

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS - RIVIÈRES

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS - RIVIÈRES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE POUR L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MAÎTRE ES SCIENCES APPLIQUÉES
EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR
HAMZA CHERITI**

**CONVERTISSEUR CC-CC MONO-INTERRUPTEUR À THYRISTOR
DUAL TOLÉRANT TOUTE CHARGE DU COURT-CIRCUIT AU
CIRCUIT OUVERT**

AVRIL 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.

*" La lecture d'un beau livre est un dialogue incessant, où le livre
parle et notre âme répond "*

André Maurois

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur V.Rajagopalan, professeur à l'Université du Québec à Trois-Rivières et directeur du groupe de recherche en électronique industrielle, pour m'avoir fait l'honneur de diriger mon sujet de recherche, malgré un emploi du temps extrêmement chargé, et qui par ces critiques impitoyables et ces fructueux conseils, a su faire germer en moi la passion du travail bien fait.

Monsieur K.Al-Haddad, professeur à l'Université du Québec à Trois-Rivières, a accepté avec empressement d'être un examinateur de ce memoire, je l'en remercie très sincèrement.

Monsieur T.A.Meynard, chercheur invité à l'UQTR, qui ma initié au monde merveilleux de la "commutation douce" durant son court passage à Trois-Rivières, m'a permis de découvrir un aspect de l'électronique de puissance qui m'était totalement inconnu. Au delà de l'Atlantique, il a su me prodiguer de précieux conseils. Je lui suis très reconnaissant d'avoir accepté, avec beaucoup d'enthousiasme, d'être examinateur de mon mémoire.

je suis très heureux d'exprimer mes plus sincères remerciements à tous mes collègues et camarades, qui ont su garder une atmosphère de fraternité durant toute la période passée ensemble, et surtout à mes collègues de bureau Faiçal et Souheil. Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à mon frère aîné Ahmed pour tout le support moral qu'il m'a apporté.

Enfin je ne pourrais oublier l'infinie gentillesse de Mme Sylvie Garceau dont j'ai souvent abusé, qu'elle trouve ici mes remerciements les plus sincères.

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
 CHAPITRE 1 : GÉNÉRALITES	 4
1.1 Cellule de commutation de base	4
1.2 commutation sans pertes	6
1.3 Interrupteurs résonnants	11
1.3.1 Interrupteurs en mode thyristor	12
1.3.2 Interrupteurs en mode thyristor dual	14
1.3.2.1 Rappel sur les règles de la dualité	14
1.3.2.2 Résumé	16
1.3.3 Récapitulation	17
1.3.4 Procédure utilisée pour l'obtention des structures duales	17
1.4 Conclusion	19
 CHAPITRE 2 : INTRODUCTION À LA COMMUTATION SANS PERTES	 20
2.1 Étude de convertisseurs fonctionnant en QR	20
2.1.1 Rappel	20
2.1.2 Problématique	21
2.1.3 Étude de quelques cellules fonctionnant en QR	22
2.1.4 Dimensionnement	26
2.1.4.1 Rappel sur la réponse de circuits oscillants en tenant compte d'un amortissement	27
2.1.4.2 Critères de dimensionnement	28
2.1.4.3 Caractéristiques statiques	29

2.1.4.4 Caractérisation de la cellule	30
2.1.4.5 Généralisation	31
2.1.4.6 Résumé	32
2.2 COMMUTATION SANS PERTES À SOURCE BIDIRECTIONNELLE	33
2.2.1 Rappel	34
2.2.2 Modification de la source de courant	35
2.2.3 Définition de la source bidirectionnelle	36
2.2.4 Cellule de commutation à source bidirectionnelle	37
2.2.5 Étude dans le plan de phase d'un convertisseur à SB	37
2.2.6 Dimensionnement	39
2.2.6.1 Critères de dimensionnement	40
2.2.7 Caractéristiques statiques	41
2.2.7.1 Généralisation au thyristor-diode dual	42
2.2.8 Résumé	42

CHAPITRE 3 : RÉCENTS DÉVELOPPEMENTS DES CONVERTISSEURS QR

3.1 CELLULES DE COMMUTATION MULTI-RÉSONNANTE	44
3.1.1 Problématique	45
3.1.2 Transformation des cellules QR en cellules MR	47
3.1.3 Interrupteurs MR	48
3.1.4 Étude d'un convertisseur dévolteur-MR à TD	49
3.2 ÉTUDE DU CONVERTISSEUR PAR APPROCHE NUMÉRIQUE	55
3.2.1 Procédure de simulation	52
3.3 CRITÈRES DE DIMENSIONNEMENT	52
3.4 CHOIX DE Cd	56
3.5 COMPARAISON ENTRE QR ET MR	57

CHAPITRE 4: EXPLORATION DE NOUVEAUX HORIZONS

4.1 CONVERTISSEUR DU TYPE SBQR	60
4.1.1 Définition de la cellule de commutation SBQR	62
4.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	63
4.2.1 Analyse du fonctionnement	63
4.3 RÉOLUTION NUMÉRIQUE DES EQUATIONS D'ÉTAT	68
4.3.1 Utilisation du logiciel SCRIPT	68
4.3.2 Résolution par PC-Matlab	69
4.3.3 Résultats des simulations	71
4.3.4 Effet de l'amortissement	73
4.3.5 Représentation dans le plan de phase	74
4.4 CRITÈRES DE DIMENSIONNEMENT	75
4.4.1 Courbes de dimensionnement	75
4.5 ANALYSE DU FONCTIONNEMENT D'UN CONVERTISSEUR DÉVOLTEUR-SBQR A THD	79
4.5.1 Analyse par approche numérique	83
4.5.2 Résultats des simulations	83
4.6 APPLICATION DU PRINCIPE DE BIDIRECTIONNELISATION DE LA SOURCE À UN CONVERTISSEUR MR	85
4.6.1 Fonctionnement d'un convertisseur dévolteur-SBQR	85
4.7 RÉSUMÉ	88

CHAPITRE 5 : GÉNÉRALISATION DES RÉSULTATS

5.1 CELLULE DE COMMUTATION ÉQUIVALENTE	89
5.2 CONVERTISSEUR DU TYPE SBQR	90
5.3 CONVERTISSEUR DU TYPE SBMR	91
5.4 RELATIONS D'ÉQUIVALENCES	92

5.4.1 Résumé	93
5.5 GÉNÉRALISATION DES RÉSULTATS	94
5.6 CONCLUSION	99
 CHAPITRE 6 : VALIDATIONS EXPERIMENTALES	
6.1 RÉALISATION PRATIQUE DES INTERRUPTEURS RÉSONNANTS	101
6.1.1 Réalisation d'un thyristor de synthèse	102
6.1.2 Réalisation d'un thyristor-diode de synthèse	103
6.1.3 Réalisation d'un thyristor dual de synthèse	103
6.1.4 Réalisation d'un thyristor-diode dual de synthèse	104
6.2 RÉALISATION D'UN CONVERTISSEUR DÉVOLTEUR-SBQR A TD	105
6.2.1 Procédure de design	106
6.2.2 Réalisation du convertisseur dévolteur-SBQR	111
6.2.3 Résultats expérimentaux	112
6.2.3.1 Thyristor dual	112
6.3 .1 Réalisation d'un convertisseur dévolteur-SBQR à THD	116
6.4 DISCUSSION	121
CONCLUSION	122
RÉFÉRENCES	124
ANNEXE 1	126
ANNEXE 2	129
ANNEXE 3	131

LISTE DES SYMBOLES

- C : condensateur de résonnance
 D : rapport cyclique
 E : tension d'entrée de la cellule de commutation
 Emin, Emax : valeurs maximales que peut prendre la tension d'entrée dans une cellule de commutation.
 fc : fréquence de commutation
 fr : fréquence de résonance
 F : fréquence réduite ($= f_c/f_r$)
 G : fonction de transfert relative au thyristor dual
 H : fonction de transfert relative au thyristor-diode dual
 Imin, Imax : valeurs maximales que peut prendre le courant de sortie dans une cellule de commutation.
 Is : source de courant de la cellule de commutation
 j : courant relatif à l'interrupteur commandé
 J : $= \frac{I_{moy}}{I_s}$ (sans unités)
 k : facteur de dimensionnement (sans unités)
 K : interrupteur commandable (thyristor....)
 L : inductance de résonance
 MR : relatif à la multi-résonance
 q : facteur de qualité du circuit oscillant ($q = \frac{L}{2R}$)
 QR : relatif à la quasi résonance
 R : rayon dans le plan de phase
 SB : source bidirectionnelle
 SBMR : source bidirectionnelle multi-résonante
 SBQR : source bidirectionnelle quasi résonant

TD : thyristor dual

THD : thyristor-diode dual

u : tension relative à l'interrupteur commandé

$U := \frac{U_{\text{moy}}}{V_k}$ (sans unités)

v_{ci} : charge initiale de C

v_{cf} : charge finale de C

$X : \frac{I_s}{E} \sqrt{\frac{L}{C}}$ (sans unités)

α, β : angle calculé à partir du plan de phase permettant le calcul d'une à partir
du plan de phase

ωr : pulsation de résonance

figure 2.12 : représentation d'un convertisseur dévolteur à source bidirectionnelle fonctionnant en mode thyristor dual	38
figure 2.13 a, 2.13b, 2.13c, 2.13d: séquences de fonctionnement de la cellule de commutation à SB commandées au blocage	40
figure 2.13e : plan de phase de la cellule de commutation à SB	41
figure 2.14 : calcul des durées à partir du plan de phase	42
figure 3.1a : cellule de commutation à interrupteur fonctionnant en MLI	50
figure 3.1b : cellule de commutation à thyristor dual (QR)	50
figure 3.1c : cellule de commutation à TD (MR)	50
figure 3.1d : cellule de commutation à thyristor résonant (QR)	50
figure 3.1e : cellule de commutation à thyristor résonant (MR)	50
figure 3.2 : a) - thyristor MR	
b) - thyristor-diode MR	
c) - thyristor dual MR	
d) - thyristor-diode dual MR	51
figure 3.3 : convertisseur dévolteur -MR à TD	52
figure 3.4a, 3.4b, 3.4c, 3.4d : séquences de fonctionnement d'un dévolteur -MR	53
figure 3.5 : organigramme de simulation	58
figure 3.6 : caractéristiques de sortie (C_d varie entre 0.95 et 10, $I_o = 1$)	59
figure 3.7 : caractéristiques de sortie (C_d varie entre 0.95 et 10, $I_o = 2$)	59
figure 3.8 : caractéristiques de sortie (I_o varie entre 1 et 4, $C_d = 1$)	60
figure 3.9 : caractéristiques de sortie (I_o varie entre 0.15 et 6, $C_d = 3$)	60
figure 4.1 : caractéristiques statiques d'un QR	65
figure 4.2 : caractéristiques statiques d'un SB	65
figure 4.3 : combinaison d'un QR et d'un SB (caractéristiques souhaitées)	66
figure 4.4 : cellule de commutation du type SBQR	66
figure 4.5 : courant dans l'inductance L_2 de la figure 4.4	66
figure 4.6 : convertisseur dévolteur -SBQR	67
figure 4.7a, 4.7b, 4.7c, 4.7d : séquences de fonctionnement d'un dévolteur -SBQR	68
figure 4.8 : a) - tension V_{c1} dans un dévolteur -SBQR	69
b) - courant i_1	

c) - courant i_2	
d) - courant i_{dr}	
figure 4.9 : organigramme du programme de gestion	75
figure 4.10 : caractéristiques de sortie d'une cellule de commutation SBQR avec $q = \infty$	75
figure 4.11 : caractéristiques de sortie d'une cellule de commutation SBQR avec $q = 20$	76
figure 4.12 : caractéristiques de sortie d'une cellule de commutation SBQR avec $q = 10$	76
figure 4.13 : plan de phase (i_1 - V_{c1}) de la cellule de commutation SBQR	77
figure 4.14 : plan de phase (i_2 - V_{c1}) de la cellule de commutation SBQR	77
figure 4.15 : courbes de dimensionnement de L_2	80
figure 4.16 : surtension aux bornes de K avec $L_2/L_1 = 2$	80
figure 4.17 : surtension aux bornes de K avec $L_2/L_1 = 0.42$	80
figure 4.18 : surtension aux bornes de K avec $L_2/L_1 = 4$	82
figure 4.19 : convertisseur dévolteur-SBQR à THD	84
figure 4.20a, 4.20b, 4.20c, 4.20d : séquences de fonctionnement d'un dévolteur -SBQR à THD	84
figure 4.21:	
a) - tension V_{c1} dans un dévolteur -SBQR à THD	84
b) - courant i_1 dans un dévolteur -SBQR à THD	84
c) - courant i_2 dans un dévolteur -SBQR à THD	84
figure 4.22 : caractéristiques statiques de sortie d'un SBQR à RHD ($Q=\infty$)	87
figure 4.23 : convertisseur dévolteur -SBMR	88
figure 4.24 :	
a) - tension V_{c1} (dévolteur -SBMR)	90
b) - tension V_{dr} (dévolteur -SBMR)	
c) - courant i_1 (dévolteur -SBMR)	
d) - courant i_2 (dévolteur -SBMR)	
figure 4.25 : caractéristiques naturelles de sortie d'un dévolteur -SBMR	91
figure 5.1 : cellule de commutation d'un convertisseur dévolteur	92

figure 5.2 : cellule de commutation d'un convertisseur survolteur	92
figure 5.3 : cellule de commutation d'un convertisseur dévolteur -survolteur	93
figure 5.4 : cellule de commutation d'un convertisseur Cuk	93
figure 5.5 : représentation d'un dévolteur -SBQR	93
figure 5.6 : représentation d'un survolteur-SBQR	93
figure 5.7 : représentation d'un dévolteur /survolteur-SBQR	94
figure 5.8 : représentation d'un Cuk-SBQR	94
figure 5.9 : représentation d'un dévolteur -SBMR	94
figure 5.10 : représentation d'un survolteur-SBMR	94
figure 5.11: représentation d'un dévolteur /survolteur-SBMR	94
figure 5.12 : représentation d'un Cuk-SBMR	94
figure 5.13 : tableau d'équivalences	96
figure 5.14 : caractéristiques statiques d'un dévolteur-SBQR (thyristor)	97
figure 5.15 : caractéristiques statiques d'un survolteur-SBQR (thyristor)	97
figure 5.16 : caractéristiques statiques d'un dévolteur /survolteur et Cuk-SBQR (thyristor)	98
figure 5.17 : caractéristiques statiques d'un dévolteur-SBQR (thyristor-diode)	98
figure 5.18 : caractéristiques statiques d'un survolteur-SBQR (thyristor-diode)	98
figure 5.19: caractéristiques statiques d'un dévolteur-SBMR (thyristor)	99
figure 5.20 : caractéristiques statiques d'un dévolteur /survolteur-SBMR (thyristor)	99
figure 5.21: caractéristiques statiques d'un dévolteur -SBQR (thyristor dual)	100
figure 5.22: caractéristiques statiques d'un survolteur-SBQR (thyristor dual)	100
figure 5.23: caractéristiques statiques d'un dévolteur /survolteur-SBQR (thyristor dual)	100
figure 5.24: caractéristiques statiques d'un dévolteur-SBQR (THD)	101
figure 5.25: caractéristiques statiques d'un survolteur-SBQR (THD)	101
figure 5.26: caractéristiques statiques d'un dévolteur /survolteur-SBQR (THD)	101
figure 5.27: caractéristiques statiques d'un dévolteur -SBMR (TD)	102
figure 5.28: caractéristiques statiques d'un dévolteur /survolteur-SBMR (TD)	102
figure 6.1 : réalisation d'un thyristor résonnant	105
figure 6.2 : réalisation d'un thyristor-diode résonnant	106
figure 6.3 : réalisation d'un thyristor dual	107
figure 6.4 : réalisation d'un thyristor-diode dual	107

figure 6.5 : réalisation d'un dévolteur-SBQR à TD	109
figure 6.6a, 6.6 b : dimensionnement d'un convertisseur dévolteur-SBQR	110
figure 6.7 :	
a) - courant i_2 d'un dévolteur-SBQR	111
b) - courant i_c d'un dévolteur-SBQR	
c) - tension v_c d'un dévolteur-SBQR	
d) - courant i_s d'un dévolteur-SBQR	
figure 6.8a : courbes de dimensionnement de L1	113
figure 6.8b : courbes de dimensionnement de L2	
figure 6.8c : courbes de dimensionnement de C1	
figure 6.8d : courbes de dimensionnement de C2	
figure 6.9a : courbes expérimentales ($f_c = 0.25$ fr, faible charge)	114
figure 6.9b : courbes expérimentales ($f_c = 0.25$ fr, forte charge)	
figure 6.9c : plan de phase expérimental ($f_c = 0.25$ fr, forte charge)	115
figure 6.9d : plan de phase expérimental ($f_c = 0.25$ fr, forte charge)	
figure 6.9e : courbes expérimentales ($f_c = 0.5$ fr, faible charge)	116
figure 6.9f : courbes expérimentales ($f_c = 0.5$ fr, forte charge)	
figure 6.9g : courbes expérimentales ($f_c = 0.76$ fr)	
figure 6.9h : courbes expérimentales ($f_c = 0.76$ fr)	
figure 6.10 : caractéristiques statiques expérimentales d'un dévolteur-SBQR à TD	116
figure 6.11 : surtensions maximales dans un dévolteur-SBQR à TD	118
figure 6.12 : réalisation d'un convertisseur dévolteur-SBQR à THD	119
figure 6.13 ;	
a) - formes d'ondes expérimentales ($f_c = 0.7$ fr)	120
b)- formes d'ondes expérimentales ($f_c = 0.7$ fr)	
c) - formes d'ondes expérimentales ($f_c = 0.57$ fr)	
d) - formes d'ondes expérimentales ($f_c = 0.57$ fr, faible charge)	121
e) - formes d'ondes expérimentales ($f_c = 0.57$ fr, faible charge)	
f) - plan de phase expérimental (i_1 - v_c)	
figure 6.14 : caractéristiques statiques expérimentales d'un dévolteur-SBQR à THD	121
figure 6.15 : surtensions maximales expérimentales dans un dévolteur-SBQR à THD	122
table 5.1 : tableau d'équivalences	93
table 6.1 : comparaison des performances des convertisseurs QR et SBQR	121

" La science est du savoir organisé "

Herbert Spencer

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les deux dernières décennies ont été marquées par l'afflux de nouvelles technologies, en particulier dans le domaine de l'électronique de puissance ; qu'il est loin le temps où le thyristor régnait en maître absolu !

Lorsque les premières alimentations à découpage virent le jour en 1975, une nouvelle génération de composants de puissance plus performants et plus faciles d'emploi avait d'emblée remplacé les vieux composants devenus désuets. La demande se faisant de plus en plus ressentir, les fabricants, conjointement avec l'industrie se penchèrent sur le problème que constituait l'inaccessibilité des composants de puissance. On vit alors apparaître de nouveaux circuits intégrés facilitant la commande de plusieurs interrupteurs de puissance [1] , [2] ainsi qu'une diminution substantielle des coûts de fabrication et donc des prix de vente. Et depuis ce temps-là, d'incessantes recherches sont menées par des chercheurs chevronnés afin de parfaire cette noble science qui est l'électronique de puissance.

T.Eddison disait que le génie c'est 10 % d'inspiration et 90 % de transpiration, c'est sûrement cette célèbre citation qui inspira les premiers chercheurs à utiliser le principe des onduleurs ayant un étage intermédiaire à haute fréquence [3]; car après cette fructueuse tentative, tout alla très vite.

Plusieurs équipes de recherche travaillèrent sur le développement des fondement de cette nouvelle discipline qui était la conversion de l'énergie en haute fréquence; plusieurs principes furent vérifiés et plusieurs méthodes d'étude furent établies comme la méthode du plan de phase.

L'extrapolation des résultats obtenus à partir des études faites sur les onduleurs

nous permet d'attaquer l'étude des alimentations à découpage dites à résonance.

Dans la conception des convertisseurs à découpage classiques, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement permet de réduire considérablement les dimensions des éléments magnétiques (transformateurs, bobines, filtres de sortie..). Mais le fonctionnement en haute fréquence engendre de sérieux problèmes tels : des pertes aux commutations accrues, surdimensionnement des semi-conducteurs ..., qui rendent son emploi inapproprié.

Pour pallier à tous ces fâcheux problèmes, le concept de commutation douce est apparu depuis quelques années déjà; en fait l'idée est très ancienne (surtout aux applications à basse fréquence), mais était inapplicable en haute fréquence à cause de la lenteur des interrupteurs, mais de nos jours, la technologie a tellement progressé que des applications à des fréquences de fonctionnement de 10 MHz avec un rendement supérieur à 70 % sont envisageables.

Le concept de convertisseur mono-interrupteur est utilisé depuis fort longtemps (alimentations à découpage classiques), mais le besoin de miniaturisation l'a exploité au maximum (actuellement les alimentations à découpage de puissance inférieure à 150W ont presque entièrement remplacé les alimentations linéaires) . Ainsi après l'apparition des onduleurs à résonance série, parallèle et plusieurs autres variantes, l'apparition des convertisseurs mono-interrupteur résonants (on verra plus tard toute la portée de cette appellation), n'est qu'une suite logique à l'évolution de l'application de la résonance en électronique industrielle.

La commutation douce a donné naissance à l'ère des commutations dites "sans pertes" (en réalité les pertes par commutation sont réduites mais les pertes par conduction sont augmentées) où l'on entend parler de termes aussi rébarbatifs que: interrupteurs résonants pseudo-résonance, quasi-résonance, multi-résonance.

Les topologies des alimentations à découpage connues, six au total, sont les suivantes: le dévolteur (*buck*), le survolteur (*boost*), le dévolteur-survolteur

(*buck-boost*), le "*Cük*", le "*sepic*" et le "*zêta*" (zêta est la sixième lettre de l'alphabet grecque); certains chercheurs [4] ont démontré qu'on ne peut pas avoir d'autres topologies. Mais en appliquant le principe de commutation douce, on obtient une centaine d'autres topologies [5], comment alors se retrouver dans cette "jungle" ? en fait toutes les topologies ont au moins un élément commun, cet élément est la cellule de commutation.

A partir d'une cellule de commutation de base on peut déduire d'autres cellules plus complexes et plus difficiles à analyser, car leur approche directe est souvent impossible si l'on ignore leurs origines (c'est-à-dire la configuration originale d'où elles découlent ainsi que les modifications effectuées).

Mais l'intégration de ces nouvelles cellules dans une des topologies de base, permet l'obtention de nouvelles structures aux caractéristiques très intéressantes. Ainsi donc, l'étude d'une seule cellule de commutation d'un type donné, ainsi que les relations d'équivalence (qu'on verra plus loin) entre les différentes structures, permettront la généralisation des résultats obtenus, à tous les autres types de convertisseurs utilisant la même cellule.

Le travail que nous allons effectuer consiste en la synthèse des résultats généraux développés auparavant [5], [6] et à leurs applications à la génération de nouvelles topologies, susceptibles de remédier aux principaux handicaps de leurs prédécesseurs.

" Le peu que je sais, c'est à mon ignorance que je le dois "

S.Guitry

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS

1.1 LA CELLULE DE COMMUTATION DE BASE

La cellule de commutation de base est un sous circuit qu'on retrouve dans toutes les alimentations à découpage soit directement (c'est-à dire d'une manière évidente) ou indirectement (nécessite une transformation du circuit, comme le déplacement d'une inductance dans une maille, afin de retrouver la structure équivalente). La compréhension du fonctionnement de cette cellule est primordiale à l'assimilation des déductions des cellules secondaires qu'on va effectuer, à partir de la cellule de base; cette dernière est illustrée à la figure 1.1.

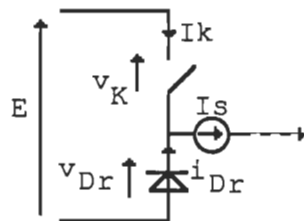


Fig.1.1:Cellule de commutation de base.

La source de courant I_s n'est jamais ouverte (la flèche symbolise la continuité du courant).

La cellule de commutation de base est composée d'un interrupteur commandable (le genre thyristor est préférable puisqu'il possède un amorçage commandé et un blocage spontané), d'un interrupteur non commandable du genre diode (la diode

peut être une diode de synthèse), d'une tension continue équivalente à une tension d'alimentation et d'un courant à très faibles ondulations correspondant à une source de courant. En aucun moment la source V_e ne doit être court-circuitée ni la source I_s ouverte ceci revient à dire que les deux interrupteurs doivent toujours avoir des états complémentaires. Il est évident que les commutations de K sont conditionnées par celles de D_r ; en fait au passage par zéro du courant traversant D_r , cette dernière se bloque et la règle de la continuité du courant oblige donc K à se fermer. L'inverse se produit lorsque la tension v_{D_r} (aux bornes de D_r) devient supérieure ou égale à zéro, l'interrupteur K n'a d'autre choix que de s'ouvrir afin de ne pas court-circuiter la source V_e .

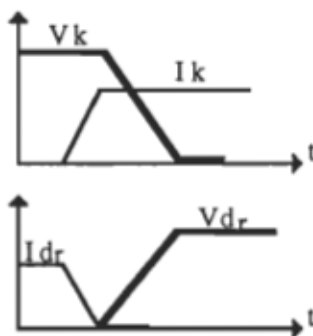


Fig 1.2 :Commutation dure de l'interrupteur K.

La figure 1.2 nous montre les formes d'ondes du courant et de la tension durant les commutations. On voit que la diode D_r se bloque instantanément au passage par zéro du courant i_{D_r} , au moment où on ferme l'interrupteur K ; en fait c'est la fermeture de K qui a entraîné celle de D_r , ceci illustre parfaitement le fonctionnement de la cellule à commutation dure. Bien sûr l'échelle est exagérée et dans la pratique les commutations sont beaucoup plus rapides (les pentes de v_k , i_k et i_{D_r} sont beaucoup plus raides) et l'usage d'un circuit d'aide à la commutation (CALC) est toujours possible, cependant il a été démontré que les CALC dissipatifs (l'énergie accumulée peut-être récupérée ou non) affectent énormément le rendement [7], [3] et sont

inefficaces à haute fréquence. De plus la complexité de certains CALC à récupération est telle qu'on ne peut même pas envisager leur utilisation pour une application donnée.

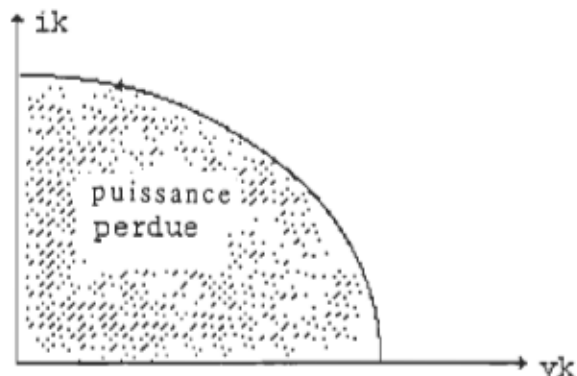


Fig.1.3 Commutation dans le plan (V_s, I_s): plus la surface ombrée est grande et plus le rendement sera affecté

1.2 LA COMMUTATION SANS PERTES

On qualifie de structure à commutation sans pertes, toute structure ayant des commutations naturelles ou provoquées par des circuits externes de manière à ce que le changement d'état des interrupteurs soit identique à celui d'un interrupteur dont l'une des commutations est spontanée. On entend par structure à commutation naturelle, toute structure utilisant des interrupteurs dont l'une des commutations est spontanée (amorçage ou blocage).

La commutation naturelle peut prendre différentes formes selon les structures:

- soit la commutation spontanée d'un interrupteur est provoquée par l'amorçage ou le blocage d'un autre interrupteur de cette structure (commutation naturelle assistée),
- soit la commutation spontanée d'un interrupteur est provoquée par l'évolution des grandeurs électriques due à la topologie de la structure, sans qu'il y ait action sur un

autre interrupteur (commutation naturelle libre).

À l'origine, le concept de cellule commutant sans pertes concernait uniquement les convertisseurs à basse fréquence à thyristors, ces composants étant les seuls à posséder physiquement l'une des caractéristiques citées ci-dessus (commutation spontanée).

Il peut être étendu à d'autres types de convertisseurs utilisant des interrupteurs que nous qualifierons de " synthétiques " (voir section 1.3).

En ce qui concerne la cellule de la figure 1.1, en regardant de plus près, on s'aperçoit que le circuit comporte plusieurs "imperfections" qu'il serait judicieux d'exploiter; en effet les inductances de câblage ne sont pas négligeables et les semi-conducteurs en général ont des condensateurs parasites en parallèle (surtout les diodes et les transistors de puissance du type mosfet) tel que montré à la figure 1.4; donc en augmentant considérablement ces composantes parasites et en ne gardant, d'une part, qu'une seule inductance (dans la maille j1) et d'autre part qu'un seul condensateur principal en parallèle avec un des deux interrupteurs, on modifie la structure de la cellule de base et son fonctionnement; on obtient ainsi une nouvelle cellule de commutation qui profite de la présence d'éléments parasites. On voit déjà que le fonctionnement sera très différent de celui de la cellule de base car les éléments réactifs qu'on a volontairement agrandi joueront le rôle de CALC mais d'une manière très particulière tel qu'illustré à la figure 1.5. Il est évident que le but escompté est l'amélioration de l'actuelle cellule dite à commutation dure afin de la rapprocher le plus possible d'une structure à commutation naturelle.

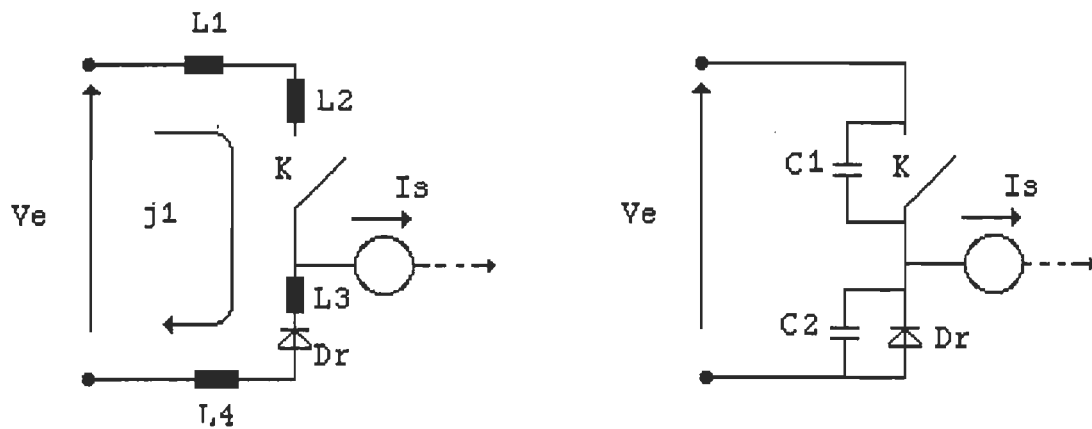


Fig.1.4 :modélisation de la cellule de commutation

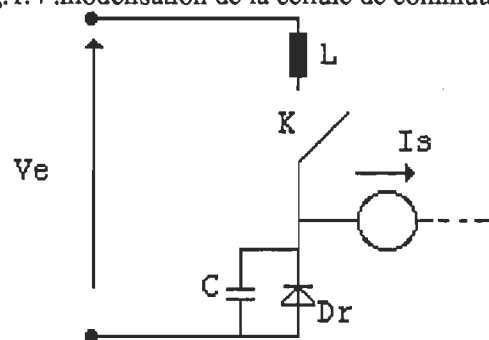


Fig.1.5:Cellule de commutation modifiée

Les valeurs de L et C (figure 1.5) sont telles qu'ils peuvent osciller à une pulsation

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \quad (1)$$

Il est clair que les deux éléments réactifs jouent le rôle de CALC, cependant nous devons analyser le fonctionnement dans un contexte général afin de pouvoir mettre en évidence tous les avantages et/ou inconvénients d'une telle cellule de commutation. Le fonctionnement sera analysé à partir d'une topologie dévolteur (buck) (figure 1.6) qui est directement déduite de la cellule de commutation modifiée. On supposera que l'interrupteur commandable fonctionne en mode thyristor.

