B se calculent à partir des expressions de  $i_L(t)$  et de  $V_C(t)$  au temps  $t = 0$  comme suit:

$$V_C(0) = A \cos 0 + B \sin 0 + V_e \quad (1.18)$$

$$A = V_C(0) - V_e \quad (1.19)$$

$$i_L(0) = I_e - CAw \sin 0 + CBw \cos 0 \quad (1.20)$$

$$B = \frac{i_L(0) - I_e}{C w}, \text{ où } Cw = \frac{C}{\sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{1}{Z} \quad (1.21)$$

On définit Z comme étant l'impédance caractéristique du circuit résonant. Les équations finales sont les suivantes:

$$V_C(t) = (V_C(0) - V_e) \cos wt + Z(i_L(0) - I_e) \sin wt + V_e \quad (1.22)$$

$$i_L(t) = \frac{(V_e - V_C(0))}{Z} \sin wt + (i_L(0) - I_e) \cos wt + I_e \quad (1.23)$$

Chacune des variables présentées dans les équations peut être normalisée par rapport à trois grandeurs fondamentales: la tension d'alimentation, l'impédance caractéristique du circuit résonant et la fréquence de résonance naturelle du circuit résonant. Les grandeurs de base sont donc les suivantes:

$$V_{\text{base}} = E ; Z_{\text{base}} = \sqrt{L/C} ; I_{\text{base}} = \frac{V_{\text{base}}}{Z_{\text{base}}} = E \sqrt{C/L} \quad (1.24)$$

$$\omega_{\text{base}} = 1/\sqrt{LC} ; f_{\text{base}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} ; T_{\text{base}} = 2\pi \sqrt{LC} \quad (1.25)$$

Si on divise l'équation de la tension aux bornes du condensateur par la tension de base et l'équation du courant dans l'inductance par le courant de base, on obtient les équations normalisées suivantes:

$$wt = \frac{t}{\sqrt{LC}} = \frac{2\pi t}{2\pi\sqrt{LC}} = 2\pi t_N \quad (1.26)$$

où l'indice  $N$  signifie que la variable est normalisée.

$$\frac{V_C(t)}{E} = \left( \frac{V_C(0)}{E} - \frac{V_e}{E} \right) \cos 2\pi t_N + \frac{Z(i_L(0) - I_e)}{E} \sin 2\pi t_N + \frac{V_e}{E} \quad (1.27)$$

$$V_{CN}(t) = (V_{CN}(0) - 1) \cos 2\pi t_N + (i_{LN}(0) - I_{eN}) \sin 2\pi t_N + 1 \quad (1.28)$$

$$\frac{i_L(t)}{E/Z} = \frac{1}{Z} \left( \frac{V_e}{E/Z} - \frac{V_C(0)}{E/Z} \right) \sin 2\pi t_N + \left( \frac{i_L(0)}{E/Z} - \frac{I_e}{E/Z} \right) \cos 2\pi t_N + \frac{I_e}{E/Z} \quad (1.29)$$

$$i_{LN}(t) = (1 - V_{CN}(0)) \sin 2\pi t_N + (i_{LN}(0) - I_{eN}) \cos 2\pi t_N + I_{eN} \quad (1.30)$$

Comme le système possède deux variables d'état ( $i_L(t)$  et  $V_C(t)$ ), il est utile d'en exprimer une en fonction de l'autre. On peut

démontrer que le plan d'état ( $i_L(V_C)$ ) sera formé d'arcs de cercles; par conséquent, les équations des variables d'état deviennent d'une très grande simplicité.

De l'équation 1.28,

$$(V_{CN}(t) - 1)^2 = (V_{CN}(0) - 1)^2 \cos^2 2\pi t_N + (i_{LN}(0) - i_{eN})^2 \sin^2 2\pi t_N + 2(V_{CN}(0) - 1)(i_{LN}(0) - i_{eN}) \sin 2\pi t_N \cos 2\pi t_N \quad (1.31)$$

De l'équation 1.30,

$$(i_{LN}(t) - i_{eN})^2 = (1 - V_{CN}(0))^2 \sin^2 2\pi t_N + (i_{LN}(0) - i_{eN})^2 \cos^2 2\pi t_N + 2(V_{CN}(0) - 1)(i_{LN}(0) - i_{eN}) \sin 2\pi t_N \cos 2\pi t_N \quad (1.32)$$

En additionnant les équations 1.31 et 1.32,

$$(V_{CN}(t) - 1)^2 + (i_{LN}(t) - i_{eN})^2 = (V_{CN}(0) - 1)^2 + (i_{LN}(0) - i_{eN})^2 \quad (1.33)$$

Ceci est l'équation d'un cercle dont le centre est situé au point  $(1, i_{eN})$  et dont le rayon possède un module de  $\sqrt{(V_{CN}(0)-1)^2 + (i_{LN}(0)-i_{eN})^2}$ . Le plan d'état sera donc formé de cercles centrés aux conditions de régime permanent (la tension d'entrée et le courant de charge) et de rayons dépendants des conditions initiales.

### 1.3 FONCTIONNEMENT AU-DESSUS DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE.

Si la période de fonctionnement du convertisseur est inférieure à la période de résonance naturelle du circuit résonant, les oscillations de courant dans l'inductance et de tension aux bornes du condensateur ne complèteront pas un demi-cycle complet à chaque demi-cycle de la source d'alimentation. À la figure 1.3, on voit ce phénomène, particulièrement pour le courant dans l'inductance ( $i_{Lr}$ ). La fermeture des interrupteurs se fera alors à courant négatif et l'ouverture à courant positif. Donc, l'amorçage sera spontané, avec un courant négatif dans la diode, et le blocage sera forcé à l'aide d'une commande d'ouverture du transistor, à courant positif. L'emploi de thyristors duals [1], [12] sera donc essentiel pour un fonctionnement au-dessus de la résonance.

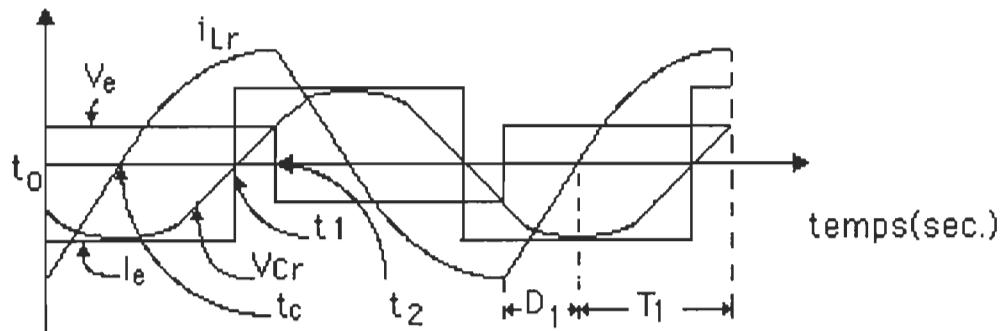
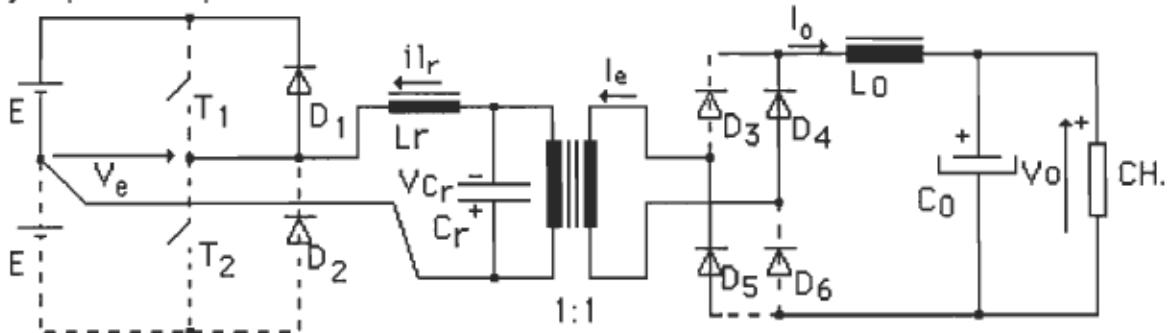


Figure 1.3. Évolution des courants et des tensions du CRP pour un courant de charge et une fréquence de fonctionnement donnés.

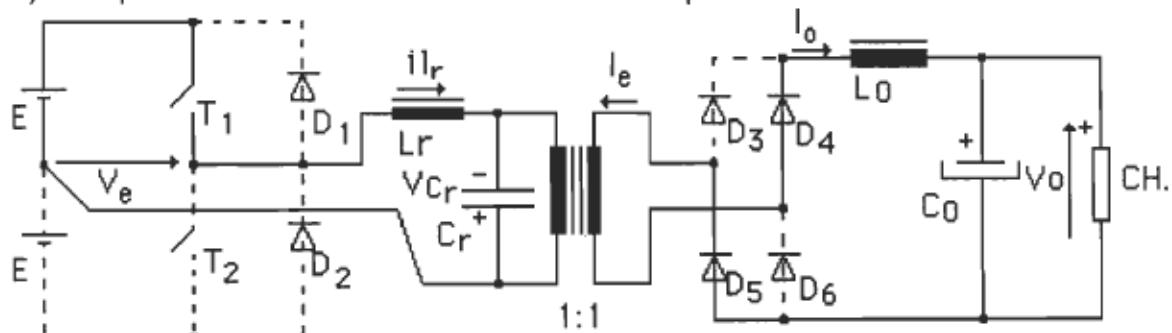
Lors de l'opération au-dessus de la fréquence de résonance naturelle du circuit résonant, le circuit passe par huit séquences de

fonctionnement dont les quatre premières sont les complémentaires des quatre dernières.

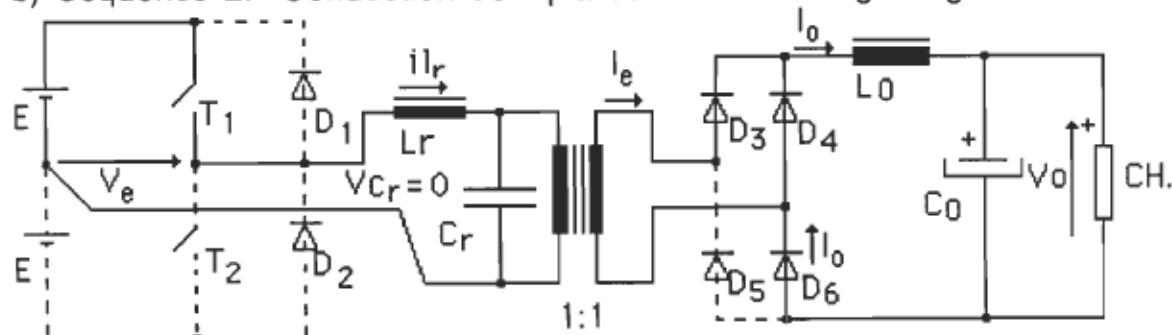
La figure 1.4 nous montre les quatre premières séquences. La figure 1.4a nous montre la séquence où la diode  $D_1$  conduit. Cette séquence se produit à partir du moment où l'on ouvre l'interrupteur  $T_2$  jusqu'à ce que le courant dans l'inductance s'inverse.



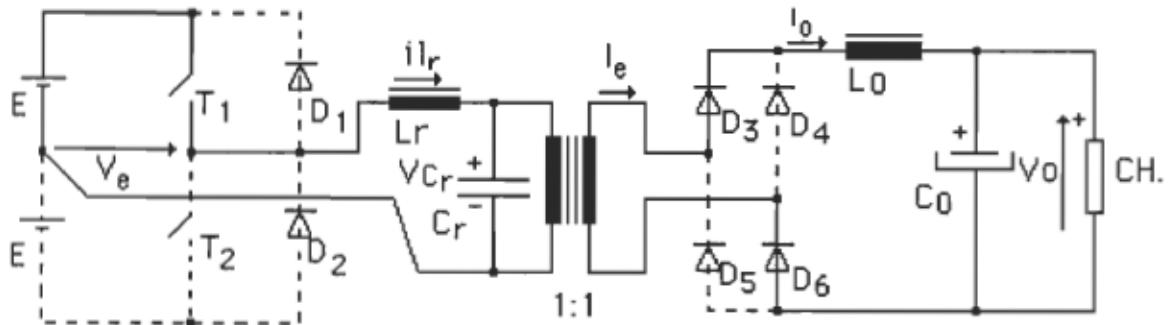
a) Séquence 1. Conduction de la diode  $D_1$ .



b) Séquence 2. Conduction de  $T_1$  à courant de charge négatif.



c) Séquence 3. Court-circuit du secondaire du transformateur.



d) Séquence 4. Conduction de  $T_1$  à courant de charge positif.

Figure 1.4. Séquences de fonctionnement du convertisseur à résonance parallèle (CRP) fonctionnant au-dessus de la fréquence de résonance.

Le courant va passer de la diode  $D_1$  à l'interrupteur  $T_1$  au passage par zéro du courant dans l'inductance ( $i_{Lr}$ ), la fermeture de  $T_1$  ayant été exécutée alors que la diode  $D_1$  conduisait. Les pertes par commutation à la fermeture seront donc nulles. Puisque seule l'ouverture doit être protégée, un condensateur d'aide à la commutation sera placé en parallèle avec les interrupteurs pour limiter la montée de la tension à ses bornes lors du blocage. La séquence numéro 2, qui est illustrée à la figure 1.4b, débute au moment de la mise en conduction de l'interrupteur  $T_1$  jusqu'à ce que la tension aux bornes du condensateur ( $V_{Cr}$ ) devienne positive. À ce moment-là, les diodes  $D_4$  et  $D_5$ , qui deviennent polarisées en inverse, se bloquent et les diodes  $D_3$  et  $D_6$  s'amorcent car la tension à leurs bornes devient positive.

Il peut arriver qu'au moment où la tension aux bornes du condensateur s'annule, le courant dans l'inductance soit inférieur au

courant de charge. L'inductance ne pourra pas fournir le courant nécessaire à la charge. Puisque le condensateur ne peut compenser le courant manquant à la charge (il se chargerait dans le sens inverse), un bras du redresseur sera "court-circuité" pendant le temps nécessaire pour que le courant dans l'inductance atteigne la valeur du courant de charge. Ceci représente la troisième séquence de fonctionnement (figure 1.4c). Le courant circulant dans la diode  $D_4$  étant  $I_0 - I_e$ , la diode  $D_4$  se bloquera lorsque  $I_e$  atteindra  $I_0$  et la tension aux bornes du condensateur ( $V_{Cr}$ ) sera libre de croître. Le convertisseur n'opérera dans cette séquence de fonctionnement que pour un fort courant de charge et/ou une fréquence de fonctionnement beaucoup plus grande que la fréquence de résonance (ceci sera étudié en détail plus loin).

La quatrième séquence commence à la fin de la deuxième séquence (ou de la troisième, si elle existe) pour se terminer à l'ouverture de l'interrupteur  $T_1$ . On voit cette séquence sur la figure 1.4d. Ces quatre mêmes séquences se reproduisent lors du demi-cycle négatif, c'est-à-dire lorsque l'interrupteur numéro un ( $T_1$  et  $D_1$ ) sera bloqué.

### 1.3.1 Calcul des conditions de régime permanent.

Pour connaître les caractéristiques d'un convertisseur, il est nécessaire de calculer les conditions de régime permanent en différents points de fonctionnement. Dans le cas du convertisseur à résonance parallèle, il n'est pas possible de calculer le régime

permanent en un point de fonctionnement directement parce qu'il ne possède pas de point stationnaire; ses variables d'états (le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur) étant constamment en évolution. Une méthode de calcul indirecte (itérative ou autre) doit donc être développée pour le calcul des conditions de régime permanent.

Une première méthode pour atteindre le régime permanent est de poser des conditions initiales et de calculer les conditions finales après une période de fonctionnement. Ces conditions finales serviront de conditions initiales pour la période suivante. On boucle de cette façon jusqu'à ce que les conditions finales soient les mêmes que les conditions initiales, à la précision désirée. Dans un premier temps, on se limite à un mode de fonctionnement continu parce que l'algorithme doit être modifié si une discontinuité de la tension aux bornes du condensateur survient.

On a vu, à la figure 1.3, l'allure des courbes de  $i_L(t)$ ,  $V_C(t)$ ,  $V_e(t)$  et  $I_e(t)$ . Le temps  $t_0$  est l'instant où une commande d'ouverture est envoyée à l'interrupteur  $T_2$ ; donc l'instant où la diode  $D_1$  passe à l'état passant. Le temps  $t_c$  est l'instant où le courant dans l'inductance ( $i_L(t)$ ) passe par zéro; au même moment, la diode  $D_1$  se bloque et l'interrupteur  $T_1$  se met à conduire. Le temps  $t_1$  est l'instant où le condensateur change de polarité, donc le temps où la source de courant équivalente change de sens. Enfin  $t_2$  est l'instant où  $T_1$  passe à l'état bloqué, c'est-à-dire la demi-période.

Pour l'intervalle de temps entre  $t_0$  et  $t_1$ , on a une séquence de fonctionnement où  $V_e = +E$  et  $I_e = -I_0$ . On a donc deux équations pour cette séquence et deux inconnues qui sont les conditions initiales  $i_L(t_0)$  et  $V_C(t_0)$ . Pour l'intervalle de temps entre  $t_1$  et  $t_2$ , on a une autre séquence de fonctionnement où  $V_e = +E$  et  $I_e = +I_0$ . On obtient deux autres équations pour ce mode et deux autres inconnues qui sont  $t_1$  (car  $V_C(t_1) = 0$  est connu) et  $i_L(t_1)$  ( $i_L$  au temps  $t_1$ ).

Comme  $i_L(t_2) = -i_L(t_0)$  et  $V_C(t_2) = -V_C(t_0)$ , on peut trouver nos quatre inconnues en posant des valeurs de départ et en simulant le fonctionnement du convertisseur jusqu'à ce que  $i_L(t_0) = -i_L(t_2)$  et  $V_C(t_0) = -V_C(t_2)$ . Le programme qui exécute cette tâche est donné en annexe 1.1. Puisque l'on a quatre équations à quatre inconnues, le système d'équations peut être solutionné à l'aide d'une méthode classique comme la méthode itérative de Newton-Raphson. Le programme qui solutionne le système d'équations par cette méthode est listé en annexe 1.2.

Une troisième méthode, beaucoup plus rapide, fut développée à partir des équations de cercle dans le plan d'état. La figure 1.5 nous montre le plan d'état du CRP pour une certaine fréquence de fonctionnement et un certain courant de charge. La méthode repose essentiellement sur le fait que l'on peut exprimer la période de fonctionnement du convertisseur en fonction du courant de charge (grandeur normalement connue) et du courant dans l'inductance au moment où la tension aux bornes du condensateur s'annule ( $i_{L0}$ ).

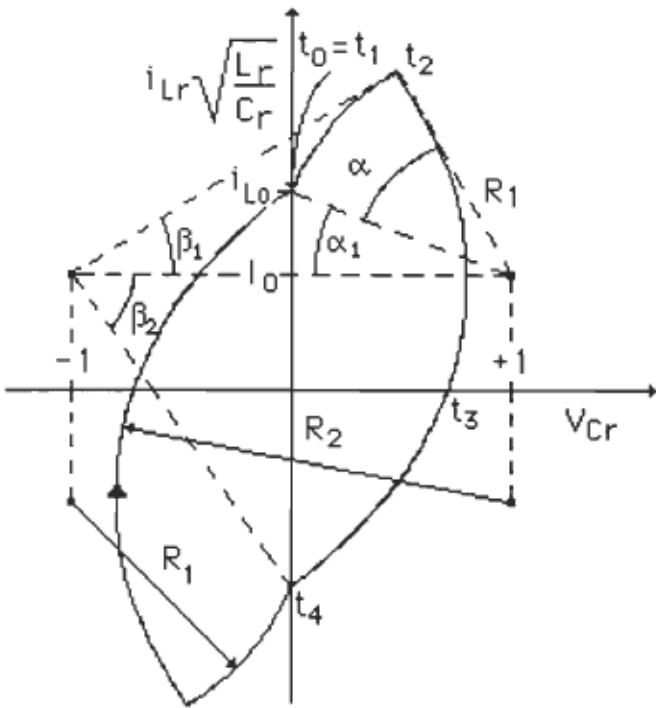


Figure 1.5. Plan d'état du CRP pour un fonctionnement en mode continu.

En se référant aux angles  $\alpha_1$ ,  $\alpha$ ,  $\beta_1$  et  $\beta_2$  ainsi qu'au courant initial  $i_{L0}$  définis sur la figure 1.5, on peut déterminer les expressions des rayons  $R_1$  et  $R_2$  comme suit:

$$R_1 = \sqrt{(i_{L0} - I_0)^2 + 1} \quad (1.34)$$

Le rayon  $R_2$  peut être défini en deux points:

$$R_2 = \sqrt{(i_{L0} + I_0)^2 + 1} = \sqrt{(2 - R_1 \cos(\alpha_1 + \alpha))^2 + R_1^2 \sin^2(\alpha_1 + \alpha)} \quad (1.35)$$

$$i_{L0}^2 + 2 i_{L0} I_0 + I_0^2 + 1 = 4 - 4R_1 \cos(\alpha_1 + \alpha) + R_1^2 \cos^2(\alpha_1 + \alpha) + R_1^2 \sin^2(\alpha_1 + \alpha) \quad (1.36)$$

$$i_{L_0}^2 + 2 i_{L_0} I_0 + I_0^2 + 1 = 4 - 4R_1 \cos(\alpha_1 + \alpha) + R_1^2 \quad (1.37)$$

$$i_{L_0}^2 + 2 i_{L_0} I_0 + I_0^2 + 1 = 4 - 4R_1 \cos(\alpha_1 + \alpha) + (i_{L_0} - I_0)^2 + 1 \quad (1.38)$$

$$i_{L_0}^2 + 2 i_{L_0} I_0 + I_0^2 + 1 = 4 - 4R_1 \cos(\alpha_1 + \alpha) + i_{L_0}^2 - 2 i_{L_0} I_0 + I_0^2 + 1 \quad (1.39)$$

$$2 i_{L_0} I_0 = 4 - 4R_1 \cos(\alpha_1 + \alpha) - 2 i_{L_0} I_0 \quad (1.40)$$

$$\alpha_1 + \alpha = \cos^{-1}\left(\frac{4 i_{L_0} I_0 - 4}{-4R_1}\right) = \cos^{-1}\left(\frac{1 - i_{L_0} I_0}{R_1}\right) \quad (1.41)$$

$$\alpha_1 = \sin^{-1}\left(\frac{i_{L_0} - I_0}{R_1}\right) \quad (1.42)$$

$$\alpha = \cos^{-1}\left(\frac{1 - i_{L_0} I_0}{R_1}\right) - \alpha_1 \quad (1.43)$$

$$\beta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{R_1 \sin(\alpha_1 + \alpha)}{R_2}\right); \quad \beta_2 = \cos^{-1}(1/R_2) \quad (1.44)$$

La période de fonctionnement se calcule à partir des angles obtenus ci-haut:

$$T_s = 2 * \frac{(\alpha + \beta_2 + \beta_1)}{2 \pi} \quad (1.45)$$

Il est donc possible de calculer la période de fonctionnement ( $T_s$ ) avec comme seul inconnu  $i_{L_0}$ .

La figure 1.6 nous montre graphiquement que lorsqu'on augmente la fréquence de fonctionnement, le plan d'état rétrécit (les angles  $\alpha$ ,  $\beta_1$  et  $\beta_2$  diminuent), ce qui a pour effet de diminuer la valeur de  $i_{Lo}$ . Donc, si la période de fonctionnement calculée ( $T_s$ ) avec un  $i_{Lo}$  donné est plus petite que la période de fonctionnement réelle ( $1/f_s$ ), ceci signifie que le  $i_{Lo}$  estimé est trop petit. En corrigeant la valeur de  $i_{Lo}$  à la hausse, on peut se rapprocher de la période de fonctionnement réelle. Avec plusieurs calculs, on peut obtenir une fréquence de fonctionnement calculée aussi près que l'on veut de la fréquence de fonctionnement réelle. Il est alors facile de calculer les autres variables du circuit, comme décrit ci-haut.

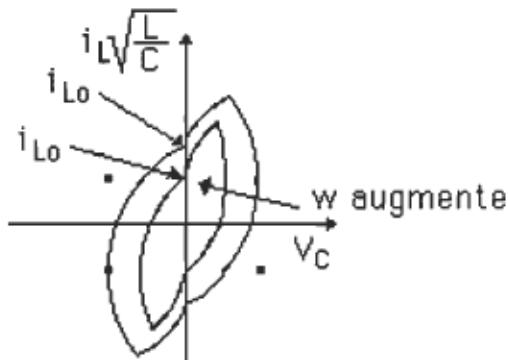


Figure 1.6. Trajectoire d'état pour deux fréquences de fonctionnement différentes.

L'algorithme de solution à l'aide des équations du plan d'état est à la figure 1.7.

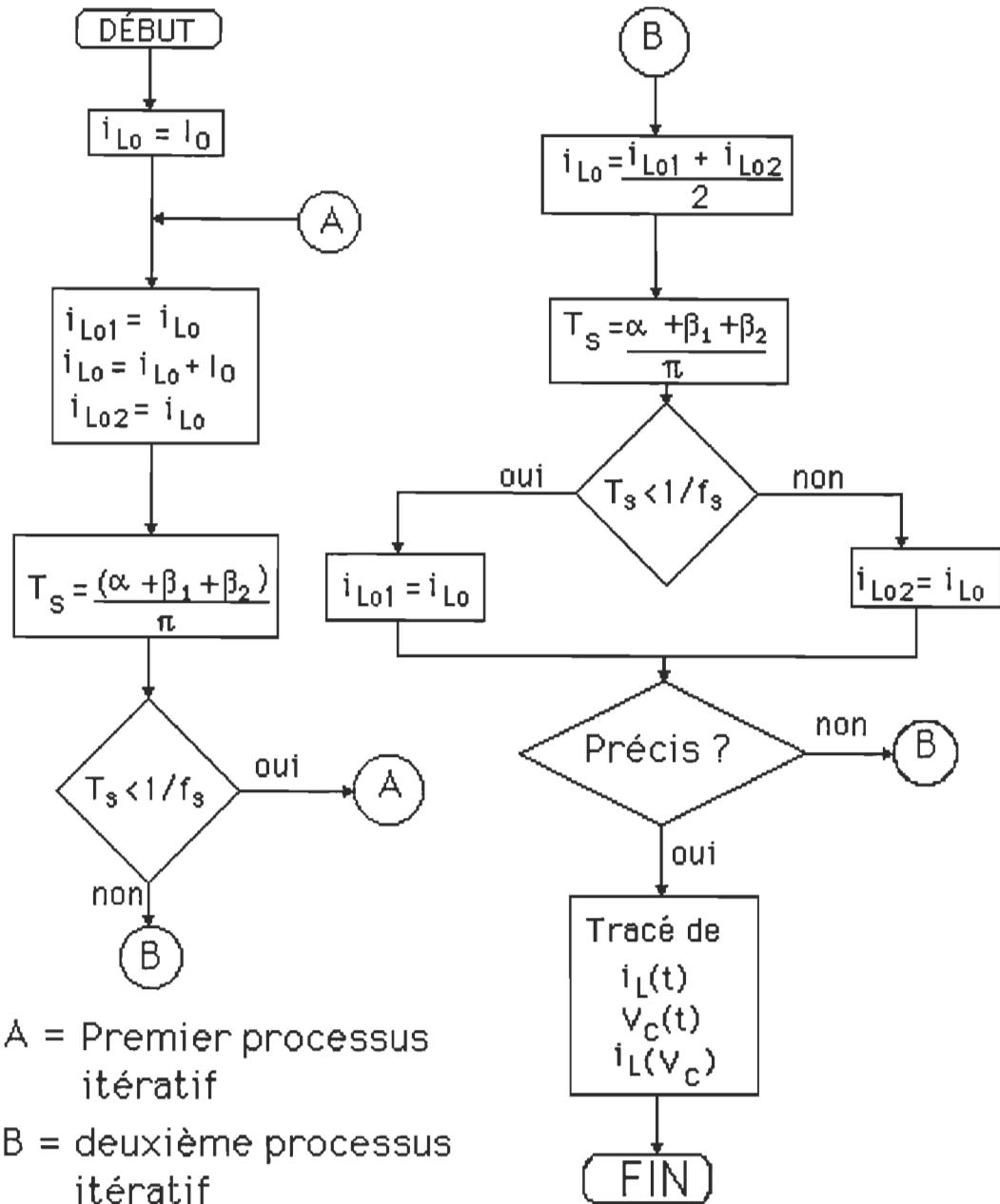


Figure 1.7. Algorithme général pour le calcul du régime permanent.

Comme la condition initiale  $i_{L0}$  ne peut pas être inférieure à  $I_0$  (en mode continu), un premier processus itératif permet de trouver la valeur de  $i_{L0}$  à  $I_0$  près, c'est-à-dire que l'écart maximum entre la

valeur estimée et la valeur réelle de  $i_{L_0}$  sera de  $I_0$ . Un deuxième processus itératif (méthode de point milieu) permet d'aller trouver une valeur de  $i_{L_0}$  aussi précise que l'on veut. Donc, si la période de fonctionnement calculée est trop petite, on augmente  $i_{L_0}$  d'une valeur égale à  $I_0$ , si on est dans le premier processus itératif. Par contre, si on est dans le deuxième, on approche la borne de calcul inférieure ( $i_{L_01}$ ).

Jusqu'à présent, nous n'avons considéré que le mode continu. Nous avons vu que si on augmente la fréquence de fonctionnement, le courant dans l'inductance, au moment où la tension aux bornes du condensateur passe par zéro ( $i_{L_0}$ ), diminue. Si  $i_{L_0}$  diminue en bas de  $I_0$ , le condensateur devra fournir un courant à la charge. Or, puisque le condensateur ne peut pas conduire (comme expliqué plus haut), le surplus de courant que la charge demande passera par le redresseur (figure 1.1c). On aura donc une phase où le condensateur sera "court-circuité" par un bras du redresseur. L'inductance se chargera donc avec une tension  $E$  à ses bornes. Ce mode de fonctionnement est appelé "mode de fonctionnement discontinu". La figure 1.8 nous montre les conséquences d'une augmentation de fréquence (passage du mode continu au mode discontinu).

Dans le cas d'un fonctionnement en mode discontinu, l'algorithme de la solution en régime permanent est presque le même que celui en mode continu. En mode discontinu, on a une période où l'inductance se charge avec une tension  $E$  à ses bornes.

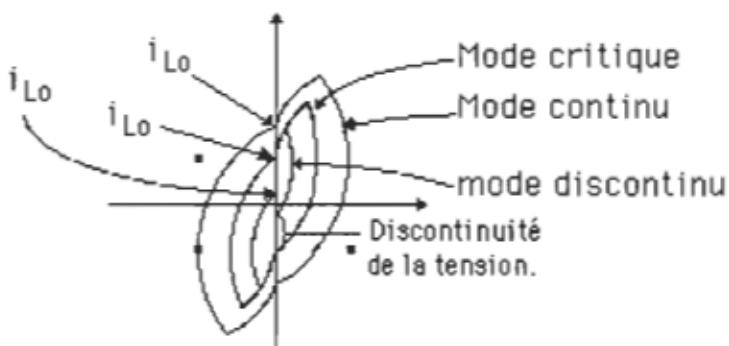


Figure 1.8. Plans d'état du CRP fonctionnant en modes continu, critique et discontinu.

La figure 1.9 nous montre le plan d'état du CRP, pour un point de fonctionnement en mode discontinu, avec la définition de tous les angles et rayons. Le temps  $t_0$  sera l'instant où la tension aux bornes du condensateur s'annulera; donc le début de la charge de l'inductance à tension constante. Le temps  $t_1$  sera l'instant où la tension aux bornes du condensateur commencera à s'établir, soit le début de l'arc de cercle de rayon  $R_1$ . À ce moment-là,  $i_L(t)$  atteint la valeur de  $I_0$ . Le temps  $t_2$  sera l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_1$  se termine et l'arc de cercle de rayon  $R_2$  commence (à l'ouverture de l'interrupteur). Le temps  $t_3$  sera l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_2$  franchira l'axe de la tension et le temps  $t_4$  sera l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_2$  terminera (fin de la demi-période). L'angle  $\alpha_1$  devient nul parce que le courant dans l'inductance, au moment où la tension dans le condensateur commence à évoluer, est de valeur  $I_0$ .

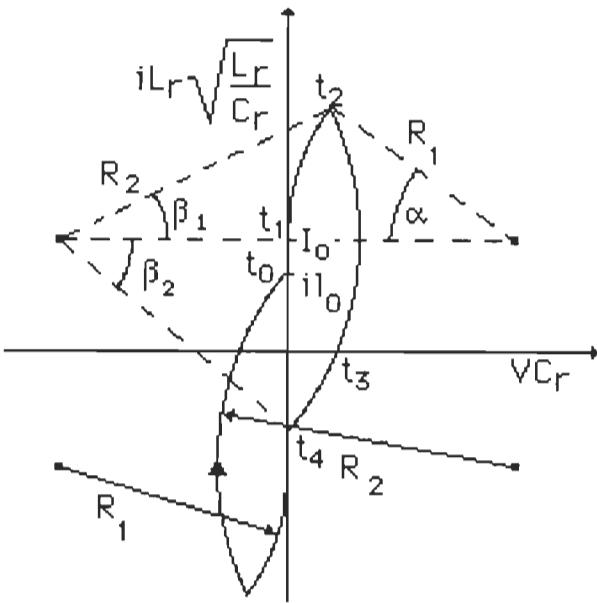


Figure 1.9. Plan d'état du CRP en mode discontinu.

À partir du moment où le condensateur est court-circuité par le redresseur, la tension d'alimentation apparaît aux bornes de l'inductance. L'expression du courant dans l'inductance est donc fonction de l'intégrale de la tension d'alimentation normalisée ( $E = 1$ ) en ajoutant le courant initial. Puisqu'au temps  $t_0$ , le courant dans l'inductance est de  $i_{L0}$  et qu'au temps  $t_1$  le courant dans l'inductance est de  $I_0$ , la relation entre ces variables est la suivante:

$$I_0 = \frac{1}{L_r} \int_{2\pi t_0}^{2\pi t_1} 1 \, dt + i_{L0} = 2\pi(t_1 - t_0) + i_{L0} \quad (1.46)$$

D'où

$$t_1 - t_0 = \frac{(I_0 - i_{L0})}{2 \pi} \quad (1.47)$$

La période de fonctionnement, en fonction de  $i_{L0}$ , se calcule

comme suit:

$$R_1 = 1 \quad (1.48)$$

$$R_2 = \sqrt{(i_{L0} + I_0)^2 + 1} = \sqrt{(2 - \cos(\alpha))^2 + \sin^2(\alpha)} \quad (1.49)$$

$$(i_{L0} + I_0)^2 + 1 = 4 - 4 \cos \alpha + \cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha = 4 - 4 \cos \alpha + 1 \quad (1.50)$$

$$\alpha = \cos^{-1}\left(\frac{4 - (i_{L0} + I_0)^2}{4}\right) \quad (1.51)$$

$$\beta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{\sin \alpha}{R_2}\right); \quad \beta_2 = \cos^{-1}\left(\frac{1}{R_2}\right) \quad (1.52)$$

$$T_s = 2 * \frac{\alpha + \beta_2 + \beta_1 + I_0 - i_{L0}}{2 \pi} \quad (1.53)$$

Si on augmente davantage la fréquence d'opération,  $i_{L0}$  devient négatif jusqu'à ce qu'il soit égal à  $-I_0$ . Lorsque le courant dans l'inductance ne peut devenir plus grand que le courant de charge à cause de la fréquence de fonctionnement et/ou du courant de charge trop élevé, la tension aux bornes du condensateur ne peut pas évoluer. Ce nouveau mode de fonctionnement s'appelle "mode court-circuit". Ceci peut être modélisé par une source de tension carrée alimentant une inductance, tel qu'illustré à la figure 1.10.

Les formes d'onde du CRP fonctionnant en mode court-circuit, sont dessinées à la figure 1.11. On peut voir qu'il y a un courant maximal que l'on peut atteindre; ce courant est le courant de charge ( $I_0$ ) en court-circuit. L'allure du plan d'état est simplement un va-et-vient sur l'axe du courant, allant de  $+I_0$  à  $-I_0$ . Il y a donc, théoriquement, une fréquence de fonctionnement maximale pour un certain courant de charge et un courant maximal pour une certaine fréquence de fonctionnement.

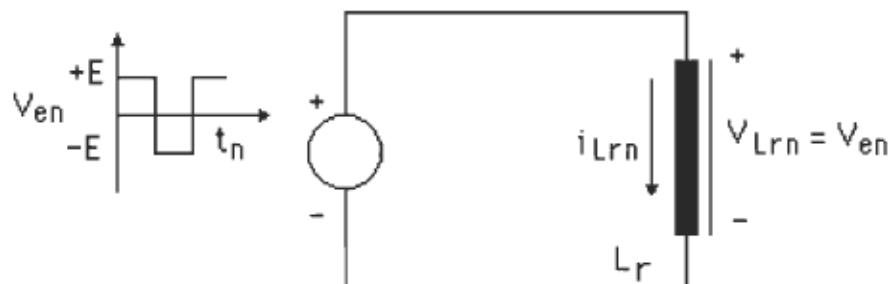


Figure 1.10. Circuit équivalent du CRP en mode court-circuit.

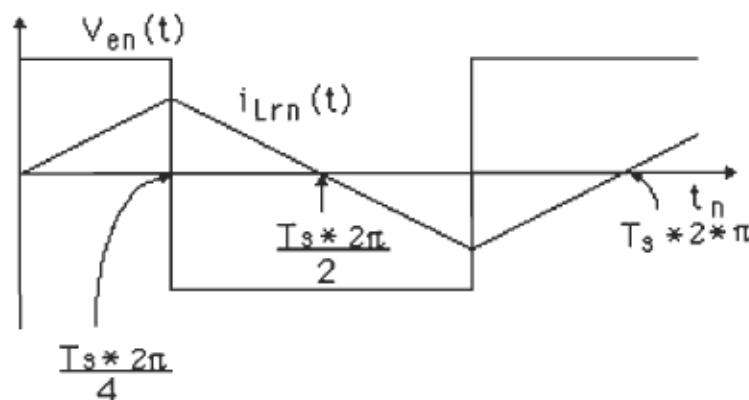


Figure 1.11. Formes d'ondes de la tension d'alimentation et du courant dans l'inductance du CRP en mode court-circuit.

On a vu (équation 1.50) que l'expression du courant dans

l'inductance en fonction du temps, lorsque le condensateur est court-circuité, est l'intégrale de la tension d'alimentation. De la figure 1.11, on peut conclure que le courant normalisé maximal qui peut circuler dans l'inductance sera l'intégrale de "1" sur un quart de période, soit:  $I_{occ} = (2\pi * 1/f_s)/4$ . Si le courant de charge demandé par l'utilisateur est supérieur à cette valeur, on est en mode court-circuit. Les équations de  $i_L(t)$  de  $V_C(t)$  sont les suivantes:

$$i_{L_0} = -I_0 ; \alpha = 0 ; \beta_1 = 0 ; \beta_2 = 0 \quad (1.54)$$

$$T_s = \frac{4 I_0}{2 \pi} \quad (1.55)$$

### 1.3.2 Détermination des équations des variables d'état en fonction du temps.

Se référant aux définitions des instants données lors de l'étude de chaque mode de fonctionnement, on retrouve les instants suivants:

- $t_0$  l'instant où la tension aux bornes du condensateur s'annule.

- $t_1$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_1$  débute.

- $t_2$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_1$  termine et celle de rayon  $R_2$  débute.

- $t_3$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_2$  passe par zéro.

- $t_4$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_2$  termine.

$$t_0 = 0 ; \quad t_1 = \frac{I_0 - i_{L_0}}{2 \pi} ; \quad t_2 = t_1 + \frac{\alpha}{2 \pi} \quad (1.56)$$

$$t_3 = t_2 + \frac{\beta_1 + \sin^{-1}(I_0/R_2)}{2\pi}; \quad t_4 = t_2 + \frac{\beta_1 + \beta_2}{2\pi} = \frac{1}{2f_0} \quad (1.57)$$

En mode continu,

$$t_0 = t_1 \quad (1.58)$$

En mode court-circuit,

$$t_1 = t_2, \quad t_2 = t_3, \quad t_3 = t_4 \quad (1.59)$$

Pour  $t_0 \leq t < t_1$

$$i_L(t) = i_{L0} + 2\pi(t-t_0) \quad (1.60)$$

$$V_C(t) = 0 \quad (1.61)$$

Pour  $t_1 \leq t < t_2$ .

$$i_L(t) = I_0 + R_1 \sin(2\pi(t - t_1) + \alpha_1) \quad (1.62)$$

$$V_C(t) = 1 - R_1 \cos(2\pi(t - t_1) + \alpha_1) \quad (1.63)$$

Pour  $t_2 \leq t < t_4$ .

$$i_L(t) = I_0 - R_2 \sin(2\pi(t - t_2) - \beta_1) \quad (1.64)$$

$$V_C(t) = R_2 \cos(2\pi(t - t_2) - \beta_1) - 1 \quad (1.65)$$

### 1.3.3 Détermination du mode de fonctionnement.

La première étape pour l'obtention des conditions de régime permanent est de déterminer dans quel mode de fonctionnement le CRP opère. La détermination du mode de fonctionnement se fait en calculant la période de fonctionnement critique entre deux modes.

Comme les données pour le calcul des conditions de régime

permanent sont le courant de charge et la fréquence de fonctionnement, il est possible de déterminer directement si on est en mode court-circuit. Pour ce faire, on utilise la relation (65). Donc, on est en mode court-circuit si:

$$I_0 \geq \frac{2\pi}{4 f_s} \quad (1.66)$$

Pour déterminer si on est en mode continu ou en mode discontinu, on calcule la période de fonctionnement lorsque la valeur de  $i_{L0}$  équivaut au courant de charge en mode continu. Ce point de fonctionnement est situé à la limite entre le mode continu et le mode discontinu. Si la période de fonctionnement "critique" calculée est inférieure à la période de fonctionnement réelle, on est en mode discontinu; dans le cas contraire, on est en mode continu. On aura donc les équations suivantes:

$$R_1 = 1; \alpha_1 = 0 \text{ et } i_{L0} = I_0 \quad (1.67)$$

De l'équation (1.41),

$$\alpha = \cos^{-1}(1 - I_0^2) \quad (1.68)$$

De l'équation (1.35),

$$R_2 = \sqrt{4 I_0^2 + 1} \quad (1.69)$$

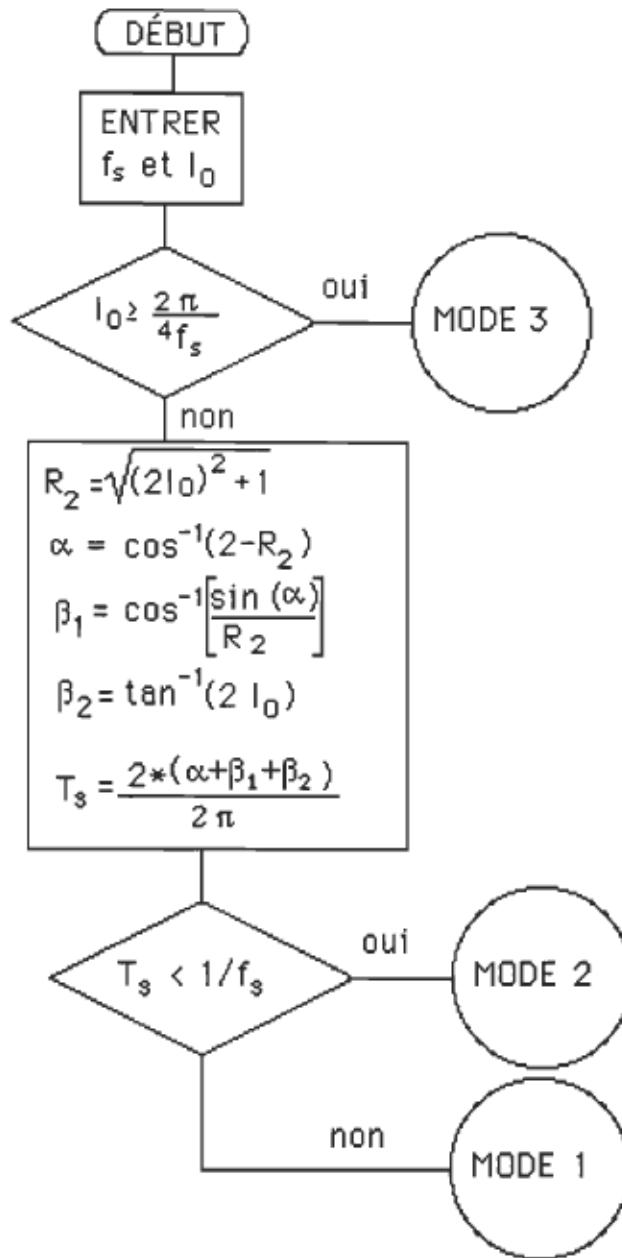
De l'équation (1.44)

$$\beta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{\sin(\alpha)}{R_2}\right); \quad \beta_2 = \cos^{-1}(1/R_2) = \tan^{-1}(2l_0) \quad (1.70)$$

La période de fonctionnement se calcule donc comme suit:

$$T_s = 2 * \frac{(\alpha + \beta_2 + \beta_1)}{2\pi} \quad (1.71)$$

L'algorithme servant à la détermination du mode de fonctionnement est à la figure 1.12. Le programme de simulation du CRP fonctionnant au-dessus de la résonance, à l'aide du plan d'état, est listé en annexe 1.3.



MODE 1: Mode continu.

MODE 2: Mode discontinu.

MODE 3: Mode court-circuit.

Figure 1.12. Algorithme de détermination du mode de fonctionnement.

#### 1.3.4 Résultats de simulation.

Les figures 1.13 à 1.24, inclusivement, nous montrent les formes d'ondes de la tension normalisée aux bornes du condensateur ( $V_C(t)$ ), du courant normalisé dans l'inductance ( $i_L(t)$ ) ainsi que du plan d'état ( $i_L(V_C)$ ) pour tous les modes de fonctionnement étudiés ci-haut; ceci pour une fréquence de fonctionnement normalisée de 1.3. On a, sur les figures 1.13 et 1.14, les formes d'ondes dans des conditions à vide ( $I_0 = 0$ ). Sur les figures 1.15 et 1.16, on a les courbes en mode conduction continue pour un courant de charge (normalisé) de 0.1. Les figures 1.17 et 1.18 nous montrent les courbes en mode critique; c'est-à-dire  $i_{L0} = I_0$  en mode continu. Ce mode de fonctionnement est à la limite entre le mode continu et le mode discontinu. Le courant de charge, pour la fréquence de fonctionnement de 1.3, est de 0.66047. Les figures 1.19 à 1.22 nous montrent les formes d'ondes en mode discontinu. Sur les figures 1.19 et 1.20,  $0 < i_{L0} < I_0$  (pour un courant de charge de 0.7) et sur les figures 1.21 et 1.22,  $-I_0 < i_{L0} < 0$  (pour un courant de charge de 0.9). Ces deux modes de conduction discontinue sont caractérisés par le fait que  $i_{L0} > 0$  ou  $i_{L0} < 0$ ; leurs comportements sont semblables. Enfin, les figures 1.23 et 1.24 nous montrent les mêmes formes d'ondes en mode court-circuit. Le courant de charge, à ce moment-là, est de 1.213.

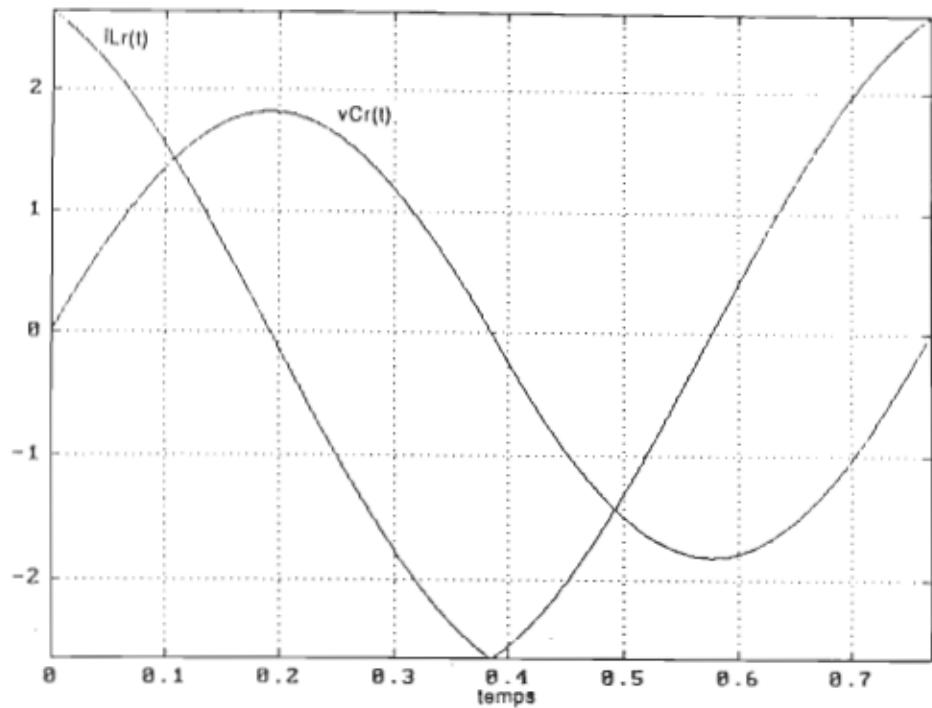


Figure 1.13. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_C(t)$  en mode circuit ouvert.

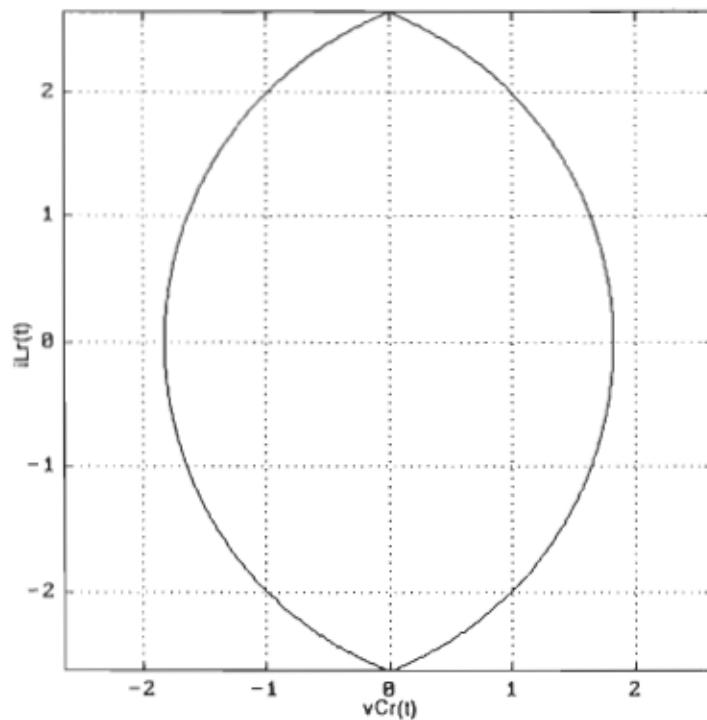


Figure 1.14. Plan d'état en mode circuit ouvert.

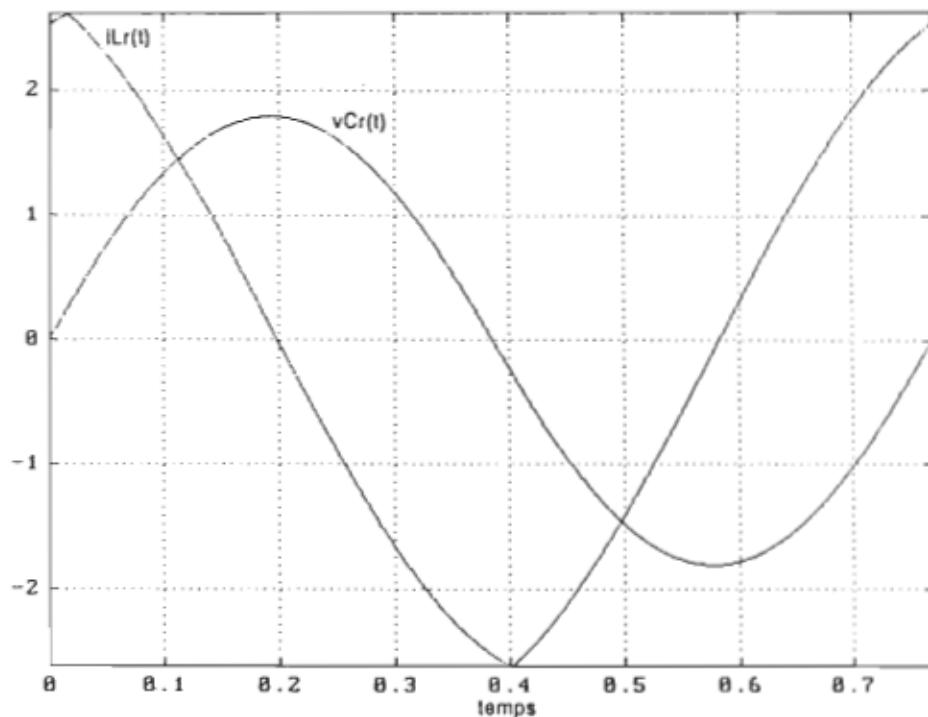


Figure 1.15. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_{Cr}(t)$  en mode conduction continue.

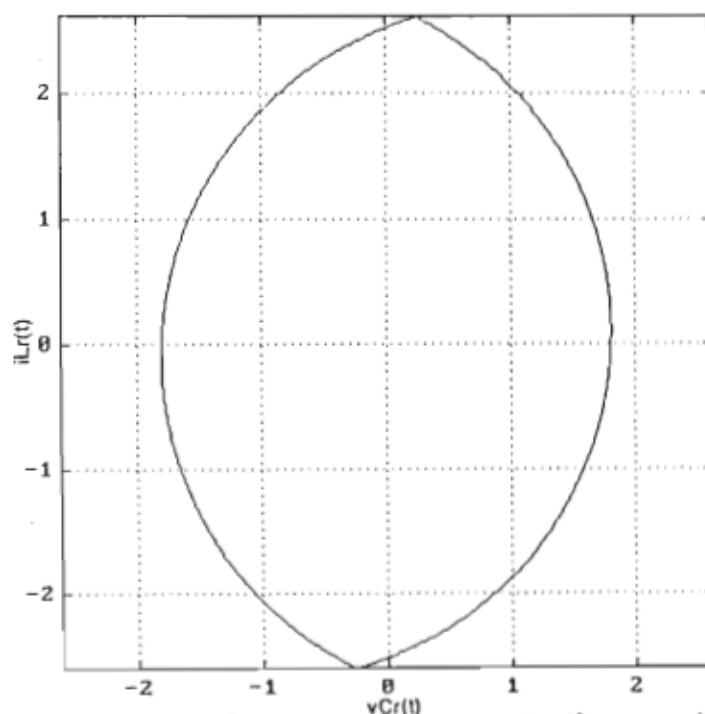


Figure 1.16. Plan d'état en mode conduction continue.

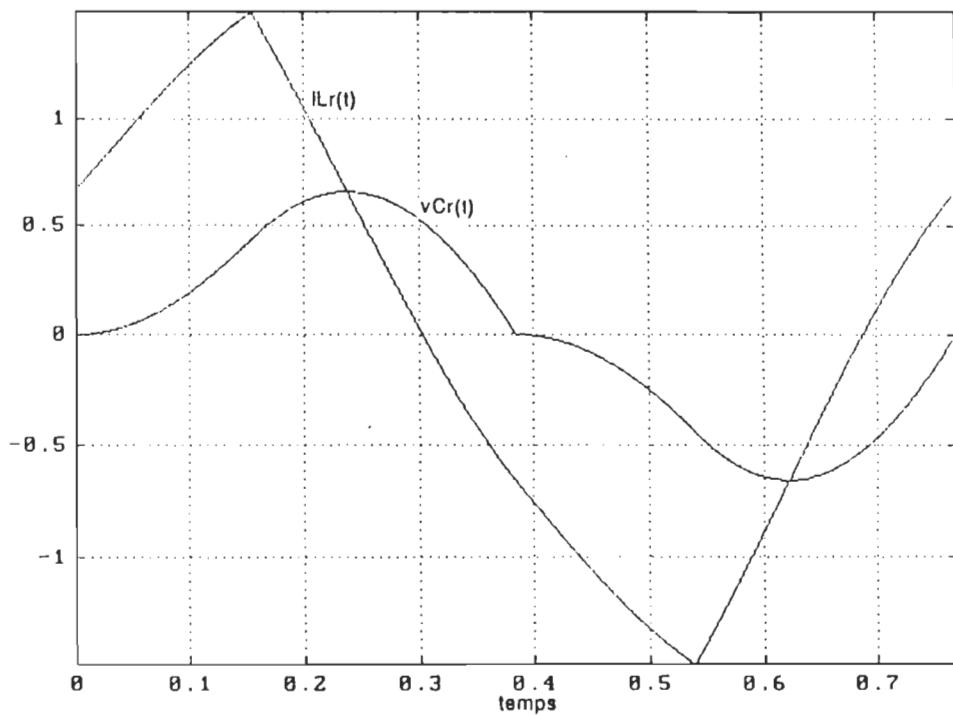


Figure 1.17. Courbes de  $i_L(t)$  et  $V_C(t)$  en mode critique.

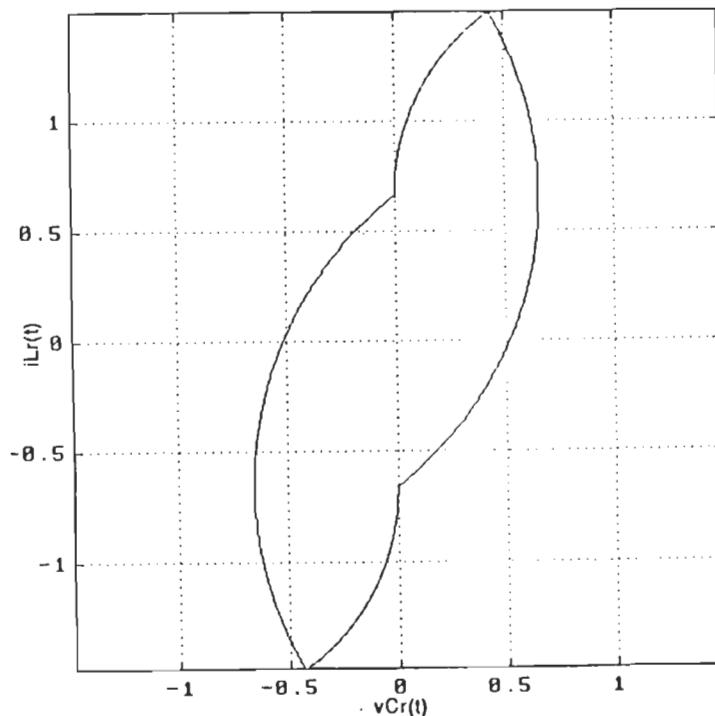


Figure 1.18. Plan d'état en mode critique.

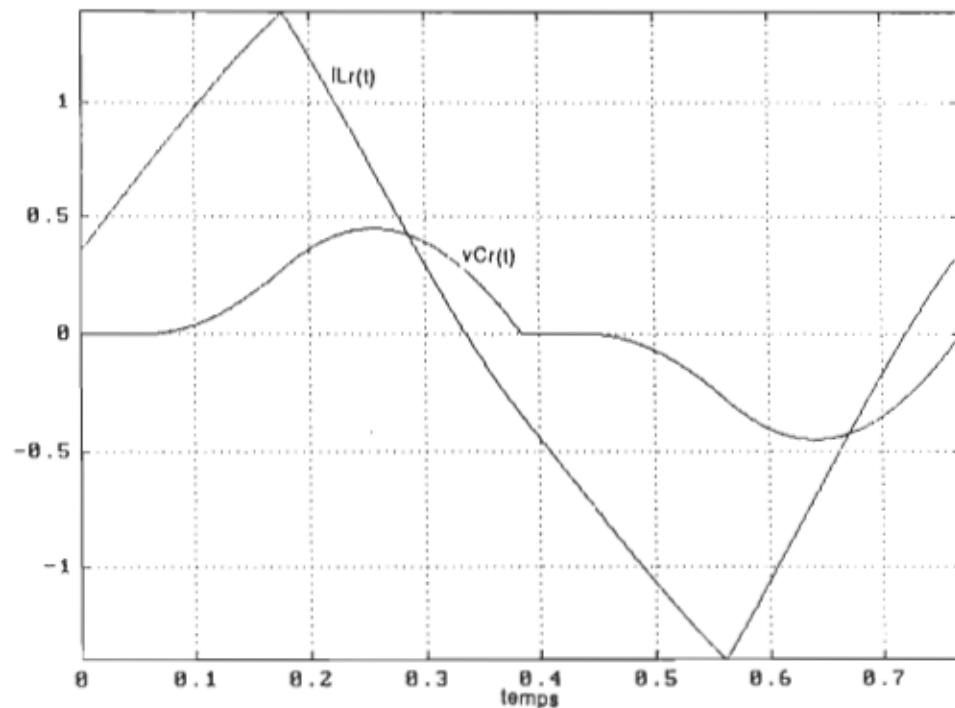


Figure 1.19. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_{Cr}(t)$  en mode conduction discontinue ( $i_{Lo} > 0$ ).

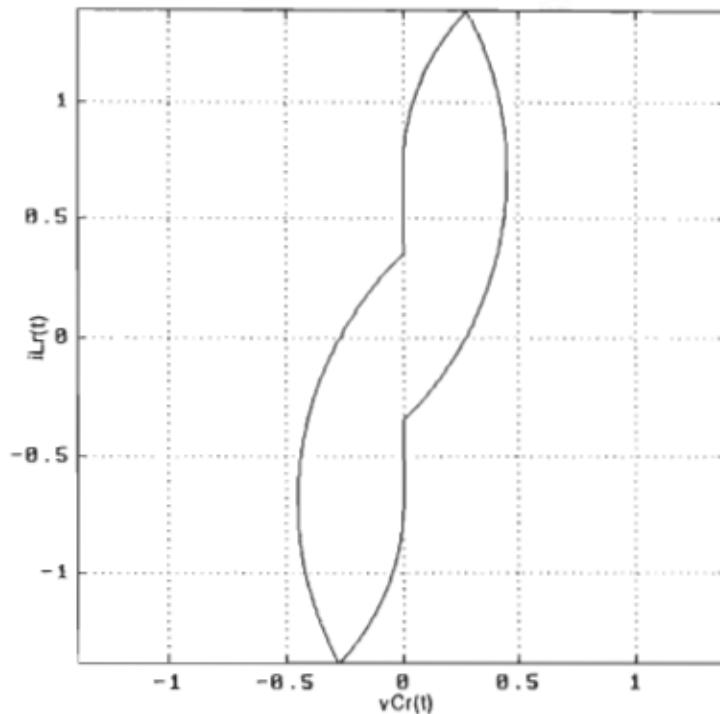


Figure 1.20. Plan d'état en mode conduction discontinue ( $i_{Lo} > 0$ ).

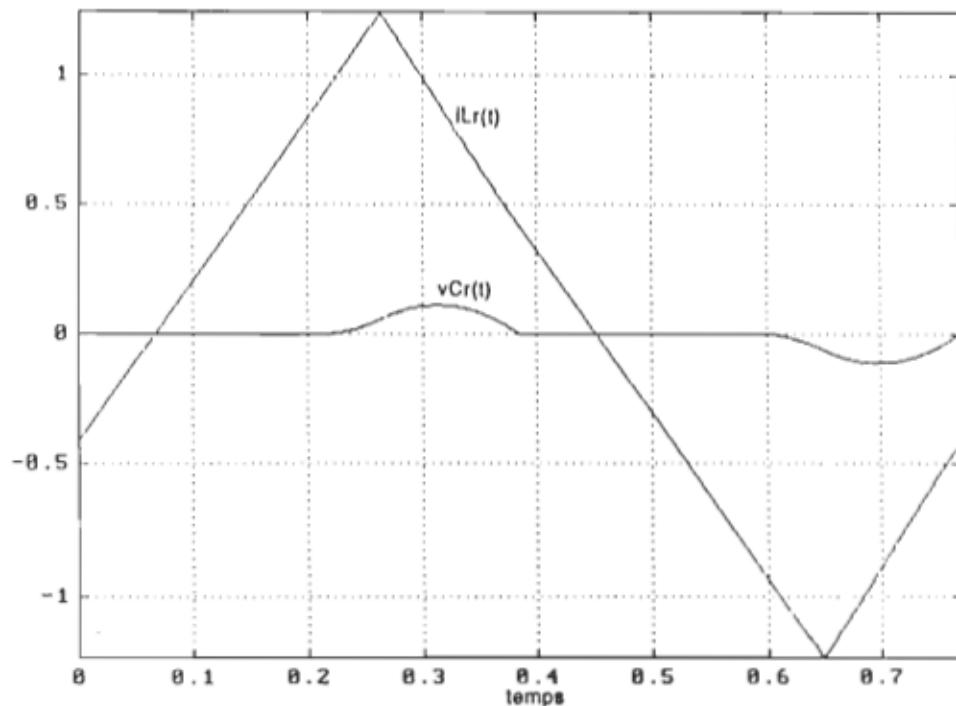


Figure 1.21. Courbes de  $i_L(t)$  et  $V_C(t)$  en mode conduction discontinue ( $i_{Lo} < 0$ ).

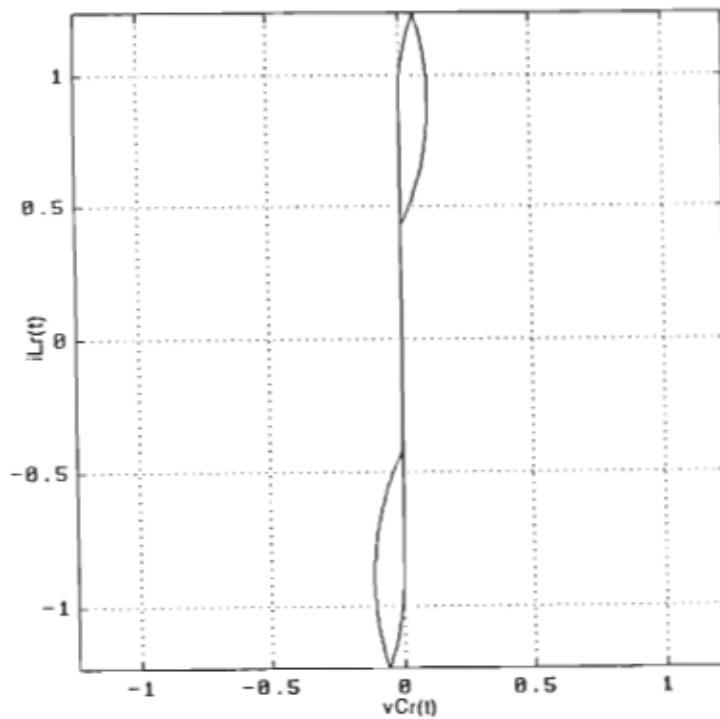


Figure 1.22. Plan d'état en mode conduction discontinue ( $i_{Lo} < 0$ ).

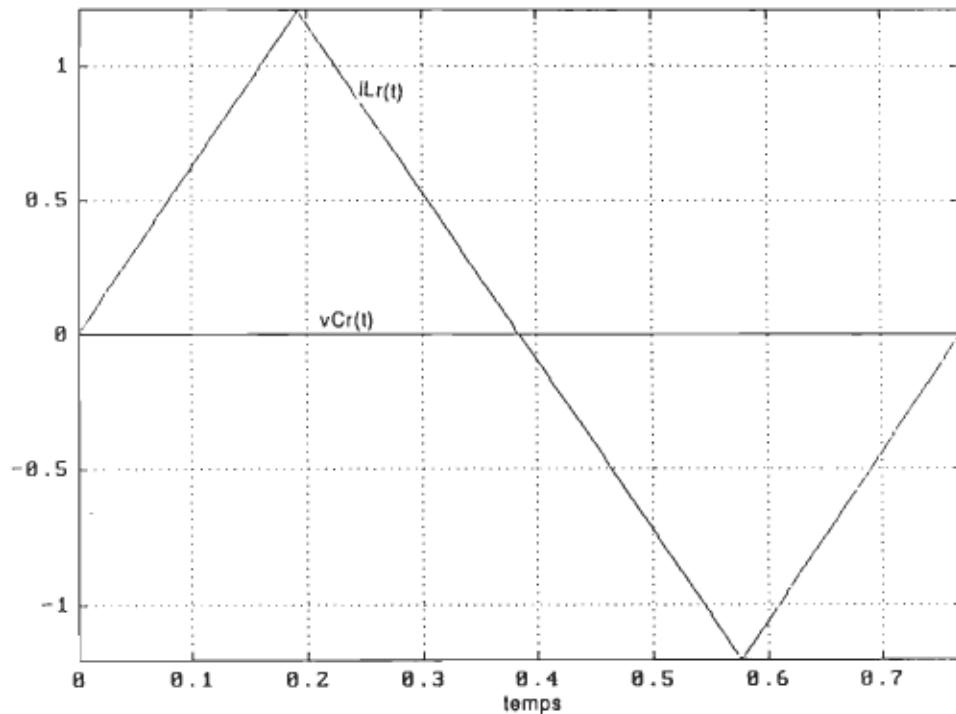


Figure 1.23. Courbes de  $i_L(t)$  et  $V_C(t)$  en mode court-circuit.

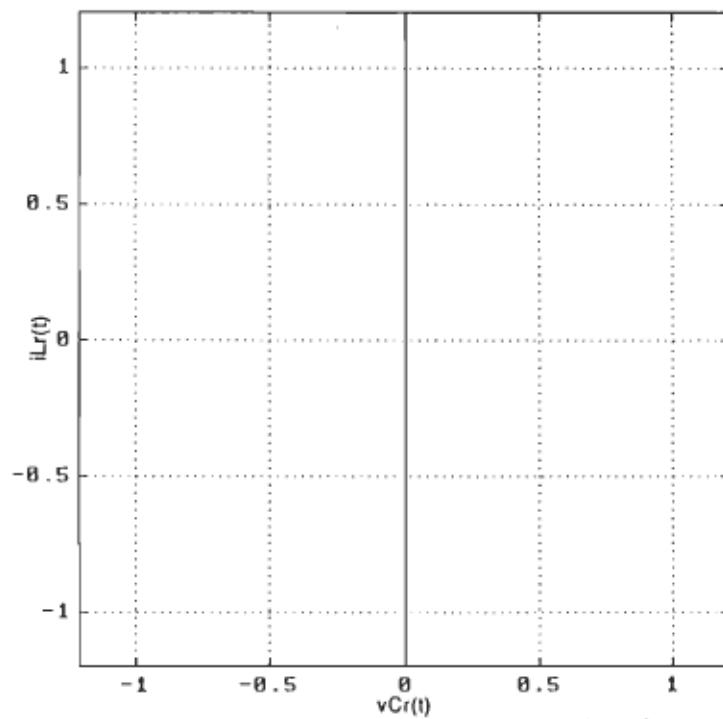


Figure 1.24. Plan d'état en mode court-circuit.

### 1.3.5 Calcul de la tension de sortie à l'aide des équations du plan d'état.

La tension normalisée qui va apparaître à la sortie sera déterminée par la tension moyenne redressée aux bornes du condensateur. Pour la calculer, on intègre la tension  $V_C(t)$  sur la demi-période où la tension est positive et on divise le tout par la demi-période.

- En mode continu

$$V_0 = \frac{1}{\alpha + \beta_1 + \beta_2} \left\{ \int_{\alpha_1}^{\alpha_1 + \alpha} [1 - R_1 \cos(\alpha)] d\alpha + \int_{-\beta_1}^{\beta_2} [R_2 \cos(\beta) - 1] d\beta \right\} \quad (1.72)$$

$$V_0 = \frac{(\alpha - \beta_1 - \beta_2) - R_1[\sin(\alpha_1 + \alpha) - \sin(\alpha_1)] + R_2[\sin(\beta_2) + \sin(\beta_1)]}{\alpha + \beta_1 + \beta_2} \quad (1.73)$$

- En mode discontinu

$$V_0 = \frac{1}{2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2} \left\{ \int_0^\alpha [1 - \cos(\alpha)] d\alpha + \int_{-\beta_1}^{\beta_2} [R_2 \cos(\beta) - 1] d\beta \right\} \quad (1.74)$$

$$V_0 = \frac{(\alpha - \beta_1 - \beta_2) - \sin(\alpha) + R_2[\sin(\beta_2) + \sin(\beta_1)]}{2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2} \quad (1.75)$$

- En mode court-circuit

$$V_0 = 0 \quad (1.76)$$

Une fois la tension calculée, on obtient la puissance normalisée délivrée à la sortie du CRP en la multipliant par le courant de charge.

$$P_0 = V_0 \cdot I_0 \quad (1.77)$$

Le choix de la tension de sortie se fera à l'aide de la courbe de  $V_0$  en fonction de la fréquence de fonctionnement (figure 1.25). On peut voir que deux facteurs principaux vont influencer le choix de la tension normalisée de sortie: l'amplitude de la tension de sortie et le pouvoir de contrôle sur celle-ci. Plus la tension de sortie sera élevée (pour une même puissance) plus le courant dans le circuit résonant sera petit et moins les contraintes sur les composants seront élevées. On aura donc intérêt à avoir une tension de sortie élevée. Si la fréquence d'opération se rapproche de la fréquence de résonance, la tension de sortie augmente, mais le contrôle sur la puissance de sortie devient très difficile, car une petite variation de la fréquence de fonctionnement amène une grande variation de la tension et de la puissance à la sortie. De plus, en se rapprochant trop de la fréquence de résonance, on risque de descendre en dessous de celle-ci et le convertisseur s'arrêterait aussitôt. Il y a donc un compromis à faire entre l'amplitude maximum désirée de la tension de sortie et le pouvoir de la contrôler avec précision. On peut voir qu'une tension de 1 p.u. semble le meilleur compromis entre la tension de sortie élevée et la plage de contrôle de la fréquence de fonctionnement.

La figure 1.26 nous montre la courbe de la fréquence d'opération en fonction du courant de charge pour garder la tension de sortie unitaire.

La puissance développée par le convertisseur sera donc contrôlée par la fréquence de fonctionnement. Un contrôle de la tension et/ou du courant de sortie est donc possible à l'aide de ce paramètre de contrôle.

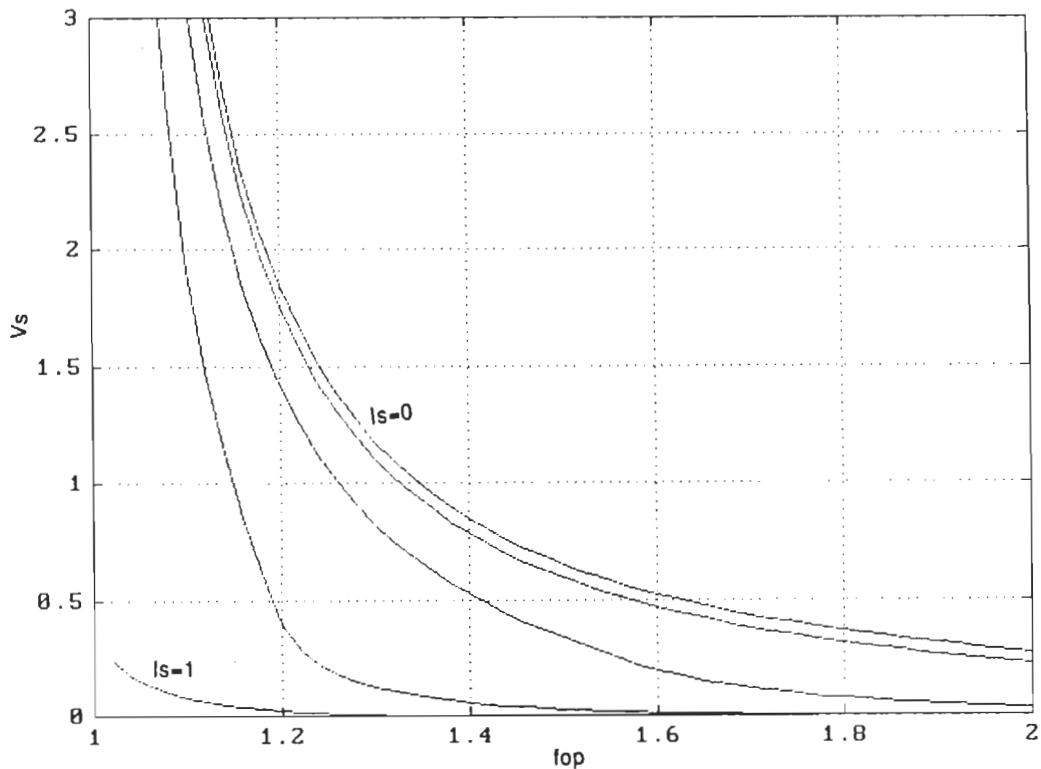


Figure 1.25. Courbe de la tension de sortie ( $V_o$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

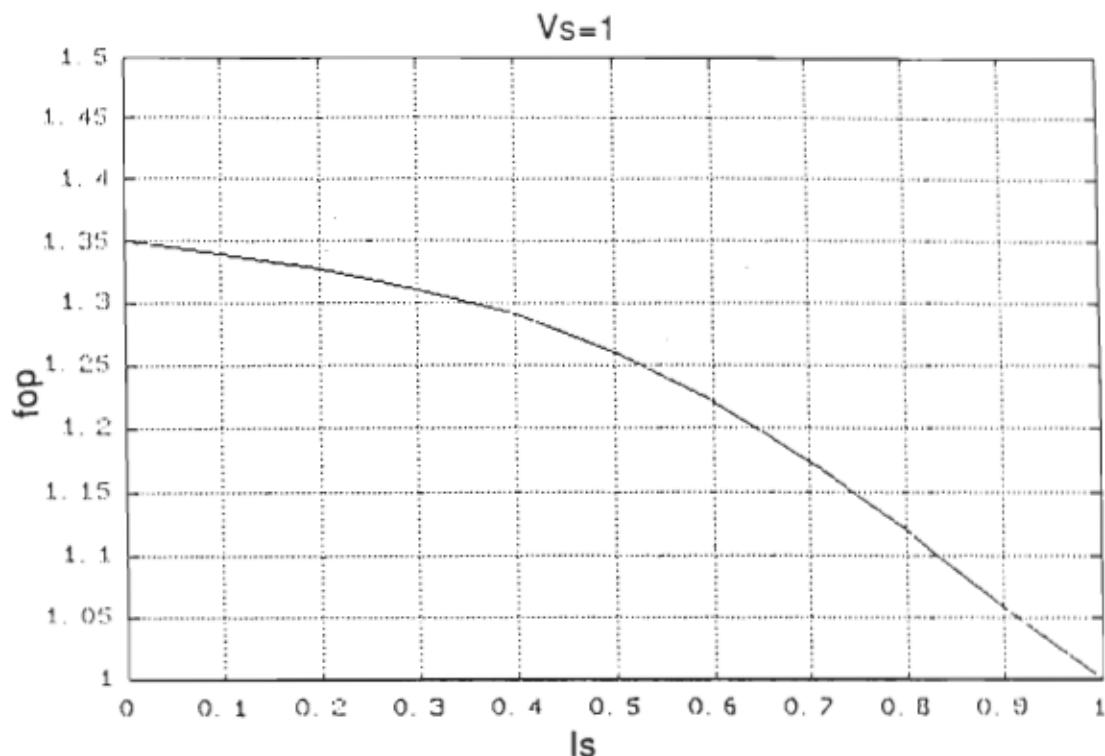


Figure 1.26. Caractéristique de sortie du CRP pour une tension de sortie unitaire.

### 1.3.5 Dimensionnement des composants.

Puisque le CRP est susceptible de fonctionner dans tous les modes de fonctionnement, il est préférable de développer des expressions analytiques décrivant les tensions et courants maximaux et moyens dans les différents éléments du circuit, pour tous les modes de fonctionnement.

- Dimensionnement de  $T_1$  et  $T_2$ .

En mode continu, le transistor  $T_1$  conduit pour les périodes allant de  $t_1$  à  $t_2$  (arc de cercle de rayon  $R_1$ ) et de  $t_3$  à  $t_4$  (deuxième partie de l'arc de cercle de rayon  $R_2$ ). Le courant moyen circulant dans le transistor se calcule à partir de l'intégrale du courant qui y circule sur la période complète.

$$IT_{moy} = \frac{1}{2^*(\alpha + \beta_1 + \beta_2)} \left\{ \int_{\alpha_1}^{\alpha + \alpha_1} (I_0 + R_1 \sin(\alpha)) d\alpha + \int_{\beta_C}^{\beta_2} (R_2 \sin(\beta) - I_0) dt \right\} \quad (1.78)$$

$$IT_{moy} = \frac{I_0 (\alpha + \beta_C - \beta_2) + R_1 (\cos \alpha_1 - \cos(\alpha + \alpha_1)) + R_2 (\cos(\beta_C) - \cos(\beta_2))}{2^*(\alpha + \beta_1 + \beta_2)} \quad (1.79)$$

Où  $\beta_C$  est l'angle de rayon  $R_2$  entre l'horizontal et le passage par zéro du courant  $i_L(t)$ .

$$\beta_C = 2\pi(t_3 - t_2) \quad (1.80)$$

Le courant maximal qui va circuler dans le transistor sera le même courant maximal qui va circuler dans l'inductance ( $i_{Lmax}$ ). Ce courant sera déterminé par la somme du rayon  $R_1$  et du courant de charge  $I_0$  si  $\alpha_1 + \alpha \geq 90^\circ$ , sinon le courant maximal sera celui au moment de l'ouverture du transistor  $i_L(t_2)$ . Donc:

Si  $\alpha_1 + \alpha \geq 90^\circ$

$$i_{Lmax} = R_1 + I_0 \quad (1.81)$$

Sinon

$$i_{Lmax} = I_0 + R_1 \sin(\alpha + \alpha_1) \quad (1.82)$$

Fin si

La tension maximale qu'auront à supporter  $T_1$  et  $T_2$  est de  $2^*E$  car, lorsque  $T_2$  ou  $D_2$  sont fermés, on retrouve cette tension aux bornes de  $T_1$  et vice versa pour  $T_2$ .

En mode discontinu, les instants de conduction de  $T_2$  dépendent de la polarité de  $i_{L0}$ . Si  $i_{L0} > 0$ ,  $T_1$  conduit de  $t_0$  à  $t_1$ , de  $t_1$  à  $t_2$  et de  $t_3$  à  $t_4$ . Par contre, si  $i_{L0} \leq 0$ ,  $T_1$  conduit à partir du moment où le courant  $i_L(t)$  devient positif. Donc:

Si  $i_{L0} \leq 0$

$$IT_{moy} = \frac{1}{2^*(2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2)} \left\{ \int_{2\pi t_1 - I_0}^{2\pi t_1} 2\pi t \, d(2\pi t) + \int_0^\alpha (I_0 + \sin(\alpha)) \, d\alpha \right\} \quad (1.83)$$

$$IT_{moy} = \frac{I_0 \alpha + \frac{I_0^2}{2} + 1 - \cos \alpha}{2^*(2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2)} \quad (1.84)$$

Si non

$$IT_{moy} = \frac{1}{2^*(2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2)} \left\{ \int_0^{2\pi t_1} 2\pi t \, d(2\pi t) + \int_0^\alpha (I_0 + \sin(\alpha)) \, d\alpha + \int_{\beta_C}^{\beta_2} (R_2 \sin(\beta) - I_0) \, d\beta \right\} \quad (1.85)$$

$$IT_{moy} = \frac{I_0(\beta_C - \beta_2 + \alpha) + \frac{(2\pi t_1)^2}{2} + R_2(\cos \beta_C - \cos \beta_2) + 1 - \cos \alpha}{2^*(2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2)} \quad (1.86)$$

Fin si

Le courant maximal qu'auront à supporter les transistors est le courant au moment de leur ouverture:

$$i_{L\max} = I_0 + \sin \alpha \quad (1.87)$$

Comme pour le mode conduction continu, la tension maximale qu'auront à supporter les transistors en mode discontinu est de  $2^*E$ .

En mode court-circuit,  $T_1$  conduit durant le premier quart de la période de fonctionnement. Le courant moyen dans les transistors sera donc le suivant:

$$IT_{moy} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{4}} \left[ \frac{4I_0}{T_s} * t \right] dt = \frac{1}{T_s} * \frac{4I_0}{T_s} \left[ \frac{T_s^2}{32} \right] = \frac{I_0}{8} \quad (1.88)$$

Le courant maximal sera évidemment de  $I_0$  et la tension maximale de  $2^*E$ .

- Dimensionnement de  $D_1$  et  $D_2$

La tension inverse que doivent supporter  $D_1$  et  $D_2$  est de  $2^*E$  car celles-ci sont en anti-parallèles avec  $T_1$  et  $T_2$ .

En mode continu, la diode  $D_1$  conduit de  $-\beta_1$  à  $\beta_C$ . Donc,

$$ID_{moy} = \frac{1}{2^*(\alpha + \beta_1 + \beta_2)} \int_{-\beta_1}^{\beta_C} (I_0 - R_2 \sin \beta) d\beta \quad (1.89)$$

$$ID_{moy} = \frac{I_0(\beta_1 + \beta_C) + R_2(\cos \beta_C - \cos \beta_1)}{2^*(\alpha + \beta_1 + \beta_2)} \quad (1.90)$$

En mode discontinu, si  $i_{L0} > 0$ , la diode conduit de  $-\beta_1$  à  $\beta_C$  sinon, elle conduit de  $-\beta_1$  à  $\beta_2$  et de  $-i_{L0}$  à 0.

Si  $i_{L0} > 0$

$$ID_{moy} = \frac{1}{2^*(2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2)} \left[ \int_{-\beta_1}^{\beta_C} (I_0 + R_2 \sin \beta) d\beta \right] \quad (1.91)$$

$$ID_{moy} = \frac{I_0(\beta_C + \beta_1) + R_2(\cos \beta_C - \cos \beta_1)}{2^*(2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2)} \quad (1.92)$$

Si non

$$ID_{moy} = \frac{1}{2^*(2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2)} \left[ \int_{-\beta_1}^{\beta_2} (I_0 + R_2 \sin \beta) d\beta + \int_{-i_{L0}}^0 2\pi t d(2\pi t) \right] \quad (1.93)$$

$$ID_{moy} = \frac{I_0(\beta_2 + \beta_1) + R_2(\cos \beta_2 - \cos \beta_1) - \frac{i_{L0}^2}{2}}{2^*(2\pi t_1 + \alpha + \beta_1 + \beta_2)} \quad (1.94)$$

Fin si

En mode court-circuit, le courant maximal sera de  $I_0/8$ , comme vu plus haut (figure 1.11).

#### - Dimensionnement de L et C

Le courant maximal qui circule dans L est le même que celui calculé pour  $T_1$  et  $T_2$ . En se référant aux figures 1.13, 1.15, 1.17, 1.19, 1.21 et 1.23, on voit que les formes des courbes de  $i_L(t)$  sont

des sinusoïdes par parties dont la surface sera toujours inférieure à celle d'une sinusoïde parfaite d'amplitude  $i_{L\max}$ . Donc,

$$i_{L\text{eff}} \leq \frac{i_{L\max}}{\sqrt{2}} \quad (1.95)$$

La tension maximale que supportera l'inductance (L) sera toujours inférieure à  $V_{C\max} + E$ :

$$\text{En mode continu, } V_{C\max} = R_2 - 1 \quad (\text{figure 1.5}) \quad (1.96)$$

$$\text{En mode discontinu, } V_{C\max} = R_2 - 1 \quad (\text{figure 1.9}) \quad (1.97)$$

$$\text{En mode court-circuit, } V_{C\max} = 0 \quad (\text{figure 1.11}) \quad (1.98)$$

La tension efficace que supportera le condensateur (C) sera toujours inférieure à la valeur efficace d'une forme sinusoïdale d'amplitude  $V_{C\max}$ . Donc,

$$V_{C\text{eff}} \leq \frac{V_{C\max}}{\sqrt{2}} \quad (1.99)$$

Le courant maximal qui circulera dans C sera toujours inférieur à  $i_{L\max} + I_0$ :

En mode continu, (figure 1.5)

Si  $\alpha_1 + \alpha \geq \pi/2$

$$i_{L\max} = R_1 + I_0 \quad (1.100)$$

si non

$$i_{L\max} = R_1 \sin(\alpha_1 + \alpha) + I_0 \quad (1.101)$$

Fin si

$$\text{En mode discontinu, } i_{L\max} = \sin(\alpha) + I_0 \text{ (figure 1.9)} \quad (1.102)$$

$$\text{En mode court-circuit, } i_{L\max} = I_0 \quad (\text{figure 1.11}) \quad (1.103)$$

Un programme de simulation calculant les valeurs de  $i_{L\max}$ ,  $V_{C\max}$ ,  $I_{Dmoy}$ ,  $I_{Tmoy}$ ,  $V_0$  et  $P_0$  a été conçu en fonction du courant de charge et de la fréquence d'opération. On peut voir la liste de ce programme en annexe 1.5. Les figures 1.27 à 1.32 nous montrent ces courbes. La figure 1.33 nous montre la caractéristique de charge ( $V_0$  en fonction de  $I_0$ ) pour différentes fréquences de fonctionnement. La figure 1.34 nous montre que l'on a une puissance normalisée maximale pour un courant normalisé entre 0.5 et 0.6, dépendamment de la fréquence de fonctionnement. La figure 1.35 nous montre que le courant efficace dans les interrupteurs diminue avec le courant de charge s'ils dépassent 0.3 du courant de base. Il apparaît donc que les pertes par conductions sont plus grandes à charge moyenne qu'à pleine charge (0.6 pu). Le CRP possède donc un inconvénient important qui est la diminution importante du rendement avec la diminution de la charge.

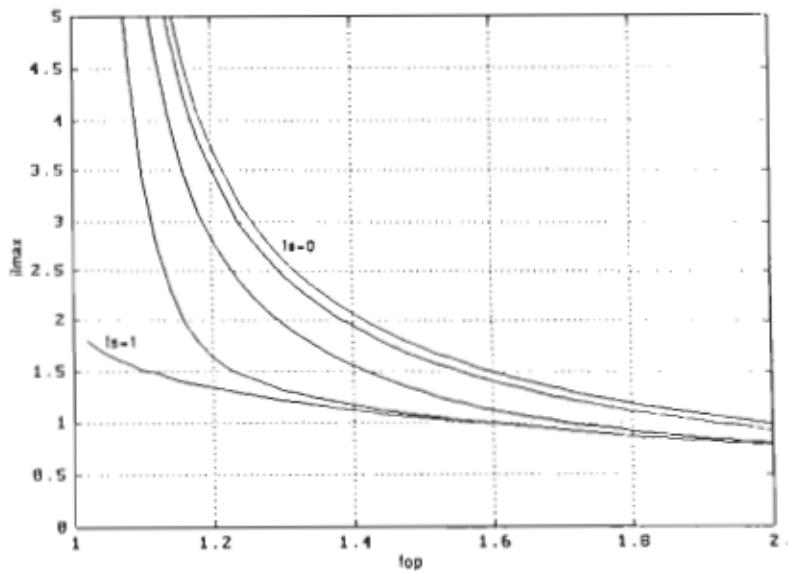


Figure 1.27. Courbe du courant maximal dans l'inductance ( $i_{L\max}$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

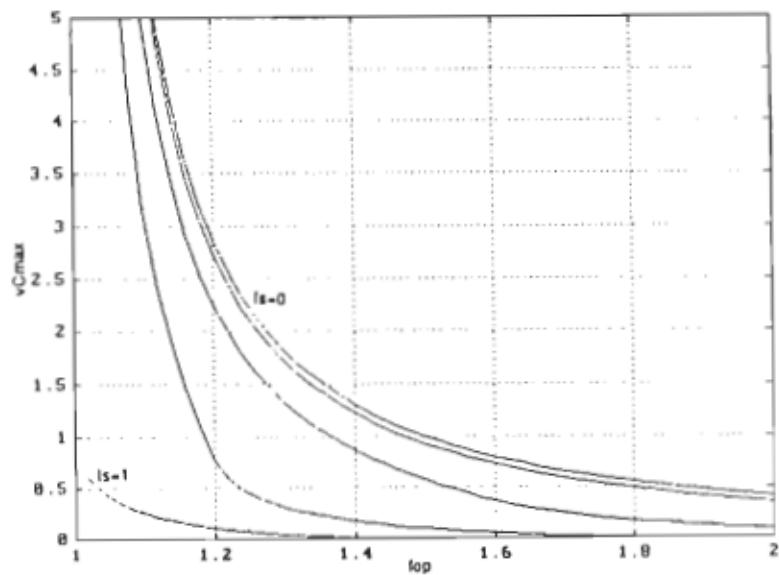


Figure 1.28. Courbe de la tension maximale aux bornes du condensateur ( $V_{C\max}$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

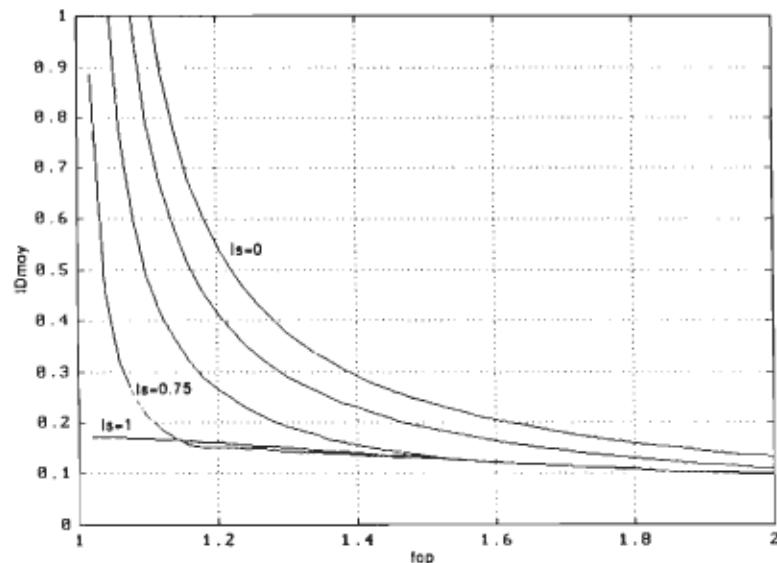


Figure 1.29. Courbe du courant moyen dans la diode en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

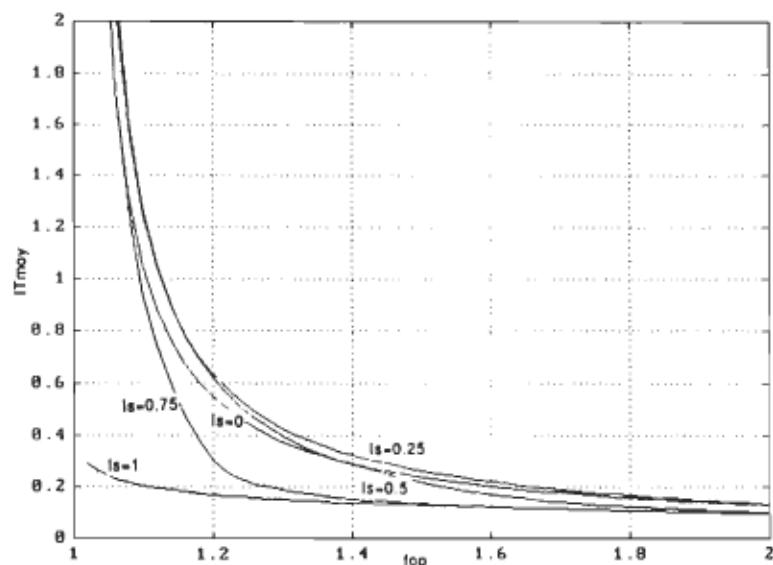


Figure 1.30. Courbe du courant moyen dans le transistor ( $I_{Tmoy}$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

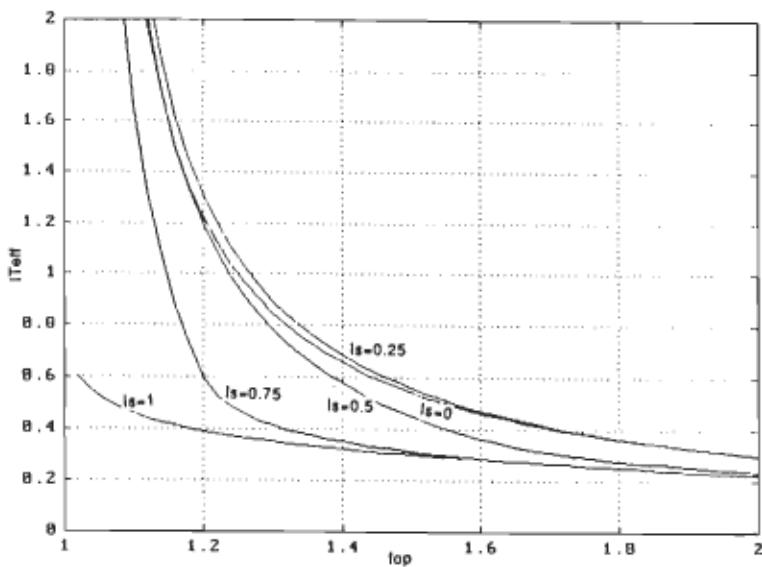


Figure 1.31. Courbe du courant efficace dans le transistor ( $I_{Teff}$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

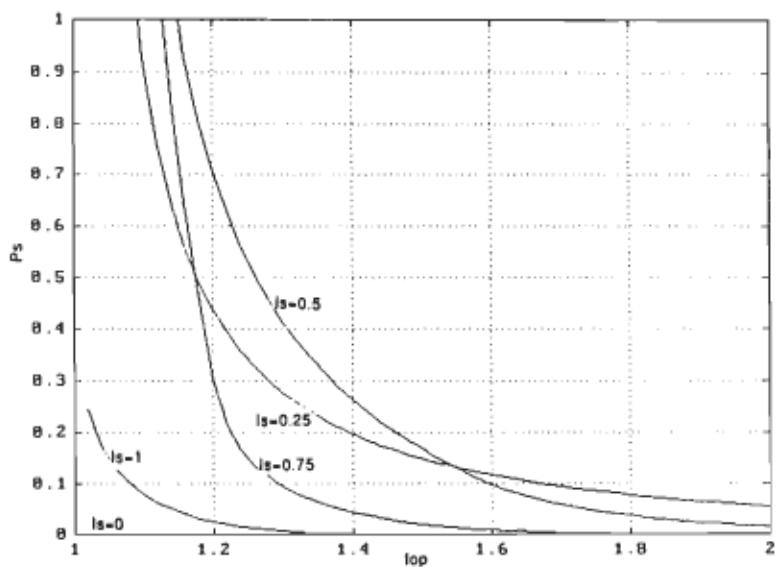


Figure 1.32. Courbe de la puissance à la sortie ( $P_0$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

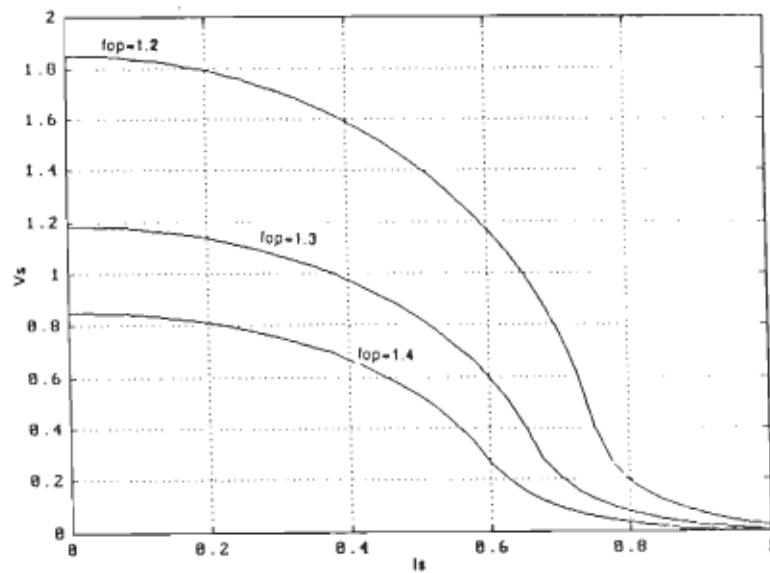


Figure 1.33. Courbe de la tension de sortie en fonction du courant de charge pour des fréquences d'opération allant de 1.2 à 1.4.

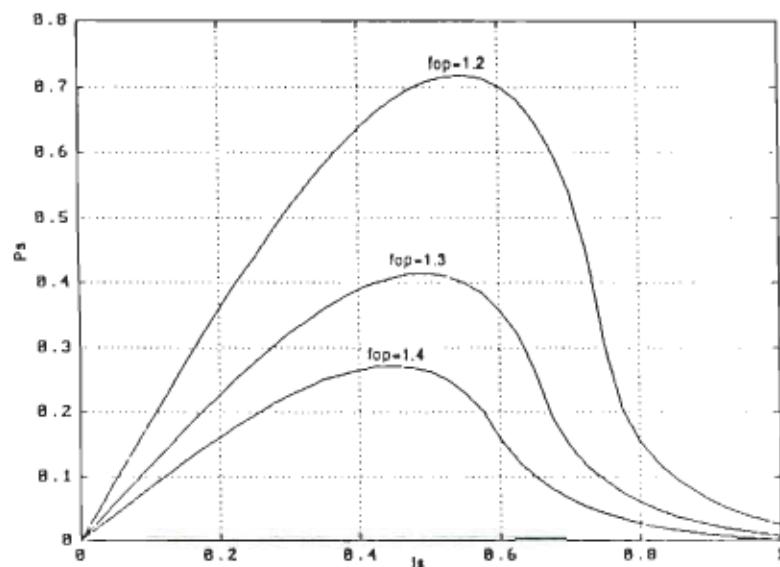


Figure 1.34. Courbe de la puissance à la sortie en fonction du courant de charge pour des fréquences d'opération allant de 1.2 à 1.4.

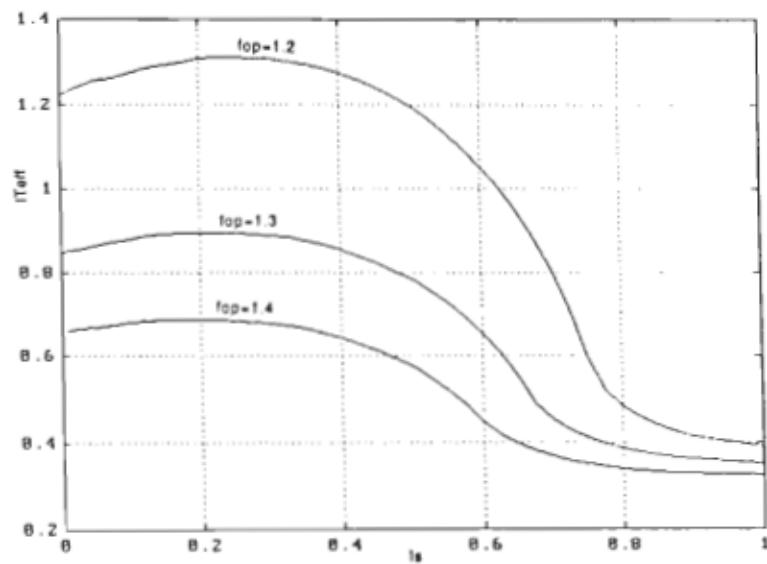


Figure 1.35. Courbe du courant efficace dans les interrupteurs en fonction du courant de charge pour des fréquences d'opération allant de 1.2 à 1.4.

#### 1.4 FONCTIONNEMENT AU-DESSOUS DE LA RÉSONANCE:

Si la période de fonctionnement du CRP est supérieure à la période de résonance naturelle du circuit résonant, les oscillations de courant dans l'inductance et de tension aux bornes du condensateur vont compléter plus d'un demi-cycle complet (à la fréquence de résonance) à chaque demi-cycle de fonctionnement. À la figure 1.36, on voit ce phénomène, particulièrement pour la courbe du courant dans l'inductance ( $i_L(t)$ ). L'ouverture de l'interrupteur devra donc être spontanée. Ceci est dû au fait qu'en amorçant un interrupteur à courant nul, son ouverture se fera à courant négatif (plus d'une demi-période d'oscillation de courant a été complétée). Par contre, la fermeture devra être forcée car le courant sera positif à la suite de la fermeture de l'interrupteur. Donc, l'amorçage sera forcé à l'aide d'une commande de fermeture et le blocage se fera spontanément.

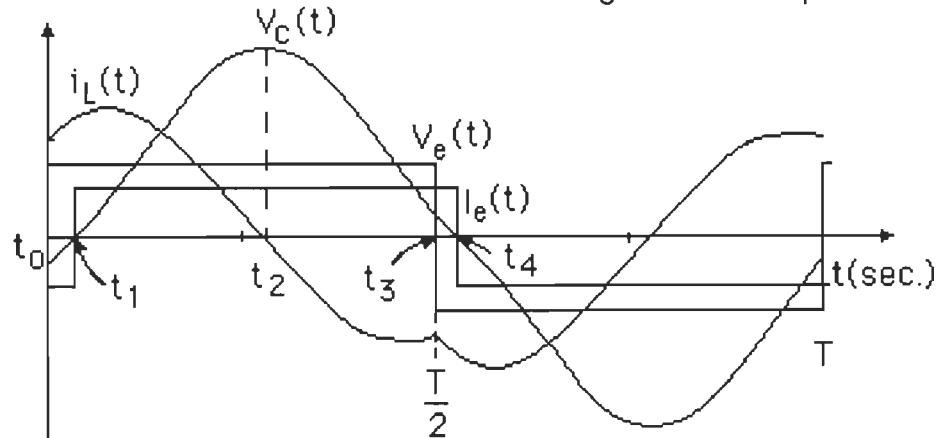


Figure 1.36. Évolution des courants et des tensions du CRP pour un fonctionnement au-dessous de la résonance.

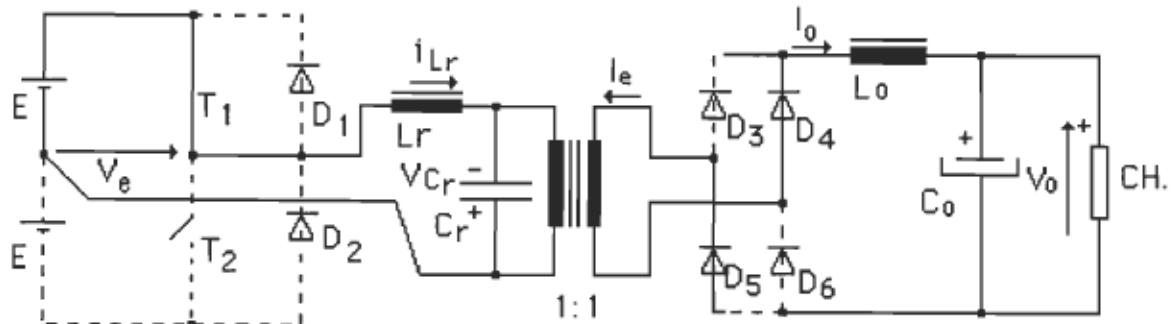
L'emploi d'un interrupteur dont la fermeture peut être commandée (thyristors ou transistors) avec une diode en

anti-parallèle sera donc essentiel pour un fonctionnement au-dessous de la résonance.

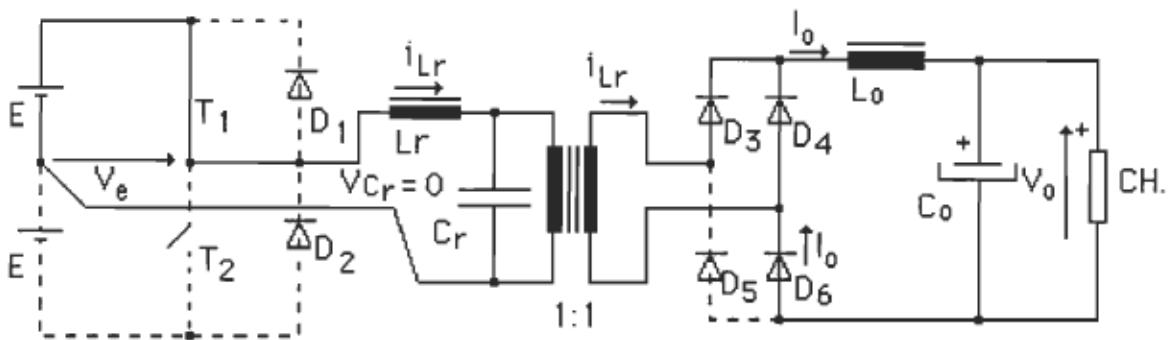
Puisqu'un circuit résonant est un circuit du deuxième ordre, les variables d'état de ce circuit oscilleront à la fréquence naturelle du circuit résonant. Si, pendant la conduction d'un seul interrupteur (ou de sa diode en anti-parallèle), le circuit peut osciller plus d'un cycle, le courant peut redevenir positif après avoir été négatif. Il y a donc deux stratégies de commande possibles, dépendamment si on permet ou non la reconduction de l'interrupteur. Si on ne permet pas la reconduction de l'interrupteur, on dit que l'on utilise une logique de commande de type "thyristors diodes". Si, par contre, on permet la reconduction de l'interrupteur dans le sens positif, on dit que l'on utilise une logique de commande du type "transistors diodes". Dans ce cas, chacun des interrupteurs conduit pendant un demi-cycle de fonctionnement (commande à  $180^\circ$ ), peu importe le sens du courant.

Lors du fonctionnement au-dessous de la résonance, le CRP possède les mêmes séquences de fonctionnement que lors du fonctionnement au-dessus de la résonance, en plus d'avoir une séquence où le courant dans l'inductance peut être nul si on fonctionne en logique thyristors diodes. Durant la première séquence (figure 1.37a), le transistor est amorcé et le courant de charge est vu négativement par le circuit résonant (à cause de la polarité de la tension aux bornes du condensateur). Au passage par zéro de la tension aux bornes du condensateur, si le courant dans l'inductance est inférieur au courant de charge, il y a discontinuité de la tension

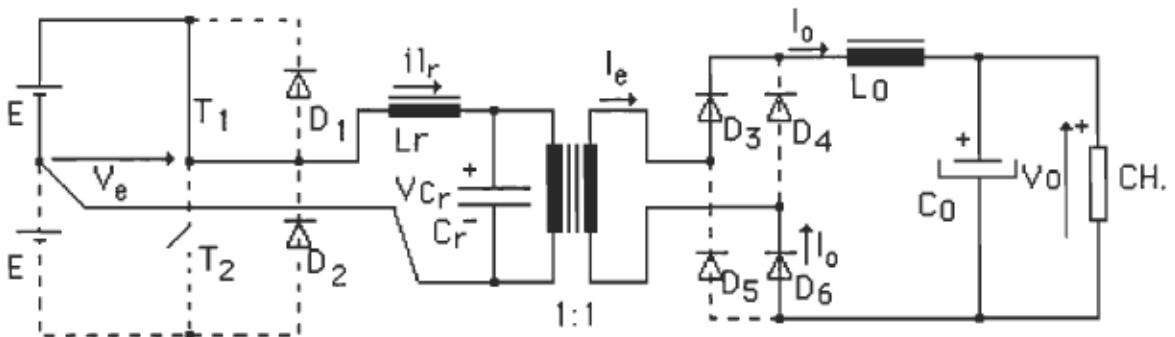
aux bornes du condensateur comme dans le cas d'un fonctionnement au-dessus de la résonance (figure 1.37b). Par contre, si le courant dans l'inductance est supérieur au courant de charge, il n'y a pas de discontinuité de la tension aux bornes du condensateur (figure 1.37c); le pont redresseur de sortie commute et le courant est vu positivement par le circuit résonant. La troisième (ou quatrième) séquence de fonctionnement se produit lorsque le courant s'inverse dans l'inductance; l'interrupteur bloque et sa diode en antiparallèle se met à conduire (figure 1.37d). Une cinquième séquence de fonctionnement peut se produire si la diode en antiparallèle conduit suffisamment longtemps pour que le courant dans l'inductance cherche à changer de sens de nouveau dans la même demi-période. Si on fonctionne en logique thyristors diodes, le courant va s'interrompre dans l'inductance (l'interrupteur s'étant bloqué lorsque la diode conduisait) et on aura une discontinuité de courant. La figure 1.37e nous montre cette séquence. Si la période de fonctionnement est suffisamment petite pour que le condensateur se décharge complètement, il y a une séquence où les deux variables d'état demeurent à zéro (figure 1.37f).



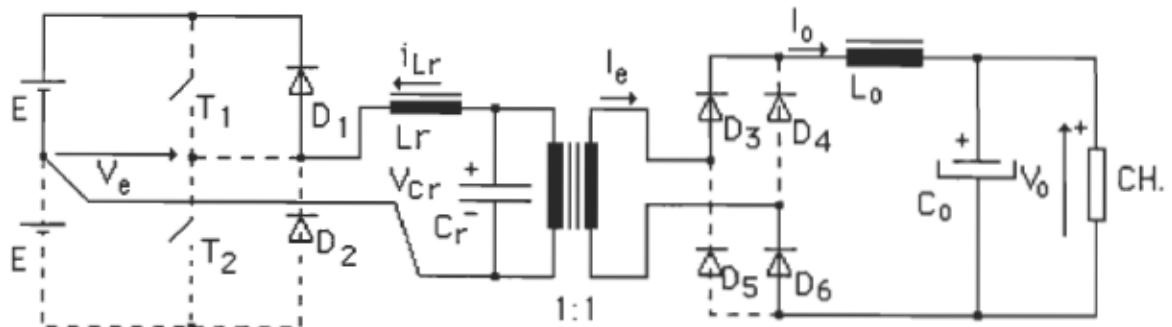
a) Conduction du thyristor avec courant de charge négatif.



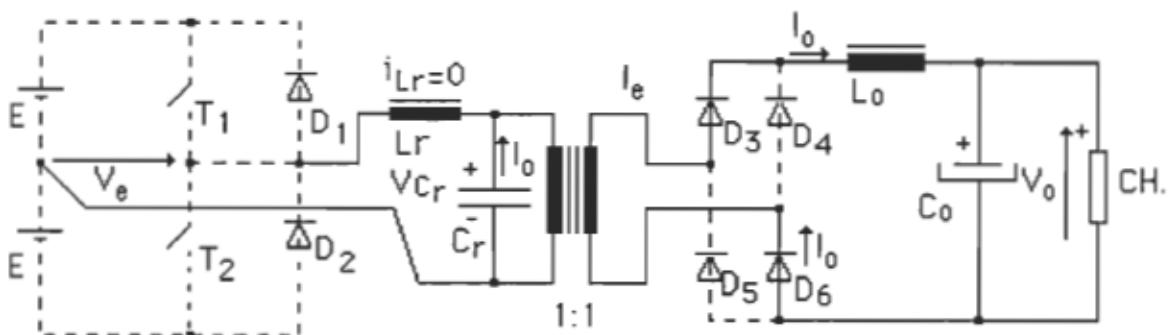
b) Conduction du thyristor avec discontinuité de la tension aux bornes du condensateur.



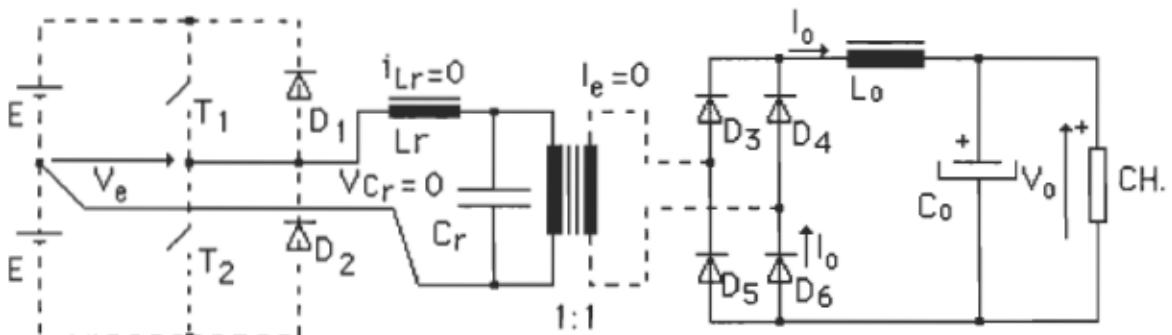
c) Conduction du thyristor avec un courant de charge positif.



d) Conduction de la diode avec un courant de charge positif.



e) Fonctionnement discontinu en courant.



f) Fonctionnement discontinu en tension et en courant.

Figure 1.37. Séquences de fonctionnement du CRP fonctionnant au-dessous de la fréquence de résonance.

#### 1.4.1 Calcul du régime permanent:

Comme l'utilisation du plan d'état nous a permis de déterminer facilement le régime permanent dans le cas du CRP fonctionnant au-dessus de la résonance, cette technique sera de nouveau utilisée pour l'étude du fonctionnement au-dessous de la résonance.

Les formes d'ondes de la tension aux bornes du condensateur et du courant dans l'inductance sont dessinées à la figure 1.36.

Le temps  $t_0$  est l'instant où une commande de fermeture est envoyée à l'interrupteur  $T_1$ ; donc l'instant où la diode  $D_2$  passe à l'état bloqué. Le temps  $t_1$  est l'instant où la tension aux bornes du condensateur ( $V_C(t)$ ) change de polarité, donc l'instant où la source de courant ( $I_e$ ) change de sens. Le temps  $t_2$  est l'instant où le courant dans l'inductance ( $i_L(t)$ ) passe par zéro; au même moment,  $D_1$  se met à conduire et  $T_1$  se bloque. Enfin  $t_3$  est l'instant où on ferme l'interrupteur  $T_1$  (la source de tension change de polarité), c'est-à-dire la demi-période.

Pour l'intervalle de temps entre  $t_0$  et  $t_1$ , on a une séquence de fonctionnement où  $V_e=+1$  et  $I_e=-I_0$ . Dans le plan d'état, on a un cercle centré au point  $(1, -I_0)$  (figure 1.38). De même, pour l'intervalle entre  $t_1$  et  $t_2$  et entre  $t_2$  et  $t_3$ , on a un cercle centré au point  $(1, I_0)$  et pour l'intervalle entre  $t_3$  et  $t_4$ , on a un cercle centré au point  $(-1, I_0)$ . Le plan d'état est dessiné à la figure 1.38. On dit que l'on est en mode continu parce qu'aucune discontinuité des variables d'état ne survient.

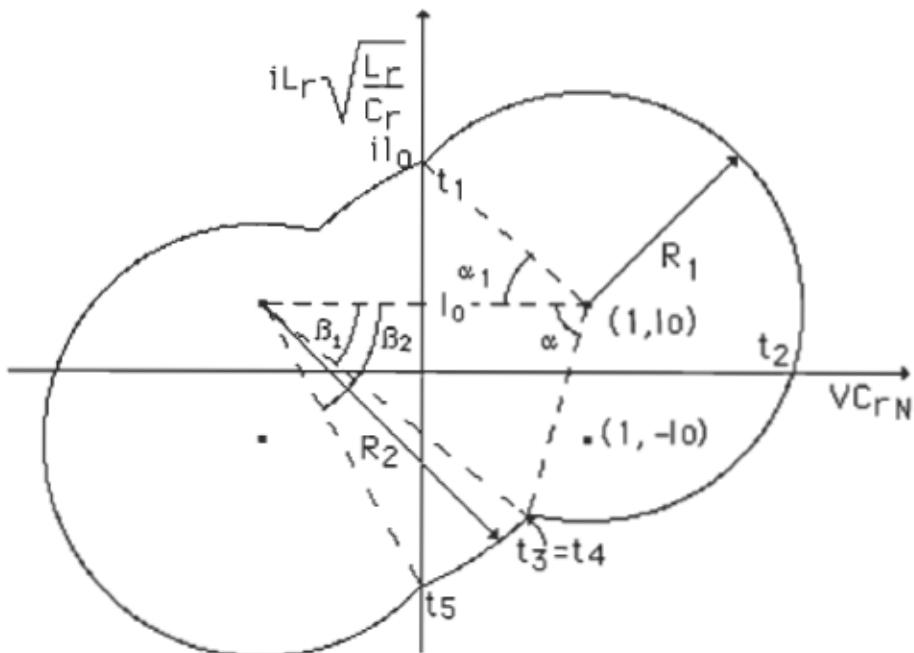


Figure 1.38. Plan d'état du CRP pour un fonctionnement en mode continu.

En se référant aux angles  $\alpha$ ,  $\alpha_1$ ,  $\beta_1$  et  $\beta_2$  ainsi qu'au courant initial  $i_{L0}$  définis sur la figure 1.38, on peut déterminer les expressions des rayons  $R_1$  et  $R_2$  comme suit:

$$R_1 = \sqrt{(i_{L0} - I_0)^2 + 1} \quad (1.104)$$

Le rayon  $R_2$  peut être défini en deux points:

$$R_2 = \sqrt{(i_{L0} + I_0)^2 + 1} = \sqrt{(2 - R_1 \cos(\alpha))^2 + R_1^2 \sin^2(\alpha)} \quad (1.105)$$

$$i_{L0}^2 + 2 i_{L0} I_0 + I_0^2 + 1 = 4 - 4R_1 \cos(\alpha) + R_1^2 \cos^2(\alpha) + R_1^2 \sin^2(\alpha) \quad (1.106)$$

$$i_{L_0}^2 + 2 i_{L_0} l_0 + l_0^2 + 1 = 4 - 4 R_1 \cos(\alpha) + R_1^2 \quad (1.107)$$

$$i_{L_0}^2 + 2 i_{L_0} l_0 + l_0^2 + 1 = 4 - 4R_1 \cos(\alpha) + (i_{L_0} - l_0)^2 + 1 \quad (1.108)$$

$$i_{L_0}^2 + 2 i_{L_0} l_0 + l_0^2 + 1 = 4 - 4R_1 \cos(\alpha) + i_{L_0}^2 - 2 i_{L_0} l_0 + l_0^2 + 1 \quad (1.109)$$

$$2 i_{L_0} l_0 = 4 - 4R_1 \cos(\alpha) - 2 i_{L_0} l_0 \quad (1.110)$$

$$\alpha = \cos^{-1}\left(\frac{4 i_{L_0} l_0 - 4}{-4R_1}\right) = \cos^{-1}\left(\frac{1 - i_{L_0} l_0}{R_1}\right) \quad (1.111)$$

À partir du plan d'état, on peut voir que:

$$\alpha_1 = \tan^{-1}(i_{L_0} - l_0) \quad (1.112)$$

$$\beta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{R_1 \sin(\alpha)}{R_2}\right); \quad \beta_2 = \cos^{-1}(1/R_2) \quad (1.113)$$

La période de fonctionnement se calcule à partir des angles obtenus ci-haut:

$$T_s = 2 * \frac{(2\pi - \alpha - \alpha_1 + \beta_2 - \beta_1)}{2\pi} \quad (1.114)$$

La figure 1.39 nous montre graphiquement que lorsqu'on diminue la fréquence de fonctionnement, le plan d'état rétrécit (l'arc de cercle de rayon  $R_1$  augmente davantage que celui de rayon  $R_2$  diminué), ce qui a pour effet de diminuer la valeur de  $i_{L_0}$ .

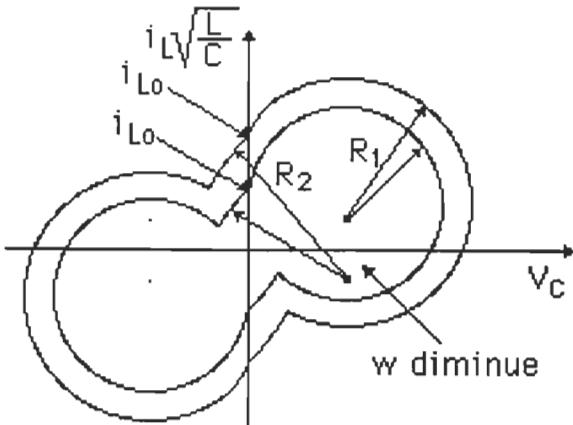


Figure 1.39. Trajectoire d'état pour deux fréquences de fonctionnement différentes.

Donc, si la période de fonctionnement calculée ( $T_s$ ) avec un  $i_{Lo}$  donné est plus grande que la période de fonctionnement réelle ( $1/f_s$ ), ceci signifie que le  $i_{Lo}$  estimé est trop petit. En corrigeant la valeur de  $i_{Lo}$  à la hausse, on peut se rapprocher de la période de fonctionnement réelle. Avec plusieurs calculs, on peut obtenir une fréquence de fonctionnement calculée aussi près de la fréquence de fonctionnement réelle qu'on le veut. Il est alors facile de calculer les autres variables du circuit, comme décrit ci-haut.

L'algorithme de solution à l'aide des équations du plan d'état est le même que celui utilisé pour le fonctionnement continu au-dessus de la résonance (figure 1.7); les seules différences résident dans la définition de la période (équation 1.114) et dans les tests pour vérifier la période de fonctionnement réelle et calculée (on change les "<" par ">"). Comme la condition initiale  $i_{Lo}$  ne peut pas être inférieur à  $I_0$  (en mode continu), un premier processus itératif permet

de trouver la valeur de  $i_{L_0}$  à  $I_0$  près, c'est-à-dire que l'écart maximum entre la valeur estimée et la valeur réelle de  $i_{L_0}$  sera de  $I_0$ . Un deuxième processus itératif (méthode de point milieu) permet d'aller trouver une valeur de  $i_{L_0}$  aussi précise qu'on le veut. Donc, si la période de fonctionnement calculée est trop grande, on augmente  $i_{L_0}$  d'une valeur égale à  $I_0$ , si on est dans le premier processus itératif et on approche la borne de calcul inférieure ( $i_{L_01}$ ) si on est dans le deuxième.

Comme on l'a vu plus haut, si on diminue la fréquence de fonctionnement et/ou on augmente le courant de charge,  $i_{L_0}$  diminue. Comme dans le cas du fonctionnement au-dessus de la résonance, on aura une phase où le condensateur sera "court-circuité" par un bras du redresseur. Le courant de charge vu par le circuit résonnant sera donc nul à ce moment-là. L'inductance se chargera avec une tension  $E$  à ses bornes. Ce mode de fonctionnement est appelé mode de fonctionnement discontinu de la tension aux bornes du condensateur. Le plan d'état en mode discontinu de la tension aux bornes du condensateur est dessiné sur la figure 1.40. Les rayons  $R_1$  et  $R_2$  et les angles  $\alpha$ ,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  sont tels que définis plus haut dans le cas du mode continu. En posant le temps  $t_0$  comme étant l'instant où débute la période de charge de l'inductance à tension constante ( $V_{Cr}=0$ ) et le temps  $t_1$  l'instant où elle se termine, le temps normalisé que prend l'inductance pour se charger est de  $2\pi(t_1 - t_0)$ . Le temps  $t_1$  sera l'instant où la tension aux bornes du condensateur commencera à s'établir, soit le début de l'arc de cercle de rayon  $R_1$ . À ce moment-

là,  $i_L(t)$  atteint la valeur de  $I_0$ . Les temps  $t_2$ ,  $t_3$ ,  $t_4$  et  $t_5$  sont les mêmes qu'en mode continu. Dans ce mode, également,  $t_3=t_4$ . L'angle  $\alpha_1$  devient nul parce que le courant dans l'inductance au moment où la tension dans le condensateur commence à évoluer est de valeur  $I_0$ .

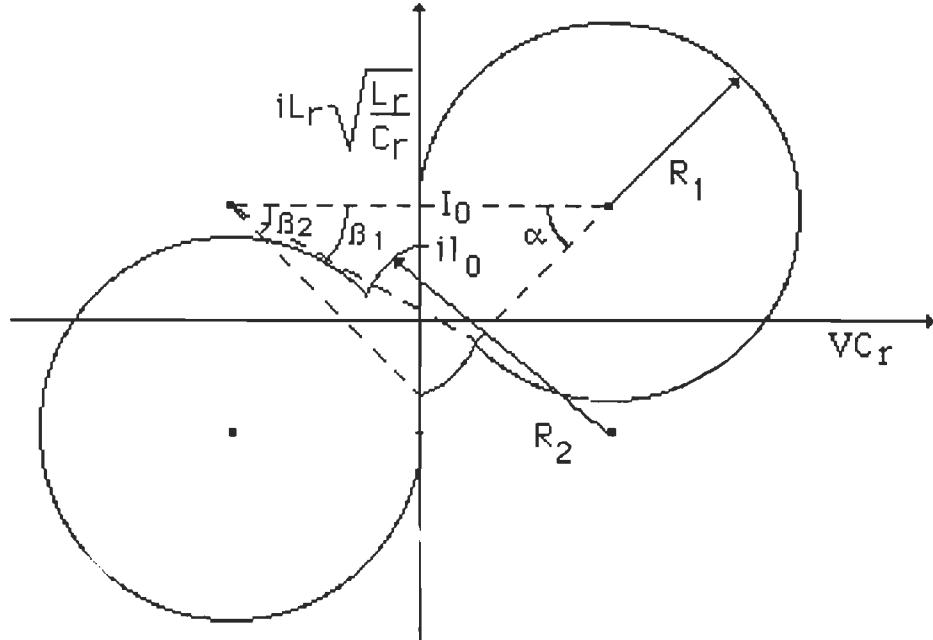


Figure 1.40. Plan d'état du CRP en mode discontinu en tension.

L'expression de  $\alpha$  en fonction de  $i_{L0}$  se calcule comme suit:

$$R_1 = 1 \quad (1.115)$$

$$R_2 = \sqrt{(i_{L0} + I_0)^2 + 1} = \sqrt{(2 - \cos(\alpha))^2 + \sin^2(\alpha)} \quad (1.116)$$

$$(i_{L0} + I_0)^2 + 1 = 4 - 4 \cos \alpha + \cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha = 4 - 4 \cos \alpha + 1 \quad (1.117)$$

$$\alpha = \cos^{-1}\left(\frac{4 - (i_{L0} + I_0)^2}{4}\right) \quad (1.118)$$

$$\beta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{\sin \alpha}{R_2}\right); \quad \beta_2 = \cos^{-1}\left(\frac{1}{R_2}\right) \quad (1.119)$$

$$T_s = 2 * \frac{2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{L0}}{2\pi} \quad (1.120)$$

On peut démontrer qu'au-dessus d'une certaine limite de courant de charge on ne peut pas fonctionner en mode continu, peu importe la fréquence de fonctionnement. Pour ce faire, on exploite l'expression de l'angle  $\alpha$  en fonction des courants  $I_0$  et  $i_{L0}$ , en mode continu. De plus, pour un fonctionnement au-dessous et au-dessus de la fréquence de résonance, l'expression est la même.

Démonstration.

De l'équation 1.111, lorsqu' $\alpha_1$  est nul, on a:

$$\cos \alpha = \frac{1 - i_{L0}I_0}{R_1} = \frac{1 - i_{L0}I_0}{\sqrt{(i_{L0} - I_0)^2 + 1}} \quad (1.121)$$

puisque:

$$\cos \alpha \leq 1 \quad (1.122)$$

$$\cos \alpha = \frac{1 - i_{L0}I_0}{\sqrt{(i_{L0} - I_0)^2 + 1}} \leq 1 \quad (1.123)$$

$$(1 - i_{L0}I_0)^2 \leq (i_{L0} - I_0)^2 + 1 \quad (1.124)$$

$$1 - 2 i_{L0} I_0 + (i_{L0} I_0)^2 \leq i_{L0}^2 - 2 i_{L0} I_0 + I_0^2 + 1 \quad (1.125)$$

$$(i_{L0} I_0)^2 \leq i_{L0}^2 + I_0^2 \quad (1.126)$$

Comme à la limite de la continuité  $i_{L0} = I_0$ , on a:

$$(I_0 I_0)^2 \leq I_0^2 + I_0^2 \quad (1.127)$$

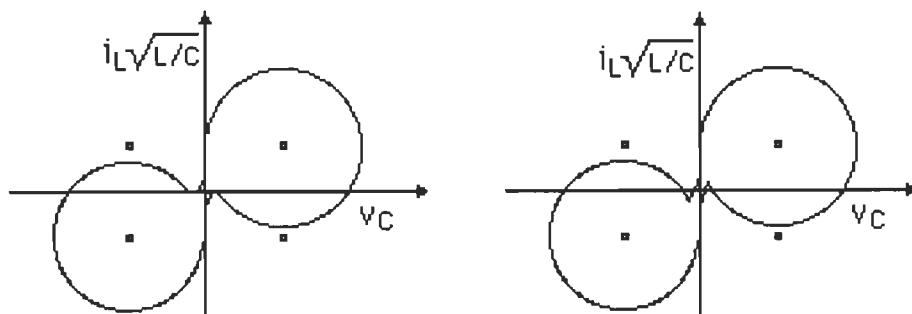
$$I_0^4 \leq 2 I_0^2 \quad (1.128)$$

$$I_0 \leq \sqrt{2} \quad (1.129)$$

On ne peut qu'augmenter  $i_{L0}$  si on veut demeurer en mode continu. D'un autre côté, si on augmente  $i_{L0}$ , le membre de gauche augmente de façon plus importante que le membre de droite, si le courant de charge  $I_0$  est plus grand que un. Donc, si le courant de charge est supérieur à  $\sqrt{2}$ , on doit nécessairement fonctionner en mode discontinu.

#### 1.4.1.1 Comparaison entre la commande à logique thyristors-diodes et la commande à logique transistors-diodes.

Comme on l'a vu précédemment, lorsqu'on est en mode continu et qu'on diminue la fréquence d'opération, on passe en mode discontinu en tension. Si on diminue encore la fréquence de fonctionnement, l'arc de cercle de rayon  $R_1$  va tendre à continuer jusqu'à ce que le courant redevienne positif dans l'interrupteur. Si les interrupteurs sont à logique transistors diodes, comme à la figure 1.40b, il y a reconduction du transistor. Par contre, si les interrupteurs sont à logique thyristors diodes, les thyristors vont se bloquer comme on le voit à la figure 1.40a. À ce moment-là, le condensateur va se décharger à l'aide du courant de charge jusqu'à ce que l'autre interrupteur soit amorcé. Ce mode de fonctionnement se définit comme étant le mode discontinu en tension et en courant.



a) Logique à thyristors diodes. b) Logique à transistors diodes.

Figure 1.40. Plan d'état en mode reconduction positive et en mode discontinu en tension et en courant.

Si le courant de charge ( $I_0$ ) est supérieur au courant de base normalisé, il ne peut pas y avoir de courant négatif dans l'interrupteur comme dans les conditions de fonctionnement de la figure 1.40a. En effet, l'arc de cercle de rayon  $R_1$  ne franchira pas l'axe de  $V_C$ , ce qui implique que la diode ne conduira pas pour bloquer l'interrupteur. Donc, si on veut fonctionner avec un courant de charge supérieur au courant de base, en mode continu, il faut utiliser une logique de commande "thyristors-duaux" parce qu'il faut forcer l'ouverture et non la fermeture. D'autant plus qu'un court-circuit de la source surviendrait à chaque amorçage.

#### 1.4.1.2 Étude des modes de fonctionnement avec logique thyristors-diodes.

Un exemple de plan d'état en mode discontinu en tension et en courant apparaît à la figure 1.41. Les rayons  $R_1$  et  $R_2$ , les angles  $\alpha$ ,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  et les temps  $t_0$  à  $t_5$  sont tels que définis plus haut dans le cas du mode discontinu en tension seulement. Donc, le temps normalisé pendant lequel le condensateur se déchargera à courant constant sera de  $2\pi(t_4 - t_3)$ .

On définit le niveau de potentiel aux bornes du condensateur au moment où l'arc de cercle de rayon  $R_2$  se termine ( $t_3$ ) comme étant  $V_{C2}$ . De plus, la tension à ses bornes sera dénommée  $V_{C3}$  lorsque le deuxième interrupteur s'amorcera (début de l'arc de cercle de rayon  $R_2$ ).

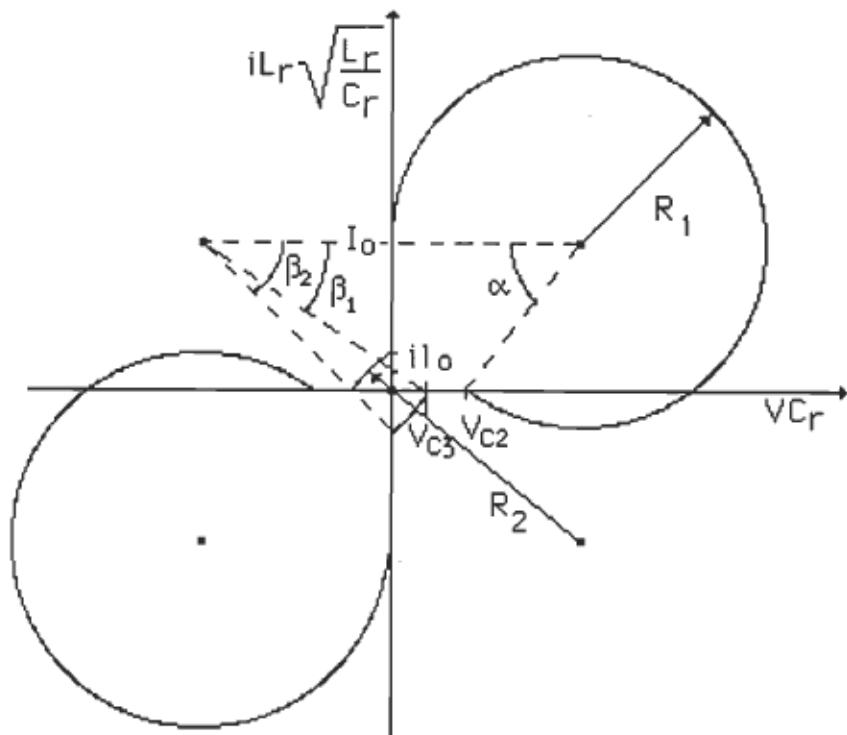


Figure 1.41. Mode discontinu en tension et en courant.

La période d'opération se calcule comme suit:

$$R_1 = 1 \quad (1.130)$$

$$\alpha = \sin^{-1} (I_0) \quad (1.131)$$

$$V_{C2} = 1 - \cos (\alpha) \quad (1.132)$$

Il est à noter que  $R_1$ ,  $\alpha$  et  $V_{C2}$  ne sont pas fonction de la fréquence d'opération; on les calcule donc directement en connaissant le courant de charge normalisé.

$$R_2 = \sqrt{(I_0 + iI_0)^2 + 1} \quad (1.133)$$

$$\beta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{I_0}{R_2}\right); \quad \beta_2 = \cos^{-1}\left(\frac{1}{R_2}\right) \quad (1.134)$$

$$V_{C3} = R_2 \cos(\beta_1) - 1 \quad (1.135)$$

Au temps  $t_3$ , la tension aux bornes du condensateur est de  $V_{C2}$  et au temps  $t_4$  la tension aux bornes du condensateur est de  $V_{C3}$ . Puisque la décharge du condensateur se fait à l'aide du courant de charge, on obtient la relation suivante:

$$V_{C3} = \frac{1}{C_r} \int_{2\pi t_3}^{2\pi t_4} -I_0 \, dt + V_{C2} = 2\pi I_0(t_3 - t_4) + V_{C2} \quad (1.136)$$

$$t_4 - t_3 = \frac{(V_{C2} - V_{C3})}{2\pi I_0} \quad (1.137)$$

$$T_s = 2 * \frac{(2\pi - \alpha) + (\beta_2 - \beta_1) + (I_0 - i_{L0}) + \frac{V_{C2} - V_{C3}}{I_0}}{2\pi} \quad (1.138)$$

La valeur de  $i_{L0}$  ne peut être ni plus grande que  $I_0$  (en mode discontinu de la tension ou en mode discontinu en tension et en courant) ni plus petite que zéro (en logique thyristors-diodes), ce qui fait que le calcul de  $i_{L0}$  est limité dans la plage de zéro à  $I_0$ . Si la période de fonctionnement calculée est plus grande que celle réelle, on augmente  $i_{L0}$  et dans le cas contraire on le diminue.

Lorsque le condensateur s'est déchargé complètement à l'aide du courant de charge sans que l'autre interrupteur ne soit amorcé, on dit que le mode point mort est atteint. On l'appelle point mort à cause de l'arrêt temporaire de l'évolution des deux variables d'état (le courant

dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur). On l'appelle aussi mode quasi-résonance; résonance parce qu'une oscillation des variables d'état se produit et quasi parce que cette oscillation cesse durant un certain temps. Un exemple de plan d'état en mode point mort est dessiné à la figure 1.42.

En mode point mort, les équations sont les suivantes:

$$R_1 = 1 ; \alpha = \sin^{-1}(I_0) ; V_{C2} = 1 - \cos \alpha \quad (1.139)$$

$$T_s = 2 * \frac{2\pi - \alpha + I_0 + \frac{V_{C2}}{I_0}}{2\pi} + \text{point mort} \quad (1.140)$$

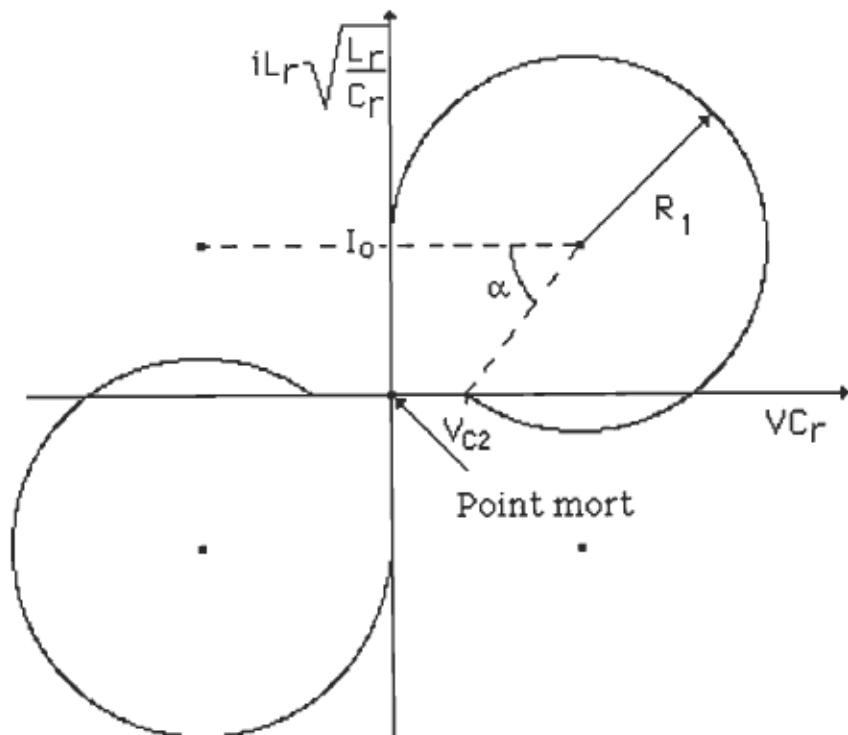


Figure 1.42. Plan d'état en mode point mort.

### 1.4.1.3 Étude des modes de fonctionnement avec logique transistors-diodes.

On a vu que dans le cas d'un fonctionnement au-dessous de la résonance, utilisant une logique transistors diodes (figure 1.40b), il n'y a pas de discontinuité possible du courant dans l'inductance. Si on diminue de beaucoup la fréquence d'opération, il peut y avoir plus d'un cercle autour d'un même point ((1,  $I_0$ ) ou (-1, - $I_0$ )) dans un même cycle. Lorsque plus d'un cercle est parcouru dans une seule demi-période, on dit que l'on est en mode multiple. À la frontière entre le mode discontinu et le premier mode multiple, on a exactement un cercle par demi-période, comme on peut le voir à la figure 1.43.

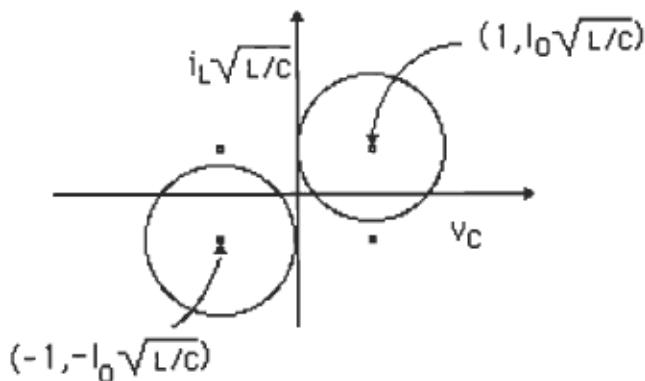
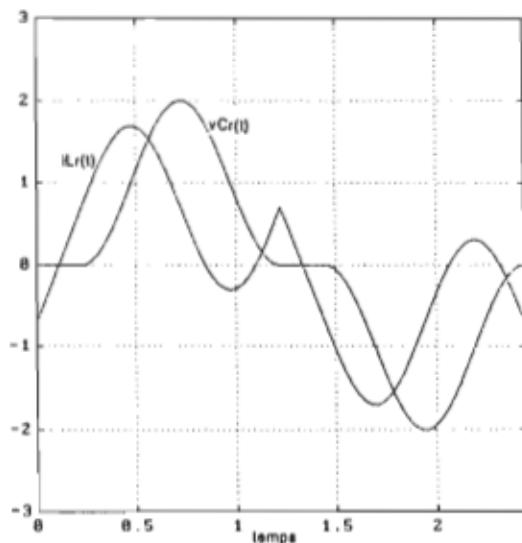


Figure 1.43. Plan d'état à la frontière des modes multiples.

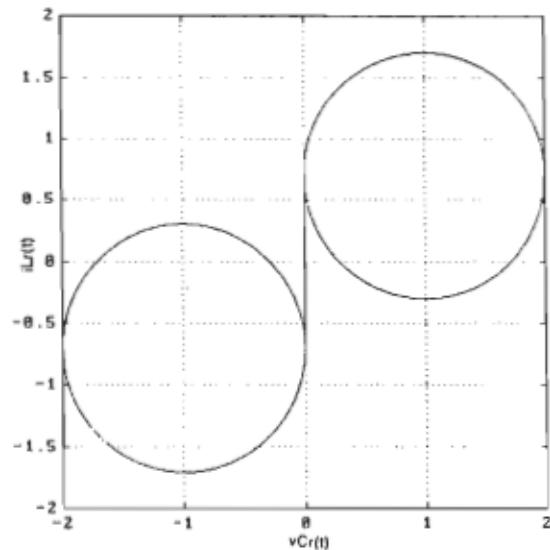
La période de fonctionnement se calcule directement par l'équation suivante:

$$T_s = \frac{2 \cdot 2\pi + 2I_0}{2\pi} = 2\left(1 + \frac{I_0}{\pi}\right) \quad (1.141)$$

Si la période de fonctionnement réelle est plus petite que celle calculée, on est en mode multiple. La figure 1.44 nous montre que le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur font un cycle complet à chaque demi-période de fonctionnement. De plus, on a une discontinuité en tension lorsque le courant de l'inductance passe de  $+I_0$  à  $-I_0$  et lorsqu'il passe de  $-I_0$  à  $+I_0$ . De l'équation 1.141, on voit que la fréquence de fonctionnement à partir de laquelle on atteint le mode multiple dépend du courant de charge. La figure 1.45 nous montre le graphique du courant de charge normalisé nécessaire pour atteindre les modes multiples en fonction de la fréquence de fonctionnement normalisée.



a/ Courbes de  $i_L(t)$  et de  $v_C(t)$ .



b/ Plan d'état.

Figure 1.44. Courbes de  $i_L(t)$  et de  $v_C(t)$  ainsi que du plan d'état à la frontière du premier mode multiple.