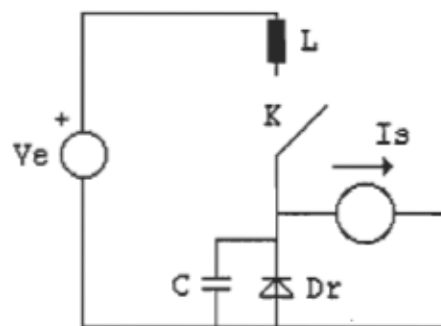


Fig 1.6: Convertisseur buck (déduit de la cellule modifiée)

Analyse du fonctionnement

Le plan de phase nous sera d'une grande utilité dans l'étude du montage, car il permet l'analyse graphique du fonctionnement sans établir d'équations au préalable.

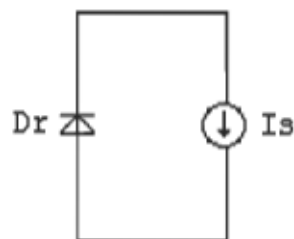


Fig 1.7: séquence 1

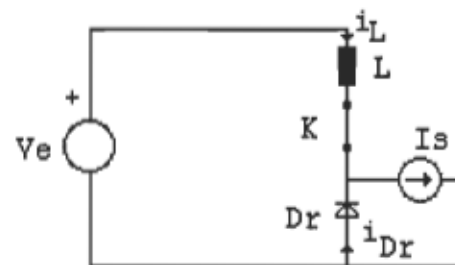


Fig.1.8: séquence 2

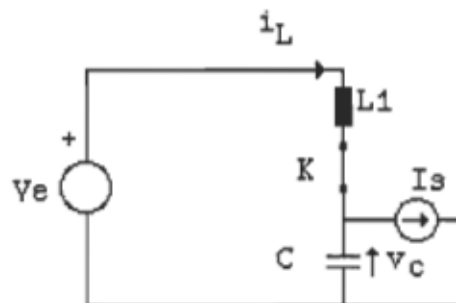


Fig 1.9: séquence 3

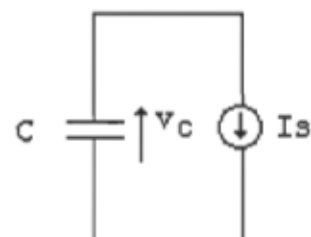


Fig 1.10: séquence 4

- État initial (Fig.1.7): $[t_0]$

La diode de roue libre conduit depuis longtemps (les variables d'état ne sont pas libres) et le système est figé (en attente de changement). Ceci se traduit par un point dans le plan de phase (Fig.1.11).

- Séquence 1 (Fig.1.8): $[t_0-t_1]$

Le thyristor est amorcé (le changement a eu lieu); le courant i_{Dr} est donné par la relation (2):

$$i_{Dr} = I_s - i_L \quad (2)$$

le courant i_L est donné par la relation (3):

$$i_L = \frac{V_c}{L_1}(t_1 - t_0) \quad (3)$$

$$V_c = 0 \quad (4)$$

ceci se traduit par un segment de droite sur l'axe des ordonnées (montée linéaire).

- Séquence 2 (Fig.1.9): $[t_1-t_2]$

Lorsque le courant i_L atteint I_s , la diode D_r se bloque et L et C oscillent à une

pulsation : $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \quad (5)$

Ceci se traduit par un arc de cercle centré en (V_c, I_s) (régime libre).

- Séquence 3 (Fig.1.9): $[t_2-t_3]$

Au passage par zéro de i_L , l'interrupteur K se bloque (puisque'il est non réversible en courant) et C se décharge linéairement à travers la charge (se traduit par un segment sur le plan de phase allant du point d'intersection avec l'axe des abscisses jusqu'à l'origine); à ce moment là, la diode D_r en profite pour devenir passante. Cette dernière séquence boucle le cycle et le processus est en attente d'un nouvel signal de commande.

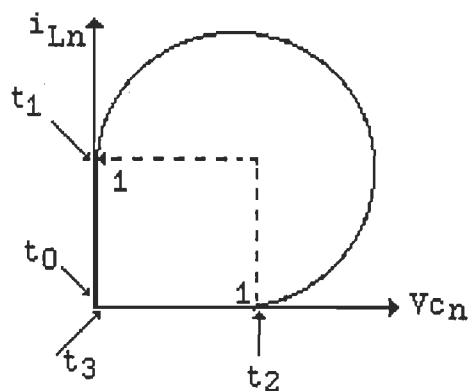


Fig 1.11: Plan de phase dans le cas particulier où $I_s = V_e \sqrt{\frac{C}{L}}$

La méthode du plan de phase nous sert de repère afin de comprendre et d'analyser toutes les séquences possibles. Si l'on voulait faire la même étude en se basant sur les équations temporelles, il aurait fallut connaître toutes les séquences possibles (dans ce cas le fonctionnement est très simple !) et on peut par exemple déduire les contraintes maximales dans la cellule; l'élimination de la variable "temps" permet la déduction directe des interactions entre les différentes variables d'état mises en jeu. Quoi qu'il en soit, l'analyse de ce convertisseur dévolteur (buck) modifié démontre que la cellule à commutations sans pertes fonctionne au même titre que la cellule de commutation originale.

Ceci nous permettra d'aborder les cellules, qu'on appellera désormais "cellules quasi-résonnantes", à la section 2.1 du chapitre 2.

1.3 INTERRUPTEURS RÉSONNANTS

Un des résultats que l'on peut déduire de la cellule de commutation modifiée est que le fait de changer la disposition des éléments L et C d'une part et la nature de l'interrupteur commandable d'autre part, génère de nouvelles cellules, si l'on pose

que l'ensemble constitué par L, C, K et Dr forme un seul module analogue à un interrupteur, alors la notion d'interrupteur résonnant [8] sera évidente.

Ceci revient à dire que le fait de remplacer ce module par un autre ayant une structure différente, dans une cellule de commutation donnée, permettra la génération d'une multitude de cellules à commutation douce.

1.3.1 Interrupteurs en mode thyristors

Rappelons brièvement les propriétés essentielles du thyristor. Sa caractéristique statique est la suivante (Fig.1.12):

- le circuit dans lequel il est intégré doit permettre l'annulation du courant qui le parcourt, annulation qui est la condition de blocage spontané;
- le thyristor peut s'amorcer si la tension à ses bornes atteint V_M ;
- il est bidirectionnel en tension;
- l'amorçage normal est effectué par application d'une commande sur l'électrode de commande G.

Cet amorçage étant une commutation forcée, il peut être générateur de pertes. On peut donc adjoindre à ce thyristor un circuit d'aide à l'amorçage, constitué d'une simple inductance en série, L_T (Fig.1.13).

Du fait de la condition de blocage du thyristor ($i=0$), aucune énergie ne sera présente dans cette inductance, lors de cette commutation. Aucun circuit de dissipation n'est nécessaire.

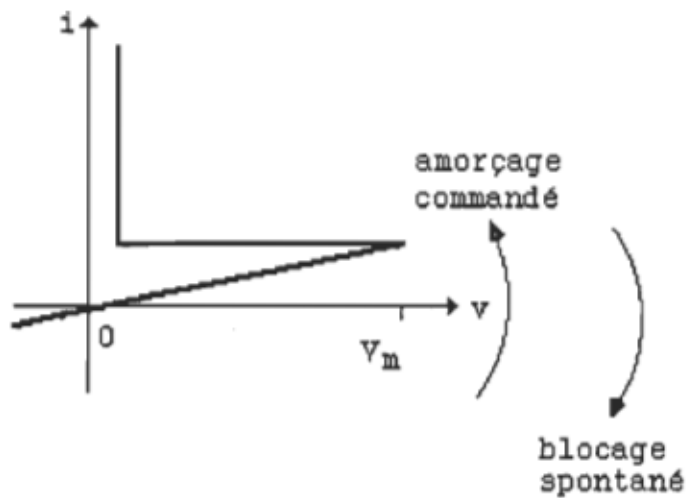


Fig.1.12

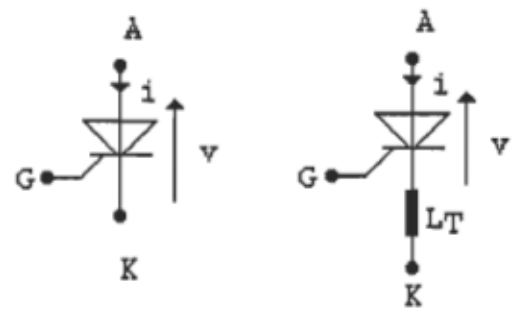


Fig.1.13

On peut synthétiser cette fonction en utilisant n'importe quel composant entièrement commandé T, adapté à la gamme de fréquence utilisée (Fig.1.14).

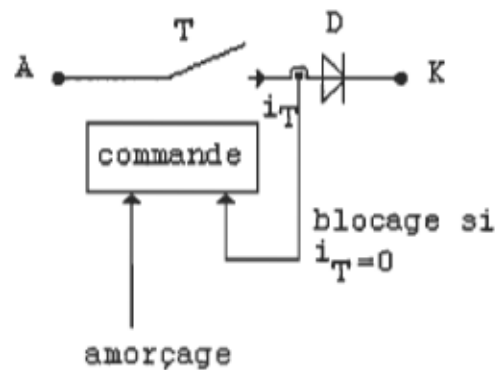


Fig.1.14: Thyristor de synthèse (T est un interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture)

Une diode en série permet le blocage de l'ensemble lorsque le courant s'annule, et simultanément, il faut assurer le blocage de l'interrupteur T, afin qu'une remise en conduction, sans nouvel ordre d'amorçage, soit impossible.

1.3.2 Interrupteurs en mode thyristor dual

Cette fonction a été assimilée à partir de l'application des règles de la dualité aux interrupteurs [8]. Indiquons la nature de ces règles et leurs conséquences.

1.3.2.1 Rappel sur les règles de la dualité

La dualité est une propriété qui trouve son origine dans l'étude des circuits linéaires. On appelle circuits duaux, deux réseaux électriques dont la topologie est différente mais qui sont régis par deux systèmes d'équations différentielles de même nature. L'exemple suivant illustre cette définition (Fig.1.15):

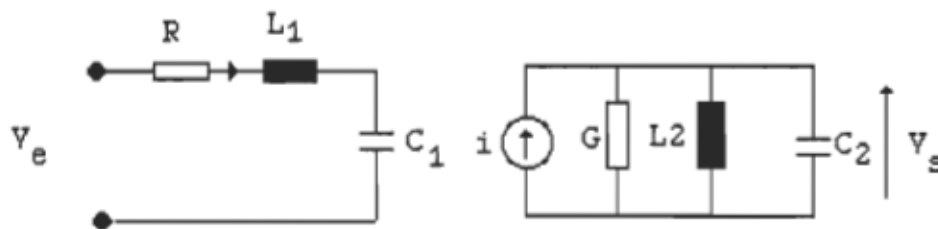


Fig.1.15: Exemple de circuits duaux

avec : $G = R$

$L2 = C1$

$C2 = L1$

$$v_e(s) = R \cdot i(s) + L_1 \cdot s \cdot i(s) + \frac{i(s)}{C_1 s} \quad (6)$$

$$i(s) = G \cdot v_s(s) + C_2 \cdot s \cdot v_s(s) + \frac{v_s(s)}{L_2 \cdot s} \quad (7)$$

• Éléments duaux classiques:

- courant-tension,
- résistance-conductance,
- puissance et énergie sont duales d'elles mêmes,
- impédance-admittance,
- inductance-condensateur.

Une règle graphique simple permet de trouver le circuit dual d'un quelconque réseau tel que montré à la figure 1.16.

- on place un point dans chaque maille du circuit. Ce point correspond au noeud dual de cette maille dans le circuit dual;
- on place un point à l'extérieur du réseau;
- le circuit dual est constitué en plaçant l'élément dual de l'élément qui apparaît entre 2 points du circuit source, entre les deux noeuds correspondants du circuit dual

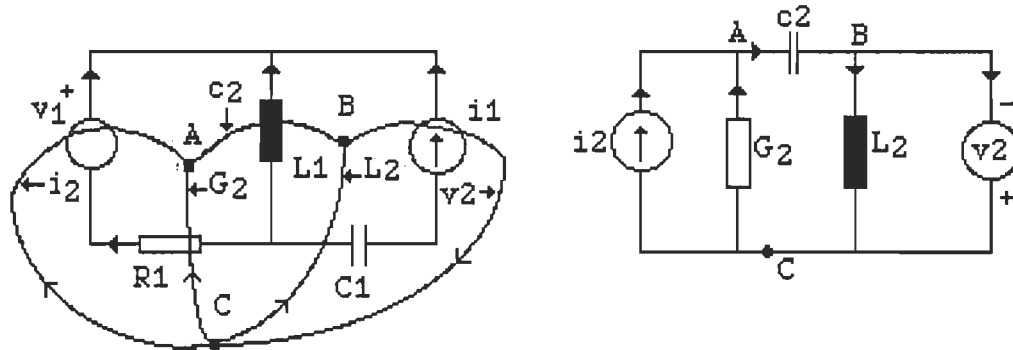


Fig.1.16: Application du principe de la dualité

L'orientation du circuit dual est obtenue en écrivant les équations des noeuds de ce circuit qui sont duales des équations des mailles du circuit source.

Il est possible de définir, selon les mêmes principes, la dualité entre deux interrupteurs quelconques. Deux interrupteurs sont duaux si leurs caractéristiques $i=f(v)$ sont symétriques par rapport à la première bissectrice du plan $i(v)$ (permutation des grandeurs i et v). Ainsi, pour exemples, un interrupteur entièrement commandé ou une diode sont duaux d'eux-mêmes (Fig.1.17).

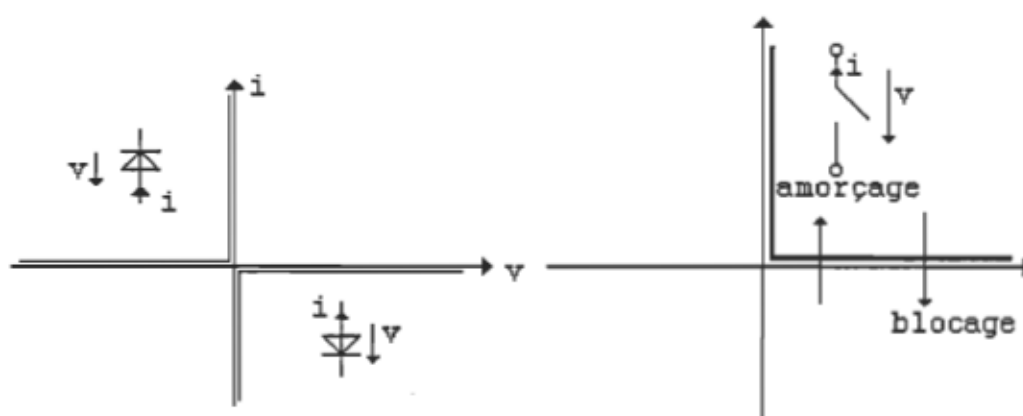


Fig.1.17

1.3.2.2-Résumé

Il est très simple de déduire la constitution des interrupteurs résonnants: si l'on adjoint aux interrupteurs décrits précédemment et dotés de leur circuit d'aide à la commutation, le composant dual de ce circuit d'aide, on obtient les thyristors et thyristors-duaux quasi résonnants (Fig.1.18):

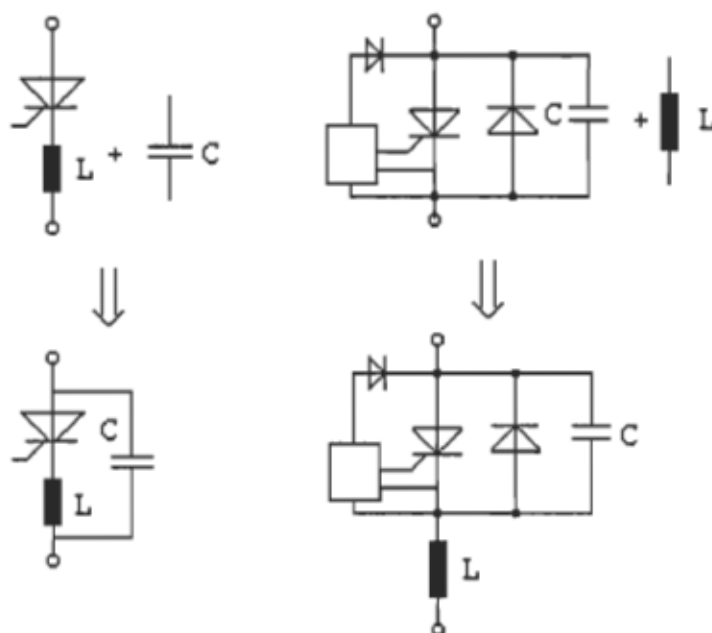


Fig.1.18

La présence du circuit résonnant ainsi constitué permet, à l'interrupteur, de réaliser les conditions de sa propre commutation spontanée.

1.3.3 Récapitulation

On peut dire qu'il existe essentiellement deux familles d'interrupteurs résonnants : l'interrupteur en mode thyristor et l'interrupteur en mode thyristor dual.

L'interrupteur en mode thyristor est un interrupteur de synthèse dont le fonctionnement est similaire à celui d'un thyristor normal (amorçage commandé et un blocage spontané). L'interrupteur en mode thyristor dual est le dual du thyristor normal (amorçage spontané et blocage commandé); la figure 1.19 résume les différentes sortes d'interrupteurs résonnants.

1.3.4 Procédure utilisée pour l'obtention des structures duales

On applique directement les règles de la dualité aux différentes structures situées dans la partie gauche de la figure 1.19; ainsi on trouve:

Figure 1.19(1)

thyristor:

- protégé à l'amorçage
(inductance en série avec l'interrupteur)
- unidirectionnel en courant
- bidirectionnel en tension

Figure 1.19(5)

thyristor dual:

- protégé au blocage
(condensateur en parallèle avec l'interrupteur)
- bidirectionnel en courant
- unidirectionnel en tension

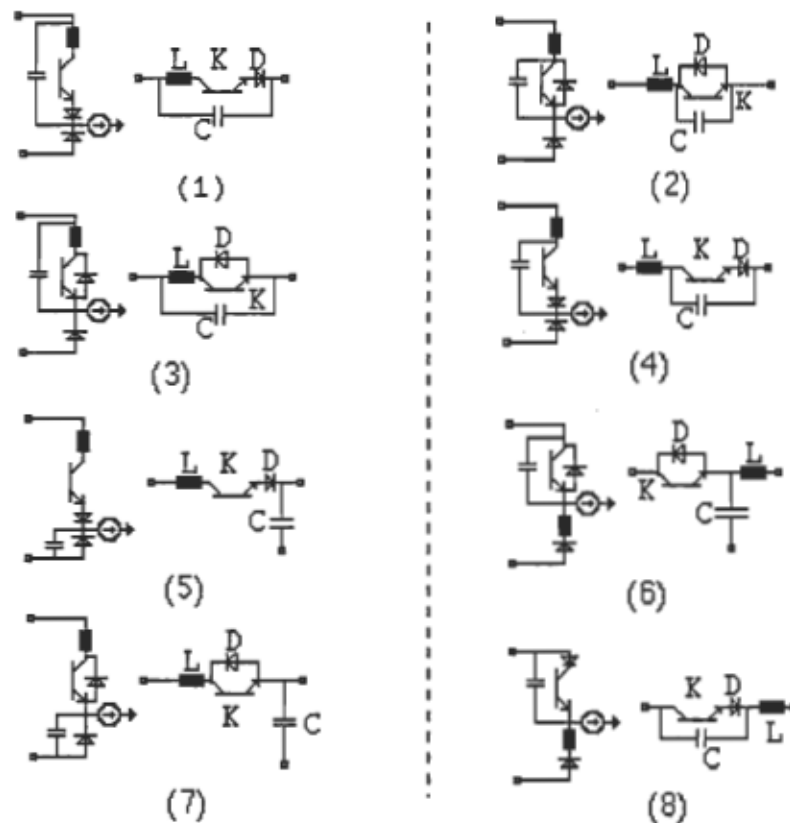


Fig.1.19 (Le trait en pointillés symbolise la dualité)

- (1) et (5) : thyristors quasi résonnants
- (3) et (7) : thyristors-diode quasi résonnants
- (2) et (6) : thyristors duaux quasi résonnants
- (4) et (8) : thyristors-diode duaux quasi résonnants

Nous avons montré la cellule de commutation ainsi que l'interrupteur résonnant correspondant afin d'éviter toute confusion.

1.4 CONCLUSION

D'une manière générale, les cellules de commutation qui sont des sous-circuits présents dans la totalité des alimentations à découpage, peuvent facilement être adaptées de manière à avoir des commutations plus douces (c'est-à-dire que les pertes par commutation sont très faibles), en leur ajoutant un ensemble d'éléments réactifs

(inductances et condensateurs) et en modifiant la nature de l'interrupteur commandable .

Un interrupteur résonnant est un module constitué d'un interrupteur commandable (unidirectionnel ou bidirectionnel) qui est généralement un transistor avec ou sans diode en anti-parallèle, d'un condensateur et d'une inductance. En appliquant le principe de la dualité (intervertir i et v dans le plan $i(v)$), on obtient un autre type d'interrupteurs résonnants dits "duaux". Nous verrons au chapitre 6 la réalisation pratique de ce type d'interrupteurs.

*" Une accumulation de faits n'est pas plus une science qu'un tas de
briques n'est une maison "*

Henri Poincaré

CHAPITRE 2

INTRODUCTION À LA COMMUTATION SANS PERTES

Ce chapitre constitue un survol des différentes méthodes utilisées pour obtenir des cellules à commutation douce. Il existe plusieurs types de cellules commutant sans pertes, cependant elles sont toutes regroupées par trois grandes familles:

- les cellules quasi résonnantes
- les cellules à source bidirectionnelle
- les cellules multi-résonnantes

2.1- ÉTUDE DE CONVERTISSEURS FONCTIONNANT EN QUASI RÉSONNANCE

Les notions que nous allons exposer dans ce chapitre constituent un rappel des principes de base, déjà traités en détail dans les références [5], [6], [9], [10] et [11], des convertisseurs résonnants; pour cette raison, nous avons jugé utile de ne redémontrer que quelques résultats.

2.1.1 Rappel

Du point de vue linguistique, le préfixe "quasi" signifie "presque" ou "faux", c'est donc dire que quasi résonnant veut dire "faux résonnant". Cette appellation découle du fait que ce genre de convertisseurs possède une phase de résonance incomplète et que le courant, dans le cas d'un interrupteur résonnant fonctionnant en mode thyristor, et la tension dans le cas d'un interrupteur du type thyristor dual, ont une

forme quasi sinusoïdale (Fig.2.1).

Dans le cas du thyristor, le passage par zéro du courant, doit permettre à la logique de commande de bloquer le thyristor. Dans le cas du thyristor dual, l'annulation de la tension à ses bornes doit permettre le réamorçage de l'interrupteur. On dit alors que le courant dans le cas d'un interrupteur en mode thyristor est quasi-sinusoïdal et la tension dans le cas du thyristor dual, est quasi-sinusoïdale.

2.1.2 Problématique

Le but escompté est la réalisation de cellules à réinitialisation spontanée, pouvant commuter sans pertes; nous utiliserons la notion de cellule de commutation pour l'étude propre du mode de fonctionnement, mais les résultats seront généralisés aux interrupteurs résonnants .

Un essai "sur le terrain" sera appliqué aux différentes cellules que nous allons étudier; en effet c'est seulement en variant fortement la charge (du court-circuit à la marche à vide) que l'on saura les limites de fonctionnement (commutation) des cellules.

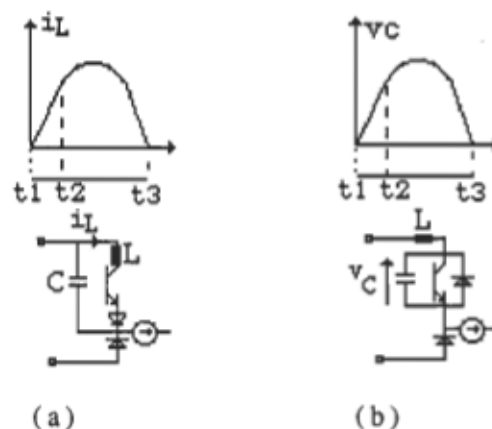


Fig.2.1

- intervalle $t_1 - t_2$: croissance linéaire (le thyristor est amorcé dans le cas de la Fig.2.1a et le thyristor dual est bloqué dans le cas de la Fig.2.1b)
- intervalle $t_2 - t_3$: allure sinusoïdale

Ce dernier point est primordial pour le tracé des caractéristiques naturelles de sortie dans le plan $v(i)$; en outre il nous permettra de choisir la topologie la mieux appropriée selon les applications envisagées et les performances exigées.

Un dernier point qu'il serait bon de noter est que toutes les relations que nous allons mettre en évidence ne s'appliquent qu'à la cellule propre et non pas à une topologie bien définie sauf le cas du dévolteur qui est la cellule de commutation même. La généralisation des résultats aux autres topologies sera abordée ultérieurement.

2.1.3 Étude de quelques cellules fonctionnant en quasi résonance

2.1.3.1 Exemple 1

Nous avons déjà introduit un type de cellule quasi résonante à la section 1.2; nous allons maintenant appliquer les mêmes règles à d'autres cellules ayant des topologies différentes. Dans tous les cas, on suppose que la tension d'entrée et le courant de charge soient parfaitement constants; aussi on suppose que l'amortissement dans le circuit résonnant soit négligeable (il sera introduit plus tard dans le dimensionnement).

La première cellule que nous allons étudier est représentée à la figure 2.2; on voit tout de suite que l'interrupteur est en mode thyristor (inductance en série avec K).

•État initial:

- K : bloqué
- Dr : conduit
- $v_C = E$
- $i_L = 0$

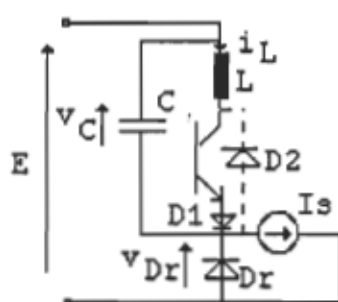


Fig 2.2

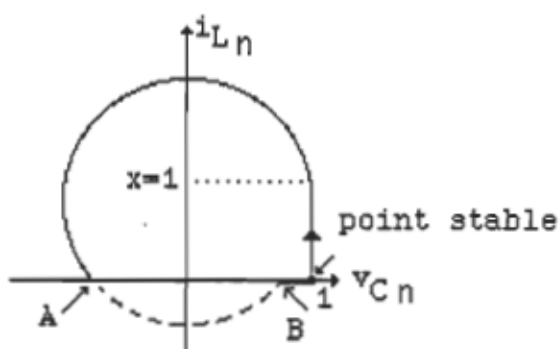


Fig.2.3: Plan de phase (l'arc en pointillés correspond à la conduction de la diode D2)

avec:

$$X = I_{Sn} = \frac{I_S}{E} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$I_{Ln} = \frac{I_L}{E} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$v_{Cn} = \frac{v_C}{E}$$

- séquence 1:

- K : conduit

- Dr : conduit

- $v_C = E$

- $i_L = \frac{v_C}{L} t$ (jusqu'à $i_L = I_S$)

(2.1)

- séquence 2:

- K : conduit

- Dr: bloquée car $i_{Dr} = 0$ (puisque $I_S = i_L$)

- phase de résonance entre L et C oscillation de centre (0 , 1) et de rayon 1

jusqu'au point A (Fig.2.3).

• séquence 3:

• K : bloqué (le courant i_L s'est annulé)

• Dr : bloquée (car v_{Dr} est négative)

$$v_{Cn} = -\sqrt{1-X^2} \quad (2.2)$$

• retour à l'état initial (charge à courant constant de C)

$$v_{Cn} = \frac{I_s}{C} t - \sqrt{1-X^2} \quad (2.3)$$

• si la diode D2 est présente dans le circuit, alors l'oscillation se terminera au point B et la charge de C se fera selon l'équation 2.4.

$$v_{Cn} = \frac{I_s}{C} t + \sqrt{1-X^2} \quad (2.4)$$

2.1.3.2 Exemple 2

Il serait opportun de finir cette étude en appliquant la dualité à la cellule de l'exemple1. En fait on peut déterminer les caractéristiques duales directement sans étudier le fonctionnement, mais nous préférons l'analyser sans la moindre interférence avec le montage précédent. La cellule est illustrée à la figure 2.4.

Dans cet exemple K fonctionne en mode thyristor dual (réversible en courant et unidirectionnel en tension) ou en thyristor-diode dual (réversible en tension et unidirectionnel en courant).

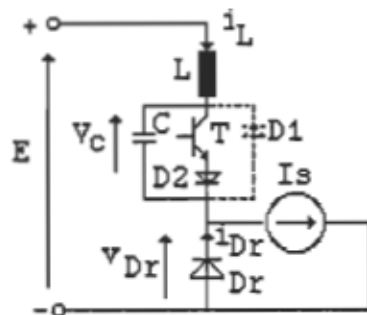


Fig.2.4

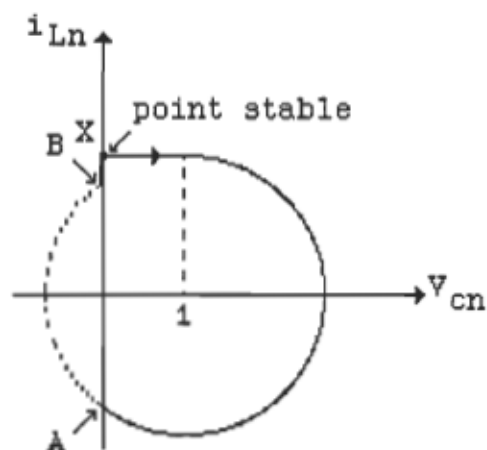


Fig.2.5: La partie en pointillés correspond à la conduction de la diode D2

- État initial
 - K : passant (point X sur la figure 2.5)
 - Dr : bloquée
 - $v_C = 0$
 - $i_L = I_s$

- séquence 1
 - K : bloqué
 - Dr : bloquée car $v_{Dr} < 0$
 - $v_C = \frac{i_L}{C} t$ (charge linéaire) (2.5)
 - $i_L = I_s$

- séquence 2
 - K : bloqué
 - D1 : passante car $v_{D1} = 0$

- $v_C = E$ (fin de la charge linéaire)
- $i_L = I_s$
- oscillations de centre (1,0) et de rayon 1 entre L et C à une pulsation

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{jusqu'au point A (Fig.2.5)} \quad (2.6)$$

• séquence 3

- K : bloqué (point A sur la figure 2.5)
- Dr : passante ($i_{Dr} > 0$)
- $v_C = 0$ (car D1 peut s'amorcer)

$$i_L = -\sqrt{X^2 - 1} \quad (2.7)$$

- retour à l'état initial (charge à tension constante de l'inductance)

$$i_L = \frac{E}{L} t - \sqrt{X^2 - 1} \quad (2.8)$$

- si la diode D2 est présente dans le circuit, alors l'oscillation se terminera au point B et la charge de L se fera selon l'équation 2.9

$$i_L = \frac{E}{L} t + \sqrt{X^2 - 1} \quad (2.9)$$

2.1.4 Dimensionnement

Dans cette sous-section, nous allons montrer un exemple de dimensionnement typique déduit du plan de phase ainsi que le calcul des durées de chaque séquence et des caractéristiques statiques de sortie de la cellule. Des renseignements plus complets sont disponibles à la référence [5].

Le dimensionnement doit se faire en tenant compte de l'amortissement du circuit oscillant.

2.1.4.1 Rappel sur la réponse des circuits oscillants en tenant compte d'un amortissement

Soit l'équation d'un circuit résonnant avec amortissement:

$$LC \frac{d^2 v_c}{dt^2} + RC \frac{dv_c}{dt} + v_c = 0 \quad (2.10)$$

La solution générale de l'équation différentielle est donc dans ce cas:

$$v_c = [e^{-\alpha t}] \cdot [c_1 \cos \omega t + c_2 \sin \omega t] \quad (2.11)$$

avec:

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Et après avoir résolu l'équation différentielle (2.10), on trouve:

$$v_c(t) = v_0 [e^{-\alpha t}] \cos \omega t \quad (2.12)$$

$$i_L(t) \sqrt{\frac{L}{C}} = -v_0 [e^{-\alpha t}] \sin \omega t \quad (2.13)$$

qui représentent les équations d'une spirale logarithmique [26] .

Pour appliquer ce principe au plan de phase, on pose un certain amortissement , par exemple 25% à la fin d'une période d'oscillation, ensuite en appliquant les résultats obtenus ci-haut, on trouve:

-exemple: pour un quart de période l'amortissement est : $0.75e^{-0.25}$

pour une demi période : $0.75e^{-0.5}$, et ainsi de suite.

2.1.4.2 Critères de dimensionnement

Les deux critères de dimensionnement que nous utiliserons sont:

- la limite de commutation,
- la surtension ou surintensité maximale.

D'après la figure 2.3, nous pouvons dire que la limite de commutation est telle que l'amplitude du courant de charge ne doit pas dépasser 1; c'est-à-dire d'une manière générale :

$$\frac{i_L}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} < 1 \quad (2.14)$$

Donc en tenant compte d'un amortissement tel que l'amplitude décroît exponentiellement et atteint 75% de sa valeur après une période, la condition de commutation devient :

$$\frac{i_L}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} < 0.75^{\frac{3}{4}} = 0.81 \quad (2.15)$$

mais ceci n'est pas suffisant pour le dimensionnement; en effet nous devons choisir un facteur de sécurité supplémentaire k tel que:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{0.81}{k} \frac{E_{\min}}{I_{L \max}} \quad (2.16)$$

où k est nécessairement supérieur à 1 et E_{\min} et $I_{L \max}$ représentent le pire cas de fonctionnement (surtension maximale).

De la même façon, on peut trouver la surintensité maximale:

$$T2 = \sqrt{LC} \left[\frac{3\pi}{2} + \arccos(X) \right] \quad (2.19)$$

$$T3 = \frac{\sqrt{LC}}{X} [1 - \sin(\arccos(X))] \quad (2.20)$$

La durée $T4$ ne dépend que de la fréquence de fonctionnement

$$T4 = 2\pi - T1 - T2 - T3 \quad (2.21)$$

2.1.4.4 Caractérisation de la cellule

La caractérisation de la cellule consiste en la détermination, en valeurs réduites, des différents paramètres de la cellule. Combinée aux relations d'équivalence que nous verrons dans un chapitre ultérieur, elle permettra l'obtention, sans aucune étude préalable, des caractéristiques de toutes les structures désirées.

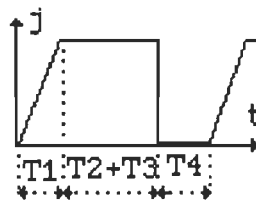


Fig.2.7 : courant d'entrée dans la cellule représentée à la figure 2.2

La figure 2.7 montre l'allure du courant dans l'interrupteur K durant les intervalles $T1$ - $T4$, où J représente le courant d'entrée d'une cellule quelconque (Fig.1.1). Nous préférons garder cette notation afin d'éviter toute confusion avec les autres courants présents dans la cellule.

$$\frac{j_{\text{moy}}}{I} = j = \frac{1}{T} [0.5 T1 + T2 + T3] \quad (2.22)$$

avec: $I = E \sqrt{\frac{C}{L}}$

On détermine, en fonction des sources et de la fréquence de commutation, les

valeurs moyennes de la tension v_K et du courant j qui est aussi le courant dans l'interrupteur résonnant. Ces calculs sont montrés dans l'annexe 2.

$$\frac{j_{\text{moy}}}{I} = J \quad \text{et} \quad \frac{V_{K\text{moy}}}{E} = U$$

$$\frac{f}{f_r} = F \quad \text{donc : } f\sqrt{LC} = \frac{F}{2\pi} \quad (2.23)$$

et en remplaçant f , $T1$, $T2$, $T3$, par les expressions établies ci-dessus, on obtient les équation suivantes:

$$J = \frac{F}{2\pi} \left[\frac{X}{2} + \frac{3\pi}{2} + \arccos(X) + \frac{1 - \sin(\arccos(X))}{X} \right] \quad (2.24)$$

Le courant moyen, en valeurs réduites J , dans la cellule s'exprime en fonction de la fréquence réduite et de X .

$$U = 1 - J = h_{QR}(F, X) = 1 - \frac{F}{2\pi} \left[\frac{X}{2} + \frac{3\pi}{2} + \arccos(X) + \frac{1 - \sin(\arccos(X))}{X} \right] \quad (2.25)$$

Dans le cas du thyristor:

$$T2 = \sqrt{LC} \left[\pi + \arcsin(X) \right] \quad (2.26)$$

$$T3 = \frac{\sqrt{LC}}{X} \left[1 + \cos(\arcsin(X)) \right] \quad (2.27)$$

et donc :

$$U = \frac{u_{\text{moy}}}{E} = 1 - \frac{F}{2\pi} \left[\frac{X}{2} + \pi + \arcsin(X) + \frac{1 + \cos(\arcsin(X))}{X} \right] = g_{QR}(F, X) \quad (2.28)$$

2.1.4.5 Généralisation

On peut appliquer les mêmes règles au thyristor dual; la condition de commutation devient:

$$\frac{I}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} > 1$$

en tenant compte d'un amortissement tel que l'amplitude décroît exponentiellement et atteint 75% de sa valeur après une période:

$$0.75^{\frac{3}{4}} \frac{I}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} > 1 \text{ donc } X > \frac{1}{\frac{3}{0.75^4}}$$

et en introduisant un facteur de sécurité K :

$$X = 1.23k \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

où k est nécessairement supérieur à 1.

$$\begin{aligned} \widehat{V}_{K\max} &= \left[E + 0.75^{0.25} \sqrt{\frac{L}{C}} \right]_{\max} \\ &= E_{\max} + 0.93 I_{\max} \frac{1.23}{k} \frac{E_{\max}}{I_{\min}} \\ \widehat{V}_{K\max} &= E_{\max} \left[1 + 1.15k \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \right] \end{aligned} \quad (2.32)$$

et :

$$\frac{V_{K\text{moy}}}{E} = g_{QR}(F, X) \text{ donc } \frac{j_{\text{moy}}}{I} = g_{QR}(F, X) \quad (2.33)$$

2.1.4.6 Résumé

En résumé, nous pouvons résumer les principales caractéristiques des cellules QR usuelles

thyristorcondition de commutation

$$X < 0.81$$

contrainte maximale

$$\hat{I}_{\max} = I_{\max} \cdot (1 + 1.15 \cdot k \cdot \frac{E_{\max}}{E_{\min}})$$

tension de sortie moyenne

$$U = g_{QR}(F, X)$$

thyristor-diodecondition de commutation

$$X < 0.81$$

contrainte maximale

$$\hat{I}_{\max} = I_{\max} \cdot (1 + 1.15 \cdot k \cdot \frac{V_{\max}}{V_{\min}})$$

tension de sortie moyenne

$$U = h_{QR}(F, X)$$

$$g_{QR}(F, X) = 1 - \frac{F}{2\pi} \left[\frac{X}{2} + \pi + \arcsin(X) + \frac{1 + \cos(\arcsin(X))}{X} \right]$$

$$h_{QR}(F, X) = 1 - \frac{F}{2\pi} \left[\frac{X}{2} + \frac{3\pi}{2} + \arccos(X) + \frac{1 - \sin(\arccos(X))}{X} \right]$$

thyristor dualcondition de commutation

$$X > 1.23$$

contrainte maximale

$$\hat{V}_{\max} = V_{\max} \left[1 + 1.15 k \cdot \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \right]$$

tension de sortie moyenne

$$U = 1 - g_{QR}(F, \frac{1}{X})$$

thyristor-diode dualcondition de commutation

$$X > 1.23$$

contrainte maximale

$$\hat{V}_{K\max} = E_{\max} \left[1 + 1.15 k \cdot \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \right]$$

tension de sortie moyenne

$$U = 1 - h_{QR}(F, \frac{1}{X})$$

2.2 COMMUTATION DOUCE À SOURCE BIDIRECTIONNELLE

La seconde méthode qui nous permet d'avoir des cellules à commutation douce est appelée la "source bidirectionnelle" [5]. Nous allons voir qu'elle s'appuie sur un principe très différent des principes étudiés jusqu'ici.

2.2.1 Rappel

Dans toutes les cellules de commutation de base existent des sources que l'on suppose quasi constantes. Cependant, en pratique, au moins une source (d'entrée ou de sortie) est un filtre de second ordre. Ce filtre est calculé de manière à obtenir de faibles variations du courant dans l'inductance et de la tension aux bornes du condensateur (Fig.2.8 et 2.9). Le rapport des deux éléments du filtre peut être modifié pour avoir d'un côté une source à très faibles ondulations et de l'autre une source à très fortes ondulations tel que montré par la figure 2.9; on modifie ainsi le filtre de sortie de sorte que le courant dans l'inductance de filtrage soit continu mais non constant

(ondulatoire), et que le courant dans la charge soit constant grâce à l'accroissement de la valeur du condensateur de filtrage C_s ; on a choisi de modifier seulement le filtre de sortie, mais on aurait pu envisager la même modification au niveau du filtre d'entrée.

De là est venue l'idée de la bidirectionnalisation du courant de charge. En fait au lieu de chercher à diminuer l'ondulation du courant, on l'augmente de manière à avoir un courant qui s'annule furtivement à chaque période. La figure 2.10 illustre un exemple de bidirectionnalisation de la source de courant.

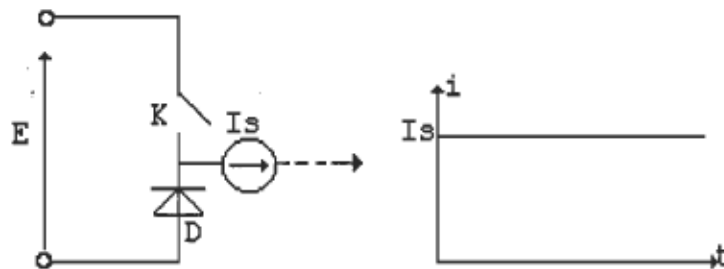


Fig.2.8: Les sources sont idéales

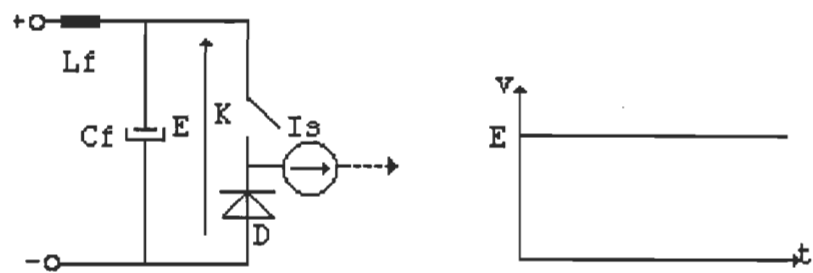


Fig.2.9 : La source de tension est parfaitement filtrée

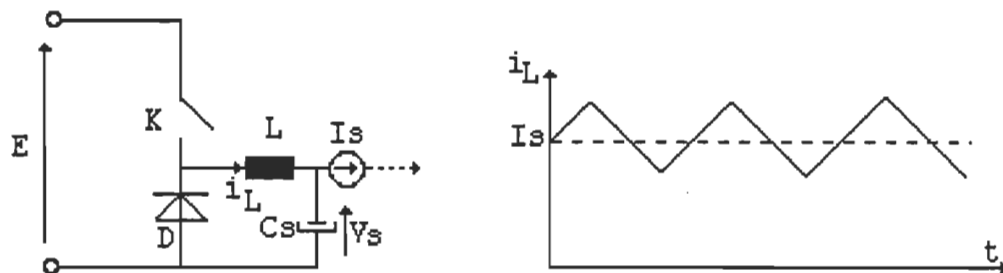


Fig 2.10: On tient compte des imperfections de la source de courant

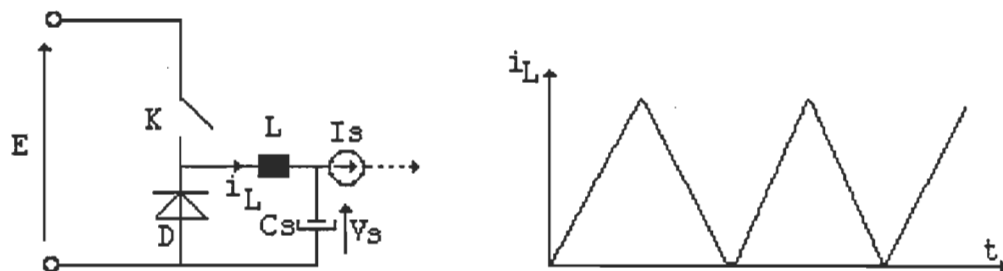


Fig 2.11: L'inductance de lissage est fortement réduite

Remarque: dans tous les cas, la continuité du courant est symbolisée par une flèche.

2.2.2 Modification de la source de courant

1- Les figures 2.8 et 2.9 montrent les cellules de commutation avec sources idéalisées : les sources sont supposées parfaitement filtrées et aucune ondulation n'est prise en compte.

2- Dans le cas de la figure 2.10, le filtre de sortie est montré en insistant sur les

ondulations non négligeables du courant i_L . On peut aussi représenter de la même façon le filtre d'entrée (modification de la source de tension).

3- La bidirectionnalisation de la source de courant est accomplie (Fig.2.11) en diminuant considérablement la valeur de L jusqu'à ce que le courant s'annule furtivement à chaque période. La tension V_s est maintenue constante grâce à l'augmentation de la valeur du condensateur de filtrage C_s . Il faut remarquer que la source de courant I_s est obtenue en augmentant considérablement la valeur de C_s ; en d'autres termes, le courant dans la résistance de charge est pratiquement constant.

Si l'on se penche sur le cas de la figure 2.11, et que l'on désire connaître l'état de chaque interrupteur au moment où le courant I_L s'annule, nous pouvons faire le raisonnement suivant:

-Si l'interrupteur K est fermé, alors le courant i_L est donné par :

$$i_L = \frac{E - V_s}{L} t \quad (2.34)$$

le courant i_L va croître tant que K restera fermé. Mais comme nous choisissons l'instant où la source s'annule donc le courant était forcément décroissant, K était bloqué et D était passante. Le plus important dans ceci est le fait que la diode se soit bloquée suite à l'annulation du courant I_L et non pas comme en découpage classique suite à la commande d'amorçage de l'interrupteur commandable (cas de toutes les cellules de commutation vues auparavant).

2.2.3 Définition de la source bidirectionnelle

Une source bidirectionnelle est une source continue dont la valeur s'annule furtivement à chaque période. Ceci est obtenu grâce à la modification du filtre de sortie de la cellule de commutation classique, en diminuant la valeur de l'inductance de filtrage L et en augmentant considérablement celle du condensateur de filtrage C_s . La cellule à source bidirectionnelle exploite cette propriété afin de permettre la commutation de la diode de roue libre.

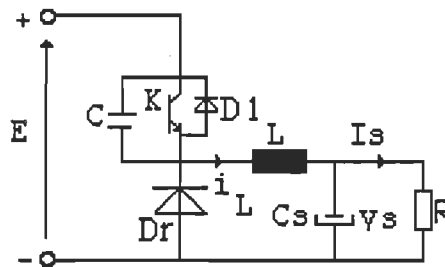


Fig.2.12: Convertisseur dévolteur (buck) à source bidirectionnelle fonctionnant en mode thyristor dual

2.2.4 Cellules de commutation à source bidirectionnelle

Nous sommes maintenant en mesure de définir la cellule à source bidirectionnelle résonnante, si on choisit un fonctionnement en mode thyristor dual, nous obtenons la cellule montrée à la figure 2.12. De la même façon, nous pouvons définir la cellule de commutation fonctionnant en mode thyristor. Toutes les modifications que l'on a faites subir à la cellule de commutation de base (classique) se résument en une seule opération : changer l'interrupteur du type MLI par un autre du type SB (Fig.2.13).

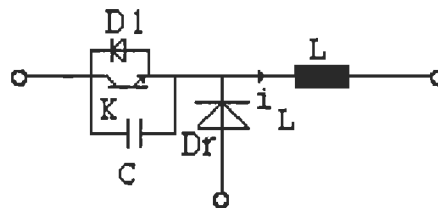


Fig.2.13 : Interrupteur résonnant du type SB

2.2.5 Étude dans le plan de phase d'un convertisseur à source bidirectionnelle

Le montage est celui de la figure 2.12

- État initial:(Fig.2.13 a)
- * la diode Dr est bloquée,
- * K est passant,

$$i_L = \frac{E - V_s}{L} t \quad (\text{la montée du courant est une fonction du temps}) \quad (2.35)$$

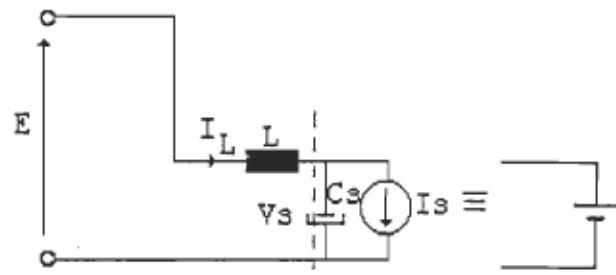


Fig.2.13 a : état initial

- Séquence 1: (Fig.2.13 b)
- * blocage commandé de K
- * oscillation entre L et C de centre $(E - V_s, 0)$ et de rayon $R = [x^2 + (E - V_s)^2]^{0.5}$

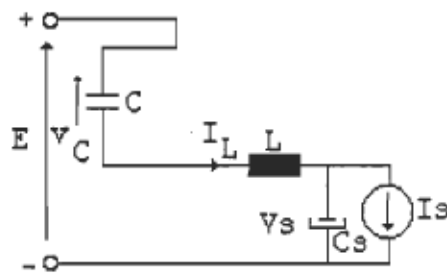


Fig.2.13 b: Séquence 1

- Séquence 2: (Fig.2.13 c)
- * amorçage spontané de la diode Dr
- * $v_c = E$

$$i_L = \frac{-V_s}{L} t \quad (\text{décroissance linéaire du courant } i_L) \quad (2.36)$$

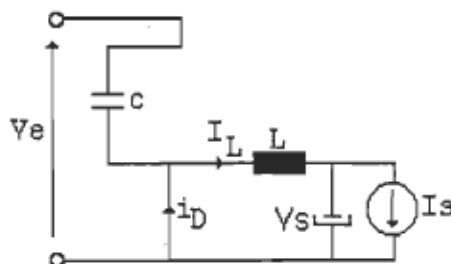


Fig.2.13 c: Séquence 2

- Séquence 3 : (Fig.2.13d)
- * $i_L = 0$ (la diode D_r se bloque)
- * oscillation de centre $(E - V_s, 0)$ et de rayon V_s
- * au passage par zéro de v_C , la diode en anti-parallèle avec K s'amorce spontanément et reste passante jusqu'à ce que le courant qui la traverse change de signe. Après le blocage de cette diode, le thyristor dual se réamorce et le cycle recommence.

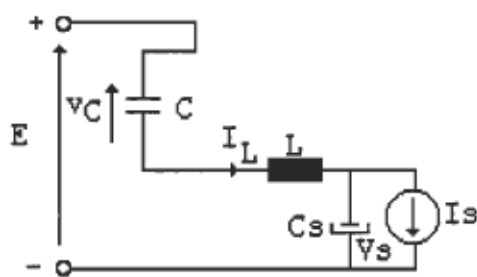


Fig.2.13 d : séquence 3

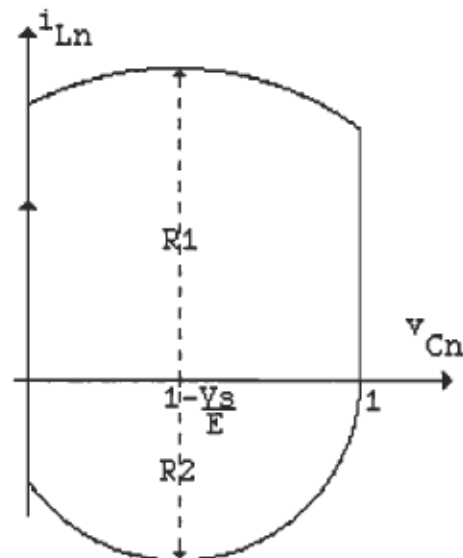


Fig.2.13 e: Plan de phase

2.2.6 Dimensionnement

Nous allons procéder de la même façon que pour les cellules quasi résonnantes; c'est-à-dire, à partir du plan de phase nous allons montrer un exemple typique de dimensionnement ainsi que le calcul des durées de chaque séquence et des caractéristiques statiques de sortie de la cellule. Bien entendu, des renseignements plus complets sont disponibles à la référence [5].

Il faut remarquer que dans ce cas-ci, la condition de commutation sera différente de celles vues auparavant dans les circuits quasi résonnants, car, l'état du

convertisseur n'étant jamais figé, la fréquence de commutation est le seul paramètre de commande; de plus, à cause de cette dépendance vis-à-vis la fréquence, on ne peut connaître l'état du circuit au moment de la commutation commandée. Le calcul des durées sera par conséquent dépendant de la fréquence, et la détermination des caractéristiques statiques de sortie ne peut-être faite que numériquement.

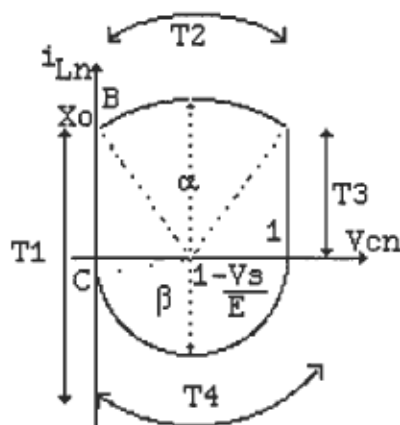


Fig.2.14 : plan de phase permettant le calcul des durées

2.2.6.1 Critères de dimensionnement

Dans cette section, nous voulons décrire une procédure pour calculer les paramètres des éléments d'une cellule du type SB, dont le plan de phase est montré à la figure 2.14.

Les deux critères de dimensionnement sont :

- la limite de commutation,
- les surtension ou surintensité maximales.

Pour que la commutation soit douce dans l'interrupteur K et Dr, la condition de commutation est :

$$V_s > \frac{E}{2}$$

En introduisant un amortissement de 25% après une période, cette condition devient:

$$V_s \cdot 0.75^{0.5} > \frac{E}{2} \quad \text{donc} \quad V_s > 0.58$$

Dans ce cas-ci, la condition de commutation dépend seulement de la tension d'entrée.

D'après [5], on trouve :

$$T1 = \sqrt{LC} \frac{\left[X_0 + \sqrt{(1-2Y_0)^2} \right]}{Y_0} \quad (2.37)$$

$$T2 = \sqrt{LC} \left[\arctg \frac{Y_0}{X_0} + \arcsin \left[\frac{1-Y_0}{\sqrt{X_0^2 + Y_0^2}} \right] \right] \quad (2.38)$$

$$T3 = \sqrt{LC} \frac{\sqrt{X_0^2 + 2Y_0 - 1}}{1-Y_0} \quad (2.39)$$

$$T4 = \sqrt{LC} \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin \frac{Y_0}{1-Y_0} \right] \quad (2.40)$$

$$\frac{T1 + T2 + T3 + T4}{\sqrt{LC}} = \frac{2\Pi}{F}$$

$$\text{où : } X_0 = \frac{i_K}{V_e} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{et} \quad Y_0 = 1 - \frac{V_s}{V_e}$$

2.2.7 Caractéristiques statiques de sortie

Les paramètres X_0 et Y_0 qui caractérisent le plan de phase en grandeurs réduites doivent maintenant être reliés aux grandeurs caractéristiques réduites X et U .

On a d'après [5]:

$$X = \frac{1}{1-Y_0} \left[\frac{\sqrt{(1-Y_0)^2 - Y_0^2} + X_0}{2} \right] \frac{T1}{T} = \frac{1}{1-Y_0} \left[\frac{\sqrt{1-2Y_0} + X_0}{2} \right] \left[\frac{\sqrt{1-2Y_0} + X_0}{Y_0} \right] \frac{F}{2\Pi} \quad (2.41)$$

$$\text{et : } X = \frac{F(X_o^2 + 2Y_o)}{4\pi Y_o(1-Y_o)} \quad (2.42)$$

2.2.7.1 généralisation au thyristor-diode dual

Les expressions de T1 et T4 doivent être modifiées ainsi [5]

$$T1 = \frac{X_o - \sqrt{1-2Y_o}}{Y_o} \quad T4 = \pi + \arccos \frac{Y_o}{1-Y_o} \quad (2.43)$$

Et d'autre part, l'expression de X devient:

$$X = \frac{F(X_o^2 - 1 + 2Y_o)}{4\pi Y_o(1-Y_o)}$$

L'expression analytique de la caractéristique $V_s(I_s)$ ne peut être déterminée; mais elle peut être représentée sous forme graphique.

2.2.8 Résumé

En résumé, l'analyse de la cellule résonnante à SB, nous donne les résultats suivants :

THYRISTOR

aucune condition de commutation
sur X

tension moyenne réduite

$$U = g_{SB}(F, X)$$

THYRISTOR DUAL

aucune condition de commutation
sur X

tension moyenne réduite

$$U = 1 - g_{SB}(F, 1/X)$$

THYRISTOR-DIODE

aucune condition de commutation
sur X

tension moyenne réduite

$$U = h_{SB}(F, X)$$

THYRISTOR-DIODE DUAL

aucune condition de commutation
sur X

tension moyenne réduite

$$U = 1 - h_{SB}(F, 1/X)$$

Dans ce chapitre, nous avons montré les différentes modifications que l'on peut appliquer à la cellule de commutation de base afin d'en faire une cellule à réinitialisation spontanée. La première modification consiste à transformer la cellule de base en une cellule quasi-résonnante en profitant des imperfections du circuit (éléments parasites) en pratique on accentue les valeurs de ces éléments en fonctionnant à de très grandes fréquences. La deuxième modification consiste à transformer une des deux sources de la cellule, dans notre cas nous avons choisi de transformer la source de courant, en une source dont la valeur est fortement ondulée (le passage par zéro du courant est d'une importance capitale) en diminuant considérablement la valeur de l'inductance de lissage. De plus, nous avons montré les expressions analytiques des tensions et courants de sortie de chaque cellule. Les caractéristiques statiques réelles seront montrées ultérieurement au chapitre 5 .

" Trouver n'est rien. Le difficile est de s'ajouter ce qu'on trouve "

Valéry

CHAPITRE 3

RÉCENTS DÉVELOPPEMENTS DES CONVERTISSEURS Q-R

Les deux chapitres précédents nous ont montré quelques facettes des convertisseurs cc-cc à résonance; et nous avons fait le survol des principales méthodes d'étude permettant l'assimilation de leur fonctionnement, et surtout le dimensionnement très précis s'accordant avec un cahier de charges typique. Le choix de la topologie appropriée demeure une des principales préoccupations de l'heure car chaque convertisseur possède des caractéristiques propres à lui. À travers ce chapitre, nous allons faire la lumière sur les nouvelles générations de convertisseurs résonnants qui peuvent résoudre le problème de non-compatibilité des convertisseurs.

3.1- CELLULES DE COMMUTATION MULTI-RÉSONNANTES

Forts de nos conclusions sur les topologies quasi résonnantes et à source bidirectionnelle, nous sommes maintenant en mesure d'introduire le dernier rejeton de la famille "convertisseur à résonance" : le convertisseur multi-résonnant [6].

En fait, ce convertisseur est un proche parent des convertisseurs quasi résonnants car il regroupe les deux modes de fonctionnement propres à ceux-ci: le fonctionnement en mode thyristor et le fonctionnement en mode thyristor dual. Apparu récemment, ce convertisseur a été baptisé ainsi à cause de ces multiples modes de fonctionnement. F.Franck et al [12] ont démontré que ce convertisseur pouvait avoir plusieurs modes de fonctionnement, mais Tabisz et al [6] (les premiers à

avoir introduit les convertisseurs multi-résonnants) ont en retenu seulement deux.

Les cellules de commutation multi-résonnantes commandées au blocage sont générées à partir des cellules de commutation de base, en interchangeant l'interrupteur du type MLI, par un interrupteur du type multi-résonnant (Fig.3.1e). Cet interrupteur n'est en fait qu'un cas particulier des interrupteurs quasi résonnants car il possède seulement un condensateur de plus.

3.1.1 Problématique

On a vu précédemment les deux principaux types de cellules de commutation quasi résonnantes : la cellule Q-R en mode thyristor et la cellule Q-R en mode thyristor dual.

Du point de vue conditions de commutation, la cellule en mode thyristor se caractérise comme suit:

- l'interrupteur commandable est soumis à de bonnes conditions d'amorçage et de blocage, cependant à des fréquences de fonctionnement supérieures à 2 MHz, la capacité parasite à l'entrée de l'interrupteur du type MOS (cas le plus fréquent) devient très importante et l'amorçage doux devient très difficile à assurer [6].
- les diodes de puissance sont faciles à amorcer, mais difficiles à désamorcer puisqu'elles nécessitent une évacuation complète des charges. Cependant, la diode D_r est protégée au blocage par le condensateur C_2 (Fig.3.1c) (c'est-à-dire que la croissance de la tension inverse est ralentie par C_2 qui joue le rôle de **condensateur d'aide à la commutation** pour la diode).

La cellule en mode thyristor dual se caractérise comme suit:

- vu qu'on a un amorçage spontané et un blocage commandé, la capacité parasite à l'entrée du MOS est **absorbée** par le condensateur d'aide à la commutation qui joue aussi le rôle de condensateur de résonance. Ce type de cellules nous permet de fonctionner à des fréquences de commutation aussi élevées que 10 MHz [6], [11]. Le problème de contraintes sur l'interrupteur est seulement lié à la variation de la

charge.

- par contre la diode D_r (Fig.3.1b) est soumise à de mauvaises conditions de blocage puisque la tension inverse, égale à la tension d'entrée, lui est directement appliquée avant même qu'il y est évacuation complète des charges; ce qui risque de produire de fortes oscillations de tension aux bornes de la diode qui risque de se réamorcer (si la tension à ses bornes s'annule).

Ce type de fonctionnement est prohibé car il modifie le mode de commutation de la cellule (commutation dure) [6], [10]. En analysant les avantages et désavantages des cellules Q-R en mode thyristor ainsi que celles en mode thyristor dual, on arrive à la conclusion que si l'on pouvait avoir un type de cellule qui combine les deux cellules citées précédemment, on obtiendrait forcément une nouvelle cellule qui possède les avantages et/ou les désavantages des deux autres.

En regardant la cellule de commutation M-R sous cet angle, on peut dire que le but recherché est donc l'obtention de convertisseurs pouvant fonctionner à de plus hautes fréquences et ayant de meilleures performances que leurs prédécesseurs. Evidemment rien ne se fait gratuitement et le prix à payer se chiffre en une complexité accrue du design du convertisseur, car comme on le sait bien, plus le nombre de variables d'état augmente et plus l'étude devient complexe. Dans ce cas-ci, les expressions analytiques des différentes variables d'état peuvent être déterminées si l'on s'arrange toujours pour avoir un circuit dont l'ordre ne dépasse pas deux, mais la détermination des caractéristiques statiques de sorties s'avère impossible analytiquement. À cause de toutes ces difficultés, une approche numérique a été utilisée afin de simuler le fonctionnement du convertisseur.