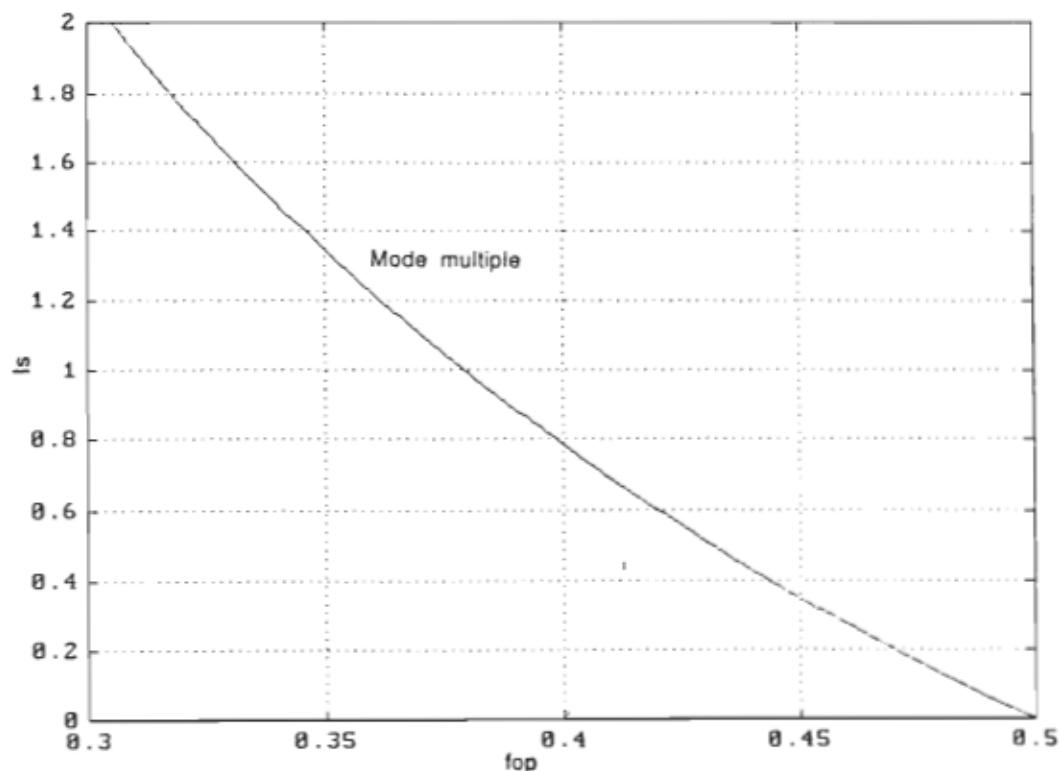


Figure 1.45. Courant de charge en fonction de la fréquence de fonctionnement pour atteindre les modes multiples.

Il peut y avoir différents modes multiples, selon la fréquence avec laquelle le convertisseur opère et du courant de charge. Le premier mode multiple se produit lorsqu'un deuxième cycle débute dans une même demi-période. Le premier mode multiple est caractérisé par une ouverture des interrupteurs à courant positif et un rayon  $R_1$  de module unitaire. La figure 1.46 nous montre un exemple de plan d'état pour un fonctionnement dans le premier mode multiple:

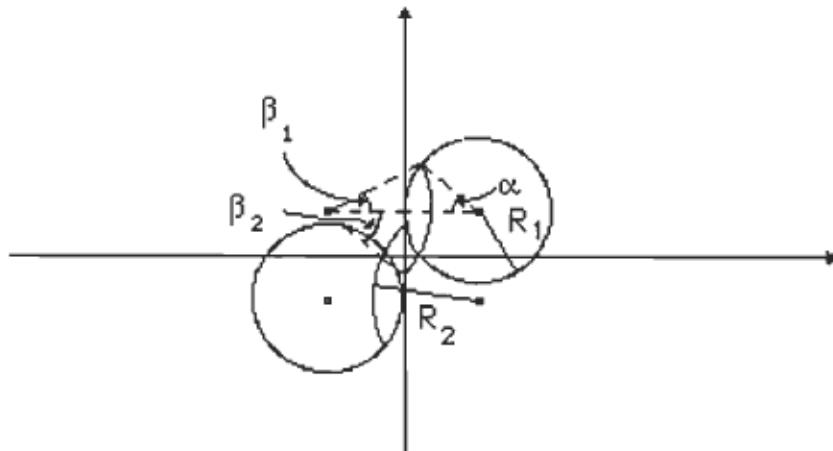


Figure 1.46. Plan d'état du premier mode multiple.

On retrouve le patron du mode discontinu fonctionnant au-dessus de la résonance à l'exception que le circuit LC oscille pendant une période complète à chaque demi-période de fonctionnement. La définition des angles est la même que dans le cas du mode continu au-dessus de la résonance mais la période est de "2\*2π" plus grande.

Se référant à la figure 1.46, le calcul de la période de fonctionnement se fait en posant une valeur de départ de  $\alpha$  et en calculant les autres variables à partir de ce  $\alpha$ :

$$R_2 = \sqrt{(2 - \cos \alpha)^2 + \sin^2 \alpha} \quad (1.142)$$

$$i_{L0} = \sqrt{R_2^2 - 1} - I_0 \quad (1.143)$$

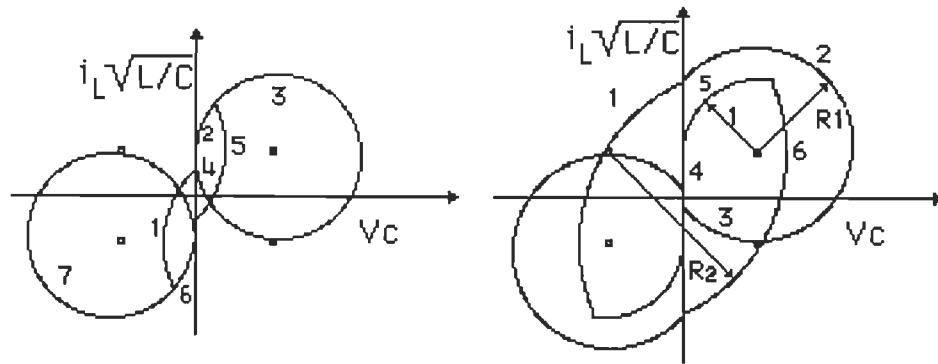
$$\beta_1 = \sin^{-1}[\sin(\frac{\alpha}{R_2})]; \quad \beta_2 = \cos^{-1}(\frac{1}{R_2}) \quad (1.144)$$

$$T_s = \frac{2 * 2\pi + \alpha + I_0 - i_{L0}}{2\pi} \quad (1.145)$$

Si la période de fonctionnement réelle est plus petite que celle calculée, on pose une valeur de  $\alpha$  plus petite, et vice versa dans le cas contraire, jusqu'à ce que l'on soit suffisamment près de la valeur réelle.

Si on diminue davantage la fréquence d'opération, on passe par un deuxième mode multiple qui est équivalent au mode de fonctionnement continu, pour un fonctionnement au-dessus de la résonance, mais avec une période d'oscillation de plus par demi-période de fonctionnement.

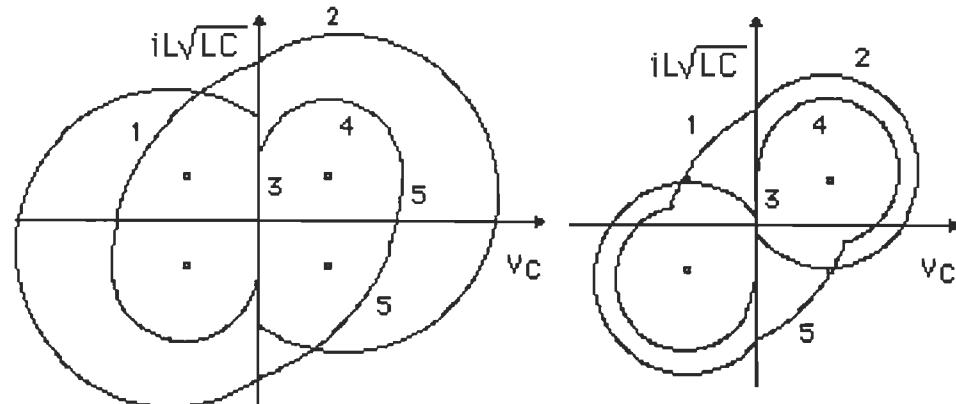
Contrairement au premier mode multiple, il y a un arc de cercle de rayon  $R_1 > 1$  dû aux conditions initiales lors du passage par zéro de  $V_C(t)$ . Puisque le rayon est plus grand que 1, le cercle ne pourra pas être complet parce que la tension aux bornes du condensateur ne peut être négative. Lorsque  $V_C(t)=0$ , il y a croissance linéaire du courant dans l'inductance due à la tension constante à ses bornes ( $E$ ). Lorsque  $i_L(t)=I_0$ , l'oscillation de rayon unitaire est enclenchée jusqu'à l'ouverture du transistor. La figure 1.47a nous montre le plan d'état limite entre le premier mode multiple et le deuxième alors que la figure 1.47b nous montre le plan d'état du deuxième mode multiple.



a) Plan d'état à un seul rayon.      b) Plan d'état à double rayons.

Figure 1.47. Plan d'état du CRP fonctionnant en deuxième mode multiple.

Si on diminue davantage la fréquence de fonctionnement, l'oscillation de rayon  $R = 1$  se continue jusqu'à ce que le courant dans l'inductance, au moment où l'interrupteur est ouvert, diminue en bas de  $I_0$ . On retrouve alors le même comportement qu'en mode continu au-dessous de la résonance (contrairement au comportement au-dessus de la résonance pour le deuxième mode multiple). La figure 1.48a nous montre le plan d'état où la commutation des interrupteurs se produit à  $i_L(t) = I_0$ . On se souviendra qu'à la fréquence de résonance, l'ouverture des interrupteurs se fait au point où  $i_L(t) = I_0$ . En bas de cette fréquence  $i_L(t) < I_0$  lors de la commutation des interrupteurs (figure 1.48b). Si on compare la figure 1.47b à celle de 1.48b, on voit la même allure de plan d'état sauf que celui de la figure 1.47b représente un fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance équivalente alors que la figure 1.48b représente un fonctionnement au-dessous.



a) Plan d'état à la fréquence de résonance équivalente.

b) Plan d'état au-dessous de la fréquence de résonance équivalente.

Figure 1.48. Plans d'état du CRP fonctionnant en troisième mode multiple.

Si on diminue davantage la fréquence de fonctionnement du convertisseur, on obtient un mode de fonctionnement discontinu semblable à celui au-dessous de la résonance. La figure 1.49 nous montre le plan d'état de ce mode l'opération.

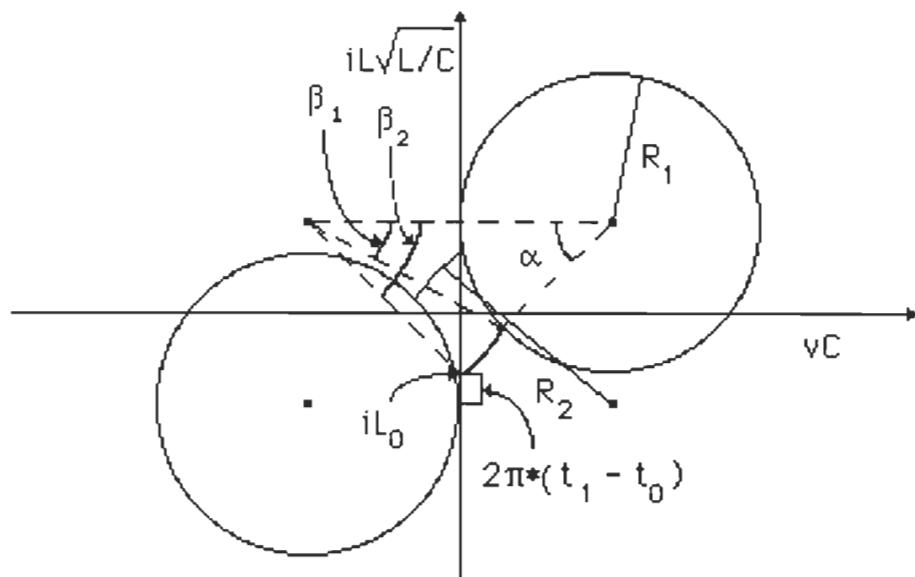


Figure 1.49- Plan d'état du CRP fonctionnant en quatrième mode multiple.

Si on diminue encore la fréquence de fonctionnement, on repasse par les modes multiples 1, 2, 3 et 4 avec une oscillation de rayon 1 de plus à chaque demi-période. Si on diminue encore la fréquence de fonctionnement, on a trois, quatre,... rayons de grandeurs unitaire de plus.

### 1.4.2 Mise en équation du système.

La mise en équation des variables d'état doit être faite pour chaque séquence de fonctionnement. Pour ce qui est des séquences de fonctionnement en opérant avec une logique de type thyristors-diodes, on peut définir, entre deux séquences de fonctionnement, les instants suivant:

- $t_0$  l'instant où débute la charge de l'inductance à tension constante.

- $t_1$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_1$  commence.

- $t_2$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_1$  passe par l'axe de  $V_C$ .

- $t_3$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_1$  se termine.

- $t_4$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_2$  commence.

- $t_5$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_2$  se termine.

- $t_6$  l'instant où la demi-période se termine.

On calcule tous ces temps de la façon suivante:

$$t_0 = 0 ; \quad t_1 = \frac{I_0 - i_{L0}}{2 \pi} ; \quad t_2 = t_1 + \frac{\pi - \alpha_1 + \sin^{-1}(I_0/R_1)}{2 \pi} \quad (1.146)$$

$$t_3 = t_1 + \frac{2\pi - \alpha_1 - \alpha}{2 \pi} ; \quad t_4 = t_3 + \frac{V_{C2} - V_{C3}}{2 \pi} ; \quad t_5 = t_4 + \frac{\beta_2 - \beta_1}{2 \pi} ; \quad t_6 = \frac{1}{f_0} \quad (1.147)$$

En mode continu,

$$t_0 = t_1, \quad t_3 = t_4 \text{ et } t_5 = t_6 \quad (1.148)$$

En mode discontinu en tension,

$$t_3 = t_4 \text{ et } t_5 = t_6 \quad (1.149)$$

En mode discontinu en tension et en courant,

$$t_5 = t_6 \quad (1.150)$$

En mode point mort,

$$t_3 = t_4 \quad (1.151)$$

De plus, l'angle  $\alpha_1$  est nul pour tous les modes de fonctionnement sauf le mode continu, les angles  $\beta_1$  et  $\beta_2$  sont nuls en mode point mort et  $i_{L0}$  est nul pour le mode point mort.

Les équations du système, pour chaque séquence de fonctionnement, sont donc les suivantes:

Pour  $t_0 \leq t < t_1$

$$i_L(t) = i_{L0} + 2\pi t \quad (1.152)$$

$$V_C(t) = 0 \quad (1.153)$$

Pour  $t_1 \leq t < t_3$ .

$$i_L(t) = I_0 + R_1 \sin(2\pi(t - t_1) + \alpha_1) \quad (1.154)$$

$$V_C(t) = 1 - R_1 \cos(2\pi(t - t_1) + \alpha_1) \quad (1.155)$$

Pour  $t_3 \leq t < t_4$ .

$$i_L(t) = 0 \quad (1.156)$$

$$V_C(t) = V_{C2} - 2\pi I_0 (t - t_3) \quad (1.157)$$

Pour  $t_4 \leq t < t_5$ .

$$i_L(t) = I_0 - R_2 \sin(2\pi(t - t_2) + \beta_1) \quad (1.158)$$

$$V_C(t) = R_2 \cos(2\pi(t - t_2) + \beta_1) - 1 \quad (1.159)$$

Pour  $t_5 \leq t < t_6$ .

$$i_L(t) = 0 \quad (1.160)$$

$$V_C(t) = 0 \quad (1.161)$$

Pour ce qui est des modes multiples, seules les équations du premier mode multiple seront développées, vu le peu d'intérêt pour ce genre de fonctionnement (comme on le verra dans la prochaine partie).

On définit les instants entre deux séquences de fonctionnement comme suit:

- $t_0$  l'instant où la tension  $V_C$  s'annule.

- $t_1$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_1$  commence.

- $t_2$  l'instant où l'arc de cercle de rayon  $R_1$  se termine.

- $t_3$  la fin de la demi-période.

On a donc le système d'équations suivant:

$$t_0 = 0; \quad t_1 = \frac{I_0 - i_{L0}}{2\pi}; \quad t_2 = t_1 + \frac{2\pi + \alpha}{2\pi}; \quad t_3 = \frac{1}{2f_s} \quad (1.162)$$

Pour  $t_0 \leq t < t_1$

$$i_L(t) = i_{L0} + 2\pi t \quad (1.163)$$

$$V_C(t) = 0 \quad (1.164)$$

Pour  $t_1 \leq t < t_2$

$$i_L(t) = I_0 + \sin(2\pi(t - t_1)) \quad (1.165)$$

$$V_C(t) = 1 - \cos(2\pi(t - t_1)) \quad (1.166)$$

Pour  $t_2 \leq t < t_3$

$$i_L(t) = I_0 - R_2 \sin(2\pi(t - t_2) - \beta_1) \quad (1.167)$$

$$V_C(t) = R_2 \cos(2\pi(t - t_2) - \beta_1) - 1 \quad (1.168)$$

#### 1.4.3 Détermination du mode de fonctionnement en opérant avec une logique du type thyristors-diodes.

La détermination du mode de fonctionnement sera faite en calculant la période de fonctionnement entre les différents modes de fonctionnement. Pour ce faire, on commence à calculer la période de fonctionnement entre le mode discontinu en tension et en courant et le mode point mort. Si la période de fonctionnement réelle est supérieure à celle calculée, on est en mode point mort. Cette période de fonctionnement se calcule comme suit:

$$R_1 = 1; \alpha = \sin^{-1}(I_0); V_{C2} = 1 - \cos(\alpha) \quad (1.169)$$

$$T_s = 2 \frac{2\pi - \alpha + I_0 + V_{C2}/I_0}{2\pi +} \quad (1.170)$$

Pour savoir si on atteint la double discontinuité, on calcule la période de fonctionnement à la limite de la discontinuité en courant

avec les mêmes expressions que pour le mode discontinu en tension et en courant. Seules les expressions suivantes changent:

$$R_2 = \sqrt{\sin^2 \alpha + (2 - \cos \alpha)^2} \quad (1.171)$$

$$i_{Lo} = \sqrt{R_2^2 + 1} \quad (1.172)$$

$$T_s = 2 * \frac{(2\pi - \alpha) + (\beta_2 - \beta_1) + (I_0 - i_{Lo})}{2 \pi} \quad (1.173)$$

Si la période de fonctionnement calculée est inférieure à la période de fonctionnement réelle, on a une discontinuité en courant, sinon on en n'a pas. Dans ce cas là, pour savoir si on est en mode continu ou en mode discontinu en tension seulement, on calcule la période de fonctionnement à la limite entre ces deux modes. Pour ce faire, on calcule la période de fonctionnement en mode continu avec  $R_1=1$ ,  $i_{Lo} = I_0$  et  $\alpha_1=0$ . Donc la période de fonctionnement à la limite de la continuité se calcule comme suit:

$$R_2 = \sqrt{(i_{Lo} + I_0)^2 + 1} = \sqrt{2 I_0^2 + 1} \quad (1.174)$$

$$\alpha = \cos^{-1}(1 - I_0^2) \quad (1.175)$$

$$\beta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{\sin(\alpha)}{R_2}\right); \quad \beta_2 = \cos^{-1}(1/R_2) \quad (1.176)$$

$$T_s = 2 * \frac{(2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1)}{2 \pi} \quad (1.177)$$

Si la période de fonctionnement réelle est inférieure à celle calculée, on est en mode discontinu, sinon on est en mode continu.

On peut voir à l'annexe 1.3 la liste du programme qui simule le CRP fonctionnant en dessous de la fréquence de résonance utilisant une logique de commande "thyristors-diodes". L'algorithme de ce programme est à la page suivante (figure 1.50). Le mode 1 représente le mode continu, le mode 2 représente le mode discontinu en tension seulement, le mode 3 représente le mode discontinu en tension et en courant et le mode 4 représente le mode point mort.

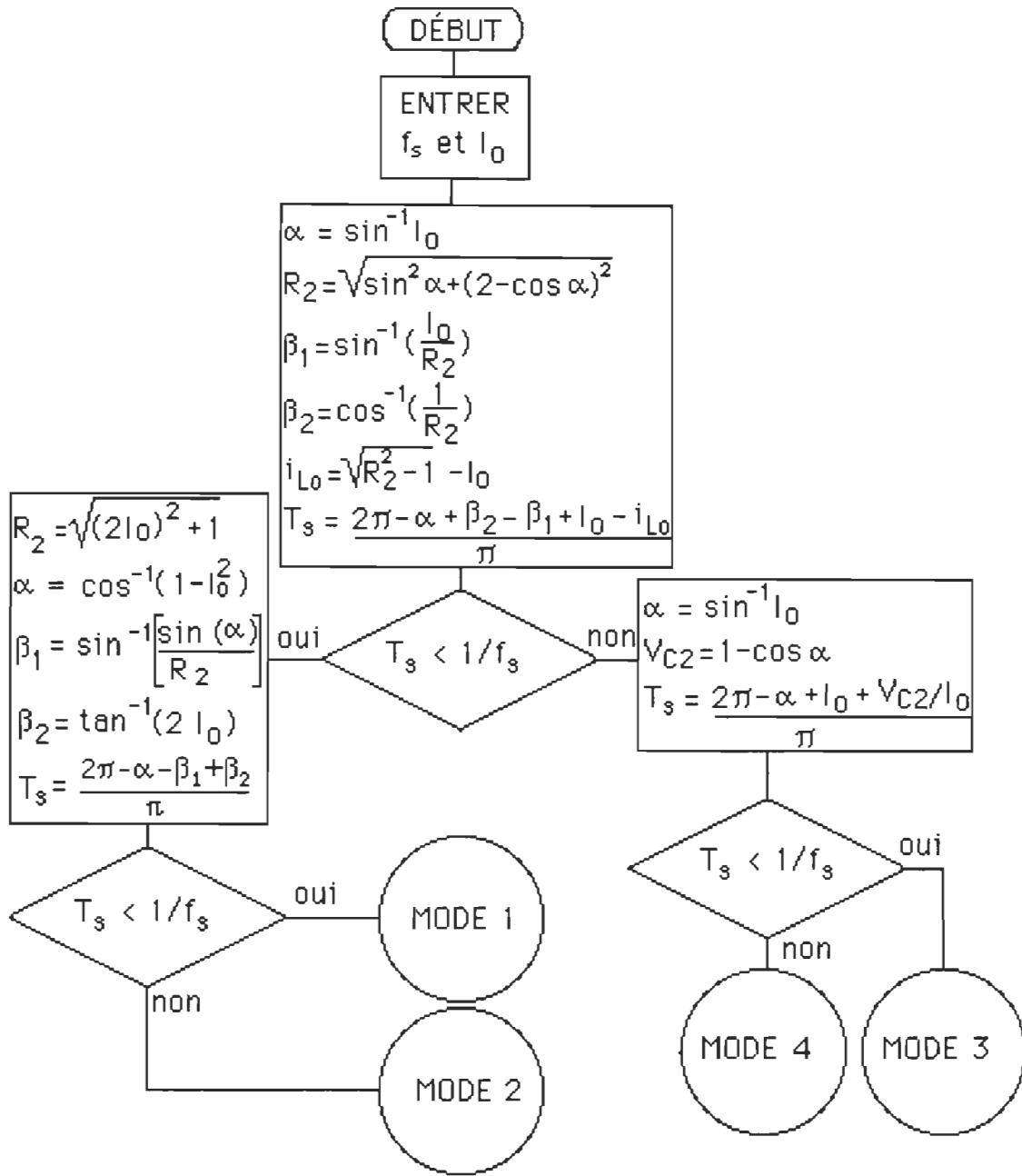


Figure 1.50. Algorithme de détermination du mode de fonctionnement pour un fonctionnement au-dessous de la résonance utilisant une logique thyristors diodes.

#### 1.4.4 Résultats de simulation.

Les figures 1.51 à 1.64, inclusivement, nous montrent les formes d'ondes de la tension normalisée aux bornes du condensateur ( $V_C(t)$ ), du courant normalisé dans l'inductance ( $i_L(t)$ ) ainsi que du plan d'état ( $i_L(V_C)$ ) pour tous les modes de fonctionnement pour un fonctionnement au-dessous de la résonance. Les figures 1.51 à 1.62 nous montrent les résultats pour un fonctionnement utilisant la logique thyristors-diodes alors que les figures 1.63 et 1.64 nous montrent un comportement typique au fonctionnement à logique transistors-diodes. On a, sur les figures 1.51 et 1.52, les formes d'ondes dans des conditions à vide ( $I_0 = 0$ ). Sur les figures 1.53 et 1.54, on a les courbes en mode conduction continue. Les figures 1.55 et 1.56 nous montrent les courbes à la limite entre le mode continu et discontinu; c'est-à-dire  $i_{L0} = I_0$  en mode continu. Les figures 1.57 et 1.58 nous montrent les formes d'ondes en mode discontinu en tension seulement alors que les figures 1.59 et 1.60 nous montrent les formes d'ondes en mode discontinu en courant et en tension. Enfin, les figures 1.61 et 1.62 nous montrent les mêmes formes d'ondes en mode point-mort. Les figures 1.63 et 1.64 nous donnent un exemple de fonctionnement en premier mode point-mort.

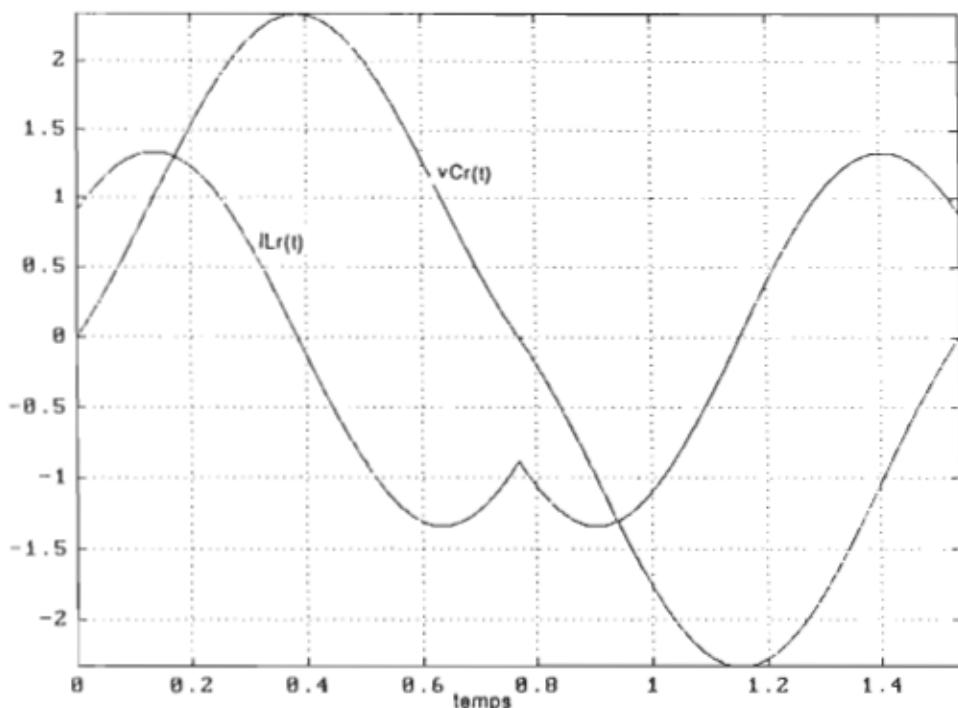


Figure 1.51. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_{Cr}(t)$  pour un fonctionnement à vide.

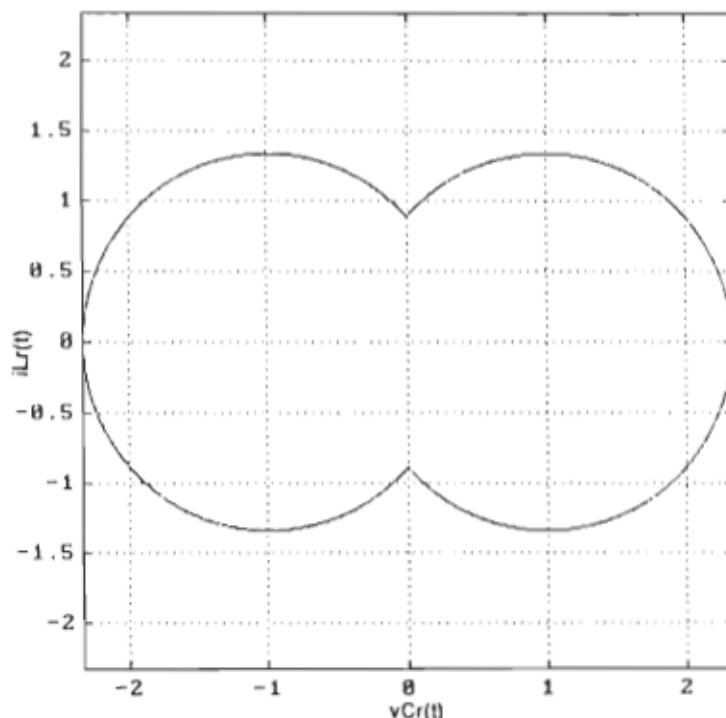


Figure 1.52. Plan d'état pour un fonctionnement à vide.

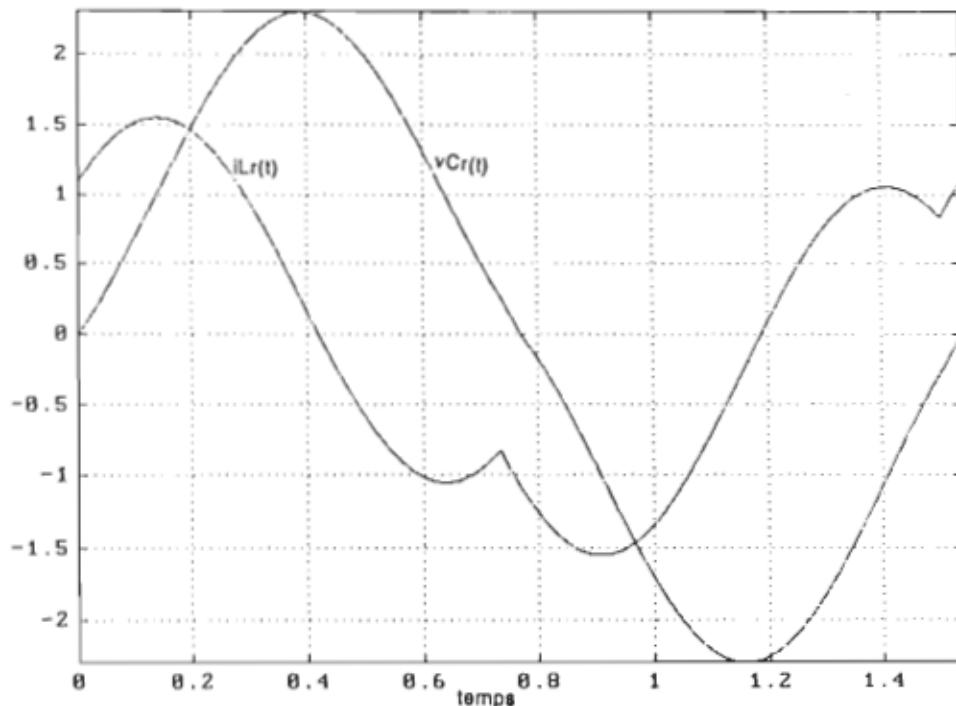


Figure 1.53. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_C(t)$  en mode continu.

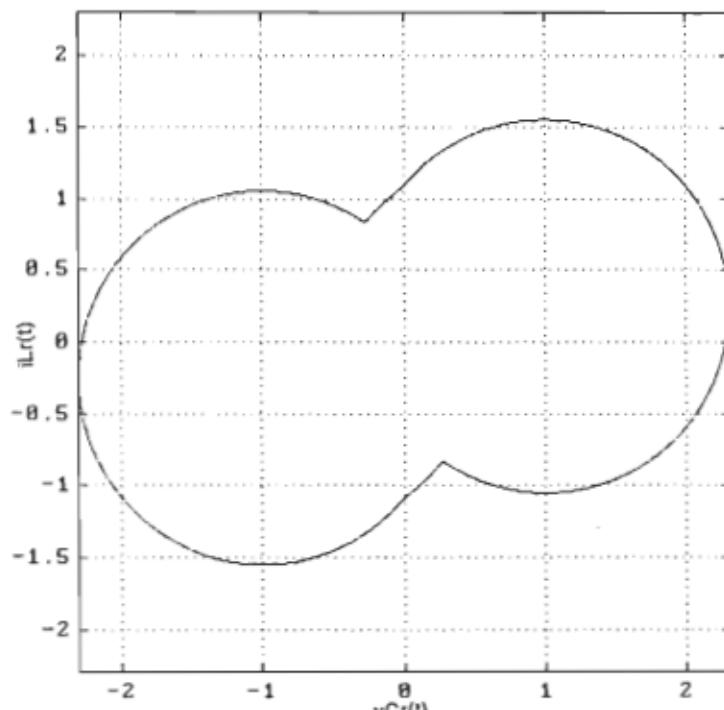


Figure 1.54. Plan d'état en mode continu.

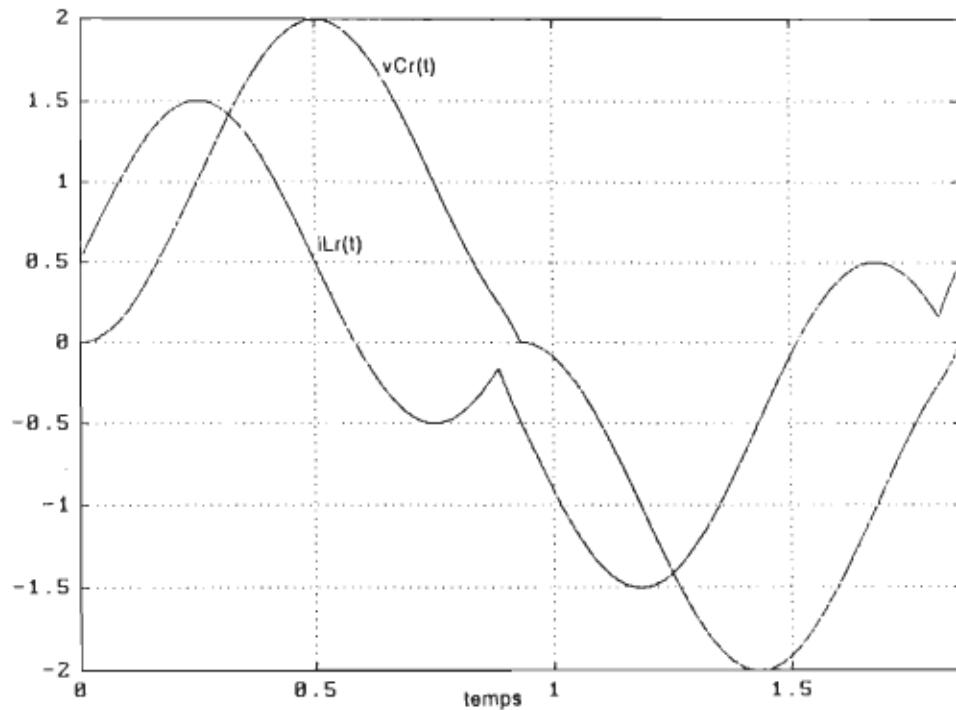


Figure 1.55. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_C(t)$  en mode critique ( $i_{L0}=I_0$ ).

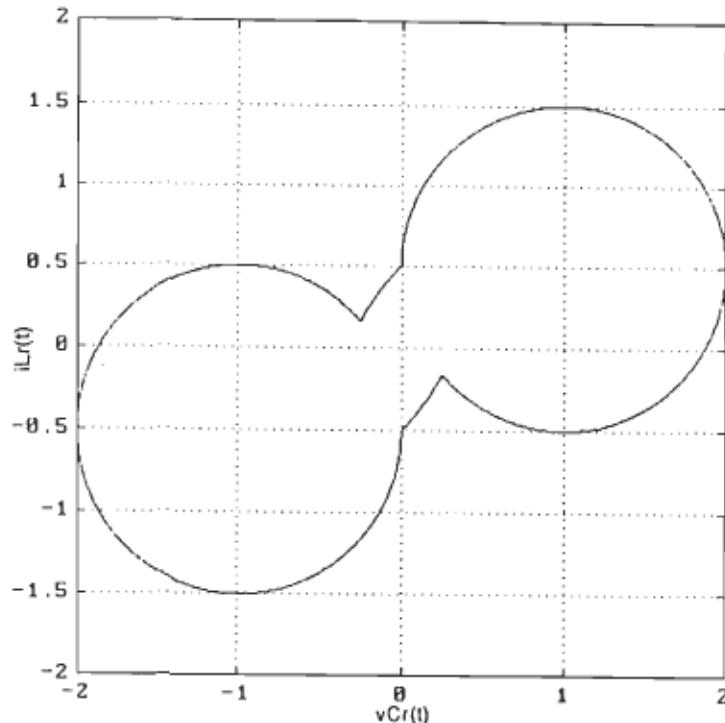


Figure 1.56. Plan d'état en mode critique ( $i_{L0}=I_0$ ).

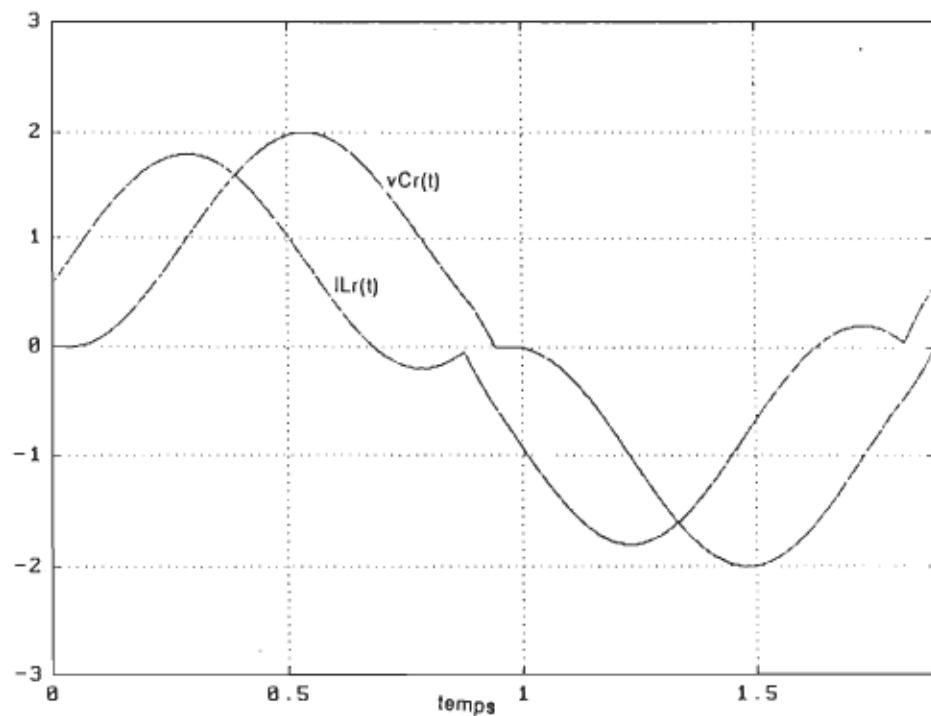


Figure 1.57. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_C(t)$  en mode conduction discontinue en tension.

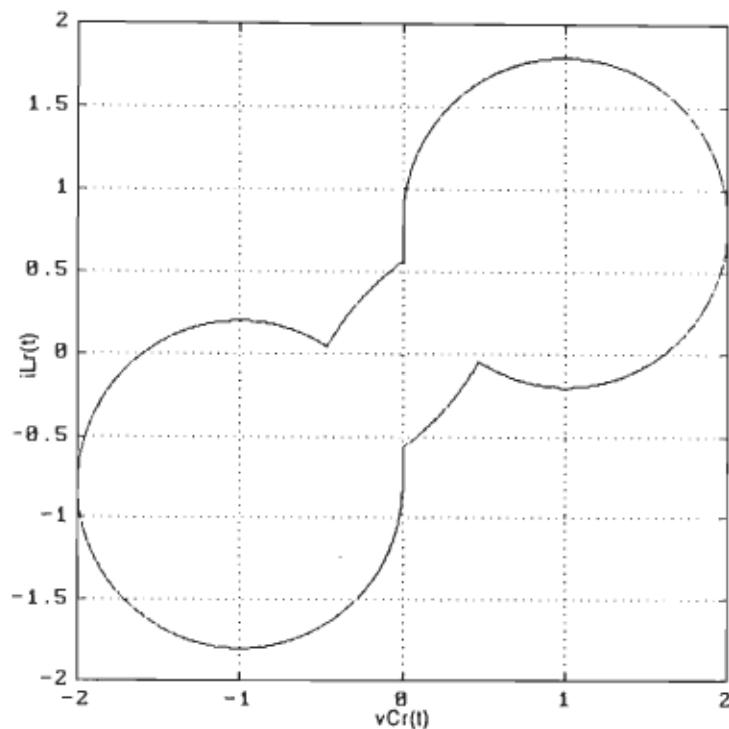


Figure 1.58. Plan d'état en mode conduction discontinue en tension.

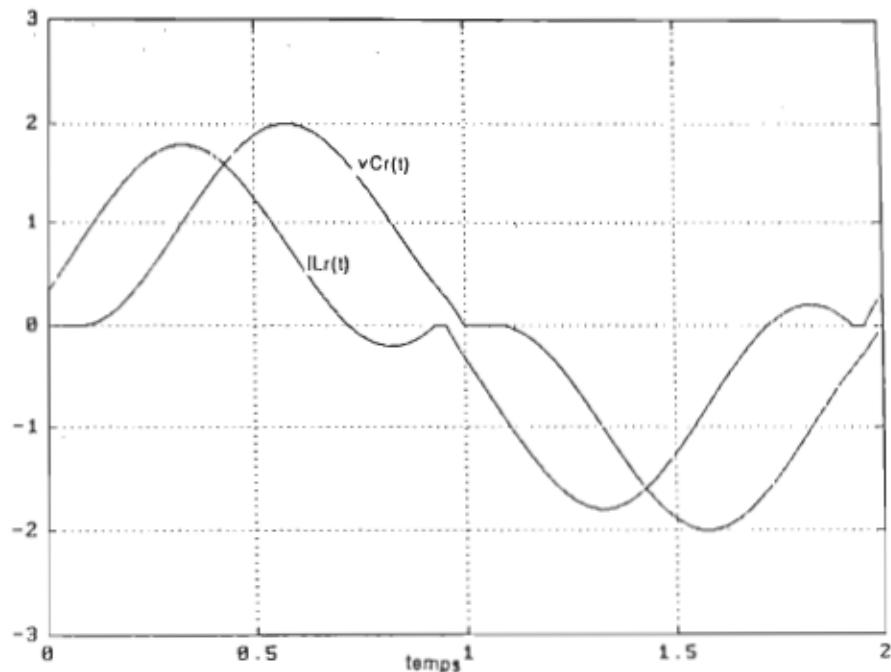


Figure 1.59. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_{Cr}(t)$  en mode conduction discontinue en tension et en courant.

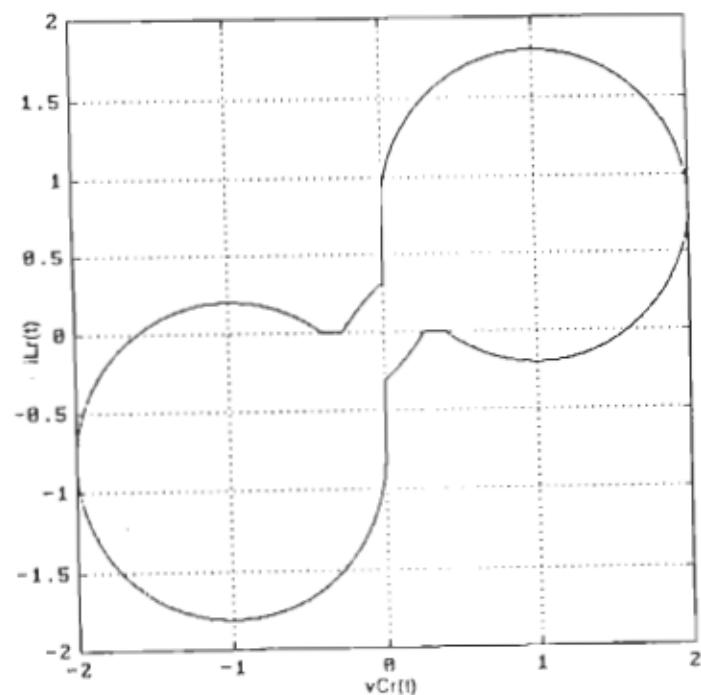


Figure 1.60 Plan d'état en mode conduction discontinue en tension et en courant.

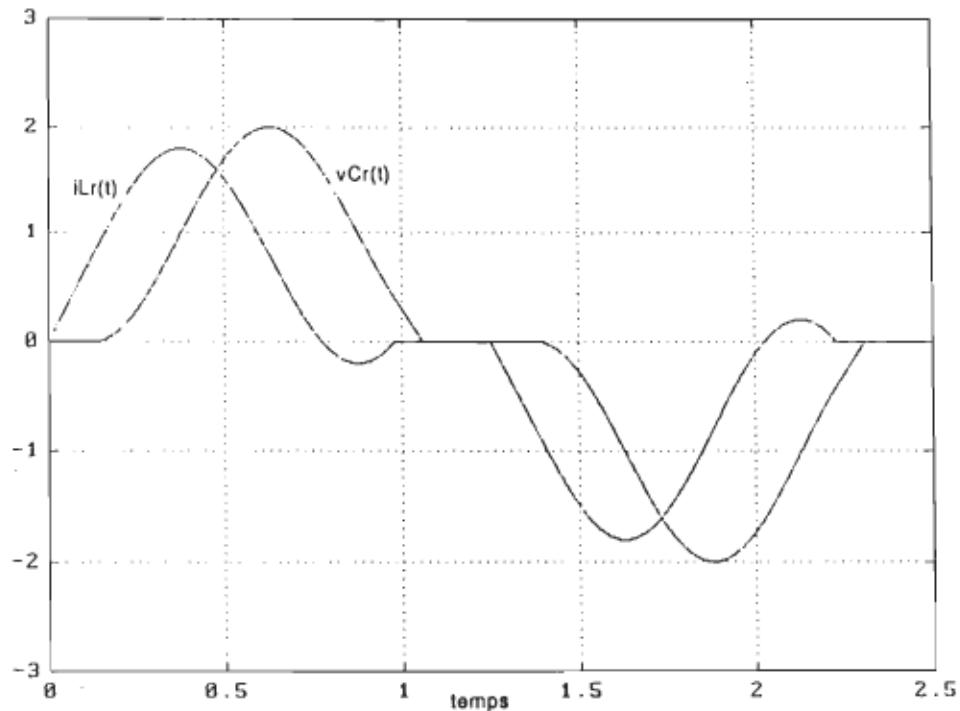


Figure 1.61. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_C(t)$  en mode point-mort.

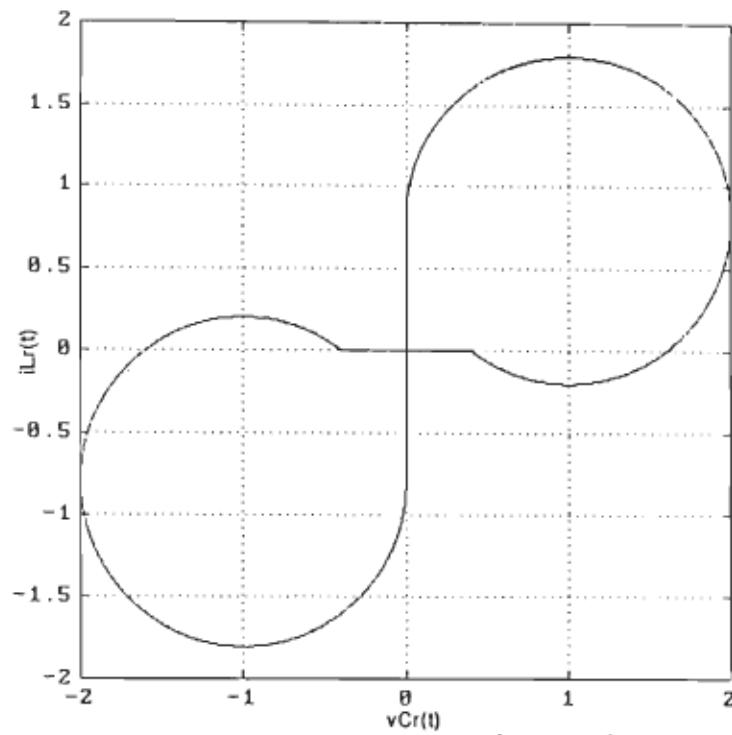


Figure 1.62. Plan d'état en mode point-mort.

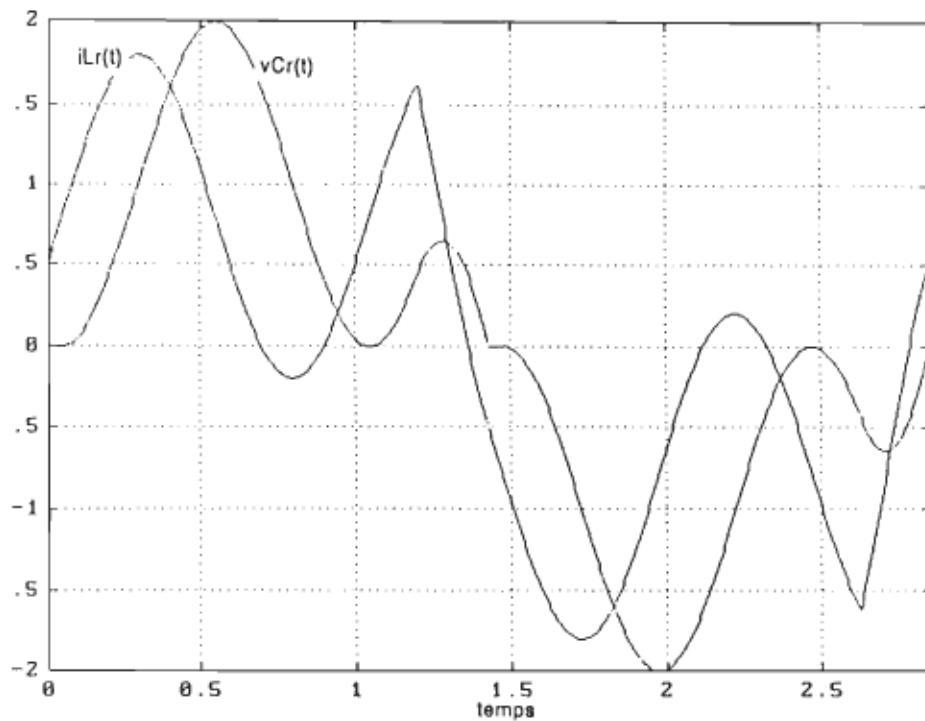


Figure 1.63. Courbes de  $i_L(t)$  et  $v_C(t)$  en mode multiple 1.

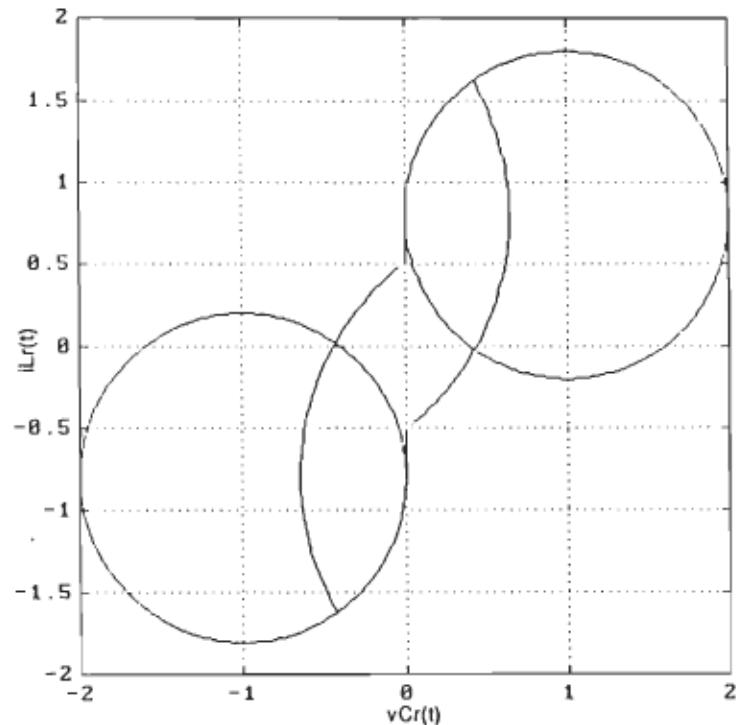


Figure 1.64. Plan d'état en mode multiple 1.

#### 1.4.5 Calcul de la tension et de la puissance de sortie à l'aide des équations d'état.

On peut remarquer, en regardant les plans d'état du CRP fonctionnant au-dessous de la résonance, qu'une excitation du circuit résonant à l'aide d'un onduleur à thyristors diodes est plus rentable, au point de vue énergétique, qu'une excitation avec un onduleur à transistors diodes. En effet, la puissance transmise à la sortie, pour les mêmes contraintes sur les interrupteurs, est inférieure dans le cas de la commande à logique transistors diodes à cause de la restitution d'énergie plus grande à la source. Ceci est d'autant plus significatif pour les modes multiples deux et trois. De plus, comme on le verra plus loin, la commande à  $180^\circ$  est complexe à cause du risque de court-circuit du bras d'onduleur. Dans le cas de cette commande, l'emploi d'un circuit d'aide à la commutation complet diminue le rendement. Donc, pour utiliser un circuit d'aide à la commutation purement réactif, on doit faire fonctionner le CRP dans la même plage que si on avait des thyristors diodes comme interrupteurs. Pour toutes ces raisons, les calculs de tension de sortie et les courbes de dimensionnement ne seront développés que pour une commande à thyristors-diodes.

Comme dans le cas du fonctionnement au-dessus de la résonance, la tension de sortie normalisée équivaut à la tension moyenne redressée aux bornes du condensateur. On intègre donc la tension  $V_c(t)$  sur la demi-période où la tension est positive et on divise le tout par la demi-période.

- En mode continu

$$V_0 = \frac{\int_{\alpha_1}^{2\pi - \alpha} [1 - R_1 \cos(\alpha)] d\alpha + \int_{\beta_1}^{\beta_2} [R_2 \cos(\beta) - 1] d\beta}{2\pi - \alpha - \alpha_1 + \beta_2 - \beta_1} \quad (1.178)$$

$$V_0 = \frac{(2\pi - \alpha + \beta_1 - \beta_2) - R_1 [\sin(2\pi - \alpha) - \sin(\alpha_1)] + R_2 [\sin(\beta_2) + \sin(\beta_1)]}{2\pi - \alpha - \alpha_1 + \beta_2 - \beta_1} \quad (1.179)$$

- En mode discontinu en tension seulement

$$V_0 = \frac{\int_0^{2\pi - \alpha} [1 - \cos(\alpha)] d\alpha + \int_{\beta_1}^{\beta_2} [R_2 \cos(\beta) - 1] d\beta}{2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{L0}} \quad (1.180)$$

$$V_0 = \frac{(\alpha + \beta_1 - \beta_2) - \sin(\alpha) + R_2 [\sin(\beta_2) - \sin(\beta_1)]}{2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{L0}} \quad (1.181)$$

- En mode discontinu en tension et en courant

$$V_0 = \frac{\int_0^{2\pi - \alpha} [1 - \cos(\alpha)] d\alpha + \int_0^{2\pi(t_4 - t_3)} (V_{C2} - 2\pi t I_0) d(2\pi t)}{2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{L0} + (V_{C2} - V_{C3})/I_0} +$$

$$\frac{\int_{\beta_1}^{\beta_2} [R_2 \cos(\beta) - 1] d\beta}{2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{L0} + (V_{C2} - V_{C3})/I_0} \quad (1.182)$$

$$V_0 = \frac{\alpha + \beta_1 - \beta_2 + V_{C2} * (2\pi(t_4-t_3)) - I_0(2\pi(t_4-t_3))^2/2}{2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{L0} + (V_{C2} - V_{C3})/I_0 - \sin(\alpha) + R_2[\sin(\beta_2) - \sin(\beta_1)]}$$

$$\frac{2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{L0} + (V_{C2} - V_{C3})/I_0}{(1.183)}$$

- En mode point mort

$$V_0 = \frac{\int_0^{2\pi-\alpha} [1-\cos(\alpha)] d\alpha + \int_0^{2\pi(t_4-t_3)} (V_{C2}-2\pi t I_0) d(2\pi t)}{2\pi - \alpha + I_0 + V_{C2}/I_0 + \text{point mort}}$$

$$(1.184)$$

$$V_0 = \frac{2\pi - \alpha - \sin(\alpha) + V_{C2} * (2\pi(t_4-t_3)) - I_0(2\pi(t_4-t_3))^2/2}{2\pi - \alpha + I_0 + V_{C2}/I_0 + \text{temps mort}}$$

$$(1.185)$$

La puissance normalisée délivrée à la charge du CRP équivaut au produit de la tension de sortie ( $V_0$ ) et du courant de sortie ( $I_0$ ). Donc

$$P_0 = V_0 * I_0$$

$$(1.186)$$

Les courbes de la tension et de la puissance de sortie en fonction de la fréquence d'opération apparaissent aux figures 1.65 et 1.66, pour différents courants de charge.

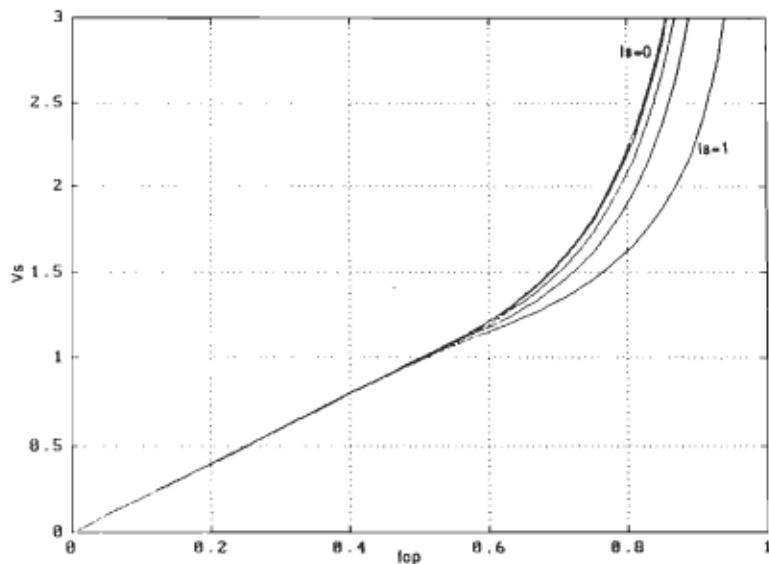


Figure 1.65. Courbes de la tension de sortie.

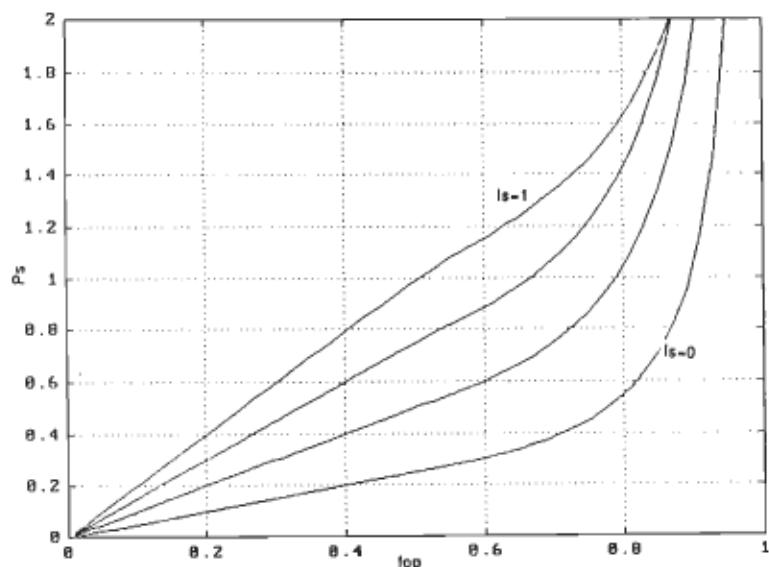


Figure 1.66. Courbes de la puissance de sortie.

#### 1.4.5 Dimensionnement des composants.

Pour les raisons mentionnées ci-haut, les courbes de dimensionnement ne seront développées que pour un fonctionnement en logique thyristors-diodes. Pour le dimensionnement des composants du circuit, il est nécessaire de connaître le courant maximal dans l'inductance de résonance, la tension maximale aux bornes du condensateur de résonance ainsi que les courants moyens dans les thyristors et dans les diodes.

Les angles et les rayons cités dans les équations ci-dessous sont tels que définis plus haut pour chacun des modes de fonctionnement.

##### - Dimensionnement de $T_1$ et $T_2$ .

En mode continu, le transistor  $T_1$  conduit pour les périodes de  $t_1$  à  $t_2$  (arc de cercle de rayon  $R_1$ ) et de  $t_3$  à  $t_4$ . Le courant moyen circulant dans le transistor se calcule à partir de l'intégrale du courant qui y circule sur la période complète.

$$IT_{moy} = \frac{1}{2*(2\pi - \alpha - \alpha_1 + \beta_2 - \beta_1)} \left\{ \int_{\alpha_1}^{\alpha_c} (I_0 + R_1 \sin(\alpha)) d\alpha + \int_{\beta_1}^{\beta_2} (R_2 \sin(\beta) - I_0) dt \right\} \quad (1.187)$$

où  $\alpha_c$  est l'angle où l'arc de cercle de rayon  $R_1$  franchit l'axe horizontal (au passage par zéro du courant  $i_L(t)$ ).

$$\alpha_c = \pi + \sin^{-1}\left(\frac{I_0}{R_1}\right) \quad (1.188)$$

$$IT_{moy} = \frac{I_0(\alpha_C - \alpha_1 + \beta_1 - \beta_2) + R_1(\cos \alpha_1 - \cos \alpha_C) + R_2(\cos \beta_1 - \cos \beta_2)}{2^*(2\pi - \alpha - \alpha_1 + \beta_2 - \beta_1)} \quad (1.189)$$

Le courant maximal qui va circuler dans le transistor  $i_{Lmax}$  sera déterminé par la somme du rayon  $R_1$  et du courant de charge  $I_0$ .

Donc:

$$i_{Lmax} = R_1 + I_0 \quad (1.190)$$

La tension maximale qu'auront à supporter  $T_1$  et  $T_2$  est de  $2^*E$  car lorsque  $T_2$  ou  $D_2$  sont fermés, on retrouve cette tension aux bornes de  $T_1$  et vice versa pour  $T_2$ .

En mode discontinu en tension, les instants de conduction de  $T_2$  sont de  $t_0$  à  $t_1$  et de  $t_1$  à  $t_2$  et de  $t_4$  à  $t_5$ .

$$IT_{moy} = \frac{1}{2^*(2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{Lo})} \left\{ \int_0^{2\pi t_1} (i_{Lo} + 2\pi t) d(2\pi t) + \int_0^{\alpha_C} (I_0 + \sin(\alpha)) d\alpha + \int_{\beta_1}^{\beta_2} (R_2 \sin(\beta) - I_0) d\beta \right\} \quad (1.191)$$

$$IT_{moy} = \frac{1}{2^*(2\pi t_1 + \alpha - \beta_1 + \beta_2)} * \{ I_0(\beta_1 - \beta_2 + \alpha_C) + i_{Lo}(2\pi t_1) + \frac{(2\pi t_1)^2}{2} + R_2(\cos \beta_1 - \cos \beta_2) + 1 - \cos \alpha_C \} \quad (1.192)$$

Le courant maximal qu'auront à supporter les transistors est de  $I_0 + 1$ .

Comme pour le mode de conduction continu, la tension maximale qu'auront à supporter les transistors en mode discontinu est de  $2^*E$ .

En mode discontinu en tension et en courant, les instants de conduction de  $T_1$  sont de  $t_0$  à  $t_1$  et de  $t_1$  à  $t_2$  et de  $t_4$  à  $t_5$ .

$$IT_{moy} = \frac{\int_0^{2\pi t_1} (i_{L0} + 2\pi t) d(2\pi t) +}{2*(2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{L0} + \frac{V_{C2} - V_{C3}}{I_0})} + \\ \frac{\int_0^{\alpha_C} (I_0 + \sin(\alpha)) d\alpha + \int_{\beta_1}^{\beta_2} (R_2 \sin(\beta) - I_0) d\beta}{2*(2\pi - \alpha + \beta_2 - \beta_1 + I_0 - i_{L0} + \frac{V_{C2} - V_{C3}}{I_0})} \quad (1.193)$$

$$IT_{moy} = \frac{1}{2*(2\pi - \alpha - \beta_1 + \beta_2 + I_0 - i_{L0} + \frac{V_{C2} - V_{C3}}{I_0})} * \{ I_0(\beta_1 - \beta_2 + \alpha_C) + \\ i_{L0}(2\pi t_1) + \frac{(2\pi t_1)^2}{2} + R_2(\cos \beta_1 - \cos \beta_2) + 1 - \cos \alpha_C \} \quad (1.194)$$

Le courant maximal qu'auront à supporter les transistors est, comme en mode discontinu en tension seulement, la somme du courant de base et du courant de charge et la tension maximale qu'auront à supporter les transistors sera de  $2^*E$ .

En mode point mort,  $T_1$  conduit durant de  $t_0$  à  $t_1$  et de  $t_1$  à  $t_2$ . Le courant moyen dans les transistors sera donc le suivant:

$$IT_{moy} = \frac{\int_0^{2\pi t_1} 2\pi t \, d(2\pi t) + \int_0^{\alpha_C} (I_0 + \sin(\alpha)) \, d\alpha}{2*(2\pi - \alpha + I_0 + \frac{V_{C2}}{I_0} + \text{point-mort})} \quad (1.195)$$

$$IT_{moy} = \frac{I_0 \alpha_C + \frac{I_0^2}{2} + 1 - \cos \alpha_C}{2*(2\pi - \alpha + I_0 + \frac{V_{C2}}{I_0} + \text{point-mort})}; \text{ car } 2\pi t_1 = I_0 \quad (1.196)$$

Le courant maximal sera évidemment de  $I_0 + 1$  et la tension maximale de  $2^*E$ .

- Dimensionnement de  $D_1$  et  $D_2$

La tension inverse que doivent supporter  $D_1$  et  $D_2$  est de  $2^*E$  car celles-ci sont en anti-parallèles avec  $T_1$  et  $T_2$ , peu importe le mode de fonctionnement.

En mode point mort, la diode  $D_1$  conduit de  $\alpha_C$  à  $2\pi - \alpha$ . Donc,

$$ID_{moy} = \frac{1}{2*(2\pi - \alpha_1 - \alpha + \beta_2 - \beta_1)} \int_{\alpha_C}^{2\pi - \alpha} (I_0 + R_1 \sin \alpha) \, d\alpha \quad (1.197)$$

$$ID_{moy} = \frac{I_0(2 - \alpha_1 - \alpha) + R_1(\cos \alpha_C - \cos(2\pi - \alpha))}{2*(2\pi - \alpha_1 - \alpha + \beta_2 - \beta_1)} \quad (1.198)$$

- Dimensionnement de L et de C:

Le courant maximal qui circule dans L est le même que celui calculé pour T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub>.

En se référant aux figures 1.51, 1.53, 1.55, 1.57, 1.59, 1.61 et 1.63, on voit que les formes des courbes de i<sub>L</sub>(t) sont des sinusoïdes par parties dont la surface sera toujours inférieure à celle d'une sinusoïde parfaite d'amplitude i<sub>Lmax</sub>. Donc,

$$i_{L\text{eff}} \leq \frac{i_{L\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad (1.199)$$

La tension maximale que supportera l'inductance (L), dans le pire cas, est de V<sub>Cmax</sub> + E:

$$\text{En mode continu, } V_{C\text{max}} = R_1 - I_0 \quad (\text{figure 1.38}) \quad (1.200)$$

$$\text{En mode discontinu en tension, } V_{C\text{max}} = 2 \quad (\text{figure 1.40}) \quad (1.201)$$

$$\text{En mode de double discontinuité, } V_{C\text{max}} = 2 \quad (\text{figure 1.41}) \quad (1.202)$$

$$\text{En mode point mort, } V_{C\text{max}} = 2 \quad (\text{figure 1.42}) \quad (1.203)$$

La tension efficace que supportera le condensateur (C) sera toujours inférieure à la valeur efficace d'une forme sinusoïdale d'amplitude V<sub>Cmax</sub>. Donc,

$$V_{C\text{eff}} \leq \frac{V_{C\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad (1.204)$$

Le courant maximal qui circulera dans C est de  $i_{L\max} + I_0$ :

$$\text{En mode continu, } i_{L\max} = R_1 + I_0 \quad (\text{figure 1.38}) \quad (1.205)$$

$$\text{En mode discontinu en tension, } i_{L\max} = 1 + I_0 \quad (\text{figure 1.40}) \quad (1.206)$$

$$\text{En mode discontinu en tension et en courant, } i_{L\max} = 1 + I_0 \quad (1.207)$$

$$\text{En mode point mort, } i_{L\max} = I_0 \quad (\text{figure 1.42}) \quad (1.208)$$

Un programme de simulation calculant les valeurs de  $i_{L\max}$ ,  $V_{C\max}$ ,  $I_{Dmoy}$ ,  $I_{Tmoy}$ ,  $I_{Teff}$ ,  $V_0$  et  $P_0$  a été conçu en fonction du courant de charge et de la fréquence d'opération. On peut voir la liste de ce programme en annexe 5. Les figures 1.67 et 1.68 nous montrent les courbes du courant et de la tension maximale dans le circuit résonant alors que les figures 1.69 et 1.70 nous montrent les courants moyens des les thyristors et dans les diodes.

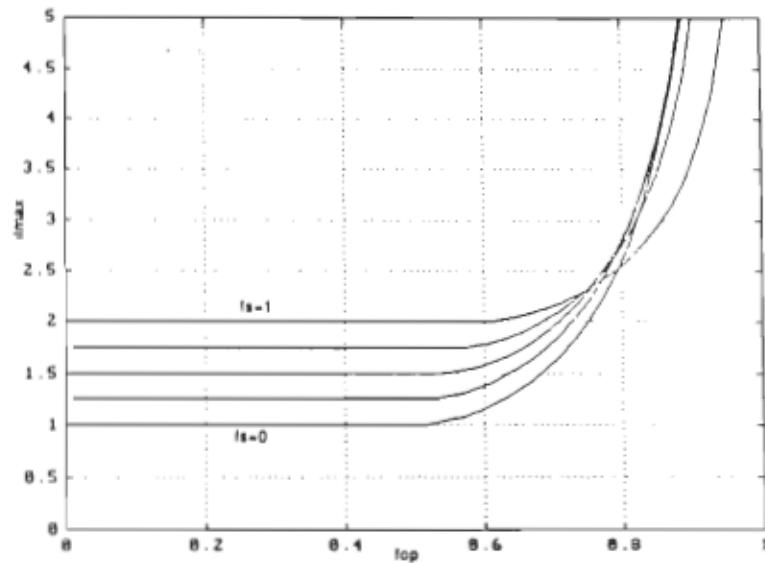


Figure 1.67. Courbe du courant maximal dans l'inductance ( $i_{L\max}$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

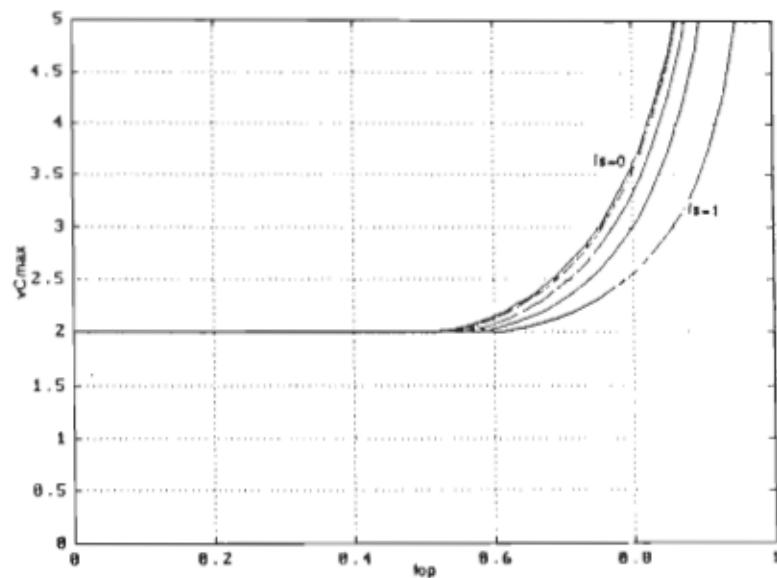


Figure 1.68. Courbe de la tension maximale aux bornes du condensateur ( $V_{C\max}$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

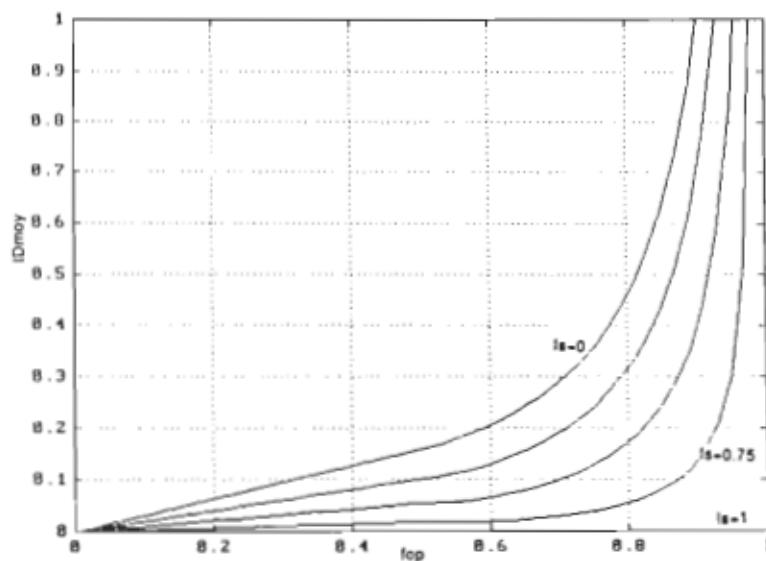


Figure 1.69. Courbe du courant moyen dans la diode ( $I_{Dmoy}$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

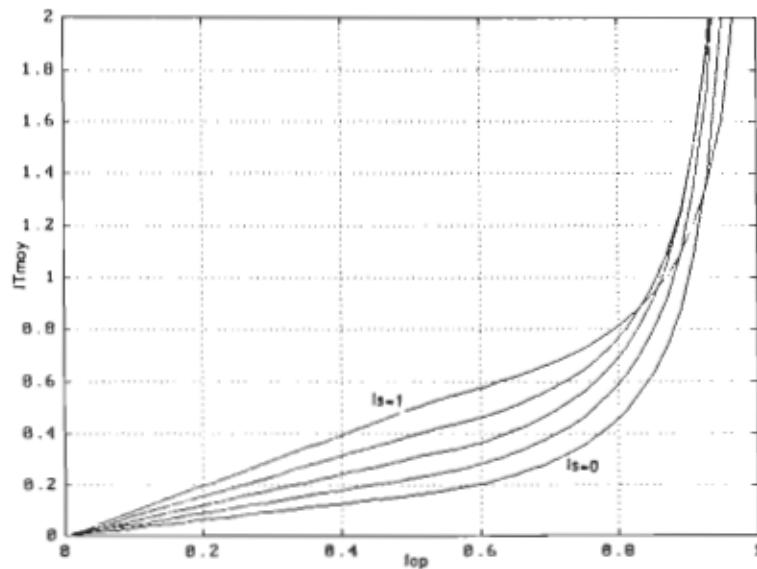


Figure 1.70. Courbe du courant moyen dans le transistor ( $I_{Tmoy}$ ) en fonction de la fréquence d'opération pour des courants de charge allant de 0 à 1.