Le logiciel de simulation qu'on a développé permet de solutionner les équations d'état correspondant à chaque séquence. la connaissance de toutes les séquences possibles est primordiale, d'où la complexité de l'analyse.

3.1.2 Transformation des cellules Q-R en cellules M-R

Les figures 3.1a - 3.1e montrent les différentes variantes des cellules quasi résonnantes et multi-résonnantes, obtenues à partir de la cellule MLI, en utilisant des thyristor et des thyristors duaux.

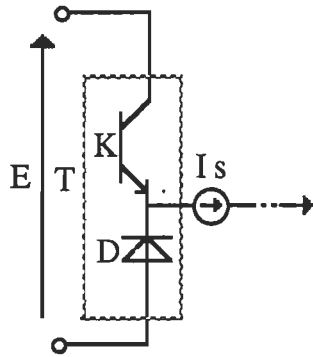


Fig.3.1 a

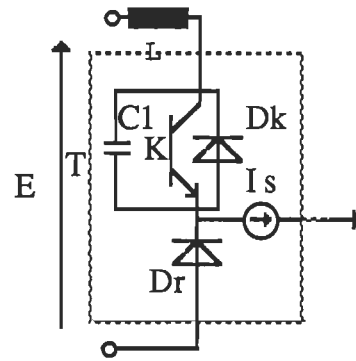


Fig.3.1.b

interrupteur fonctionnant en MLI thyristor dual (QR)

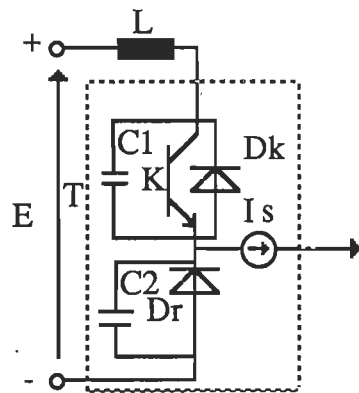


Fig.3.1 c

thyristor dual (MR)

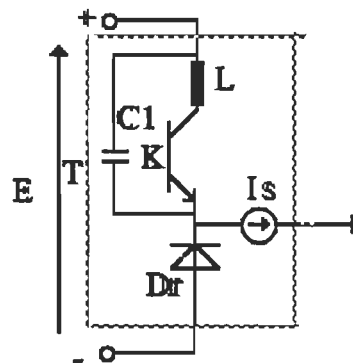


Fig.3.1.d

thyristor (QR)

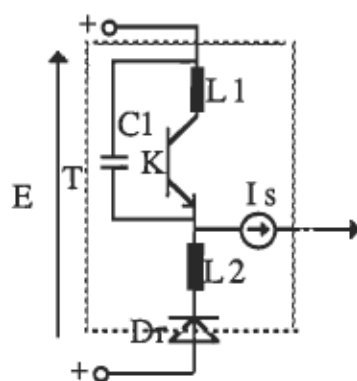


Fig.3.1 e thyristor (MR))

3.1.3 Interrupteurs multi-résonnants

Le tableau représenté à la figure 3.2 résume les principales sortes d'interrupteurs multi-résonnants existants . Cependant il faut noter que d'autres interrupteurs peuvent-être déduits à partir de ce tableau comme les interrupteurs MR commandés à fréquence constante (MR-FC) [13] où la diode D_r est remplacée par un interrupteur commandable.

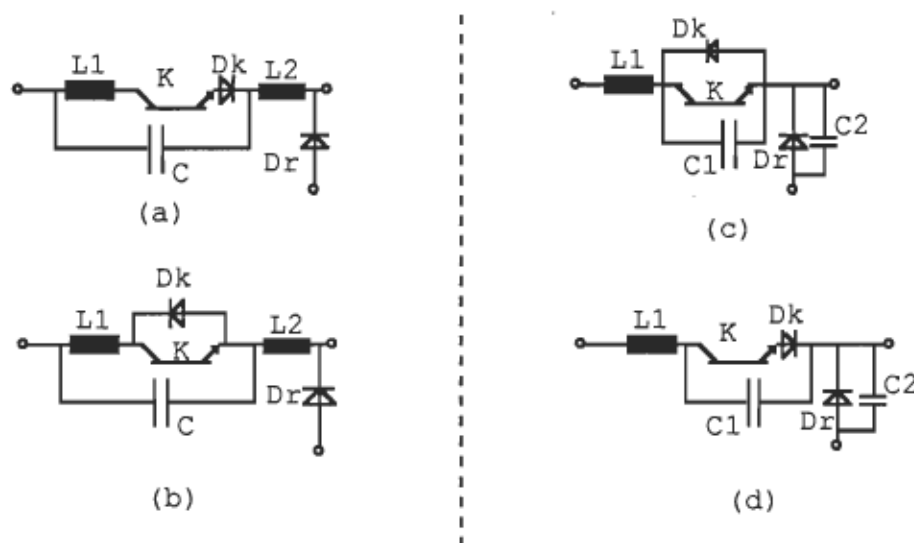


Fig.3.2 :interrupteurs MR

- (a): thyristor MR
- (b): thyristor-diode MR
- (c): thyristor dual MR
- (d): thyristor-diode dual MR

3.1.4 Étude d'un convertisseur dévolteur-MR à thyristor dual

Le fonctionnement d'un convertisseur dévolteur-MR est expliqué dans cette sous-section. Il faut noter que la mise en équations n'est possible que si on néglige les phases transitoires où le système est d'ordre supérieur à deux; ensuite, à partir des équations obtenues, nous procéderons à une analyse numérique.

Le montage est illustré à la figure 3.3, dans notre cas le fonctionnement en mode thyristor dual est préférable à celui en mode thyristor car on vise une très haute fréquence de fonctionnement. Pour l'analyse, nous définissons les grandeurs suivantes:

Définition des grandeurs utilisées:

$$\omega_d = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_d}}$$

$$\omega_{sd} = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C}}$$

$$C = \frac{C_d \cdot C_s}{C_d + C_s} \quad \text{et} \quad C_{dn} = \frac{C_d}{C_s}$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}}$$

$$\omega_{dn} = \frac{\omega_d}{\omega_s}$$

$$\omega_{sdn} = \frac{\omega_{sd}}{\omega_s}$$

Les figures 3.4a - 3.4d montrent les quatre configurations particulières du circuit

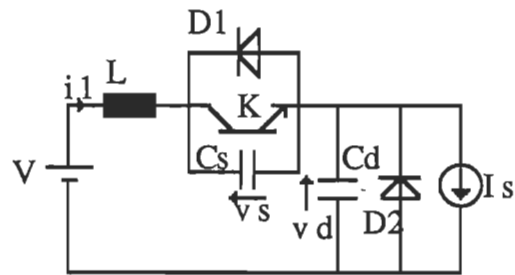


Fig.3.3 : convertisseur dévolteur-MR

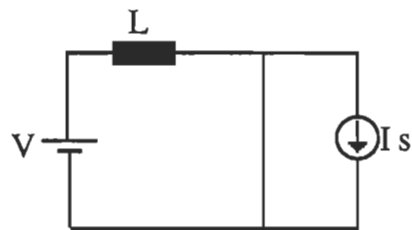


Fig.3.4a

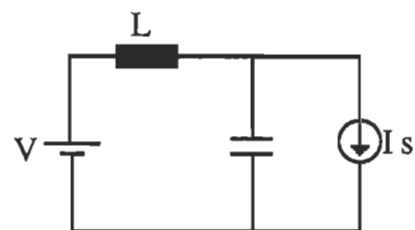


Fig.3.4b

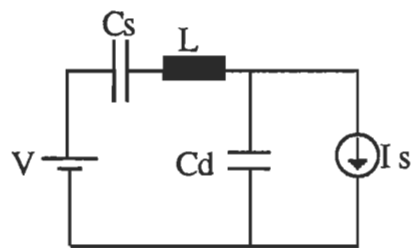


Fig.3.4c

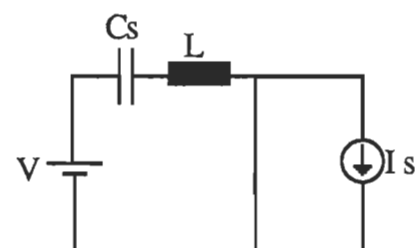


Fig.3.4d

Analysons le circuit de la Fig.3.3 dans ses quatre modes; pour l'analyse, nous posons $L = L_s$. D'après [6], nous trouvons les équations suivantes:

- État initial :T0 (Fig.3.4 a)

$$T1 = t1-t0$$

Le courant dans L est donné par

$$i_{L1} = \frac{E.T1}{L} + i(t0) \quad (3.1)$$

$$v_d = 0$$

$$v_s = 0$$

- Séquence 1: (Fig 3.4 b)

$$T2 = t2 - t1$$

Le courant dans L est donné par

$$i_{L2} = \sin(\omega_d.T2) + i_o \quad (3.2)$$

La tension aux bornes de D2 est :

$$v_{d2} = 1 - \cos(\omega_d.T2) \quad (3.3)$$

$$v_{s2} = 0$$

- Séquence 2: (Fig.3.4 c)

$$T3 = t3 - t2$$

Le courant dans L est donné par :

$$i_3 = i_2 \cdot \cos(\omega_s.T3) + i_o \cdot Y_n [1 - \cos(\omega_s.T3)] + \frac{1}{Z_{sd}} (1 - v_{d2}) \sin(\omega_s.T3) \quad (3.4)$$

La tension aux bornes de D2 est :

$$v_{d3} = v_{d2} + i_o.T3.Y_n + \frac{i_2}{C_d \cdot \omega_{sd}} \sin(\omega_{sd}.T3) - \frac{i_o}{C_d \omega_{sd}} \frac{\sin(\omega_{sd}.T3)}{1 + C_{dn}} \quad (3.5)$$

La tension aux bornes de Cs est :

$$v_{s3} = i_2 \cdot \frac{\sin(\omega_{sd}.T3)}{\omega_{sd}} + \frac{i_o.T3}{1 + C_d} - \frac{i_o \cdot \sin(\omega_{sd}.T3)}{\omega_{sd}(1 + C_d)} + u_n [1 - v_{d2}] [1 - \cos(\omega_{sd}.T3)] \quad (3.6)$$

- Séquence 3 : (Fig.3.4 d)

$$T4 = t4 - t3$$

Le courant dans L est donné par :

$$i_{L4} = v_{s3} \cdot \sin(\omega_s.T4) + i_3 \cdot \cos(\omega_s.T4) \quad (3.7)$$

La tension aux bornes de Cs est :

$$v_{s4} = 1 - \cos(\omega_s.T4) + v_{s3} \cdot \cos(\omega_s.T4) + \sin(\omega_s.T4) \quad (3.8)$$

$$v_{d4} = 0$$

L'utilisation du plan de phase s'avère inefficace pour cette étude car, le nombre de variables d'état étant supérieur à deux, les trajectoires ne sont plus des arcs de cercles.

3.2 ÉTUDE DU CONVERTISSEUR PAR APPROCHE NUMÉRIQUE

La simulation a été faite à l'aide du logiciel PC-MATLAB [14]. L'un des problèmes majeurs de cette simulation est la détermination de la durée de chaque séquence. En effet les instants de commutation ne peuvent être connus d'avance et doivent donc être déterminés par le logiciel même en testant les conditions aux bornes de chaque interrupteur.

3.2.1 Procédure de simulation

La figure 3.5 illustre l'organigramme utilisé. Il faut noter que les durées inconnues ont été approximées et corrigées au fur et à mesure en vérifiant, à la fin de chaque séquence, si la condition de commutation est respectée; par exemple à la fin de la deuxième séquence, on vérifie si la tension v_d aux bornes de la diode de roue libre s'est annulée et on réajuste ainsi la durée T_3 .

3.3 Critères de dimensionnement

Le choix de C_{dn} par rapport à C_s peut se faire en fonction des critères suivants:

- 1- la limite de commutation : la valeur minimale du condensateur C_{dn} est 0.95 (voir plus loin les caractéristiques de sortie) quel que soit le courant de charge.
- 2- la surtension aux bornes de l'interrupteur commandable : la surtension permise dépend de l'application et du type d'interrupteur utilisé (transistor bipolaire, mosfet, comfet..).
- 3- la surtension aux bornes de la diode de roue libre : elle doit être réduite au minimum afin d'éviter toute oscillation parasite.

4- influence de la variation de la charge : d'après les résultats des simulations (voir les caractéristiques naturelles de sortie), la variation de la charge n'a pas une grande influence sur le comportement des interrupteurs (contrairement à la quasi résonnance).

Avant de faire un dimensionnement, il serait bon de parler des caractéristiques de sortie obtenues. À la figure 3.6, nous voyons la tension de sortie obtenue à un courant de charge fixe et un condensateur C_{dn} variable. Il faut préciser que l'axe des abscisses représente l'échelle des fréquences en fonction de la fréquence de résonance, la zone d'intérêt étant celle située entre 0.2 et 1.0 (puisque'on ne peut pas fonctionner au dessus de la fréquence de résonance).

A la figure 3.7,, on remarque qu'en augmentant la valeur du courant de charge, les caractéristiques correspondantes à une valeur de C_{dn} égale à 3 et plus (en valeur normalisée), sont plus linéaires (fonctionnement en boucle fermée plus aisé).

Deux autres caractéristiques de sortie ont été tracées en gardant la valeur de C_{dn} constante et en variant la charge. La première, figure 3.8, montre l'effet de la variation du courant de charge avec une valeur de C_{dn} sensiblement égale à la valeur minimale permise (l'augmentation de I_{ON} de 1 à 4 cause une courbure excessive de la courbe et limite, par le fait même, la zone de fonctionnement puisque la tension V_s et la fréquence F_n ne peuvent dépasser 1 en valeurs réduites).

La figure 3.9, où la valeur de C_{dn} est égale à 3, montre des courbes presque confondues malgré une variation très importante du courant de charge (de 0.15 à 6); c'est une caractéristique du genre source de tension.

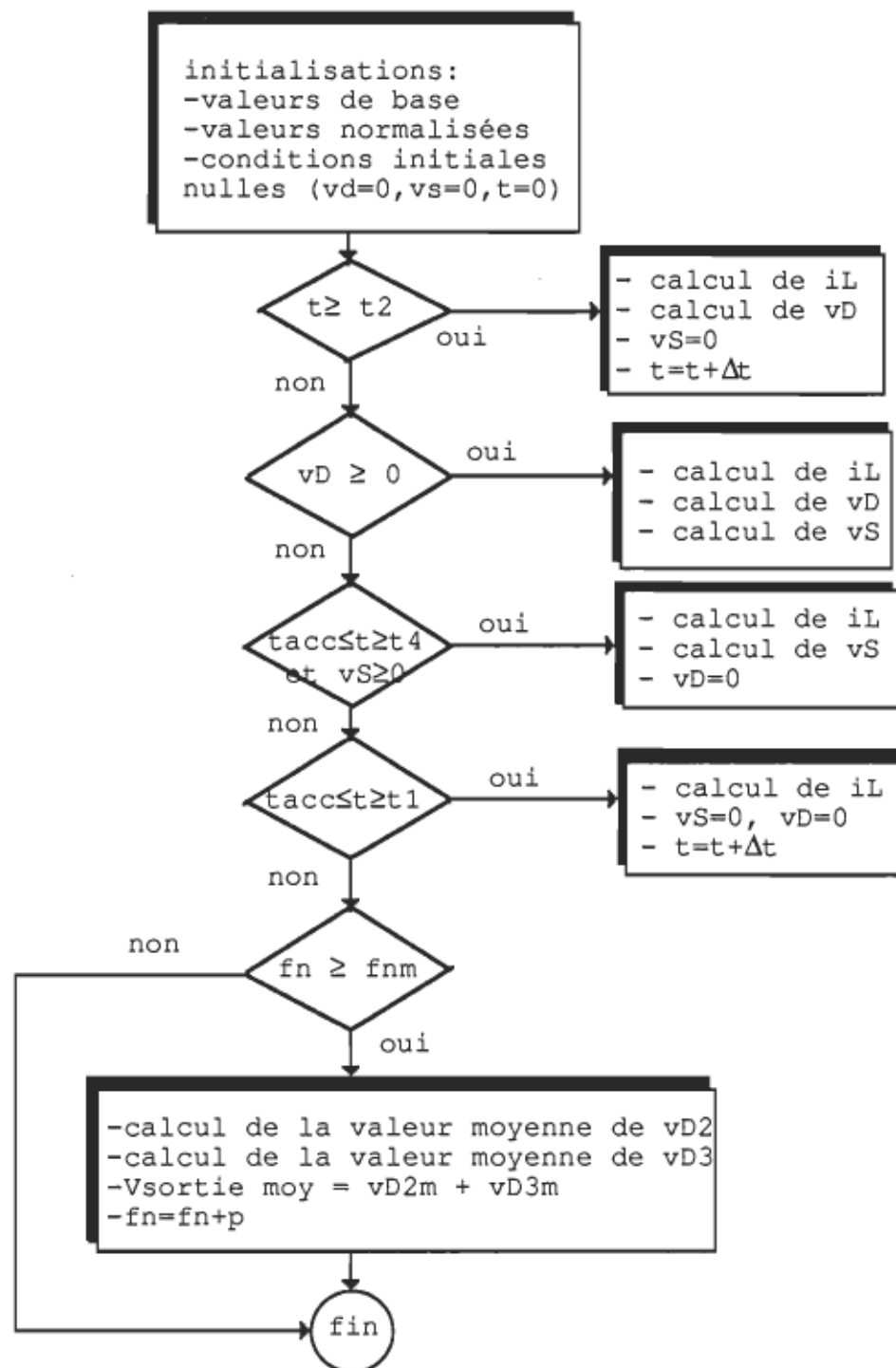


Fig.3.5 : organigramme de simulation

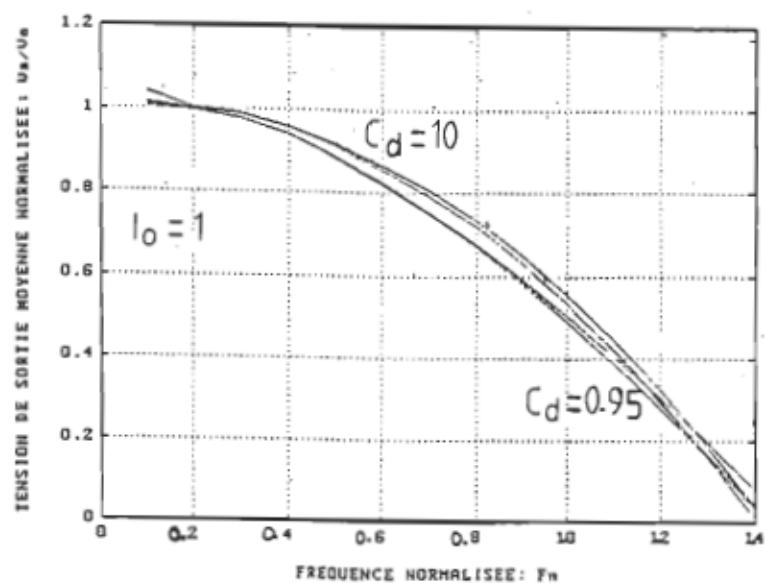


Fig.3.6: caractéristique de sortie (C_d varie entre 0.95 et 10 et $I_o = 1$)

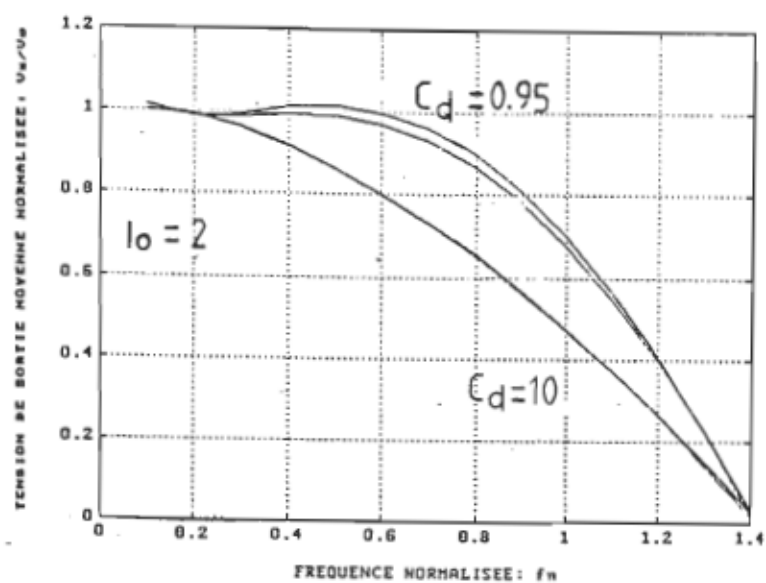


Fig.3.7: caractéristique de sortie (C_d varie entre 0.95 et 10 et $I_o = 2$)

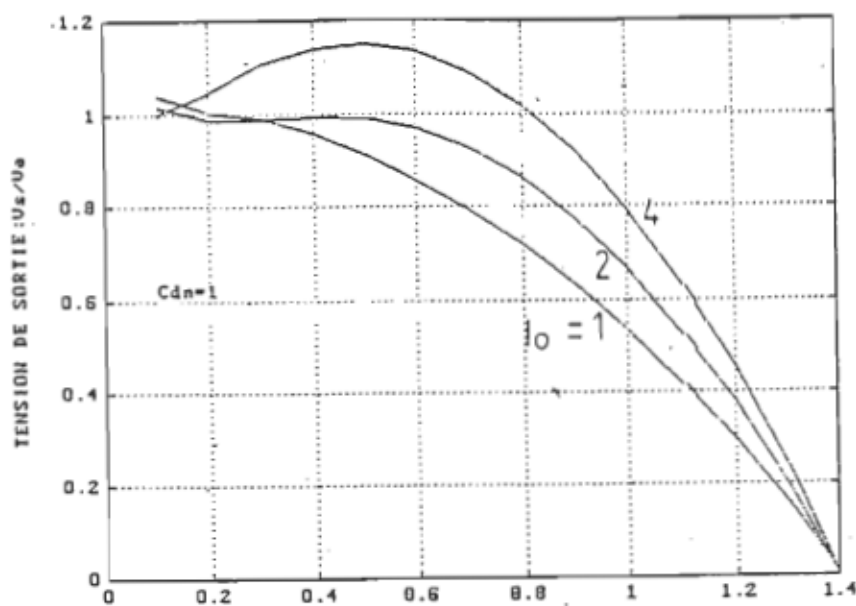


Fig.3.8: caractéristique de sortie ($C_{dn} = 1$ et I_{on} varie entre 1 et 4)

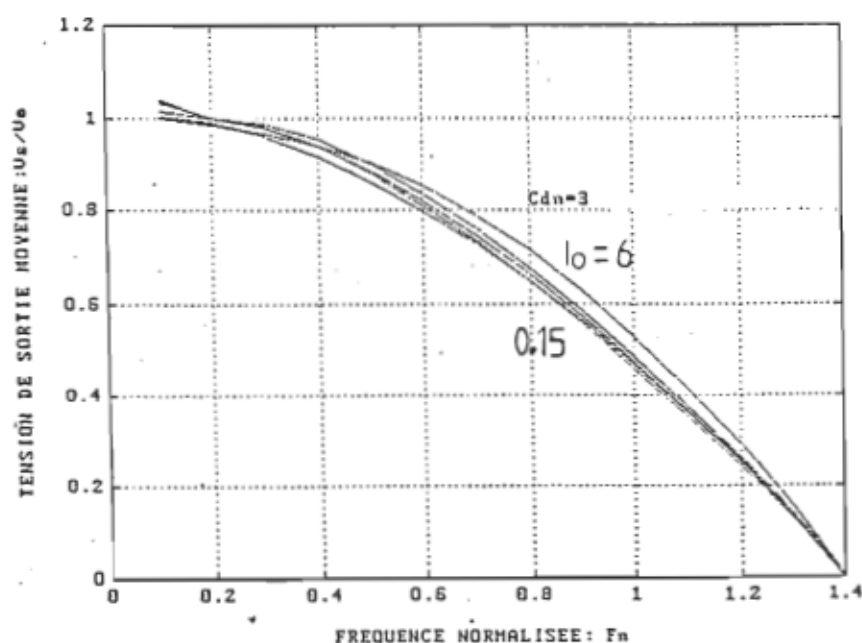


Fig.3.9: caractéristique de sortie ($C_{dn} = 3$ et I_{on} varie entre 0.15 et 6)

3.4 CHOIX DE C_{dn}

D'après les figures 3.7, 3.8 et 3.9, on choisit une valeur $C_{dn} = 3$; car, d'une part tous les critères de choix mentionnés ci-haut sont respectés, et d'autre part le fonctionnement en boucle fermée n'est nécessaire que si la régulation du courant est désirée puisque la caractéristique naturelle de sortie est du type source de tension.

3.5 COMPARAISON ENTRE QR et MR

Si l'on compare les cellules de commutation quasi résonnantes et multi-résonnantes en mode thyristor dual, on trouve, sur le plan théorique:

1- Cellule de commutation QR:

- le fonctionnement est impossible en circuit ouvert,
- le fonctionnement est possible en court-circuit,
- la tension aux bornes de l'interrupteur commandable dépend de la variation de

la charge
$$V_K = E \left(1 + \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$$

- la diode de roue libre est soumise à de fortes contraintes qui sont susceptibles de créer des oscillations indésirables,
- le rendement est très sensible aux variations de la charge et aux oscillations de la capacité parasite de la diode de roue libre,
- le blocage de l'interrupteur s'opère sous des conditions idéales.

2- Cellule de commutation MR:

Sur le plan théorique on trouve:

- le fonctionnement en circuit ouvert est possible,
- le fonctionnement en court-circuit est possible,
- la tension aux bornes de l'interrupteur commandable est indépendante de la variation de la charge et est égale au maximum à trois fois la tension d'alimentation,
- la diode de roue libre est soumise à un blocage doux (possède un condensateur d'aide à la fermeture),
- utilise les propriétés des deux principales cellules quasi résonnantes.

Contrairement aux cellules quasi résonnantes, on ne peut donner facilement les équations de design ou des caractéristiques naturelles de sortie des cellules multi-résonnantes à cause de la dépendance des différentes variables d'état et de la

fréquence. Une autre différence de taille entre ces deux types de cellules est que dans le cas des cellules multi-résonnantes, la surtension aux bornes de l'interrupteur commandable est maintenue à une certaine valeur qui ne dépend que des paramètres du circuit; tandis que pour le cas des cellules quasi résonnantes, la surtension varie linéairement en fonction de la charge.

De plus, comme plusieurs auteurs l'ont démontré, il est possible d'améliorer considérablement les caractéristiques des convertisseurs multi-résonnants en appliquant le principe de fonctionnement à fréquence constante [13].

" Il ne faut appeler Science que l'ensemble des recettes qui réussissent toujours.

Tout le reste est littérature "

Valéry

CHAPITRE 4

EXPLORATION DE NOUVEAUX HORIZONS

À la lumière de toutes les notions exposées sur les topologies vues précédemment et des différentes combinaisons que l'on peut en déduire, ainsi que les nuances entre les différents convertisseurs, il s'avère que toute topologie présente des caractéristiques intéressantes si elle est dédiée à une application donnée; mais qu'arrive-t-il si un ou des paramètres de l'application en cours sont inconnus (variation brusque de la tension d'entrée, variation brusque de la charge, court-circuit...) et que le cahier de charge n'en tienne pas compte? Les conditions de fonctionnement peuvent varier à tout moment et un convertisseur mal adapté risque de subir de mortelles contraintes pour les interrupteurs qui le composent..

Or si l'on veut réaliser une alimentation à découpage, qui n'est pas une fin en soit dans notre cas, on ne se préoccupe guère de la technologie utilisée, mais seulement des performances et de la fiabilité de l'alimentation.

De plus, de l'étude réalisée précédemment , il ressort que le fantôme des surintensités et des surtensions présentes dans les cellules résonnantes rôde toujours; alors quelles tolérances devront avoir les interrupteurs ? Est-ce-que le rendement est vraiment amélioré par rapport à la commutation dure ?

Plusieurs auteurs ont déjà répondu à la plupart de ces questions et ont fait ressortir les domaines d'application possibles de chaque convertisseur; mais une question reste en suspens : peut-on réaliser des convertisseurs résonnants pouvant

tolérer une très grande variation de la charge et limitant les surtensions et/ou surintensités à une valeur raisonnable ?

Le but de ce mémoire est justement la réponse à cette importante question; car le plus gros défaut que l'on reproche aux alimentations à découpage dites à résonance est justement leur incapacité de supporter une très grande variation de la charge; en fait, seul le convertisseur multi-résonnant en est capable mais au prix de plusieurs complications [6].

Nous ne prétendons pas détenir la solution de tous les maux liés aux convertisseurs résonnants, ni la formule magique qui épargnerait bien des soucis à bien des concepteurs ! Mais nous prétendons posséder la clef qui nous donnera accès à une nouvelle vision des convertisseurs résonnants et ceci en nous basant sur une nouvelle famille de convertisseurs résonnants. Nouvelle est un bien grand mot ! mais disons qu'en nous basant sur les techniques connues, on est en mesure d'améliorer les caractéristiques des convertisseurs résonnants connus.

Dans cette optique, rappelons que l'objectif fondamental de cette étude est la réalisation de convertisseurs pouvant supporter une très grande variation de la charge en maintenant les surtensions à une valeur raisonnable.

4.1- CONVERTISSEUR DU TYPE SOURCE BIDIRECTIONNELLE QUASI RÉSONNANTE (SBQR)

On a vu précédemment les caractéristiques des convertisseurs QR et à SB; on a aussi vu que leurs principales limitations sont au niveau des caractéristiques statiques de sortie (Fig.4.1 et 4.2). Dans le cas du convertisseur QR à thyristor dual, la variation de la charge ne peut se faire qu'entre une certaine valeur égale à un courant

$I_{\min} = \sqrt{\frac{C}{L}}$ et ∞ . Dans le cas du convertisseur dévolteur à SB commandé au blocage, la limitation a lieu sur la tension de sortie; en fait le condensateur de sortie doit être chargé à au moins $V_s = \frac{E}{2}$ pour que la commutation ait lieu.

En cherchant à diminuer la zone interdite de chacun de ces deux convertisseurs, on peut superposer leurs caractéristiques, dans le but d'obtenir un graphique semblable à celui de la figure 4.3. Cette transformation, si elle est réalisable, présente une alternative très séduisante aux limitations des convertisseurs vus précédemment, concentrons donc nos efforts dans cette voie-ci.

L'idée de proposer une nouvelle topologie qui consiste en l'hybridation de deux cellules de commutation connues (QR et SB) est donc essentiellement due au fait que l'on veut exploiter les propriétés de chacune d'elles afin d'améliorer les caractéristiques statiques et autres du nouveau prototype que nous allons étudier.

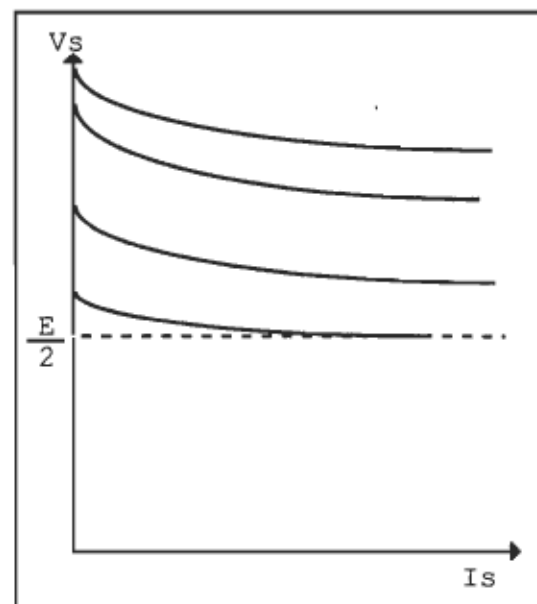
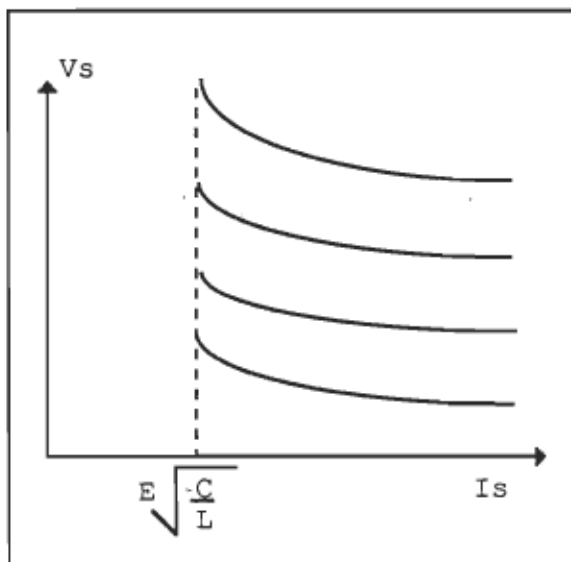


Fig.4.1:caractéristiques réelles d'un QR Fig.4.2:caractéristiques réelles d'un SB

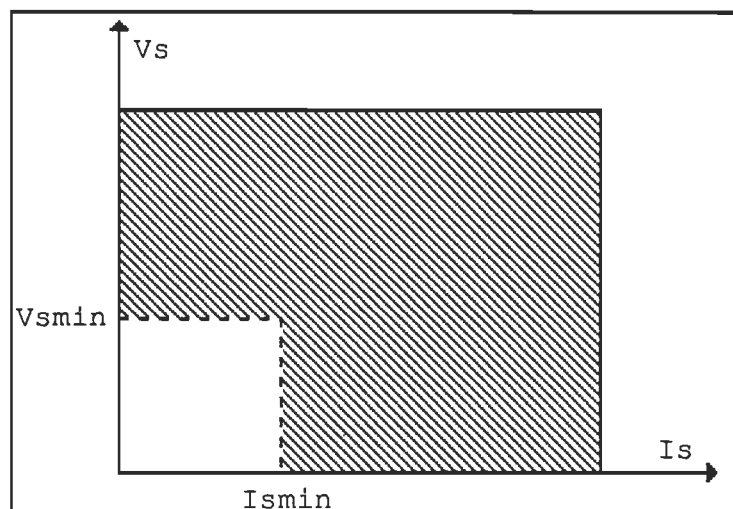


Fig.4.3 : combinaison QR + SB (caractéristiques attendues)

4.1.1 Définition de la cellule de commutation du type SBQR

La combinaison d'une cellule de commutation du type QR et d'une cellule du type SB, qui peuvent être soit en mode thyristor ou en mode thyristor dual, nous donne ce qu'on appelle une cellule du type SBQR. Cette cellule se caractérise comme suit:

- un seul interrupteur commandable: on garde la même structure que pour les cellules résonnantes conventionnelles.
- filtre de sortie capacitif: l'inductance de filtrage est éliminée

La figure 4.4 illustre la cellule de commutation du type SBQR; cette cellule se classe dans la famille des cellules multi-résonnantes, mais nous préférons ne pas utiliser cette appellation afin de bien souligner son appartenance à la famille des QR. Le fonctionnement en mode QR est assuré par l'inductance $L1$ ainsi que le condensateur $C1$ et le fonctionnement en mode SB est assuré par $L2$ et $C1$. La source de courant I_s est obtenue en augmentant considérablement la valeur du condensateur de sortie $C2$, de manière à ce que le courant soit constant dans la résistance de charge.

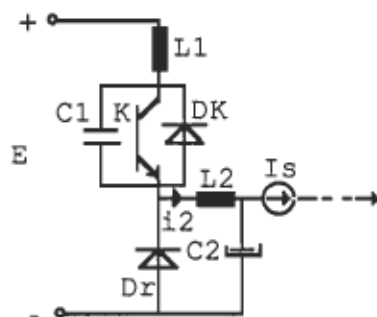


Fig.4.4 : cellule de commutation SBQR

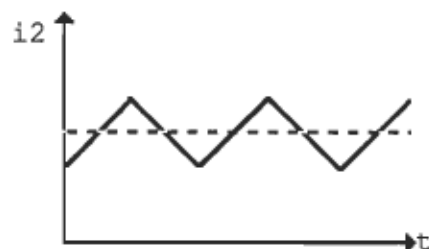


Fig.4.5

4.2.PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le fonctionnement consiste en un mode QR à l'échelle d'une commutation; c'est-à-dire que contrairement aux cellules QR classiques, la source de courant qui conditionne la commutation (qui est le courant i_2 dans ce cas-ci) n'est pas constante, mais plutôt pulsatoire telle que montré par la figure 4.5. Le fonctionnement similaire au mode SB est assuré par l'ondulation du courant i_2 , mais contrairement à une SB normale, le courant dans L2 est seulement ondulatoire (continu) et non bidirectionnel (annulation furtive à chaque période).

4.2.1 Analyse du fonctionnement

Nous allons analyser un convertisseur du type dévolteur - SBQR tel que représenté à la figure 4.6.

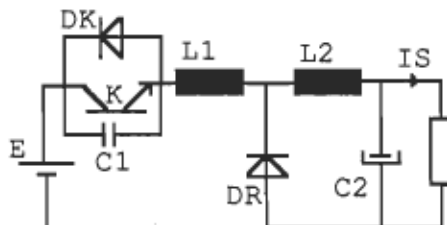


Fig.4.6 : convertisseur dévolteur - SBQR

L'étude analytique de ce convertisseur est très complexe puisqu'il s'agit d'un circuit du 3^{ème} ordre (à l'échelle d'une commutation, le condensateur C2 est assimilé à une source de tension) d'une part, et d'autre part, les instants de commutations sont inconnus. Donc on peut à la rigueur établir les équations différentielles régissant chaque séquence de fonctionnement, mais les conditions initiales de chaque séquence demeurent inconnues. À cause de cette complexité, nous avons opté pour la résolution numérique des équations d'état correspondant à chaque séquence. La simulation a été réalisée, en premier lieu, grâce au logiciel SCRIPT [15] qui simule le fonctionnement réel du convertisseur. En second lieu, nous avons écrit un programme qui permet de résoudre les équations d'état que nous devons établir auparavant et qui correspondent aux séquences données par SCRIPT. Il est évident que l'expression analytique des caractéristiques statiques de sortie ne peut être déterminée à cause du mode de fonctionnement en source bidirectionnelle [5]; les résultats seront donc représentés sous forme graphique.

Les cinq modes de fonctionnement du convertisseur devolteur - SBQR sont montrés par les figures 4.7a - 4.7e

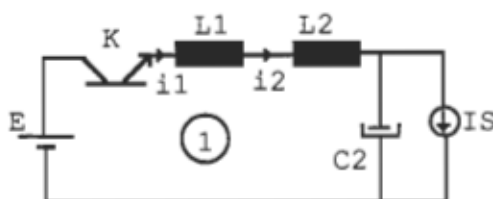
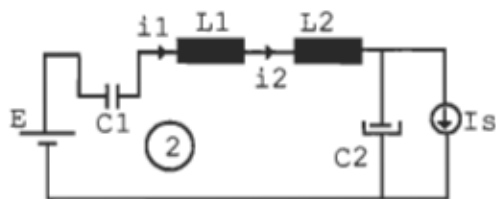
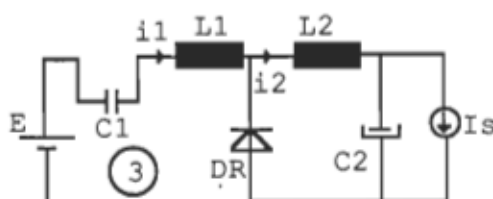
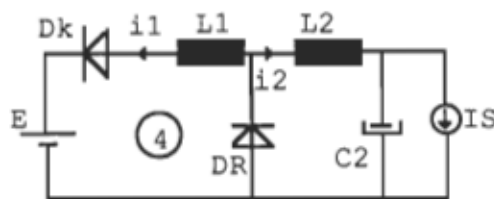
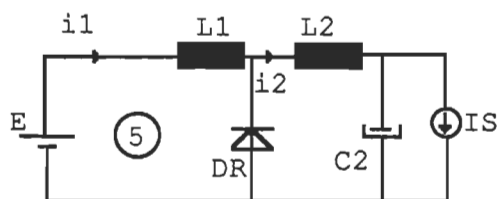


Fig.4.7a : état initial

Fig.4.7b : 1^{ère} séquenceFig.4.7c : 2^{ème} séquenceFig.4.7d : 3^{ème} séquence

Fig.4.7 e : 4^{ème} séquence

Les résultats d'analyse pour la tension aux bornes du condensateur C_1 , V_{C1} , pour le courant d'inductance L_1 , i_{L1} , pour le courant d'inductance L_2 , i_{L2} et pour le courant de diode D_r , i_{Dr} sont montrés a la figure 4.8.

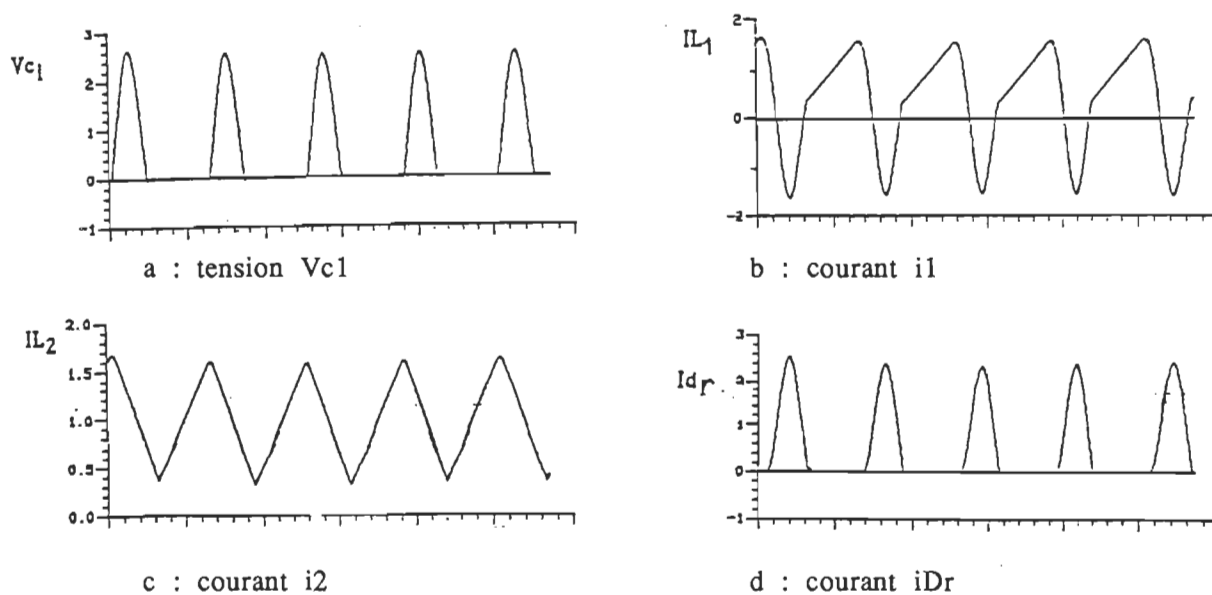


Fig 4.8 : formes d'ondes des variables d'état

La figure 4.7a définit l'état initial du circuit

- K :passant
- Dk :bloquée
- Dr :bloquée

pour l'analyse, nous tenons compte de la partie résistive R_1 et R_2 respectivement des

inductances $L1$ et $L2$

• les courants $i1$ et $i2$ croissent linéairement jusqu'à ce qu'un ordre de commande bloque l'interrupteur K . Dans cette séquence, il n'y a rien qui limite la croissance du courant (fonctionnement en source bidirectionnelle).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R1+R2)}{L1+L2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L1+L2} \\ \frac{-(R1+R2)}{L1+L2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L1+L2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1+L2} & 0 \\ \frac{1}{L1+L2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ Is \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

La figure 4.7b définit la première séquence du circuit

- K est bloqué
- Dk est bloquée
- Dr est bloquée (fin quand $V_{c1} + L1 \frac{di1}{dt} + R1.i1 = E$)
- début d'oscillation à une fréquence

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{C1 \cdot \left(\frac{L1 \cdot L2}{L1+L2} \right)}} \quad (4.2)$$

cette séquence durera tant que la tension aux bornes de la diode Dr est négative, en d'autres termes tant que $vc1 + vL1 < E$.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R1+R2)}{L1+L2} & 0 & \frac{-1}{L1+L2} & \frac{-1}{L1+L2} \\ \frac{-(R1+R2)}{L1+L2} & 0 & \frac{-1}{L1+L2} & \frac{-1}{L1+L2} \\ \frac{1}{c1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1+L2} & 0 \\ \frac{1}{L1+L2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ Is \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

La figure 4.7c définit la deuxième séquence du convertisseur

- K est bloqué
- Dr est passante
- Dk est bloquée
- la diode Dr conduit, L1 oscille avec C1 à une fréquence

$$f_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L1 \cdot C1}} \quad (4.4)$$

et en même temps, L2 oscille avec C1 à une fréquence

$$f_{r2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L2 \cdot C1}} \quad (4.5)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R1}{L1} & 0 & \frac{-1}{L1} & 0 \\ 0 & \frac{-R2}{L2} & 0 & \frac{-1}{L2} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ Is \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

La figure 4.7d définit la troisième séquence

- K est bloqué
- Dk est bloquée
- Dr est passante

la diode Dk est maintenant en conduction et les courants i1 et i2 décroissent linéairement. Cette séquence se termine lorsque Dr se bloque (Dk se bloque au moment où i1 passe par zéro).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R1}{L1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R2}{L2} & 0 & \frac{-1}{L2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ Is \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

La figure 4.7e définit la quatrième séquence

- K est passant (amorçage à tension nulle)
- Dk est bloquée
- Dr est passante (fin quand $i_1=i_2$)

Après le blocage de Dk, le thyristor dual K se réamorce; il croît linéairement jusqu'à l'instant où il atteindra la valeur de i_2 . La diode Dr se bloque et le cycle recommence.

4.3 RÉOLUTION NUMÉRIQUE DES ÉQUATIONS D'ÉTAT

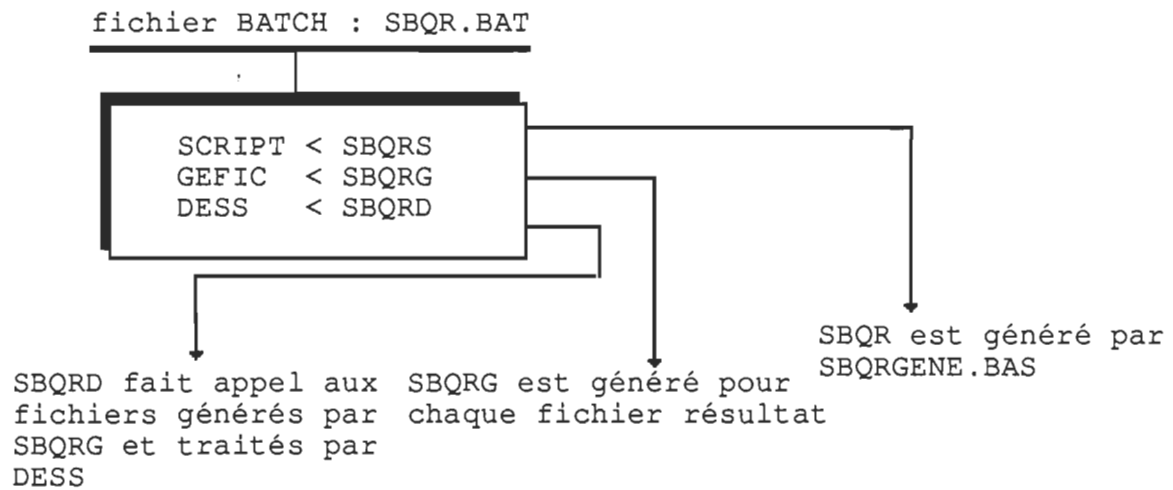
4.3.1 Utilisation du logiciel SCRIPT

Les simulations du convertisseur dévolteur du type SBQR ont été faites grâce au logiciel SCRIPT, et validées par un programme personnel fait à partir du logiciel PC-MATLAB . Il est à noter que le logiciel SCRIPT n'a pas été utilisé tel quel, mais nous lui avons adjoint un programme de gestion des fichiers, en quick-basic, dont l'organigramme est montré à la figure 4.8.

On prépare un programme appelé SBQRGENE.BAS qui a pour rôle de générer le fichier SBQRS qui contient les réponses aux questions posées par SCRIPT, ainsi que les fichiers pour la gestion des résultats de simulation, GEFIC et de dessin , DESS, ainsi que la variation du courant de charge et de la fréquence de commutation, tout en retrouvant le régime permanent à chaque point de fonctionnement. Un fichier "batch" appelé SBQR.BAT permet le lancement de SCRIPT à partir de SBQRGENE.BAS, en soumettant le fichier SBQRS à SCRIPT.

D'un même élan, le fichier batch permet le lancement des programmes GEFIC et DESS en leur soumettant leurs fichiers respectifs.

Les fichiers SBQRS, SBQRG ET SBQRD sont ensuite stockés en mémoire permettant le traçage des différentes formes d'ondes .



4.3.2 Résolution par PC-MATLAB

La validation des résultats donnés par SCRIPT a été faite à l'aide du logiciel PC-MATLAB. Comme nous l'avons dit auparavant, l'un des problèmes majeurs de cette simulation est la détection de la fin de chaque séquence. À priori on peut connaître la condition de passage d'une séquence à une autre, mais le fonctionnement est complexe et on ne sait pas quel est le mode de résonance dominant.

On a essayé d'étudier le comportement du convertisseur dans le plan de phase, mais comme le système est du troisième ordre, il nous aurait fallu un plan de phase tridimensionnel afin de pouvoir voir tous les modes de fonctionnement possibles. Après mures réflexions, on a réussi à trouver les séquences et les équations d'état qui les régissent.

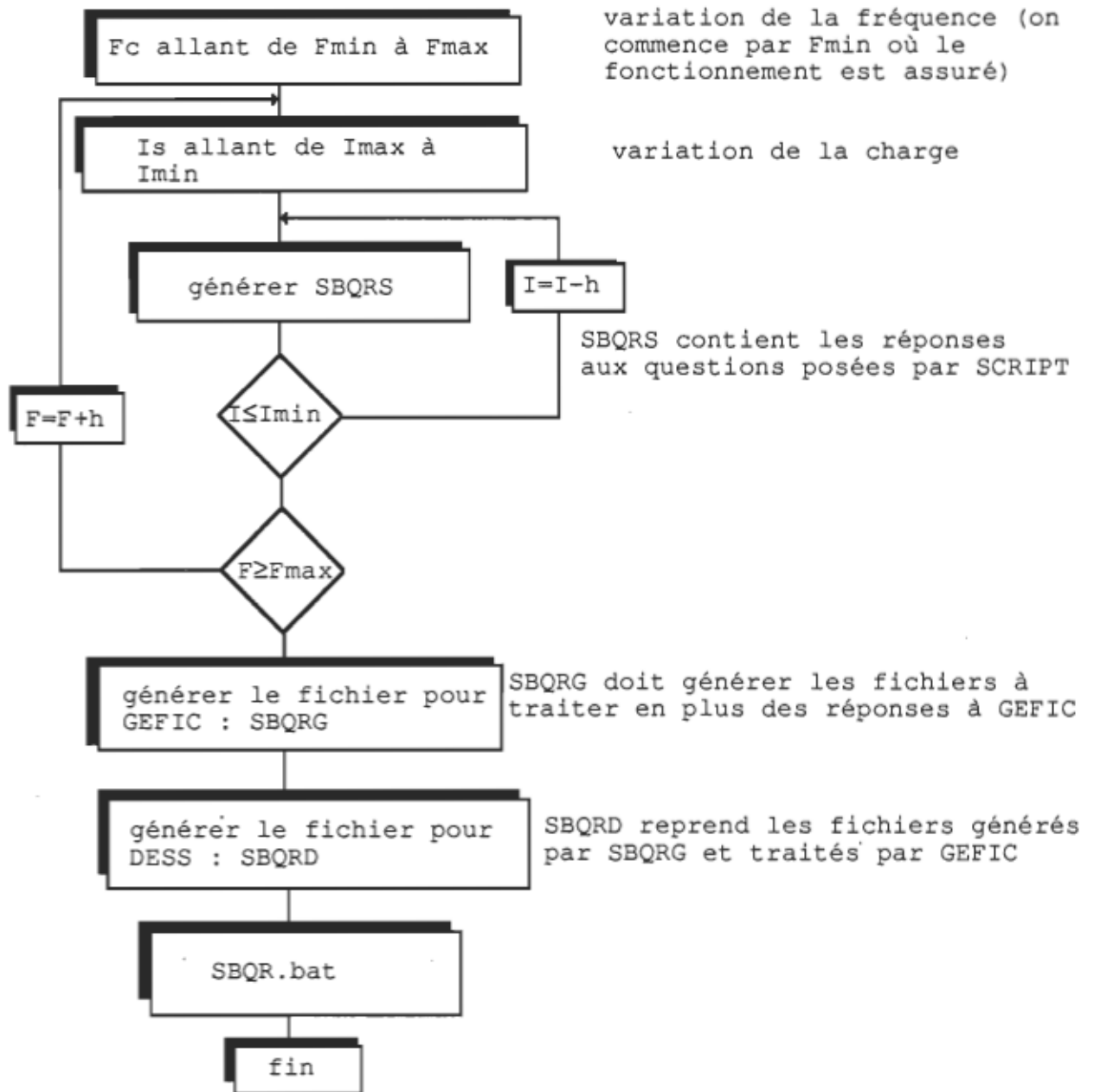


Fig.4.9 : organigramme du programme de gestion

4.3.3 Résultats des simulations

Différentes simulations sous différentes conditions ont été réalisées. Dans un premier temps on a fait une série de simulations en gardant la fréquence de fonctionnement fixe et en variant le courant de charge. La figure 4.8 illustre les formes d'ondes des différentes variables d'état.

Les caractéristiques statiques de sortie ont été obtenues de la même façon, et en introduisant un amortissement variable, on peut faire intervenir le facteur de qualité des circuits oscillants; les figures 4.11 et 4.12 illustrent ces résultats. Bien entendu, il est impossible de représenter ces résultats sous forme analytique.

Si l'on compare les caractéristiques montrées à la figure 4.10 avec les caractéristiques d'un même convertisseur fonctionnant selon le principe de la QR (Fig.4.1), on voit tout de suite que la condition de commutation, qui dans le cas de la QR est liée à la charge (impossibilité de commuter si I_s est inférieur à une certaine valeur) est largement améliorée; en fait on ne peut pas connaître la condition de commutation exacte à cause du fonctionnement en source bidirectionnelle, mais on sait sur quel paramètres agir pour l'améliorer si besoin est.

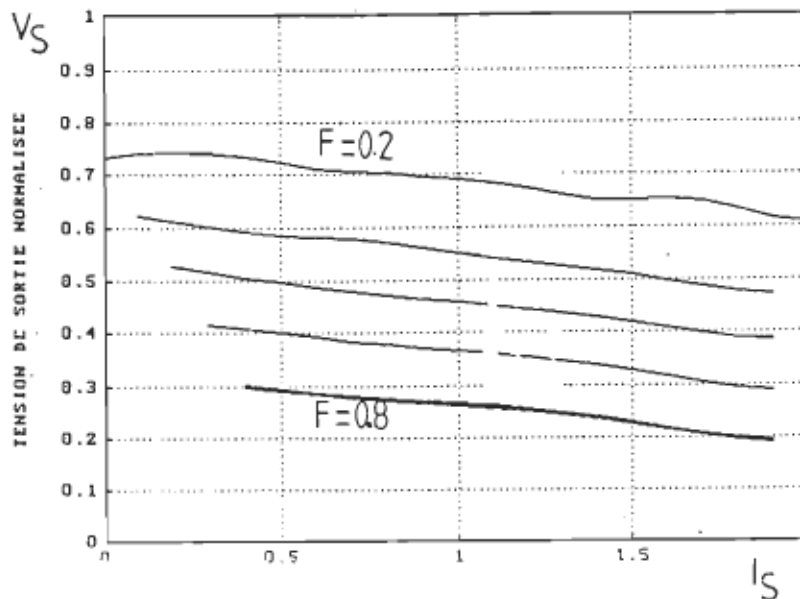
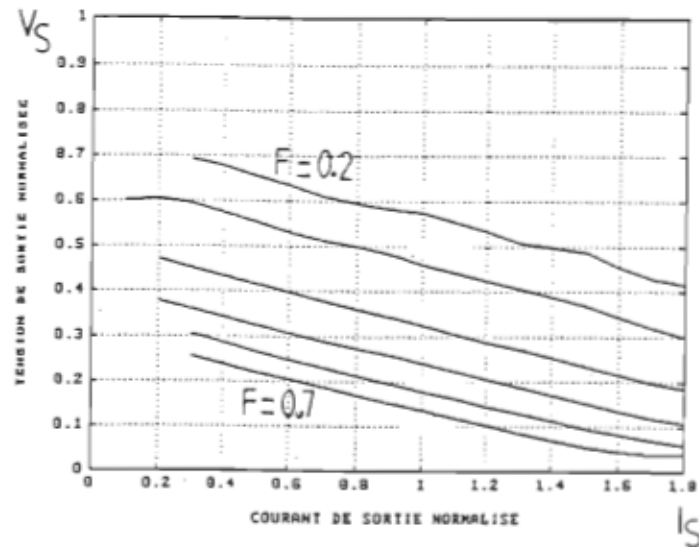
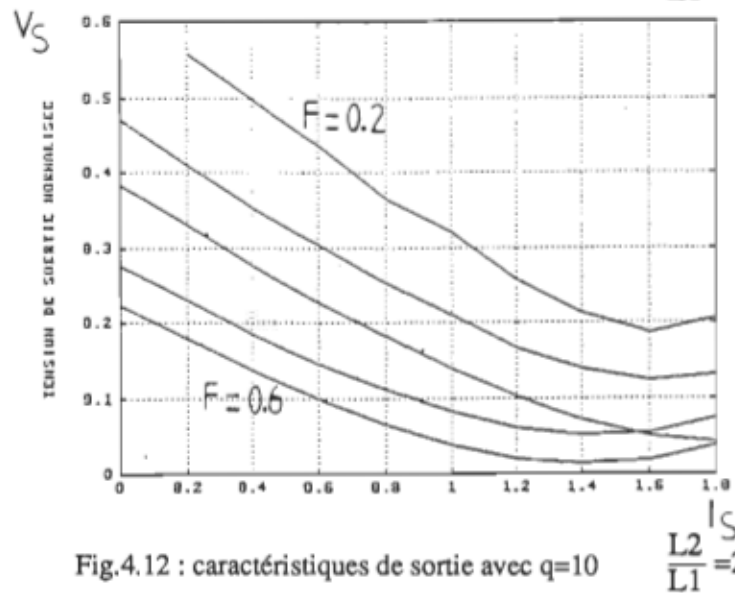


Fig.4.10 : caractéristiques de sortie (simulations) avec q très grand et $\frac{L_2}{L_1}=2$

Fig.4.11 : caractéristiques de sortie avec $q=20$

$$\frac{L_2}{L_1} = 2$$

Fig.4.12 : caractéristiques de sortie avec $q=10$

$$\frac{L_2}{L_1} = 2$$

Si maintenant on refait la même comparaison avec les caractéristiques d'un même convertisseur fonctionnant en mode SB commandées au blocage (Fig.4.2), il s'avère que la condition de commutation qui dans le cas de la SB est $V_s \geq \frac{E}{2}$, est totalement éliminée, c'est-à-dire qu'il n'y a plus de condition sur V_s ; cette affirmation a été vérifiée expérimentalement.

De tout ceci, il ressort que le principe proposé est fonctionnel théoriquement, mais il faut s'assurer que les surtensions présentes dans le circuit ne constituent pas de sérieux handicaps, et surtout voir le rôle que peut jouer le rapport $\frac{L_2}{L_1}$ dans leur régulation.

4.3.4 Effet de l'amortissement

Dans l'étude des convertisseurs QR, on suppose toujours que l'amortissement est nul dans le circuit résonnant, ce qui nous permet d'obtenir des cercles parfaits dans le plan de phase; c'est une sorte de simplification voulue. Comme, dans notre cas, l'étude ne se fait que par simulations, et afin de rendre les simulations plus proches de la réalité, on a introduit un facteur de qualité $q = \frac{L}{2.R}$, que l'on peut varier à volonté.

L'effet du facteur de qualité sur le courant et la tension de sortie est très intéressant. À la figure 4.10, avec $q = \infty$, on remarque que l'augmentation de la fréquence de découpage cause une diminution dans la plage de variation du courant de charge (la limite inférieure se déplace vers la droite du graphique) ce qui veut dire que la limite de commutation augmente (pour un convertisseur QR, la limite de commutation est égale à 1 en valeur normalisée).

À la figure 4.11 où q est égal à 20, on remarque que la limite inférieure du courant de sortie est nettement inférieure à la précédente (proche de l'origine), ce qui nous rapproche de nos objectifs initiaux (possibilité de variations de la charge dans une très grande marge); remarquez aussi que la tension de sortie n'a presque pas chuté.

La troisième figure (Fig.4.12) représente le cas où $q=10$; dans ce cas-ci, le fonctionnement à courant de charge nul est possible, mais la tension de sortie à beaucoup baissé. De plus l'augmentation de la fréquence de découpage n'affecte

aucunement la limite inférieure de commutation.

De tout ceci, il ressort que le facteur de qualité du circuit résonnant joue un rôle prépondérant dans le design du convertisseur du type SBQR; et la variation de ce facteur change complètement les caractéristiques naturelles de sortie. Un autre effet du facteur de qualité que nous verrons bientôt est celui de régulateur des surtensions.

4.3.5 Représentation dans le plan de phase

Les figures que nous montrons n'ont pas une utilité pratique comme dans les cas étudiés au chapitre 2, mais elles nous permettent de faire un rapprochement avec ces même cas.

Le plan de phase de la figure 4.13 se rapproche beaucoup de celui d'un convertisseur QR classique à l'exception que le point (A) n'est pas un point stable; en fait ce point appartient à une ellipse d'équation : $x^2 + y^2 = R^2$, dont les deux rayons dépendent de la position de ce point. La position du point (A) ne dépend que de la fréquence de commutation f_c .