### **1.5 CHOIX DES INTERRUPEURS.**

Le choix des interrupteurs se fait en fonction du sens du courant dans l'interrupteur au moment de l'ouverture (ou de la fermeture). Il y a principalement deux cas que l'on peut rencontrer:

- 1- Le courant circule en sens direct au moment de l'ouverture -> on doit utiliser des thyristors duraux.
- 2- Le courant circule en sens inverse au moment de l'ouverture -> on doit utiliser des thyristor-diodes.

On tentera d'utiliser l'un de ces deux interrupteurs. Pour ce faire, au moment de la commutation de l'interrupteur, il faut s'assurer que le sens du courant ne change pas. Dans l'incertitude, une logique à transistors-diodes (conduction 180°) s'avère nécessaire, ce qui impose l'emploi d'un circuit d'aide à la commutation complet avec éléments dissipatifs.

Si un thyristor est amorcé à un moment où sa diode anti-parallèle conduit, il ne s'amorcera pas. De plus, si un thyristor est amorcé alors que l'autre conduit, un court-circuit direct survient. Il existe donc un danger de destruction de l'onduleur si on utilise une logique de commande thyristors-diodes. Par contre, si les interrupteurs de l'onduleur sont des thyristors duraux, on peut chercher à l'ouvrir au moment où sa diode antiparallèle conduit ou au moment où l'autre interrupteur conduit, cette commande n'aura aucun effet. Dans le pire cas, le convertisseur s'arrête. Donc, contrairement au fonctionnement avec logique à thyristors-diodes, le fonctionnement en thyristor duraux ne représente aucun danger pour le

convertisseur, ceci même si l'ouverture n'est pas commandée à courant positif.

Si on veut commuter d'un interrupteur à l'autre lorsque le courant est positif, il faut donc utiliser des thyristors duaux, car l'ouverture doit être forcée. Par contre, si on veut commuter d'un interrupteur à l'autre, lorsque le courant est négatif, il suffit d'amorcer le deuxième et l'ouverture du premier sera spontanée; il faut donc utiliser des thyristors-diodes.

Il est possible d'utiliser des transistors (avec diode en antiparallèle) en les faisant conduire chacun pendant  $180^\circ$ . Si au moment de la commutation le courant est positif, ceux-ci vont se comporter comme des thyristors duaux (on peut mettre une diode en série avec le transistor pour empêcher le courant de circuler en inverse dans un transistor lors de l'ouverture de l'autre). L'ajout d'un condensateur comme circuit d'aide à la commutation est suffisant. On ne pourra cependant pas commuter lorsque le courant sera négatif dans l'interrupteur car à la fermeture forcée de l'autre transistor, la source sera court-circuitée par le condensateur d'aide à la commutation.

Si au moment de la commutation le courant dans l'interrupteur est négatif, la fermeture de l'autre transistor va permettre le blocage spontané de la diode. Une inductance pure est adéquate comme circuit d'aide à la commutation. On ne pourra cependant pas commuter ce montage lorsque le courant sera positif, car on ouvrira le transistor alors qu'une inductance en série est chargée.

En conclusion, l'emploi de transistors (avec diodes) avec une commande  $180^\circ$  est possible en utilisant un circuit d'aide à la commutation purement réactif en autant que la commutation se fasse lorsque le courant circule dans le sens prévu par le concepteur; sinon, un circuit d'aide à la commutation complet (avec éléments dissipatifs) est nécessaire.

### 1.5.1 Influence de la fréquence d'opération et du courant de charge sur l'emploi de l'interrupteur (TH OU THD):

Lorsque la fréquence de fonctionnement équivaut à la fréquence de résonance, la commutation se fait à  $i_L(t) = I_0$  (pour  $I_0 \leq 1$ ) avec des angles  $\alpha + \alpha_1$  de  $180^\circ$  et une surface de plan d'état infinie. Plus la fréquence d'opération augmente, plus les angles  $\alpha + \alpha_1$  diminuent, pour passer par  $90^\circ$  lorsque la commutation se fait à  $V_C(t) = 1$  et pour diminuer, par la suite, jusqu'à zéro. On passe alors par le mode discontinu et jusqu'en mode court-circuit où  $i_L(t) = +I_0$  et  $\alpha + \alpha_1 = 0$ . Étant donné qu'à la fréquence de résonance la surface du plan d'état est infinie, ( $I_0 \ll i_{L\max}$ ), la plage de fréquence où le courant  $i_L(t)$  se situe entre zéro et  $I_0$ , au moment de la commutation, est presque nulle. On peut donc conclure que la fréquence maximale où on aura une ouverture avec courant négatif est la fréquence de résonance si on a un courant de charge inférieur ou égal au courant de base. La figure 1.71 nous montre un exemple de plan d'état à une fréquence voisine de la fréquence de résonance.

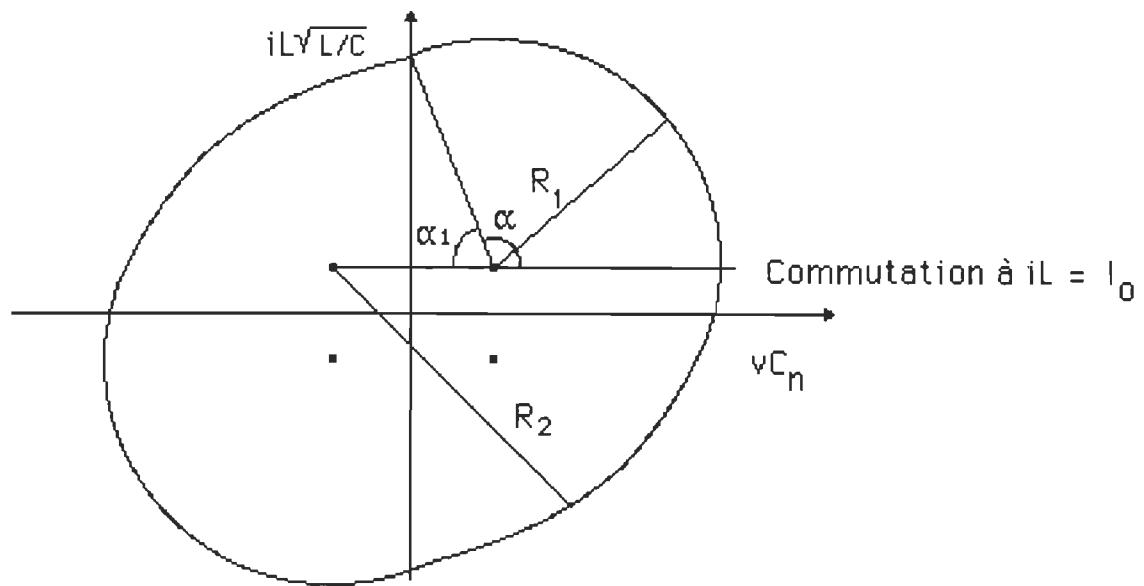


Figure 1.71. Plan d'état du CRP se rapprochant de la fréquence de résonance.

Par contre, si le courant de charge est supérieur au courant de base, en mode continu, la fréquence où la commutation se fait à  $i_L(t)=I_0$  est plus basse que la fréquence de résonance. Se référant à la figure 1.71, on calcule la fréquence de résonance équivalente comme suit:

$$R_1 = \sqrt{(i_{L0} - I_0)^2 + 1} \quad (1.209)$$

$$R_2 = \sqrt{(i_{L0} + I_0)^2 + 1} = 2 + R_1 \quad (1.210)$$

$$R_2 - R_1 = 2 \quad (1.211)$$

En posant une certaine valeur de  $i_{L0}$ , on calcule  $R_2 - R_1$ . Si cette valeur est plus petite que 2, on pose une valeur de  $i_{L0}$  plus grande et on recommence les calculs. Dans le cas contraire, on pose une valeur

de  $i_{L0}$  plus petite. La période de fonctionnement est ensuite calculée comme suit:

$$T_s = 2 * \frac{\alpha + \beta_2}{2\pi} \quad (1.212)$$

Dans ce cas-ci, la plage de fréquence où  $i_L(t)$  se situe entre zéro et  $I_0$ , au moment de la commutation, est plus significative que dans le cas où  $I_0 \leq 1$ . En mode discontinu, il est certain que la commutation se fera à courant positif, car l'oscillation autour du point  $(1, I_0)$ , même si elle est complète, sera toujours positive. De plus, on a démontré que pour  $I_0 > \sqrt{2}$ , le CRP ne peut pas fonctionner en mode continu. La figure 1.72 nous montre un exemple de plan d'état dans le cas où le courant est supérieur à  $\sqrt{2}$ , à la fréquence de résonance équivalente.

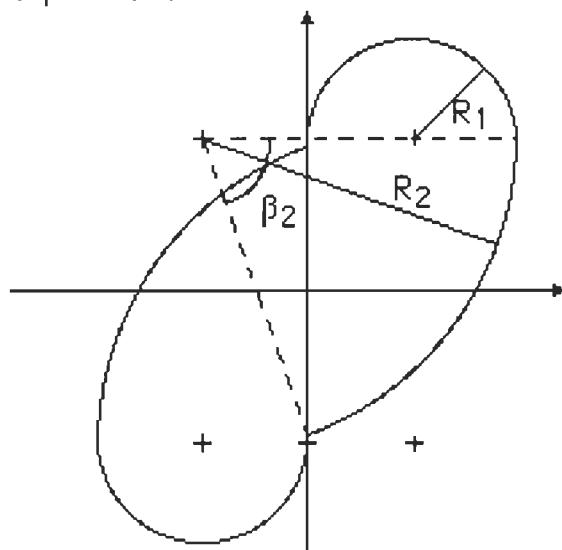


Figure 1.72. Plan d'état à la fréquence de résonance équivalente pour  $I_0 > \sqrt{2}$ .

La période de fonctionnement se calcule comme suit:

$$R_2 = 3 ; i_{L0} = \sqrt{R_2^2 - 1} - I_0 = \sqrt{8} - I_0 ; \beta_2 = \cos^{-1}\left(\frac{1}{R_2}\right) \quad (1.213)$$

$$T_s = 2 \cdot \frac{\pi + \beta_2 + I_0 - i_{L0}}{2\pi} = 2 \cdot \frac{\pi + \beta_2 - \sqrt{8}}{2\pi} \quad (1.214)$$

Un programme qui calcule la fréquence de résonance équivalente a été mis au point et la liste des instructions est en annexe 1.8. La figure 1.73 nous montre les plages d'opération sécuritaires dans le plan  $I_0$  ( $f_s$ ) pour l'emploi des thyristors-diodes ou des thyristors duals.

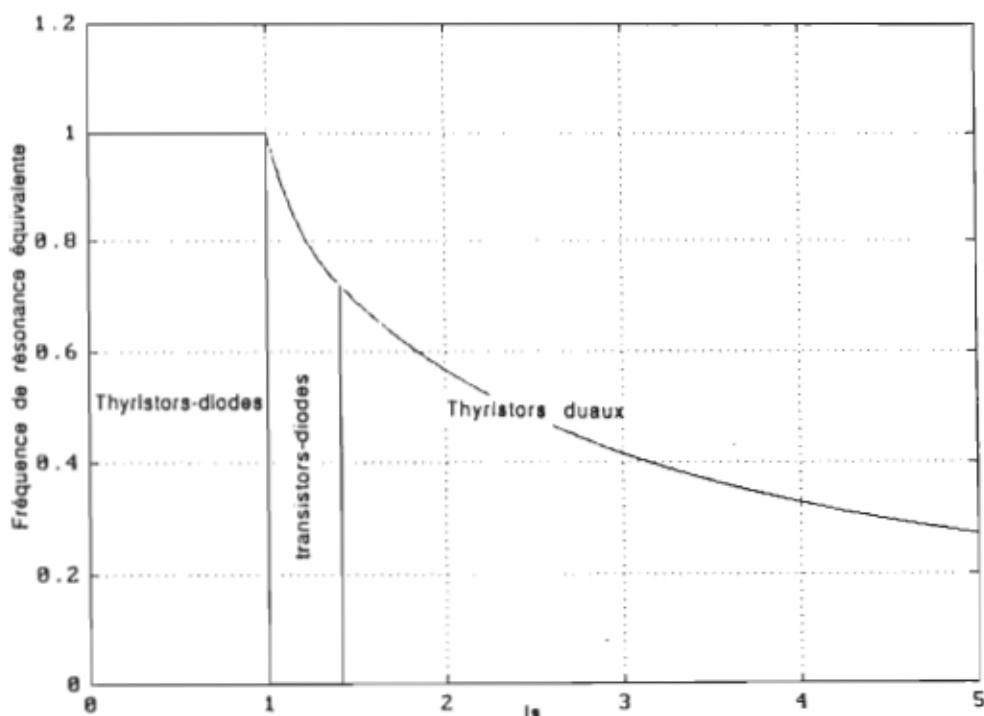


Figure 1.73. Plages d'opération sécuritaires pour l'emploi des thyristors-diodes ou des thyristors duals.

Donc, pour une fréquence d'opération plus grande que la fréquence de résonance (ou de la fréquence de résonance équivalente), on utilise des thyristors duaux. On utilisera également des thyristors duaux si le courant de charge dépasse  $\sqrt{2}$ . On a démontré que pour un courant de charge supérieur à  $\sqrt{2}$ , le CRP ne peut fonctionner qu'en mode discontinu et qu'en mode discontinu, pour un courant supérieur au courant de base, les ouvertures se font à courant positif. Par contre, si  $1 \leq I_{o\min} \leq \sqrt{2}$ , on calcule la fréquence de résonance équivalente ( $f_{max}$ ) pour connaître le type d'interrupteur à choisir. Les thyristors duaux seront choisis si la fréquence d'opération est supérieure à  $f_{max}$ . Dans le cas contraire, on utilise des transistors diodes car il est possible d'avoir des ouvertures à courants positifs comme à courants négatifs.

## 1.6 DIMENSIONNEMENT D'UN MODULE DE 1.5 kW À PARTIR DU RÉSEAU

Cette partie est consacrée aux considérations pratiques lors de la conception d'un convertisseur à résonance parallèle. Pour ce faire, il faut étudier le dimensionnement de chaque composant du circuit.

L'exemple de dimensionnement que nous allons étudier sera pour un fonctionnement au-dessus de la résonance car en pratique, ce montage est plus performant. Lorsque le CRP fonctionne au-dessous de la résonance, les interrupteurs doivent fonctionner avec une commande à thyristors-diodes. Ceci signifie que l'on doit fermer les interrupteurs alors que les diodes opposées conduisent. La source est alors court-circuitée durant le temps de recouvrement des diodes, ce qui cause des surintensités dans les interrupteurs. Par contre, dans le cas des thyristors duaux, l'ouverture des interrupteurs se fait lorsque les diodes opposées sont bloquées. Puisqu'il n'y a pas de surtension lors de la mise en conduction des diodes, contrairement aux surintensités lors du blocage, les interrupteurs n'ont pas à subir les effets des défauts des diodes. Donc, le circuit d'aide à la commutation est beaucoup plus efficace dans le cas des thyristors duaux (un condensateur) que dans le cas des thyristors diodes (une inductance). De plus, dans le cas d'un fonctionnement au-dessous de la résonance, pour gérer la puissance à la sortie, on doit varier énormément la fréquence de fonctionnement, ce qui rend la commande difficile à réaliser. Si le convertisseur fonctionne au-dessus de la résonance, il peut fonctionner avec une charge allant de nulle à

l'infini, ce qui n'est pas le cas pour un fonctionnement au-dessous de la fréquence de résonance.

Le schéma du circuit proposé est dessiné à la figure 1.74. On veut que ce convertisseur, qui est alimenté par une source de tension de 120 volts, 60 Hz, fournisse une puissance de 1.5 kW à la sortie, avec une tension de 120 volts courant continu. Ce convertisseur comprend un redresseur de tension double alternance, un filtre d'entrée qui permet d'obtenir deux sources d'alimentation continue, un onduleur monté en demi-pont, un circuit résonant ( $L_r C_r$ ), un transformateur pour isoler la sortie et optimiser la tension de sortie vue du circuit résonant, un redresseur de sortie, un filtre de sortie  $L_o C_o$  et une charge purement résistive.

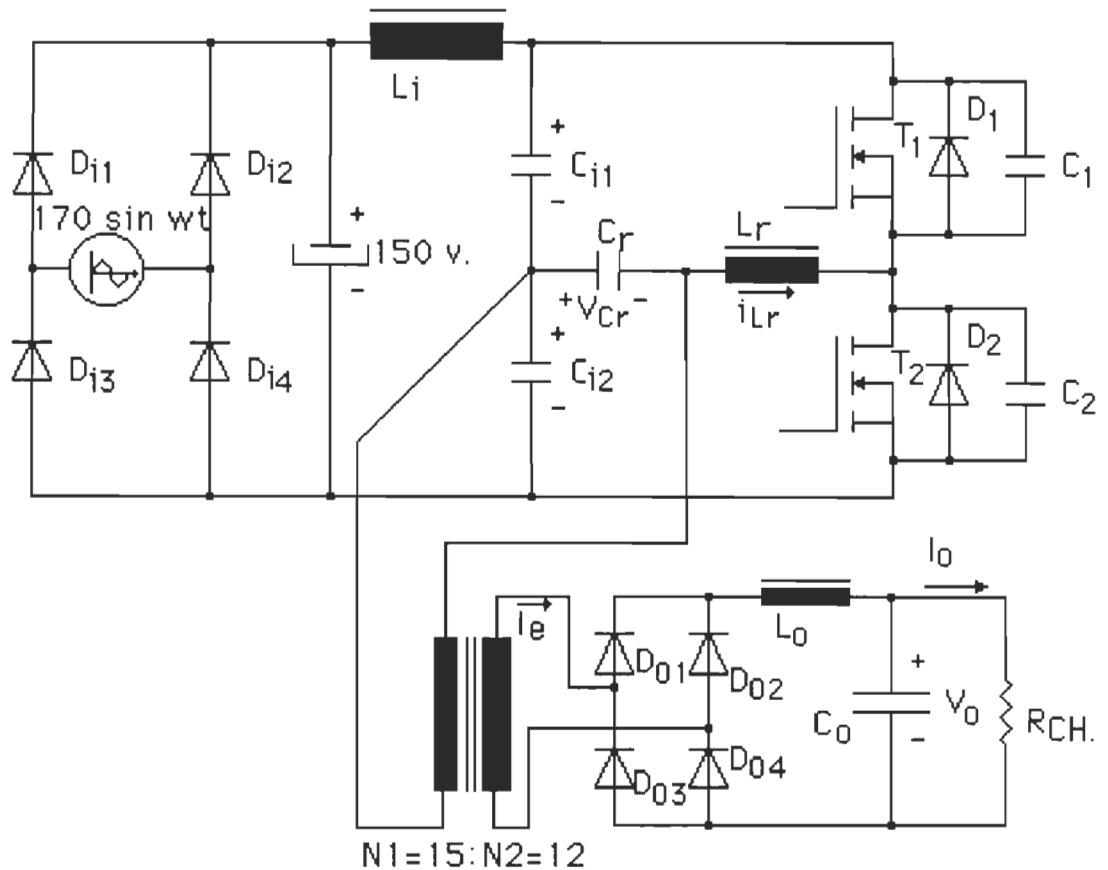


Figure 1.74. Schéma du circuit proposé.

On a vu, lors de l'étude du CRP fonctionnant au-dessus de la résonance (page 40), qu'une tension de sortie de 1 pu (égale à la tension d'entrée) et un courant de charge de 0.6 pu (page 48) sont les valeurs optimales pour obtenir une bonne puissance à la sortie et un bon pouvoir de contrôle sur celle-ci. Ces valeurs seront donc choisies pour notre exemple.

On peut voir, à la figure 1.25, qu'avec une fréquence d'opération de 1.22 pu, on obtient une tension de sortie de 1 pu et un courant de charge de 0.6 pu pour une puissance de sortie nominale normalisée de

0.6 pu (figure 1.26). La puissance de sortie sera contrôlée par la fréquence d'opération. Si on augmente la fréquence d'opération, la tension de sortie diminue, pour un même courant et le courant diminue, pour une même tension; donc la puissance diminue. La stratégie de commande sera donc la suivante: tant que le courant est inférieur à 0.6, la fréquence d'opération sera ajustée de façon à garder la tension de sortie à 1 pu. On voit, à la figure 1.25, que la plage de variation de la fréquence de fonctionnement se situe entre 1.22 et 1.35 pour une tension de sortie de 1 pu et un courant de charge de zéro à 0.6 pu, ce qui donne une variation de 9.63% par rapport à la valeur maximale. Si la tension de sortie est inférieure à 1, on diminue la fréquence et vice versa si elle est supérieure à 1.

Si le courant de charge atteint 0.6 pu, il faut permettre une baisse de tension. Pour limiter le courant de charge à 0.6, il faut augmenter la fréquence d'opération. La fréquence maximale en court-circuit sera de:

$$f_{S\max} = \frac{2\pi}{4 I_0} = \frac{2\pi}{4 * 0.6} = 2.62 \text{ pu.} \quad (1.215)$$

### 1.6.1 Calcul de $L_r$ et de $C_r$ :

Le calcul des composants résonant ( $L_r$  et  $C_r$ ) se fait à partir des relations les reliant au courant de charge maximal et à la fréquence de résonance désirée.

$$w_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (1.216)$$

d'où

$$L_r = \frac{1}{w_r^2 C_r} \quad (1.217)$$

et

$$C_r = \frac{1}{w_r^2 L_r} \quad (1.218)$$

D'autre part, on a la relation suivante:

$$I_{base} = E \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (1.219)$$

En remplaçant  $L_r$  et de  $C_r$  par leurs expressions (équation 1.217 et 1.218), dans l'équation 1.219:

$$L_r = C_r \left( \frac{E}{I_{base}} \right)^2 = \frac{1}{w_r^2 L_r} \left( \frac{E}{I_{base}} \right)^2 \quad (1.220)$$

d'où

$$L_r = \frac{E}{I_{base} w_r} \quad (1.221)$$

De même,

$$C_r = L_r \left( \frac{I_{base}}{E} \right)^2 = \frac{1}{w_r^2 C_r} \left( \frac{I_{base}}{E} \right)^2 \quad (1.222)$$

d'où

$$C_r = \frac{I_{base}}{E w_r} \quad (1.223)$$

En supposant une baisse maximale de la tension d'entrée de  $\pm 10\%$ , due à la chute de tension du condensateur lorsque les diodes d'entrée ne conduisent pas et en considérant une chute de tension due aux diodes de sortie ( 3 volts ), on a une tension d'entrée ( E ) de:

$$E = \frac{170}{2} * (1 - 0.1) - 3 \approx 75 \text{ volts} \quad (1.224)$$

Le courant de charge (vu du circuit résonant), en grandeur réelle, est déterminé à l'aide de la puissance désirée à la sortie et de la tension d'entrée par la relation suivante:

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = \frac{1500 \text{ watts}}{75 \text{ volts}} = 20 \text{ ampères} \quad (1.225)$$

Comme on l'a vu plus haut, on désire un courant de charge normalisé de 0.6 pu. Le courant de base sera donc:

$$I_{\text{base}} = \frac{I_0}{I_{0N}} = \frac{20 \text{ ampères}}{0.6 \text{ pu}} = 33.33 \text{ ampères} \quad (1.226)$$

Pour une fréquence de fonctionnement minimale de 50 kHz à charge nominale (qui correspond à 1.2 pu), la pulsation de résonance est de:

$$\omega_r = \frac{2\pi * 50 \text{ kHz}}{1.2} = 261.8 \text{ krad/sec} \quad (1.227)$$

À partir des équations 1.221, 1.223, 1.224, 1.226 et 1.227, on peut déterminer les valeurs des composants de résonance.

$$L_r = \frac{75}{33.33 * 261800} = 8.6 \mu\text{H} \quad (1.228)$$

et

$$C_r = \frac{I_{base}}{E w_r} = \frac{33.33}{75 * 261800} = 1.7 \mu\text{F} \quad (1.229)$$

En général, on choisit la valeur de condensateur supérieure à la valeur calculée et on ajuste la valeur de l'inductance en fonction de cette valeur. Ceci est dû au fait que la fréquence de résonance ne peut être que diminuée car sa valeur maximale est fixée par des limites physiques. Le courant doit demeurer le même (0.6 pu) pour une optimisation de la puissance à la sortie, comme discuté plus haut. On ajustera donc l'inductance en fonction du condensateur et de l'impédance caractéristique du circuit résonant désiré. Donc:

$$C_r = 2 \mu\text{F} \quad (1.230)$$

De l'équation 1.220,

$$L_r = C_r \left\{ \frac{E}{I_{base}} \right\}^2 = 2 * 10^{-6} \left\{ \frac{75}{33.33} \right\}^2 = 10 \mu\text{H} \quad (1.231)$$

La fréquence de résonance sera diminuée de quelque peu, avec les valeurs un peu plus grandes des éléments résonants.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{10 \mu H * 2 \mu F}} = 223.6 \text{ krad/sec} \quad (1.232)$$

La fréquence de résonance sera donc de 35.6 kHz et la fréquence de fonctionnement minimale sera de 42.7 kHz, comparativement à 50 kHz, valeur de départ.

Par contre, le courant de base demeure le même, soit:

$$I_{base} = E \sqrt{\frac{C}{L}} = 75 \text{ volts} \sqrt{\frac{2 \mu F}{10 \mu H}} = 33.5 \text{ ampères} \quad (1.233)$$

Pour que la tension de sortie équivale à la tension d'entrée, comme il a été discuté, il faut qu'au primaire du transformateur la tension apparaisse comme étant de même valeur que la tension d'entrée. Pour ce faire, le rapport de transformation du transformateur se doit d'être le rapport de ces deux tensions:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{120}{75} = 1.6 = \frac{16}{10} \quad (1.234)$$

En pratique, il faut s'assurer que le nombre de tours de fil soit suffisant pour ne pas que le noyau du transformateur ne sature. Pour le moment, on considère que ce nombre de tours de fil est suffisant, ce qui sera démontré lors d'une étude ultérieure.

Pour déterminer la capacité en tension et en courant des composants du circuit, il est nécessaire de connaître les courants et tensions maximaux dans le circuit résonant. Se référant aux figures 1.26, 1.27 et 1.28, on peut voir que pour une tension de sortie de 1 pu, on a un courant maximal dans l'inductance de 2.3 pu et une tension maximale aux bornes du condensateur de 1.7 pu (lorsqu'aucune charge n'est reliée au convertisseur). Ces valeurs correspondent à une tension maximale de 127.5 volts aux bornes du condensateur et un courant maximal de 77 ampères dans l'inductance.

Le condensateur de sortie ( $C_0$ ) devra supporter la tension de sortie de 120 volts alors que sa limite en courant n'est pas très significative (si le condensateur peut fonctionner à 100 kHz).

L'inductance de sortie ( $L_0$ ) devra supporter le courant de charge de 12.5 ampères alors que la limite en tension est la valeur maximale entre la tension de sortie et la différence entre la tension  $V_{C\max}$  réfléchie au secondaire du transformateur et la tension de charge, soit:

$$V_{L\max} = V_{C\max} \frac{N_2}{N_1} V_{CH} = 1.7 * 75 * \frac{16}{10} 120 = 204 - 120 = 84 \text{ volts} \quad (1.235)$$

Donc,

$$V_{L\max} = V_0 = 120 \text{ volts} \quad (1.236)$$

On suppose que les filtres d'entrée ( $L_i C_i$ ) et de sortie ( $L_o C_o$ ) sont conçus pour garder la tension d'entrée ( $E$ ) et le courant de sortie ( $I_o$ ) constants. Des calculs ultérieurs démontreront la pertinence de ces approximations.

Les diodes de sortie devront supporter, en inverse, la tension maximale aux bornes du condensateur de résonance réfléchie au secondaire du transformateur, soit:

$$V_{RM} = V_{Cmax} \frac{N_2}{N_1} = 1.7 * 75 * \frac{16}{10} = 204 \text{ volts} \quad (1.237)$$

De même, le courant maximal qui circulera dans ces diodes sera le courant de charge de 12.5 ampères.

Les tensions que devront supporter les condensateurs d'aide à la commutation ( $C_1$  et  $C_2$ ) sont les mêmes que celles que devront supporter les transistors  $T_1$  et  $T_2$ , soit 150 volts au maximum. Le courant maximal qu'ils devront supporter est le courant  $i_{Lmax}$ , si l'ouverture des interrupteurs se fait lorsque ce courant circule dans l'interrupteur (pire condition).

La relation reliant le courant circulant dans le condensateur et la montée de la tension à ses bornes est la suivante:

$$i_C = C \frac{dV}{dt} \quad (1.238)$$

où  $i_C = i_{L\max}$ ,  $dt = t_{off}$  (le temps d'ouverture de l'interrupteur) et  $dV$  est la montée de la tension à ses bornes. On a intérêt à avoir une valeur de condensateur la plus élevée possible pour que la tension aux bornes de l'interrupteur soit la moins élevée possible à la fin de son ouverture. D'un autre côté, il ne faut pas que ce condensateur influence le comportement du convertisseur. On prendra donc un condensateur de valeur dix (10) fois plus petit que le condensateur de résonance, soit de  $0.2 \mu F$ . Puisque les deux condensateurs d'aide à la commutation, qui sont en parallèle, sont en série avec le condensateur de résonance, ceux-ci apparaissent comme étant cinq (5) fois plus petits que  $C_r$ . La tension maximale qu'atteindra l'interrupteur avant l'ouverture complète dépendra donc du temps d'ouverture de l'interrupteur. Si on désire une tension maximale de 50 pourcent (75 volts) le temps d'ouverture des interrupteurs devra être de:

$$t_{off} = C \frac{dV}{i_{L\max}} = 0.2 * 10^{-6} * \frac{75 \text{ volts}}{77 \text{ ampères}} = 0.2 \mu\text{sec} \quad (1.239)$$

Ceci est possible avec des MOSFETs comme interrupteurs.

Les interrupteurs et les diodes  $D_1$  et  $D_2$  devront supporter la somme des deux tensions d'alimentation (150 volts) en tension et le courant maximal  $i_{L\max}$  (77 ampères). Pour ce qui est du courant moyen, on se réfère aux figures 1.29 et 1.30. On peut lire un courant moyen dans les transistors de 0.55 pu, ce qui correspond à 18.4 ampères et dans les diodes de 0.33 pu, ce qui correspond à onze (11)

ampères. Ces courants moyens maximums se produisent à charge nulle.

La puissance dissipée par le transistor se fait principalement durant la conduction et l'ouverture. Pour le calcul de la puissance dissipée durant la conduction, on se sert du courant efficace parce que les MOSFETs ont un comportement résistif (contrairement aux transistors bipolaires). Si on suppose une descente constante du courant lors de l'ouverture, la puissance dissipée dans l'interrupteur se calcule comme suit:

$$P_d = R_{ds(on)} * I_{RMS}^2 + \frac{\Delta V}{2} * i_{Lmax} \frac{t_{off}}{T_s} \quad (1.240)$$

Pour ce qui est des diodes, la puissance dissipée due à la commutation est négligeable; il ne reste donc que les pertes par conduction.

$$P_d \approx V_f * ID_{moy} \quad (1.241)$$

Où  $V_f$  est la tension de la diode en conduction.

Le transformateur devra supporter le courant de charge de 12.5 ampères au secondaire et le courant de charge réfléchie au primaire de vingt (20) ampères.

La fréquence maximale à laquelle le convertisseur fonctionnera pour garder une tension de 120 volts à la sortie sera de 1.35 pu (figure 1.25), ce qui correspond à 48 kHz. De même, pour garder un courant maximal de 12.5 ampères, même si la tension chute à zéro, la

fréquence de fonctionnement devra monter jusqu'à 2.2 pu (figure 1.26), ce qui correspond à 80 kHz.

En résumé, ce convertisseur à résonance parallèle, fonctionnant au-dessus de la fréquence de résonance, fonctionne à des fréquences allant de 42.7 à 80 kHz pour une puissance délivrée à la sortie allant de 1.5 à zéro kW.

### **1.7 CONCLUSION:**

Dans ce premier chapitre, on a étudié le convertisseur à résonance parallèle. Dans un premier temps, on a étudié le principe de fonctionnement du convertisseur pour réaliser que le CRP se comporte différemment, dépendant si on fonctionne au-dessus de la résonance ou au-dessous.

On a vu que, pour un fonctionnement dans une plage de fréquence plus élevée que la fréquence de résonance naturelle du circuit résonant, il est souhaitable d'utiliser un onduleur à thyristors duaux pour exciter le circuit résonant. Ceci est dû au fait que les ouvertures des interrupteurs se font à courants positifs. Avec un fonctionnement au-dessus de la résonance, le CRP peut fonctionner selon trois modes de fonctionnement qui sont le mode continu, le mode discontinu et le mode court-circuit. À cause du mode court-circuit, le CRP, fonctionnant au-dessus de la résonance, possède le grand avantage de pouvoir fonctionner en court-circuit de même qu'à vide.

Le comportement du CRP fonctionnant au-dessous de la résonance fut également étudié. On a vu que, dans cette plage de fréquence, il est préférable d'utiliser des interrupteurs de type thyristors-diodes pour exciter le circuit résonant parce que l'ouverture des interrupteurs se fait à courant négatif. Pour démontrer ceci, on a comparé le fonctionnement du CRP utilisant des interrupteurs de type thyristors-diodes avec un fonctionnement utilisant des interrupteurs de type transistors-diodes (qui conduisent chacun  $180^\circ$ ). Avec l'utilisation des thyristors, le CRP peut

fonctionner selon quatre modes de fonctionnement: le mode continu, le mode discontinu en tension, le mode discontinu en tension et en courant et le mode point mort. En comparaison avec le fonctionnement au-dessus de la résonance, le mode point mort peut être intéressant dans les applications où une source de tension pure est nécessaire (à cause de ses très bonnes caractéristiques de source de tension), mais on doit surdimensionner les éléments du circuit.

On a vu qu'il n'y a pas seulement la fréquence de fonctionnement qui peut influencer le type d'interrupteur à utiliser mais aussi le courant de charge. En effet, si le courant de charge devient supérieur au courant de base, il apparaît que la fréquence à partir de laquelle les interrupteurs ouvrent à courant positif diminue avec l'augmentation du courant. À cause de cette dernière remarque, les interrupteurs de type thyristors duaux peuvent être utilisés à des fréquences supérieures à la résonance. Les interrupteurs de type thyristors-diodes, pour leur part, ne peuvent être utilisés sécuritairement qu'à des fréquences inférieures à la fréquence de résonance et à des courants inférieurs au courant de base. Lorsque le CRP est susceptible d'opérer dans des plages de fonctionnement où l'ouverture des interrupteurs peut se produire à courant positif ou négatif, des interrupteurs de type transistors-diodes, avec circuit d'aide à la commutation complet, doivent être utilisés.

Enfin, une dernière partie fut consacrée aux considérations pratiques lors de la conception d'un CRP. Le fonctionnement au-dessus

de la résonance a été choisi pour la robustesse dont il fait preuve à comparer au fonctionnement au-dessous de la résonance.

## CHAPITRE 2

### ÉTUDE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE-PARALLELE.

#### 2.1 INTRODUCTION:

On a vu, au chapitre 1, que le convertisseur à résonance parallèle (CRP), fonctionnant au-dessus de la résonance, possède le très grand avantage de pouvoir fonctionner aussi bien à vide qu'en court-circuit. Cependant, un courant relativement important doit circuler dans les interrupteurs, même à faible charge. Dans le cas du convertisseur à résonance série (CRS) [1] [2] [3], aucun élément n'est en parallèle avec la charge, ce qui implique que le courant dans le circuit résonant circule entièrement dans la charge. Il s'en suit une augmentation significative du rendement du convertisseur. Par contre, l'absence d'éléments en parallèle avec la charge empêche la circulation du courant nécessaire au fonctionnement des thyristors duals lorsqu'aucune charge n'est reliée au convertisseur.

On cherchera donc une structure de convertisseur qui possédera un élément en parallèle avec la charge pour permettre le fonctionnement du convertisseur à vide mais qui consommera le moins d'énergie possible. Ainsi a été développé le convertisseur à résonance série-parallèle (CRSP). Utilisant la structure du CRP, on a diminué la valeur du condensateur pour en ajouter un autre en série avec l'inductance. De cette façon, on peut fonctionner à vide, même

au-dessus de la résonance, et l'augmentation du courant dans le circuit résonant due à l'élément en parallèle avec la charge diminue. De plus, on peut faire fonctionner le convertisseur plus ou moins près de la résonance (série) pour obtenir un bon contrôle de l'énergie transférée à la charge. Le CRSP se veut donc un compromis entre le CRP et le CRS de façon à obtenir le plus de caractéristiques positives de chacun des deux convertisseurs. Comme le comportement du CRSP dépend du rapport des condensateurs, il s'agit de déterminer le meilleur rapport ( $C_s/C_p$ ) dans le but de répondre le mieux possible aux exigences pratiques.

Un programme de simulation, de même qu'un programme de dimensionnement du CRSP fonctionnant au-dessus de la résonance seront développés. Ces programmes serviront à étudier les valeurs optimales de condensateurs pour obtenir les caractéristiques désirées (forte puissance transmise à la sortie et fonctionnement à vide) et en court-circuit. De plus, un soin particulier sera apporté à l'effet de l'amortissement dans le circuit résonant. Un exemple de dimensionnement d'un CRSP sera présenté avec le calcul de chacun des composants de façon à mesurer l'augmentation du rendement par rapport au CRP.

## 2.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE-PARALLÈLE.

Le convertisseur à résonance série-parallèle (CRSP) se veut une amélioration du convertisseur à résonance parallèle (CRP). Basé sur le même principe que le CRP, le CRSP possède un condensateur de plus qui est en série avec l'inductance de résonance. La figure 2.1 nous montre le schéma du CRSP. Comme dans le cas du CRP, l'énergie délivrée à la charge sera générée par la fréquence avec laquelle le circuit résonant sera excité, relativement à la fréquence de résonance naturelle du circuit résonant. De plus, le transformateur permettra d'obtenir la tension désirée à la sortie.

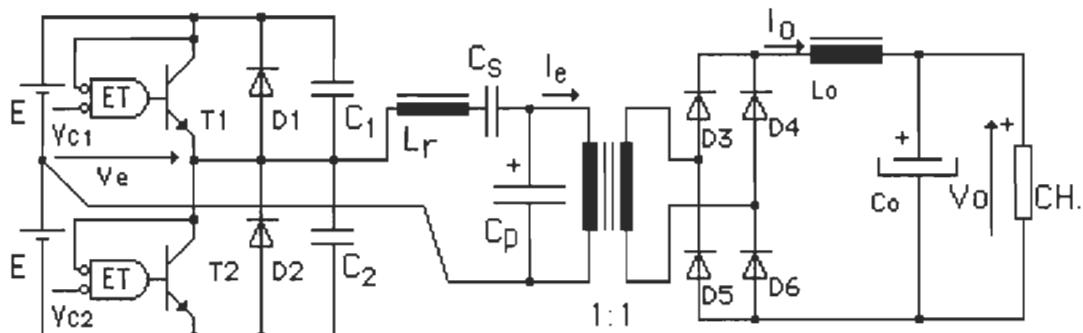
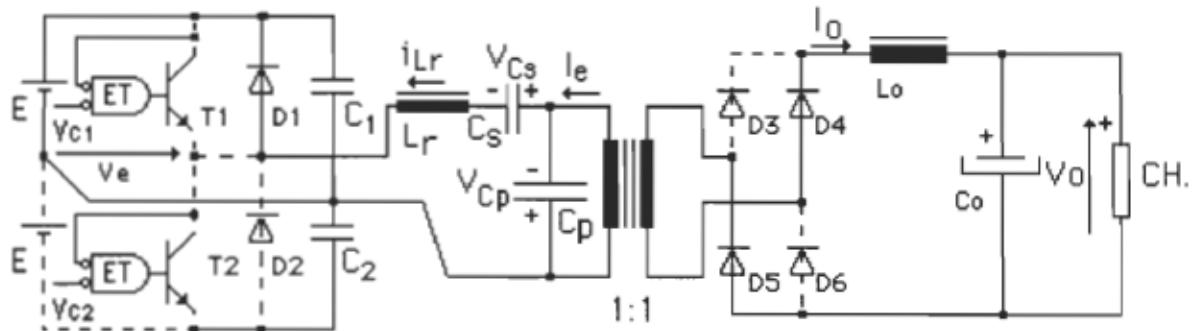
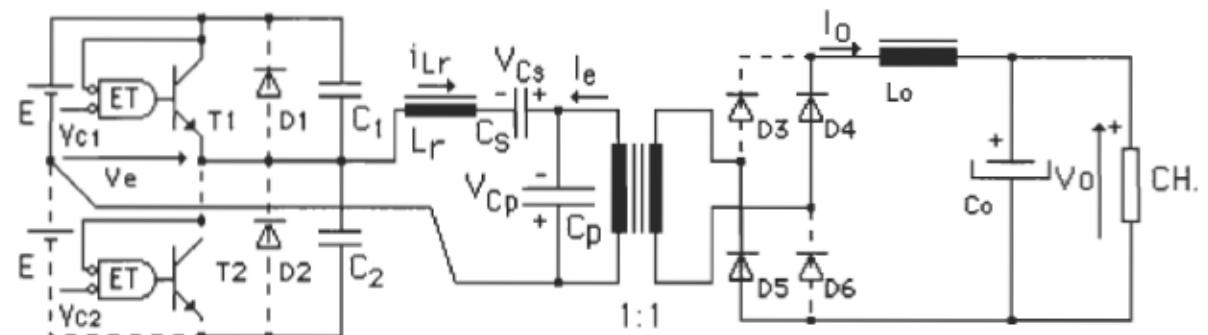
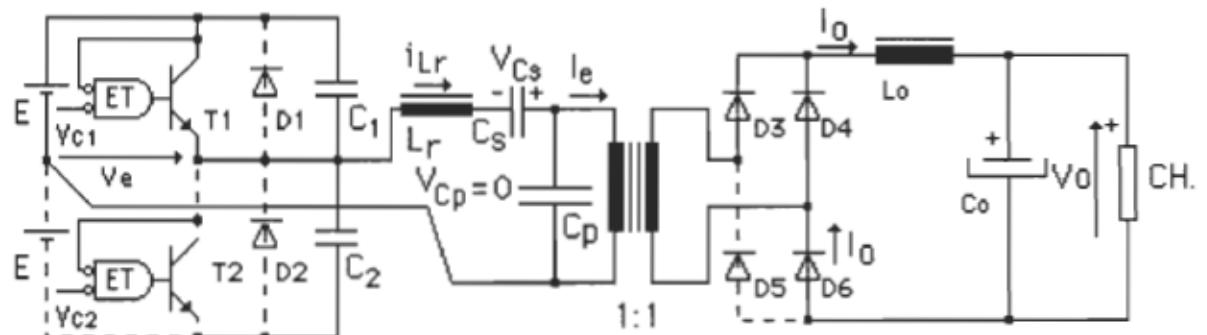


Figure 2.1. Schéma du CRSP fonctionnant au-dessus de la résonance.

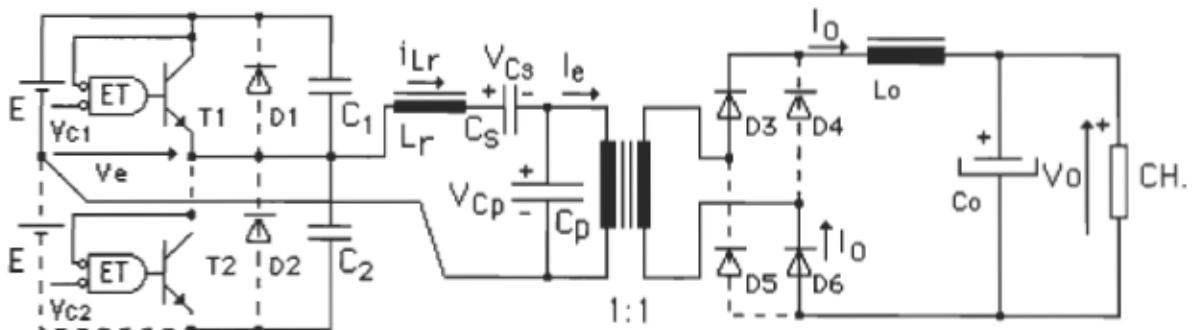
Comme le convertisseur devra fonctionner au-dessus de la fréquence de résonance, les interrupteurs, qui sont formés des éléments  $T_1$  et  $D_1$  et de  $T_2$  et  $D_2$ , seront des thyristors duaux (les ouvertures se font à courants positifs). La logique des thyristors duaux est représentée sur la figure 2.1 par la porte ET ayant comme entrées les complémentaires de la tension  $V_{CE}$  et de la tension de

commande ( $V_{C1}$  et  $V_{C2}$ ). Si le transistor est bloqué, sa tension  $V_{CE}$  est à l'état haut et la base du transistor n'est pas alimentée. La base du transistor ne sera alimentée (la sortie de la porte ET au niveau haut) que si la diode conduit ( $V_{CE}$  au niveau bas) sans la présence d'impulsion de commande ( $V_{C1}$  au niveau bas). Il y a donc amorçage spontané de l'interrupteur lorsque le courant circule dans la diode. L'impulsion de commande sera donc un ordre de blocage à condition que le courant dans l'interrupteur soit positif. Les impulsions de commande seront des trains d'impulsions positives déphasés entre eux de  $180^\circ$ .

La figure 2.2 nous montre les quatre premières séquences de fonctionnement du CRSP. La figure 2.2a nous montre la séquence où la diode  $D_1$  conduit. Cette séquence se produit à partir du moment où l'on ouvre l'interrupteur  $T_2$  jusqu'à ce que le courant dans l'inductance s'inverse. Le courant va passer de la diode  $D_1$  à l'interrupteur  $T_1$  au passage par zéro du courant dans l'inductance ( $i_{Lr}$ ); la fermeture de  $T_1$  ayant été exécutée alors que la diode  $D_1$  conduisait. Les pertes par commutation à la fermeture seront donc nulles (fermeture à tension nulle). Puisque seule l'ouverture doit être protégée, des condensateurs d'aide à la commutation sont placés en parallèle avec les interrupteurs pour limiter la montée de la tension à leurs bornes lors du blocage. On considère que la durée de la commutation des interrupteurs est négligeable par rapport à la période de fonctionnement; par conséquent, l'effet des condensateurs d'aide à la commutation sera négligé.

a) Séquence 1. Conduction de la diode  $D_1$ .b) Séquence 2. Conduction de  $T_1$  à courant de charge négatif.

c) Séquence 3. Court-circuit du secondaire du transformateur.



d) Séquence 4. Conduction de  $T_1$  à courant de charge positif.

Figure 2.2. Séquences de fonctionnement du CRSP.

La séquence numéro 2, qui est illustrée à la figure 2.2b, débute au moment de la mise en conduction de l'interrupteur  $T_1$  jusqu'à ce que la tension aux bornes du condensateur parallèle ( $V_{Cp}$ ) s'annule. Pour les séquences 1 et 2, les diodes  $D_4$  et  $D_5$  conduisent car elles sont polarisées positivement grâce à la polarité de la tension aux bornes du condensateur parallèle.

Si le courant dans l'inductance, au passage par zéro de la tension aux bornes du condensateur, est inférieur au courant de charge (vu du primaire du transformateur), la tension  $V_{Cp}(t)$  demeure à zéro jusqu'à ce que  $i_{Lr}(t) \geq i_0$ . Ceci est dû au fait que l'inductance ne pourra pas fournir le courant nécessaire à la charge. La tension  $V_{Cp}(t)$  est maintenue à zéro par la conduction des deux diodes de l'un des bras du redresseur, comme le montre la figure 2.2c. Cette troisième séquence ne se produit qu'à courant de charge élevée et/ou à fréquence de fonctionnement élevée. Si, à la fin de la séquence 2, le courant dans l'inductance est supérieur au courant de charge, les diodes  $D_4$  et  $D_5$  qui deviennent polarisées en inverse donc bloquent et

les diodes  $D_3$  et  $D_6$  s'amorcent car la tension à leurs bornes devient positive.

La quatrième séquence (figure 2.2d) commence à la fin de la deuxième séquence (ou de la troisième si elle existe) pour se terminer à l'ouverture de l'interrupteur  $T_1$ . Elle est caractérisée par la conduction de l'interrupteur  $T_1$ , à cause du courant positif dans l'inductance et par la conduction des diodes  $D_3$  et  $D_6$ , à cause de la polarité de la tension aux bornes du condensateur parallèle.

Ces quatre mêmes séquences se reproduisent lors du demi-cycle négatif, c'est-à-dire lorsque l'interrupteur numéro un ( $T_1$  et  $D_1$ ) sera bloqué.

### 2.2.1 Détermination des équations du système lorsqu'il n'y a pas de discontinuité.

En se plaçant à l'entrée du circuit résonant, on peut voir que la tension d'entrée est une source de tension alternative qui possède la valeur de  $\pm E$ , selon que l'interrupteur conduit ou ne conduit pas. De même, comme on l'a vu lors de l'étude des séquences de fonctionnement, en se plaçant aux bornes du condensateur parallèle, on peut voir une source de courant alternative qui possède un module de  $\pm i_o$ , selon la polarité de la tension aux bornes du condensateur. De plus, cette source de courant peut avoir un module de même valeur que le courant dans l'inductance lorsque la tension aux bornes du

condensateur est nulle. La figure 2.3 nous montre le circuit équivalent du CRSP.

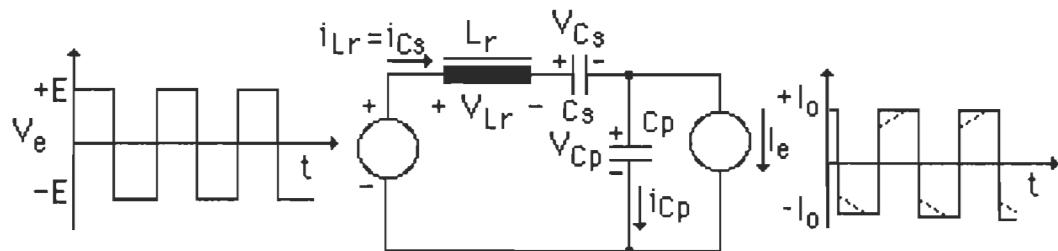


Figure 2.3. Circuit équivalent du CRSP.

Dans un premier temps, on étudie les équations du système lorsqu'il n'y a pas de discontinuité de la tension aux bornes du condensateur parallèle; dans ces conditions, les équations du système sont les suivantes:

$$V_{Lr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_e - V_{Cs} - V_{Cp} \quad (2.1)$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = -\frac{V_{Cs}}{L_r} - \frac{V_{Cp}}{L_r} + \frac{V_e}{L_r} \quad (2.2)$$

$$i_{Cs} = C_s \frac{dV_{Cs}}{dt} = i_{Lr} \quad (2.3)$$

$$\frac{dV_{Cs}}{dt} = \frac{i_{Lr}}{C_s} \quad (2.4)$$

$$i_{Cp} = C_p \frac{dV_{Cp}}{dt} = i_{Lr} - I_e \quad (2.5)$$

$$\frac{dV_{Cp}}{dt} = \frac{i_{Lr}}{C_p} - \frac{I_e}{C_p} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lr}}{dt} \\ \frac{dV_{Cs}}{dt} \\ \frac{dV_{Cp}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{Cs} \\ V_{Cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\theta \\ I_\theta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Ce système d'équations d'état possède la forme suivante:

$$\left[ \frac{dx}{dt} \right] = [A][x] + [B][u] \quad (2.8)$$

où la matrice  $[A]$  est la matrice de transmission; la matrice  $[B]$ , la matrice de commande; la matrice  $[x]$ , la matrice d'état et la matrice  $[u]$ , la matrice des entrées. La solution de ce système [15] est la suivante:

$$[x(t)] = \left[ e^{[A]t} \right] [x(t_0)] + \left[ e^{[A](t-t_0)} \right] * [B] [u] \quad (2.9)$$

où la matrice  $[e^{[A]t}]$  est la matrice exponentielle et  $[x(t_0)]$  est la matrice des conditions initiales. La matrice exponentielle se calcule à partir de valeurs propres ainsi que des vecteurs propres du système [15].

- Calcul des valeurs propres du système:

$$[A - \lambda] = \begin{bmatrix} 0 - \lambda & \frac{1}{L_r} & \frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_s} & 0 - \lambda & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 - \lambda \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$-\lambda(\lambda)^2 + \frac{1}{L_r} \left( \frac{\lambda}{C_s} \right) - \frac{1}{L_r} \left( \frac{\lambda}{C_p} \right) = 0 \quad (2.11)$$

On en tire les valeurs propres suivantes:

$$\lambda_1 = 0 \quad (2.12)$$

$$\lambda_2 = j\sqrt{\frac{C_s + C_p}{L_r C_s C_p}} \quad (2.13)$$

$$\lambda_3 = -j\sqrt{\frac{C_s + C_p}{L_r C_s C_p}} \quad (2.14)$$

Puisque les deux condensateurs sont en série, on a un condensateur équivalent et une pulsation naturelle du circuit résonant comme suit:

$$C_{eq} = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \quad (2.15)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_r C_{eq}}} \quad (2.16)$$

$$\lambda_1 = 0 ; \lambda_2 = j\omega ; \lambda_3 = -j\omega \quad (2.17)$$

-Calcul de la matrice des vecteurs propres [M] du système:

$$\text{COF}[A-\lambda] = \begin{bmatrix} \lambda^2 & \frac{\lambda}{C_s} & \frac{\lambda}{C_p} \\ -\frac{\lambda}{L_r} & \lambda^2 + \frac{1}{L_r C_p} & -\frac{1}{L_r C_p} \\ -\frac{\lambda}{L_r} & -\frac{1}{L_r C_s} & \lambda^2 + \frac{1}{L_r C_p} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$[\text{COF}[A-\lambda]]^T = \begin{bmatrix} \lambda^2 & -\frac{\lambda}{L_r} & -\frac{\lambda}{L_r} \\ \frac{\lambda}{C_s} & \lambda^2 + \frac{1}{L_r C_p} & -\frac{1}{L_r C_s} \\ \frac{\lambda}{C_p} & -\frac{1}{L_r C_p} & \lambda^2 + \frac{1}{L_r C_p} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$[M] = \begin{bmatrix} -w^2 & -w^2 & 0 \\ \frac{j w}{C_s} & -\frac{j w}{C_s} & -\frac{1}{L_r C_s} \\ \frac{j w}{C_p} & -\frac{j w}{C_p} & \frac{1}{L_r C_s} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -\frac{j}{w C_s} & \frac{j}{w C_s} & -1 \\ -\frac{j}{w C_p} & \frac{j}{w C_p} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

-Calcul de la matrice exponentielle:

$$e^{[A]t} = [M] [e^{\{[M]^{-1}[A][M]\}}] [M]^{-1} \quad (2.22)$$

$$e^{\{[M]^{-1}[A][M]\}} = \begin{bmatrix} e^0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{jw} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-jw} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$[M]^{-1} = \frac{1}{|M|} [\text{cof}[M]]^T \quad (2.24)$$

$$|M| = jw\left(\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_p}\right) + jw\left(\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_p}\right) = 2\frac{jw}{C_{eq}} \quad (2.25)$$

$$\text{cof}[M] = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 \\ jw & jw & -2\frac{jw}{C_p} \\ jw & jw & 2\frac{jw}{C_s} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$[M]^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{j}{2w} & \frac{C_{eq}}{2} & \frac{C_{eq}}{2} \\ \frac{j}{2w} & \frac{C_{eq}}{2} & \frac{C_{eq}}{2} \\ 0 & -\frac{C_{eq}}{C_p} & \frac{C_{eq}}{C_s} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$e^{[A]} t = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -\frac{j}{w C_s} & \frac{j}{w C_s} & -1 \\ -\frac{j}{w C_p} & \frac{j}{w C_p} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{jw} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-jw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{j}{2w} & \frac{C_{eq}}{2} & \frac{C_{eq}}{2} \\ \frac{j}{2w} & \frac{C_{eq}}{2} & \frac{C_{eq}}{2} \\ 0 & -\frac{C_{eq}}{C_p} & \frac{C_{eq}}{C_s} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$e^{[A]} t = \begin{bmatrix} \frac{e^{jwt} + e^{-jwt}}{2} & \frac{jwC_{eq}e^{jwt} - e^{-jwt}}{2} & \frac{jwC_{eq}e^{jwt} - e^{-jwt}}{2} \\ -j\frac{e^{jwt} - e^{-jwt}}{2wC_s} & \frac{C_{eq}e^{jwt} + e^{-jwt}}{2C_s} + \frac{C_{eq}}{C_p} & \frac{C_{eq}e^{jwt} + e^{-jwt}}{2C_s} + \frac{C_{eq}}{C_s} \\ -j\frac{e^{jwt} - e^{-jwt}}{2wC_p} & \frac{C_{eq}e^{jwt} + e^{-jwt}}{2C_p} + \frac{C_{eq}}{C_p} & \frac{C_{eq}e^{jwt} + e^{-jwt}}{2C_p} + \frac{C_{eq}}{C_p} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Puisque

$$\cos wt = \frac{e^{jwt} + e^{-jwt}}{2} \text{ et } \sin wt = \frac{e^{jwt} - e^{-jwt}}{2j} \quad (2.30)$$

$$e^t \\ wC_{eq} = \frac{C_{eq}}{\sqrt{L_r C_{eq}}} = \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_r}} = \frac{1}{Z} \quad (3.31)$$

$$e^{[A]} t = \begin{bmatrix} \cos wt & -\frac{\sin wt}{Z} & -\frac{\sin wt}{Z} \\ \frac{\sin wt}{w C_s} & \frac{C_{eq}}{C_s} \cos wt + \frac{C_{eq}}{C_p} & \frac{C_{eq}}{C_s} (\cos(wt)-1) \\ \frac{\sin wt}{w C_p} & \frac{C_{eq}}{C_p} (\cos(wt)-1) & \frac{C_{eq}}{C_p} \cos wt + \frac{C_{eq}}{C_s} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Se référant à l'équation (2.9), on distingue deux types de solution dont la solution complète s'avère être la somme. Ces deux solutions sont: la réponse libre due aux conditions initiales et la réponse forcée due aux signaux d'entrées ( $V_e$  et  $I_e$ ). La réponse libre devient:

$$x_L(t) = e^{[A] t} x(t_0) \quad (2.33)$$

D'où,

$$i_{LrL}(t) = i_{Lr}(t_0) \cos wt - \frac{V_{Cs}(t_0)}{Z} \sin wt - \frac{V_{Cp}(t_0)}{Z} \sin wt \quad (2.34)$$

$$\begin{aligned} V_{CsL}(t) &= \frac{i_{Lr}(t_0)}{w C_s} \sin wt + V_{Cs}(t_0) \left( \frac{C_{eq}}{C_s} \cos wt + \frac{C_{eq}}{C_p} \right) + \\ &\quad V_{Cp}(t_0) \frac{C_{eq}}{C_s} (\cos wt - 1) \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned} V_{CpL}(t) &= \frac{i_{Lr}(t_0)}{w C_p} \sin wt + V_{Cs}(t_0) \frac{C_{eq}}{C_p} (\cos wt - 1) + \\ &\quad V_{Cp}(t_0) \left( \frac{C_{eq}}{C_p} \cos wt + \frac{C_{eq}}{C_s} \right) \end{aligned} \quad (2.36)$$

La deuxième partie de la solution résulte de la convolution de la matrice exponentielle (si  $t_0=0$ ) par le produit des matrices de commande ([B]) et des entrées ([u]). Puisque le produit [B][u] n'est pas fonction du temps, celui-ci peut sortir de l'intégrale pour le calcul de la convolution.

$$x_f(t) = \int_0^t e^{[A](t-\tau)} d\tau [B] [u] \quad (2.37)$$

De l'équation (2.7),

$$[B] [u] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_e}{L_r} \\ 0 \\ -\frac{I_e}{C_p} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\begin{aligned}
 & \int_0^t (\cos \{w(t-\tau)\}) d\tau - \int_0^t \frac{\sin \{w(t-\tau)\}}{Z} d\tau \\
 \int_0^t e^{[A](t-\tau)} d\tau = & \begin{bmatrix} \int_0^t \frac{\sin \{w(t-\tau)\}}{w C_s} d\tau & \int_0^t \left( \frac{C_{eq}}{C_s} \cos \{w(t-\tau)\} + \frac{C_{eq}}{C_p} \right) d\tau \\
 \int_0^t \frac{\sin \{w(t-\tau)\}}{w C_p} d\tau & \int_0^t \frac{C_{eq}}{C_p} (\cos \{w(t-\tau)\} - 1) d\tau \end{bmatrix} \\
 & \begin{bmatrix} - \int_0^t \frac{\sin \{w(t-\tau)\}}{Z} d\tau \\
 \int_0^t \frac{C_{eq}}{C_s} (\cos \{w(t-\tau)\} - 1) d\tau \\
 \int_0^t \left( \frac{C_{eq}}{C_p} \cos \{w(t-\tau)\} + \frac{C_{eq}}{C_s} \right) d\tau \end{bmatrix} \quad (2.39)
 \end{aligned}$$

$$\int_0^t e^{[A](t-\tau)} d\tau = \begin{bmatrix} \frac{\sin wt}{w} \times \frac{\cos (wt) - 1}{w Z} \\
 -\frac{\cos (wt) - 1}{w^2 C_s} \times \frac{C_{eq}(\sin wt t)}{C_s} \\
 -\frac{\cos (wt) - 1}{w^2 C_p} \times \frac{C_{eq}}{w C_p} \sin wt + \frac{C_{eq} t}{C_s} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

La deuxième colonne n'a pas besoin d'être calculée parce que la deuxième ligne de la matrice  $[B][u]$  est nulle.

Si on fait le produit des matrices  $\int_0^t e^{[A](t-\tau)} d\tau$  et  $[B][u]$ , on obtient les équations suivantes:

$$i_{Lr_f}(t) = \frac{V_e}{w L_r} \sin wt - \frac{I_e}{w Z C_p} (\cos (wt) - 1) \quad (2.41)$$

$$V_{Cs_f}(t) = \frac{V_e}{w^2 L_r C_s} (\cos (wt) - 1) - \frac{I_e C_{eq}}{C_s C_p} \left( \frac{\sin (wt)}{w} + t \right) \quad (2.42)$$

$$V_{Cp_f}(t) = \frac{V_e}{w^2 L_r C_p} (\cos (wt) - 1) - \frac{I_e C_{eq}}{C_p^2} \frac{\sin (wt)}{w} - \frac{I_e C_{eq}}{C_s C_p} t \quad (2.43)$$

La solution complète étant la somme des réponses libre (équations 2.34 à 2.36) et forcée (équations 2.41 à 2.43), à partir des simplifications suivantes,

$$\frac{1}{w L_r} = \frac{\sqrt{L_r C_{eq}}}{L_r} = \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_r}} = \frac{1}{Z} \quad (2.44)$$

$$\frac{1}{w Z C_p} = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}} C_p} = \frac{C_{eq}}{C_p} \quad (2.45)$$

$$\frac{1}{w^2 L_r C_p} = \frac{1}{\frac{1}{L_r C_{eq}} L_r C_p} = \frac{C_{eq}}{C_p} \quad (2.46)$$

On obtient les équations finales:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) \cos wt - \frac{V_{Cs}(t_0) + V_{Cp}(t_0)}{Z} \sin wt + \frac{V_e}{w L_r} \sin wt - \frac{I_e}{w Z C_p} (\cos(wt) - 1) \quad (2.47)$$

$$i_{Lr}(t) = \{i_{Lr}(t_0) - \frac{C_{eq}}{C_p} I_e\} \cos wt + \frac{V_e - V_{Cs}(t_0) - V_{Cp}(t_0)}{Z} \sin wt + \frac{C_{eq} I_e}{C_p} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} V_{Cs}(t) &= \frac{i_{Lr}(t_0)}{w C_s} \sin wt + \{V_{Cp}(t_0) + V_{Cs}(t_0)\} \frac{C_{eq}}{C_s} \cos wt + \\ &\quad C_{eq} \left\{ \frac{V_{Cs}(t_0)}{C_p} \frac{V_{Cp}(t_0)}{C_s} \right\} - V_e \frac{C_{eq}}{C_p} (\cos(wt) - 1) + \\ &\quad - \frac{I_e}{C_s + C_p} \frac{\sin(wt)}{w} + \frac{I_e}{C_s + C_p} t \end{aligned} \quad (2.49)$$

$$\begin{aligned} V_{Cs}(t) &= \left\{ \frac{i_{Lr}(t_0)}{w C_s} \frac{I_e}{w(C_s + C_p)} \right\} \sin wt + C_{eq} \left\{ \frac{V_e}{C_s} \frac{V_{Cs}(t_0)}{C_p} \frac{V_{Cp}(t_0)}{C_s} \right\} + \\ &\quad - \frac{C_{eq}}{C_s} \{V_e - V_{Cp}(t_0) - V_{Cs}(t_0)\} \cos wt + \frac{I_e}{C_s + C_p} t \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} V_{Cp}(t) &= \frac{i_{Lr}(t_0)}{w C_p} \sin wt + \frac{C_{eq}}{C_p} \{V_{Cs}(t_0) + V_{Cp}(t_0)\} \cos wt + V_{Cp}(t_0) \frac{C_{eq}}{C_s} + \\ &\quad - V_{Cs}(t_0) \frac{C_{eq}}{C_p} \frac{V_e}{w^2 L_r C_p} \{\cos(wt) - 1\} - \frac{I_e C_{eq}}{C_p^2} \frac{\sin(wt)}{w} - \frac{I_e C_{eq}}{C_s C_p} t \end{aligned} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} V_{Cp}(t) &= \frac{1}{w C_p} \{i_{Lr}(t_0) - I_e \frac{C_{eq}}{C_p}\} \sin wt + C_{eq} \left\{ \frac{V_e}{C_p} \frac{V_{Cp}(t_0)}{C_s} \frac{V_{Cs}(t_0)}{C_p} \right\} + \\ &\quad - \frac{C_{eq}}{C_p} \{V_e - V_{Cs}(t_0) - V_{Cp}(t_0)\} \cos wt - \frac{I_e}{C_s + C_p} t \end{aligned} \quad (2.52)$$

### 2.2.1.1 Normalisation des équations.

Il est possible de simplifier de beaucoup les équations du système en normalisant toutes les variables par rapport à l'impédance caractéristique du circuit résonant, à la fréquence de résonance du circuit résonant et à la tension d'alimentation.

$$V_{base} = E ; Z_{base} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}} ; I_{base} = \frac{V_{base}}{Z_{base}} = E \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_r}} \quad (2.53)$$

$$C_{base} = C_{eq} = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} ; L_{base} = L_r \quad (2.54)$$

$$\omega_{base} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} ; f_{base} = \frac{\omega_{base}}{2 \pi} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_r C_{eq}}} ; T_{base} = \frac{1}{f_{base}} = 2 \pi \sqrt{L_r C_{eq}} \quad (2.55)$$

Les équations du système sont alors normalisées en divisant l'équation du courant dans l'inductance par le courant de base et en divisant les équations des tensions aux bornes des condensateurs par la tension de base.

En considérant  $wt = \frac{t}{\sqrt{L_r C_{eq}}} = \frac{2 \pi t}{2 \pi \sqrt{L_r C_{eq}}} = 2 \pi t_N$ , on obtient les équations suivantes:

De l'équation 2.48,

$$i_{LrN}(t_N) = \{i_{LrN}(t_0) - \frac{1}{C_{pN}} I_{eN}\} \cos(2\pi t_N) + \\ \{1 - V_{CsN}(t_0) - V_{CpN}(t_0)\} \sin(2\pi t_N) + \frac{I_{eN}}{C_{pN}} \quad (2.56)$$

De l'équation 2.50,

$$V_{CsN}(t_N) = \left\{ \frac{i_{LrN}(t_0)}{C_{sN}} \frac{I_{eN}}{C_{sN} + C_{pN}} \right\} \sin(2\pi t_N) + \left\{ \frac{1}{C_{sN}} \frac{V_{CsN}(t_0)}{C_{pN}} \frac{V_{CpN}(t_0)}{C_{sN}} \right\} + \\ - \frac{1}{C_{sN}} \left\{ 1 - V_{CpN}(t_0) - V_{CsN}(t_0) \right\} \cos(2\pi t_N) + \frac{2\pi I_{eN}}{C_{sN} C_{pN}} t_N \quad (2.57)$$

Car,

$$\frac{I_e}{I_{base}(C_s + C_p)} t = w^2 \frac{C_s + C_p}{L_r C_s C_p} * \frac{I_{eN}}{C_s + C_p} t = \frac{w I_{eN}}{L_r C_s C_p} w t = \frac{2\pi I_{eN}}{C_{sN} C_{pN}} t_N \quad (2.58)$$

De l'équation 2.52,

$$V_{CpN}(t_N) = \frac{1}{C_{pN}} \left\{ i_{LrN}(t_0) - \frac{I_{eN}}{C_{pN}} \right\} \sin(2\pi t_N) + \frac{V_{CpN}(t_0)}{C_{sN}} - \frac{V_{CsN}(t_0)}{C_{pN}} + \\ - \frac{1}{C_{pN}} \left\{ 1 - V_{CsN}(t_0) - V_{CpN}(t_0) \right\} \cos(2\pi t_N) + \frac{1}{C_{pN}} - \frac{2\pi I_{eN}}{C_{sN} C_{pN}} t_N \quad (2.59)$$

## 2.2.2 Détermination des équations du système lorsqu'il y a une discontinuité.

Si on est dans la séquence de fonctionnement numéro 3 (figure 2.2c), la tension aux bornes du condensateur est nulle et le courant de charge au primaire du transformateur équivaut au courant circulant dans l'inductance.

En se plaçant à l'entrée du circuit résonant, on peut voir que la tension d'entrée est une source de tension alternative qui possède la valeur de  $\pm E$ , dépendamment de l'interrupteur qui conduit. Par contre, le condensateur parallèle devient un court-circuit. La figure 2.4 nous montre le circuit équivalent du CRSP lorsqu'il fonctionne dans une séquence de fonctionnement discontinue en tension.

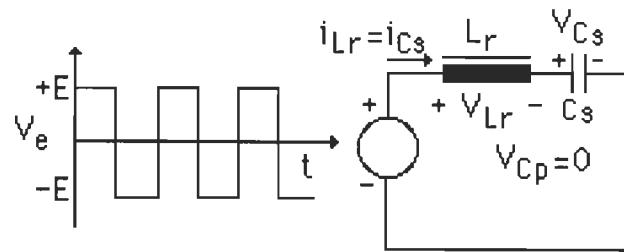


Figure 2.4. Circuit équivalent du C.R.S.P.

Les équations du système sont les suivantes:

$$V_{Lr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_e - V_{Cs} \quad (2.60)$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = -\frac{V_{Cs}}{L_r} + \frac{V_e}{L_r} \quad (2.61)$$

$$i_{Cs} = C_s \frac{dV_{Cs}}{dt} = i_{Lr} \quad (2.62)$$

$$\frac{dV_{Cs}}{dt} = \frac{i_{Lr}}{C_s} \quad (2.63)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lr}}{dt} \\ \frac{dV_{Cs}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{Cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

N'ayant qu'un système à deux variables d'état, la solution peut être obtenue par les simples manipulations algébriques suivantes:

De l'équation 2.62, on a:

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = C_s \frac{d^2V_{Cs}}{dt^2} \quad (2.65)$$

En insérant l'équation 2.65 dans l'équation 2.61,

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = C_s \frac{d^2V_{Cs}}{dt^2} = -\frac{V_{Cs}}{L_r} + \frac{V_e}{L_r} \quad (2.66)$$

$$\frac{d^2V_{Cs}}{dt^2} + \frac{V_{Cs}}{C_s L_r} = \frac{V_e}{C_s L_r} \quad (2.67)$$

La solution homogène d'une telle équation est de la forme suivante:

$$V_{CsH} = A \cos wt + B \sin wt \quad (2.68)$$

Alors que la solution particulière est la suivante:

$$V_{Csp} = V_e \quad (2.69)$$

La solution générale résulte de la somme des solutions homogène et particulière:

$$V_{Cs}(t) = A \cos wt + B \sin wt + V_e \quad (2.70)$$

$$i_{Lr}(t) = C_s \frac{dV_{Cs}}{dt} = -AC_s w \sin wt + BC_s w \cos wt \quad (2.71)$$

Les constantes A et B se calculent à partir des conditions initiales.

$$V_{Cs}(0) = A + V_e \quad (2.72)$$

$$A = V_{Cs}(0) - V_e \quad (2.73)$$

$$i_{Lr}(0) = BC_s w \quad (2.74)$$

$$B = \frac{i_{Lr}(0)}{C_s w} \quad ((2.75))$$

Les équations des variables d'état deviennent:

$$V_{Cs}(t) = (V_{Cs}(0) - V_e) \cos wt + \frac{i_{Lr}(0)}{C_s w} \sin wt + V_e \quad (2.76)$$

$$i_{Lr}(t) = (V_e - V_{Cs}(0)) C_s w \sin wt + i_{Lr}(0) \cos wt \quad (2.77)$$

### 2.2.2.1 Normalisation des équations.

La normalisation des équations, lorsqu'il y a discontinuité, doit être faite par rapport aux mêmes grandeurs de base que lorsqu'il n'y a pas de discontinuité. Par contre, l'impédance caractéristique et la pulsation de résonance naturelle du circuit résonant ne sont plus les mêmes. Il existe une relation qui relie ces variables aux grandeurs de base.

$$Z_{base} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}} = \sqrt{\frac{L_r(C_s + C_p)}{C_s C_p}} = \sqrt{\frac{L_r}{C_s}} \frac{1}{K}; \text{ où } K = \sqrt{\frac{C_p}{C_s + C_p}} \quad (2.78)$$

$$I_{base} = \frac{V_{base}}{Z_{base}} = K E \sqrt{\frac{C_s}{L_r}} \quad (2.79)$$

$$\omega_{base} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} = \sqrt{\frac{C_s + C_p}{L_r C_s C_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}} \frac{1}{K} \quad (2.80)$$

$$T_{base} = \frac{2 \pi}{\omega_{base}} = 2 \pi K \sqrt{L_r C_s} \quad (2.81)$$

Toutes les grandeurs de base utilisées lors de l'étude du circuit complet sont donc reliées aux caractéristiques naturelles du circuit sans considérer le condensateur parallèle par un facteur "K".

Les équations du système sont alors normalisées en divisant l'équation du courant dans l'inductance par le courant de base et l'équation de la tension aux bornes du condensateur par la tension de base. En faisant les substitutions suivantes:

$$wt = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}} t = \frac{2\pi K t}{2\pi K \sqrt{L_r C_s}} = 2\pi K t_N \quad (2.82)$$

$$wC_s = \frac{C_s}{\sqrt{L_r C_s}} = \sqrt{\frac{C_s}{L_r} \frac{C_p}{C_s + C_p}} * \frac{1}{K} = \frac{1}{Z K} \quad (2.83)$$

où  $Z$  est l'impédance caractéristique du circuit résonant incluant le condensateur parallèle.

Se référant aux équations 2.76 et 2.77, on obtient les équations normalisées suivantes:

$$i_{LrN}(t) = \frac{(1 - V_{CsN}(t_0))}{K} \sin(2\pi K t_N) + i_{LrN}(t_0) \cos(2\pi K t_N) \quad (2.84)$$

$$V_{CsN}(t) = (V_{CsN}(t_0) - 1) \cos(2\pi K t_N) + K i_{LrN}(t_0) \sin(2\pi K t_N) + \quad (2.85)$$

Le fait que le choix des grandeurs de base est le même, qu'il y ait discontinuité ou pas, simplifie énormément la simulation, car on n'a pas à convertir les variables d'état à chaque séquence de fonctionnement.

Comme le CRP, le CRSP fonctionnant au-dessus de la fréquence de résonance possède trois modes de fonctionnement. Le premier mode se nomme mode continu parce qu'aucune discontinuité, ni en tension et ni en courant, ne survient. Ce mode se produit à faible courant de charge et/ou à faible fréquence de fonctionnement.

Le deuxième mode de fonctionnement est le mode discontinu. Ce mode, qui survient lorsque le courant de charge et/ou la fréquence d'opération augmente, possède une séquence de fonctionnement où la tension aux bornes du condensateur parallèle est nulle. On peut voir cette séquence à la figure 2.2c. Évidemment, comme dans le cas du CRP, si la fréquence d'opération augmente, le courant de charge, pour atteindre la discontinuité en tension, diminue.

Le troisième et dernier mode de fonctionnement se produit lorsque le courant dans l'inductance n'atteint jamais le courant de charge. Ceci a pour conséquence de garder la tension aux bornes du condensateur parallèle nulle en permanence. On est en mode court-circuit, car la tension aux bornes de la charge est toujours nulle. Le convertisseur se comporte alors comme un CRS ayant une charge infinie ( $R_{CH}=0$ ).

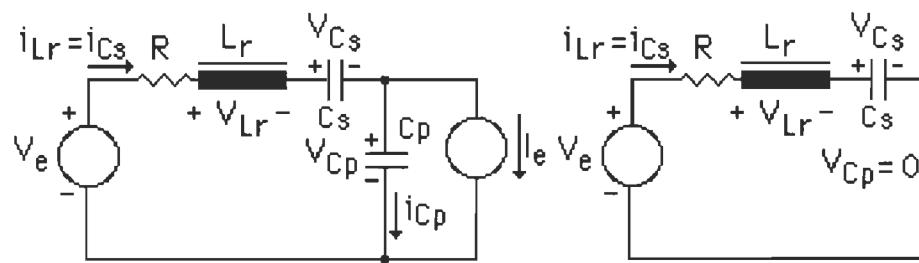
Comme on le verra plus loin, la valeur du condensateur série par rapport au condensateur parallèle représente un facteur important dans la détermination du mode de fonctionnement.

### 2.3 SIMULATION DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE PARALLELE:

Dans le cas du CRP (chapitre 1), on se servait du plan d'état pour calculer les conditions de régime permanent du convertisseur. Ce plan d'état était représenté par deux variables d'état ( $i_{Lr}(t)$  et  $V_{Cp}(t)$ ) dont l'une était, à une constante près, la dérivée de l'autre. On normalisait alors la tension aux bornes du condensateur à l'aide de la tension d'alimentation et le courant dans l'inductance à l'aide du rapport de la tension d'alimentation sur l'impédance caractéristique du circuit résonant. Ceci nous permettait d'obtenir des cercles, lors de l'évolution du système, pour calculer facilement les instants de commutation ainsi que les valeurs des variables d'état à ces instants précis. Dans le cas du CRSP, il est nécessaire d'additionner les tensions  $V_{Cp}(t)$  et  $V_{Cs}(t)$  pour obtenir un système du deuxième ordre. Il n'est cependant pas possible de déterminer l'instant où la tension aux bornes du condensateur parallèle passe par zéro; cette variable n'étant pas disponible dans le plan d'état. De plus, lorsque le condensateur parallèle est "court-circuité" par un bras du redresseur, le système du deuxième ordre n'est formé que de l'inductance et du condensateur série; il y a donc un saut dans le plan d'état car le courant normalisé change de référence (l'impédance caractéristique du circuit résonant devenant plus petite, le courant de base augmente).

Bien que le CRSP puisse être modélisé comme un système du deuxième ordre, il n'en possède pas moins trois variables d'état, qui sont:  $i_{Lr}(t)$ ,  $V_{Cs}(t)$  et  $V_{Cp}(t)$ .

Pour les raisons mentionnées ci-haut, la simulation du CRSP se fera pas à pas. Il devient alors possible de vérifier la tension aux bornes du condensateur parallèle, à chaque pas de calcul, de manière à déterminer dans quelle séquence de fonctionnement le CRSP opère. De plus, il est souhaitable de tenir compte de l'amortissement dans le circuit résonant de manière à se rapprocher davantage des conditions de fonctionnement réelles. Pour ce faire, on va introduire une résistance en série avec l'inductance pour modéliser les résistances de l'inductance, du condensateur série, du câblage et des interrupteurs. Si le condensateur parallèle ( $C_p$ ) n'est pas court-circuité, le circuit équivalent du CRSP est celui de la figure 2.5a, dans le cas contraire, son circuit équivalent est celui de la figure 2.5b.



a) Circuit équivalent sans discontinuité de  $V_{Cp}(t)$ .      b) Circuit équivalent avec discontinuité de  $V_{Cp}(t)$ .

Figure 2.5. Circuits équivalents du CRSP en considérant la résistance d'amortissement.

Les équations du système devront changer avec l'introduction de la résistance d'amortissement. Seule l'équation du courant dans l'inductance sera influencée par cette résistance.

$$V_{Lr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_e - R i_{Lr} - V_{Cs} - V_{Cp} \quad (2.86)$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_e}{L_r} - \frac{R i_{Lr}}{L_r} - \frac{V_{Cs}}{L_r} - \frac{V_{Cp}}{L_r} \quad (2.87)$$

Se référant à l'équation (2.7), on normalise toutes les variables du système par rapport aux grandeurs de base pour obtenir le système d'équations d'état suivant:

Le système d'équations normalisées devient:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{LrN}}{dt} \\ \frac{dV_{CsN}}{dt} \\ \frac{dV_{CpN}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_N & -1 & -1 \\ \frac{1}{C_{sN}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{pN}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{LrN} \\ V_{CsN} \\ V_{CpN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eN} \\ I_{eN} \\ -\frac{1}{C_{pN}} \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

Pour la simulation du convertisseur, on va utiliser le système réel en calculant numériquement la matrice exponentielle. La matrice exponentielle se calcule simplement en utilisant la série géométrique de l'exponentielle qui est la suivante:

$$e^{[A]t} = \sum_{i=0}^n \frac{[A]^i}{i!} \text{ où } n \text{ est le nombre de termes considérés} \quad (2.89)$$

Se référant à l'équation 2.9, on peut voir que, pour un pas de calcul constant, seule les matrices des conditions initiales  $[x(t_0)]$  et des entrées  $[u]$  peuvent varier au cours du temps. La matrice exponentielle ainsi que la matrice de convolution de la matrice exponentielle avec la matrice de commande ne seront donc calculées qu'une seule fois. Évidemment, à l'intérieur d'un pas de calcul, le vecteur d'entrée devra demeurer fixe. Dans le programme de simulation (annexe 2.1), la matrice exponentielle se nomme "phi" alors que la matrice de la convolution de la matrice exponentielle avec la matrice de commande se nomme "gamma". On aura donc le très simple système d'équations suivant, pour un pas de calcul:

$$[x(t)] = [\phi] * [x(t-\Delta t)] + [\gamma] * [u] \quad (2.90)$$

Pour modéliser la séquence de fonctionnement où le condensateur parallèle est court-circuité, on fixe la tension aux bornes du condensateur parallèle ainsi que le courant de charge à zéro. Il n'est donc pas nécessaire de recalculer les matrices "phi" et "gamma".

Les équations d'état ont été normalisées en considérant une tension d'entrée, une inductance de résonance et un condensateur équivalent unitaires. Par contre, il est nécessaire de connaître la valeur relative de chaque condensateur. Comme on s'intéresse au rapport des deux condensateurs, on exprimera chacun d'eux en fonction du rapport  $C_{SN}/C_{PN}$ .

$$C_{eq} = \frac{C_{sN} C_{pN}}{C_{sN} + C_{pN}} = 1 \quad (2.91)$$

$$C_{sN} C_{pN} = C_{sN} + C_{pN} \quad (2.92)$$

D'où,

$$C_{sN} = \frac{C_{sN} + C_{pN}}{C_{pN}} = \frac{C_{sN}}{C_{pN}} + 1 \quad (2.93)$$

$$C_{pN} = \frac{C_{sN}}{C_{sN} / C_{pN}} \quad (2.94)$$

Il s'agira donc de définir le rapport  $C_{sN}/C_{pN}$  pour connaître les valeurs normalisées des deux condensateurs.

### 2.3.1 Algorithme de simulation du CRSP:

Comme mentionné ci-haut, le programme de simulation du CRSP qui fut conçu utilise la solution exacte des équations en utilisant la matrice exponentielle. La séquence où le condensateur parallèle est court-circuté est simulée en imposant le courant de charge ainsi que la tension aux bornes du condensateur parallèle à zéro. La figure 2.6 nous montre l'algorithme détaillé utilisé pour la simulation d'un pas de calcul; les matrices "phi" et gamma" ayant déjà été calculées.

Pour atteindre les conditions de régime permanent le plus rapidement possible, la simulation débute avec des conditions initiales nulles et le système progresse durant un quart de période. Les valeurs des variables d'état sont alors inversées et sont posées comme conditions initiales pour la prochaine demi-période.

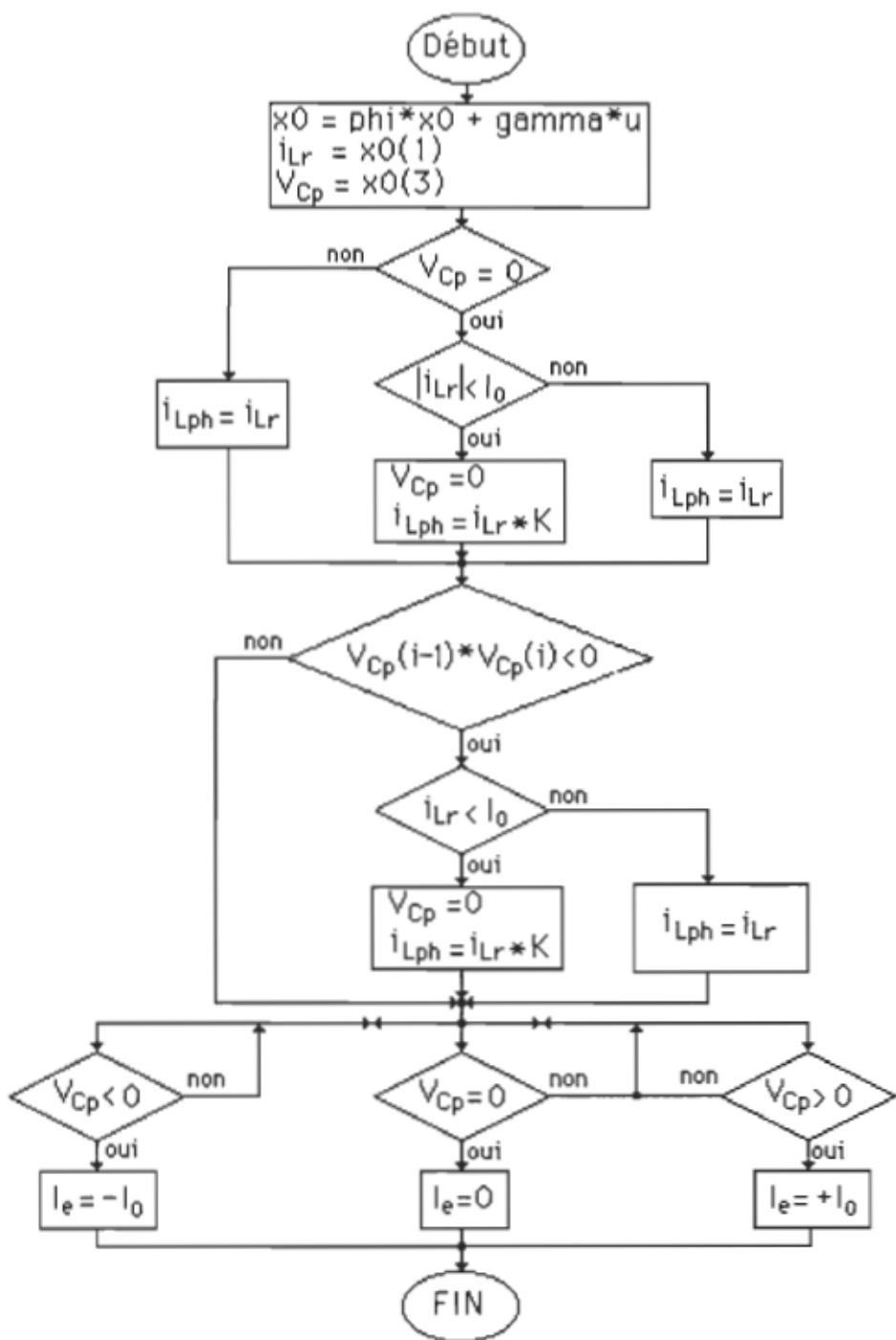


Figure 2.6. Algorithme de simulation du CRSP pour un pas de calcul.

Les conditions finales sont de nouveau inversées et posées comme conditions initiales de la prochaine demi-période et le processus continue jusqu'à ce que les conditions finales soient aussi près que l'on veut des conditions initiales inversées.

On désire tracer le plan d'état, utilisant comme variables d'état le courant dans l'inductance et la somme des tensions aux bornes des condensateurs. Ceci nous permettra de voir graphiquement l'évolution du système. Par contre, pour obtenir des cercles dans le plan d'état (comme un système du deuxième ordre), il faut que le courant soit normalisé relativement au rapport de la tension d'entrée sur l'impédance caractéristique du circuit résonant. Comme l'impédance caractéristique du circuit résonant change lorsque le condensateur parallèle est court-circuité, le courant qui servira à tracer le plan d'état ( $i_{Lph}$ ) devra être multiplié par la constante K lorsque le convertisseur fonctionnera dans ces conditions.

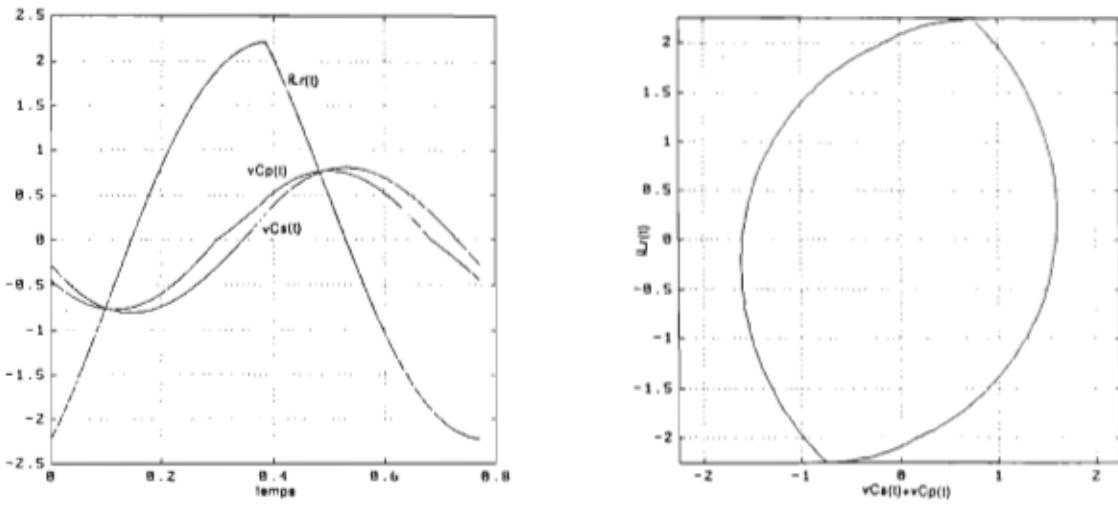
## **2.4 RÉSULTATS DE SIMULATION.**

Les figures 2.7, 2.8 et 2.9 nous montrent les résultats de simulation obtenus à l'aide du programme de l'annexe 2.1. La figure 2.7a nous montre les formes d'ondes du courant dans l'inductance et des tensions aux bornes des deux condensateurs pour un fonctionnement en mode continu. Les deux condensateurs sont de valeurs identiques, ce qui fait que leur tension est sensiblement la même. On a introduit une résistance d'amortissement du dixième de l'impédance caractéristique du circuit résonant, ce qui donne un facteur de qualité de dix. En plus de permettre au programme de s'exécuter plus rapidement, cette résistance nous permet de fonctionner dans des conditions se rapprochant des conditions réelles. La figure 2.7b nous montre le plan d'état correspondant. La figure 2.10 nous montre les mêmes courbes que la figure 2.7, mais dans le cas du convertisseur à résonance parallèle. On peut voir que le courant dans l'inductance est un peu supérieur dans le cas du CPR de l'ordre de 20%, alors que la tension aux bornes du condensateur augmente d'un peu plus que le double (de l'ordre de 125%). La puissance à la sortie est donc plus que doublée dans le cas du CRP et les contraintes en courant ne semblent pas augmenter de façon aussi significative. Ceci sera vérifié plus loin.

La figure 2.8 nous montre le fonctionnement du CRSP en mode discontinu. Pour étudier ce mode de fonctionnement, on a augmenté le courant de charge à 1.5 fois le courant de base. On peut voir qu'avec un tel courant, la tension aux bornes du condensateur s'annule durant

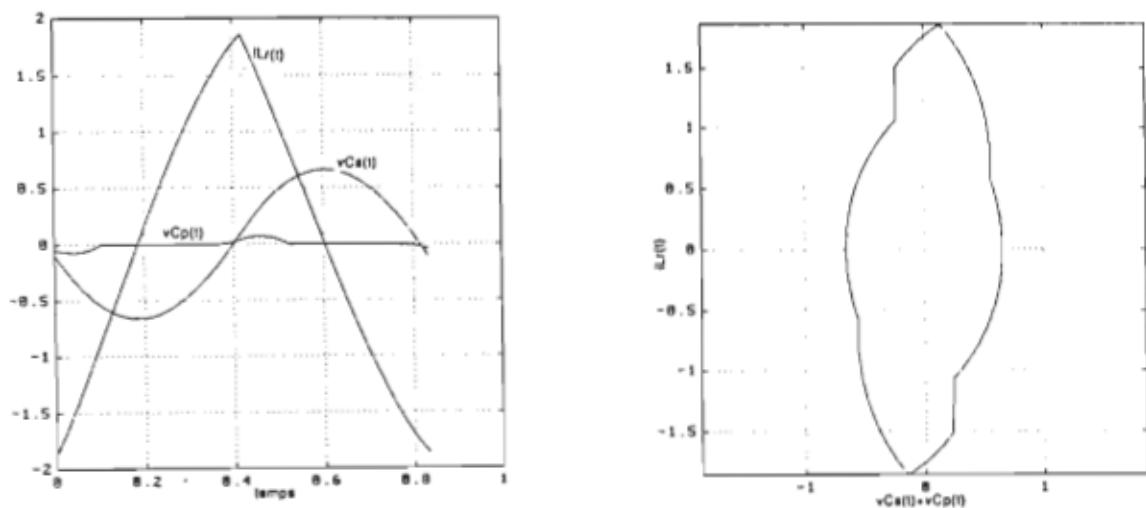
un certain temps. On peut également voir les sauts de courant dans le plan d'état dus aux changements de référence. Dans ces conditions, la tension de sortie est plutôt faible et la tension aux bornes du condensateur série ainsi que le courant maximal dans l'inductance diminuent de beaucoup. Dans le cas du convertisseur à résonance parallèle, des conditions semblables lui imposent le mode court-circuit. La tension aux bornes de la charge est donc nulle. Dans ces conditions, le transfert de puissance est plus grand dans le cas du convertisseur à résonance série-parallèle. Par contre, le courant de court-circuit est plus faible dans le cas de CRP.

La figure 2.9 nous montre les mêmes courbes pour le CRSP fonctionnant en mode court-circuit. On peut voir que le courant de charge maximal est de 1.8 fois le courant de base comparativement à 1.3 pour le CRP (figure 2.11) pour une fréquence de fonctionnement de 1.2 pu. De cette étude préliminaire, on peut conclure que, pour une charge très variante, le CRSP semble plus intéressant que le CRP mais la protection contre les courts-circuits est moins efficace.



a) Formes d'ondes de  $i_{Lr}(t)$ ,  $V_{Cs}(t)$  et  $V_{Cp}(t)$       b) Plan d'état

Figure 2.7. CRSP fonctionnant en mode continu.



a) Formes d'ondes de  $i_{Lr}(t)$ ,  $V_{Cs}(t)$  et  $V_{Cp}(t)$       b) Plan d'état

Figure 2.8. CRSP fonctionnant en mode discontinu.

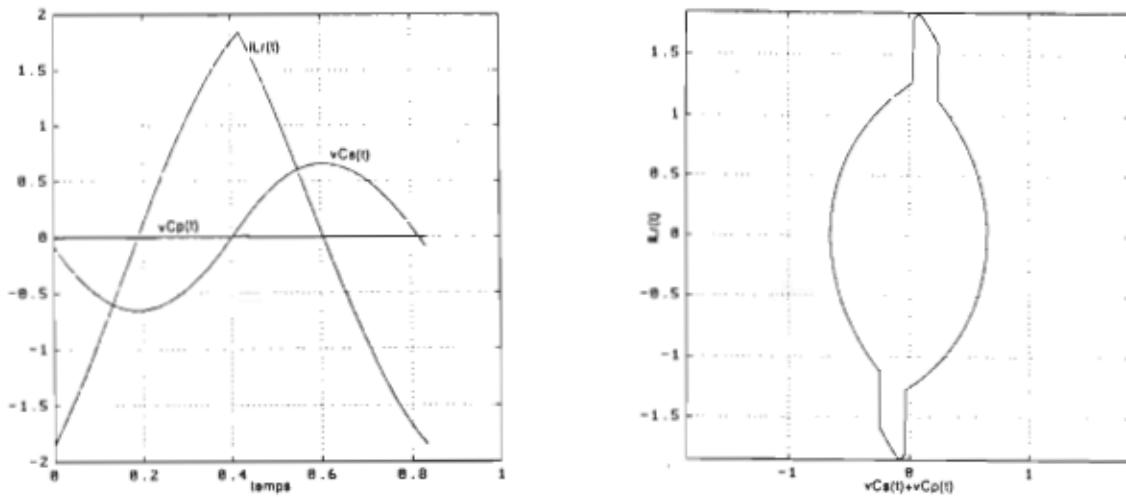
a) Formes d'ondes de  $i_{Lr}(t)$ ,  $V_{Cs}(t)$  et  $V_{Cp}(t)$       b) Plan d'état

Figure 2.9. CRSP fonctionnant en mode court-circuit.

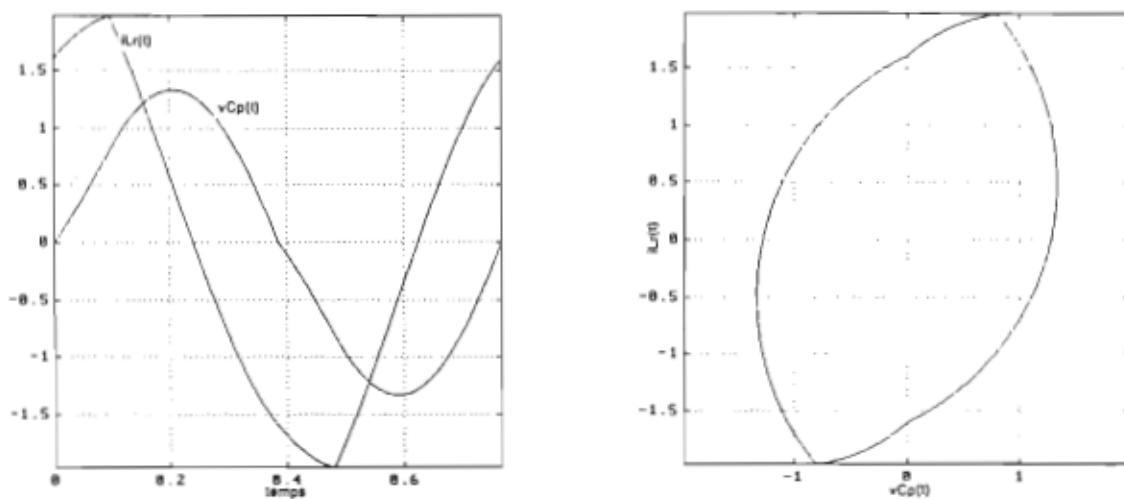
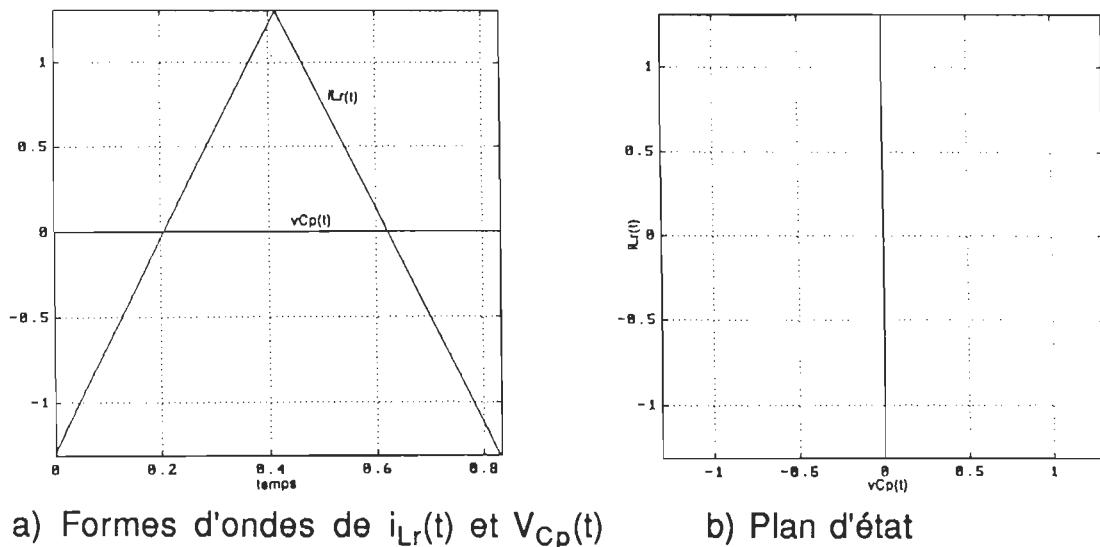
a) Formes d'ondes de  $i_{Lr}(t)$  et  $V_{Cp}(t)$       b) Plan d'état

Figure 2.10. CRP fonctionnant en mode continu.



a) Formes d'ondes de  $i_{Lr}(t)$  et  $V_{Cp}(t)$       b) Plan d'état

Figure 2.11. C.R.P. fonctionnant en mode court-circuit.

## 2.5 DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS DU CRSP.

En utilisant le programme déjà conçu pour la simulation du CRSP, un deuxième programme fut développé pour obtenir les différentes courbes de dimensionnement. Les courbes qui sont tracées à partir de ce programme sont le courant maximal dans l'inductance de résonance, les tensions maximales aux bornes des condensateurs, le courant moyen et efficace dans les transistors (ou MOSFET), le courant moyen dans les diodes et la tension et la puissance à la sortie; tout ça en fonction de la fréquence de fonctionnement et du courant de charge normalisés.

Les courbes de dimensionnement se calculent numériquement après avoir obtenu les conditions de régime permanent à l'aide du programme de l'annexe 2.1. La tension de sortie s'obtient en intégrant numériquement la valeur absolue de la tension aux bornes du condensateur parallèle sur une demi-période de fonctionnement et en divisant le tout par cette demi-période. Pour ce faire, on additionne toutes les valeurs calculées pendant la demi-période et on divise le tout par le nombre de points calculés. Pour ce qui est du courant dans les semi-conducteurs sur la demi-période positive, si le courant dans l'inductance est positif, l'interrupteur conduit; dans le cas contraire, la diode conduit. Comme chaque interrupteur et chaque diode conduit durant une demi-période par cycle seulement, le courant moyen dans ces semi-conducteurs sera l'intégrale numérique de leurs fonctions respectives sur la période complète. On additionne donc tous les courants (positifs pour l'interrupteur et négatifs pour la diode) et on

divise le tout par le nombre de points total pour la période complète. Pour ce qui est du courant efficace, on additionne les carrés des courants. Le courant maximal dans l'inductance de même que les tensions maximales aux bornes des condensateurs se calculent en retenant la valeur absolue maximale à l'intérieur de la demi-période. Le programme qui exécute cette tâche est listé en annexe 2.2.

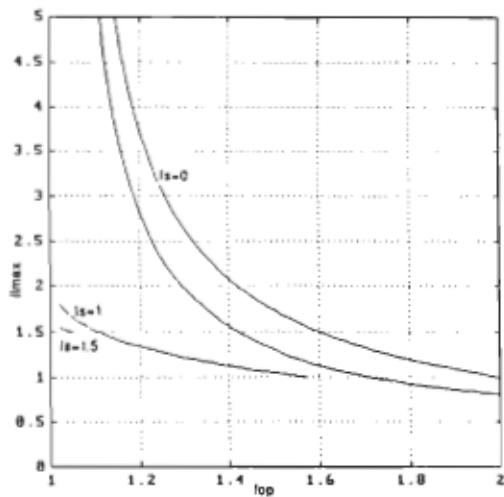
- Choix de la résistance d'amortissement.

L'inclusion d'une résistance dans le circuit résonant a pour but de modéliser la résistance d'amortissement. Il est à prévoir que cette résistance aura pour effet de diminuer l'énergie dans le circuit résonant, par conséquent, l'énergie transmise à la sortie. Il est donc justifié et nécessaire de mesurer ses effets. Les figures 2.12 et 2.13 nous montrent les courbes de courants maximaux et de tensions de sortie pour une résistance d'amortissement nulle et pour une résistance d'amortissement du dixième (1/10) de l'impédance caractéristique. Cette étude fut faite dans des conditions où la valeur du condensateur série est très grande devant celle du condensateur parallèle (équivaut à un CRP); le programme de dimensionnement du CRP (chapitre 1) pouvant calculer ces courbes sans amortissement dans le circuit résonant. Sur la figure 2.12, on voit les courbes du CRP pour des courants de charge relatif variant de 0 à 1.5, lorsqu'aucun amortissement n'est présent dans le circuit résonant. La figure 2.13 nous montre les mêmes courbes, pour le CRSP (où  $C_s=1000C_p$ ) ayant une résistance du dixième (1/10) de l'impédance

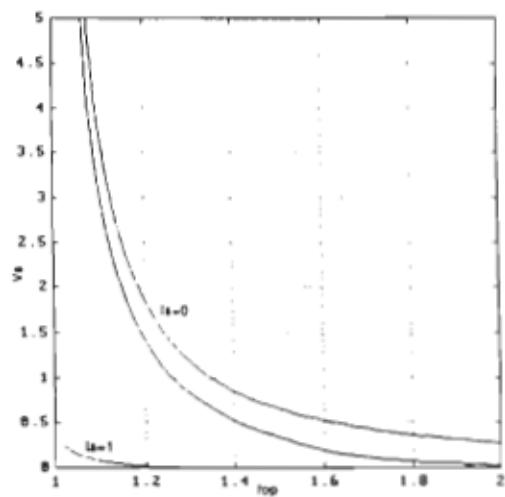
caractéristique du circuit résonant. Cette deuxième condition de fonctionnement se rapproche davantage de la pratique. Le condensateur série étant très grand devant le condensateur parallèle, il n'y a pas de différences visibles sur le graphique entre le CRP et le CRSP.

On peut voir qu'avec l'amortissement ajouté, comme prévu, la tension de sortie diminue, surtout à charges faible et moyenne (au-delà de 0.5) et à fréquence de fonctionnement voisinant la résonance. Par exemple, si la fréquence d'opération relative est de 1.2 et que le courant de charge relatif est de 0.5, la tension de sortie chute de 15%, ce qui est la même baisse que pour le courant maximal dans l'inductance (15%). Si on compare les figures 2.12 et 2.13 en tous les points, on s'aperçoit que les contraintes et la puissance transmise à la sortie varient de façon relativement identique. On en conclut que ce facteur n'interviendra pas de façon importante pour ce qui est du dimensionnement des interrupteurs et des diodes.

Puisqu'en pratique on retrouve une résistance d'amortissement dans le circuit résonant de l'ordre du dixième (1/10) de l'impédance caractéristique du circuit résonant et que cette résistance permet d'atteindre le régime permanent beaucoup plus rapidement, les calculs futurs se feront en considérant un amortissement de cet ordre de grandeur.

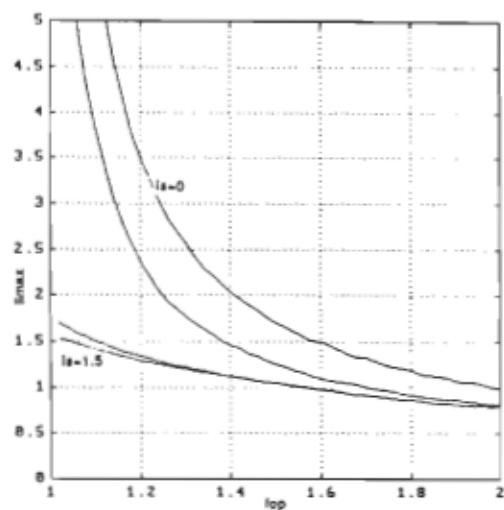


a) Courant maximal dans l'inductance

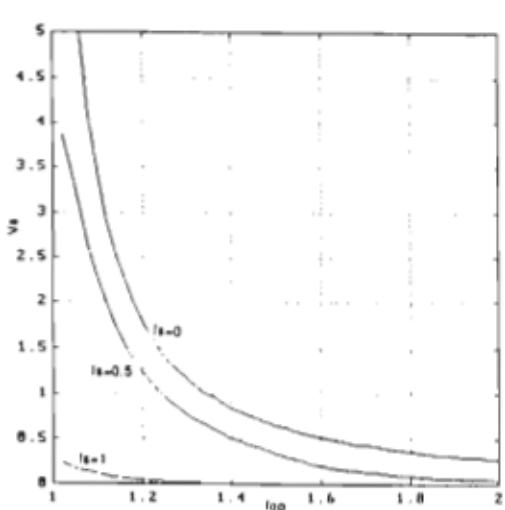


b) Tension de sortie

Figure 2.12. Courbes du CRP sans amortissement.



a) Courant maximal dans l'inductance



b) Tension de sortie

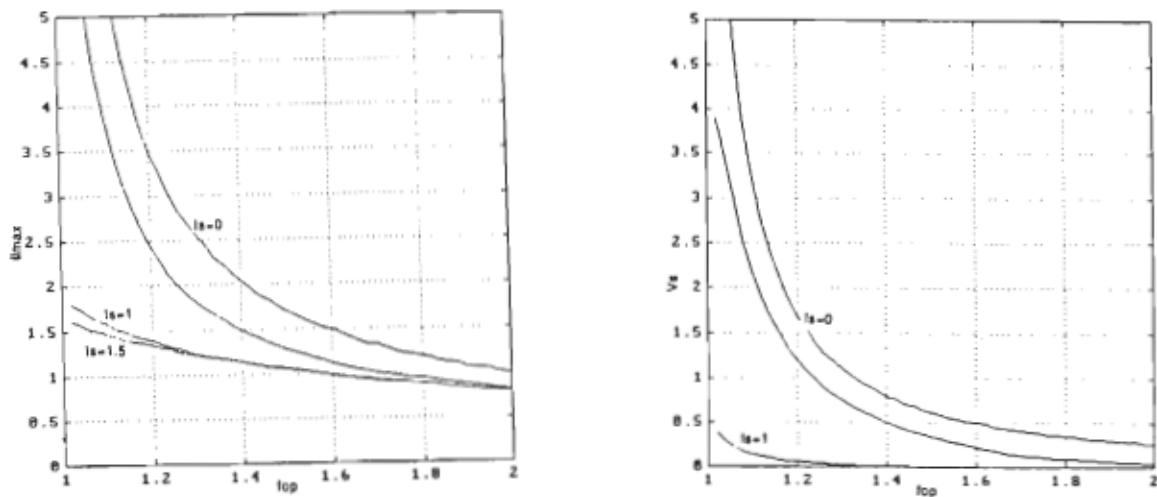
Figure 2.13. Courbes du CRSP ( $C_S=1000C_P$ ) avec un amortissement de 0.1 pu.

- Choix du rapport des condensateurs de résonance.

Le choix du rapport des condensateurs de résonance ( $C_s/C_p$ ) repose sur la capacité de transmettre de la puissance à la sortie par rapport aux contraintes sur les composants. Les courbes du courant maximal dans l'inductance ( $i_{L\max}$ ) et de la tension de sortie  $V_o$  serviront donc de références pour cette étude. Se référant aux figures 2.13, 2.14 et 2.15, on peut voir ces courbes pour des rapports de condensateur série sur le condensateur parallèle de: mille pour la figure 2.13, vingt pour la figure 2.14 et un pour la figure 2.15. Les conclusions qui en ressortent sont que la tension de sortie diminue avec la valeur du condensateur série à tous les points de fonctionnement, surtout lors du fonctionnement à charges moyenne et faible. Par contre, le courant maximal dans l'inductance augmente pour tous les points de fonctionnement, sauf à charge nulle où il demeure à la même valeur. Il est évident que le CRSP se comporte davantage en source de tension ( $V_o$  varie peu en fonction de la charge) que le CRP, sauf que le prix à payer est d'avoir une puissance transmise à la sortie plus faible et des contraintes sur les interrupteurs plus grandes. La figure 2.16 nous montre les courbes des rapports de la tension de sortie sur le courant maximal dans l'inductance. Ces graphiques nous montrent de façon explicite, qu'un condensateur série faible amène un surdimensionnement des composants, surtout pour des courants relatifs inférieurs à 0.5.

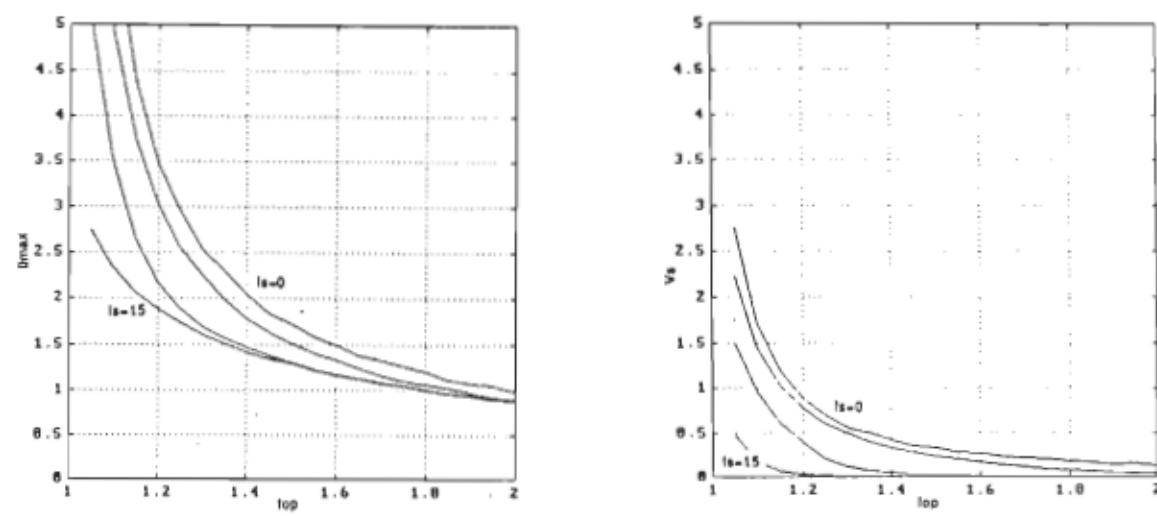
On choisira donc un condensateur série le plus grand possible. En ayant un condensateur série infini et un condensateur parallèle

unitaire, on se retrouve avec un convertisseur à résonance uniquement parallèle. Cependant, l'utilisation d'un CRP implique que les deux sources d'alimentation soient parfaitement égales et que la commande des interrupteurs soit exactement à  $180^\circ$  (parce qu'une tension continue se retrouve aux bornes du transformateur et un courant de magnétisation important s'en suit). Comme ceci est impossible en pratique, on utilisera un onduleur en demi-pont (deux condensateurs serviront de sources de tension) et les condensateurs seront de l'ordre de dix fois plus grand que le condensateur résonant ( $C_p$ ). Les condensateurs de l'onduleur seront alors modélisés par un condensateur série. La tension aux bornes de la somme des deux condensateurs de l'onduleur étant fixe, le courant qui circule dans un condensateur se doit de circuler également dans l'autre. Le courant de l'inductance sera donc partagé entre les deux condensateurs et ceux-ci apparaîtront comme étant en parallèle, vue du circuit résonant. Puisque ces condensateurs apparaissent en parallèle, ceci équivaut à avoir un condensateur série vingt fois plus grand que le condensateur parallèle.



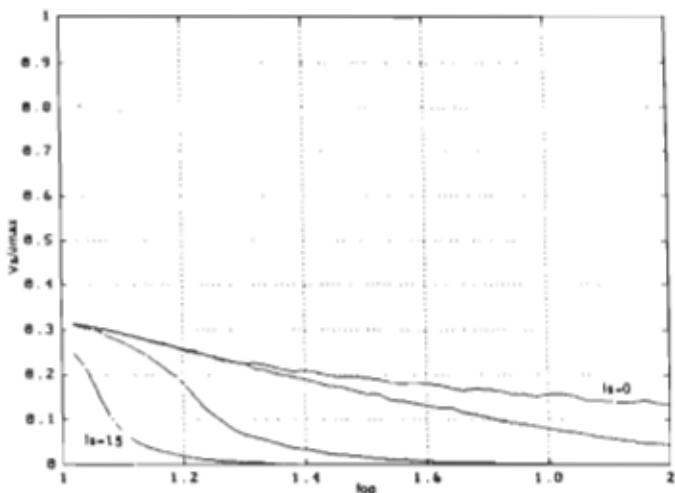
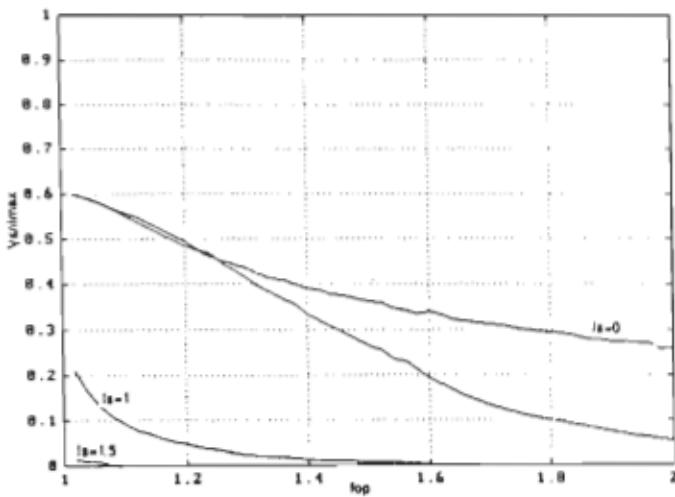
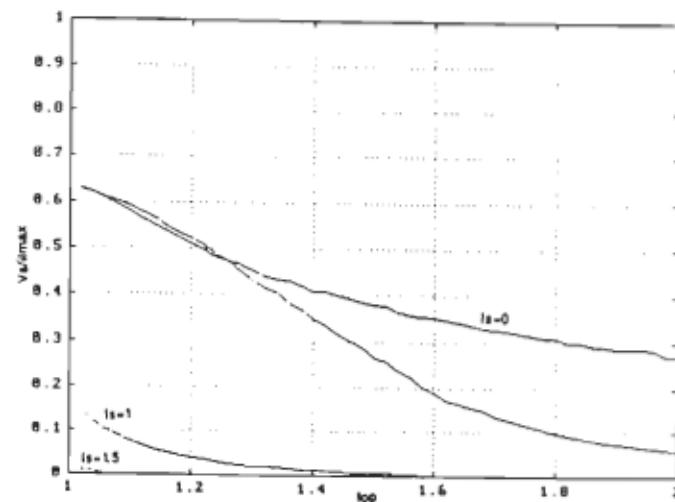
a) Courant maximal dans l'inductance. b) Tension de sortie.

Figure 2.14. Courbes de  $V_0$  et de  $i_{L\max}$  pour un rapport  $C_s/C_p$  de 20.



a) Courant maximal dans l'inductance. b) Tension de sortie.

Figure 2.15. Courbes de  $V_0$  et de  $i_{L\max}$  pour un rapport  $C_s/C_p = 1$ .

a)  $C_s/C_p = 1$ b)  $C_s/C_p = 20$ c)  $C_s/C_p = 1000$ figure 2.16. Courbes de  $V_s/i_{L\max}$  pour différents rapports  $C_s/C_p$ .

- Choix de la tension de sortie.

Plusieurs critères seront considérés pour le choix de la tension de sortie optimale. Le premier critère est le rapport de la tension de sortie et du courant maximal dans l'inductance. Se référant aux courbes de la figure 2.16, il apparaît évident qu'il faut choisir une fréquence la plus près possible de la fréquence de résonance. La figure 2.14 nous montre que la tension est maximal à ce moment-là. Un deuxième critère est l'assurance que le convertisseur ne fonctionnera pas en bas de la résonance, condition essentielle pour le fonctionnement des thyristors duals (ouverture à courant positif). La limite inférieure de la fréquence d'opération dépend de la fiabilité de la commande, de la précision des éléments du circuit résonant et de la robustesse dont on veut que le convertisseur fasse preuve. Un autre critère à considérer est la plage de fréquence que l'on veut utiliser pour gérer la puissance à la charge. Comme on le verra plus loin, un courant de charge de zéro à 0.6 pu sera utilisé. Si on choisit une tension élevée, la plage de fréquence pour gérer la puissance à la sortie sera très faible.

En tenant compte de toutes ces considérations, il apparaît qu'une tension de 1 pu à la sortie serait le meilleur compromis entre la limitation de la plage de contrôle de la fréquence et la puissance transmise à la sortie par rapport aux contraintes sur les semi-conducteurs.

- Choix du courant de charge maximal.

Le critère de choix du courant de charge maximal repose sur l'optimisation de la puissance à la sortie par rapport aux contraintes sur les interrupteurs. La figure 2.17 nous montre le graphique du rapport de la puissance à la sortie et du courant maximal dans le circuit résonant en fonction du courant de charge pour des fréquences d'opération allant de 1.25 à 2 pu. Puisque la puissance maximale transmise à la sortie (avec une tension de 1 pu) se produit à une fréquence un peu inférieure à 1.25 pu, un choix de courant de charge de 0.6 pu s'avère la valeur optimale.

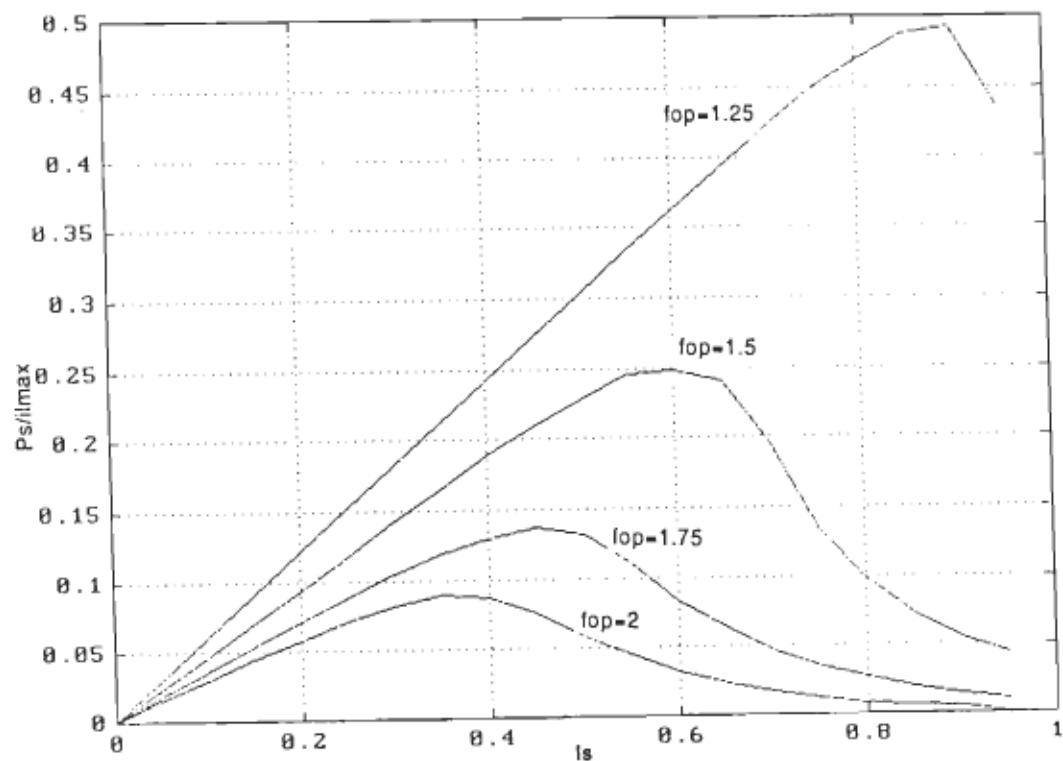


Figure 2.17. Courbe de la puissance transmise à la sortie par rapport au courant maximal dans l'inductance.

## 2.6 DIMENSIONNEMENT D'UN CRSP POUVANT FOURNIR UNE PUISSANCE DE 1.5 kW À PARTIR DU RÉSEAU.

Cette section a pour but de fournir un exemple de dimensionnement d'un CRSP tenant compte des points discutés au chapitre 2. La figure 2.18 nous montre le schéma d'un CRSP alimenté à partir du réseau (120 Volts, 60 Hz). On suppose qu'une fois la tension du réseau redressée et filtrée, on obtient une tension moyenne de 150 Volts à l'entrée du convertisseur. Le dimensionnement du CRSP sera calculé dans le but de fournir une puissance de sortie de 1.5 kW avec une tension de 120 volts.

Ce convertisseur a été étudié au chapitre 1 en considérant que les condensateurs de point milieu ( $C_{i1}$  et  $C_{i2}$ ) étaient infinis. L'étude du CRSP nous permet maintenant de considérer l'effet de ces condensateurs sur le comportement de l'ensemble du convertisseur. Puisqu'en pratique la résistance d'amortissement ne peut pas être soustraite du circuit résonant, une résistance d'amortissement ( $R$ ) y a été introduite pour rapprocher les conditions de simulations des conditions pratiques.

On a vu qu'une tension de sortie de même valeur que la tension d'alimentation et qu'un courant de charge de 0.6 du courant de base sont les valeurs optimales pour obtenir une bonne puissance à la sortie et un bon pouvoir de contrôle sur celle-ci. Ces valeurs seront donc choisies pour notre exemple.

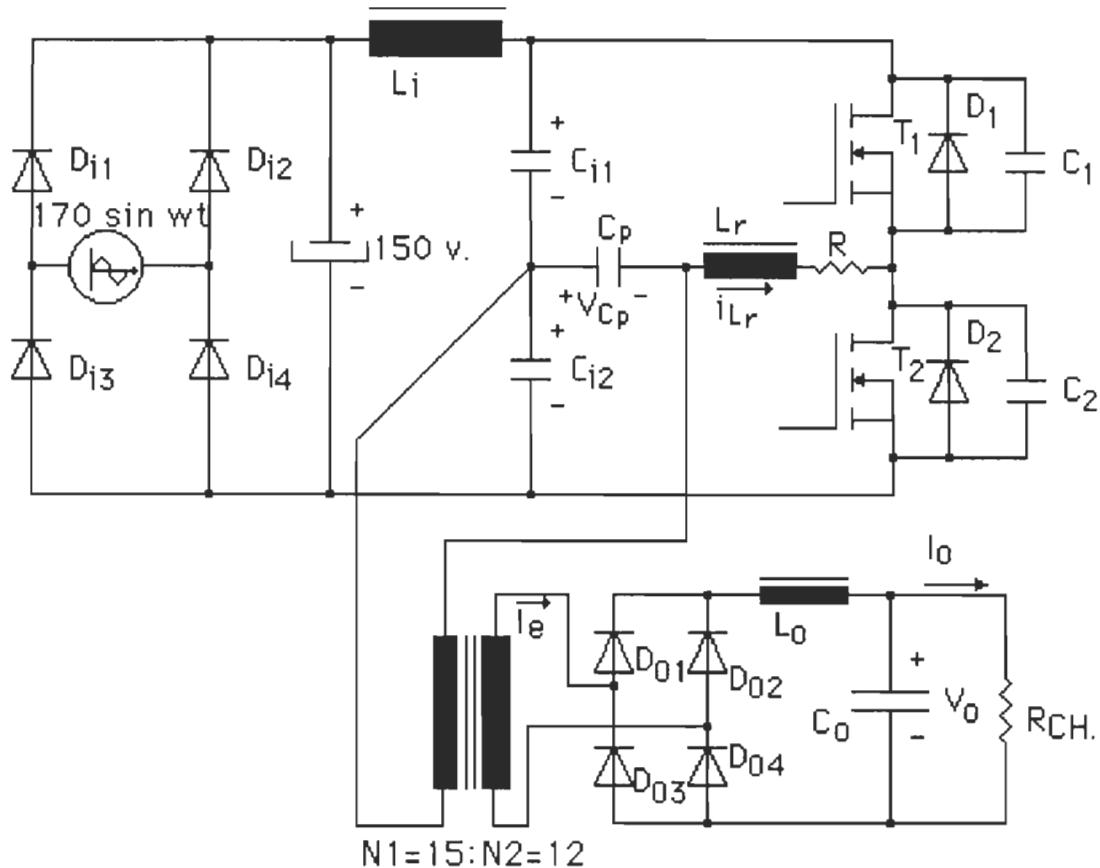


Figure 2.18. Convertisseur à résonnance parallèle alimenté par un onduleur en demi-pont dont une résistance d'amortissement est incluse.

Le tableau 1 nous donne les valeurs des tensions et des courants de dimensionnement du CRSP pour une valeur de condensateur série dix (10) fois plus grande que celle du condensateur parallèle; ceci pour une tension de sortie de même valeur que la tension d'entrée. Le tableau 2 nous donne les mêmes données pour le cas où le condensateur série est infiniment plus grand que le condensateur parallèle (CRP) et qu'aucun amortissement n'existe dans le circuit résonant. En comparant les deux tableaux, on peut voir que les tensions et les courants maximaux sont du même ordre de grandeur.

Puisque les contraintes sur les composants sont fonction de ces données, la démonstration de la section 1.6 ne sera pas refaite.

$I_0$	$f_{op}$	$i_{Lmax}$	$V_{Cmax}$	$ID_{moy}$	$IQ_{moy}$	$IQ_{eff}$
0.6	1.198	2.041	1.635	0.142	0.537	0.967
0.5	1.240	2.100	1.614	0.166	0.514	0.953
0.4	1.275	2.143	1.586	0.187	0.487	0.926
0.3	1.300	2.199	1.573	0.210	0.463	0.905
0.2	1.321	2.255	1.557	0.236	0.435	0.875
0.1	1.334	2.298	1.545	0.259	0.410	0.848
0.0	1.335	2.340	1.542	0.284	0.388	0.824

Tableau 2.1. Valeurs des tensions et des courants de dimensionnement du CRSP pour  $C_s=20*C_p$ ,  $R=0.1$  et  $V_0=E$ .

$I_0$	$f_{op}$	$i_{Lmax}$	$V_{Cmax}$	$ID_{moy}$	$IQ_{moy}$	$IQ_{eff}$
0.6	1.223	2.182	1.623	0.194	0.489	0.933
0.5	1.268	2.221	1.598	0.214	0.461	0.902
0.4	1.296	2.251	1.578	0.236	0.433	0.872
0.3	1.322	2.286	1.560	0.259	0.406	0.845
0.2	1.335	2.307	1.546	0.281	0.380	0.809
0.1	1.345	2.322	1.537	0.306	0.356	0.776
0.0	1.353	2.332	1.535	0.331	0.329	0.743

Tableau 2.2. Valeurs des tensions et des courants de dimensionnement du CRP pour une tension de sortie unitaire et aucun amortissement.

### 2.6.1 Calcul de $L_r$ et de $C_{eq}$ :

Le calcul des composants résonant ( $L_r$  et de  $C_{eq}$ ) se fait à partir des relations les reliant au courant de charge maximal et la fréquence de résonance désirée. Se référant aux équations 1.221 et 1.223 du chapitre 1, les expressions des composants résonant demeurent les mêmes:

$$L_r = \frac{E}{I_{base} w_r} \quad (2.95)$$

$$C_{eq} = \frac{I_{base}}{E w_r} \quad (2.96)$$

Les grandeurs de base demeurent les mêmes que celles du chapitre 1 (équations 1.224, 1.226 et 1.227):

$$V_{\text{base}} = 75 \text{ volts}; I_{\text{base}} = 33.33 \text{ ampères}; w_{\text{base}} = 262 \text{ krad/sec.} \quad (2.97)$$

d'où,

$$L_r = \frac{75}{33.33 * 262000} = 8.6 \mu\text{H} \quad (2.98)$$

et

$$C_{\text{eq}} = \frac{I_{\text{base}}}{E w_r} = \frac{33.33}{75 * 262000} = 1.7 \mu\text{F} \quad (2.99)$$

Des équations 2.93 et 2.94, en supposant  $C_s = 20 * C_p$ ,

$$C_s = C_{\text{eq}} \left( \frac{C_s}{C_p} + 1 \right) = 1.7 \mu\text{F} (20 + 1) = 35.7 \mu\text{F} \quad (2.100)$$

$$C_p = \frac{C_s}{C_s/C_p} = \frac{35.7 \mu\text{F}}{20 \mu\text{F}} = 1.785 \mu\text{F} \quad (2.101)$$

En général, on choisit la valeur de condensateur supérieure la plus près et on ajuste la valeur de l'inductance en fonction de cette valeur. Ceci est dû au fait que la fréquence de résonance ne peut être que diminuée car sa valeur maximale est fixée par des limites physiques. Le courant doit demeurer le même (0.6 pu) pour une optimisation de la puissance à la sortie, comme discuté plus haut. On ajustera donc l'inductance en fonction du condensateur et de l'impédance caractéristique du circuit résonant désiré. La valeur du condensateur série sera la somme des condensateurs de point milieu ( $C_{i1}$  et  $C_{i2}$ ).

On a donc:

$$C_p = 2 \mu F ; C_{i1} = C_{i2} = 20 \mu F ; C_s = 2 * C_{i1} = 40 \mu F \quad (2.102)$$

$$C_{eq} = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} = \frac{2 * 40}{2 + 40} \mu F = 1.90 \mu F \quad (2.103)$$

$$I_{base} = E \sqrt{C_{eq}/L_r} \quad (2.104)$$

$$L_r = C_{eq} \left\{ \frac{E}{I_{base}} \right\}^2 = 1.90 * 10^{-6} * \left\{ \frac{75}{33.33} \right\}^2 \approx 9.6 \mu H \quad (2.105)$$

Avec les valeurs un peu plus grandes des éléments résonants, la fréquence de résonance sera diminuée de quelque peu,

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} = \frac{1}{\sqrt{9.6 \mu H * 1.90 \mu F}} = 234 \text{ krad/sec} \quad (2.106)$$

La fréquence de résonance sera donc de 37.27 kHz et la fréquence de fonctionnement minimum sera de 44.6 kHz, comparativement à 50 kHz, lorsqu'on a une pulsation de résonance de 262 krad/sec.

## 2.6.2 Calcul du rapport de transformation du transformateur:

Pour que la tension de sortie équivale à la tension d'entrée, il faut qu'au primaire du transformateur la tension apparaisse comme étant de même valeur que la tension d'entrée. Pour ce faire, le rapport de transformation du transformateur se doit d'être le rapport de ces deux tensions:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{120}{75} = 1.6 = \frac{16}{10} \quad (2.107)$$

Le transformateur peut donc posséder seize (16) tours de fil au primaire et dix (10) tours de fil au secondaire (ce qui sera réalisé).

## **2.7 CONCLUSION.**

L'objectif du chapitre 2 était d'étudier le CRSP dans le but d'obtenir des caractéristiques de sortie supérieures à celles du CRP en terme de rendement tout en gardant les très souhaitables capacités de fonctionner à vide et en court-circuit.

Les résultats de simulation ont démontré que le courant dans le circuit résonant du CRSP, ainsi que le courant de court-circuit, augmentent avec la valeur du condensateur parallèle (relativement à celle du condensateur série). Puisque le rendement est fortement fonction du courant dans le circuit résonant, on cherchera à avoir une valeur de condensateur série la plus grande possible devant celle du condensateur parallèle (CRP). Puisque l'on cherche à limiter le plus possible le courant de court-circuit (sans devoir trop augmenter la fréquence de fonctionnement) on cherchera également à utiliser un condensateur série le plus grand possible. Pour ces deux raisons, on conclut donc que le CRSP n'est pas une amélioration du CRP pour l'application visée (source de tension pouvant fonctionner en circuit ouvert et en court-circuit). Par contre, pour une application où le fonctionnement en court-circuit n'est pas nécessaire, il peut être avantageux d'utiliser le CRSP en gardant la fréquence de fonctionnement fixe (boucle ouverte). Le prix à payer pour la simplicité du circuit est un sur-dimensionnement des composants et une baisse de tension en fonction du courant. Plus le condensateur parallèle sera grand devant le condensateur série, plus la chute de

tension en fonction du courant de charge sera faible mais plus les composants seront sur-dimensionnés.

Un exemple de dimensionnement d'un CRSP souhaitable pour l'application visée, en tenant compte de l'amortissement, a été fournie. Le condensateur série étant vingt fois plus grand que le condensateur parallèle, le convertisseur se comporte à peu près comme un CRP. Des tableaux comparatifs démontrent la similitude entre les deux.

Puisque le CRSP ne s'est pas avéré un compromis acceptable entre les convertisseurs à résonance série et parallèle, une étude ultérieure devra viser à obtenir une structure de convertisseur à résonance qui répondra à ces exigences. Ceci fera l'objet du prochain chapitre.

## CHAPITRE 3

### ÉTUDE D'UNE TOPOLOGIE DE CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE POUVANT FONCTIONNER À VIDE ET EN COURT-CIRCUIT.

#### 3.1 INTRODUCTION

On a vu, au chapitre 1, que le convertisseur à résonance parallèle fonctionnant au-dessus de la résonance pouvait répondre à notre cahier de charge (fonctionnement à vide et en court-circuit). Malheureusement, les interrupteurs de l'onduleur à thyristors duaux doivent supporter un courant de beaucoup supérieur au courant de charge, dû au courant réactif circulant dans le condensateur de résonance. Par contre, le convertisseur à résonance série permet aux interrupteurs de fonctionner dans un environnement beaucoup moins stressant. Le rendement supérieur du CRS est dû au fait qu'aucun élément n'est en parallèle avec la charge de façon à ce que le courant du circuit résonant passe entièrement dans la charge. Par contre, ce qui permet au CRP de fonctionner à vide est le fait qu'un élément, en parallèle avec la charge, laisse circuler un courant dans le circuit résonant en l'absence de charge. Le CRS ne répond donc pas à nos besoins, même s'il possède des qualités très désirables. On a donc cherché à trouver un élément à mettre en parallèle avec la charge qui consommerait moins de puissance réactive que le condensateur dans

le cas du CRP. On a alors développé le convertisseur à résonance série-parallèle (CRSP) (chapitre 2) qui est un CRP avec un deuxième condensateur en série. Nous misions alors sur le fait que le condensateur parallèle étant plus petit que dans le cas du CRP, le courant y circulant serait moindre. Le problème survenu est la tension de sortie qui diminuait avec la présence d'un condensateur série et, par conséquent, le courant dans le circuit résonant augmentait. On a également essayé d'insérer une inductance en parallèle avec la charge [5] puis un circuit résonant parallèle [6]. L'inconvénient de tous ces montages est que les éléments en parallèle avec la charge contribuent à augmenter exagérément le courant dans le circuit résonant car ils sont toujours présents dans le circuit.

La structure de convertisseur proposée dans le chapitre 3 utilise un condensateur en parallèle avec la charge, comme dans le cas du CRSP, mais durant le temps nécessaire à la commutation seulement. Ce convertisseur se distingue du CRSP par son filtre capacitif au lieu du filtre inductif. Le comportement de ces deux convertisseurs est donc très différent du fait que le condensateur parallèle ne joue qu'un rôle minime dans le cas du CRSP à filtre capacitif, surtout à pleine charge. Dans le cas du CRSP, on utilise le CRP et on y ajoute un condensateur en série, alors que dans le cas du CRSP à filtre capacitif, on utilise un CRS et on y ajoute un condensateur en parallèle.

Un programme de simulation sera développé de façon à vérifier le fonctionnement du nouveau convertisseur dans tous les modes de

fonctionnement possibles (au-dessus de la résonance série). De plus, un programme de dimensionnement sera conçu de façon à obtenir la configuration optimale pour une application précise. Des résultats expérimentaux validant la théorie seront présentés. Une description des circuits de commande des thyristors duaux, de même que la conception des éléments magnétiques seront fournies.

### **3.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR**

Le schéma du CRSP à filtre capacitif apparaît à la figure 3.1. Ce schéma ressemble beaucoup à celui du CRS à l'exception du condensateur à l'entrée du pont de diodes (au secondaire du transformateur). La figure 3.2 nous montre le circuit équivalent de ce CRSP à filtre capacitif. La tension d'alimentation  $V_e$  est issue de l'onduleur de tension et la tension de sortie  $V_s$  représente la tension de charge à l'entrée du pont redresseur. Cette tension n'est pas présente lorsque la tension aux bornes du condensateur parallèle est inférieure à la tension de charge parce qu'aucune des diodes du pont redresseur à la sortie ne peut conduire. Par contre, lorsque la tension aux bornes du condensateur parallèle atteint la tension de sortie, le condensateur parallèle devient en parallèle avec le condensateur de filtrage de sortie ( $C_f$ ), ce qui équivaut à avoir une source de tension de valeur  $V_s$  (si  $C_f \gg C_p$ ). La position de l'interrupteur "INT" dépend donc de la valeur absolue de la tension aux bornes du condensateur parallèle. De plus, la polarité de la tension de sortie sera la même que le sens du courant dans l'inductance, tel qu'indiqué sur la figure 3.2, parce que le sens du courant détermine les diodes du pont redresseur qui conduisent. La montée de la tension aux bornes du condensateur parallèle étant limitée par l'oscillation du circuit résonant, les diodes du pont redresseur s'amorcent lentement. Il n'y a donc pas de surtension de polarisation avant des diodes qui causerait une différence de potentiel entre les deux condensateurs. Il n'y a donc pas

de court-circuit qui surviendra entre les deux condensateurs  $C_p$  et  $C_f$ , d'autant plus qu'il y a une inductance entre les deux (de câblage).

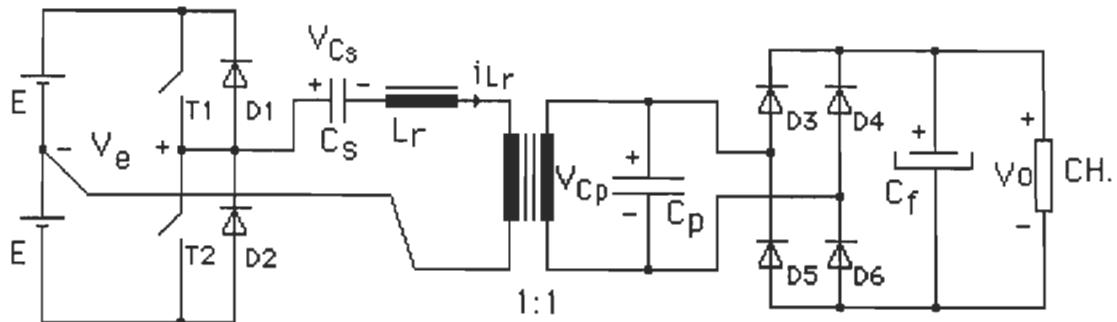


Figure 3.1. Schéma complet du CRSP à filtre capacitif.

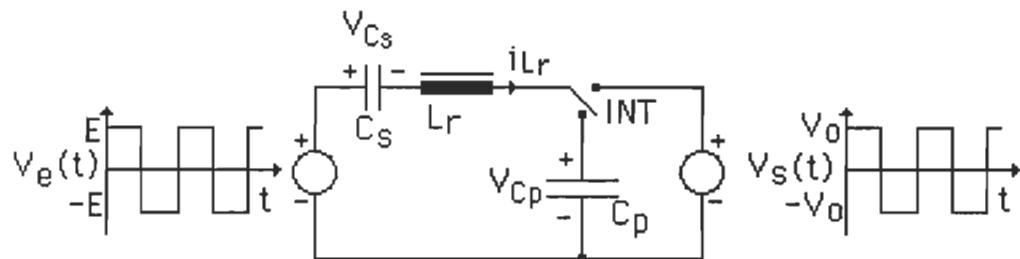
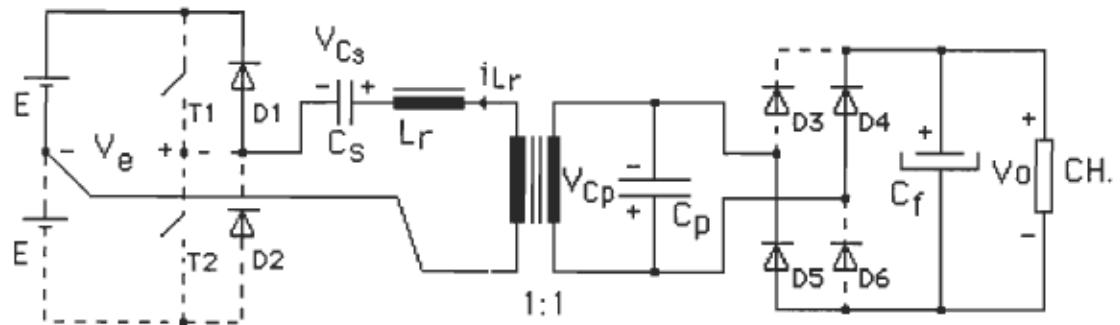


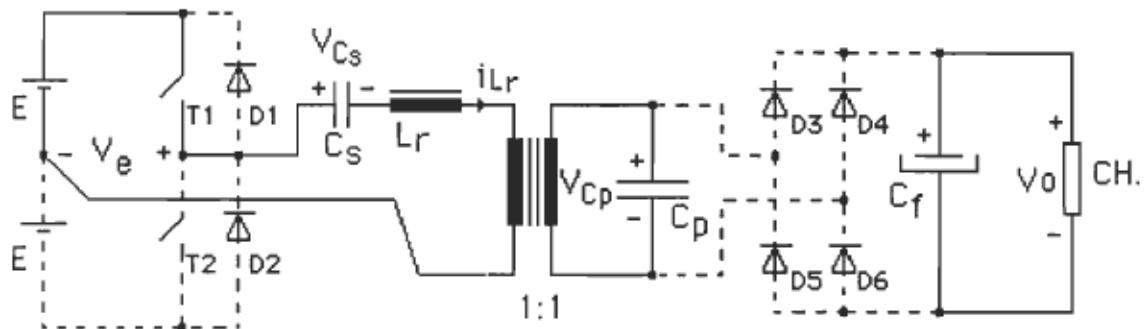
Figure 3.2. Circuit équivalent du CRSP à filtre capacitif.