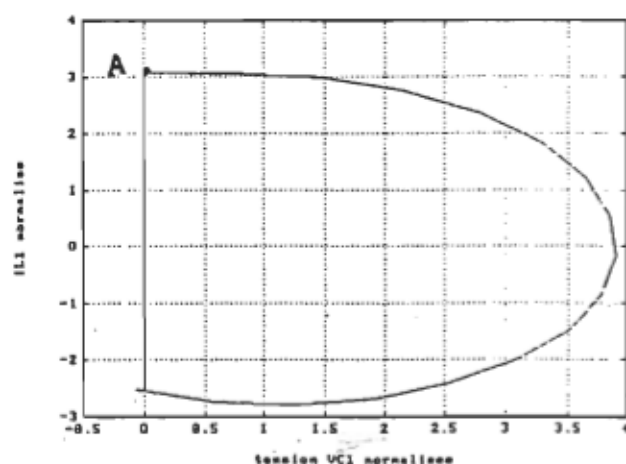


Fig.4.13 : plan de phase $i_L(v_{C1})$

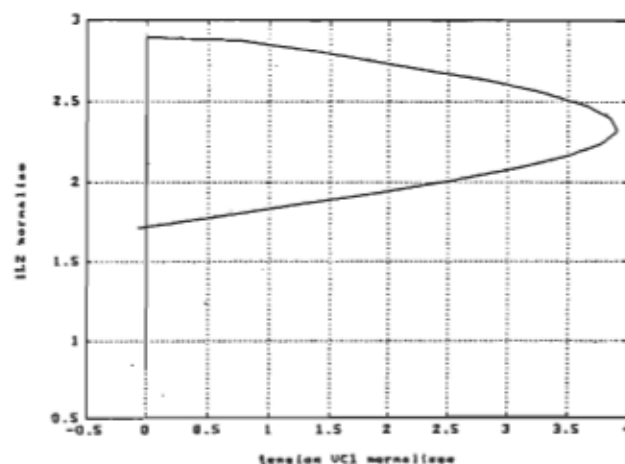


Fig.4.14 : plan de phase $i_L(v_{C1})$

Dans le deuxième plan de phase (Fig.4.14), on ne distingue pas les modes de fonctionnement, mais on voit bien qu'il y a deux phases de résonance. On remarque que ce plan de phase se situe toujours au dessus de l'axe des abscisses comme le courant i_2 est positif et ondulatoire autour d'une valeur moyenne, il est tout à fait normal que le plan de phase se situe dans la partie positive du plan, mais si l'on diminue la valeur de L_2 (dans ce cas elle est égale à $2.L_1$), l'ondulation deviendra plus forte et probablement que le plan de phase touchera l'axe des abscisses, mais gare aux surtensions!

4.4 CRITERES DE DIMENSIONNEMENT

Afin d'optimiser les caractéristiques des convertisseurs du type SBQR, nous devons observer les points suivants:

- limitation des contraintes sur les interrupteurs
- effet du rapport $\frac{L_2}{L_1}$ sur la limite de commutation
- effet du rapport $\frac{L_2}{L_1}$ sur le rendement
- dimensionnement du filtre de sortie

Certains de ces points seront discutées immédiatement, mais d'autres seront abordés ultérieurement.

4.4.1 Courbes de dimensionnement

Le dimensionnement le plus important est sans contredit celui de $\frac{L_2}{L_1}$. On a tracé une famille de courbes pour un fonctionnement à fréquence variable (Fig.4.15) et à charge constante, en variant L_2 par rapport à L_1 .

On voit clairement qu'à $L_2 > 2$, L_1 étant égale à 1, la tension v_{c1} qui est la tension aux bornes de K , ne varie presque plus et reste constante quelle que soit la fréquence de

commutation; par contre pour $L2 < 2$, la tension v_{c1} présente une allure exponentielle croissante où la surtension est très élevée.

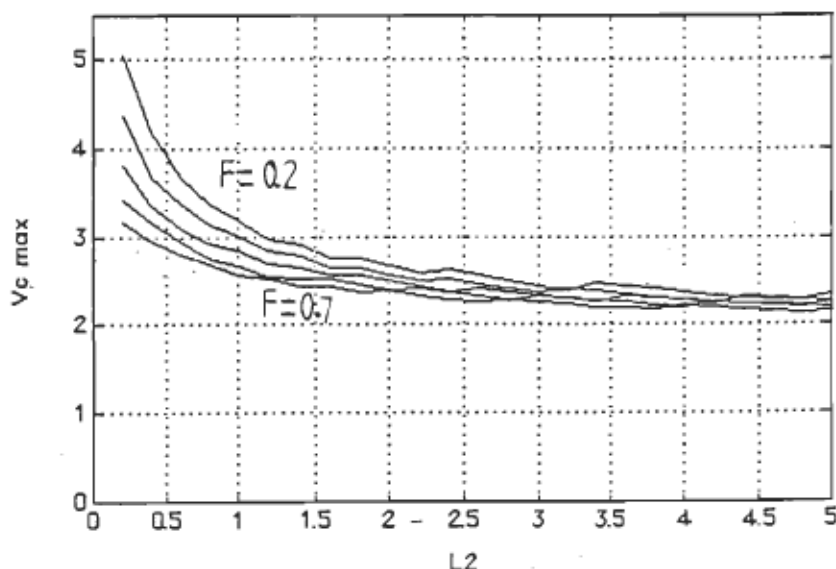


Fig.4.15 : courbes de dimensionnement de $L2$ ($L1 = 1$)

Le fonctionnement dans cette zone ne doit être envisagé que si une très grande variation de la charge est nécessaire, car plus $\frac{L2}{L1}$ est inférieur à 2 et plus l'ondulation du courant $i2$ sera forte, d'où la facilité de commutation. Ceci veut dire qu'avec un rapport $\frac{L2}{L1}$ inférieur à 2, il n'y a pratiquement aucune limitation de charge, par contre il y a une surtension énorme.

Maintenant que nous avons une idée précise sur le choix du rapport $\frac{L2}{L1}$, nous pouvons calculer les surtensions réelles en variant ce même rapport.

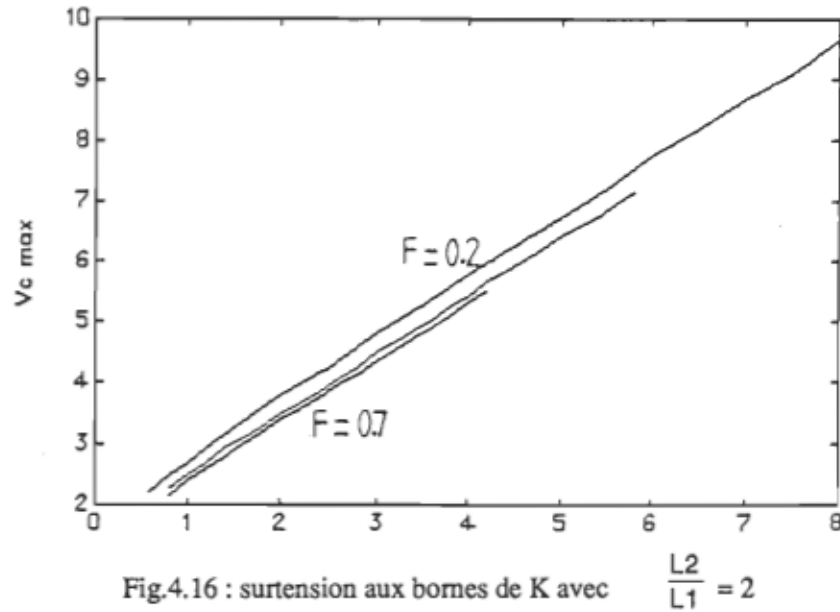


Fig.4.16 : surtension aux bornes de K avec $\frac{L2}{L1} = 2$

En premier lieu, nous avons choisi un rapport $\frac{L2}{L1} = 2$, en faisant varier le courant de charge et la fréquence de commutation, nous obtenons une famille de droites qui représente l'évolution de la surtension aux bornes de K en fonction du courant de charge tel que montré à la figure 4.16. Ce résultat est similaire au cas des convertisseurs QR fonctionnant selon le même mode.

On sait que pour un convertisseur QR: [5]

$$v_{Kmax} = E \left[1 + \frac{I_{Smax}}{I_{Smin}} \right] \quad (4.8)$$

Donc si $\frac{I_{smax}}{I_{smin}}$ varie dans un rapport de 10, la surtension sera

$$v_{Kmax} = 11.E.$$

dans notre cas la surtension varie comme suit:

$$v_{Kmax} = E \left[1 + k \frac{I_{Smax}}{I_{Smin}} \right] \quad (4.9)$$

où k est inférieur à 1 et dépend de $\frac{L2}{L1}$. Dans l'exemple qui nous concerne, $\frac{I_{smax}}{I_{smin}}$ varie dans un rapport de 13.33 et v_{Kmax} atteint 9.64.E; de l'équation (4.9), on tire: $k=0.648$.

C'est donc une surtension de 35% inférieure à celle d'un convertisseur QR équivalent!

On peut appliquer la même technique au cas où $\frac{L2}{L1} < 1$ et plus précisément $\frac{L2}{L1} = 0.42$ (Fig.4.17). Dans ce cas-ci, nous avons volontairement choisi une très faible valeur de $L2$ afin de vérifier les courbes de dimensionnement de la figure 4.15.

$\frac{I_{smax}}{I_{smin}}$ varie dans un rapport de 7.66, et vK_{max} atteint 8.E; de l'équation (4.2), on tire : $k=0.91$, c'est donc une surtension de 9% inférieure à celle d'un QR. Il faut bien noter que ce fonctionnement se rapproche beaucoup plus d'un fonctionnement en source bidirectionnelle qu'un QR.

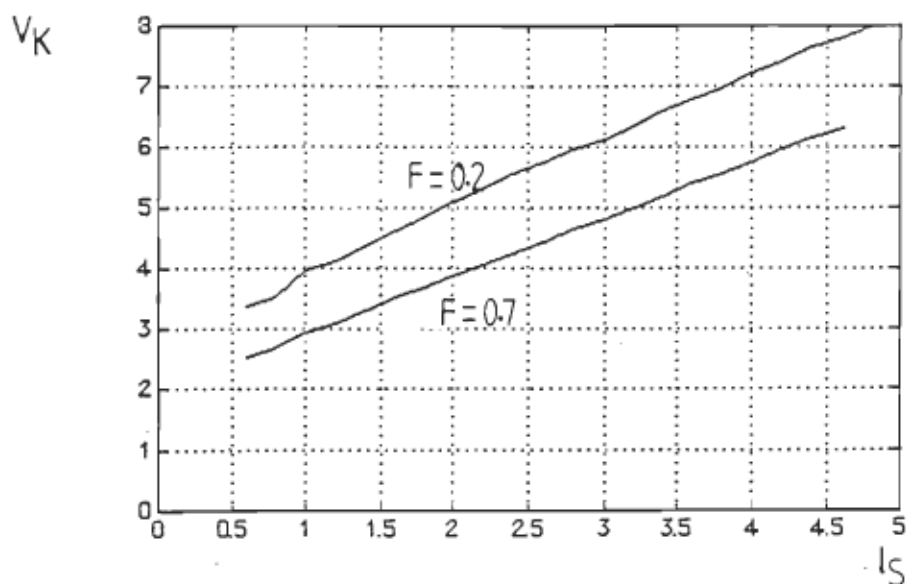
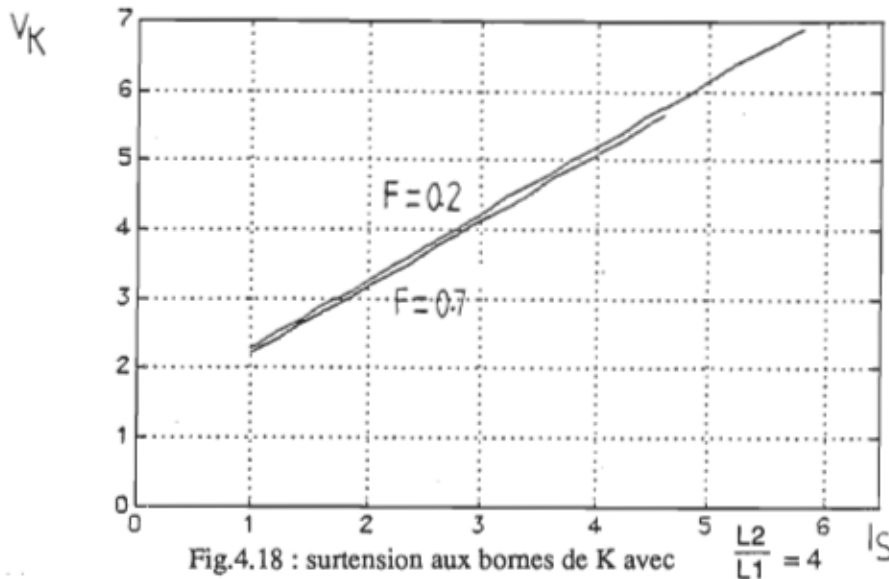


Fig.4.17 : surtension aux bornes de K avec $\frac{L2}{L1} = 0.42$

On donne un troisième exemple à la figure 4.18 en prenant un rapport $\frac{L2}{L1} = 4$; d'après la figure 4.15, la surtension doit être minimale en ce point de fonctionnement; mais en réalité, comme l'augmentation de $L2$ par rapport à $L1$ rappelle le fonctionnement en mode QR, alors on doit s'attendre à trouver des surtensions analogues à celles d'un montage QR.

D'après l'équation (4.9), en sachant que $\frac{I_{smax}}{I_{smin}}$ varie dans un rapport de 6 et que

$v_{Kmax} = 6.89.E$, on trouve : $k = 0.98$, donc pratiquement la même valeur qu'en QR.



Les surtensions peuvent être substantiellement réduites en affinant le choix de $\frac{L2}{L1}$. De plus il ressort que le bon choix de $\frac{L2}{L1}$ est crucial car l'intervalle de fonctionnement en mode SBQR est très restreint; et les frontières avec les modes SB et QR sont facilement franchissables. Les simulations ont montré qu'un rapport $\frac{L2}{L1}$ égal à 2 permettra d'optimiser les performances de la cellule de commutation du type SBQR. Bien sûr en parlant d'optimisation, on se réfère aux convertisseurs QR dont on cherche à améliorer les performances et surtout ces deux plus sérieux handicaps : la condition de commutation et les surtensions aux bornes de K .

4.5 ANALYSE DU FONCTIONNEMENT D'UN CONVERTISSEUR DÉVOLTEUR DU TYPE SBQR À THYRISTOR-DIODE DUAL

Le convertisseur dévolteur SBQR à thyristor-diode dual (THD) est représenté à la figure 4.19

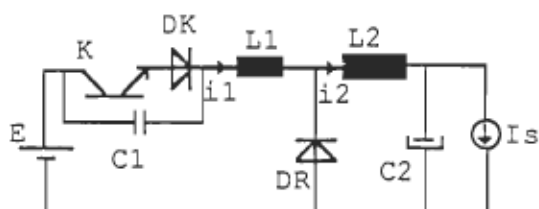


Fig.4.19 : convertisseur dévolteur SBQR à THD

Les simulations ont été réalisées, en premier lieu, grâce au logiciel SCRIPT, et en second lieu, nous avons écrit un programme qui permet de résoudre les équations d'état qui correspondent aux séquences données par SCRIPT.

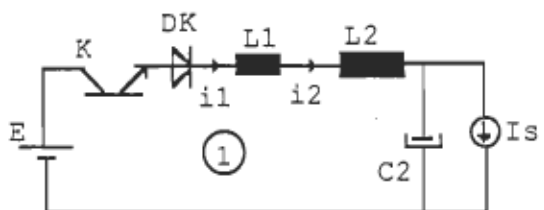
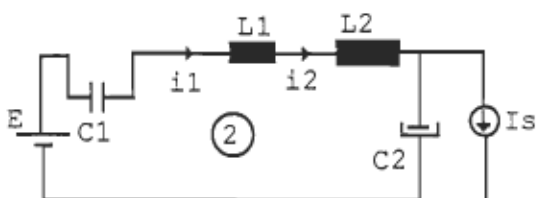
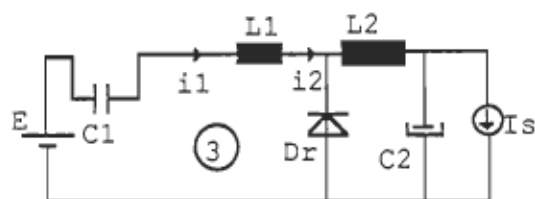
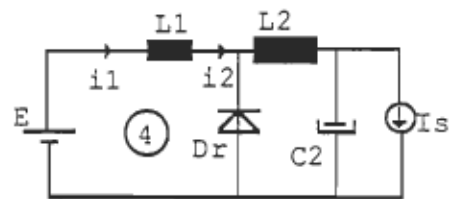
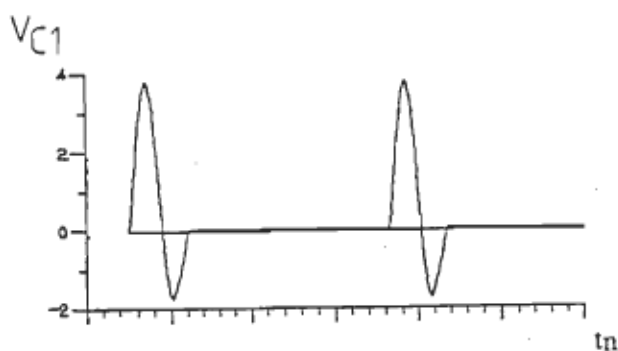
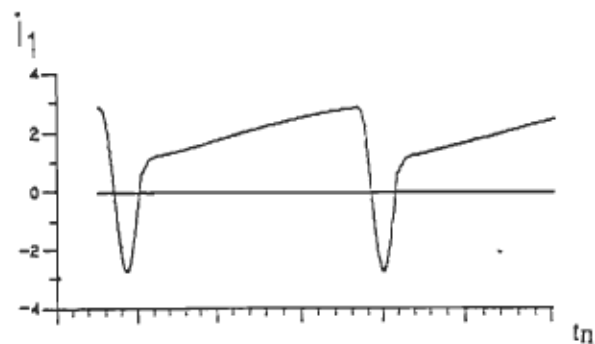


Fig.4.20a : état initial

Fig.4.20b : 1^{ère} séquenceFig.4.20c : 2^{ème} séquenceFig.4.20d : 3^{ème} séquenceFig.4.21a : tension v_{C1} Fig.4.21b : courant i_1

(t_n est le temps normalisé)

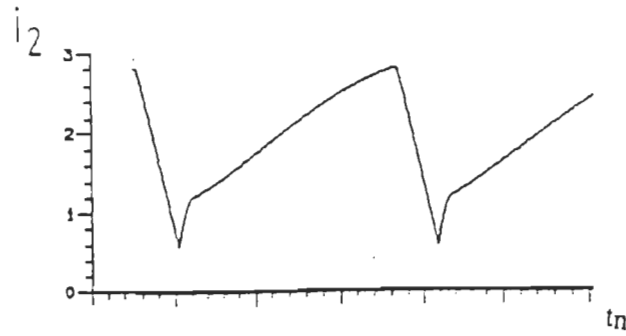


Fig.4.21c : courant i2

La figure 4.20a définit l'état initial du convertisseur

- K : passant
- Dk : passante
- Dr : bloquée
- les courants i1 et i2 croissent linéairement jusqu'à ce qu'un ordre de commande bloque K. Dans cette séquence, il n'y a rien qui limite la croissance du courant (fonctionnement en SB).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R1+R2)}{L1+L2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L1+L2} \\ \frac{-(R1+R2)}{L1+L2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L1+L2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1+L2} & 0 \\ \frac{1}{L1+L2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ Is \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

La figure 4.20b définit la première séquence du convertisseur

- K : bloqué
- Dk : bloquée
- Dr : bloquée (fin quand $vc1 + L1.di1/dt + R.i1 = E$)
- début d'oscillation à une fréquence

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{C1 \cdot \left(\frac{L1 \cdot L2}{L1+L2}\right)}} \quad (4.11)$$

cette séquence durera tant que la tension aux bornes de la diode Dr est négative, en d'autres termes tant que $vc1+vc2 < E$.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R1+R2)}{L1+L2} & 0 & \frac{-1}{L1+L2} & \frac{-1}{L1+L2} \\ \frac{-(R1+R2)}{L1+L2} & 0 & \frac{-1}{L1+L2} & \frac{-1}{L1+L2} \\ \frac{1}{c1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1+L2} & 0 \\ \frac{1}{L1+L2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ Is \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

La figure 4.20c définit la deuxième séquence du convertisseur

- K : bloqué
- Dk : bloquée
- Dr : passante

La diode Dr conduit, L1 oscille avec C1 à une fréquence $F_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1C1}}$, en même

temps, L2 oscille avec C1 à une fréquence $F_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L2C1}}$.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R1}{L1} & 0 & \frac{-1}{L1} & 0 \\ 0 & \frac{R2}{L2} & 0 & \frac{-1}{L2} \\ \frac{1}{c1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ vc1 \\ vc2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ Is \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

vc1 devient successivement nulle, négative puis s'annule de nouveau, à ce moment - là, l'oscillation s'arrête.

La fig.4.20d définit la troisième séquence du convertisseur

- K : passant
- Dk : passante
- Dr : passante (fin quand $i_1=i_2$)

À la fin de l'oscillation, le THD K se réamorçage spontanément permettant ainsi au courant i_1 , de croître linéairement jusqu'à l'instant où il atteindra la valeur de i_2 ; à ce moment-là la diode Dr se bloque et le cycle recommence (retour à la Fig.4.20a). Cette séquence est régie par l'équation (4.7).

4.5.1 Analyse par approche numérique

Le problème de détection des instants de commutation se pose toujours, afin de surmonter cet handicap, on résoud séquentiellement les équations d'état grâce au logiciel PC-MATLAB, en sachant les séquences de fonctionnement et en imposant les conditions de commutation qui seront testées par le programme. Cette approche s'est avérée très efficace puisqu'elle permet la simulation de n'importe quel système électrique dont on connaît les séquences de fonctionnement et dont on peut établir les équations d'état; bien entendu le temps d'exécution dépend du nombre de variables en jeu . De plus, ce procédé permet de reprendre la simulation d'une manière automatique autant de fois que désiré comme dans le cas où le régime permanent est recherché, ou celui où l'on veut simuler plusieurs points de fonctionnement en variant certains paramètres tels que le courant de charge ou la fréquence. Donc on a procédé de la même façon que pour la topologie SBQR à thyristor dual.

4.5.2 Résultats des simulations

Nous avons montré auparavant les différentes courbes de dimensionnement ainsi que les différentes formes d'ondes du convertisseur SBQR à thyristor dual (TD); en échangeant le thyristor dual par un THD, nous obtenons de nouvelles formes

d'ondes, mais il faut bien noter que les critères de dimensionnement du rapport $\frac{L_2}{L_1}$ et les surtensions restent les mêmes. Donc nous ne reprendrons pas le dimensionnement.

Les figures 4.21a à 4.21c représentent les formes d'ondes des différentes variables d'état de la cellule de commutation SBQR à THD, et la figure 4.22 représente les caractéristiques statiques de sortie. Il est intéressant de constater les différences avec les caractéristiques de la figure 4.10.

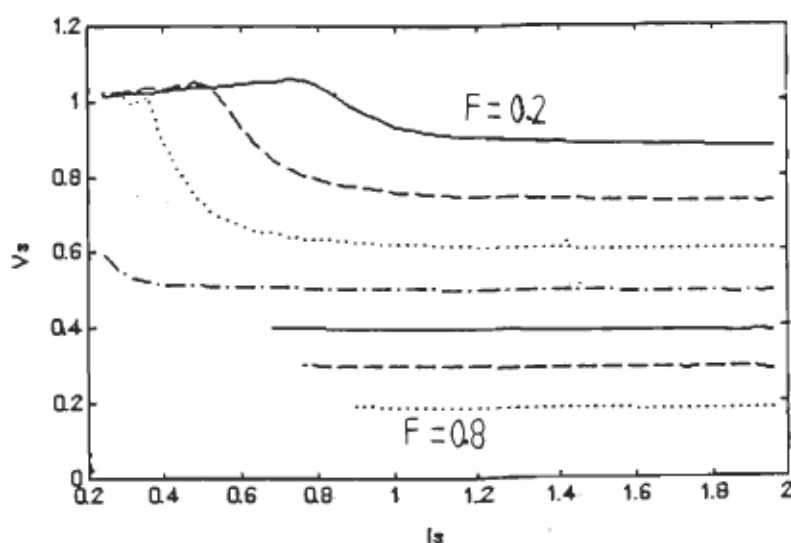


Fig.4.22 : caractéristiques statiques de sortie (THD)

Dans le cas de la figure 4.22, la caractéristique présente certaines perturbations aux faibles courants de charge, probablement à cause du facteur d'amortissement qui est pratiquement nul dans ce cas-ci. Une brève comparaison avec les courbes de la figure 4.10, nous permet d'affirmer qu'elles sont beaucoup plus stables, et donc permettent un fonctionnement en boucle fermée plus aisé; de plus, la commutation peut se faire à un courant plus faible. Dans le cas de la figure 4.22, la limite inférieure de commutation peut être améliorée si l'on introduit un facteur de qualité de l'ordre de 20; dans ce cas-ci, il est supposé infini.

4.6 APPLICATION DU PRINCIPE DE LA BIDIRECTIONNALISATION DE LA SOURCE À UN CONVERTISSEUR MULTI-RÉSONNANT

La cellule de commutation multi-résonnante [6] qui a été abordée au début du chapitre 3 peut-être modifiée en lui appliquant le principe de bidirectionnalisation cette opération est quelque peu "osée" car elle vient à l'encontre même du principe de la cellule multi-résonnante, mais il n'est pas interdit d'essayer toutes les combinaisons possibles !

Nous allons donc faire une hybridation entre la cellule du type SBQR et la cellule du type MR et voir s'il est possible de trouver une autre topologie capable de remplir le même rôle que la cellule du type SBQR; appelons cette topologie une cellule du type SBMR.

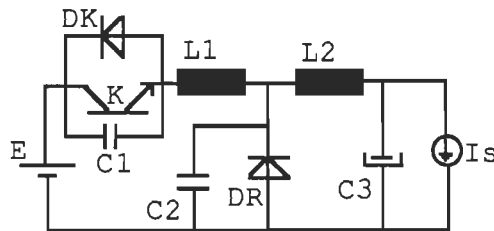


Fig.4.23: convertisseur dévolteur -SBMR

4.6.1 Fonctionnement du convertisseur dévolteur du type SBMR

La figure 4.23 illustre les cinq modes de fonctionnement d'un convertisseur dévolteur basé sur le principe de la cellule du type SBMR. Les figures 4.24a - d montrent les variations en régime permanent des variables d'état clés, en fonction du temps.

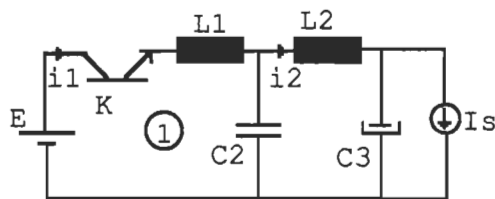


Fig.4.23a

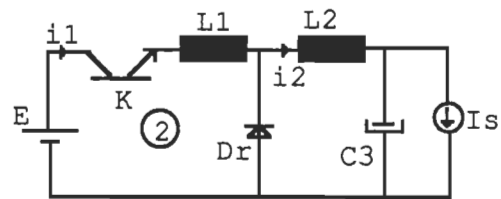


Fig.4.23b

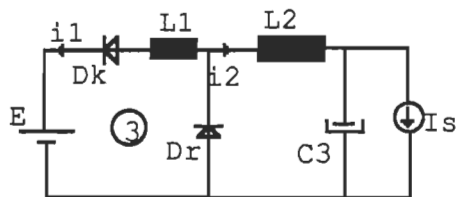


Fig.4.23c

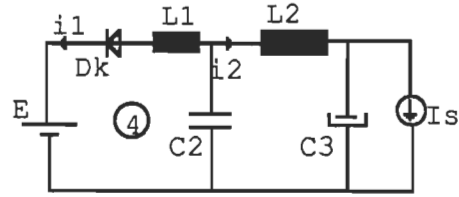


Fig.4.23d

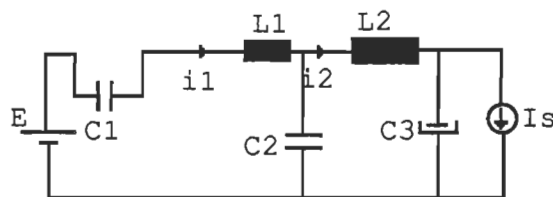
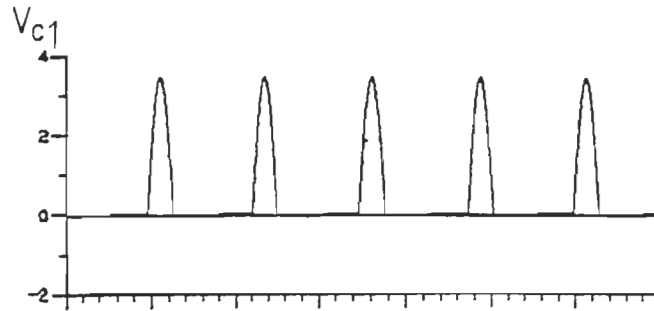
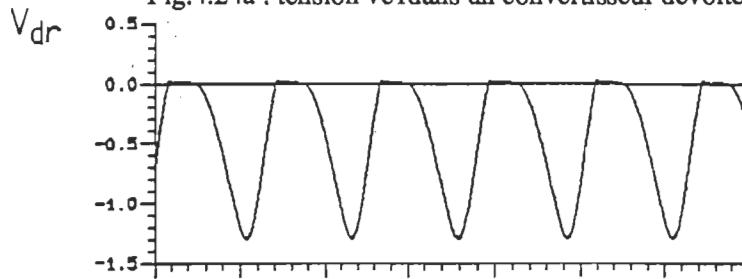
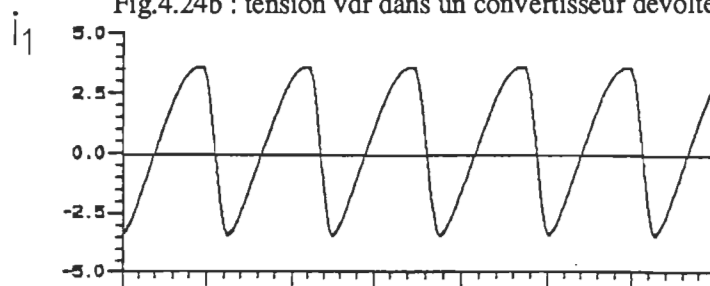
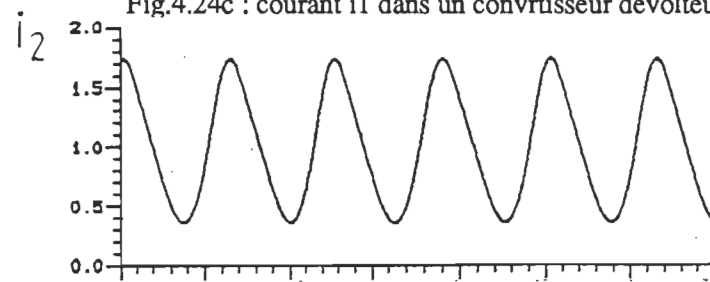


Fig.4.23e

L'analyse d'un tel convertisseur est plus complexe que celle d'un convertisseur SBQR; et en plus du dimensionnement de $\frac{L2}{L1}$, nous devons dimensionner $\frac{C2}{C1}$. D'après les conclusions tirées de l'étude faite au chapitre 3 sur les convertisseurs MR, et d'après celles tirées de l'étude faite sur les convertisseurs du type SBQR, nous avons pu choisir un rapport $\frac{C2}{C1}$ et un rapport $\frac{L2}{L1}$ qui nous garantissent le fonctionnement. En fait le dimensionnement peut se faire séparément en prenant chaque type de fonctionnement à part.

Fig.4.24a : tension v_{c1} dans un convertisseur dévolteur-SBMRFig.4.24b : tension v_{dr} dans un convertisseur dévolteur-SBMRFig.4.24c : courant i_1 dans un convertisseur dévolteur-SBMRFig.4.24d : courant i_2 dans un convertisseur dévolteur-SBMR

Pour traiter ce convertisseur, nous avons pris un rapport $\frac{C2}{C1} = 10$ et un rapport $\frac{L2}{L1} = 2$; contrairement au convertisseur MR classique qui possède des caractéristiques statiques très perturbées, le convertisseur du type SBMR possède des caractéristiques n'ayant aucune perturbation ou discontinuité; ceci lui confère des caractéristiques

du type source de tension tout en gardant un rendement très intéressant tant que la fréquence de commutation F_c est inférieure à 0.5 fr. Quand F_c dépasse 0.5 fr. , la tension de sortie diminue énormément et entraîne avec elle une chute considérable du rendement.