Le CRSP à filtre capacitif possède six séquences de fonctionnement dont les trois premières sont complémentaires des trois dernières. La figure 3.3 nous montre les trois premières séquences. La première séquence, illustrée à la figure 3.3a, débute au moment de l'ouverture de l'interrupteur  $T_2$  jusqu'à ce que le sens du courant dans l'inductance s'inverse. Durant cette première séquence, la diode  $D_1$  conduit, le courant étant négatif dans l'inductance et les diodes  $D_4$  et  $D_5$  conduisent pour faire apparaître une tension de sortie négative aux bornes du transformateur ( $V_s$ ) à cause du sens du

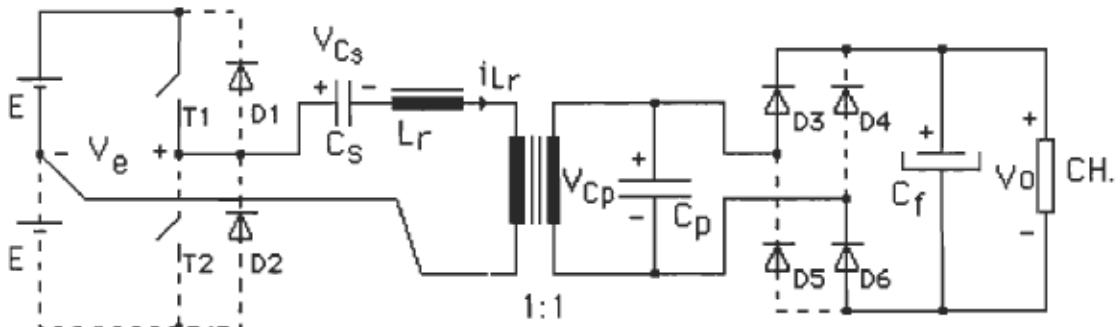
courant dans l'inductance. La tension aux bornes du condensateur parallèle est donc négative et supérieure à la tension de sortie pour polariser avant les diodes D4 et D5. La deuxième séquence (figure 3.3b) débute au passage par zéro du courant dans l'inductance, jusqu'à ce que la tension aux bornes du condensateur atteigne la tension de charge. Lorsque le courant s'inverse dans l'inductance, les diodes D4 et D5 se bloquent, le courant cherchant à y circuler en inverse, et le condensateur parallèle se décharge. Le blocage des diodes se fait donc à faible courant. Durant cette séquence, le courant dans l'inductance circule entièrement dans le condensateur parallèle et la tension à ses bornes passe d'une valeur de  $-V_S$  à  $+V_S$ . Il n'y a donc pas de courant qui circule dans la charge, contrairement à la première séquence où le courant circulait entièrement dans la charge. La troisième séquence (figure 3.3c) débute au moment où la tension aux bornes du condensateur parallèle devient supérieure à la tension de charge, pour polariser les diodes D3 et D6 en avant, jusqu'à ce qu'un ordre d'ouverture soit envoyé à l'interrupteur T1. Durant cette séquence, tout le courant dans l'inductance circule dans la charge, comme dans le cas de la première séquence. Le courant débité dans la charge sera donc en fonction du temps que dure les séquences 1 et 3 par rapport à la séquence numéro 2.



a/ Séquence numéro 1.



b/ Séquence numéro 2.



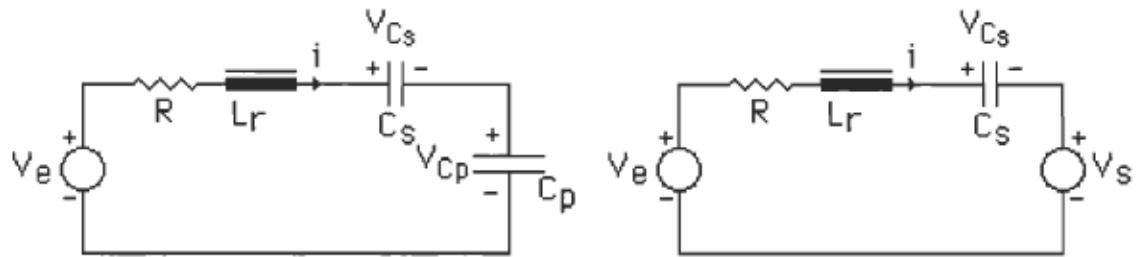
c/ Séquence numéro 3.

Figure 3.3. Séquences de fonctionnement du CRSP à filtre capacitif.

### 3.2.1 Mise en équations du système.

Se référant à la figure 3.2, on peut voir qu'il peut y avoir deux circuits équivalents différents, selon la valeur absolue de la tension aux bornes du condensateur parallèle par rapport à la tension de sortie. La figure 3.4 nous montre ces deux circuits équivalents, en modélisant l'amortissement dans le circuit résonant par une résistance. La figure 3.4a nous montre le circuit équivalent du CRSP à filtre capacitif, lorsque la tension aux bornes du condensateur parallèle est inférieure à la tension de charge. Les quatres diodes du pont redresseur étant polarisées en inverse, le courant de charge passe entièrement dans le condensateur parallèle, ce qui équivaut à enlever la charge du convertisseur (séquence de fonctionnement numéro 2). Par contre, si la tension aux bornes du condensateur parallèle dépasse la tension de charge (figure 3.4b), deux diodes conduisent ( $D_3$  et  $D_6$  si  $V_{Cs} > 0$  et  $D_4$  et  $D_5$  si  $V_{Cs} < 0$ ). Les deux condensateurs ( $C_p$  et  $C_f$ ) sont donc en parallèle. Si  $C_f \gg C_p$ , on peut modéliser la somme des deux capacités et de la charge par une source de tension car la tension aux bornes de ces éléments demeure fixe à l'échelle d'un cycle.

Puisqu'il y a deux circuits équivalents (le premier lorsque la valeur absolue de la tension aux bornes du condensateur parallèle est supérieure à la tension de charge et un deuxième dans le cas contraire) un système d'équations d'état, pour chacun des circuits équivalent, doit être développé.



a/ Circuit équivalent lorsque  $V_{Cp} < V_s$ . b/ Circuit équivalent lorsque  $V_{Cp} > V_s$ .

Figure 3.4. Circuits équivalents du CRSP à filtre capacitif pour les deux modes de fonctionnement.

Se référant à la figure 3.4a, lorsque  $V_{Cp} < V_s$ , les équations d'état du convertisseur sont les suivantes:

$$V_{Lr} = L_r \frac{di}{dt} = V_e - V_R - V_{Cs} - V_{Cp} = V_e - Ri - V_{Cs} - V_{Cp} \quad (3.1)$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{Ri}{L_r} - \frac{V_{Cs}}{L_r} - \frac{V_{Cp}}{L_r} + \frac{V_e}{L_r} \quad (3.2)$$

$$i_{Cs} = C_s \frac{dV_{Cs}}{dt} \quad (3.3)$$

$$\frac{dV_{Cs}}{dt} = \frac{i_{Cs}}{C_s} = \frac{i}{C_s} \quad (3.4)$$

$$i_{Cp} = C_p \frac{dV_{Cp}}{dt} \quad (3.5)$$

$$\frac{dV_{Cp}}{dt} = \frac{i_{Cp}}{C_p} = \frac{i}{C_p} \quad (3.6)$$

Le système d'équations d'état devient donc le suivant:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dV_{Cs}}{dt} \\ \frac{dV_{Cp}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_{Cs} \\ V_{Cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Se référant à la figure 3.4b, lorsque  $V_{Cp} > V_s$ , les équations d'état du convertisseur sont les suivantes:

$$V_{L_r} = L_r \frac{di}{dt} = V_e - R_i - V_{Cs} - V_s \quad (3.8)$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R_i}{L_r} - \frac{V_{Cs}}{L_r} + \frac{V_e}{L_r} - \frac{V_s}{L_r} \quad (3.9)$$

$$\frac{dV_{Cs}}{dt} = \frac{i_{Cs}}{C_s} = \frac{i}{C_s} \quad (3.10)$$

$$\frac{dV_{Cp}}{dt} = \frac{i_{Cp}}{C_p} = 0 \quad (3.11)$$

Le système d'équations d'état devient donc le suivant:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dV_{Cs}}{dt} \\ \frac{dV_{Cp}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_{Cs} \\ V_{Cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} & -\frac{1}{L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

### 3.2.1.1 Normalisation des équations.

Comme on le verra plus loin, la valeur du condensateur parallèle sera déterminée par rapport à la tension de sortie et la fréquence de fonctionnement maximale avec lesquelles le convertisseur fonctionnera. Par contre, la valeur du condensateur série sera déterminée à partir de la valeur du condensateur parallèle. Puisque la valeur du condensateur série est ajustée à celle du condensateur parallèle, il est plus simple de normaliser les variables du système par rapport au condensateur parallèle, en plus de l'inductance de résonance et de la tension d'entrée.

$$V_{base} = E; Z_{base} = \sqrt{L_r/C_p}; I_{base} = \frac{V_{base}}{Z_{base}} = E\sqrt{C_p/L_r} \quad (3.13)$$

$$\omega_{base} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_p}}; f_{base} = \frac{\omega_{base}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_p}}; T_{base} = \frac{1}{f_{base}} = 2\pi\sqrt{L_r C_p} \quad (3.14)$$

Puisque  $di/dt = V_{Lr}/L_r$ , on normalise l'équation du courant en la divisant par  $V_{base}/L_{base}$ . De même, on divisera les équations de  $dV_{Cs}/dt$  et de  $dV_{Cp}/dt$  par  $I_{base}/C_{base}$ .

$$\frac{V_{base}}{L_{base}} = \frac{E}{L_r} \text{ et } \frac{I_{base}}{C_{base}} = \frac{E\sqrt{C_p/L_r}}{C_p} \quad (3.15)$$

Lorsque  $V_{Cp} < V_s$ , les équations d'état normalisées sont les suivantes:

$$\frac{di * L_r}{dt} = -\frac{R}{\sqrt{L/C_p}} \frac{i}{E\sqrt{C_p/L}} L_r - \frac{V_{Cs}}{E} \frac{L_r}{L_r} - \frac{V_{Cp}}{E} \frac{L_r}{L_r} + \frac{V_e}{E} \frac{L_r}{L_r} \quad (3.16)$$

$$\frac{di_N}{dt_N} = -R_N i_N - V_{CsN} - V_{CpN} + V_{eN} \quad (3.17)$$

$$\frac{dV_{Cs}}{dt} * \frac{C_p}{E\sqrt{C_p/L_r}} = \frac{C_p}{C_s} \frac{i}{E\sqrt{C_p/L_r}} \quad (3.18)$$

$$\frac{dV_{CsN}}{dt_N} = \frac{i_N}{C_{sN}} \quad (3.19)$$

De même,

$$\frac{dV_{CpN}}{dt_N} = \frac{i_N}{C_{pN}} \quad (3.20)$$

Lorsque  $V_{Cp} > V_s$ , les équations d'état normalisées sont les suivantes:

$$\frac{di}{dt} + \frac{L_r}{E} = -\frac{R}{\sqrt{L/C_p}} \frac{i}{E\sqrt{C_p/L}} \frac{L_r}{L_r} - \frac{V_{Cs}}{E} \frac{L_r}{L_r} - \frac{V_e}{E} \frac{L_r}{L_r} + \frac{V_s}{E} \frac{L_r}{L_r} \quad (3.21)$$

$$\frac{di_N}{dt_N} = -R_N i_N - V_{CsN} + V_{eN} - V_{sN} \quad (3.22)$$

$$\frac{dV_{CsN}}{dt_N} = \frac{i_N}{C_{sN}} \quad (3.23)$$

$$\frac{dV_{CpN}}{dt_N} = 0 \quad (3.24)$$

Pour chacun des circuits, les systèmes d'équations normalisées sont les suivants. L'indice "N", qui signifie que la variable est normalisée, sera dorénavant sous-entendu dans le but d'alléger les équations.

Lorsque  $V_{Cp} < V_s$ :

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dV_{Cs}}{dt} \\ \frac{dV_{Cp}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 & -1 \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_{Cs} \\ V_{Cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Lorsque  $V_{Cp} > V_s$ :

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dV_{Cs}}{dt} \\ \frac{dV_{Cp}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 & 0 \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_{Cs} \\ V_{Cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

### **3.3 SIMULATION DU CONVERTISSEUR**

Au cours d'une seule demi-période de fonctionnement, le convertisseur passe par trois séquences de fonctionnement. Le passage de la séquence numéro un à la séquence numéro deux se fait lors du passage par zéro du courant dans l'inductance. De même, le passage de la séquence numéro deux à la séquence numéro trois se fait lorsque la tension aux bornes du condensateur parallèle dépasse la tension de charge. Il est donc nécessaire de connaître l'évolution de ces deux variables.

Il est possible de tracer le plan d'état du système parce qu'il peut être modélisé par un système du deuxième ordre dans toutes les séquences de fonctionnement. Pour ce faire, on trace l'évolution du courant dans l'inductance en fonction de la tension aux bornes du condensateur série ou de la tension aux bornes de la somme des deux condensateurs selon la séquence de fonctionnement. Puisque la tension aux bornes du condensateur parallèle n'est pas directement disponible dans le plan d'état, l'instant du passage de la séquence numéro deux à la séquence numéro trois ne peut pas être déterminé à l'aide de cette technique. Le plan d'état ne pourra donc pas nous servir à obtenir les conditions de régime permanent comme dans le cas du CRP (chapitre 1).

Le convertisseur doit donc être simulé pas à pas pour atteindre le régime permanent, en testant les variables d'état à chaque pas de calcul. Si la tension aux bornes du condensateur parallèle est inférieure à la tension de charge, on vérifie à quel moment elle

l'atteint. Lorsque la tension aux bornes du condensateur parallèle dépasse la tension de charge, on vérifie à quel moment le courant dans l'inductance s'inverse. La résistance d'amortissement ajoutée en série avec l'inductance de résonance permet d'obtenir les conditions de régime permanent plus rapidement, en plus de rapprocher les résultats de simulations des résultats pratiques.

Les systèmes d'équations d'état normalisées développés ci-haut (équations 3.25 et 3.26) possèdent la forme suivante:

$$\left[ \frac{dx}{dt} \right] = [A][x] + [B][u] \quad (3.27)$$

La matrice  $[A]$  est définie comme étant la matrice de transmission, la matrice  $[B]$  la matrice de commande, la matrice  $[x]$  la matrice d'état et la matrice  $[u]$  la matrice des entrées. La solution d'un tel système d'équations [5] est la suivante:

$$[x(t)] = \left[ e^{[A]t} \right] [x(t_0)] + \left[ e^{[A](t-t_0)} \right] * [B] [u] \quad (3.28)$$

où la matrice  $[e^{[A]t}]$  est la matrice exponentielle et  $[x(t_0)]$  est la matrice des conditions initiales.

Pour la simulation du convertisseur, on va utiliser le système réel en calculant numériquement la matrice exponentielle. La matrice exponentielle se calcule simplement en utilisant la série géométrique de l'exponentielle qui est la suivante:

$$e^{[A]t} = \sum_{i=0}^n \frac{[A]^i}{i!} \text{ où } n \text{ est le nombre de termes considérés.} \quad (3.29)$$

Se référant à l'équation 3.28, on peut voir que, pour un pas de calcul constant ( $t-t_0$  fixe), seules les matrices des conditions initiales  $[x(t_0)]$  et des entrées  $[u]$  peuvent varier au cours du temps. La matrice exponentielle ainsi que la matrice de convolution de la matrice exponentielle avec la matrice de commande seront donc calculées qu'une seule fois. Évidemment, à l'intérieur d'un pas de calcul, le vecteur d'entrée devra demeurer fixe. Dans le programme de simulation (annexe 3.1), la matrice exponentielle se nomme "phi" alors que la matrice de la convolution de la matrice exponentielle avec la matrice de commande se nomme "gamma". On aura donc le très simple système d'équation suivant, pour un pas de calcul:

$$[x(t)] = [\text{phi}] * [x(t-\Delta t)] + [\text{gamma}] * [u] \quad (3.30)$$

Deux matrices "phi" et deux matrices "gamma" seront calculées pour simuler le convertisseur: une série de matrices lorsque le courant dans l'inductance circule dans le condensateur parallèle ( $\text{phi}_1$  et  $\text{gamma}_1$ ) et une autre série de matrices lorsque le courant dans l'inductance circule dans la charge ( $\text{phi}_2$  et  $\text{gamma}_2$ ).

### 3.3.1 Algorithme de simulation du convertisseur:

La simulation du CRSP à filtre capacitif se fera à l'aide de la solution exacte des équations en utilisant la matrice exponentielle. La matrice exponentielle doit être calculée pour le cas où le courant

dans l'inductance circule dans le condensateur parallèle (séquence 2) et pour le cas où ce courant circule dans la charge (séquences 1 et 3) également.

Pour atteindre les conditions de régime permanent le plus rapidement possible, la simulation débute avec des conditions initiales nulles et le système progresse durant un quart de période. Les valeurs des variables d'état sont alors inversées et posées comme conditions initiales pour la première demi-période. À la fin de la demi-période, les conditions finales sont de nouveau inversées et posées comme conditions initiales de la prochaine demi-période et le processus continue jusqu'à ce que les conditions finales soient aussi près que l'on veut des inverses des conditions initiales.

La figure 3.5 nous montre l'algorithme de calcul pour un pas de calcul. La variable "charge" indique si la valeur absolue de la tension aux bornes du condensateur parallèle était plus grande ou égale ( $\text{charge} = 1$ ) ou plus petite ( $\text{charge} = 0$ ) que la tension de charge à la fin du pas de calcul précédent. Si la charge était présente ( $\text{charge} = 1$ ) à la fin du pas précédent, il faut vérifier si le courant dans l'inductance s'inverse lors du pas de calcul actuel. La polarité de la tension de charge à l'entrée du pont de diodes (lorsqu'elle est présente) doit toujours être la même que le sens du courant dans l'inductance (avec les polarités définies à la figure 3.4). Il est donc possible de vérifier si le courant dans l'inductance s'est inversé en le multipliant par la tension de charge ( $u(2)$ ). On assigne la valeur 0 à la variable charge (pas de charge) et on calcule l'évolution d'un pas de

calcul avec  $\phi_1$  et  $\gamma_1$ . Si le condensateur parallèle était présent à la place de la charge à la fin du pas précédent, il faut vérifier si la tension aux bornes du condensateur atteint la tension de charge lors du pas de calcul actuel. S'il y a changement de système d'équations lors du pas de calcul actuel, on assigne la valeur 1 à la variable charge (charge présente) et on recalcule l'évolution du système avec les matrices  $\phi_2$  et  $\gamma_2$ .

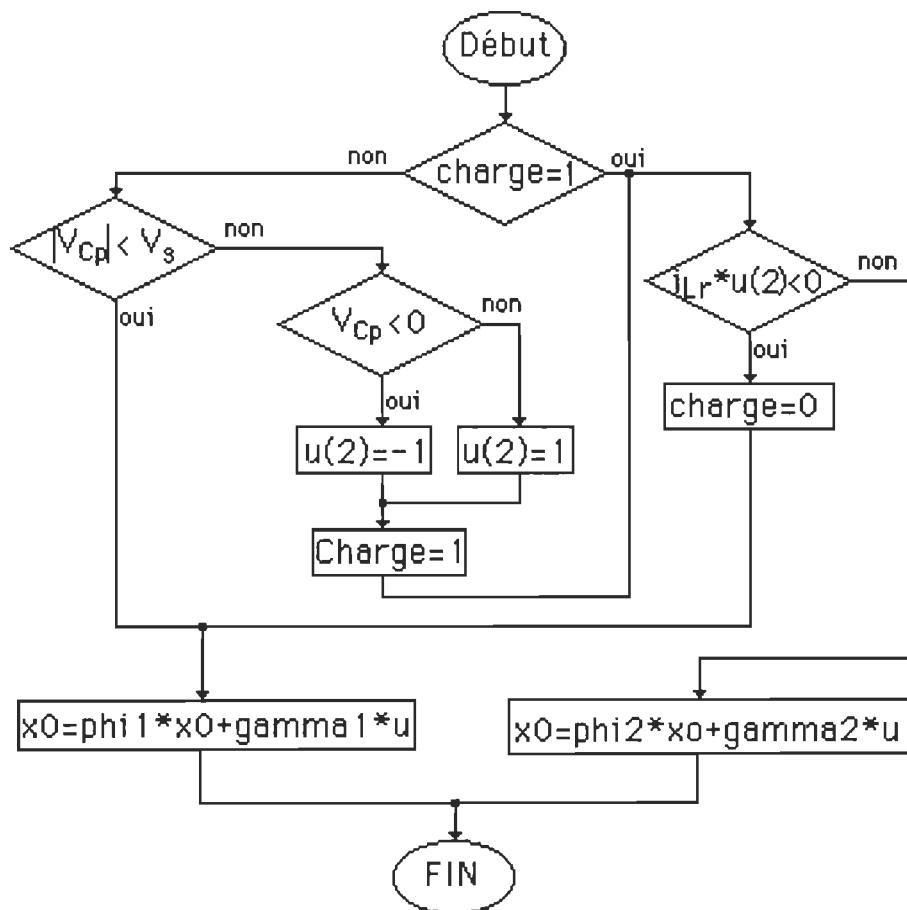


Figure 3.5. Algorithme de simulation du CRSP à filtre capacitif pour un pas de calcul.

### **3.4 RÉSULTATS DE SIMULATION.**

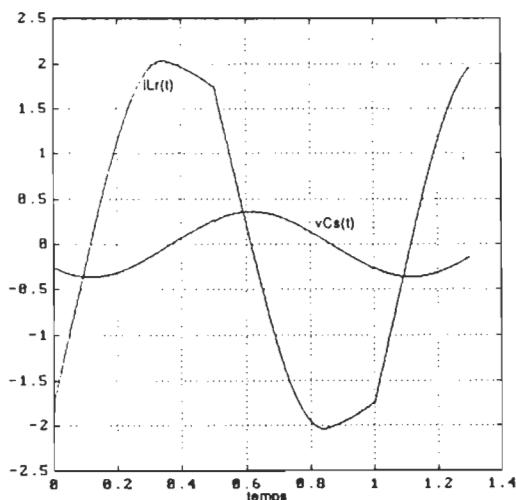
La figure 3.6 nous montre un exemple de simulation du CRSP à filtre capacitif avec le programme conçu à l'aide de l'algorithme fourni dans la section 3.3. On peut voir les courbes du courant dans l'inductance et de la tension aux bornes du condensateur série sur la figure 3.6a et celles du courant de charge et de la tension aux bornes du condensateur parallèle sur la figure 3.6b. Pour cet exemple,  $C_s = 6 \text{ C}_p$ ,  $V_s = 1 \text{ pu}$ ,  $f_s = 1 \text{ pu}$  et  $R=0.1 \text{ pu}$ . Ces valeurs sont toutes normalisées par rapport aux grandeurs de bases définies à la section 3.2.1.1. On peut voir qu'aucun courant n'est débité dans la charge lorsque la tension aux bornes du condensateur parallèle est inférieure à la tension de charge. Par contre, le courant dans l'inductance est débité entièrement dans la charge lorsque la tension aux bornes du condensateur parallèle atteint la tension de charge. Le courant de charge moyen redressé (le courant réel à la charge) est de 0.76 pu.

La figure 3.7 nous montre les mêmes courbes que précédemment à une fréquence de fonctionnement de 0.55 pu. Il faut remarquer que le courant de commutation est très faible (0.4 pu) et que si on diminuait davantage la fréquence de fonctionnement, l'ouverture des interrupteurs se ferait à courant négatif. Des thyristors-diodes devraient alors être utilisés. Puisque la fréquence de fonctionnement ne peut être diminuée, on considère que l'on fonctionne à pleine charge. Dans ce cas-ci, le courant de charge est de 1.35 pu.

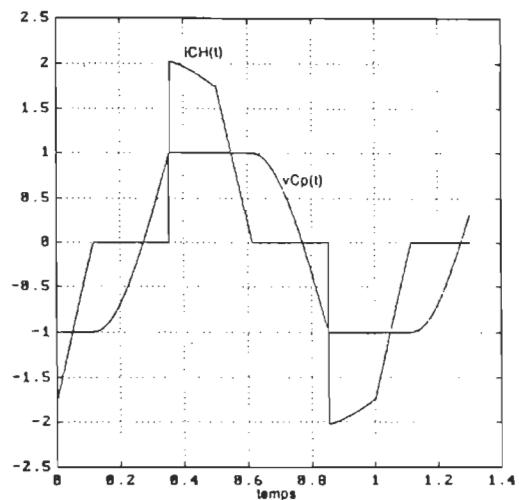
La figure 3.8 nous montre les mêmes courbes pour un fonctionnement à vide. Pour atteindre un courant de charge nulle, il

est nécessaire d'augmenter la fréquence de fonctionnement à 1.551 pu. On peut voir que même s'il n'y a pas de charge, le courant de commutation est suffisant pour le fonctionnement des thyristors duals. La figure 3.9 nous montre les mêmes courbes pour un fonctionnement en court-circuit. Pour limiter le courant de court-circuit au courant à pleine charge (1.345 pu), la fréquence de fonctionnement doit atteindre 0.79 pu.

On en conclut que le nouveau convertisseur peut fonctionner aussi bien à vide qu'en court-circuit.



a/courbes de  $i_{Lr}(t)$  et de  $V_{Cs}(t)$ .



b/courbes de  $i_{Ch}(t)$  et de  $V_{Cp}(t)$ .

Figure 3.6. Simulation du convertisseur à charge moyenne.

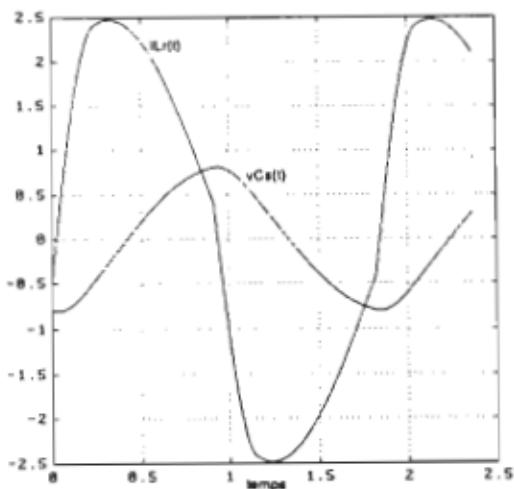
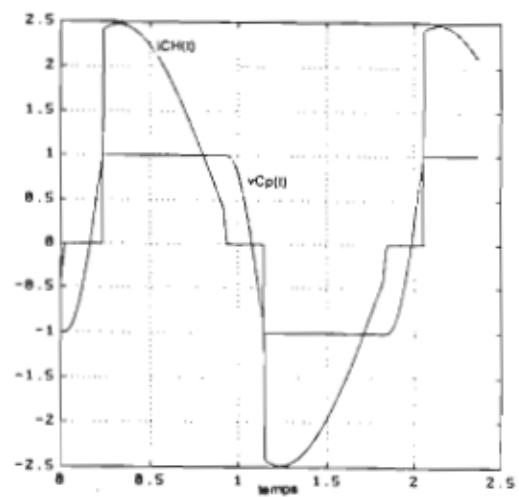
a/courbes de  $i_{Lr}(t)$  et de  $v_{Cs}(t)$ .b/courbes de  $i_{Ch}(t)$  et de  $v_{Cp}(t)$ .

Figure 3.7. Simulation du convertisseur à pleine charge.

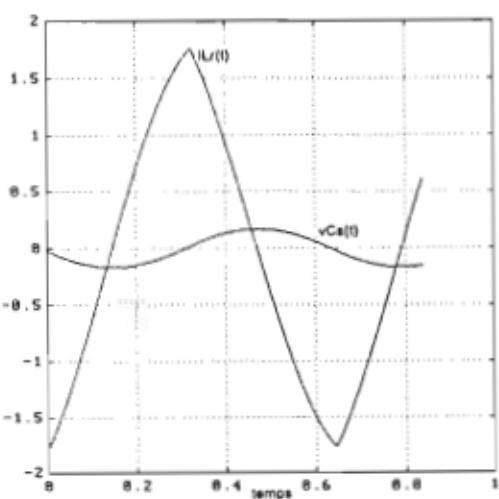
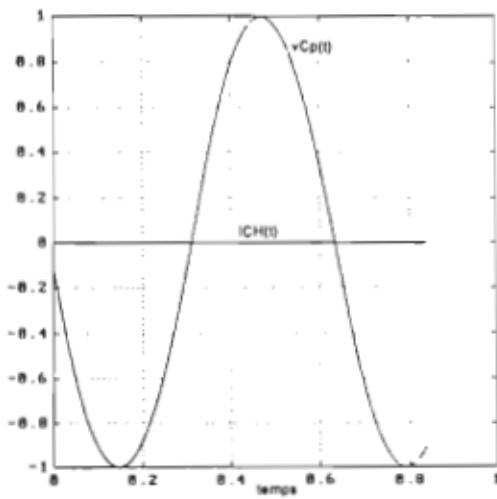
a/courbes de  $i_{Lr}(t)$  et de  $v_{Cs}(t)$ .b/courbes de  $i_{Ch}(t)$  et de  $v_{Cp}(t)$ .

Figure 3.8. Simulation du convertisseur à vide.

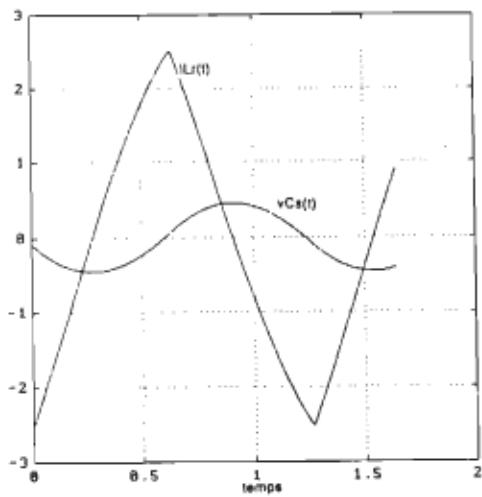
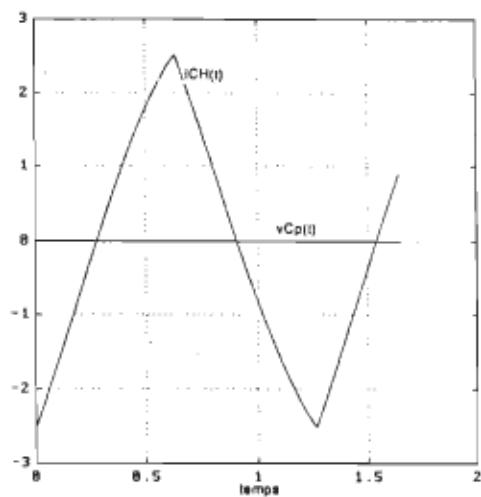
a/courbes de  $i_{Lr}(t)$  et de  $v_{Cs}(t)$ .b/courbes de  $i_{Ch}(t)$  et de  $v_{Cp}(t)$ .

Figure 3.9. Simulation du convertisseur en court-circuit.

### **3.5 DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS DU CONVERTISSEUR.**

Le programme de simulation déjà conçu pour la simulation du CRSP à filtre capacitif (annexe 3.1) servira à obtenir les différentes courbes de dimensionnement. Le courant de charge s'obtient en intégrant numériquement la valeur absolue du courant dans l'inductance lorsque  $V_{Cp} > V_s$  sur une demi-période de fonctionnement et en divisant le tout par cette demi-période. Pour ce faire, on additionne toutes les valeurs calculées pendant la demi-période et on divise le tout par le nombre de points calculés. Pour ce qui est du courant dans les semi-conducteurs pour une tension d'entrée positive, un courant positif dans l'inductance signifie que l'interrupteur conduit et dans le cas contraire c'est la diode qui conduit. Comme chaque interrupteur et chaque diode conduisent durant un demi-cycle seulement, le courant moyen dans ces semi-conducteurs sera l'intégrale numérique sur la demi-période divisée par la période complète. On additionne donc tous les courants calculés sur un demi-cycle (positifs pour l'interrupteur et négatifs pour la diode) et on divise le tout par le nombre de points total pour la période complète. Pour ce qui est du courant efficace, on additionne les carrés des courants et, une fois le tout divisé par la période complète, on extrait la racine carrée. Le courant maximal dans l'inductance de même que les tensions maximales aux bornes des deux condensateurs se calculent en retenant la valeur absolue maximale à l'intérieur de la demi-période. Le programme qui exécute cette tâche est listé en annexe 3.2.

- Choix de la tension de sortie.

Il est possible d'optimiser le rapport de transformation du transformateur de sortie de façon à obtenir une bonne puissance à la sortie avec un minimum de contraintes sur les interrupteurs. Si on utilise des interrupteurs de type MOSFET pour la conception de l'onduleur, le courant efficace qui y circule donne une bonne indication des contraintes qu'ils doivent supporter. Pour une charge constante (en tension et en courant), varier le rapport de transformation du transformateur équivaut à varier la tension de charge au primaire du transformateur. Il est donc possible de déterminer la tension de sortie optimale pour une même puissance.

La figure 3.10 nous montre qu'il peut y avoir un grand transfert de puissance à la charge pour une tension de sortie inférieure à la tension d'entrée si la fréquence de fonctionnement est basse. Par contre, les pertes dans les interrupteurs sont énormes parce que le courant efficace qui y circule (figure 3.11) et le courant à l'ouverture des interrupteurs (figure 3.12) sont très grands. De plus, pour pouvoir fonctionner à vide et à pleine charge, la fréquence de fonctionnement doit varier beaucoup, ce qui est difficilement réalisable. D'un autre côté, on peut voir à la figure 3.13 que le rapport de la puissance de sortie sur le courant efficace est très faible pour une tension de sortie plus grande que la tension d'entrée. Il apparaît qu'une tension de sortie comparable à celle d'entrée semble être un bon compromis, d'autant plus que le courant de charge varie presque linéairement avec la fréquence. Ces courbes furent tracées avec une résistance

d'amortissement du dixième de l'impédance de base ( $0.1\sqrt{[L_r/C_p]}$ ) et un condensateur série d'une valeur dix fois plus grande que le condensateur parallèle.

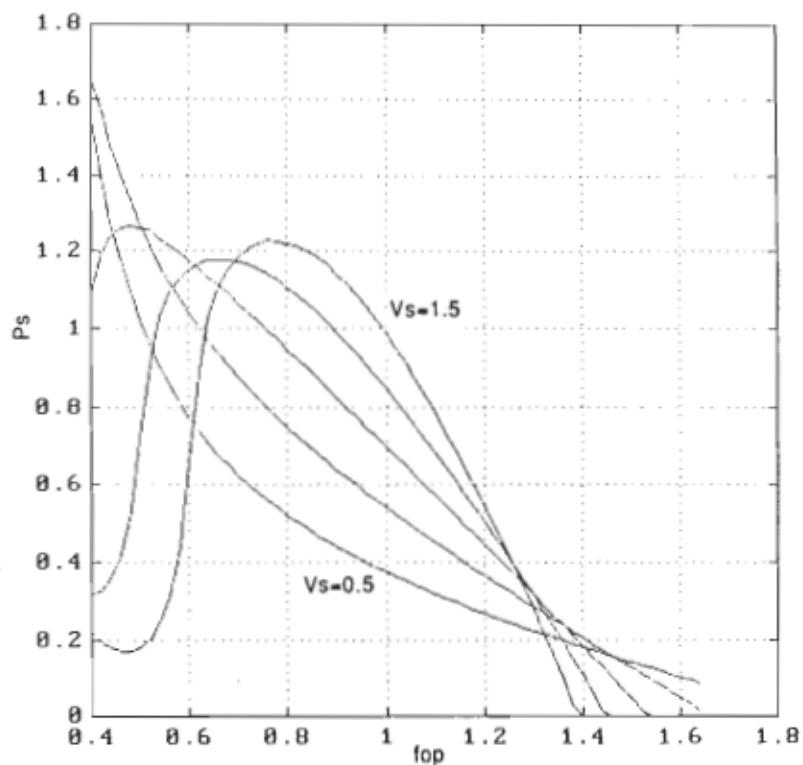


Figure 3.10. Courbes de la puissance délivrée à la charge en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes tensions de charge.

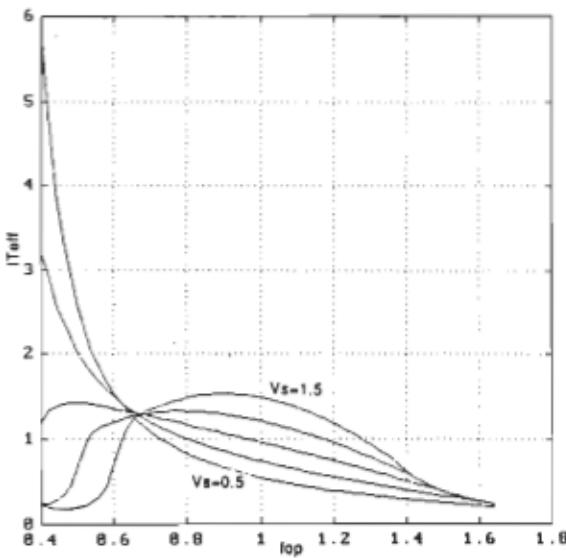


Figure 3.11. Courbes du courant efficace dans les interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes tensions de charge.

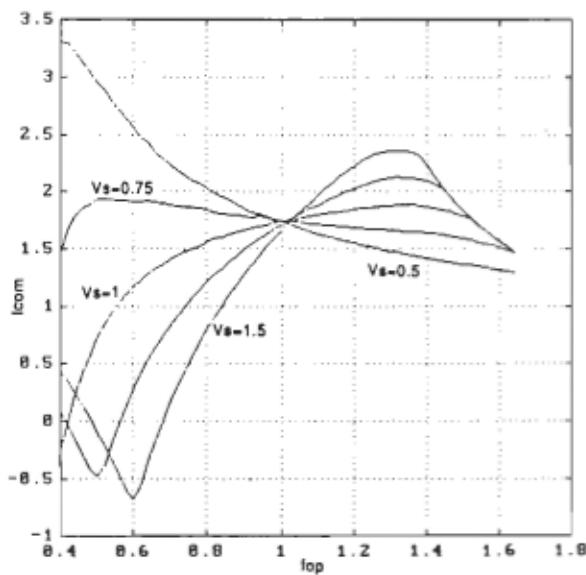


Figure 3.12. Courbes du courant à l'ouverture des interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes tensions de charge.

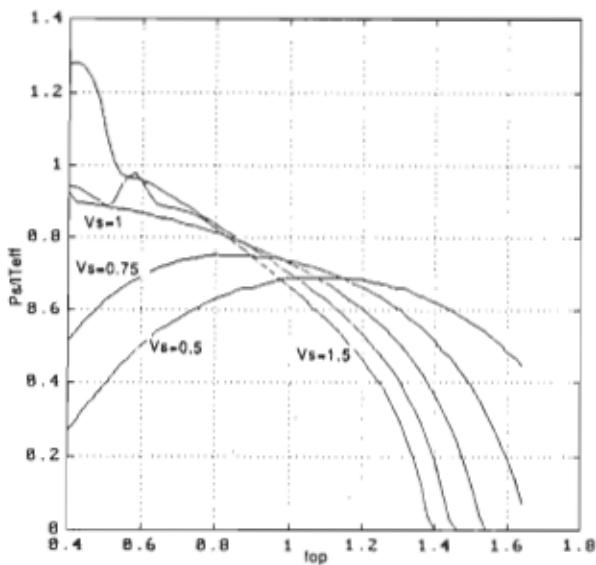


Figure 3.13. Courbes du rapport de la puissance de charge sur le courant efficace dans les interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes tensions de charge.

#### - Choix du rapport des condensateurs de résonance.

Un autre facteur à considérer lors de la conception du convertisseur est le rapport des deux condensateurs. Plusieurs critères peuvent influencer le choix de ce facteur ( $C_s/C_p$ ). On cherchera évidemment à obtenir le maximum de puissance à la sortie avec un minimum de contraintes sur les composants. Un autre critère important est la plage de fréquence de fonctionnement. Si, pour fonctionner à vide, la fréquence de fonctionnement est de dix fois supérieure à la fréquence de fonctionnement à pleine charge, il sera difficile de réaliser un tel convertisseur.

La figure 3.14 nous montre les courbes du courant de charge pour une tension de charge unitaire, en fonction de la fréquence de fonctionnement pour des condensateurs série 2, 4, 10 et 100 fois plus grands que le condensateur parallèle. On peut voir qu'un condensateur série plus petit permet un plus grand transfert de puissance à la charge. Par contre, la figure 3.15 nous montre que le courant efficace par rapport à la puissance de charge est supérieur pour un condensateur série plus grand. Il serait donc souhaitable d'avoir un condensateur série le plus grand possible, pour ce qui est de limiter les contraintes sur les interrupteurs. La figure 3.16 nous montre les courants de commutation pour les mêmes valeurs de condensateur série. Lorsque le courant de commutation devient négatif, le convertisseur s'arrête, les thyristors duals ne pouvant plus commuter. Il est donc souhaitable qu'à pleine charge le courant de commutation soit minimal de façon à ce qu'une baisse de fréquence accidentelle puisse causer un arrêt du convertisseur plutôt qu'un transfert excessif de puissance à la charge. On choisira donc le condensateur série en fonction de la plage de fonctionnement la plus grande possible. En pratique, la limite supérieure de la plage de fonctionnement est due à la rapidité des interrupteurs et la limite inférieure est due aux dimensions des composants réactifs. Si, par exemple, on désire une plage de fonctionnement à pleine charge de 2.5 fois celle à vide, il apparaît qu'un condensateur série dix fois plus grand que le condensateur parallèle est adéquat. La fréquence de

fonctionnement doit donc varier de 0.6 à 1.5 de la fréquence de résonance de l'inductance avec le condensateur parallèle.

En conclusion, on choisira une tension de charge la plus grande possible par rapport à la tension d'entrée et un condensateur série le plus grand possible par rapport au condensateur parallèle, tout en respectant les limites de fonctionnement. Par exemple, un condensateur série d'une valeur dix fois plus grande que le condensateur parallèle jumelé à une tension de charge de même valeur que la tension d'entrée exige une fréquence de fonctionnement 2.5 fois plus grande à vide qu'à pleine charge. Si la valeur du condensateur série diminue, il faut diminuer la valeur de la tension de charge pour fonctionner dans la même plage de fréquence.

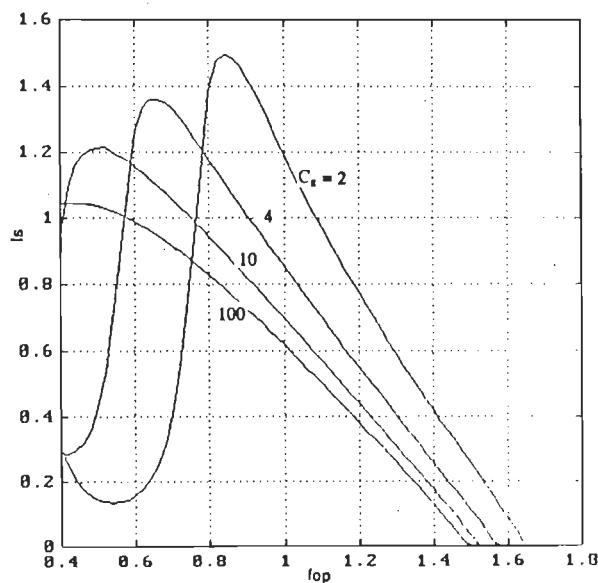


Figure 3.14. Courbes du courant de charge en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différents rapports de condensateurs.

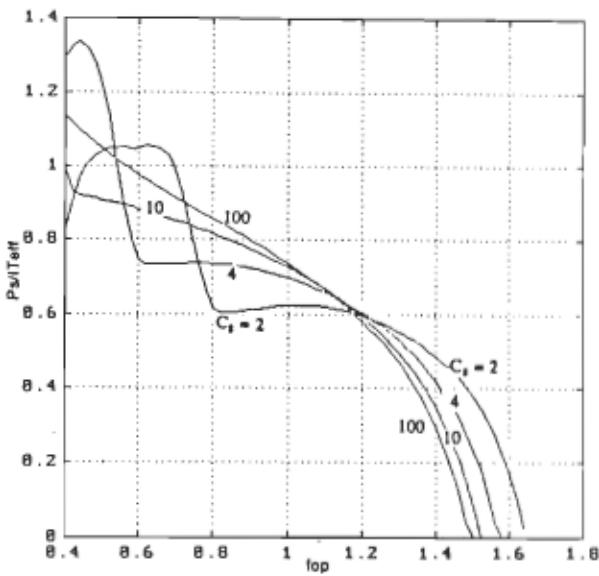


Figure 3.15. Courbes du rapport de la puissance de charge sur le courant efficace dans les interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différents rapports de condensateurs.

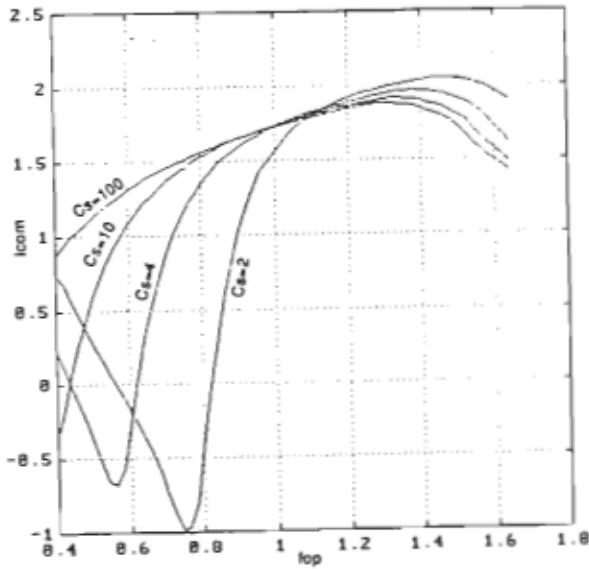


Figure 3.16. Courbes du courant à l'ouverture des interrupteurs en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différents rapports de condensateurs.

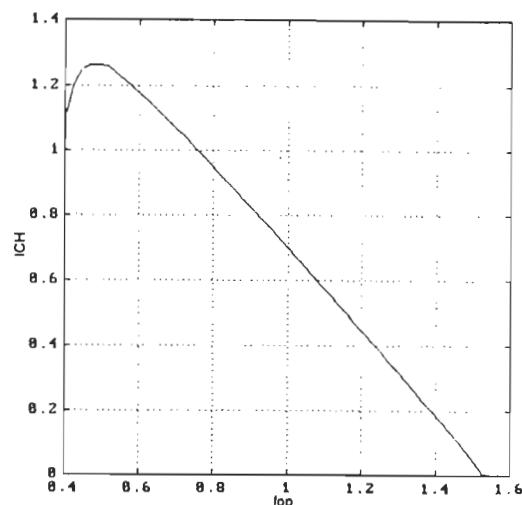
### 3.6 DIMENSIONNEMENT D'UN CRSP À FILTRE CAPACITIF POUVANT FOURNIR UNE PUISSANCE DE 1.35 KWATTS.

On désire concevoir un CRSP à filtre capacitif pouvant fournir une puissance de charge de 1.35 kW. Le prototype sera alimenté par une source de tension de 150 volts qui sera séparée en deux sources de 75 volts à l'aide de deux condensateurs de point milieu. La somme de ces deux condensateurs représentera le condensateur série. La tension de charge sera de 120 volts. De plus, les éléments magnétiques seront conçus pour fonctionner au-dessus de quarante kHz et le circuit de commande pourra fonctionner jusqu'à 125 kHz.

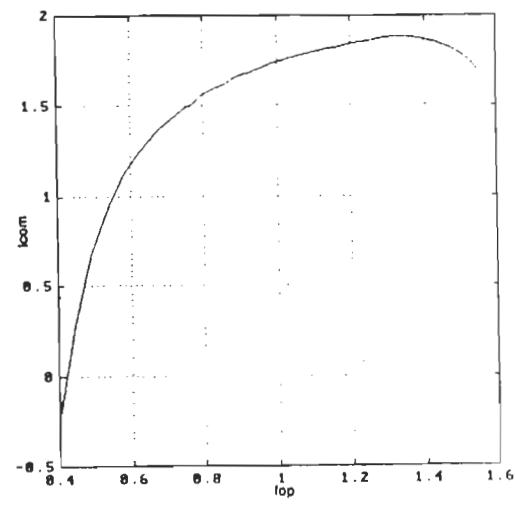
On a vu, dans la section précédente, qu'avec une tension de charge de même valeur que la tension d'entrée (75 volts) et un condensateur série dix fois plus grand que le condensateur parallèle, la fréquence de fonctionnement à vide doit dépasser celle à pleine charge de 2.5 fois. La résistance d'amortissement dans le circuit résonant était alors du dixième de l'impédance caractéristique du circuit résonant. Le tableau 3.1 nous montre les valeurs normalisées des différents courants dans le convertisseur en fonction de la fréquence de fonctionnement pour une tension de charge unitaire. La figure 3.17 nous montre les courbes du courant de charge et du courant de commutation pour les mêmes conditions. On peut voir qu'un courant de charge maximal de 1.25 pu est un bon choix car une erreur dans le circuit de commande (baisse de fréquence en deça des limites) ne pourrait pas permettre un transfert de puissance excessif à la charge.

$I_0$	$f_{op}$	$t_{Lmax}$	$ID_{moy}$	$IQ_{moy}$	$IQ_{eff}$
1.25	0.593	2.210	0.0323	0.788	1.489
1.0	0.785	2.095	0.0721	0.685	1.254
0.75	0.975	2.025	0.111	0.583	1.028
0.5	1.162	1.979	0.150	0.481	0.804
0.25	1.330	1.948	0.184	0.388	0.596
0.0	1.523	1.785	0.225	0.242	0.283

Tableau 3.1 Points d'opération d'un CRSP à filtre capacitif avec une tension de charge unitaire, un condensateur série dix fois plus grand que le condensateur parallèle et une résistance d'amortissement du dixième de l'impédance caractéristique.



a/ Courant de charge.



b/ Courant de commutation.

Figure 3.17. Caractéristiques d'un CRSP à filtre capacitif pour une tension de charge unitaire et un  $C_s$  dix fois plus grand que le  $C_p$

La figure 3.17b nous montre qu'à basse fréquence le courant de commutation devient négatif, par conséquent, le convertisseur s'arrête.

Pour une puissance de 1.35 kW et une tension de charge (au primaire du transformateur) de 75 volts, le courant de charge est le suivant:

$$I_{ch} = \frac{1350}{75} = 18 \text{ ampères} \quad (3.31)$$

Le courant de base se déduit à partir du courant de charge maximal réel et normalisé,

$$I_{base} = \frac{I_{ch}(\text{réel})}{I_{ch}(\text{normalisé})} = \frac{18 \text{ ampères}}{1.25 \text{ pu}} = 14.4 \text{ ampères} \quad (3.32)$$

Le courant de base peut être relié à l'inductance de résonance et au condensateur parallèle par la relation 3.13,

$$I_{base} = E \sqrt{\frac{C_p}{L}} \quad (3.33)$$

$$\sqrt{L} = \frac{E}{I_{base}} \sqrt{C} = \frac{75}{14.4} \sqrt{C} = 5.208 \sqrt{C} \quad (3.34)$$

$$L = 27.127 \text{ C} \quad (3.35)$$

La fréquence de fonctionnement doit varier de 40 à 125 kHz au maximum. Il y a donc une fréquence de base minimale due à la fréquence de fonctionnement minimale et une fréquence de base maximale due à la fréquence de fonctionnement maximale.

$$\omega_{base(\min)} = \frac{2\pi * 40 * 10^3}{0.593} = \frac{1}{\sqrt{L C_p(\max)}} = \frac{1}{5.208 \sqrt{C_p(\max)}} \quad (3.36)$$

$$C_p(\max) = 0.453 \mu F \quad (3.37)$$

$$w_{base}(\max) = \frac{2\pi * 125 * 10^3}{1.523} = \frac{1}{\sqrt{L C_p(\min)}} = \frac{1}{5.208 \sqrt{C_p(\min)}} \quad (3.38)$$

$$C_p(\min) = 0.3723 \mu F \quad (3.39)$$

Puisque le condensateur parallèle est placé au secondaire du transformateur, il est nécessaire de diviser sa valeur par le carré du rapport de transformation du transformateur pour déterminer sa valeur au primaire. La tension de charge est de 120 volts et on désire une tension au primaire du transformateur de même valeur que la tension d'entrée. Le rapport de transformation du transformateur est donc le suivant:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{120}{75} = 1.6 \quad (3.40)$$

Les valeurs des condensateurs parallèles minimal et maximal sont les suivantes:

$$C_p(\min) = \frac{0.3723}{1.6^2} = 0.1454 \mu F \quad (3.41)$$

$$C_p(\max) = \frac{0.453}{1.6^2} = 0.1769 \mu F \quad (3.42)$$

On choisit un condensateur parallèle de 0.15  $\mu F$ . Le condensateur série doit être dix fois plus grand que le condensateur parallèle, vu du primaire du transformateur.

$$C_s = 0.15 * 1.6^2 * 10 = 3.84 \mu F \quad (3.43)$$

Le condensateur série est donc formé des deux condensateurs de point milieu de  $2\mu\text{F}$  chacun, ce qui donne  $4\mu\text{F}$ . Le rapport des deux condensateurs devient:

$$\frac{C_s}{C_p} = \frac{4}{0.15 * 1.6^2} = 10.42 \quad (3.44)$$

De plus,

$$L = 27.127 * C_p = 27.127 * 0.15 * 1.6^2 = 10.4 \mu\text{H} \quad (3.45)$$

L'inductance mesurée au laboratoire est de  $10.1 \mu\text{H}$ , incluant l'inductance de fuite du transformateur. La fréquence de base est donc la suivante:

$$f_{base} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C_p}} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{10.1 * 10^{-6} * 0.384 * 10^{-6}}} = 80.815 \text{ kHz} \quad (3.46)$$

La fréquence de fonctionnement doit donc varier de 0.593 à 1.523 pu, ce qui donne une variation de 47.7 kHz à 123 kHz.

En considérant la chute de tension aux bornes des diodes (1.5 volts chacune), la tension de charge qui apparaît au primaire du transformateur est la suivante:

$$V_s = \frac{(120+3) \text{ volts}}{1.6} = 76.875 \text{ volts} = 1.025 \text{ pu} \quad (3.47)$$

L'onduleur de tension est formé de MOSFETs du type IXTM40N30 (300 volts, 40 ampères) qui ont un comportement à caractère résistif (la conductance demeure à peu près constante en fonction du courant

qui y circule). Le câblage du circuit résonant possède une résistance qui augmente avec la fréquence (même si on utilise du fil de "litz"). On a donc simulé le convertisseur pour différentes résistances d'amortissement et vérifié sur le prototype du laboratoire à quelle courbe correspond les points expérimentaux. La figure 3.18 nous montre les courbes du courant de sortie du convertisseur par rapport à la fréquence de fonctionnement pour différentes résistances d'amortissement. Les "x" représentent les points expérimentaux prélevés au laboratoire. On peut voir que la résistance d'amortissement de notre système est de 0.075 pu, ce qui représente  $0.385 \Omega$ .

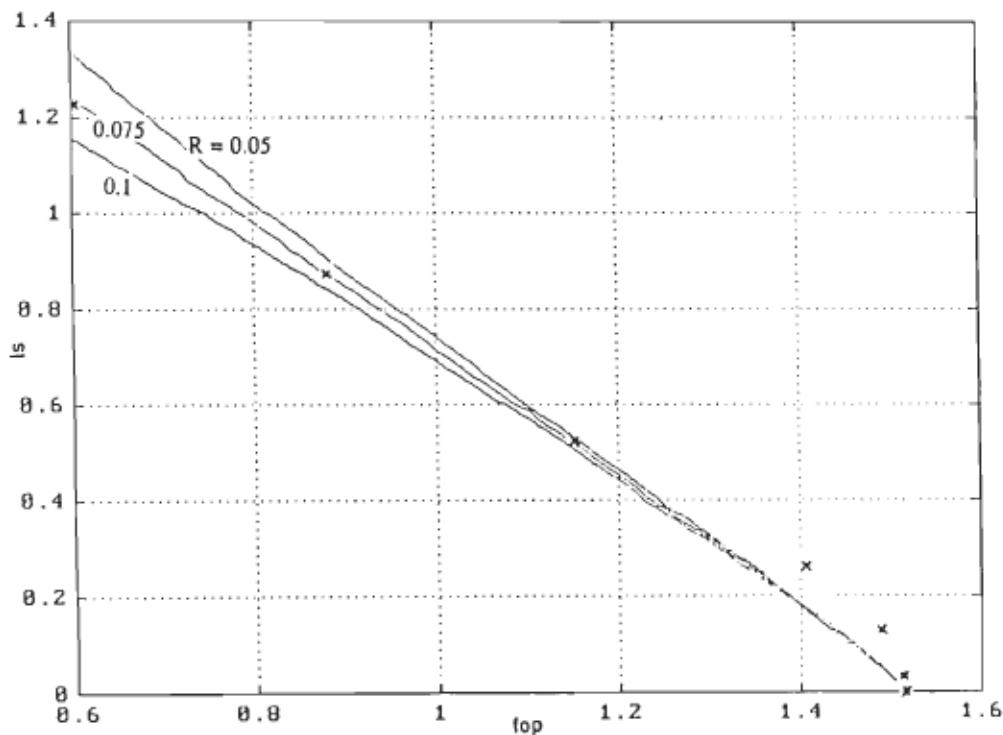
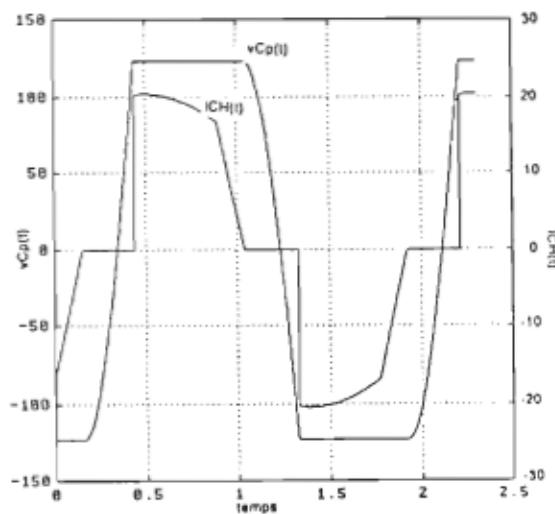


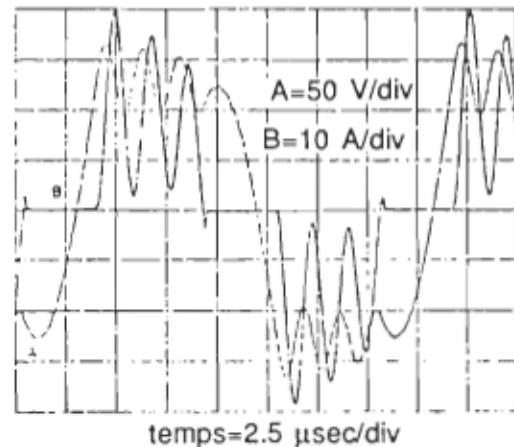
Figure 3.18. Courbes théoriques (pour différentes résistances d'amortissement) et expérimentales du courant de charge en fonction de la fréquence de fonctionnement.

En observant cette courbe, il apparaît évident que l'amortissement joue un rôle important dans le comportement du convertisseur en terme de puissance débitée dans la charge. De plus, à faible charge, les oscillations entre le câblage et les deux condensateurs ( $C_p$  et  $C_f$ ), causent un courant de charge supérieur à celui prévu en théorie.

Les figures 3.19, 3.20 et 3.21 nous montrent les courbes de la tension aux bornes du condensateur parallèle et du courant de charge à l'entrée du pont de diodes. La figure 3.19 nous montre les courbes théoriques et pratiques à pleine charge (1.35 kW), la figure 3.20 nous montre les mêmes courbes en court-circuit et la figure 3.21 en circuit ouvert. En pratique, il y a l'inductance de câblage entre les deux condensateurs ( $C_p$  et  $C_f$ ) qui cause les oscillations qui apparaissent sur les figures.

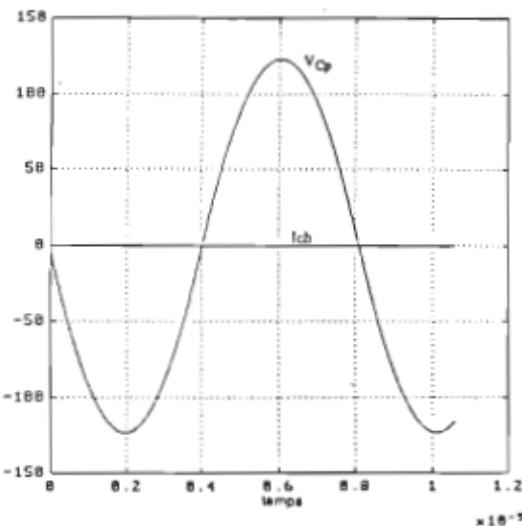


a) Courbes théoriques de  $V_{Cp}(t)$  et de  $I_{ch}(t)$ .

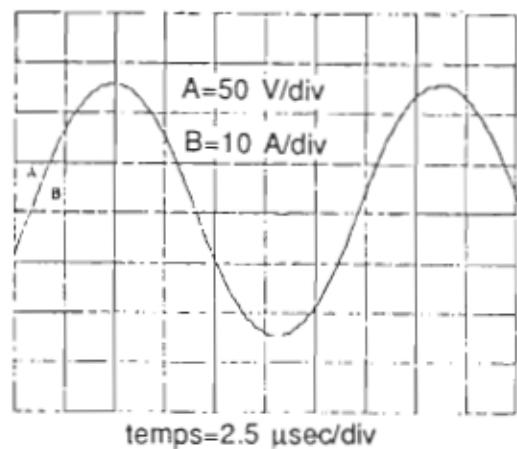


b) Courbes pratiques de  $V_{Cp}(t)$  et de  $I_{ch}(t)$ .

Figure 3.19. CRSP à filtre capacitif fonctionnant à pleine charge.

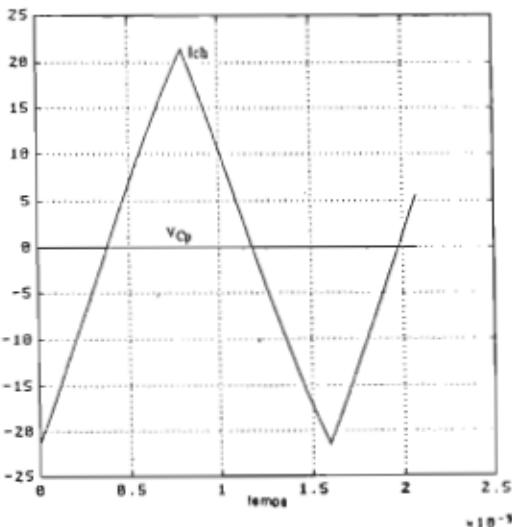


a) Courbes théoriques de  $V_{Cp}(t)$  et de  $I_{ch}(t)$ .

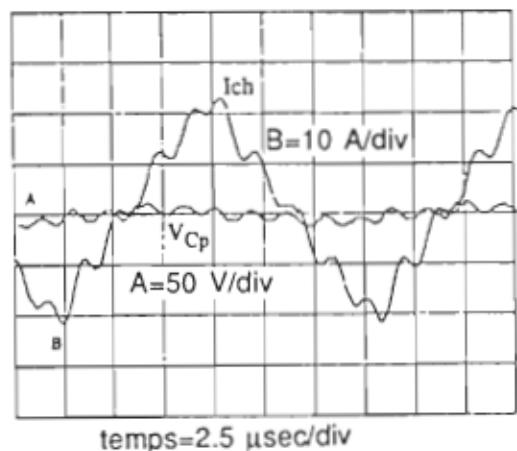


b) Courbes pratiques de  $V_{Cp}(t)$  et de  $I_{ch}(t)$ .

Figure 3.20. CRSP à filtre capacitif fonctionnant à vide.



a) Courbes théoriques de  $V_{Cp}(t)$  et de  $I_{ch}(t)$ .



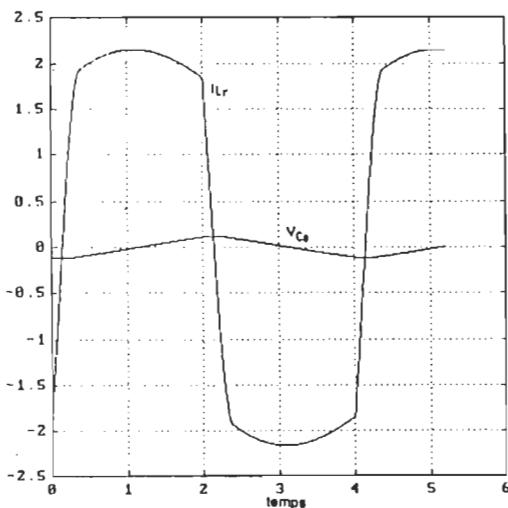
b) Courbes pratiques de  $V_{Cp}(t)$  et de  $I_{ch}(t)$ .

Figure 3.21. CRSP à filtre capacitif fonctionnant en court-circuit.

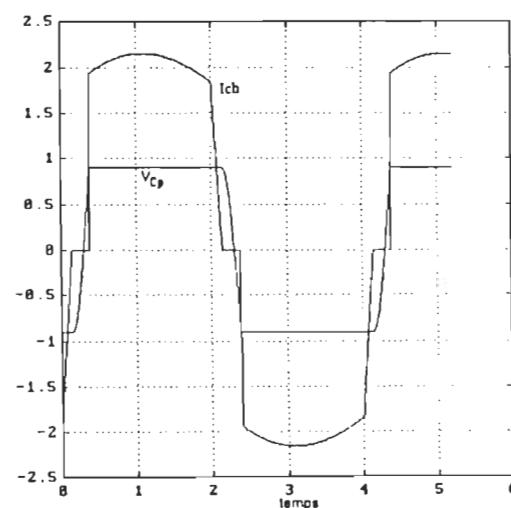
Le courant efficace théorique, à pleine charge, circulant dans les interrupteurs est de l'ordre de 22.36 ampères, comparativement à 29 ampères pour le CRP (chapitre 1) fonctionnant dans les mêmes conditions et 22.23 ampères pour le CRS, lorsque la tension de charge est de 0.7 de la tension d'alimentation. Ceci donne une puissance dissipée, en conduction, par les interrupteurs de 60% par rapport au CRP et de 100.6% par rapport au CRS. La nouvelle topologie de convertisseur à résonance est donc une amélioration du CRS car il peut fonctionner à vide et une amélioration du CRP car les contraintes sur les interrupteurs sont diminuées de beaucoup. Le courant efficace circulant dans les interrupteurs est de valeur très comparable dans le cas du CRS et du CRSP à filtre capacitif, même si un élément réactif est ajouté en parallèle avec la charge. Le fait que le CRSP à filtre capacitif puisse fonctionner avec une tension de charge plus grande (pour une même puissance de charge), le courant dans le circuit résonant y est diminué proportionnellement.

Durant le temps de décharge et de recharge (dans l'autre sens) du condensateur parallèle, aucun courant ne circule dans la charge. Il s'en suit une augmentation des contraintes sur les interrupteurs car ils doivent subir un courant non débité dans la charge. Pour limiter cet instant, il s'agit de diminuer la valeur du condensateur parallèle et/ou la valeur de la tension de charge. Par contre, lors du fonctionnement à vide, le convertisseur demeure toujours dans cette séquence de fonctionnement (figure 3.1b). Donc, si on veut diminuer davantage les contraintes sur les interrupteurs du CRSP à filtre

capacitif, il est nécessaire de faire fonctionner le convertisseur dans une grande plage de fréquence. La figure 3.22 nous montre les courbes des courants et tensions pour un fonctionnement à pleine charge lorsque  $C_S=100C_p$  et  $V_S=0.9$  pu. La fréquence de fonctionnement est de six fois inférieure à celle à vide. Le courant du circuit résonant passe presque entièrement dans la charge, en plus d'avoir une forme quasi carrée. Dans ce cas-si, le courant efficace est de 21.14 ampères.



a) Courbe de  $i_L(t)$  et de  $v_{Cs}(t)$ .



b) Courbe de  $i_{ch}(t)$  et de  $v_{Cp}(t)$ .

Figure 3.22. Fonctionnement du CRSP à filtre capacitif, à pleine charge, lorsque  $C_S \gg C_p$ .

### **3.7 CONCEPTION DES ÉLÉMENTS MAGNÉTIQUES**

La conception des éléments magnétiques dans les convertisseurs statiques est d'une grande importance parce que le poids final du convertisseur dépend en grosse partie de ces composants. On cherchera donc à optimiser le dimensionnement de ces composants de façon à ce qu'aucun d'entre eux ne sature, tout en exploitant pleinement leurs capacités magnétiques.

La loi d'Ampère nous dit que l'intégrale de la densité de courant qui circule à l'intérieur d'un parcours sur toute la surface de conduction du courant est égale à l'intégrale curviligne du champ magnétique le long du parcours. L'expression mathématique est la suivante:

$$\int_0^S J \, ds = \int_0^I H \, dl \quad (3.48)$$

où  $J$  = densité de courant ( $A/m^2$ )

$S$  = surface où circule le courant ( $m^2$ )

$H$  = champ magnétique ( $A/m$ )

$I$  = longueur du parcours du champ magnétique (m)

L'intégrale de la densité de courant sur toute la surface où il circule est une mesure du courant total effectif. Ceci équivaut à calculer le courant total qui circule dans l'ensemble des tours de fil ("N") bobiné autour d'un noyau.

$$\int_0^S J \, ds = Ni \quad (3.49)$$

où  $i$  = courant circulant dans un tour de fil (A)

$N$  = nombre de tour de fil

Si on a un parcours qui possède "n" milieux différents (qui possède chacun une perméabilité magnétique différente), le champ magnétique sera différent dans chacun d'entre eux. On aura donc,

$$\int_0^l H \, dl = \sum_{i=1}^n H_i l_i \quad (3.50)$$

Par contre, le champ d'induction magnétique ("B") n'est pas fonction du milieu et est relié au champ magnétique par la relation suivante:

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (3.51)$$

De plus, si on a un milieu homogène, se référant aux équations 3.48, 3.49 et 3.50 ( $n=1$ ), on obtient l'expression suivante:

$$Ni = HI \quad (3.52)$$

De l'équation 3.51 et 3.52,

$$B = \mu_0 \mu_r H = \mu_0 \mu_r \frac{Ni}{l} \quad (3.53)$$

D'un autre côté, la loi de Farady nous dit que l'intégrale curviligne du champ électrique le long d'un parcours est égale à l'intégrale de la variation du champ d'induction magnétique sur toute la surface à l'intérieur du parcours. L'expression mathématique est la suivante:

$$\int_0^L E \, dl = - \int_0^S \frac{dB}{dt} \, ds \quad (3.54)$$

où  $E$  = champ électrique (V/m)

$B$  = champ d'induction magnétique (teslas)

De plus, si on a un milieu homogène, on obtient l'expression suivante:

$$EL = - \frac{d(BS)}{dt} \quad (3.55)$$

$$V = - \frac{d\Psi}{dt} = - L \frac{di}{dt} \quad (3.56)$$

où  $V$  = force électromotrice (V)

$\Psi$  = flux magnétique effectif embrassé par les  $N$  tours de fil

( $t^*m^2$ )

$L$  = inductance (H)

On définit donc le produit  $E*L$  comme étant une force électromotrice et le produit  $BS$  comme étant le flux magnétique. Puisque le champ  $B$  est proportionnel au courant (loi d'Ampère), on introduit une constante de proportionnalité entre les deux qui est l'inductance ("L").

Si on a plusieurs tours de fil et que le courant circulant dans chacun des tours de fil est identique, le flux effectif produit par chacun des tours de fil équivaut au rapport du flux total embrassé par les "N" tours de fil sur N.

$$\phi = \frac{\Psi}{N} \quad (3.57)$$

$$N \frac{d\phi}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (3.58)$$

$$N \phi = L i \quad (3.59)$$

### 3.7.1 Choix du noyau de l'inductance. de résonance

Le choix du noyau de l'inductance se fera en fonction du courant qui y circule et de la valeur de l'inductance, comme nous le montre l'équation 3.59, de façon à ne pas dépasser le flux maximal. Le flux embrassé par un seul tour de fil ( $\phi$ ) se calcule en faisant l'intégrale du champ  $B$  sur sa surface de circulation. On a donc,

$$L_i = N \phi = N B A_n \quad (3.60)$$

où  $A_n$  = aire du noyau ( $m^2$ )

On peut voir que le flux magnétique maximal qui circule dans le noyau dépend de l'aire du noyau. De plus, le nombre de tours de fil qui sera possible de bobiner sur le noyau dépend de l'aire de bobinage du noyau ( $A_b$ ). On doit donc choisir le noyau de l'inductance en fonction de l'aire du noyau (pour ne pas le saturer avec un champ  $B$  trop grand) et en fonction de l'aire de bobinage (pour que l'on puisse bobiner un nombre de tours de fil suffisant). On définit le produit des aires comme étant le produit de l'aire du noyau et l'aire de bobinage.

$$P_A = A_n * A_b \quad (3.61)$$

où  $P_A$  = le produit des aires ( $m^4$ )

$A_b$  = aire de bobinage ( $m^2$ )

Le produit de la densité de courant ( $J$ ) dans un conducteur par l'aire de bobinage équivaut, à une constante près, au produit  $Ni$ . Cette constante est le facteur de remplissage de l'aire de bobinage qui se nomme " $K_b$ ".

$$Ni = K_b * A_b * J \quad (3.62)$$

De plus, il existe une relation empirique entre la densité de courant et le produit des aires, qui est la suivante:

$$J = K_j P_A^x \quad (3.63)$$

où  $K_j$  et  $x$  sont des constantes fonction de la forme du noyau.

$$N_i = K_b A_b K_j P_A^x \quad (3.64)$$

D'autre part,

$$E_n = \frac{1}{2} L i^2 = L_i * \frac{i}{2} = N B A_n * \frac{i}{2} \quad (3.65)$$

$$N_i = \frac{2 E_n}{B A_n} = K_b A_b K_j P_A^x \quad (3.66)$$

où  $E_n$  = l'énergie emmagasinée dans l'inductance (joule).