Un autre résultat fort intéressant que l'on peut tirer des caractéristiques est celui concernant les limites de commutation; en fait il n'y a pratiquement aucune limite sur la charge surtout lorsque $F_c < 0.5 \text{ fr.}$

Les caractéristiques naturelles de sortie du convertisseur SBMR sont montrées à la figure 4.25.

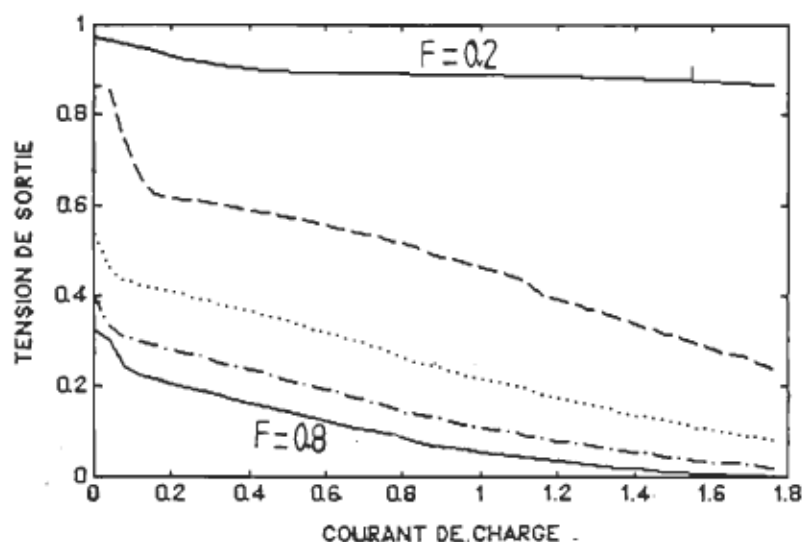


Fig.4.25 : caractéristiques de sortie SBMR ($\frac{C_2}{C_1} = 10$ et $\frac{L_2}{L_1} = 2$)

4.7 RÉSUMÉ

Nous avons étudié deux nouveaux modes de fonctionnement: le mode SBQR et le mode SBMR; ces deux modes offrent des caractéristiques fort intéressantes et améliorent considérablement les caractéristiques des convertisseurs QR. Cependant la complexité de l'étude, étant substantiellement accrue, les place au banc des accusés et seul le chapitre 6, où l'on verra un dimensionnement typique, nous permettra de donner le verdict final.

" [...] il ne faut pas beaucoup d'esprit pour montrer ce qu'on sait; mais il en faut infiniment pour enseigner ce qu'on ignore "

Montesquieu

CHAPITRE 5

GÉNÉRALISATION DES RÉSULTATS

Après avoir appliqué les nouveaux modes de fonctionnement sur la topologie dévolteur, et surtout déterminé les différentes caractéristiques propres à chaque mode de fonctionnement, nous sommes à présent en mesure de généraliser les résultats aux autres topologies connues.

5.1 CELLULE DE COMMUTATION ÉQUIVALENTE

Nous avons présenté au chapitre 1, la cellule de commutation de base qui est composée de deux sources équivalentes et de deux interrupteurs, l'un commandable et l'autre non commandable. Par cellule de commutation équivalente, nous entendons un sous-circuit correspondant à la cellule de commutation de base, présent dans toutes les alimentations à découpage; cependant la cellule de commutation n'est pas toujours visible dans le circuit et souvent pour la mettre en évidence, il est nécessaire d'effectuer certains changements, comme le déplacement de certains éléments réactifs dans une maille.

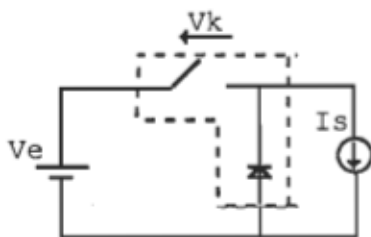


Fig.5.1 : cellule de commutation
d'un convertisseur dévolteur
 $E = V_e$

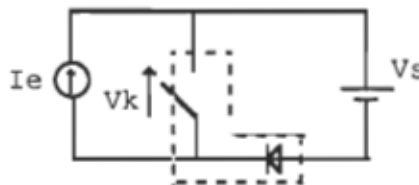


Fig.5.2 : cellule de commutation
d'un convertisseur survolteur
 $E = V_s$

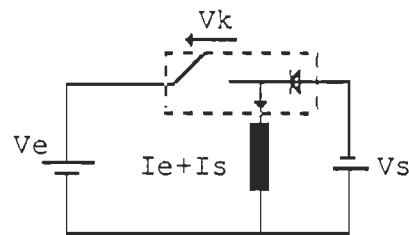


Fig.5.3 : cellule de commutation
d'un convertisseur dévolteur-survolteur
 $E = V_e + V_s$

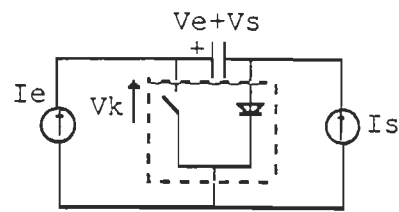


Fig.5.4 : cellule de commutation
d'un convertisseur Cuk
 $E = V_e + V_s$

T.A.Meynard a développé une méthode d'analyse [5] , dont nous reprenons directement les résultats .

En reprenant les relations qui caractérisent les cellules de commutation vues au chapitre 2, et en utilisant les relations d'équivalence que nous allons exposer brièvement, nous sommes en mesure de déterminer les caractéristiques de sortie de toutes les topologies connues. Mais montrons d'abord les différentes topologies dont nous cherchons fébrilement les caractéristiques.

5.2 CONVERTISSEURS DU TYPE SBQR

Le mode de fonctionnement SBQR peut-être appliqué aux quatre topologies de base.

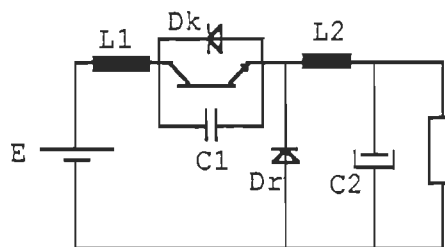


Fig.5.5 : dévolteur-SBQR

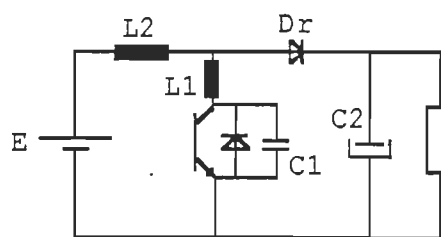


Fig.5.6 : survolteur-SBQR

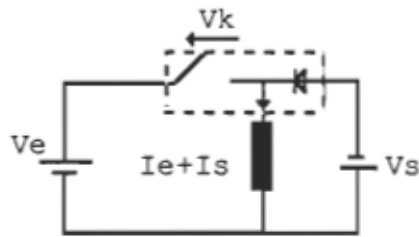


Fig.5.3 : cellule de commutation
d'un convertisseur dévolteur-survolteur
 $E = V_e + V_s$

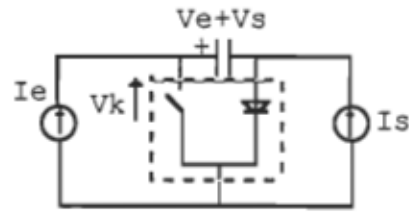


Fig.5.4 : cellule de commutation
d'un convertisseur Cük
 $E = V_e + V_s$

Plusieurs auteurs parlent de cette méthode, entre autres T.A.Meynard [5] , dont nous reprenons directement les résultats.

En reprenant les relations qui caractérisent les cellules de commutation vues au chapitre 2, et en utilisant les relations d'équivalence que nous allons exposer brièvement, nous sommes en mesure de déterminer les caractéristiques de sortie de toutes les topologies connues. Mais montrons d'abord les différentes topologies dont nous cherchons fébrilement les caractéristiques.

5.2 CONVERTISSEURS DU TYPE SBQR

Le mode de fonctionnement SBQR peut-être appliqué aux quatre topologies de base.

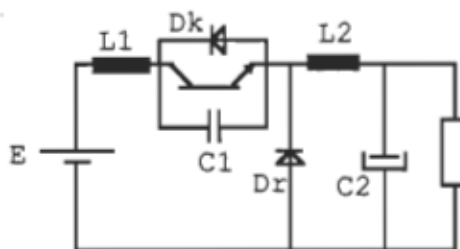


Fig.5.5 : dévolteur-SBQR

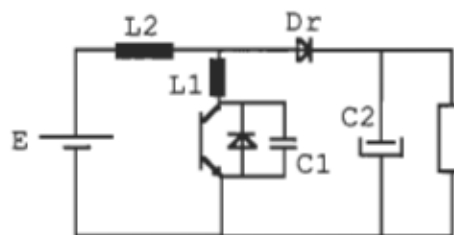


Fig.5.6 : survolteur-SBQR

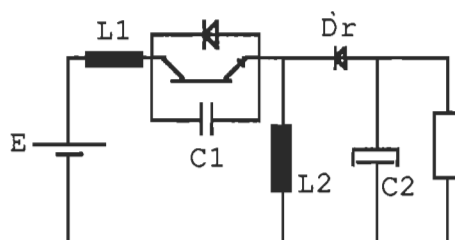


Fig.5.7 : dévolteur/survolteur-SBQR

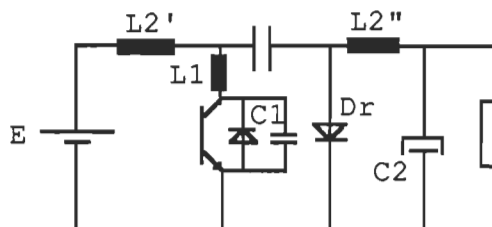


Fig.5.8 : Cük-SBQR

Dans tous les cas, l'inductance $L2$ n'est pas une inductance de filtrage mais plutôt de résonance. Dans le cas de la figure 5.8, $L2'$ et $L2''$ représentent l'équivalent de l'inductance $L2$ de la figure 5.3 (cas particulier dû à la topologie Cük).

5.3 CONVERTISSEURS DU TYPE SBMR

En extrapolant le principe de la SB [5] aux convertisseurs MR [6], on obtient la topologie qu'on a baptisée SBMR. En appliquant ce mode de fonctionnement aux quatre topologies de base, on trouve les quatre convertisseurs du type SBMR suivants:

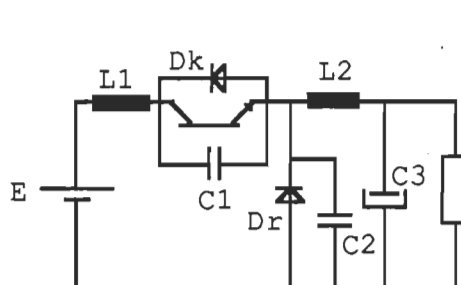


Fig.5.9 : dévolteur-SBMR

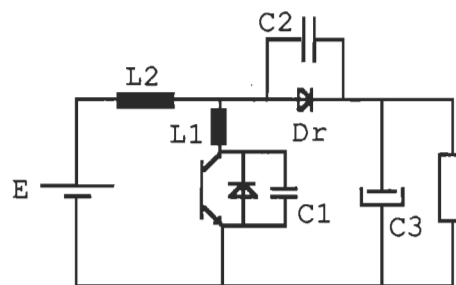


Fig.5.10 : survolteur-SBMR

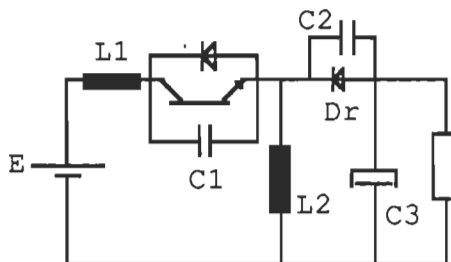


Fig.5.11 : dévolteur/survolteur-SBMR

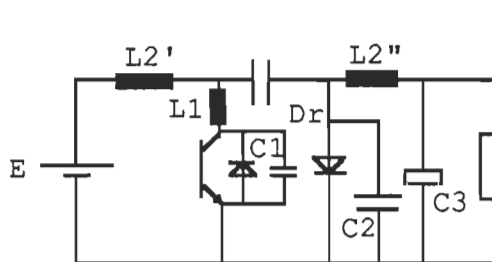


Fig.5.12 : Cük-SBMR

Dans tous les cas qu'on a présenté, l'interrupteur K est du type commandé au blocage; mais on peut facilement le remplacer par un autre type commandé à l'amorçage.

5.4 RELATIONS D'ÉQUIVALENCES

Les relations d'équivalence sont déduites des figures 5.1 à 5.4 d'où l'on extrait la cellule de commutation de base, on tire donc:

D'après la figure 5.1 :

$$V_s = V_e - V_k \quad (5.1)$$

et donc d'après les notions exposées au chapitre 2

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{V_e - V_k}{V_e} = 1 - \frac{V_k}{V_e} \quad (5.2)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = 1 - U$$

On applique le même principe à la figure 5.2 :

$$V_e = V_k \quad (5.3)$$

et donc d'après les notions exposées au chapitre 2 et nous rappelant que:

$$U = \frac{V_{kmoy}}{E}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{V_s}{V_k} = \frac{1}{U} \quad (5.4)$$

Le cas de la figure 5.3 est quelque peu différent car:

$$E = V_s + V_e \quad (5.5)$$

$$V_k = V_e \quad (5.6)$$

on trouve alors

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{E - V_k}{V_k} = \frac{1}{U} - 1 \quad (5.7)$$

Le cas de la figure 5.4 est analogue à celui de 5.3 car:

$$E = V_s + V_e$$

$$V_k = V_e$$

5.4.1 Résumé

$$\text{dévolteur : } \frac{V_s}{V_e} = \frac{(V_e - V_k)}{V_e} = 1 - \frac{V_k}{V_e} = 1 - U$$

$$\text{survolteur : } \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{U}$$

$$\text{convertisseur à stockage : } \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_s}{V_k} = \frac{E - V_k}{V_k} = \frac{1}{U} - 1$$

Pour obtenir les caractéristiques de sortie, il ne reste plus qu'à éliminer la variable intermédiaire U entre deux équations; l'une caractérisant la cellule, l'autre caractérisant la topologie ceci peut alors être présenté sous la forme d'un tableau (table 1).

interrupteur	thyristor	thyristor-diode	thyristor-diode dual	thyristor dual
topologie	$U = g(F, x)$	$U = h(F, x)$	$U = 1 - h(F, 1/x)$	$U = 1 - g(F, 1/x)$
dévolteur $\frac{V_s}{V_e} = 1 - U$	$1 - g(F, x)$	$1 - h(F, x)$	$h(F, 1/x)$	$g(F, 1/x)$
survolteur $\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{U}$	$\frac{1}{g(F, x)}$	$\frac{1}{h(F, x)}$	$\frac{1}{1 - h(F, 1/x)}$	$\frac{1}{1 - g(F, 1/x)}$
Cük, buck-boost $\frac{V_s}{V_e} = \frac{1 - U}{U}$	$\frac{1}{g(F, x)} - 1$	$\frac{1}{h(F, x)} - 1$	$\frac{1}{1 - h(F, 1/x)} - 1$	$\frac{1}{1 - g(F, 1/x)} - 1$

Table 51: tableau d'équivalences

Ce tableau est en fait valable pour les cellules QR en utilisant les fonctions g_{QR} et h_{QR} (vues au chapitre 2), pour les cellules à source bidirectionnalisées en utilisant les fonctions g_{SB} et h_{SB} (vues au chapitre 2) au même titre que pour les cellules du type

SBMR et SBQR. Il faut cependant remarquer que dans le cas de la cellule SBQR, les fonctions g_{SBQR} et h_{SBQR} sont données sous forme graphique tandis que dans le cas de la cellule du type SBMR, nous avons étudié seulement la fonction g_{SBMR} que nous présentons sous forme graphique.

5.5 GÉNÉRALISATION DES RÉSULTATS

Grâce à la table 1, nous sommes en mesure de trouver les caractéristiques naturelles de sortie de toutes les topologies vues précédemment ; dans tous les cas, le facteur de qualité q est supposé très grand.

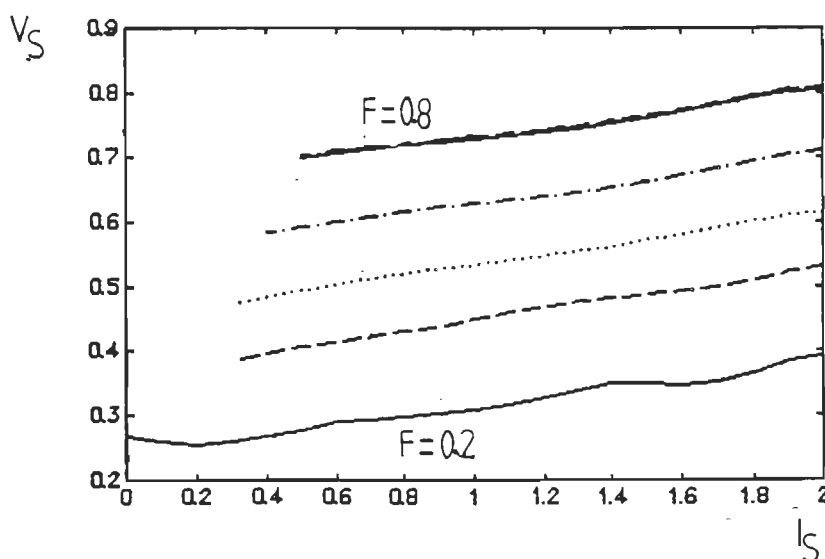
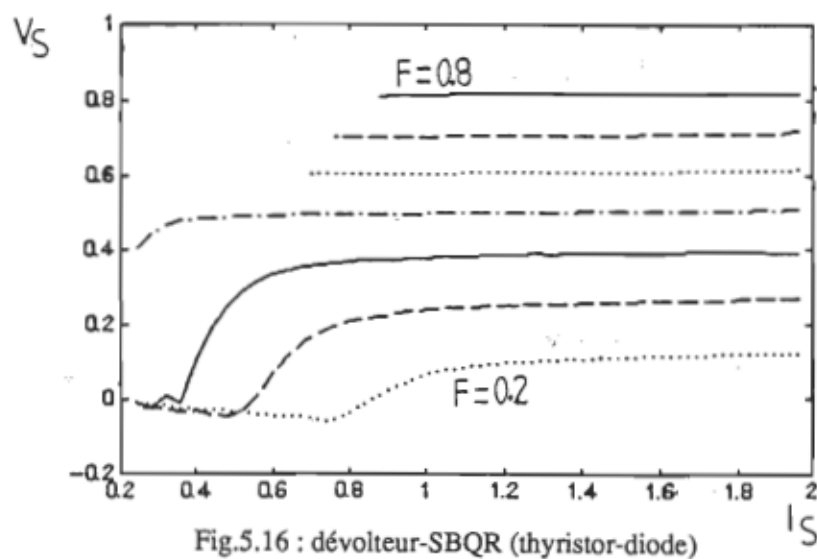
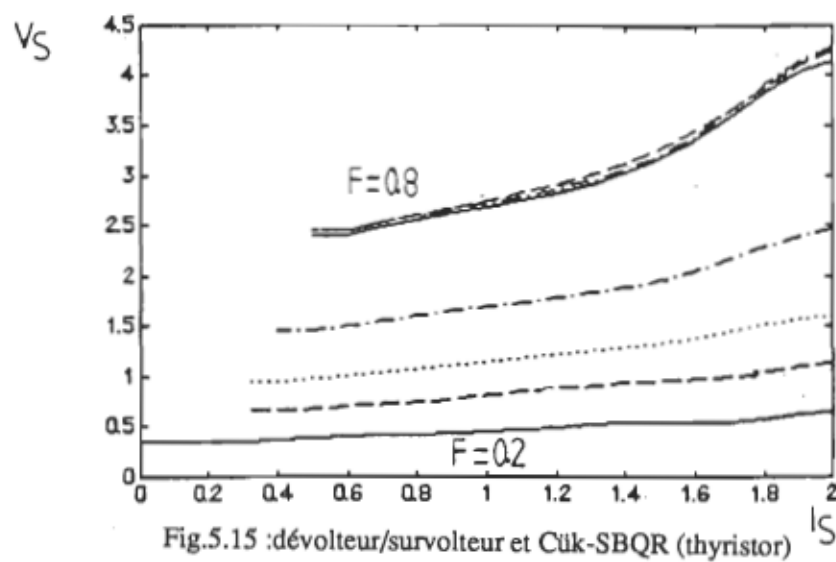
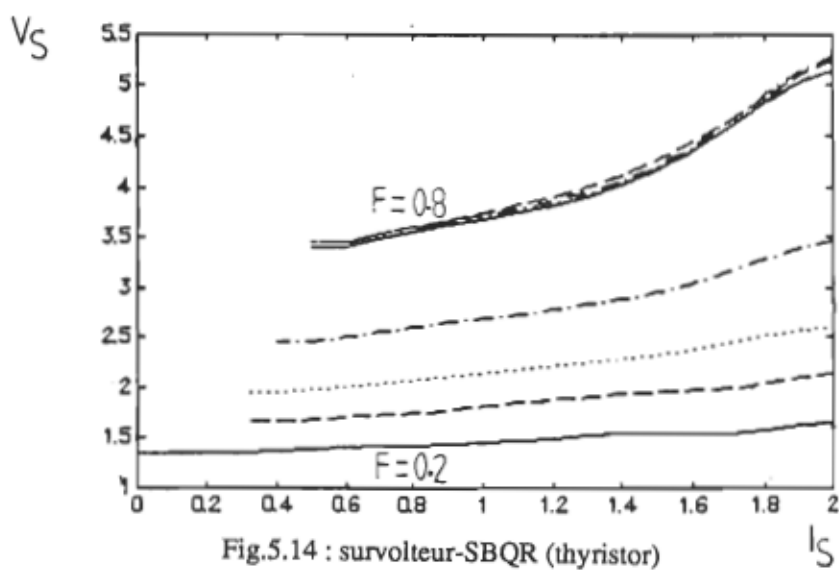
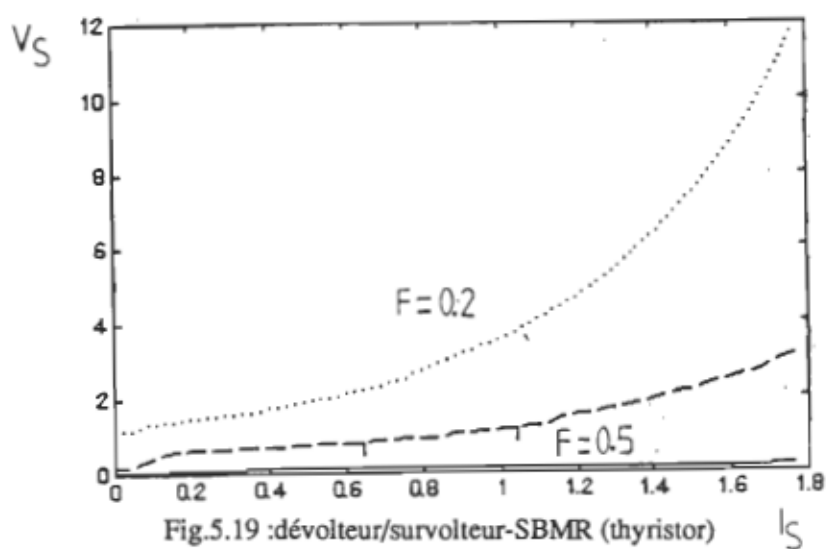
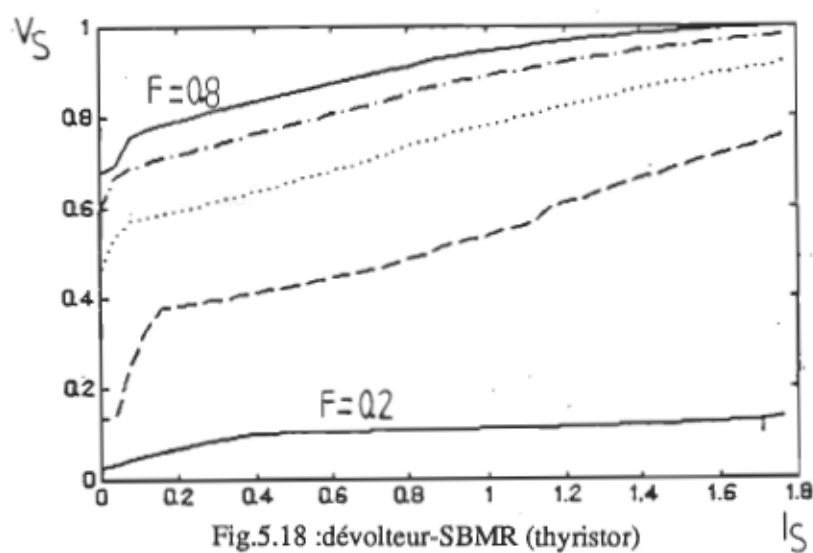
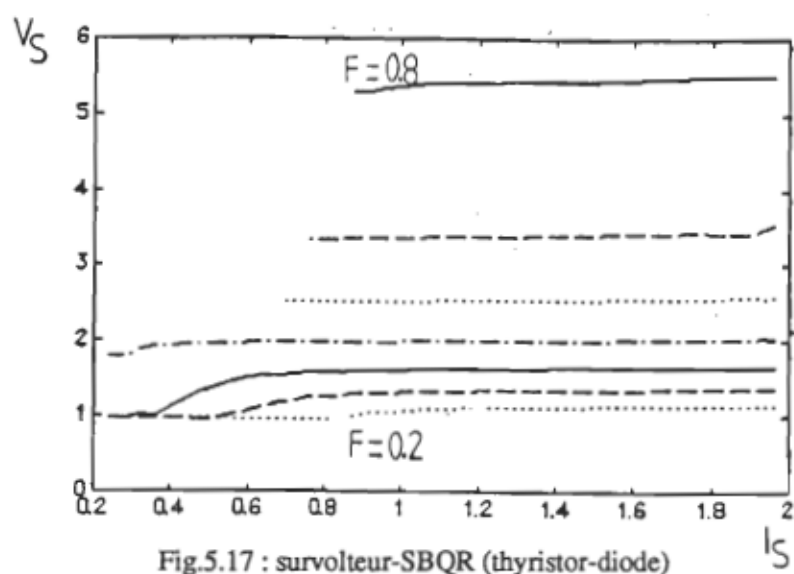


Fig.5.13 : dévoleur-SBQR (thyristor)





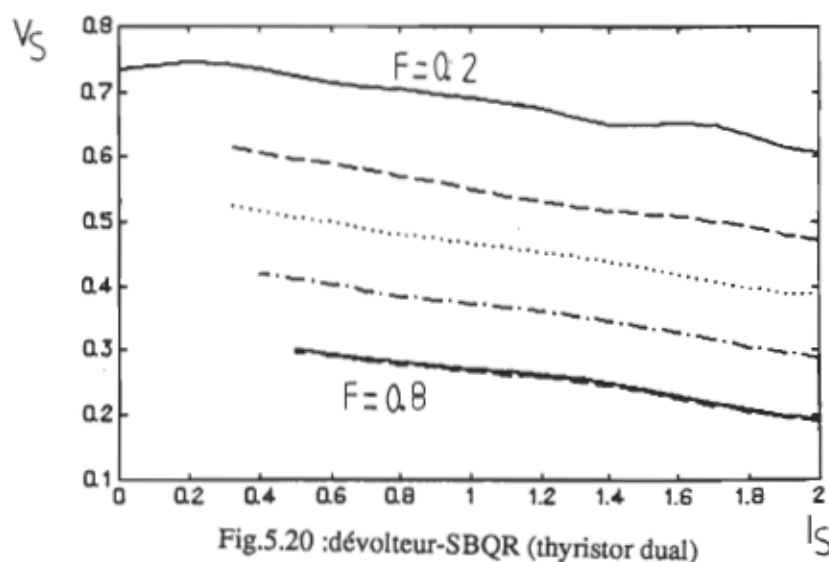


Fig.5.20 : dévolteur-SBQR (thyristor dual)

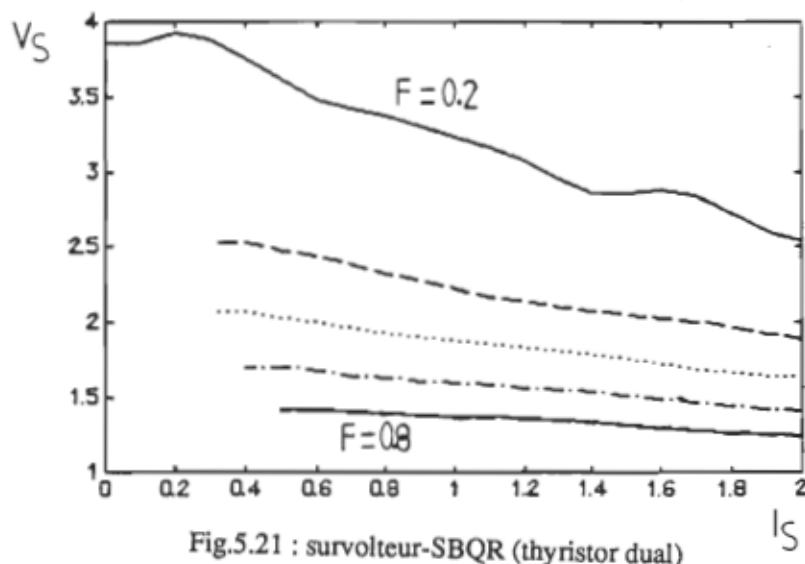


Fig.5.21 : survolteur-SBQR (thyristor dual)

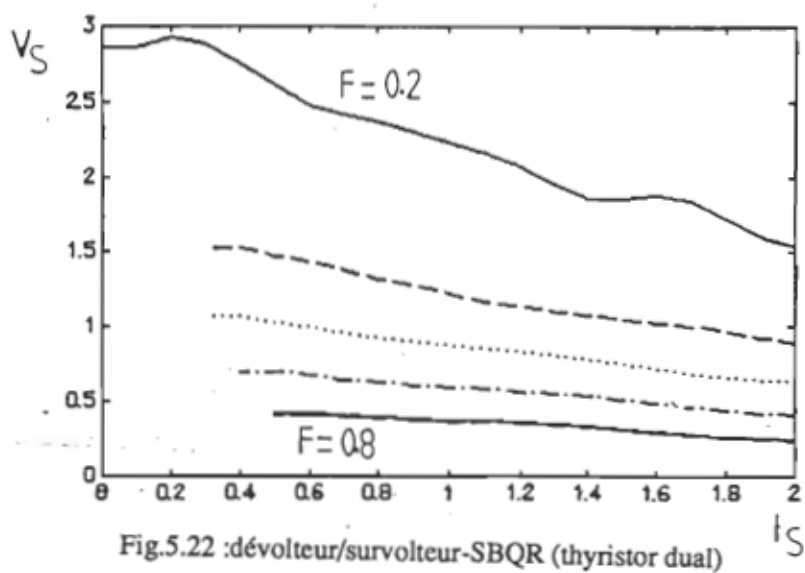


Fig.5.22 : dévolteur/survolteur-SBQR (thyristor dual)