On peut exprimer le produit des aires en  $\text{cm}^4$  à partir de l'équation (3.66) en convertissant le facteur  $K_j$  également:

$$P_A = A_b A_n * 10^8 = \frac{2 * 10^8 E_n}{B K_b K_j * 10^4 P_A^x} = \frac{2 * 10^4 E_n}{B K_b K_j P_A^x} \quad (3.67)$$

$$P_A = \left( \frac{2 * 10^4 E_n}{B K_b K_j} \right)^{1/(x+1)} = \left( \frac{L i^2 * 10^4}{B K_b K_j} \right)^{1/(x+1)} \quad (3.68)$$

Les valeurs de  $K_j$  et de  $x$  sont listées dans le tableau 3.2 [16], pour différentes formes de noyau. Ces variables relient le produit des aires ( $P_A$ ) gradué en  $\text{m}^4$  à la densité de courant, gradué en  $\text{A/m}^2$ . C'est pourquoi on a dû ajouter un facteur de  $10^8$  au numérateur de l'équation (3.67) pour convertir  $P_A$  en  $\text{cm}^4$  et un facteur de  $10^4$  au dénominateur pour convertir  $J$  (ou  $K_j * P_A^x$ ) en  $\text{A/cm}^2$ .

noyau	pertes	$K_j$ (25°C)	$K_j$ (50°C)	(x)	$K_s$	$K_w$	$K_v$
noyau en pot	$P_{cu} = P_{fe}$	433	632	-0.17	33.8	48.0	14.5
Powder core	$P_{cu} \gg P_{fe}$	403	590	-0.12	32.5	58.8	13.1
Lamination	$P_{cu} = P_{fe}$	366	534	-0.12	41.3	68.2	19.7
C-core	$P_{cu} = P_{fe}$	323	468	-0.14	39.2	66.6	17.9
Single-coil	$P_{cu} \gg P_{fe}$	395	569	-0.14	44.5	76.6	25.6
Tape-wound core	$P_{cu} = P_{fe}$	250	365	-0.13	50.9	82.3	25.0
$J = K_j A_p^{(x)}$ $w_t = K_w A_p^{-0.75}$				$A_t = K_s A_p^{-0.50}$ $Vol = K_v A_p^{-0.75}$			

Tableau 3.2 Constante de configuration des noyaux [16].

Se référant à l'équation (3.68), on peut voir que le produit des aires est non seulement fonction du courant, de l'inductance et de la forme du noyau, mais aussi du champ B que le matériau peut supporter. Le matériau que l'on désire utiliser est une ferrite 3C8 qui possède un  $B_{max}$  de 0.1 tesla avant que le noyau ne commence à saturer.

Si on utilise un noyau en forme de pot ("pot core"), les constantes x et  $K_j$  sont de -0.17 et 433 respectivement. De plus, le fil de litz utilisé possède un facteur de bobinage ( $K_b$ ) de 0.4. Se référant au tableau 3.1, on peut voir que le courant maximal qui passera dans l'inductance ( $i_{Lmax}$  le plus élevé) est de 2.21 pu, ce qui donne un courant maximal de 32 ampères. Enfin, on a vu qu'une inductance de 10.4  $\mu$ H est nécessaire pour le fonctionnement du convertisseur

(équation 3.45). Il est donc nécessaire d'avoir un produit des aires d'au moins:

$$P_A = \left( \frac{L \cdot i^2}{B K_b K_j} \cdot 10^4 \right)^{1/(x+1)} = \left( \frac{10.4 \cdot 10^{-6} \cdot 32^2 \cdot 10^4}{0.1 \cdot 0.4 \cdot 433} \right)^{1/(1-0.17)} = 8.92 \text{ cm}^4 \quad (3.69)$$

Un noyau du type 6656 (fabriqué par la compagnie Ferroxcube) qui possède un produit des aires de  $39 \text{ cm}^4$ , peut être utilisé. Ce noyau possède les caractéristiques suivantes:

$$l = 12.3 \text{ cm}$$

$$A_n = 7.15 \text{ cm}^2$$

$$A_b = 5.45 \text{ cm}^2$$

$$P_A = 39 \text{ cm}^4$$

$$\mu_r = 2490 \text{ (valeur relative de la perméabilité)}$$

### 3.7.1.1 Choix du nombre de tours de fil et de l'entrefer

Se référant à l'équation (3.60), on peut voir que pour un même produit  $Li$ , le champ  $B$  diminue avec l'augmentation du nombre de tours de fil. En isolant le paramètre "N" dans l'équation (3.60), on détermine le nombre de tours de fil minimal pour empêcher la saturation.

$$N = \frac{L \cdot i}{B A_n} = \frac{10.1 \cdot 10^{-6} \cdot 32}{0.1 \cdot 7.15 \cdot 10^{-4}} \geq 4.52 \approx 5 \text{ tours} \quad (3.70)$$

On choisira donc cinq tours de fil pour minimiser l'émission d'ondes électromagnétiques (à cause du petit entrefer). Le champ  $B_{\max}$  sera le suivant:

$$B_{\max} = \frac{L i}{N A_n} = \frac{10.4 \cdot 10^{-6} \cdot 32}{5 \cdot 7.15 \cdot 10^{-4}} = 0.093 \text{ tesla} \quad (3.71)$$

Connaissant un point d'opération (lorsque  $i=32$  A,  $B=0.093$  Tesla), l'entrefer se calcule comme suit:

$$N_i = \sum H_i = \frac{B}{\mu_0 \mu_r} I + \frac{B}{\mu_0} g \quad (3.72)$$

Où  $g$  = entrefer (cm).

$$g = \frac{\mu_0}{B} \left[ N_i - \frac{BI}{\mu_0 \mu_r} \right] = \frac{\mu_0 N_i}{B} - \frac{I}{\mu_r} \quad (3.73)$$

$$g = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5 \cdot 32}{0.093} - \frac{12.3 \cdot 10^{-2}}{2490} = 2.11 \text{ mm} \quad (3.74)$$

### 3.7.2 Choix du noyau du transformateur

Le choix du noyau du transformateur se fera à l'aide du produit des aires, comme dans le cas de l'inductance. On cherchera à exprimer le produit des aires en fonction de la puissance maximale que devra fournir le transformateur et, par conséquent, en fonction de la densité de flux magnétique maximal que permet le matériau utilisé.

Dans le cas du CRSP à filtre capacitif, la forme de la tension au primaire du transformateur (dans le pire des cas) est carrée et de module de la tension de charge, à la fréquence minimale. Si on a une

tension de forme carrée, on peut déterminer le flux maximal au primaire ( $\phi_1$ ) à l'aide de l'équation suivante:

$$V_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (3.75)$$

Puisque  $V_1$  est de forme carrée, le flux augmente de façon constante durant le temps que la tension est positive et diminue de façon constante lorsque la tension est négative. Le flux maximal dépendra alors de la fréquence de fonctionnement et sera de forme triangulaire. Les condensateurs de point milieu assureront un niveau nul de tension moyenne. Le flux maximal sera donc déterminé en calculant son accroissement durant un quart de période (en partant de zéro). On a donc l'équation suivante:

$$\phi_1 = \frac{1}{N_1} \int_0^{T/4} V_1 dt = \frac{V_1 T}{N_1 * 4} = \frac{V_1}{4 f N_1} \quad (3.76)$$

$$V_1 = 4 f N_1 \phi_1 \quad (3.77)$$

Vu le facteur de forme de la tension, la valeur efficace de la tension est la même que la valeur maximale. La puissance totale dans le transformateur se calcule à partir de la somme des puissances à l'entrée et à la sortie. Elle peut être exprimée de la façon suivante (si le rendement du transformateur est de 100%):

$$P_t = V_1 * I_1 + V_2 * I_2 = V_1 I_1 + \frac{N_2}{N_1} V_1 * \frac{N_1}{N_2} I_1 = 2V_1 I_1 \quad (3.78)$$

où tous les courants et les tensions sont en valeurs efficaces.

La forme d'onde du courant dans le transformateur se rapproche d'une forme sinusoïdale, bien qu'elle soit de forme plus carrée. Donc, le pire cas se produit lorsque le courant est sinusoïdal car c'est à ce moment-là que le courant crête est le plus élevé par rapport au courant efficace. Il est donc certain qu'en pratique, le courant crête sera inférieur à celui calculé, ce qui constitue une marge de sécurité. Si on exprime la puissance totale en fonction des valeurs maximales, se référant à l'équation (3.77), on obtient:

$$P_t = 2V_{1\text{eff}}i_{1\text{eff}} = 2V_{1\text{max}} \frac{i_{1\text{max}}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} 4 f N_1 \phi_1 i_{1\text{max}} \quad (3.79)$$

$$N_1 i_1 = N_2 i_2 = N_i = \frac{P_t}{4\sqrt{2} f \phi_1} \quad (3.80)$$

Comme on a vu (équation 3.66)

$$N_i = K_b A_b K_j P_A^x = \frac{P_t}{4\sqrt{2} f \phi_1} = \frac{P_t}{4\sqrt{2} f B A_n} \quad (3.81)$$

$$A_b A_n = P_A = \frac{P_t}{4\sqrt{2} f B K_b K_j P_A^x} \quad (3.82)$$

Pour convertir le produit des aires en  $\text{cm}^4$ , il faut multiplier le tout par  $10^8$  après avoir multiplié la constante  $K_j$  par  $10^4$  si la densité de courant est en  $\text{A}/\text{cm}^2$ . On obtient donc l'expression du produit des aires suivant (en  $\text{cm}^4$ ):

$$P_A = \left( \frac{P_t}{4\sqrt{2} f B K_b (K_j * 10^4) P_A^x} \right) 10^8 = \left( \frac{P_t * 10^4}{4\sqrt{2} f B K_b K_j} \right)^{1/(1+x)} \quad (3.83)$$

La puissance de charge désirée est de 1.35 kW, ce qui donne une puissance totale maximale de 2.7 kW, pour un rendement de 100 %. La

fréquence de fonctionnement minimale est de 40 kHz et les autres paramètres sont les mêmes que lors du calcul de l'inductance.

$$P_A = \left( \frac{2.7 \cdot 10^3 \cdot 10^4}{4\sqrt{2} \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 0.4 \cdot 433} \right)^{1/(1-0.17)} = 6.89 \text{ cm}^4 \quad (3.84)$$

Comme dans le cas de l'inductance, on choisit un noyau de numéro 6656 qui possède un produit des aires de 39 cm<sup>4</sup>. Le facteur de sécurité nous permet un rendement supérieur du transformateur.

### 3.7.2.1 Choix du nombre de tours de fil au primaire et au secondaire du transformateur

Le nombre de tours de fil avec lequel sera constitué le transformateur doit être le plus grand possible, de façon à minimiser le flux dans le fer. Le nombre total de tours de fil que peut supporter le noyau se calcule comme suit:

$$N_1 + N_2 = \frac{A_b * F_b}{A_f} \quad (3.85)$$

où  $A_f$  = section du fil

Dans notre cas, le fil utilisé est un fil de litz qui possède une section de huit mm<sup>2</sup>.

$$N_1 + N_2 = \frac{5.45 * 0.4}{0.08} = 27.25 \text{ tours} \quad (3.86)$$

Un nombre maximal de tours de fil de 27 sera bobiné. On a vu, à l'équation (3.77), que la tension maximale peut être exprimée en fonction du nombre de tours de fil. En se servant de cette expression,

on peut vérifier le nombre de tours de fil minimal que l'on doit bobiner au primaire et au secondaire.

$$V_1 = 4 f N_1 \phi_1 = 4 f N_1 B A_n \quad (3.87)$$

$$N_1 = \frac{V_1}{4 f B A_n} = \frac{75}{4 * 40 * 10^3 * 0.1 * 7.15 * 10^{-4}} = 6.56 \text{ tours} \quad (3.88)$$

De même,

$$N_2 = \frac{120}{4 * 40 * 10^3 * 0.1 * 7.15 * 10^{-4}} = 10.5 \text{ tours} \quad (3.89)$$

$$N_2 + N_1 = 27 = N_1 + N_1 * 1.6 = 2.6 * N_1 \quad (3.90)$$

$$N_1 = \frac{27}{2.6} = 10.38 \text{ tours} \approx 10 \text{ tours} \quad (3.91)$$

$$N_2 + N_1 = 27 = N_2 + N_2 / 1.6 = (1 + 1/1.6) * N_2 \quad (3.92)$$

$$N_2 = \frac{27}{1+1/1.6} = 16.61 \text{ tours} \approx 16 \text{ tours} \quad (3.93)$$

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{16}{10} = 1.6 \quad (3.94)$$

Le rendement du transformateur se calcule en fonction du poids du noyau et du matériau avec lequel il est fabriqué. Il existe une formule empirique qui décrit les pertes volumiques dans le fer en fonction de la fréquence et du champ d'induction magnétique [16].

$$\text{Pertes}_{\text{fer}} = K_1 * f^{K_2} * B^{K_3} \text{ (w/kG)} \quad (3.95)$$

où les constantes  $K_1$ ,  $K_2$  et  $K_3$  sont à déterminer.

Le champ d'induction magnétique se calcule à partir de l'équation (3.87) comme suit:

$$B = \frac{V_1}{4 f A_n N_1} \quad (3.96)$$

$$\text{Pertes}_{\text{fer}} = K_1 * f^{K_2} * \left[ \frac{V_1}{4 f A_n N_1} \right]^{K_3} = K_1 * f^{(K_2-K_3)} \left[ \frac{V_1}{4 A_n N_1} \right]^{K_3} \quad (3.97)$$

La figure 3.23 nous montre le graphique des pertes volumiques en fonction de champ  $B$ , pour différentes fréquences de fonctionnement pour le cas du matériau 3C8. Ce graphique fut tracé à l'aide de l'équation (3.98) avec les constantes suivantes:  $K_1=1.01*10^{-3}$ ,  $K_2=1.35$ , et  $K_3=2.12$ .

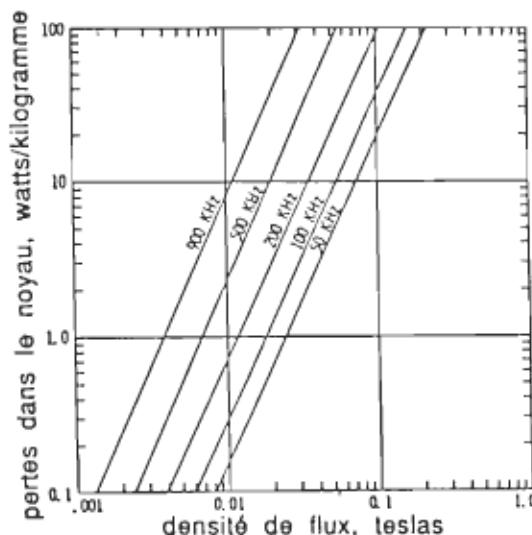


Figure 3.23 Graphique des pertes volumiques en fonction du champ d'induction magnétique [16].

La fréquence avec laquelle on doit calculer les pertes est la fréquence minimale car la soustraction de  $K_2$  par  $K_3$  est négative. Dans le cas de notre convertisseur, la fréquence minimale d'opération est de 40 kHz.

$$\text{Pertes}_{\text{fer}} = 1.01 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3^{(1.35-2.12)} \left[ \frac{75}{4 \cdot 7.15 \cdot 10^{-4} \cdot 10} \right]^{2.12}$$

$$= 5.1 \text{ kW/m}^3 \quad (3.99)$$

Le noyau 6656 pèse 0.55 kG, ce qui donne des pertes dans le fer de:

$$P_{\text{fer}} = 5.1 \text{ watts/gramme} * 0.55 \text{ grammes} = 2.8 \text{ watts} \quad (3.100)$$

Dans le cas d'un noyau en forme de pot, les pertes cuivre sont de même ordre de grandeur que les pertes dans le fer. Le rendement du transformateur est donc le suivant:

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{1.35 \cdot 10^3}{1.35 \cdot 10^3 + 2 \cdot 2.8} * 100 = 99.6 \% \quad (3.101)$$

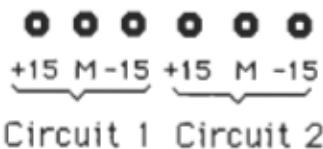
### 3.8 FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT DE COMMANDE DE L'ONDULEUR À THYRISTORS DUAUX

La carte de commande a été conçue pour alimenter un bras d'onduleur à thyristors duals (THD) [12] utilisant des interrupteurs du type MOSFETs. Comme le principe du thyristor dual l'exige, seules des impulsions d'ouverture des interrupteurs doivent être générées. L'amorçage se fait donc spontanément lorsque la tension aux bornes du thyristor dual ( $V_{d-s}$ ) descend en deça de la tension de maintien de l'état de blocage. Par contre, une première impulsion d'amorçage (ou plusieurs) qui dure un quart de période, sera nécessaire au démarrage du système. Par la suite, le système doit être verrouillé pour ne plus permettre d'impulsions d'amorçage forcé, tant que le système n'aura pas été remis à zéro.

Le circuit de commande possède deux parties importantes qui sont: le circuit logique et les circuits d'attaque. Comme notre convertisseur fonctionne en demi-pont (deux interrupteurs seulement), deux circuits d'attaque sont nécessaires (un circuit pour chaque interrupteur). Le circuit logique commande les ouvertures et l'amorçage forcé des interrupteurs en donnant les ordres aux circuits d'attaque. Le circuit d'attaque, pour sa part, permet l'amorçage spontané des interrupteurs lorsque la tension  $V_{d-s}$  descend en deça de la tension de maintien.

La figure 3.24 nous montre les entrées et les sorties de la carte de commande. Chacun des deux circuits d'attaque est alimenté par sa propre source de tension de  $\pm 15$  volts, tel qu'indiqué sur la

figure. Le circuit 1 alimente le circuit d'attaque de l'interrupteur 1 et le circuit 2 alimente le circuit d'attaque de l'interrupteur 2. Il est très important d'avoir deux sources de  $\pm 15$  volts isolées galvaniquement car les deux circuits d'attaques ne sont pas à la même masse.



- Alimentation ( $V_{cc} = +5$  volts).
  - Horloge.
  - Masse.
  - $A_1 \left\{ \begin{array}{l} A_1 \\ A_2 \end{array} \right. \text{ Arrêt manuel.}$
  - $I_1 \left\{ \begin{array}{l} I_1 \\ I_2 \end{array} \right. \text{ Lecture de courant.}$
  - Démarrage.
  - D      G      S      D      G      S
- } Interrupteur 1  
} S  
} D  
} G      S } Interrupteur 2

Figure 3.24. Entrées et sorties de la carte de commande.

La carte possède six sorties situées à droite de la carte qui doivent être reliées aux interrupteurs. Les sorties "D" sont reliées aux drains, les sorties "G" aux gâchettes et les sorties "S" aux sources de l'interrupteur correspondant. Pour leur part, les entrées sont situées à la gauche de la carte. Le circuit logique est alimenté à partir de  $V_{cc}$  (cinq volts) et de la masse (zéro volt). L'horloge (H) génère des impulsions de cinq volts, par rapport à la masse, à une fréquence du double de la fréquence des impulsions d'ouverture des interrupteurs. Les entrées  $A_1$  et  $A_2$  doivent être branchées à un interrupteur mécanique de type normalement fermé, pour permettre

un arrêt manuel. Les entrées  $I_1$  et  $I_2$  doivent aller à un capteur de courant pour forcer l'arrêt du système lors de surintensités. La tension du capteur de courant ne doit pas dépasser cinq volts. Un potentiomètre situé sur la carte permet d'ajuster le courant en haut duquel le convertisseur s'arrêtera. L'entrée de démarrage forcé doit être reliée à la masse par un interrupteur mécanique du type normalement ouvert.

Si le convertisseur s'arrête à cause d'un arrêt manuel, une lumière jaune s'allume et s'il s'arrête à cause d'une surintensité, une lumière rouge s'allume. Si le système s'est arrêté, il est nécessaire de le redémarrer par l'interrupteur de démarrage forcé. La lumière verte s'allumera alors pour indiquer qu'une impulsion de démarrage fut envoyée.

Le circuit logique de la carte de commande est dessiné à la figure 3.25. Les transformateurs  $T_1$  et  $T_{21}$  ainsi que les optocoupleurs  $O_1$  et  $O_{21}$  véhiculent les ordres d'ouverture alors que le transformateur  $T_2$  et l'optocoupleur  $O_2$  véhiculent l'ordre de fermeture forcée entre le circuit logique et les circuits d'attaque. Les optocoupleurs sont nécessaires à l'élimination du bruit, alors que les transformateurs offrent la rapidité pour un fonctionnement à haute fréquence. Lors de l'arrêt manuel ou de l'arrêt par surintensité, les optocoupleurs  $O_1$  et  $O_{21}$  assurent un blocage permanent des interrupteurs alors que les transformateurs  $T_1$  et  $T_2$  saturent après quelques microsecondes.

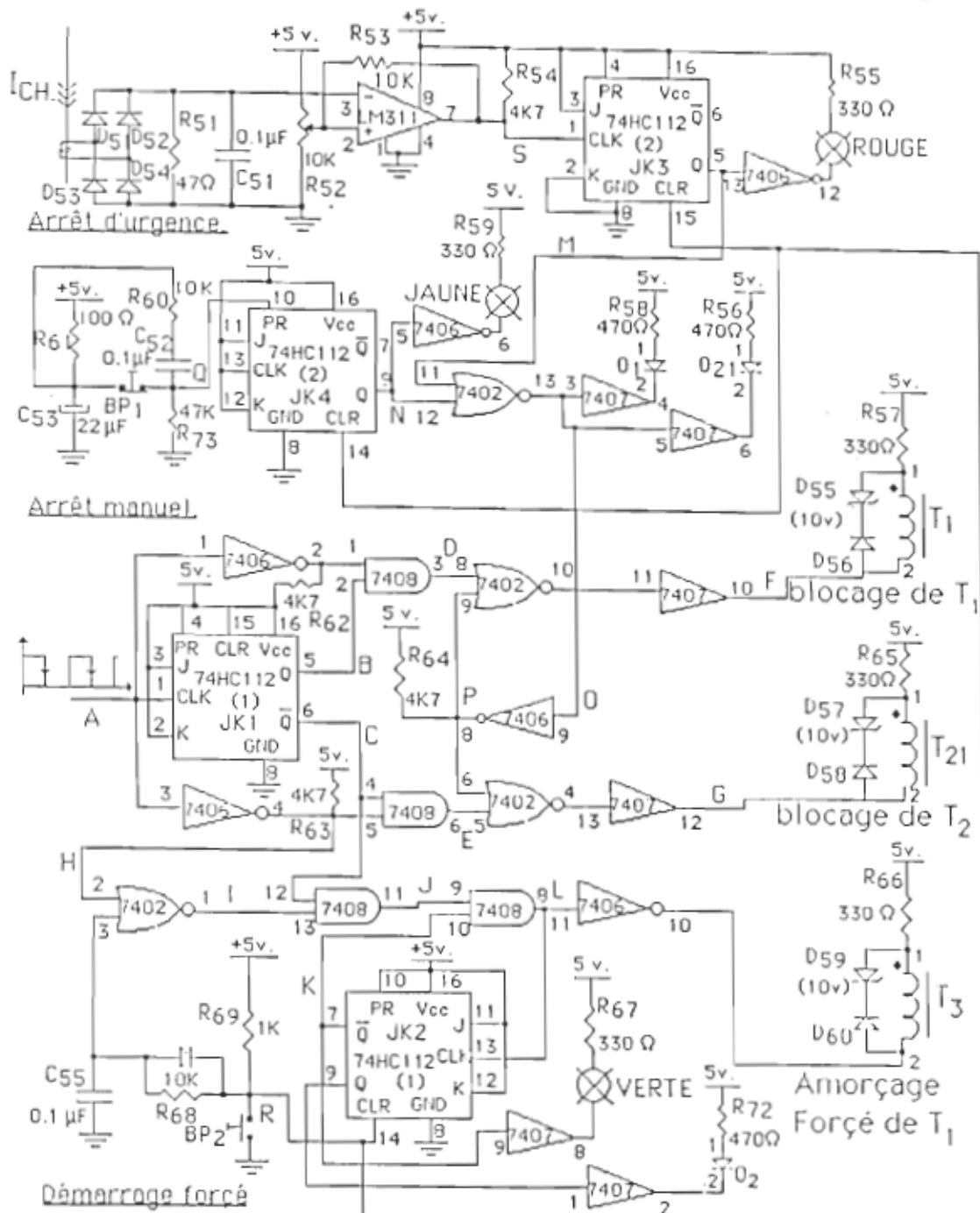


Figure 3.25. Circuit logique de la carte de commande de l'onduleur à THD.

La lenteur des optocoupleurs (5  $\mu$ sec.) ne nuit nullement au fonctionnement du système car ils ne font que prendre la relève des transformateurs avant que ceux-ci ne saturent.

Une fois le système en marche, le travail du circuit logique consiste à envoyer des impulsions d'ouverture aux circuits d'attaque par le biais des transformateurs  $T_1$  et  $T_{21}$ . La figure 3.26 nous montre les signaux qui parviennent aux transformateurs (les signaux D et E sont les mêmes que F et G).

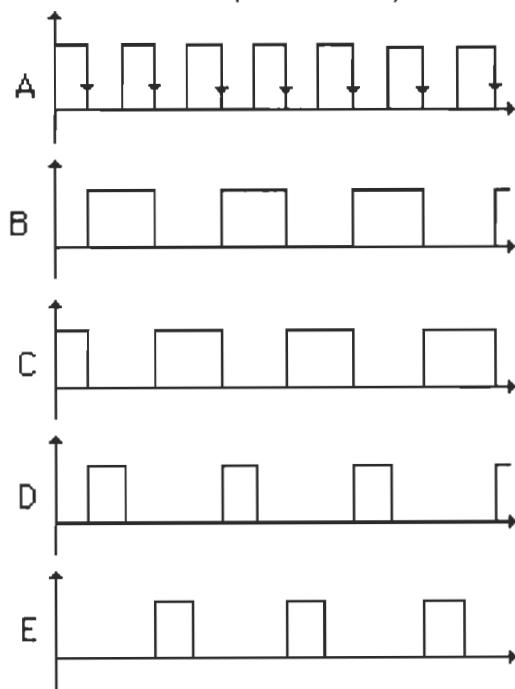


Figure 3.26. Fonctionnement du circuit logique lorsque le système est en marche.

La fréquence de l'horloge (A) est divisée en deux à l'aide d'une bascule (JK<sub>1</sub>) de façon à assurer un rapport cyclique le plus près possible de 50 pourcent. La bascule JK<sub>1</sub> possède deux sorties complémentaires (B et C) qui, additionnées à l'inverse de l'horloge, donnent des commandes d'ouverture aux interrupteurs d'une durée d'un

quart de période (D et E). En l'absence des impulsions, les transformateurs se démagnétisent (pendant les trois quarts de la période). De plus, par sécurité, une diode zéner possédant une tension zéner de deux fois la tension d'alimentation impose une tension aux bornes du transformateur deux fois plus grande lors de la démagnétisation que lors de la magnétisation.

Pour ce qui est de l'amorçage des interrupteurs, il est nécessaire de forcer la première fermeture de l'un des deux interrupteurs durant un quart de période. Par la suite, les interrupteurs ferment spontanément avec la diminution de la tension à leurs bornes en bas de la tension de maintien de leurs états de blocage (rôle joué par les circuits d'attaque). Le verrouillage du circuit d'amorçage forcé (après le démarrage du système) est exécuté par une bascule ( $JK_2$ ). Le point K (figure 3.25) tombe à zéro lorsque le point L subit un front descendant et y demeure, à moins que le point R ne soit à zéro. Donc, les impulsions d'amorçage ne peuvent parvenir au circuit d'attaque que si le bouton poussoir  $BP_2$  est enfoncé. Il est, par conséquent, permis d'envoyer plusieurs impulsions pour assurer le démarrage du système. Pour ce faire, il suffit de garder le bouton poussoir  $BP_2$  enfoncé. D'un autre côté, lorsque  $BP_2$  est relâché, plus aucune impulsion d'amorçage ne peut être transmise au convertisseur et l'optocoupleur  $O_2$  s'assure qu'aucun bruit ne soit interprété comme un ordre d'amorçage. Pour que la sortie de la bascule remonte à un, il faut un nouveau front descendant à l'entrée, ce qui n'est pas possible à cause du point K qui demeure à zéro. Il n'y

a donc plus de possibilité d'impulsion d'amorçage. Avec une remise en marche du système, le point K remonte à un le temps que BP<sub>2</sub> est appuyé, ce qui valide le passage des impulsions du point J au point L. Puisque l'horloge possède un niveau haut dans la deuxième partie de l'impulsion du point C, cette impulsion correspond au quart de période précédent l'ordre d'ouverture de l'interrupteur numéro un (voir figure 1: points L et D). Cette impulsion de fermeture sera donc envoyée à l'interrupteur numéro un. Pour assurer le verrouillage, le point U accuse un retard par rapport au point R. Ceci permet d'avoir un front descendant au point L lorsque le point R est revenu au niveau haut.

Dans le circuit d'attaque, l'optocoupleur O<sub>2</sub> et le transformateur T<sub>2</sub> sont branchés de façon à ce qu'une impulsion simultanée sur chacun d'eux soit nécessaire à la mise en marche du système. L'optocoupleur ne sera amorcé que lorsque le point K sera au niveau haut. La commande de fermeture parviendra donc au transformateur lorsque l'optocoupleur conduira. La lumière verte, par contre, s'allumera lorsqu'une impulsion de fermeture aura été envoyée, alors que l'optocoupleur ne sera plus alimenté.

La figure 3.27 nous montre les formes d'onde de chacun des points mentionnés ci-haut avec la relation entre chacun d'entre eux.

Le système doit s'interrompre lorsque l'opérateur en décide ou lorsqu'une surintensité survient dans le circuit de puissance. Lorsqu'une surintensité survient, l'entrée négative du comparateur (LM311) devient à un potentiel plus élevé que l'entrée positive, ce qui cause un front descendant à la sortie du comparateur.

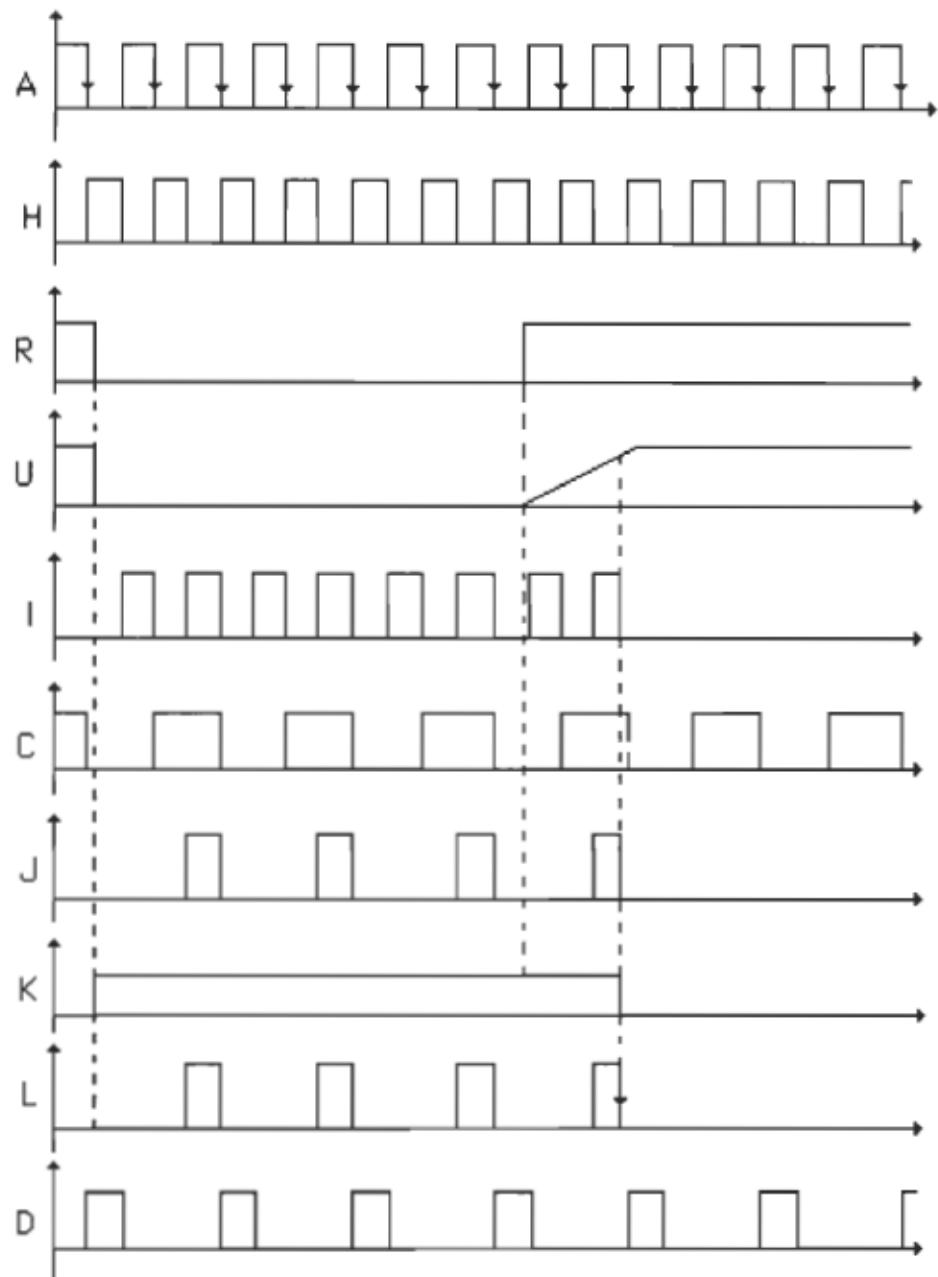


Figure 3.27. Fonctionnement du circuit de mise en marche du système.

Par conséquent, à l'entrée de la bascule  $JK_3$ , le capteur de courant devra être ajusté de façon à refléter une tension maximale de cinq volts à l'entrée négative du comparateur. De plus, un potentiomètre situé à l'entrée positive du comparateur permet

l'ajustement du courant maximal au-dessus duquel le système s'arrête. Lorsque la sortie de la bascule JK<sub>3</sub> (le point M) descend au niveau zéro, le point O descend au niveau bas et le point P monte au niveau, ce qui commande un blocage permanent des deux interrupteurs. Comme le transformateur va saturer, les optocoupleurs O<sub>1</sub> et O<sub>2</sub> seront alimentés à partir du niveau bas du point O. De plus, la lumière rouge, qui est branchée au point M, va s'allumer pour signaler un problème de surintensité. Pour ce qui est de l'arrêt manuel, le point Q est amené au niveau haut à l'aide du bouton poussoir, ce qui amène le point N au niveau bas pour agir de la même façon que le point M lors de surintensité. À ce moment-là, la lumière jaune, qui est branchée au point N, va s'allumer. La remise en marche du système, dans un même temps, neutralise la commande d'arrêt du système et éteint la lumière indiquant le type d'arrêt. La figure 3.28a nous montre les différentes formes d'onde aux points menant à un arrêt du système causé par une surintensité, alors que la figure 3.28b nous montre les différentes formes d'onde aux points menant à un arrêt manuel du système.

Comme mentionné ci-haut, il faut que le circuit d'attaque reçoive les ordres d'ouverture et de fermeture forcée du circuit logique et les ordres de fermetures spontanées de la tension V<sub>d-s</sub>. Il faut donc que le circuit alimente la gâchette (G) du MOSFET lorsque la tension drain-source (V<sub>d-s</sub>) descend en bas de la tension de maintien de l'état de blocage. De plus, il faut que le circuit vide la gâchette de ses charges accumulées au moment où le circuit logique lui en donne

l'ordre. La figure 3.29 nous montre le plan électrique du circuit d'attaque du premier interrupteur.

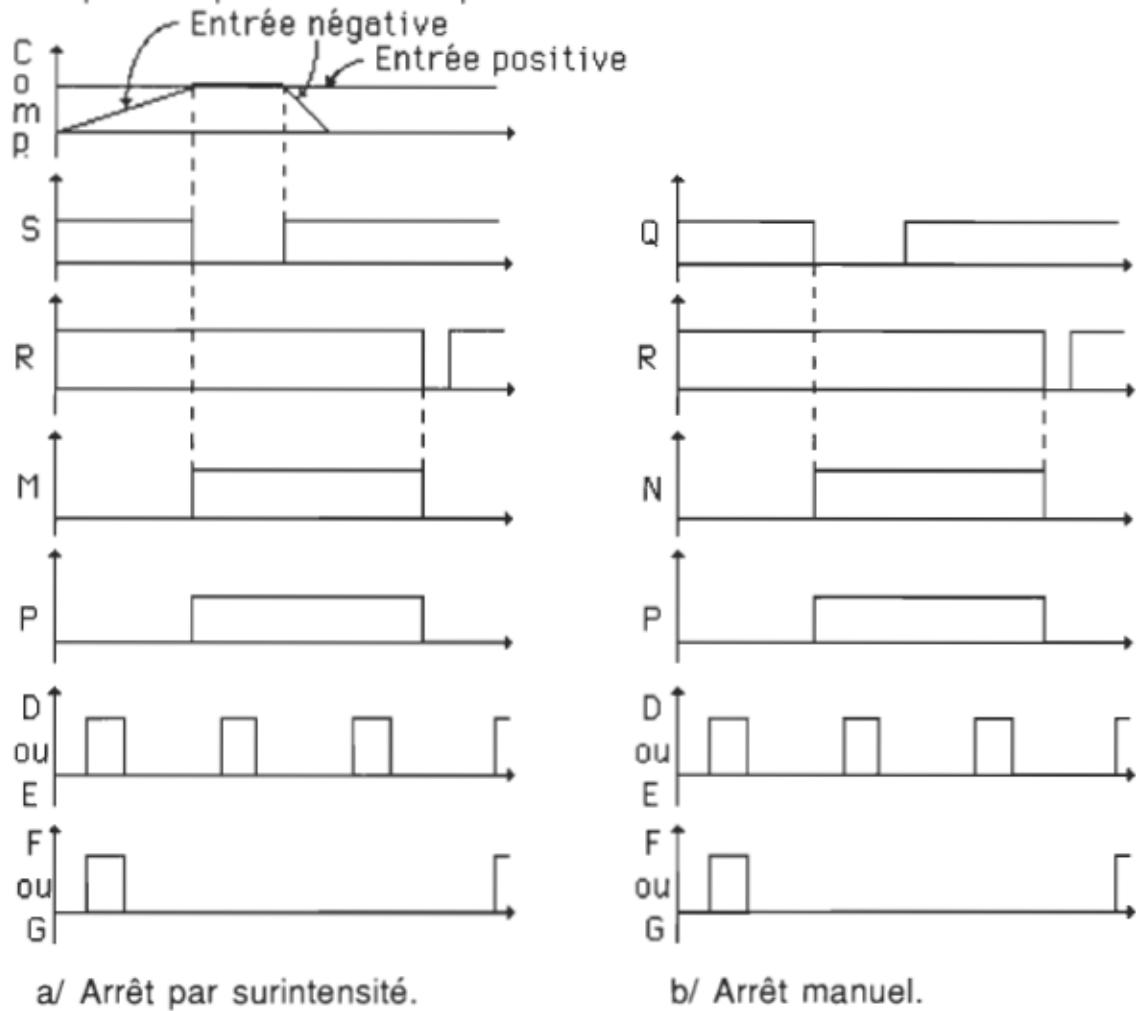


Figure 3.28. Fonctionnement des circuits d'arrêts.

Dans notre cas, la tension de maintien de l'état de blocage est de cinq volts ( $15 - V_{D6} - V_{D8} - V_{D14} - V_{D15} - V_{D16} - V_{D17} - V_{D18}$ ). Cette tension peut être ajustée à partir de la tension zéner de la diode zéner ( $D_7$ ). Lorsque  $V_{d-s}$  descend en bas de cinq volts, un courant circule dans la base de  $T_1$ , ce qui permet l'alimentation de la base de  $T_2$  qui alimente la gachette du MOSFET. La résistance  $R_1$  exige qu'un

certain courant circule dans la diode  $D_8$  avant que le transistor  $T_1$  ne s'amorce. En l'absence de cette résistance, la capacité interne de la diode  $D_8$  peut permettre la circulation d'un courant qui peut amorcer le transistor  $T_1$ .

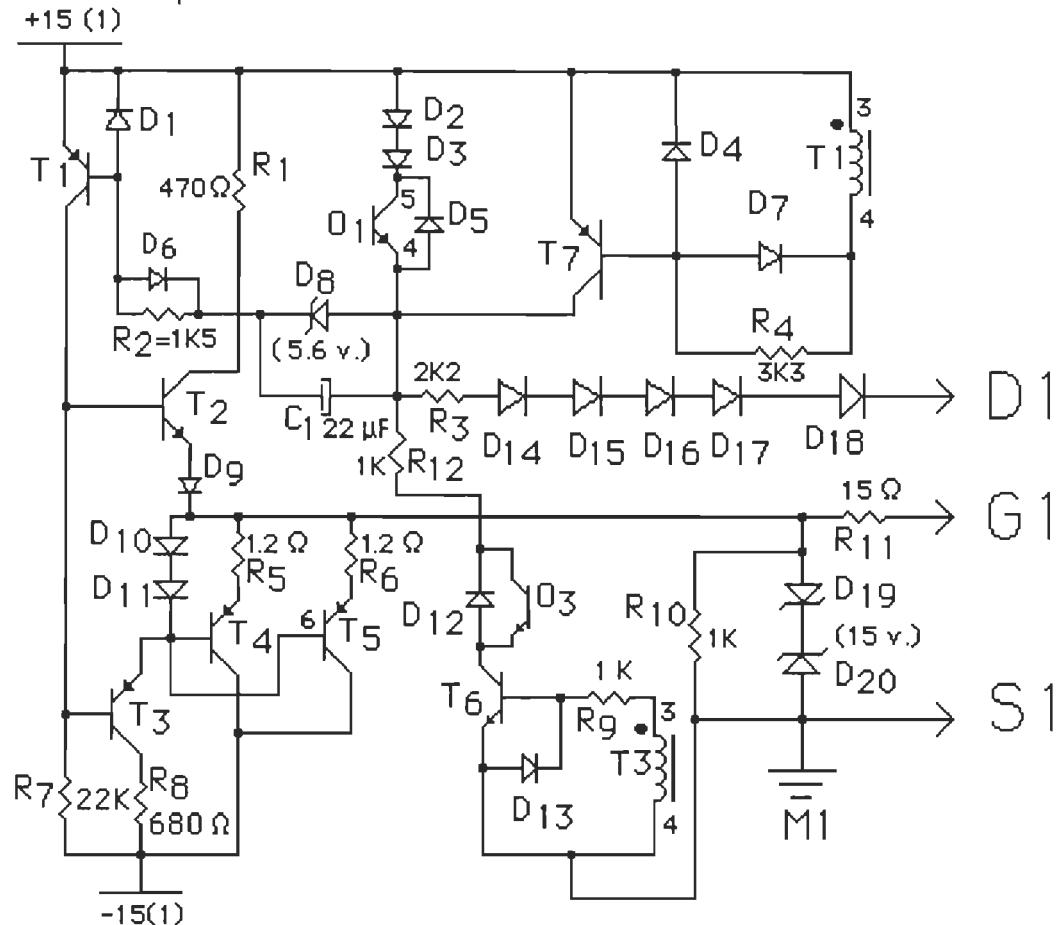


Figure 3.29. Circuit d'attaque du premier interrupteur.

Lorsque la tension  $V_{d-s}$  chute (lors du blocage de l'autre interrupteur), une forte variation de la tension aux bornes de cette diode survient, ce qui amène la circulation d'un courant dans la diode. Sans la présence de  $R_1$ , ce courant circulerait dans la base de  $T_1$  pour causer un amorçage prématué du MOSFET qui possède une

tension drain-source ( $V_{d-s}$ ) élevée à ce moment-là. Il peut s'en suivre une impulsion de courant dépassant la capacité du MOSFET. Les interrupteurs du type MOSFET possèdent une conductance non-modulante en fonction du courant qui y circule, ce qui fait qu'ils ont un comportement du type résistif. Puisque le MOSFET utilisé possède une résistance en conduction de  $0.08 \Omega$ , une pointe de courant de 62.5 ampères peut circuler dans le MOSFET avant que la tension à ses bornes ne dépasse cinq volts. Il y a donc une seconde protection contre les surintensités qui est intrinsèque à la logique thyristor dual et qui protège l'interrupteur lorsque le courant y circulant dépasse la limite de 62.5 ampères. Si on veut un courant maximal de 40 ampères, il suffit d'avoir une diode zéner ( $D_7$ ) de 9.3 volts.

Pour respecter la logique thyristor dual, il faut que l'ouverture des interrupteurs soit commandée. Ce rôle est joué par le transformateur  $T_1$  ou l'optocoupleur  $O_1$  pour l'interrupteur numéro un. Une impulsion au transformateur  $T_1$  force le transistor  $T_2$  à conduire, ce qui impose un courant dans la diode  $D_1$  (par le biais du condensateur de  $22\mu F$  chargé à  $V_z$ , soit à 7.5 volts) pour bloquer  $T_1$ . Une fois  $T_1$  bloqué,  $T_2$  se bloque et la gâchette qui est chargée à 15 volts va se décharger à -15 volts par l'entremise de  $T_3$ ,  $T_4$  et  $T_5$ . L'emploi des diodes  $D_{10}$  et  $D_{11}$  force le potentiel aux bornes des résistances  $R_4$  et  $R_5$  à 0.6 volts; par conséquent, le courant qui y circule sera de 0.5 ampère. Si on désire que la gâchette se vide plus rapidement, il s'agit d'ajouter d'autres ensembles résistance-transistor en parallèle avec les deux déjà existants ou de

diminuer les résistances  $R_4$  et  $R_5$ . Le transistor  $T_3$  fournit le courant de base de  $T_4$  et  $T_5$ . Lors d'une commande d'arrêt permanent, l'optocoupleur  $O_1$  conduit et son action est l'équivalent d'une impulsion au transformateur  $T_1$ .

Lorsque le transistor  $T_1$  est en conduction, les transistors  $T_3$ ,  $T_4$  et  $T_5$  sont polarisés en inverse à l'aide de la jonction base-émetteur de  $T_1$  et de la diode  $D_9$ . Si les transistors  $T_3$ ,  $T_4$  et  $T_5$  conduisaient, la gachette ne pourrait pas être alimentée. Dès que  $T_2$  sera bloqué, le potentiel positif de la gachette causera un courant dans les transistors  $T_3$ ,  $T_4$  et  $T_5$  qui seront libres de conduire.

La présence de  $R_2$  est nécessaire pour que le condensateur de  $22\mu F$  ne se décharge pas trop rapidement durant le blocage. Sa valeur est choisie en fonction de la valeur du condensateur et du temps que met le transformateur à se saturer. Par contre, l'optocoupleur demeure en conduction pendant de longues périodes de temps. Pour empêcher la décharge complète du condensateur, les diodes  $D_2$  et  $D_3$  ont été ajoutées.

La diode  $D_6$  élimine l'effet résistif de  $R_2$  lors de la conduction du MOSFET. La présence de  $R_4$  assure la démagnétisation de  $T_1$  par l'intermédiaire de  $D_4$  (qui polarise la jonction base-émetteur de  $T_7$  en inverse pour le bloquer, ce qui prépare l'amorçage suivant). La tension aux bornes de  $R_4$  dépend de la tension zéner de la diode au primaire du transformateur.

L'impulsion de fermeture provient au transformateur  $T_3$  qui force la conduction de  $T_6$  pour faire voir au transistor  $T_1$  que la

tension  $V_{d-s}$  est inférieure à la tension de maintien (ce qui n'est pas le cas en réalité). À ce moment, l'amorçage se produit comme s'il était spontané. L'optocoupleur  $O_3$  est présent pour annuler les ordres de fermeture que le transformateur pourrait recevoir à cause d'un bruit quelconque (en provenance du circuit de puissance par exemple).

Le circuit d'attaque de l'interrupteur numéro deux fonctionne de la même façon que celui du premier interrupteur, à une exception près, soit que le circuit d'amorçage forcé n'est pas nécessaire.

### **3.9 CONCLUSION**

Le convertisseur à résonance série-parallèle à filtre capacitif se veut une amélioration du convertisseur à résonance série et du convertisseur à résonance parallèle. L'utilisation d'un condensateur à l'entrée du pont de diodes du CRS permet la circulation d'un courant réactif nécessaire à la commutation des thyristors duaux, sans demeurer dans le circuit pour le reste de la demi-période. Il s'en suit une diminution significative du courant efficace dans les interrupteurs par rapport au CRP, tout en ayant la possibilité de fonctionner à vide, contrairement au CRS. Le principal avantage du CRS est l'utilisation des interrupteurs dans des conditions très désirables, alors qu'il a été démontré que le nouveau convertisseur offre des caractéristiques presque identiques. Le principal avantage du CRP est sa capacité de fonctionner à vide et en court-circuit alors que l'on a démontré que le nouveau convertisseur a la capacité de fonctionner dans tous ces états. On conclut donc que le CRSP à filtre capacitif s'avère être une amélioration des CRS et CRP.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce mémoire avait pour but de développer une structure de convertisseur adaptée à la charge de batteries opérant dans l'industrie des télécommunications. Il a été établi, étant donné l'exigence du cahier de charge, que la technologie de résonance serait utilisée.

Une étude préliminaire nous a permis de conclure que le convertisseur à résonance série ne pouvait être efficace (utilisation efficace des interrupteurs) que lorsqu'il fonctionne au-dessus de la résonance. Par contre, lorsque le CRS fonctionne au-dessus de la résonance, les interrupteurs de l'onduleur sont du type thyristors duals et exigent qu'une charge soit raccordée pour que l'amorçage spontané des interrupteurs se fasse. Puisqu'il ne peut pas fonctionner à vide, le CRS n'a donc pas été retenu comme solution possible.

Le convertisseur à résonance parallèle (CRP), qui peut fonctionner à vide et en court-circuit fait l'objet d'une étude détaillée au chapitre 1. On s'est aperçu que même si ce convertisseur possède de bonnes caractéristiques, il n'en demeure pas moins que les pertes par conduction sont beaucoup plus élevés que dans le cas du CRS.

On a cherché, au chapitre 2, une structure de convertisseur dont les contraintes sur les interrupteurs seraient moindres que dans le cas du CRP et qui pouvait fonctionner à vide et en court-circuit, contrairement au CRS. Une étude détaillée du convertisseur à résonance série-parallèle (CRSP) a été faite, dans le but de regrouper les caractéristiques désirables de chacune des deux configurations de convertisseur à résonance de base. Il s'est avéré que cette structure

n'améliore pas de façon significative le rendement du convertisseur à résonance parallèle, même s'il peut fonctionner à vide et en court-circuit.

Étant donné que la littérature ne présente pas de structure de convertisseur adaptée à notre application, une nouvelle structure de convertisseur à résonance a été développée au chapitre 3. Cette structure se nomme "convertisseur à résonance série-parallèle" à filtre capacitif. Ce convertisseur se distingue du CRSP par son filtre de sortie capacitif au lieu du filtre inductif dans le cas du CRSP.

Dans le cas du CRS, les interrupteurs fonctionnent dans des conditions favorables parce que le courant y circulant passe entièrement dans la charge. Par contre, ce qui permet au CRP de fonctionner à vide est qu'un élément, en parallèle avec la charge, permet l'amorçage des thyristors duraux en l'absence de charge. La nouvelle structure de convertisseur à résonance possède un élément en parallèle avec la charge durant la commutation seulement. Il y a donc un élément en parallèle avec la charge pour permettre la circulation du courant nécessaire à assurer l'amorçage des thyristors duraux. Cet élément disparaît une fois la commutation assurée, pour que le courant circulant dans les interrupteurs passe entièrement dans la charge.

Des résultats théoriques ont démontré que le nouveau convertisseur représente une amélioration du CRP car les pertes par conduction dans les interrupteurs sont diminuées de beaucoup. De même, le nouveau convertisseur peut fonctionner à vide, contrairement au CRS, et en court-circuit. Des résultats

expérimentaux sont venus confirmer que les interrupteurs fonctionnaient effectivement dans des conditions favorables. Des essais ont été faits en circuit ouvert et en court-circuit et les résultats se sont avérés concordant avec les simulations. Puisque les simulations tenaient compte de l'amortissement dans le circuit résonant, il a été possible d'obtenir des caractéristiques de sortie presque identiques en pratique qu'en théorie.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1]- K. Al-Haddad, Y. Cheron et H. Foch, Static and Small Signal Analysis of a Serie Resonant Converter Operating Above its Resonant Frequency, IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 12 No. 4, 1987, pp. 158-64.
- [2]- V. VOPÉRIAN et S. CUK, A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982, pp. 85-100.
- [3]- V. VOPÉRIAN et S. CUK, Small Signal Analysis of Resonant Converter, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1983, pp. 269-82.
- [4]- R. L. ORUGANTI et F. C. LEE, State Plane Analysis of Parallel Resonant Converter, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1985, pp. 56-73.
- [5]- K. Young-Goo, A. K. Upadhyay et D. Stephens, Analysis and Design of a Half-Bridge Parallel Resonant Converter Operating Above Resonance, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988, pp. 827-36.

- [6]- K. Young-Goo et A. K. Upadhyay, Analysis and Design of a Half-Bridge Parallel Resonant Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 3, July 1988, pp. 254-65.
- [7]- A. K. S. Bhat et S. B. Dewan, Analysis and Design of a High Frequency Resonant Converter Using LCC Type Commutation, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-3, No. 2, April 1988, pp. 174-82.
- [8]- I. BATARSEH et C.Q. LEE, High-Frequency High-Order Parallel Resonant Converter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36. No. 4, Novembre 1989, pp. 485-98.
- [9]- D. V Jones, Compact Electrical Power Supply for Signal Processing Applications, U.S. Patent 4,533,986. August 6, 1985.
- [10]- A. K. S. Bhat, Analysis and Design of LCL-Type Series Resonant Converter, Conference Record, IEEE Industries Applications Society, Annual Meeting, 1990, pp. 172-78
- [11]- I. BATARSEH et C.Q. LEE, Steady State Analysis of the Parallel Resonant Converter with LLCC-Type Commutation Network, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989, pp. 971-8.

[12]- R. L. Steigerwald, A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies, IEEE Applied Power Electronics Conference, 1987, New-Orleans, pp. 153-44.

[13]- J.-M. Cyr et K. Al-Haddad, Nouvelle méthode de calcul du régime permanent du convertisseur à résonance parallèle, Congrès canadien en génie électrique et informatique, 1990, pp. 25.2.1-5.

[14]- J.-M. Cyr, K. Al-Haddad, R. Chaffaï et L. A. Dessaint, Étude d'une nouvelle topologie de convertisseur à résonance série pouvant fonctionner à vide et en court-circuit, Congrès canadien en génie électrique et informatique, 1991.

[15] A.Sévigny, Techniques modernes d'analyse des systèmes, Notes de cours, Université du Québec à Trois-Rivières, 1989.

[16] K. K. Sun, Switch Mode Power Conversion: Basic Theory and Design, Electrical Engineering and Electronics/22, Marcel Decker Inc., New-York, TK7881.15.S86,1984.

## **ANNEXE 1.1**

Simulation du CRP pas à pas.

## % SIMULATION DU CONVERTISSEUR A RESONANCE PARALLELE.

% Ce programme calcul le régime permanent par évolution des  
% variables d'état (courant dans l'inductance et tensions  
% tension aux bornes du condensateur).

% Les 4 modes de fonctionnement sont: Ve = +Vg et Ie = +Io;  
% Ve = +Vg et Ie = -Io;  
% Ve = -Vg et Ie = +Io;  
% Ve = -Vg et Ie = -Io.

% La source de tension (Ve) est en série avec l'inductance et  
% la source de courant (Ie qui est la charge) est en parallèle  
% avec le condensateur.

% Les équations d'états sont les suivantes:  
%  $\frac{dI_L}{dt} = -I_L/L_r + I_e/L_r$   
%  $\frac{dV_C}{dt} = V_C/C_r - V_e/C_r$

## %\*\*\*\*\*INITIALISATION\*\*\*\*\*

```
clear
disp('*****Description topologique*****');
Io=input('Entrez la valeur du courant de charge normalisé: ');
fs=input('Entrez la fréquence de fonctionnement normalisée: ');
Ts=1/fs;
```

```
%*****Recherche du régime permanent.*****
finini=1;
fini=1;
fin=0;
to=0;
t2=0.5;

%*****Recherche de t1.*****
%*****Entrée des conditions initiales.*****
while fin==0
    x0(1)=input('Vc(0)= ');
    x0(2)=input('il(0)= ');
    Vc0=1+(x0(1)-1)*cos(2*pi*to)+(x0(2)+Io)*sin(2*pi*to);
    vc2=1+(x0(1)-1)*cos(2*pi*t2)+(x0(2)+Io)*sin(2*pi*t2);
    if Vc0<0
        if vc2<0
            disp('Vos conditions initiales sont impossibles!');
        else
            fin=1;
        end
    else
        if vc2>0
            disp('Vos conditions initiales sont impossibles!');
        else
            fin=1;
        end
    end
end
```

```

end

end      % OK si les conditions initiales sont bonnes.

fini=1;

while fini>0    % fini indique la précision désirée.

% Recherche de t1 à l'aide de la méthode du point milieu.

to=0;

t2=0.5;

t1=(to+t2)/2;

Vc1=1+(x0(1)-1)*cos(2*pi*t1)+(x0(2)+Io)*sin(2*pi*t1);

Vc11=abs(Vc1);

v=0;

while abs(Vc1)>0.00001

if Vc1 < 0

    to=t1;

    t1=(t2+to)/2

else

    t2=t1;

    t1=(t2+to)/2;

end

Vc1=1+(x0(1)-1)*cos(2*pi*t1)+(x0(2)+Io)*sin(2*pi*t1);

v=v+1;

if v>50

    disp('Il n''y a pas de convergence possible.');

    Vc1=0;

    fini=0;

    finini=0;

```

```

    end

    end

    if finini>0
        to=0*Ts;
        t2=0.5*Ts;
        i11=-Io+(x0(2)+Io)*cos(2*pi*t1)-(x0(1)-1)*sin(2*pi*t1);
        vc2=1-cos(2*pi*(t2-t1))+(i11-Io)*sin(2*pi*(t2-t1));
        i12=Io+(i11-Io)*cos(2*pi*(t2-t1))+sin(2*pi*(t2-t1));
        if abs(x0(2)+vc2)>0.001
            finvc=1;
        else
            finvc=0;
        end
        x0(1)=-vc2;
        if abs(x0(2)+i12)>0.001
            finil=1;
        else
            finil=0;
        end
        x0(2)=-i12;
        fini=finvc+finil;
        x0=x0
    end

    end

    dt=1/200;
    for i=1:fix(t1*200)+1

```

```
t(1)=(i-1)*dt;  
Vc(1)=1+(Vc0-1)*cos(2*pi*t(1))+(110+Io)*sin(2*pi*t(1));  
il(1)=(110+Io)*cos(2*pi*t(1))+(1-Vc0)*sin(2*pi*t(1))-Io;  
end  
for i=fix(t1*200)+2:101  
t(i)=(i-1)*dt;  
Vc(i)=1+cos(2*pi*(t(i)-t1))+(110-Io)*sin(2*pi*(t(i)-t1));  
il(i)=(111-Io)*cos(2*pi*(t(i)-t1))+sin(2*pi*(t(i)-t1))+Io;  
end  
for i=101:200  
t(i)=(i-1)*dt;  
Vc(i)=-Vc(i-100);  
il(i)=-il(i-100);  
end  
plot(t,il,t,Vc);  
xlabel('temps'); ylabel('il(t) et Vc(t)');  
title('Évolution des variables d'état.');
```

## **ANNEXE 1.2**

Simulation du CRP à l'aide de la méthode itérative de  
Newton-Raphson.

```
% Simulation du convertisseur à résonnance parallèle  
% Le régime permanent est obtenu à l'aide de l'algorithme  
% de Newton-Raphson.  
%***Recherche des conditions initiales du CRP.  
  
%*****INITIALISATION*****  
clear  
fs=input('Quel est la fréquence d''opération normalisée:');  
Io=input('Quel est le courant de charge normalisé:');  
t2=1/(2*fs);  
conv=1; % Variable qui indique si la solution converge.  
  
%*****CALCUL*****  
t1=0.6*t2;  
dt1=0;  
for i=1:4  
    for j=1:4  
        df(i,j)=0;  
    end  
end  
df(2,4)=-1;  
df(3,1)=1;  
df(4,2)=1;  
for i=1:4  
    x(i)=0.5*(-1)^(i);  
end
```

```

x=x';
while dt1==0
    df(1,1)=cos(2*pi*x(3));
    df(1,2)=sin(2*pi*x(3));
    bidon1=(1-x(1))*sin(2*pi*x(3));
    bidon2=(x(2)+Io)*cos(2*pi*x(3));
    df(1,3)=2*pi*(bidon1+bidon2);
%    df(1,4)=0; voir plus haut.

    df(2,1)=-sin(2*pi*x(3));
    df(2,2)=cos(2*pi*x(3));
    bidon1=(x(2)+Io)*sin(2*pi*x(3));
    bidon2=(1-x(1))*cos(2*pi*x(3));
    df(2,3)=2*pi*(bidon2-bidon1);
%    df(2,4)=-1;

%    df(3,1)=1;
%    df(3,2)=0;
    bidon1=sin(2*pi*(t2-x(3)));
    bidon2=(x(4)-Io)*cos(2*pi*(t2-x(3)));
    df(3,3)=-2*pi*(bidon1+bidon2);
    df(3,4)=sin(2*pi*(t2-x(3)));
%    df(4,1)=0
%    df(4,2)=1
    bidon1=((Io-x(4))*sin(2*pi*(t2-x(3))));
    bidon2=cos(2*pi*(t2-x(3)));
    df(4,3)=-2*pi*(bidon1+bidon2);
    bidon1=1+(x(1)-1)*cos(2*pi*x(3));

```

```
bidon2=(x(2)+Io)*sin(2*pi*x(3));  
fx0(1)=bidon1+bidon2;  
  
bidon1=-x(4)-Io+(x(2)-Io)*cos(2*pi*x(3));  
bidon2=(1-x(1))*sin(2*pi*x(3));  
fx0(2)=bidon1+bidon2;  
  
bidon1=x(1)+1-cos(2*pi*(t2-x(3)));  
bidon2=(x(4)-Io)*sin(2*pi*(t2-x(3)));  
fx0(3)=bidon1+bidon2;  
  
bidon1=x(2)+Io+(x(4)-Io)*cos(2*pi*(t2-x(3)));  
bidon2=sin(2*pi*(t2-x(3)));  
fx0(4)=bidon1+bidon2;  
  
  
delta=inv(df*fx0');  
x=x+delta;  
  
for i=1:4  
    if delta(i)<0.001  
        delta(i)=0;  
    else  
        delta(i)=1;  
    end  
end  
  
  
dt1=delta(1)*delta(2)*delta(3)*delta(4);  
  
while x(3)<0.5  
    x(3)=x(3)-0.5;  
end
```

```
while x(3)<0
    x(3)=x(3)+0.5;
end
end
if conv==0
    disp('Le programme ne converge pas.');
else
    vc0=x(1);
    il0=x(2);
    t1=x(3);
    ill=x(4);
end
dt=1/200;
for i=1:fix(t1*200)+1
    t(i)=(i-1)*dt;
    vc(i)=1+(vc0-1)*cos(2*pi*t(i))+(il0+Io)*sin(2*pi*t(i));
    il(i)=(il0+Io)*cos(2*pi*t(i))+(1-vc0)*sin(2*pi*t(i))-Io;
end
for i=fix(t1*200)+2:101
    t(i)=(i-1)*dt;
    vc(i)=1+cos(2*pi*(t(i)-t1))+(il0-Io)*sin(2*pi*(t(i)-t1));
    il(i)=(ill-Io)*cos(2*pi*(t(i)-t1))+sin(2*pi*(t(i)-t1))+Io;
end
for i=101:200
    t(i)=(i-1)*dt;
```

```
vc(1)=-vc(1-100);  
il(i)=-il(i-100);  
end  
  
plot(t,il,t,vc);  
xlabel('temps'); ylabel('il(t) et vc(t)');  
title('Évolution des variables d'état.');
```

```
end
```

### **ANNEXE 1.3**

Simulation du CRP fonctionnant au-dessus de la résonance à l'aide du  
plan d'état.

```
***SIMULATION D'UN CONVERTISSEUR A RESONANCE PARALLELE ***
```

```
%                  ** à l'aide du plan d'état.**
```

```
%      Recherche des conditions initiales du CRP.
```

```
*****INITIALISATION*****
```

```
clear
```

```
betaaa=atan(sqrt(8));
```

```
disp('');
```

```
fs=input('Quel est la fréquence d''opération nor,alisée:');
```

```
Io=input('Quel est le courant de charge normalisé:');
```

```
***** DETERMINATION DE fmax. *****
```

```
% fmax est la fréquence en bas de laquelle les interrupteurs  
% doivent être commandés à la fermeture et en haut de  
% laquelle ils doivent être commandés à l'ouverture.
```

```
if Io>sqrt(2)
```

```
    i10=sqrt(8)-Io;
```

```
    fmax=pi/(betaaa+pi+Io-i10);
```

```
elseif Io<=1
```

```
    fmax=1;
```

```
else
```

```
    f=0;
```

```
    i10=Io-0.5;
```

```
    while f<2
```

```
        i101=i10;
```

```
i10=i10+0.5;

i102=i10;

f=sqrt((i10+Io)^2+1)-sqrt((i10-Io)^2+1);

end

while abs(f-2)>0.000001

i10=(i101+i102)/2;

f=sqrt((i10+Io)^2+1)-sqrt((i10-Io)^2+1);

if f<2

i101=i10;

else

i102=i10;

end

end

R1=sqrt((i10-Io)^2+1);

alfa1=acos(1/R1);

R2=2+R1;

beta2=acos(1/R2);

fmax=pi/(pi-alfa1+beta2);

end

if fs>fmax

disp(' ');

disp('Vous devez utiliser des thyristors duaux!');

thdual

elseif fs<fmax & Io>1    % fs<fmax

disp(' ');

disp('Vous devez utiliser des thyristors duaux!');
```

```
% Même si des THDs sont nécessaires, les calculs  
% se font comme dans le cas d'un fonctionnement au dessous  
% de la résonance avec une commande à transistors avec  
% reconduction.  
trstr % Programme de l'annexe 1.5  
else % Io<1  
    disp(' ');  
    disp('Vous devez utiliser des thyristors-diodes.' );  
    thdiode % Programme de l'annexe 1.4  
end      % if fs>fmax  
  
***** FONCTIONNEMENT AU-DESSUS DE LA RESONANCE. *****  
  
*****INITIALISATION*****  
t3=1/(2*fs);  
*** Boucle qui determine le mode d'operation. ***  
if (2*pi/(4*fs))<=Io  
    mode=3          % Le mode 3 est le mode court-circuit.  
else  
    if Io>sqrt(2)  
        mode=2  
    else  
        R2=sqrt((2*Io)^2+1);  
        alfa=acos(1-Io^2);  
        beta1=asin(sin(alfa)/R2);  
        beta2=atan(2*Io);
```

```
Ts=(alfa+beta1+beta2)/pi;

if Ts>1/fs

    mode=2 % Le mode 2 est le mode de conduction
            % discontinu.

else

    mode=1 % Le mode 1 est le mode conduction continu

end

end

end

if mode==1

    Ts=1/(2*fs);

    i10=Io;

    % Détermination des bornes à Io près.

    while Ts<1/fs

        i101=i10;

        if Io>0.1

            i10=i10+Io;

        else

            i10=i10+0.5;

        end

        i102=i10;

        R1=sqrt((i10-Io)^2+1);

        if abs((1-i10*Io))/R1>1

            i10=(1-R1)/Io;

        end

    end
```

```
alfa=acos((1-i10*Io)/R1);
alfa2=alfa-atan(i10-Io);
i12=Io+R1*sin(alfa);
R2=sqrt((i10+Io)^2+1);
beta1=asin((i12-Io)/R2);
beta2=asin((i10+Io)/R2);
Ts=(alfa2+beta1+beta2)/pi;
end

% Etablissement du régime permanent.
while abs(Ts-1/fs)>0.00001
    i10=(i101+i102)/2;
    R1=sqrt((i10-Io)^2+1);
    alfa=acos((1-i10*Io)/R1);
    alfa1=atan(i10-Io);
    alfa2=alfa-alfa1;
    i12=Io+R1*sin(alfa);
    R2=sqrt((i10+Io)^2+1);
    beta1=asin((i12-Io)/R2);
    beta2=asin((i10+Io)/R2);
    Ts=(alfa2+beta1+beta2)/pi;
    if Ts<1/fs
        i101=i10;
    else
        i102=i10;
    end
end
```

```

t2=alfa2/(2*pi);

t=0:0.001:t2;

il=Io+R1*sin(2*pi*t+alfa1);

Vc=1-R1*cos(2*pi*t+alfa1);

t3=1/(2*fs);

tt=t2:0.001:t3;

iil=Io-R2*sin(2*pi*(tt-t2)-beta1);

VVc=R2*cos(2*pi*(tt-t2)-beta1)-1;

ttt=t3:0.001:(t2+t3);

iiil=-il;

VVVc=-Vc;

tttt=(t2+t3):0.001:2*t3;

iiiiil=-iil;

VVVVc=-VVc;

if alfa>pi/2

    il2=Io+R1;

end

v=[0,2*t3,-il2,iil];

axis(v);

plot(t,il,t,Vc);

title('Graphique de il et Vc normalise pour un cycle.');

xlabel('temps'); ylabel('il Vc'); grid; hold;

plot(tt,iil,tt,VVc); plot(ttt,iiil,ttt,VVVc);

plot(ttt,iiiiil,tttt,VVVVc);

pause; hold;

axis('square')

```

```
v=[-i12,i12,-i12,i12];
axis(v);
plot(Vc,i1);
title('Plan de phase.');
xlabel('Vc'); ylabel('i1'); grid; hold;
plot(VVc,i1); plot(VVVc,i11); plot(VVVVc,i111);
pause; hold; axis('normal')
axis;
axis;

elseif mode==2
    % Etablissement du régime permanent à partir de alfa.
    % alfa est l'angle entre Vc=0 et i1=i1max sur le plan
    % d'état.
    Ts=1/fs;
    conv=0;    % Variable qui indique la convergence
               % de la solution.
    alfa=pi/8;
    R2=sqrt(5-4*cos(alfa));
    i10=sqrt(R2^2-1)-Io;
    t1=(Io-i10)/(2*pi);
    t2=t1+alfa/(2*pi);
    beta1=asin(sin(alfa)/R2);
    beta2=acos(1/R2);
    temp=t2+(beta1+beta2)/(2*pi);
    if temp<Ts/2
```

```
alfa1=alfa;
alfa2=pi;
else
    alfa1=0;
    alfa2=alfa;
end
while abs(temp-t3)>0.000001
    alfa=(alfa1+alfa2)/2;
    R2=sqrt((2-cos(alfa))^2+(sin(alfa))^2);
    il0=sqrt(R2^2-1)-Io;
    t1=(Io-il0)/(2*pi);
    t2=t1+alfa/(2*pi);
    betal=asin(sin(alfa)/R2);
    beta2=acos(1/R2);
    temp=t2+(beta1+beta2)/(2*pi);
    if temp<Ts/2
        alfa1=alfa;
    else
        alfa2=alfa;
    end
end      %while abs(temp-Ts/2)>0.000001
il2=Io+sin(alfa);
t3=1/(2*fs);
if fs>0.2
    t=0:0.001:t1;
    il=il0+2*pi*t;
```

```
Vc=0*t;
tt=t1:0.001:t2;
i1l=Io+sin(2*pi*(tt-t1));
Vvc=1-cos(2*pi*(tt-t1));
ttt=t2:0.001:t3;
i1il=Io-R2*sin(2*pi*(ttt-t2)-beta1);
VVVc=R2*cos(2*pi*(ttt-t2)-beta1)-1;
tttt=t3:0.001:(t1+t3);
i1i1l=-i1l;
VVVVc=-Vc;
ttttt=(t1+t3):0.001:(t2+t3);
i1i1ll=-i1l;
VVVVVc=-Vvc;
tttttt=(t2+t3):0.001:2*t3;
i1i1i1l=-i1il;
VVVVVVc=-VVc;
else
t=0:0.01:t1;
i1=i10+2*pi*t;
Vc=0*t;
tt=t1:0.01:t2;
i1l=Io+sin(2*pi*(tt-t1));
Vvc=1-cos(2*pi*(tt-t1));
ttt=t2:0.01:t3;
i1il=Io-R2*sin(2*pi*(ttt-t2)-beta1);
VVVc=R2*cos(2*pi*(ttt-t2)-beta1)-1;
```

```
tttt=t3:0.01:(t1+t3);
iiii1=-i1;
VVVVC=-VC;
ttttt=(t1+t3):0.01:(t2+t3);
iiii1l=-i1l;
VVVVVC=-VVc;
tttttt=(t2+t3):0.01:2*t3;
iiii1l=-i1l;
VVVVVVC=-VVVc;
end
v=[0,1/fs,-i12,i12];
axis(v);
plot(t,i1,t,Vc);
title('Graphique de i1 et Vc normalise pour un cycle.');
xlabel('temps'); ylabel('i1 Vc'); grid; hold;
plot(tt,i1l,tt,VVC); plot(ttt,ii1l,ttt,VVVC);
plot(tttt,iiii1l,ttttt,VVVVC);
plot(ttttt,iiii1l,ttttt,VVVVVVC);
pause; hold;
axis('square')
v=[-i12,i12,-i12,i12];
axis(v);
plot(Vc,i1);
title('Plan d\'etat.');
xlabel('Vc'); ylabel('i1'); grid; hold;
```

```
plot(VVc,iil); plot(VVVc,iiil); plot(VVVVc,iiiil);
plot(VVVVVc,iiiiil); plot(VVVVVVc,iiiiiiil);
pause; hold; axis('normal')
axis;
axis;
else
    disp('Ces conditions sont en mode court-circuit, vous ne');
    disp('pouvez pas opérer à ces fréquence et courant.');
    disp('Vous avez un courant maximum pour la fréquence');
    disp('donnée et une fréquence maximum pour le courant');
    disp('donné.');
    disp('Le graphique est tracé en considérant fsmax.');
Iomax=pi/(2*fs)
fsmax=pi/(2*Io)
disp('Appuyez sur "RC" pour continuer.');
pause;
Io=Iomax;
if fs>0.2
    t=0:0.001:1/(4*fs);
    il=2*pi*t;
    Vc=0*t;
    tt=1/(4*fs):0.001:1/(2*fs);
    iil=Io-2*pi*(tt-1/(4*fs));
    VVc=0*tt;
    ttt=1/(2*fs):0.001:3/(4*fs);
    iiil=-il;
```

```
VVVC=-Vc;
ttt=3/(4*fs):0.001:1/fs;
iiil=-iil;
VVVC=-VVc;
else
    t=0:0.01:1/(4*fs);
    il=2*pi*t;
    Vc=0*t;
    tt=1/(4*fs):0.01:1/(2*fs);
    iil=Io-2*pi*(tt-1/(4*fs));
    Vvc=0*tt;
    ttt=1/(2*fs):0.01:3/(4*fs);
    iiil=-il;
    VVc=-Vc;
    ttt=3/(4*fs):0.01:1/fs;
    iiil=-iil;
    VVVc=-VVc;
end
v=[0,1/fs,-Io,Io];
axis(v);
plot(t,il,t,Vc);
title('Graphique de il et Vc normalise pour un cycle.');
xlabel('temps'); ylabel('il Vc'); grid; hold;
plot(tt,iil,tt,Vvc); plot(ttt,iiil,ttt,VVc);
plot(ttt,iiil,ttt,VVVc);
pause; hold;
```

```
v=[-Io,Io,-Io,Io];
axis('square')
axis(v);
plot(Vc,i1);
title('Plan de phase.');
xlabel('Vc'); ylabel('i1'); grid; hold;
plot(VVc,i1); plot(VVVc,ii1); plot(VVVVc,iii1);
pause; hold; axis('normal')
axis;
axis;
end % if mode==1
end % FIN
```

## **ANNEXE 1.4**

Simulation du CRP fonctionnant au-dessous de la résonance à l'aide  
du plan d'état, utilisant une logique à thyristors diodes.

```
*** SIMULATION DU CRP FONCTIONNANT AU-DESSOUS DE LA.**
***** RÉSONANCE. *****
% En fonctionnant au-dessous de 0.5 fs, avec des thyristors,
% il peut y avoir un instant où les deux interrupteurs sont
% bloqués. On a alors un temps mort (mode 4) où un temps de
% décharge du condensateur avec Ie=Io (mode 3).

*****INITIALISATION*****
% Les valeurs de Io et fs sont initialisés à l'aide du %
% programme de l'annexe 1.3.

*** Boucle qui détermine le mode d'opération. ***
clear
Io=input('Io=');
fs=input('fop=');
if Io>1
    mode=5;    % Au-dessous de fs, on ne peut pas opérer avec
                % des courants > 1 avec des thyristors.
else
    % Cette routine détermine si il(t) est nul pour un temps > 0.
    if Io==0
        Io=0.0000000001;
    end
    alfa=2*pi-asin(Io);
    vc2=1-cos(alfa);
    R2=sqrt((1+vc2)^2+Io^2);
    il0=sqrt(R2^2-1)-Io;
```

```
beta1=asin(Io/R2);

beta2=acos(1/R2);

Ts=(alfa+beta2-beta1+Io-I10)/pi;

if Ts>1/fs      % si il(t) ne s'annule pas.

    R2=sqrt((2*Io)^2+1);

    alfa=acos(1-Io^2);

    beta1=asin(sin(alfa)/R2);

    beta2=atan(2*Io);

    Ts=(2*pi-alfa+beta2-beta1)/pi;

    if Ts<1/fs

        mode=2 % Le mode 2 est le mode de conduction
                 % discontinu du condensateur seulement.

    else

        mode=1 % Le mode 1 est le mode de conduction
                 % continu.

    end

else           % Si il(t) s'annule pour t>0

    alfa=2*pi-asin(Io);

    vc2=1-cos(alfa);

    Ts=(alfa+vc2/Io+Io)/pi;

    if Ts>1/fs

        mode=3 % Il y a discontinuité de vc(t) et de
                 % il(t) mais pas les deux à la fois.

    else

        mode=4 % Il y a discontinuité de il(t) et de
                 % vc(t) ensemble.
```

```
    end
end      %if Ts>1/fs
end      %if Io>1

if mode==1
Ts=2/fs;
i10=Io;
% Détermination des bornes de i10 à 0.1 près.
while Ts>1/fs
i101=i10;
i10=i10+0.1;
i102=i10;
R1=sqrt((i10-Io)^2+1);
alfa=2*pi-acos((1-i10*Io)/R1);
alfa2=alfa-atan(i10-Io);
i12=Io+R1*sin(alfa);
R2=sqrt((i10+Io)^2+1);
beta1=asin(R1*sin(alfa)/R2);
beta2=atan(i10+Io);
Ts=(alfa2+beta1+beta2)/pi;
end
% Etablissement du régime permanent.
while abs(Ts-1/fs)>0.00001
i10=(i101+i102)/2;
R1=sqrt((i10-Io)^2+1);
alfa=2*pi-acos((1-i10*Io)/R1);
```

```

alfa1=atan(i10-Io);
alfa2=alfa-alfa1;
i12=Io+R1*sin(alfa);
R2=sqrt((i10+Io)^2+1);
beta1=asin(R1*sin(alfa)/R2);
beta2=atan(i10+Io);
Ts=(alfa2+beta1+beta2)/pi;
if Ts>1/fs
    i101=i10;
else
    i102=i10;
end
end
% Calcul de il(t) et de Vc(t) pour un cycle.
t2=alfa2/(2*pi);
t3=1/(2*fs);
for v=1:100*t2+1
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=Io+R1*sin(2*pi*t+alfa1);
    Vc(v)=1-R1*cos(2*pi*t+alfa1);
end
for v=fix(100*t2+2):100*t3+1
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=Io-R2*sin(2*pi*(t-t2)-beta1);

```

```
Vc(v)=R2*cos(2*pi*(t-t2)-beta1)-1;
end

for v=fix(100*t3+2):(200*t3+2)
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=-il(v-100*t3);
    Vc(v)=-Vc(v-100*t3);
end

plot(temps,il,temps,Vc);
grid;
ylabel('il Vc'); xlabel('temps.');
pause;

if Io>1/1.6
    borne=Io+R1;
else
    borne=(R1+1);
end

v=[-borne,borne,-borne,borne];
axis(v);
axis('square');
plot(Vc,il);
title('Plan d''etat.');
xlabel('Vc'); ylabel('il'); grid;
pause;

axis('normal');
```

```
elseif mode==2

    i101=-Io;
    i102=Io;
    % Etablissement du régime permanent.

    while abs(Ts-1/fs)>0.000001

        i10=(i101+i102)/2;

        R2=sqrt((i10+Io)^2+1);

        t1=(Io-i10)/(2*pi);

        alfa=acos((5-R2^2)/4);

        t2=t1+1-alfa/(2*pi);

        beta1=asin(sin(alfa)/R2);

        beta2=acos(1/R2);

        Ts=2*(t2+(beta2-beta1)/(2*pi));

        if Ts>1/fs

            i101=i10;

        else

            i102=i10;

        end

    end      %while abs(Ts-1/fs)>0.000001

    % Calcul de il(t) et de Vc(t) pour un cycle complet.

    t3=1/(2*fs);

    for v=1:100*t1+1

        t=(v-1)/100;

        temps(v)=t;

        il(v)=i10+2*pi*t;

        Vc(v)=0;
```

```
end

for v=fix(100*t1+2):100*t2+1
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=Io+sin(2*pi*(t-t1));
    vc(v)=1-cos(2*pi*(t-t1));
end

for v=fix(100*t2+2):100*t3+1
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=Io-R2*sin(2*pi*(t-t2)+beta1);
    vc(v)=R2*cos(2*pi*(t-t2)+beta1)-1;
end

for v=fix(100*t3+2):(200*t3+2)
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=-il(v-100*t3);
    vc(v)=-vc(v-100*t3);
end

plot(temps,il,temps,vc);
grid;
ylabel('il vc'); xlabel('temps.');
pause;

if Io>1
    borne=Io+R1;
else
```

```
borne=(R1+1);

end

v=[-borne,borne,-borne,borne];
axis(v);
axis('square');
plot(Vc,il);
title('Plan d''etat.');
xlabel('Vc'); ylabel('il'); grid;
pause;
axis('normal');

elseif mode==3

il01=0;
il02=Io;
alfa=2*pi-asin(Io);
vc2=1-cos(alfa);
Ts=2/fs;

% Etablissement du regime permanent.

while abs(Ts-1/fs)>0.000001

il0=(il01+il02)/2;
R2=sqrt((Io+il0)^2+1);
beta1=asin(Io/R2);
vc3=R2*cos(beta1)-1;
beta2=acos(1/R2);
Ts=(alfa+(vc2-vc3)/Io+beta2-beta1+Io-il0)/pi;
if Ts>1/fs

il01=il0;
```

```
else
    i102=i10;
end
end

% Calcul de il(t) et de vc(t) pour un cycle complet.

t1=(Io-i10)/(2*pi);
t3=t1+(alfa)/(2*pi);
t4=t2+(vc2-vc3)/(2*pi*Io);
t6=1/(2*fs);
for v=1:100*t1+1
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=i10+2*pi*t;
    vc(v)=0;
end
for v=fix(100*t1+2):100*t3+1
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=Io+sin(2*pi*(t-t1));
    vc(v)=1-cos(2*pi*(t-t1));
end
for v=fix(100*t3+2):100*t4+1
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=0;
    vc(v)=vc2-2*pi*Io*(t-t3);
```

```

end

for v=fix(100*t4+2):100*t6+1
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=Io-R2*sin(2*pi*(t-t4)+beta1);
    Vc(v)=R2*cos(2*pi*(t-t4)+beta1)-1;
end

for v=fix(100*t6+2):(200*t6+2)
    t=(v-1)/100;
    temps(v)=t;
    il(v)=-il(v-100*t3);
    Vc(v)=-Vc(v-100*t3);
end

plot(temps,il,temps,Vc);
grid;
ylabel('il Vc'); xlabel('temps.');
pause;

if Io>1
    borne=Io+R1;
else
    borne=(R1+1);
end

v=[-borne,borne,-borne,borne];
axis(v);
axis('square');
plot(Vc,il);

```

```
title('Plan d''etat.');

xlabel('Vc'); ylabel('il'); grid;
pause;

axis('normal');

elseif mode==4

    % Le régime permanent se calcule directement.

    alfa=2*pi-asin(Io);

    vc2=1-cos(alfa);

    Ts=1/fs;

    t1=Io/(2*pi);

    t2=t1+(alfa)/(2*pi);

    t3=t2+vc2/(2*pi*Io);

    t4=1/(2*fs);

    t=0:0.001:t1;

    il=2*pi*t;

    Vc=0*t;

    tt=t1:0.001:t2;

    iil=Io+sin(2*pi*(tt-t1));

    vvc=1-cos(2*pi*(tt-t1));

    ttt=t2:0.001:t3;

    iiil=0*ttt;

    vvvvc=vc2-2*pi*Io*(ttt-t2);

    tttt=t3:0.1:t4;

    iiiil=0*tttt;

    vvvvvc=0*tttt;

    ttttt=t4:0.001:(t1+t4);
```

```
ill=-i1;
Vcc=-Vc;
ttttt=(t1+t4):0.001:(t2+t4);
iill=-i1l;
VVCC=-VVc;
tttttt=(t2+t4):0.001:(t3+t4);
iilll=-i1ll;
VVVCC=-VVVc;
ttttttt=(t3+t4):0.1:2*t4;
iiilll=-i1lll;
VVVVCC=-VVVVc;
v=[0,1/fs,-3,3];
axis(v);
plot(t,il,t,Vc);
title('Graphique de il et vc normalise pour un cycle.');
xlabel('temps'); ylabel('il vc'); grid; hold;
plot(tt,i1l,tt,Vc); plot(ttt,i1ll,ttt,VVc);
plot(tttt,i1lll,tttt,VVVc); plot(tttt,ill,ttttt,Vcc);
plot(tttttt,i1lll,tttttt,VVVcc);
plot(ttttttt,i1lll,ttttttt,VVVVcc);
xx=[t3,t4]; yy=[0,0];
xxx=[t3+t4,2*t4]; yyy=[0,0];
plot(xx,yy); plot(xxx,yyy);
pause;
hold;
```

```
v=[-2,2,-2,2];
axis(v);
axis('square')
plot(vc,il);
title('Plan de phase.');
xlabel('Vc'); ylabel('il'); grid; hold;
plot(VVc,iil); plot(VVVc,iiil); plot(VVVVc,iiiil);
plot(Vcc,ill); plot(VVcc,iill);
plot(VVVcc,iiill); plot(VVVVcc,iiiill);
pause; hold;
axis;
axis('normal');

else
    disp(' ');
    disp('Ce fonctionnement est impossible avec');
    disp('des thyristors.');

end
end
```

## **ANNEXE 1.5**

Simulation du CRP fonctionnant au-dessous de la résonance à l'aide  
du plan d'état, utilisant une logique à transistors diodes.

```
% SIMULATION D'UN CRP FONCTIONNANT AU-DESSOUS DE LA  
% RESONANCE EN UTILISANT DES TRANSISTORS-DIODES.
```

```
% L'usage des transistors est nécessaire lorsque la fermeture  
% des interrupteurs doit être commandée et que le courant  
% y circulant ne s'inverse pas pour le bloquer.
```

```
***** INITIALISATION *****
```

```
clear;
```

```
if fs>1/(2*(Io/pi+1));
```

```
    if Io>=sqrt(2)
```

```
        mode=2 % avec un courant > sqrt(2), la discontinuité est  
        % assurée
```

```
    else
```

```
        R2=sqrt((2*Io)^2+1);
```

```
        alfa=acos(1-Io^2);
```

```
        beta1=asin(sin(alfa)/R2);
```

```
        beta2=atan(2*Io);
```

```
        Ts=(2*pi-alfa+beta2-beta1)/pi;
```

```
        if Ts<1/fs
```

```
            mode=2 % Le mode 2 est le mode de conduction  
            % discontinu.
```

```
        else
```

```
            mode=1 % Le mode 1 est le mode de conduction  
            % continu.
```

```
        end
```

```
    end
```

```
else      % Mode MULTIPLE

    % Si les interrupteurs sont des transistors, ils peuvent
    % reconduire lorsque le courant redevient positif, donc:

    % Boucle qui détermine la limite du programme.

R2=sqrt((2*Io)^2+1);
beta2=acos(1/R2);
beta11=0;
beta12=beta2;
beta1=(beta11+beta12)/2;
alfal=acos(2-R2*cos(beta1));
while abs(R2*sin(beta1)-sin(alfal))>0.000001
    beta1=(beta11+beta12)/2;
    alfal=acos(2-R2*cos(beta1));
    if sin(alfal)>(R2*sin(beta1))
        beta11=beta1;
    else
        beta12=beta1;
    end
end
Ts=(2*pi+beta1+beta2+alfal)/pi;
if 1/fs<(Ts-0.0001)
    mode=3      % Le mode 3 est celui de la reconduction
                % du transistor durant la même demi-période.
else
    mode=4      % Le programme n'est conçu pour une
```

```
% Fréquence aussi basse.  
end  
end % if fs>1/(2*(Io/pi+1));  
  
if mode==1  
    Ts=2/fs;  
    il0=Io;  
    % Détermination des bornes de il0 à 0.1 près.  
    while Ts>1/fs  
        il01=il0;  
        il0=il0+0.1;  
        il02=il0;  
        R1=sqrt((il0-Io)^2+1);  
        alfa=2*pi-acos((1-il0*Io)/R1);  
        alfa2=alfa-atan(il0-Io);  
        il2=Io+R1*sin(alfa);  
        R2=sqrt((il0+Io)^2+1);  
        beta1=asin(R1*sin(alfa)/R2);  
        beta2=atan(il0+Io);  
        Ts=(alfa2+beta1+beta2)/pi;  
    end  
    % Etablissement du régime permanent.  
    while abs(Ts-1/fs)>0.00001  
        il0=(il01+il02)/2;  
        R1=sqrt((il0-Io)^2+1);  
        alfa=2*pi-acos((1-il0*Io)/R1);
```

```
alfa1=atan(i10-Io);
alfa2=alfa-alfa1;
i12=Io+R1*sin(alfa);
R2=sqrt((i10+Io)^2+1);
beta1=asin(R1*sin(alfa)/R2);
beta2=atan(i10+Io);
Ts=(alfa2+beta1+beta2)/pi;
if Ts>1/fs
    i101=i10;
else
    i102=i10;
end
end
% Calcul de i1(t) et de Vc(t) pour un cycle.
t2=alfa2/(2*pi);
t=0:0.001:t2;
i1=Io+R1*sin(2*pi*t+alfa1);
Vc=1-R1*cos(2*pi*t+alfa1);
t3=1/(2*fs);
tt=t2:0.001:t3;
iil=Io-R2*sin(2*pi*(tt-t2)-beta1);
VVc=R2*cos(2*pi*(tt-t2)-beta1)-1;
ttt=t3:0.001:(t2+t3);
iiil=-i1;
VVVc=-Vc;
tttt=(t2+t3):0.001:2*t3;
```

```
iil=-iil;
VVVVC=-VVC;
if Io>1
    v=[0,1/fs,-(Io+R1),Io+R1];
else
    v=[0,1/fs,-1-R1,1+R1];
end
axis(v);
plot(t,iil,t,Vc);
title('Graphique de il et Vc normalisé pour un cycle.');
xlabel('temps'); ylabel('il Vc'); grid; hold;
plot(tt,iil,tt,VVC); plot(ttt,iil,ttt,VVVC);
plot(tttt,iil,tttt,VVVVC);
pause; hold;
if Io>1/1.6
    borne=Io+R1;
else
    borne=(R1+1);
end
v=[-1.6*borne,1.6*borne,-borne,borne];
axis(v);
plot(Vc,iil);
title('Plan d'état.');
xlabel('Vc'); ylabel('il'); grid; hold;
plot(VVC,iil); plot(VVVC,iil); plot(VVVVC,iil);
pause; hold;
```

```
axis;
axis;
elseif mode==2
if Io>1
    il02=-Io+sqrt(8);
else
    il02=Io;
end
il01=-Io;
% Etablissement du régime permanent.
Ts=2*fs
while abs(Ts-1/fs)>0.000001
    il0=(il01+il02)/2;
    R2=sqrt((il0+Io)^2+1);
    t1=(Io-il0)/(2*pi);
    alfa=acos((5-R2^2)/4);
    t2=t1+1-alfa/(2*pi);
    beta1=asin(sin(alfa)/R2);
    beta2=acos(1/R2);
    Ts=2*(t2+(beta2-beta1)/(2*pi));
    if Ts>1/fs
        il01=il0;
    else
        il02=il0;
    end
end %while abs(Ts-1/fs)>0.000001
```

```

% Calcul de il(t) et de vc(t) pour un cycle complet.

t3=1/(2*f8);

if fs>0.2      t=0:0.001:t1;

il=il0+2*pi*t;

vc=0*t;

tt=t1:0.001:t2;

iil=Io+sin(2*pi*(tt-t1));

VVC=1-cos(2*pi*(tt-t1));

ttt=t2:0.001:t3;

iiil=Io-R2*sin(2*pi*(ttt-t2)+beta1);

VVVC=R2*cos(2*pi*(ttt-t2)+beta1)-1;

tttt=t3:0.001:(t1+t3);

iiil=-il;

VVVVC=-VC;

ttttt=(t1+t3):0.001:(t2+t3);

iiiiil=-iil;

VVVVVC=-VVC;

tttttt=(t2+t3):0.001:2*t3;

iiiiil=-iiil;

VVVVVVC=-VVVC;

else

t=0:0.01:t1;

il=il0+2*pi*t;

vc=0*t;

tt=t1:0.01:t2;

iil=Io+sin(2*pi*(tt-t1));

```

```
VVc=1-cos(2*pi*(tt-t1));
ttt=t2:0.01:t3;
i111=Io-R2*sin(2*pi*(ttt-t2)+beta1);
VVVc=R2*cos(2*pi*(ttt-t2)+beta1)-1;
tttt=t3:0.01:(t1+t3);
i111l=-i11;
VVVVc=-Vc;
ttttt=(t1+t3):0.01:(t2+t3);
i111l=-i11;
VVVVVc=-VVc;
tttttt=(t2+t3):0.01:2*t3;
i111l=-i11;
VVVVVVc=-VVc;
end
if Io>1
v=[0,1/fs,-2*Io*1.5,3*Io];
else
v=[0,1/fs,-3,3];
end
axis(v)
plot(t,i11,t,Vc);
title('Graphique de il et Vc normalisés pour un cycle.');
xlabel('temps'); ylabel('il Vc'); grid; hold;
plot(tt,i11,tt,VVc); plot(ttt,i11l,ttt,VVVc);
plot(tttt,i111l,tttt,VVVVc);
plot(ttttt,i111l,tttt,VVVVVc);
```

```
plot(tttttt,iiiiii,tttttt,vvvvvv);  
pause;  
hold;  
if Io>1  
    v=[-3*Io,3*Io,-2*Io,2*Io];  
else  
    v=[-3,3,-2,2];  
end  
axis(v)  
plot(Vc,i1);  
title('Plan d'état.');//  
xlabel('Vc'); ylabel('i1'); grid; hold;  
plot(VVc,ii1); plot(VVVC,iiii); plot(VVVVC,iiiii);  
plot(VVVVVc,iiiiii); plot(VVVVVVc,iiiiiiii);  
pause; hold;  
axis;  
axis;  
elseif mode==3  
    % Etablissement du régime permanent à partir de alfa.  
    % alfa est l'angle entre Vc=0 et i1=i1max sur le plan  
    % d'état.  
    Ts=1/fs;  
    t3=Ts/2;  
    alfa=pi/8;  
    R2=sqrt(5-4*cos(alfa));  
    i10=sqrt(R2^2-1)-Io;
```

```
t1=(Io-I10)/(2*pi);
t2=t1+1+alfa/(2*pi);
beta1=asin(sin(alfa)/R2);
beta2=acos(1/R2);
temp=t2+(beta1+beta2)/(2*pi);
if temp<Ts/2
    alfa1=alfa;
    alfa2=pi;
else
    alfa1=0;
    alfa2=alfa;
end
while abs(temp-t3)>0.000001
    alfa=(alfa1+alfa2)/2;
    R2=sqrt((2-cos(alfa))^2+(sin(alfa))^2);
    I10=sqrt(R2^2-1)-Io;
    t1=(Io-I10)/(2*pi);
    t2=t1+1+alfa/(2*pi);
    beta1=asin(sin(alfa)/R2);
    beta2=acos(1/R2);
    temp=t2+(beta1+beta2)/(2*pi);
    if temp<Ts/2
        alfa1=alfa;
    else
        alfa2=alfa;
    end
```

```

end %while abs(temp-Ts/2)>0.000001

I12=Io+sin(alfa);
t3=1/(2*fS);
t=0:0.005:t1;
i1=i10+2*pi*t;
Vc=0*t;
tt=t1:0.005:t2;
i1l=Io+sin(2*pi*(tt-t1));
VVc=1-cos(2*pi*(tt-t1));
ttt=t2:0.005:t3;
i1il=Io-R2*sin(2*pi*(ttt-t2)-beta1);
VVVc=R2*cos(2*pi*(ttt-t2)-beta1)-1;
tttt=t3:0.005:(t1+t3);
i1il=-i1l;
VVVVc=-Vc;
ttttt=(t1+t3):0.005:(t2+t3);
i1i1il=-i1l;
VVVVVc=-VVc;
tttttt=(t2+t3):0.005:2*t3;
i1i1i1l=-i1il;
VVVVVVc=-VVVc;
clg
if Io>1
    borne=2*Io;
else
    borne=2;

```

```
end

v=[0,1/fs,-borne,borne];
axis(v);
plot(t,i1,t,vc);
title('Graphique de i1 et vc normalisés pour un cycle.');
xlabel('temps'); ylabel('i1 vc'); grid; hold;
plot(tt,i1l,tt,vvc); plot(ttt,i1il,ttt,vvvc);
plot(tttt,i1iil,tttt,vvvvc);
plot(ttttt,i1iiil,ttttt,vvvvvvc);
plot(tttttt,i1iiiil,tttttt,vvvvvvvvc);
pause; hold; clg;

v=[-1.5*borne,1.5*borne,-borne,borne];
axis(v);
plot(vc,i1);
title('Plan d'état.');
xlabel('vc'); ylabel('i1'); grid; hold;
plot(vvc,i1l); plot(vvvc,i1il); plot(vvvvc,i1iil);
plot(vvvvvvc,i1iiil); plot(vvvvvvvvc,i1iiiil);
pause; hold;
axis;
axis;

else

    disp('Ce programme n''est pas prévu pour une fréquence');
    disp('aussi basse a cause du peu d''avantage pratique.');
end % if mode==1
end % FIN
```

## **ANNEXE 1.6**

Dimensionnement du CRP fonctionnant au-dessus de la résonance.

```
% Programme de dimensionnement du CRP fonctionnant au-dessus  
% de la fréquence de résonance.
```

```
clear  
  
for x=1:4  
  
    Io=(x-1)/2  
  
    for y=1:50  
  
        fs=1+y/50;  
  
        fop(x,y)=fs;  
  
        Ioo(x,y)=Io;  
  
        dt=1/fs/1000;  
  
        vCmax(x,y)=0;  
  
        ilmax(x,y)=0;  
  
        Vo(x,y)=0;  
  
        IQmoy(x,y)=0;  
  
        IQrms(x,y)=0;  
  
        IDmoy(x,y)=0;  
  
        t3=1/(2*fs);  
  
        %*** Boucle qui détermine le mode d'opération. ***  
        if (2*pi/(4*fs))<=Io  
            mode=3; % Le mode 3 est le mode court-circuit.  
        else  
            if Io>sqrt(2)  
                mode=2;  
            else
```

```
R2=sqrt((2*Io)^2+1);
alfa=acos(1-Io^2);
beta1=asin(sin(alfa)/R2);
beta2=atan(2*Io);
Ts=(alfa+beta1+beta2)/pi;
if Ts>1/fs
    mode=2; % Le mode 2 est le mode de conduction
              % discontinu.
else
    mode=1; % Le mode 1 est le mode de conduction
              % continu.
end
end

if mode==1
    Ts=1/(2*fs);
    il0=Io;
    % Détermination des bornes à Io près.
    while Ts<1/fs
        il01=il0;
        if Io>0.1
            il0=il0+Io;
        else
            il0=il0+0.5;
        end
    end
```

```
i102=i10;
R1=sqrt((i10-Io)^2+1);
if abs((1-i10*Io))/R1>1
    i10=(1-R1)/Io;
end
alfa=acos((1-i10*Io)/R1);
alfa2=alfa-atan(i10-Io);
i12=Io+R1*sin(alfa);
R2=sqrt((i10+Io)^2+1);
beta1=asin((i12-Io)/R2);
beta2=asin((i10+Io)/R2);
Ts=(alfa2+beta1+beta2)/pi;
end
% Etablissement du régime permanent.
while abs(Ts-1/fs)>0.00001
    i10=(i101+i102)/2;
    R1=sqrt((i10-Io)^2+1);
    alfa=acos((1-i10*Io)/R1);
    alfa1=atan(i10-Io);
    alfa2=alfa-alfa1;
    i12=Io+R1*sin(alfa);
    R2=sqrt((i10+Io)^2+1);
    beta1=asin((i12-Io)/R2);
    beta2=asin((i10+Io)/R2);
    Ts=(alfa2+beta1+beta2)/pi;
    if Ts<1/fs
```

```

    il01=il0;
else
    il02=il0;
end
end

t2=alfa2/(2*pi);

t=0;

for i=1:round(1000*t2*fs)

    il(i)=Io+R1*sin(2*pi*t+alfa1);
    vc(i)=1-R1*cos(2*pi*t+alfa1);
    vo(x,y)=vo(x,y)+abs(vc(i));
    if abs(il(i))>ilmmax(x,y)
        ilmax(x,y)=abs(il(i));
    end
    if abs(vc(i))>vcmax(x,y)
        vcmax(x,y)=abs(vc(i));
    end
    iqmoy(x,y)=iqmoy(x,y)+abs(il(i));
    iqrms(x,y)=iqrms(x,y)+il(i)*il(i);
    t=t+dt;
    %tt(i)=t;
end

for i=round(1000*t2*fs)+1:500

    il(i)=Io-R2*sin(2*pi*(t-t2)-beta1);
    vc(i)=R2*cos(2*pi*(t-t2)-beta1)-1;
    vo(x,y)=vo(x,y)+abs(vc(i));

```

```
if abs(il(i))>ilmax(x,y)
    ilmax(x,y)=abs(il(i));
end

if abs(Vc(i))>vCmax(x,y)
    vCmax(x,y)=abs(Vc(i));
end

if il(i)<0
    IQmoy(x,y)=IQmoy(x,y)+abs(il(i));
    IQrms(x,y)=IQrms(x,y)+il(i)*il(i);
else
    IDmoy(x,y)=IDmoy(x,y)+abs(il(i));
end

t=t+dt;
tt(i)=t;

end

elseif mode==2
    % Etablissement du régime permanent à partir de alfa.
    % alfa est l'angle entre Vc=0 et il=ilmax sur le plan
    % d'état.

    Ts=1/fs;
    conv=0;    % Variable qui indique la convergence
                % de la solution.

    alfa=p1/8;
    R2=sqrt(5-4*cos(alfa));
    il0=sqrt(R2^2-1)-Io;
```

```
t1=(Io-110)/(2*pi);
t2=t1+alfa/(2*pi);
beta1=asin(sin(alfa)/R2);
beta2=acos(1/R2);
temp=t2+(beta1+beta2)/(2*pi);
if temp<Ts/2
    alfa1=alfa;
    alfa2=pi;
else
    alfa1=0;
    alfa2=alfa;
end
while abs(temp-t3)>0.000001
    alfa=(alfa1+alfa2)/2;
    R2=sqrt((2-cos(alfa))^2+(sin(alfa))^2);
    i10=sqrt(R2^2-1)-Io;
    t1=(Io-i10)/(2*pi);
    t2=t1+alfa/(2*pi);
    beta1=asin(sin(alfa)/R2);
    beta2=acos(1/R2);
    temp=t2+(beta1+beta2)/(2*pi);
    if temp<Ts/2
        alfa1=alfa;
    else
        alfa2=alfa;
    end
```

```

end           %while abs(temp-Ts/2)>0.000001

t=0;

for i=1:round(1000*t1*fs)

il(i)=il0+2*pi*t;

Vc(i)=0*t;

Vo(x,y)=Vo(x,y)+abs(Vc(i));

if abs(il(i))>ilmmax(x,y)

ilmmax(x,y)=abs(il(i));

end

if abs(Vc(i))>vCmax(x,y)

vCmax(x,y)=abs(Vc(i));

end

if il(i)>0

IQmoy(x,y)=IQmoy(x,y)+il(i);

IQrms(x,y)=IQrms(x,y)+il(i)*il(i);

else

IDmoy(x,y)=IDmoy(x,y)-il(i);

end

tt(i)=t;

t=t+dt;

end

for i=round(1000*t1*fs)+1:round(1000*t2*fs)

il(i)=Io+sin(2*pi*(t-t1));

Vc(i)=1-cos(2*pi*(t-t1));

Vo(x,y)=Vo(x,y)+abs(Vc(i));

if abs(il(i))>ilmmax(x,y)

```

```

    ilmax(x,y)=abs(il(1));
end
if abs(Vc(i))>vCmax(x,y)
    vCmax(x,y)=abs(Vc(i));
end
IQmoy(x,y)=IQmoy(x,y)+il(1);
IQrms(x,y)=IQrms(x,y)+il(i)*il(i);
tt(i)=t;
t=t+dt;
end
for i=round(1000*t2*fs)+1:500
    il(i)=Io-R2*sin(2*pi*(t-t2)-beta1);
    Vc(i)=R2*cos(2*pi*(t-t2)-beta1)-1;
    Vo(x,y)=Vo(x,y)+abs(Vc(i));
    if abs(il(i))>ilmax(x,y)
        ilmax(x,y)=abs(il(i));
    end
    if abs(Vc(i))>vCmax(x,y)
        vCmax(x,y)=abs(Vc(i));
    end
    if il(i)<0
        IQmoy(x,y)=IQmoy(x,y)+abs(il(i));
        IQrms(x,y)=IQrms(x,y)+il(i)*il(i);
    else
        IDmoy(x,y)=IDmoy(x,y)+abs(il(i));
    end
end

```

```

tt(1)=t;
t=t+dt;
end
else
fs=pi/2/Io;
fop(x,y)=fs;
dt=1/fs/1000;
t=0;
for i=1:500
il(i)=-Io+2*pi*t;
Vc(i)=0*t;
Vo(x,y)=Vo(x,y)+abs(Vc(i));
if abs(il(i))>ilmmax(x,y)
ilmmax(x,y)=abs(il(i));
end
if abs(Vc(i))>vcmax(x,y)
vcmax(x,y)=abs(Vc(i));
end
if il(i)>0
IQmoy(x,y)=IQmoy(x,y)+il(i);
IQrms(x,y)=IQrms(x,y)+il(i)*il(i);
else
IDmoy(x,y)=IDmoy(x,y)-il(i);
end
t=t+dt;
tt(1)=t;

```

```
    end
end % if mode==1
Vo(x,y)=Vo(x,y)/i;
IQmoy(x,y)=IQmoy(x,y)/i/2;
IQrms(x,y)=sqrt(IQrms(x,y)/i/2);
IDmoy(x,y)=IDmoy(x,y)/i/2;
Po(x,y)=Vo(x,y)*Io;
end %for y:...
end %for x:...
axis([1,2,0,6]);
plot(fop',ilmax');
xlabel('Fop n'); ylabel('ilmaxn');
grid; title('Graphique de la tension de sortie pour un
fonctionnement au-dessus de la resonance.');
pause
plot(fop',vCmax');
xlabel('Fop n'); ylabel('vCmaxn');
grid; title('Cs=inf et R=0.');
pause
axis([1,2,0,4]);
plot(fop',Vo');
xlabel('Fop n'); ylabel('Von');
grid; title('Cs=inf et R=0.');
pause
axis([1,2,0,2]);
plot(fop',Po');
```

```
xlabel('Fop n'); ylabel('Bon');
grid; title('Cs=inf et R=0.');
pause

axis([1,2,0,1]);
plot(fop',IDmoy');
xlabel('Fop n'); ylabel('IDmoy');
grid; title('Cs=inf et R=0.');
pause

plot(fop',IQmoy');
xlabel('Fop n'); ylabel('IQmoy');
grid; title('Cs=inf et R=0.');
pause

plot(fop',IQrms');
xlabel('Fop n'); ylabel('IQrms');
grid; title('Cs=inf et R=0.');
pause

end
```

## **ANNEXE 1.7**

Dimensionnement du CRP fonctionnant au-dessous de la résonance  
utilisant une logique transistors-diodes.

```
% Ce programme calcul le courant moyen dans les transistors  
% et dans les diodes, ainsi que la tension maximum aux bornes  
% du condensateur et le courant maximum dans l'inductance et  
% la tension et la puissance de sortie pour differentes  
% fréquences de fonctionnement et courants de charge.
```

```
*****Recherche des conditions initiales du CRP.  
*****INITIALISATION*****  
clear  
for j=1:5  
    Io=(j-1)*0.25;  
    for i=1:50  
        fop(i,j)=0.01+(i-1)/50;  
        fs=fop(i,j);  
        *** Boucle qui détermine le mode d'opération. ***  
        % Cette routine détermine si il(t) est nul pour un t>0.  
        if Io==0  
            Io=0.0000000001;  
        end  
        alfa=2*pi-asin(Io);  
        vc2=1-cos(alfa);  
        R2=sqrt((1+vc2)^2+Io^2);  
        il0=sqrt(R2^2-1)-Io;  
        beta1=asin(Io/R2);  
        beta2=acos(1/R2);  
        Ts=(alfa+beta2-beta1+Io-il0)/pi;
```

```
if Ts>1/fs      % si il(t) ne s'annule pas.

    R2=sqrt((2*Io)^2+1);

    alfa=acos(1-Io^2);

    beta1=asin(sin(alfa)/R2);

    beta2=atan(2*Io);

    Ts=(2*pi-alfa+beta2-beta1)/pi;

    if Ts<1/fs

        mode=2;    % Le mode 2 est le mode de conduction

                    % discontinu du condensateur seulement.

    else

        mode=1;    % Le mode 1 est le mode de conduction

                    % continu.

    end

    else          % Si il(t) s'annule pour t>0

        alfa=2*pi-asin(Io);

        vc2=1-cos(alfa);

        Ts=(alfa+vc2/Io+Io)/pi;

        if Ts>1/fs

            mode=3;    % Il y a discontinuité de Vc(t)

                        % et de il(t) mais pas les deux ensemble.

        else

            mode=4;    % discontinuité de il(t) et de Vc(t)=0

                        % ensemble.

        end

    end          %if Ts>1/fs
```

```
if mode==1
    Ts=2/fs;
    i10=Io;
    % Détermination des bornes de i10 à 0.1 près.
    while Ts>1/fs
        i101=i10;
        i10=i10+0.1;
        i102=i10;
        R1=sqrt((i10-Io)^2+1);
        alfa=2*pi-acos((1-i10*Io)/R1);
        alfa2=alfa-atan(i10-Io);
        i12=Io+R1*sin(alfa);
        R2=sqrt((i10+Io)^2+1);
        betal=asin(R1*sin(alfa)/R2);
        beta2=atan(i10+Io);
        Ts=(alfa2+betal+beta2)/pi;
    end
    % Etablissement du régime permanent.
    while abs(Ts-1/fs)>0.00001
        i10=(i101+i102)/2;
        R1=sqrt((i10-Io)^2+1);
        alfa=acos((1-i10*Io)/R1);
        alfa1=atan(i10-Io);
        alfa2=2*pi-alfa-alfa1;
        R2=sqrt((i10+Io)^2+1);
        betal=asin(R1*sin(alfa)/R2);
```

```

beta2=atan(i10+Io);

Ts=(alfa2-beta1+beta2)/pi;
if Ts>1/fs
    i101=i10;
else
    i102=i10;
end
end

alfa=2*pi-alfa;
RR1=sin(alfa)-sin(alfa1);
RR2=sin(beta2)-sin(beta1);
Vo(i,j)=fs*(alfa2-beta2+beta1-R1*RR1+R2*RR2)/pi;
Po(i,j)=Vo(i,j)*Io;
alfac=pi+asin(Io/R1);
IQ1=Io*(beta1-beta2+alfac-alfa1)-
    R2*(cos(beta2)-cos(beta1));
IQmoy(i,j)=fs*(IQ1-R1*(cos(alfac)-cos(alfa1)))/2/pi;
IDmoy(i,j)=-fs*(Io*(alfa-alfac)-
    R1*(cos(alfac)-cos(alfa)))/2/pi;
ilmax(i,j)=Io+R1;
Vcmax(i,j)=1+R1;

elseif mode==2
    i101=-Io;
    i102=Io;
    % Etablissement du regime permanent.

```

```
while abs(Ts-1/fs)>0.000001
    il0=(il01+il02)/2;
    R2=sqrt((il0+Io)^2+1);
    t1=(Io-il0)/(2*pi);
    alfa=acos((5-R2^2)/4);
    t2=t1+1-alfa/(2*pi);
    beta1=asin(sin(alfa)/R2);
    beta2=acos(1/R2);
    Ts=2*(t2+(beta2-beta1)/(2*pi));
    if Ts>1/fs
        il01=il0;
    else
        il02=il0;
    end
end      %while abs(Ts-1/fs)>0.000001
alfa=2*pi-alfa;
alfac=pi+asin(Io);
RR2=R2*(sin(beta2)-sin(beta1));
Vo(i,j)=fs*(alfa-beta2+beta1-sin(alfa)+RR2)/pi;
Po(i,j)=Vo(i,j)*Io;
IQ1=Io*(beta1-beta2+alfac)+2*pi*t1*il0-
    cos(alfac)+2*(pi*t1)^2;
IQmoy(i,j)=fs*(IQ1-R2*(cos(beta2)-cos(beta1))+1)/2/pi;
IDmoy(i,j)=-fs*(Io*(alfa-alfac)+cos(alfac)-
    cos(alfa))/2/pi;
ilmax(i,j)=Io+1;
```

```
Vcmax(1,j)=2;

elseif mode==3

    il01=0;
    il02=Io;
    alfa=2*pi-asin(Io);
    alfac=pi+asin(Io);
    vc2=1-cos(alfa);
    Ts=2/fs;
    % Etablissement du regime permanent.

    while abs(Ts-1/fs)>0.000001

        il0=(il01+il02)/2;
        R2=sqrt((Io+il0)^2+1);
        beta1=asin(Io/R2);
        vc3=R2*cos(beta1)-1;
        beta2=acos(1/R2);
        Ts=(alfa+(vc2-vc3)/Io+beta2-beta1+Io-il0)/pi;
        if Ts>1/fs
            il01=il0;
        else
            il02=il0;
        end
    end
    t1=(Io-il0)/(2*pi);
    t2=t1+alfa/(2*pi);
    t3=t2+(vc2-vc3)/(2*pi*Io);
```

```

t4=1/(2*fs);

Vo1=R2*(sin(beta2)-sin(beta1))-sin(alfa);
Vo2=vc2*(vc2-vc3)/Io-2*Io*(pi*(t3-t2))^2;
Vo(i,j)=fs*(alfa-beta2+beta1+Vo1+Vo2)/pi;
Po(i,j)=Vo(i,j)*Io;
IQ1=Io*(beta1-beta2+alfac)+2*pi*t1*il0-
cos(alfac)+2*(pi*t1)^2;
IQmoy(i,j)=fs*(IQ1-R2*(cos(beta2)-cos(beta1))+1)/2/pi;
IDmoy(i,j)=-fs*(Io*(alfa-alfac)+cos(alfac)-
cos(alfa))/2/pi;

ilmax(i,j)=Io+1;
Vcmax(i,j)=2;

elseif mode==4

% Le regime permanent se trouve directement.

alfa=2*pi-asin(Io);
alfac=pi+asin(Io);
vc2=1-cos(alfa);
t1=Io/(2*pi);
t2=t1+(alfa)/(2*pi);
t3=t2+vc2/(2*pi*Io);
t4=1/(2*fs);
tc=(pi+asin(Io))/2/pi;
Vo(i,j)=(alfa-sin(alfa)+vc2^2/2/Io)*fs/pi;
Po(i,j)=Vo(i,j)*Io;
IQmoy(i,j)=fs*(Io*alfac-cos(alfac)+1+Io^2/2)/2/pi;

```

```
IDmoy(i,j)=-fs*(Io*(alfa-alfac)+cos(alfac)-
                  cos(alfa))/2/pi;
ilmax(i,j)=Io+1;
Vcmax(i,j)=2;
else
    disp(' ');
    disp('Ce fonctionnement est impossible avec');
    disp('des thyristors.');
end %if mode==1
end % for i
end % for j
fs=fop

axis([0,1,0,6]);
plot(fop',ilmax');
xlabel('Fop n'); ylabel('ilmaxn');
grid; title('Graphique de la tension de sortie pour un
fonctionnement au-dessus de la resonance.');
pause;
plot(fop',vCmax');
xlabel('Fop n'); ylabel('vCmaxn');
grid; title('Cs=inf et R=0.');
pause
axis([0,1,0,4]);
plot(fop',Vo');
xlabel('Fop n'); ylabel('Von');
```

## **ANNEXE 1.8**

Simulation de la plage d'opération sécuritaire du CRP.

```
grid; title('Cs=inf et R=0.');

pause

axis([0,1,0,2]);

plot(fop',Po');

xlabel('Fop n'); ylabel('Pon');

grid; title('Cs=inf et R=0.');

pause

axis([0,1,0,1]);

plot(fop',IDmoy');

xlabel('Fop n'); ylabel('IDmoy');

grid; title('Cs=inf et R=0.');

pause

plot(fop',IQmoy');

xlabel('Fop n'); ylabel('IQmoy');

grid; title('Cs=inf et R=0.');

pause

plot(fop',IQrms');

xlabel('Fop n'); ylabel('IQrms');

grid; title('Cs=inf et R=0.');

pause

end
```

```
% ***** DETERMINATION DE fmax, *****
% fmax est la fréquence de résonance équivalente.

clear

betaa=atan(sqrt(8));
for i=1:1000
    Io(i)=1+i/200;
    if Io(i)>=sqrt(2)
        il0=sqrt(8)-Io(i);
        fmax(i)=pi/(betaa+pi+Io(i)-il0);
    elseif Io(i)<=1
        fmax(i)=1;
    else
        f=0;
        il0=Io(i)-0.5;
        while f<2
            il01=il0;
            il0=il0+0.5;
            il02=il0;
            f=sqrt((il0+Io(i))^2+1)-sqrt((il0-Io(i))^2+1);
        end
        while abs(f-2)>0.000001
            il0=(il01+il02)/2;
            f=sqrt((il0+Io(i))^2+1)-sqrt((il0-Io(i))^2+1);
            if f<2
                il01=il0;
```

## **ANNEXE 2.1**

Simulation du CRSP.

```
else
    il02=il0;
end
end
R1=sqrt((il0-Io(1))^2+1);
alfa1=acos(1/R1);
R2=2+R1;
beta2=acos(1/R2);
fmax(i)=pi/(pi-alfa1+beta2);
end % if Io(i)>sqrt(2)
end % for i=1:1000
axis([0,5,0,1.2])
plot(Io,fmax); grid; xlabel('Io'); ylabel('fmax');
title('Fréquence de résonance équivalente.');
end      % FIN
```

```
***** Simulation du CRSP *****

% Le convertisseur peut fonctionner selon deux modes:
%
% MODE 1: Le circuit est formé d'une inductance, de
% deux condensateurs et d'une charge type
% source de courant, alimentée par une
% source de tension de +ou- Vin.
%
% MODE 2: Le circuit n'est formé que d'un condensa-
% teur et d'une inductance, alimentée par
% une source de tension +ou- Vin.

clear
permax=30 % nb de période de calcul maximum
rap=input('Quel est le rapport Cs/Cp: ');
Cs=rap+1
Cp=Cs/rap
R=input('Quel est la résistance série du circuit résonant:');
fs=input('Quel est la fréquence d''opération normalisée:');
Io=input('Quel est le courant de charge normalisé: ');
Io2=sqrt(Cp/(Cs+Cp))
A=[-R -1 -1
   1/Cs 0 0
   1/Cp 0 0];
B=[1 0
   0 0
   0 -1/Cp];
```

```
dt=2*pi/fs/2000;
[phi,gamma]=c2d(A,B,dt);
u=[1
   I0];
x0=[0
     0
     0];
if fs>1
for i=2:500
  if i==2
    ilr(1)=0;
    vCs(1)=0;
    vCp(1)=0;
  end
  x0=phi*x0+gamma*u;
  ilr(i)=x0(1);
  vCs(i)=x0(2);
  if vCp(i-1)==0 % mode de conduction discontinu
    if ilr(i)<I0
      vCp(i)=0;
    else
      vCp(i)=x0(3);
    end
  else
    vCp(i)=x0(3);
  end
end
```

```
if vCp(i-1)*vCp(i)<0 % changement de polarité de vCp
    if (vCp(i-1)<0) & (ilr(i)<Io)
        vCp(i)=0;
    elseif(vCp(i-1)>0) & (ilr(i)>-Io)
        vCp(i)=0;
    else
        vCp(i)=x0(3);
    end
end
if vCp(i)>0
    u(2)=Io;
elseif vCp(i)<0
    u(2)=-Io;
else
    u(2)=0;
end
x0(3)=vCp(i);
if i>round(150*fS)
    if ilr(i)>0
        ilr(i)=0;
    end
end
else
    ilr(101)=0;
    vCs(101)=0;
```

```
vCp(101)=0;
end

ilphase(1001)=x0(3);

fin=0;

k=0;

while fin==0 % Précision non obtenue

    bloque=0;

    u(1)=1;

    ilr(1)=-x0(1);

    vCs(1)=-x0(2);

    vCp(1)=-x0(3);

    ilphase(1)=-ilphase(1001);

    x0=-x0

    for i=2:1001

        x0=phi*x0+gamma*u;

        ilr(i)=x0(1);

        vCs(i)=x0(2);

        if vCp(i-1)==0 % mode de conduction discontinu

            if ilr(i)<Io

                vCp(i)=0;

                ilphase(i)=ilr(i)*Io2;

            else

                vCp(i)=x0(3);

                ilphase(i)=ilr(i);

            end

        else


```

```

vCp(i)=x0(3);

ilphase(i)=ilr(i);

end

if vCp(i-1)*vCp(i)<0 % changement de polarité de vCp

    if (vCp(i-1)<0) & (ilr(i)<Io)

        vCp(i)=0;

        ilphase(i)=ilr(i)*Io2;

    elseif(vCp(i-1)>0) & (ilr(i)>-Io)

        vCp(i)=0;

        ilphase(i)=ilr(i)*Io2;

    else

        vCp(i)=x0(3);

        ilphase(i)=ilr(i);

    end

end

if vCp(i)>0

    u(2)=Io;

elseif vCp(i)<0

    u(2)=-Io;

else

    u(2)=0;

end

x0(3)=vCp(i);

if fs<1

    if ilr(i-1)*ilr(i)<0

        if ilr(i)>0

```

```
bloque=1;
end
end
if bloque==1
ilr(1)=0;
u(1)=0;
x0(1)=0;
vCs(1)=vCs(1-1);
x0(2)=vCs(i);
end
end
end
if abs(ilr(1001)+ilr(1))>0.01
fin=0;
elseif abs(vCs(1001)+vCs(1))>0.01
fin=0;
elseif abs(vCp(1001)+vCp(1))>0.01
fin=0;
else
fin=1;
end
k=k+1
if k>permax
fin=1;
end
end
```

```
t=1:2001;
t=t/fs/2001;
for i=1001:2001
    ilr(i)=-ilr(i-1000);
    ilphase(i)=-ilphase(i-1000);
    vCs(i)=-vCs(i-1000);
    vCp(i)=-vCp(i-1000);
end
plot(t,ilr,t,vCs,t,vCp);
grid; xlabel('Temps'); ylabel('iLr vCs et vCp');
pause;
axis('square')
borne=0;
for i=1:1000
    if abs(ilphase(i))>borne, borne=abs(ilphase(i)); end
    if abs(vCs(i)+vCp(i))>borne, borne=abs(vCs(i)+vCp(i)); end
end
axis([-borne,borne,-borne,borne]);
plot(vCs+vCp,ilphase); grid
xlabel('vCs + vCp'); ylabel('iLr');
axis('normal')
axis;
end
pause
vCsmax=0;
vCpmax=0;
```

```
ilmax=0;
Vo=0;
IQmoy=0;
IDmoy=0;
for i=1:1000
    Vo=Vo+abs(vCp(i));
    if vCs(i)>vCsmax vCsmax=vCs(i); end
    if vCp(i)>vCpmax vCpmax=vCp(i); end
    if ilr(i)>ilmax ilmax=ilr(i); end
    if ilr(i)>0
        IQmoy=IQmoy+ilr(i);
    else
        IDmoy=IDmoy-ilr(i);
    end
end
Vo=Vo/1000
IQmoy=IQmoy/1000
IDmoy=IDmoy/1000
disp('Appuyez sur "ENTER" pour continuer.');
ilmax, vCsmax, vCpmax
end
```

## **ANNEXE 2.2**

Dimensionnement du CRP.

```
* ***Dimensionnement du CRSP ****
clear

permax=50 % nb de périodes de calcul maximum

rap=input('Quel est le rapport Cs/Cp: ');

Cs=rap+1

Cp=Cs/rap

R=input('Quel est la résistance série du circuit résonant:')

for ii=1:20

fs=1+ii/20;

for jj=1:4

Io=(jj-1)/2;

fs

fss(ii,jj)=fs;

Ioo(ii,jj)=Io;

Io2=sqrt(Cp/(Cs+Cp));

A=[ -R      -1      -1
      1/Cs    0       0
      1/Cp    0       0];

B=[1      0
      0      0
      0      -1/Cp];

dt=2*pi/fs/200;

[phi,gamma]=c2d(A,B,dt);

u=[1
    Io];
```

```
x0=[ 0
      0
      0 ];
if Es>1
for i=2:50
    if i==2
        ilr(1)=0;
        vCs(1)=0;
        vCp(1)=0;
    end
    x0=phi*x0+gamma*u;
    ilr(i)=x0(1);
    vCs(i)=x0(2);
    if vCp(i-1)==0 % mode de conduction discontinu
        if ilr(i)<Io
            vCp(i)=0;
        else
            vCp(i)=x0(3);
        end
    else
        vCp(i)=x0(3);
    end
    if vCp(i-1)*vCp(i)<0 % changement de polarité de vCp
        if (vCp(i-1)<0) & (ilr(i)<Io)
            vCp(i)=0;
        elseif(vCp(i-1)>0) & (ilr(i)>-Io)
```

```
vCp(1)=0;
else
    vCp(1)=x0(3);
end
end
if vCp(i)>0
    u(2)=Io;
elseif vCp(i)<0
    u(2)=-Io;
else
    u(2)=0;
end
x0(3)=vCp(i);
if i>round(150*fs)
    if ilr(i)>0
        ilr(i)=0;
    end
end
end
else
    ilr(101)=0;
    vCs(101)=0;
    vCp(101)=0;
end
ilphase(101)=x0(3);
fin=0;
```

```
k=0;

while fin==0 % Précision non obtenue
    bloque=0;
    u(1)=1;
    ilr(1)=-x0(1);
    vCs(1)=-x0(2);
    vCp(1)=-x0(3);
    ilphase(1)=-ilphase(101);
    x0=-x0;
    for i=2:101
        x0=phi*x0+gamma*u;
        ilr(i)=x0(1);
        vCs(i)=x0(2);
        if vCp(i-1)==0 % mode de conduction discontinu
            if ilr(i)<Io
                vCp(i)=0;
                ilphase(i)=ilr(i)*Io2;
            else
                vCp(i)=x0(3);
                ilphase(i)=ilr(i);
            end
        else
            vCp(i)=x0(3);
            ilphase(i)=ilr(i);
        end
        if vCp(i-1)*vCp(i)<0 % changement de polarité de vCp
```

```

if (vCp(i-1)<0) & (ilr(i)<Io)
    vCp(i)=0;
    ilphase(i)=ilr(i)*Io2;
elseif(vCp(i-1)>0) & (ilr(i)>-Io)
    vCp(i)=0;
    ilphase(i)=ilr(i)*Io2;
else
    vCp(i)=x0(3);
    ilphase(i)=ilr(i);
end
end
if vCp(i)>0
    u(2)=Io;
elseif vCp(i)<0
    u(2)=-Io;
else
    u(2)=0;
end
x0(3)=vCp(i);
if fs<1
    if ilr(i-1)*ilr(i)<0
        if ilr(i)>0
            bloque=1;
        end
    end
    if bloque==1

```

```
    ilr(1)=0;
    u(1)=0;
    x0(1)=0;
    vCs(1)=vCs(1-1);
    x0(2)=vCs(1);
end
end
end
if abs(ilr(101)+ilr(1))>0.01
    fin=0;
elseif abs(vCs(101)+vCs(1))>0.01
    fin=0;
elseif abs(vCp(101)+vCp(1))>0.01
    fin=0;
else
    fin=1;
end
k=k+1;
if k>permax
    fin=1;
end
end
vCsmax(ii,jj)=0;
vCpmax(ii,jj)=0;
ilmax(ii,jj)=0;
vo(ii,jj)=0;
```

```

IQmoy(ii,jj)=0;
IQeff(ii,jj)=0;
IDmoy(ii,jj)=0;
for i=1:100
    Vo(ii,jj)=Vo(ii,jj)+abs(vCp(i));
    if abs(vCs(i))>vCsmax(ii,jj) vCsmax(ii,jj)=abs(vCs(i)); end
    if abs(vCp(i))>vCpmax(ii,jj) vCpmax(ii,jj)=abs(vCp(i)); end
    if abs(ilr(i))>ilmax(ii,jj) ilmax(ii,jj)=abs(ilr(i)); end
    if ilr(i)>0
        IQmoy(ii,jj)=IQmoy(ii,jj)+ilr(i);
        IQeff(ii,jj)=IQeff(ii,jj)+ilr(i)*ilr(i);
    else
        IDmoy(ii,jj)=IDmoy(ii,jj)-ilr(i);
    end
end
Vo(ii,jj)=Vo(ii,jj)/100;
Po(ii,jj)=Vo(ii,jj)*Ioo(ii,jj);
IQmoy(ii,jj)=IQmoy(ii,jj)/200;
IDmoy(ii,jj)=IDmoy(ii,jj)/200;
IQeff(ii,jj)=sqrt(IQeff(ii,jj)/200);
end
end
save chap2c
fss=fop;
axis([1,2,0,4]);
plot(fss',Vo'); grid

```

```
xlabel('f op'); ylabel('Vo')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
pause

axis([1,2,0,1]);
plot(fss',Po'); grid
xlabel('f op'); ylabel('Po')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
pause

axis([1,2,0,5]);
plot(fss',ilmax'); grid
xlabel('f op'); ylabel('iLmax')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
pause

axis([1,2,0,5]);
plot(fss',vCsmax'); grid
xlabel('f op'); ylabel('VCsmax')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
pause

axis([1,2,0,5]);
plot(fss',vCpmax'); grid
xlabel('f op'); ylabel('VCpmax')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
pause

axis([1,2,0,1]);
plot(fss',IDmoy'); grid
xlabel('f op'); ylabel('IDmoy')
```

```
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
pause

axis([1,2,0,2]);
plot(fss',IQmoy'); grid
xlabel('f op'); ylabel('ITmoy')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
pause

axis([1,2,0,5]);
plot(fss',IQrms'); grid
xlabel('f op'); ylabel('ITeff')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
axis([1,2,0,1]);
plot(fss',IDmoy'); grid
xlabel('f op'); ylabel('IDmoy')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
pause

axis([1,2,0,2]);
plot(fss',IQmoy'); grid
xlabel('f op'); ylabel('ITmoy')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
pause

axis([1,2,0,5]);
plot(fss',IQrms'); grid
xlabel('f op'); ylabel('ITeff')
title('CRP avec R=0. Io=0...1 pu.')
end
```

## **ANNEXE 3.1**

Simulation du CRSP à filtre capacitif.

```
%*****Simulation d'un convertisseur à résonance*****
%      ** série-parallèle à filtre capacitif.**

% Le convertisseur peut fonctionner selon deux modes:
%
%          MODE 1: Le circuit est formé d'une inductance et de
%                      deux condensateurs.
%
%          MODE 2: Le circuit n'est formé que d'un condensa-
%                      teur et d'une inductance, alimentée par
%                      une source de tension +ou- Vin et d'une
%                      charge type source de tension de +ou-Vs.

clear
permax=50 % nb de période de calcul maximums
Ibase=1;
fbase=1;
Vbase=1;
n=1;
Cs=input('Quel est le rapport Cs/Cp: ');
Cp=1;
R=input('Quel est la résistance série du circuit résonant:');
fs=0;
while fs<1/sqrt(Cs)
    fs=input('Quel est la fréquence d''opération normalisée:');
end
Vs=input('Quel est la tension de charge normalisée:');
```

```
A1=[-R      -1      -1
     1/Cs    0       0
     1/Cp    0       0];
B1=[1      0
     0      0
     0      0];
dt=2*pi/fs/2000;
[phi1,gamma1]=c2d(A1,B1,dt);
A2=[-R      -1      0
     1/Cs    0       0
     0       0       0];
B2=[1      -1
     0      0
     0      0];
[phi2,gamma2]=c2d(A2,B2,dt);
u=[1
   vs];
x0=[0
     0
     0];
charge=0;
ilr(1)=0;
vCs(1)=0;
vCp(1)=0;
vo(1)=0;
```

```

for i=2:500

if charge==0           % pas de charge vue du convertisseur.

    if abs(x0(3))>Vs % La tension vCp a atteint Vs.

        if x0(3)>0

            u=[1
                  Vs];
            vCp(i-1)=Vs;
            x0(3)=Vs;

        else

            u=[1
                  -Vs];
            vCp(i-1)=-Vs;
            x0(3)=-Vs;

        end

        charge=1

    else                 % vCp < Vs

        x0=phi1*x0+gamma1*u;
        ilr(i)=x0(1);
        vCs(i)=x0(2);
        vCp(i)=x0(3);
        vo(i)=0;

    end

end

if charge==1           % il y a la charge vue du convertisseur.

    if ilr(i-1)*u(2)<0      % Le courant ilr s'inverse.

        charge=0
    end
end

```

```

x0=phi11*x0+gamma1*u;

ilr(i)=x0(1);

vCs(i)=x0(2);

vCp(i)=x0(3);

Vo(i)=0;

else % demeure en mode "charge".

x0=phi2*x0+gamma2*u;

ilr(i)=x0(1);

vCs(i)=x0(2);

vCp(i)=vCp(i-1);

x0(3)=vCp(i);

Vo(i)=x0(3);

end

end

end

fin=0;

k=0;

Vo(1000)=Vo(500);

if Vo(50)<Vs/2

ich(1000)=0;

else

ich(1000)=x0(1);

end

while fin==0 % Precision non obtenue

ilr(1)=-x0(1);

vCs(1)=-x0(2);

```

```
vCp(1)=-x0(3);
vo(1)=-vo(1000);
ich(1)=-ich(1000);
x0=-x0
u(2)=-u(2);
for i=2:1000
    if charge==0          % pas de charge vue du convertisseur.
        if abs(vCp(i-1))>Vs % La tension vCp a atteint Vs.
            if vCp(i-1)>0
                u=[1
                      Vs];
                vCp(i-1)=Vs;
                x0(3)=Vs;
            else
                u=[1
                      -Vs];
                vCp(i-1)=-Vs;
                x0(3)=-Vs;
            end
            charge=1;
        else                  % vCp < Vs
            x0=phi1*x0+gamma1*u;
            ilr(i)=x0(1);
            vCs(i)=x0(2);
            vCp(1)=x0(3);
            vo(i)=0;
```

```
    ich(i)=0;
end
end

if charge==1 % il y a une charge vue du convertisseur.
if ilr(i-1)*u(2)<0      % Le courant ilr s'inverse.
    charge=0;
    x0=phi1*x0+gamma1*u;
    ilr(i)=x0(1);
    vCs(i)=x0(2);
    vCp(i)=x0(3);
    Vo(i)=0;
    ich(i)=0;
else                      % demeure en mode "charge".
    x0=phi2*x0+gamma2*u;
    ilr(i)=x0(1);
    vCs(i)=x0(2);
    vCp(i)=vCp(i-1);
    x0(3)=vCp(i);
    Vo(i)=x0(3);
    ich(i)=x0(1);
end
end
end

if abs(ilr(1000)+ilr(1))/abs(ilr(1))>0.01
fin=0;
elseif abs(vCs(1000)+vCs(1))/abs(vCs(1))>0.1
```

```
fin=0;

elseif abs(vCp(1000)+vCp(1))/abs(vCp(1))>0.01
    fin=0;
else
    fin=1;
end

k=k+1

if k>permax
    fin=1;
end

end

vCsmax=0;
vCpmax=0;
ilmax=0;
Is=0;
IQmoy=0;
IQeff=0;
IDmoy=0;

disp('Je calcul!');

for i=1:999

if Vs==0
    Is=abs(ilr(i))+Is;
elseif abs(Vo(i))>Vs/2 % parce que Il(t) n'influence Is
    % que lorsque vCp(t)>Vs.
    Is=abs(ilr(i))+Is;
end
```

```
if abs(vCs(1))>vCsmax vCsmax=abs(vCs(1)); end
if abs(vCp(i))>vCpmax vCpmax=abs(vCp(i)); end
if abs(ilr(1))>ilmax ilmax=abs(ilr(1)); end
if ilr(i)>0
    IQmoy=IQmoy+ilr(i);
    IQeff=IQeff+ilr(i)*ilr(i);
else
    IDmoy=IDmoy-ilr(i);
end
end
Is=Is/1000
Ps=Vs*Is
IQmoy=IQmoy/2000
IQeff=IQeff/2000
disp('Appuyez sur "ENTER" pour continuer.');
pause
IDmoy=IDmoy/2000
ilmax
vCsmax
vCpmax
disp('Appuyez sur "ENTER" pour continuer.');
pause
t=1:1300;
t=t/fs/1000;
for i=1:500
    ilr(i)=ilr(i*2-1);
```

```

Vo(i)=Vo(i*2-1);
ich(i)=ich(i*2-1);
vCs(i)=vCs(i*2-1);
vCp(i)=vCp(i*2-1);

end

for i=501:1000
    ilr(i)=-ilr(i-500);
    Vo(i)=-Vo(i-500);
    ich(i)=-ich(i-500);
    vCs(i)=-vCs(i-500);
    vCp(i)=-vCp(i-500);
end

for i=1001:1300
    ilr(i)=ilr(i-1000);
    Vo(i)=Vo(i-1000);
    ich(i)=ich(i-1000);
    vCs(i)=vCs(i-1000);
    vCp(i)=vCp(i-1000);
end

axis('square')

ilr=ilr*Ibase;
vCs=vCs*Vbase;
vCp=vCp*Vbase*n;
ich=ich*Ibase/n;
t=t/fbase;
plot(t,ilr,t,vCs); grid;

```

```
xlabel('t'); ylabel('iLr et vCs'); pause;  
plot(t,vCp,t,ich); grid;  
xlabel('t'); ylabel('vCp et iCH'); pause  
end
```

## **ANNEXE 3.2**

Dimensionnement du CRP à filtre capacitif.

```
%*****Dimensionnement du convertisseur à résonance*****
%           ** série-parallèle à filtre capacitif.**

clear

permax=30 % nb de période de calcul maximums

Cp=input('Quel est le rapport Cp/Cs: ');

R=input('Quel est la résistance série du circuit résonant:')

for l=1:6

    Vs=(l-1)/4;

    for k=1:30

        fs=1+k/20

        Vs

        A1=[ -R      -1      -1
              1       0       0
              1/Cp   0       0];

        B1=[1      0
              0      0
              0      0];

        dt=2*pi/fs/200;

        [phil,gammal]=c2d(A1,B1,dt);

        A2=[ -R      -1      0
              1       0       0
              0       0       0];

        B2=[1      -1
              0       0
              0       0];
```

```
[ph12,gamma2]=c2d(A2,B2,dt);  
u=[1  
    Vs];  
x0=[0  
    0  
    0];  
charge=0;  
ilr(1)=0;  
vCs(1)=0;  
vCp(1)=0;  
vo(1)=0;  
t(1)=0;  
for i=2:50  
    if charge==0 % pas de charge vue du convertisseur.  
        if abs(x0(3))>Vs % La tension vCp a atteint Vs.  
            if x0(3)>0  
                u=[1  
                    Vs];  
                vCp(i-1)=Vs;  
                x0(3)=Vs;  
            else  
                u=[1  
                    -Vs];  
                vCp(i-1)=-Vs;  
                x0(3)=-Vs;  
            end
```

```

charge=1;

else % vCp < vs
    x0=phi1*x0+gamma1*u;
    ilr(i)=x0(1);
    vCs(i)=x0(2);
    vCp(i)=x0(3);
    Vo(i)=0;
    t(i)=t(i-1)+dt;
end

end

if charge==1 % il y a une charge vue du convertisseur.

    if ilr(i-1)*u(2)<0 % Le courant ilr s'inverse.

        charge=0;
        x0=phi1*x0+gamma1*u;
        ilr(i)=x0(1);
        vCs(i)=x0(2);
        vCp(i)=x0(3);
        Vo(i)=0;
        t(i)=t(i-1)+dt;
    else % demeure en mode "charge".
        x0=phi12*x0+gamma2*u;
        ilr(i)=x0(1);
        vCs(i)=x0(2);
        vCp(i)=vCp(i-1);
        x0(3)=vCp(i);
        Vo(i)=x0(3);
    end
end

```

```

t(1)=t(i-1)+dt;
end
end
fin=0;
kk=0;
Vo(101)=Vo(50);
while fin==0 % Précision non obtenue
ilz(1)=-x0(1);
vCs(1)=-x0(2);
vCp(1)=-x0(3);
Vo(1)=-Vo(101);
x0=-x0;
u(2)=-u(2);
t(1)=0;
for i=2:101
if charge==0 % pas de charge vue du convertisseur.
if abs(vCp(i-1))>Vs % La tension vCp a atteint Vs.
if vCp(i-1)>0
u=[1
Vs];
vCp(i-1)=Vs;
x0(3)=Vs;
else
u=[1
-Vs];

```

```
vCp(i-1)=-Vs;
x0(3)=-Vs;
end

charge=1;

else % vCp < Vs
    x0=phi1*x0+gamma1*u;
    ilr(i)=x0(1);
    vCs(i)=x0(2);
    vCp(i)=x0(3);
    Vo(i)=0;
    t(i)=t(i-1)+dt;
end

if charge==1 % il y a une charge vue du convertisseur.

    if ilr(i-1)*u(2)<0 % Le courant ilr s'inverse.

        charge=0;
        x0=phi1*x0+gamma1*u;
        ilr(i)=x0(1);
        vCs(i)=x0(2);
        vCp(i)=x0(3);
        Vo(i)=0;
        t(i)=t(i-1)+dt;
    else % demeure en mode "charge".
        x0=phi2*x0+gamma2*u;
        ilr(i)=x0(1);
        vCs(i)=x0(2);
    end
end
```

```
vCp(1)=vCp(1-1);  
x0(3)=vCp(1);  
vo(1)=x0(3);  
t(i)=t(i-1)+dt;  
end  
end  
if abs(ilr(101)+ilr(1))>0.01  
fin=0;  
elseif abs(vCs(101)+vCs(1))>0.01  
fin=0;  
elseif abs(vCp(101)+vCp(1))>0.01  
fin=0;  
else  
fin=1;  
end  
kk=kk+1;  
if kk>permax  
fin=1;  
end  
end  
vCsmax(k,l)=0;  
vCpmax(k,l)=0;  
ilmmax(k,l)=0;  
Is(k,l)=0;  
IQmoy(k,l)=0;
```

```
IDmoy(k,l)=0;
for l=1:100
    if Vs==0
        Is(k,l)=abs(ilr(i))+Is(k,l);
    elseif abs(Vo(i))>Vs/2
        Is(k,l)=abs(ilr(i))+Is(k,l);
    end
    if abs(vCs(i))>vCsmax(k,l) vCsmax(k,l)=abs(vCs(i)); end
    if abs(vCp(i))>vCpmax(k,l) vCpmax(k,l)=abs(vCp(i)); end
    if abs(ilr(i))>ilmax(k,l) ilmax(k,l)=abs(ilr(i)); end
    if ilr(i)>0
        IQmoy(k,l)=IQmoy(k,l)+ilr(i);
    else
        IDmoy(k,l)=IDmoy(k,l)-ilr(i);
    end
end
Is(k,l)=Is(k,l)/100;
IQmoy(k,l)=IQmoy(k,l)/100;
IDmoy(k,l)=IDmoy(k,l)/100;
ilmax(k,l);
vCsmax(k,l);
vCpmax(k,l);
Vss(k,l)=Vs;
fss(k,l)=fs;
end
end
```

```
axis('square')
plot(Is',Vss'); grid;
xlabel('Is'); ylabel('Vs');
title('CRSPV R=0.1 Cs=2, 4, 10 et 100.');
pause;

plot(fss,Is); grid;
xlabel('f op'); ylabel('Is');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,ilmax); grid;
xlabel('f op'); ylabel('iLmax');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,vCsmax); grid;
xlabel('f op'); ylabel('vCsmax');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,vCpmax); grid;
xlabel('f op'); ylabel('vCpmax');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,IQmoy); grid;
xlabel('f op'); ylabel('IQmoy');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,IQeff); grid;
```

```
xlabel('f op'); ylabel('IQeff');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss, IDmoy); grid;
xlabel('f op'); ylabel('IDmoy');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss, Ps); grid;
xlabel('f op'); ylabel('Ps');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss, Icom); grid;
xlabel('f op'); ylabel('Icom');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss, Ps./IQeff); grid;
xlabel('f op'); ylabel('Ps/IQeff');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

end
```

```
IDmoy(k,l)=0;
for i=1:100
    if Vs==0
        Is(k,l)=abs(ilr(i))+Is(k,l);
    elseif abs(Vo(i))>Vs/2
        Is(k,l)=abs(ilr(i))+Is(k,l);
    end
    if abs(vCs(i))>vCsmax(k,l) vCsmax(k,l)=abs(vCs(i)); end
    if abs(vCp(i))>vCpmax(k,l) vCpmax(k,l)=abs(vCp(i)); end
    if abs(ilr(i))>ilmax(k,l) ilmax(k,l)=abs(ilr(i)); end
    if ilr(i)>0
        IQmoy(k,l)=IQmoy(k,l)+ilr(i);
    else
        IDmoy(k,l)=IDmoy(k,l)-ilr(i);
    end
end
Is(k,l)=Is(k,l)/100;
IQmoy(k,l)=IQmoy(k,l)/100;
IDmoy(k,l)=IDmoy(k,l)/100;
ilmax(k,l);
vCsmax(k,l);
vCpmax(k,l);
Vss(k,l)=Vs;
fss(k,l)=fs;
end
end
```

```
axis('square')
plot(Is',Vss'); grid;
xlabel('Is'); ylabel('Vs');
title('CRSPV R=0.1 Cs=2, 4, 10 et 100.');
pause;

plot(fss,Is); grid;
xlabel('f op'); ylabel('Is');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,iLmax); grid;
xlabel('f op'); ylabel('iLmax');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,vCsmax); grid;
xlabel('f op'); ylabel('vCsmax');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,vCpmax); grid;
xlabel('f op'); ylabel('vCpmax');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,IQmoy); grid;
xlabel('f op'); ylabel('IQmoy');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;

plot(fss,IQeff); grid;
```

```
xlabel('f op'); ylabel('IQeff');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;
plot(fss, IDmoy); grid;
xlabel('f op'); ylabel('IDmoy');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;
plot(fss, Ps); grid;
xlabel('f op'); ylabel('Ps');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;
plot(fss, Icom); grid;
xlabel('f op'); ylabel('Icom');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;
plot(fss, Ps./IQeff); grid;
xlabel('f op'); ylabel('Ps/IQeff');
title('CRSPV R=0.1 Cs=10*Cp Vo=0.75, 1. 1.25.');
pause;
end
```