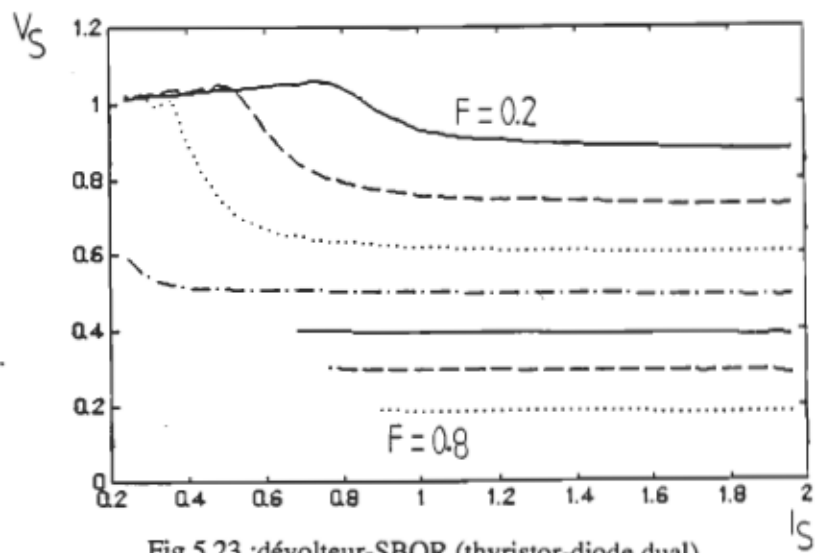


Fig.5.23 :dévolteur-SBQR (thyristor-diode dual)

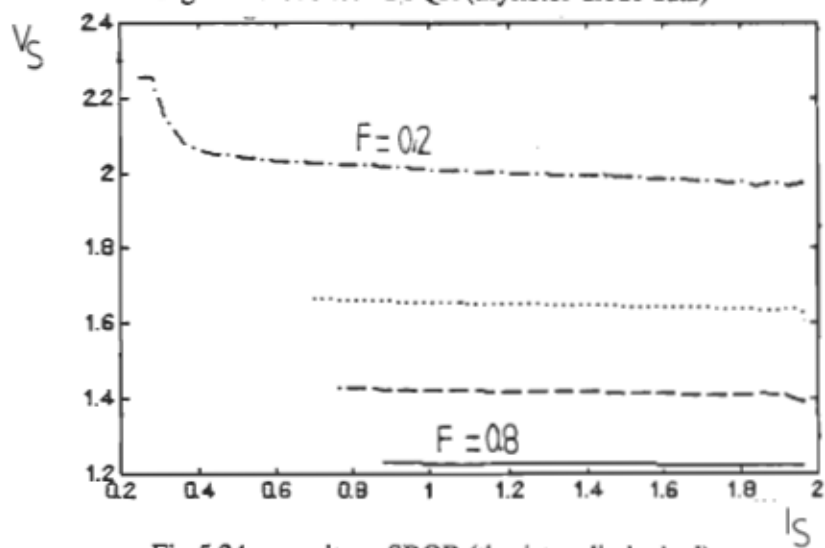


Fig.5.24 :survolteur-SBQR (thyristor-diode dual)

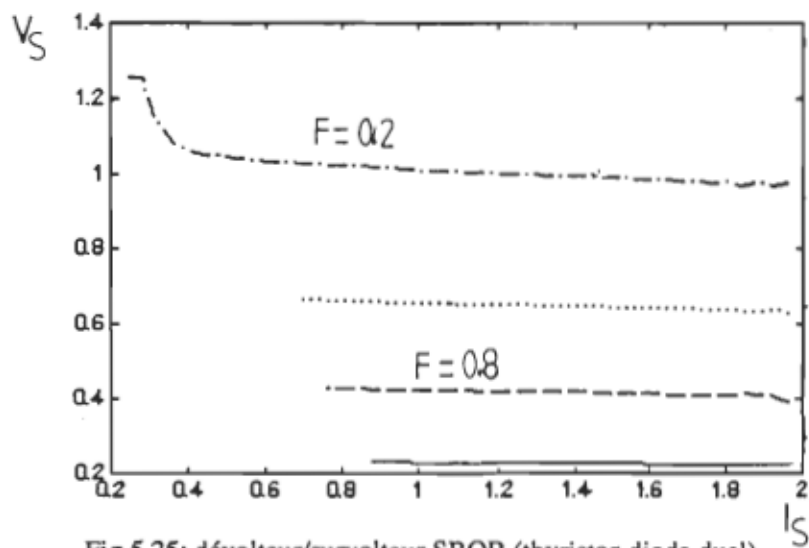
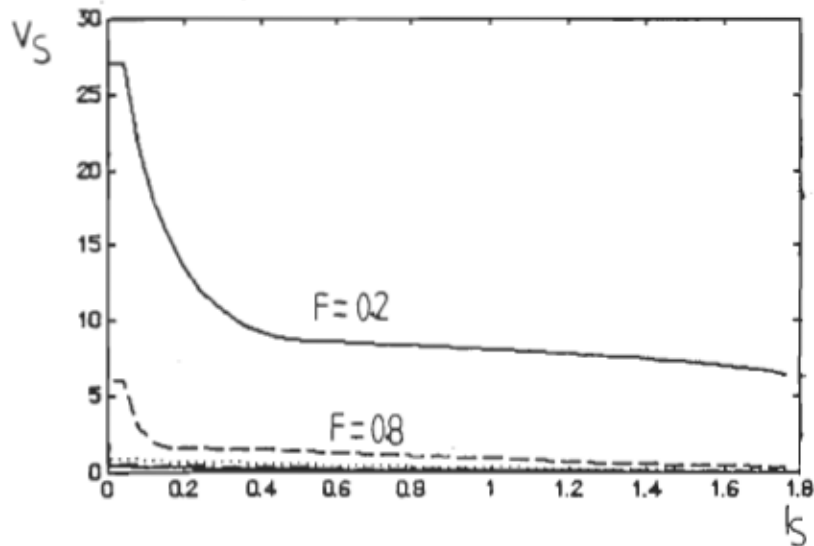
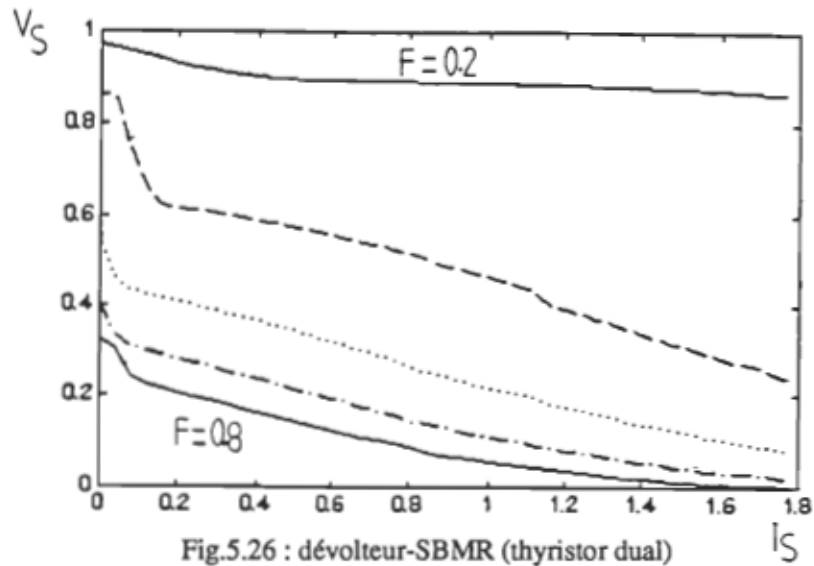


Fig.5.25: dévolteur/survolteur SBQR (thyristor-diode dual)



5.6 CONCLUSION

La méthode d'étude basée sur la cellule de commutation équivalente s'est avérée très efficace pour l'étude des convertisseurs résonnants en général, et en particulier les topologies non conventionnelles telles que celles étudiées au chapitre 4. Grâce à elle, nous avons pu déduire les caractéristiques de plus de vingt convertisseurs résonnants, et on peut encore l'appliquer à une multitude d'autres topologies.

" Et pourtant elle tourne!"

Galilée

CHAPITRE 6

VALIDATIONS EXPÉRIMENTALES

Voici venu le moment de vérité où toutes nos affirmations vont être mises à rude épreuve ! Car, comme vous l'avez sûrement remarqué, dans ce domaine on parle beaucoup plus souvent de théorie que de pratique, à cause justement de la non-conventionnalité des montages étudiés. Notre étude ne fait pas exception à la règle, de plus, du fait de la complexité accrue des topologies qu'on a proposées, nous avons fait un travail de pionniers en mettant beaucoup plus l'accent sur le côté théorique. Les chapitres 2 et 3 nous ont présenté les principales familles de convertisseurs résonnants connues, c'est-à-dire : les convertisseurs quasi résonnants, les convertisseurs à source bidirectionnelle et les convertisseurs multi-résonnants. La grande majorité de ces convertisseurs ont été réalisés pratiquement par plusieurs chercheurs, certaines même sont restées célèbres dans les annales de l'électronique de puissance [17], et leur fonctionnement a été vérifié dans ses moindres détails; on a ainsi pu constater les similitudes entre les résultats prévus théoriquement et les résultats obtenus pratiquement. Cependant les convertisseurs du type SBQR et SBMR qui ont été entièrement pensés et conçus à l'UQTR n'ont jamais fait, à notre avis, l'objet d'aucune étude que ça soit; en d'autres termes ils sont toujours au stade de "curiosité de laboratoire" et seules des études plus poussées pourront mettre en évidence toutes leurs qualités et défauts.

Rappelons que l'objectif fondamental de cette étude n'est pas la conception d'un convertisseur dédié à une application donnée, mais plutôt l'étude de nouvelles structures qui sont susceptibles d'améliorer les caractéristiques des convertisseurs

résonnants connus. Dans cette optique, il est primordial de spécifier que ce chapitre est dédié à la "validation expérimentales des résultats théoriques", c'est-à-dire la vérification expérimentale de toutes les caractéristiques et surtout une minutieuse comparaison entre les différents résultats trouvés et prévus, et non pas à la "réalisation" d'un convertisseur donné qui suppose que la topologie utilisée est une topologie classique qui a été étudiée et réalisée auparavant, et a été soigneusement sélectionnée d'avance en accord avec toutes les spécifications d'un cahier de charges donné.

En d'autres termes, nous allons répondre à la question suivante : est-ce-que le convertisseur du type SBQR est réalisable? Pour ce faire nous établirons un cahier de charges où nous donnerons seulement les critères de base. Ensuite une procédure détaillée du design sera donnée pour la réalisation pratique du circuit. Nous utiliserons les résultats expérimentaux de ce circuit pour la validation des résultats théoriques obtenus. Le dimensionnement des paramètres les plus critiques comme le rapport $\frac{L_2}{L_1}$ sera donné sous forme graphique.

Enfin nous réaliserons deux maquettes expérimentales d'un convertisseur dévolteur, l'une basée sur un thyristor dual et l'autre sur un thyristor-diode dual, toutes deux du type SBQR.

6.1 RÉALISATION PRATIQUE DES INTERRUPTEURS RÉSONNANTS

Nous avons brièvement présenté quelques topologies relatives aux interrupteurs résonnants. Dans toutes ces topologies, le terme que l'on retrouve le plus souvent est le terme "thyristor". En fait on évoque toujours le thyristor en rapport avec sa capacité à se bloquer spontanément qui en fait, constitue la forme la plus naturelle de commutation douce.

L'appellation "interrupteur résonnant" désigne un ensemble de composantes électroniques, destinées à assumer la fonction d'interrupteur à commutation douce

6.1.2 Réalisation d'un thyristor-diode de synthèse [5]

Le thyristor-diode (Fig.1.19) est un thyristor modifié de telle sorte qu'il soit bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. Le thyristor-diode de synthèse est très utilisé dans les convertisseurs résonnants, car il a pour effet de rendre les caractéristiques de sortie plus stables. Sa mise en oeuvre est plutôt aisée puisque c'est pratiquement le même montage que le thyristor.

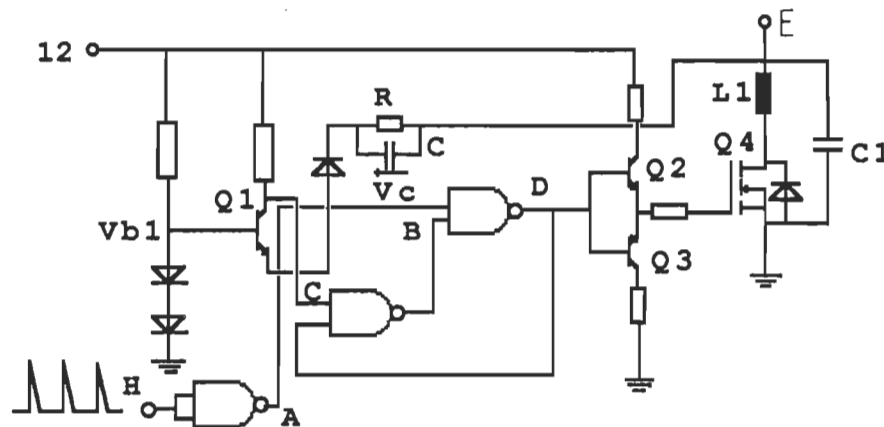


Fig.6.2: thyristor-diode résonnant

6.1.3 Réalisation d'un thyristor dual [5]

Le thyristor dual est par définition le dual du thyristor normal tel que mentionné au chapitre 1; dans notre cas la dualité s'applique au thyristor de synthèse. En utilisant les mêmes composants que pour le thyristor de synthèse, nous sommes en mesure de développer un thyristor dual de synthèse.

État initial :

- $Q1=0$
- $Q4=1$

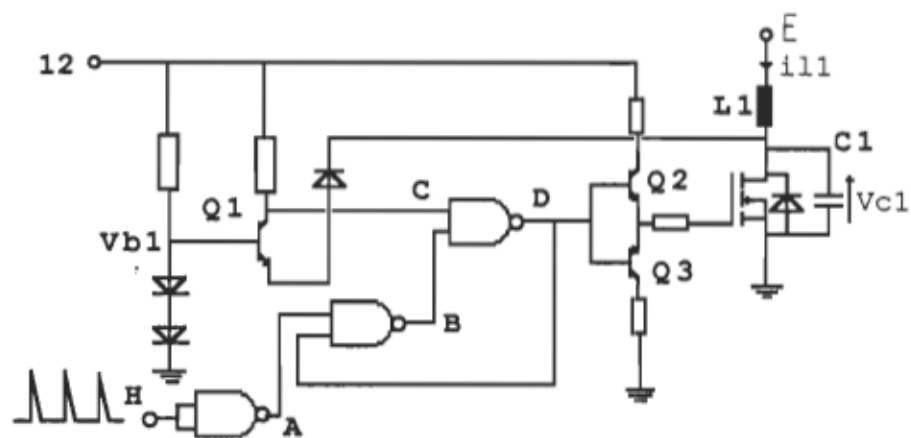


Fig.6.3 : thyristor dual

C'est essentiellement la même structure que pour les topologies précédentes. La table de vérité permet de suivre le fonctionnement.

H	A	B	C	D	sortie
1	0	1	1	0	Q4=0
0	1	1	1	0	Q4=0 ($V_{c1} > 0$)
0	1	1	0	1	Q4=1 ($V_{c1} > 0$) ($i_{11} \geq 0$)

6.1.4 Réalisation d'un thyristor-diode dual

Le thyristor-diode dual est directement déduit du thyristor dual en lui insérant un réseau RC.

État initial:

- $V_c > V_{b1}$
- $Q1 = 0$
- $Q4 = 1$

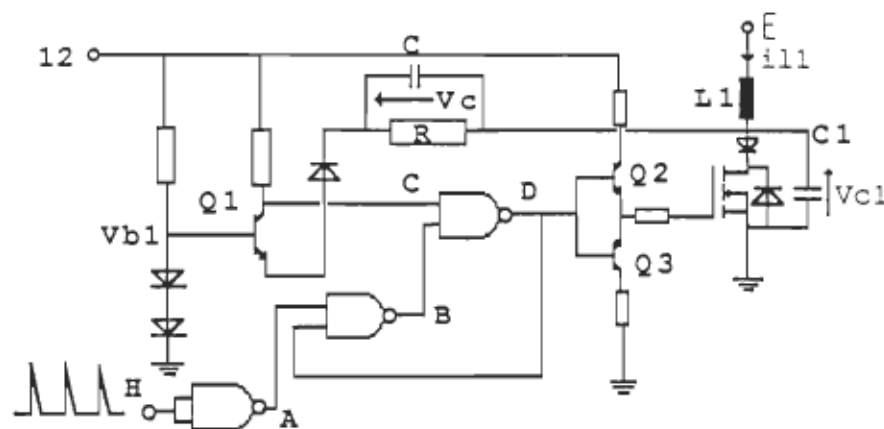


Fig.6.4 : thyristor-diode dual

Toutes les topologies exposées ci-haut ont été réalisées au laboratoire, leur mise en oeuvre s'est avérée assez simple; mais certaines modifications doivent être effectuées si le fonctionnement en boucle fermée est désiré.

L'horloge utilisée est un générateur B.F, si l'on veut réaliser un module compacte et facilement utilisable, il serait nécessaire de prévoir le remplacement du générateur par un autre circuit performant permettant la variation de la fréquence et du rapport cyclique; ce qui n'a pas été fait dans notre cas.

6.2 RÉALISATION D'UN CONVERTISSEUR DÉVOLTEUR-SBQR THYRISTOR DUAL

Toutes les simulations réalisées, ont été faites à partir de la topologie dévolteur, à cause de sa simplicité. Il s'agit maintenant de vérifier expérimentalement toutes les caractéristiques obtenues. La figure 6.5 illustre le convertisseur que nous étudions.

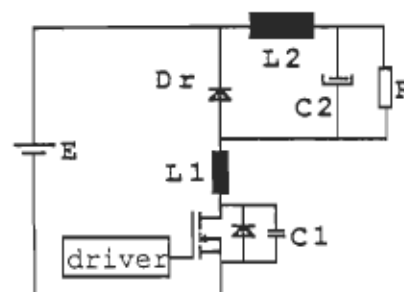


Fig.6.5 : convertisseur dévolteur SBQR fonctionnant à fréquence variable et à rapport cyclique constant

6.2.1 Procédure de design

On considère le dimensionnement des principaux éléments d'un convertisseur CC-CC du type dévolteur-SBQR, utilisant un thyristor dual. Le convertisseur fonctionne en mode à fréquence variable afin d'obtenir une tension de sortie variable (la charge étant résistive, le courant de charge I_s est alors variable)..

- tension d'alimentation : $E=50V$
- courant de charge : $I_s=4A$
- puissance : $P=100W$
- fréquence de résonance: $F_r= 0.5 \text{ MHz}$
- ondulation de la tension de sortie: $\Delta V_s \leq 5\%$

nous ne pouvons pas spécifier les surtensions maximales à cause de l'interdépendance avec les autres paramètres.

• Dimensionnement du filtre de sortie:

En reprenant les séquences de fonctionnement du convertisseur SBQR dévolteur, vues au chapitre 5, et en admettant l'hypothèse simplifiée selon laquelle le courant i_2 est linéaire durant la croissance et la décroissance (voir Fig.4.8c), on trouve que seulement deux séquences (Fig.6.6a et 6.6b) sont pertinentes pour le dimensionnement de L_1 , L_2 et C_2 .

Soient D le rapport de fonctionnement et la durée normalisée de repos de l'interrupteur D' .

$$D+D'=1 \quad (6.1)$$

Soit F_c , la fréquence de commutation :

$$T_c = 1/F_c \quad (6.2)$$

D'après la figure 6.6a (lorsque l'interrupteur K est en fonctionnement) :

$$D.T_c = L_2 \cdot \frac{|\Delta i_2|}{V_{L2}} \quad (6.3)$$

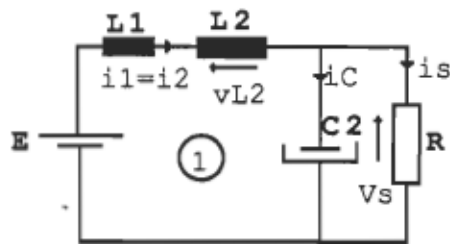


Fig.6.6a

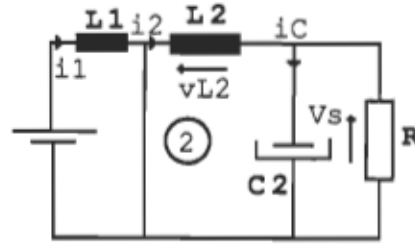


Fig.6.6b

Lorsque l'interrupteur K est au repos (Fig.6.6b):

$$D'.T_c = L_2 \cdot \frac{|\Delta i_2|}{V_s} \quad (6.4)$$

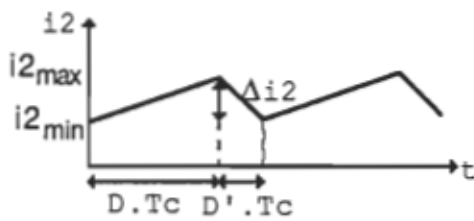


Fig.6.7a

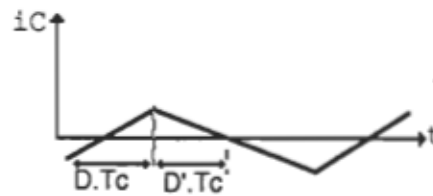


Fig.6.7b

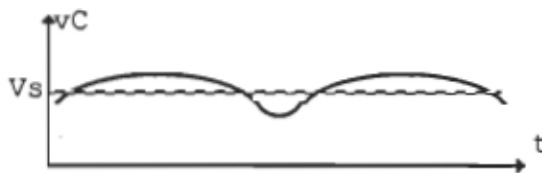


Fig.6.7c

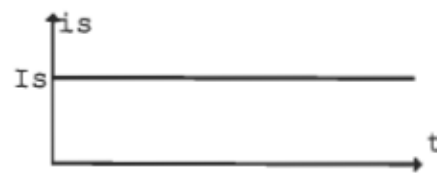


Fig6.7d

• Dimensionnement de l'inductance L_2

d'après la figure 6.6a:

$$E - V_s = (L_1 + L_2) \cdot \frac{\Delta i_2}{D \cdot T_c} \quad (6.5)$$

$$v_{L2} = L_2 \cdot \frac{\Delta i_2}{D \cdot T_c} \quad (6.6)$$

d'après la Fig.4.15 du chapitre 4, on peut choisir $L_2 = 2L_1$, car ce rapport minimise la surtension V_{kmax} à $3.E$ à I_s nominal (voir chapitre 4, Fig.4.15).

En choisissant $L_2 = 2.L_1$, on trouve :

$$v_{L2} = \frac{2}{3}(E - V_s) \quad (6.7)$$

D'après (6.6) et (6.7), on trouve :

$$L2 \cdot \frac{\Delta i_2}{D \cdot T_c} = \frac{2}{3}(E - V_s) \quad (6.8)$$

Donc :

$$D \cdot T_c = \frac{3 \cdot L2 \cdot \Delta i_2}{2(E - V_s)} \quad (6.8)$$

à partir des équations (6.4) et (6.8), et sachant que

$$(D' + D)T_c = T_c$$

on trouve l'équation (6.9) pour la période de fonctionnement T_c :

$$T_c = \frac{L2 \cdot \Delta i_2 (2E + V_s)}{2(E - V_s) \cdot V_s} \quad (6.9)$$

Le taux d'ondulation Δi_2 est calculé à partir de l'équation (6.9)

$$\Delta i_2 = \left[\frac{2(E - V_s)V_s}{F \cdot L2 \cdot (2E + V_s)} \right] \quad (6.10)$$

Sachant les valeurs de E , V_s , F_{\min} et le taux d'ondulation du courant Δi_2 , on peut calculer la valeur de $L2$ à partir de l'équation (6.10)

$$L2 = \left[\frac{2(E - V_s)V_s}{F \cdot \Delta i_2 (2E + V_s)} \right] \quad (6.11)$$

donc on déduit la valeur de $L1$

$$L1 = \frac{L2}{2} = \frac{(E - V_s)V_s}{F \cdot \Delta i_2 (2E + V_s)} \quad (6.12)$$

• Dimensionnement du condensateur $C2$

Supposons que le courant de charge soit parfaitement lissé et que l'ondulation du courant de l'inductance i_2 passe à travers le condensateur de sortie $C2$; c'est-à-dire:

$$\Delta i_2 = \Delta i_c$$

avec :

$$i_2 = i_c + I_s$$

En supposant que le rapport de fonctionnement de l'interrupteur soit 50%, on peut alors calculer l'ondulation de la tension de sortie ΔV_{c2} comme suit :

donc la valeur moyenne de i_c entre $D.T_c/2$ et $D'.T_c/2$ est:

$$\Delta v_{c2} = \frac{1}{C2} \int_0^{T_c/2} \frac{2.\Delta i_2}{T_c} t dt \quad (6.15)$$

$$\Delta v_{c2} = \frac{\Delta i_2}{4.C2.F}$$

$$\Delta v_{c2} = \frac{(E - V_s)V_s}{2.C2.L2.F^2(2E + V_s)} \quad (6.16)$$

et :

$$C2 = \frac{(E - V_s)V_s}{2.L2.F^2(2E + V_s)} \quad (6.17)$$

En sachant la valeur de Fr (eq.6.18), nous pouvons déduire la valeur de $C1$

$$Fr = \frac{1}{2\pi \sqrt{C1.L1}} \quad (6.18)$$

$$C1 = \frac{1}{4\pi^2 Fr^2.L1} \quad (6.19)$$

• Exemple de dimensionnement: d'un convertisseur SBOR dévolteur

posons le cahier de charges suivant et les conditions de fonctionnement d'un convertisseur SBQR dévolteur suivants:

- tension d'entrée $E=50V$
- tension de sortie $V_s = 30V$

- fréquence de commutation $F_{min} = 50 \text{ KHz}$
 $F_{max} = 450 \text{ KHz}$
- fréquence de résonance $F_r = 500 \text{ KHz}$
- puissance de sortie $P_s = 100 \text{ W}$
- courant de sortie $I_s = 3.3 \text{ A}$
- pulsation de la tension de sortie $\Delta V_{c2} = 1.5 \text{ V}$
- pulsation du courant i_2 $\Delta i_2 = 3 \text{ A}$
- tension maximale aux bornes de K $v_{k_{max}} \geq 5.E$

Le calcul de l'inductance L_2 du convertisseur se fait à l'aide de l'équation (6.11)

$$L_2 = \frac{2(50-30)30}{50 \cdot 10^3 \times 3 \times (2 \times 50 + 30)} = 62 \mu\text{H}$$

$$L_1 = L_2/L_1 = 31 \mu\text{H}$$

la valeur du condensateur de sortie C_2 peut être calculée à partir de l'équation (6.17):

$$C_2 = \frac{(50-30)30}{2 \times (50 \cdot 10^3)^2 \times 62 \cdot 10^{-6} \times 1.5 \times (2 \times 50 + 30)} = 10 \mu\text{F}$$

finalement, la valeur du condensateur de résonance est calculée à partir de l'équation (6.19)

$$C_1 = \frac{1}{4 \times (500 \cdot 10^3)^2 \times 31 \cdot 10^{-6} \times \pi^2} = 5 \text{ nF}$$

Le dimensionnement dépend de plusieurs paramètres qui ne sont pas tous constants, mais un des paramètres les plus importants est de facto Δi_2 , car il assure l'équilibre entre le fonctionnement en SB et celui en QR.

• courbes de dimensionnement

En nous basant sur les équations (6.11), (6.12), (6.17) et (6.19), on est en mesure de trouver des courbes de dimensionnement des différents paramètres du circuit à

différentes fréquences de commutation.

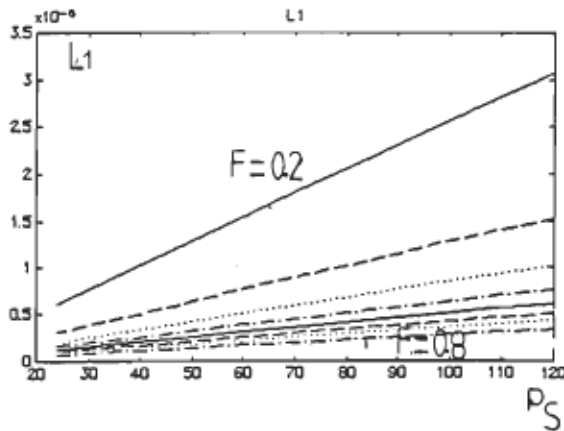


Fig.6.8 a: dimensionnement de L1

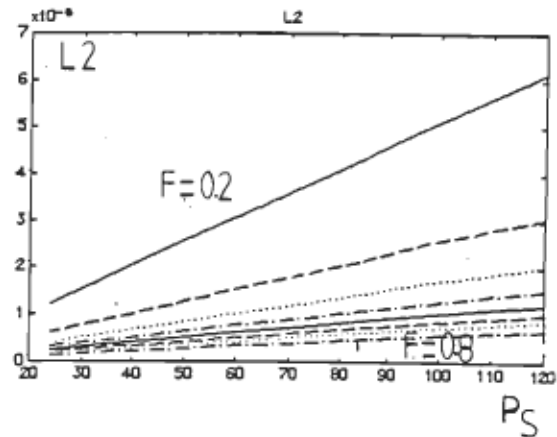


Fig.6.8b: dimensionnement de L2

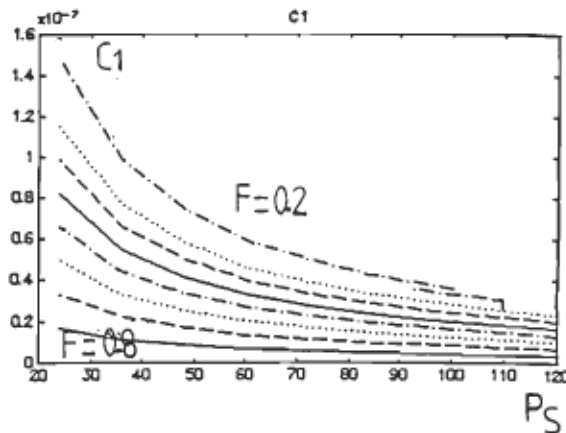


Fig.6.8c: dimensionnement de C1

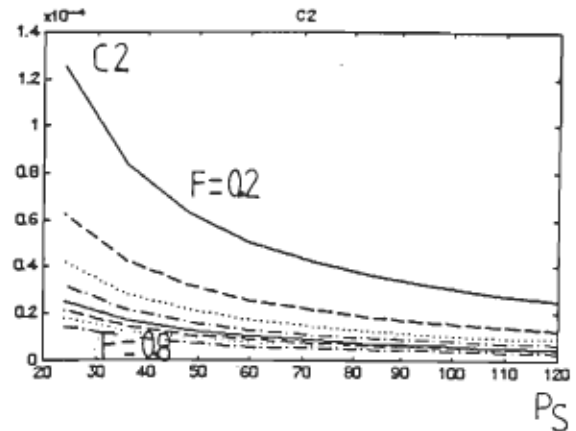


Fig.6.8 d: dimensionnement de C2

6.2.2 Réalisation du convertisseur dévolteur-SBQR

Le convertisseur de la figure 6.5 a été réalisé en utilisant un interrupteur en mode thyristor dual. Le même montage a été repris en prenant un interrupteur du type thyristor-diode dual.

En se référant aux courbes de dimensionnement, on peut aisément trouver les différents paramètres du convertisseur. Il faut bien noter que ce genre de convertisseur n'est pas désigné à une application requérant une grande puissance de sortie à cause de la haute fréquence de fonctionnement.

On choisit le cahier de charges suivant (voir figure 6.5):

$E=50V$	on trouve à partir des équations déjà établies	$L1 = 37 \mu H$
$Vs=30V$		$L2 = 74 \mu H$
$DVs=0.6V$		$C1 = 5 nF$
$F_{cmin}=50KHz$		$C2 = 10 \mu F$
$Ps=100W$		
$\Delta Is=3.3A$		

Les différents paramètres du circuit ont été mesurés sous différentes conditions de fonctionnement, on a ainsi prélevé toutes les variables d'état, et leurs évolutions sont représentées à la section suivante.

6.2.3 Résultats expérimentaux

6.2.3.1 Thyristor dual

En variant la résistance de sortie, on varie la source de courant; on peut ainsi balayer toute la plage de fonctionnement pour une fréquence de commutation donnée.

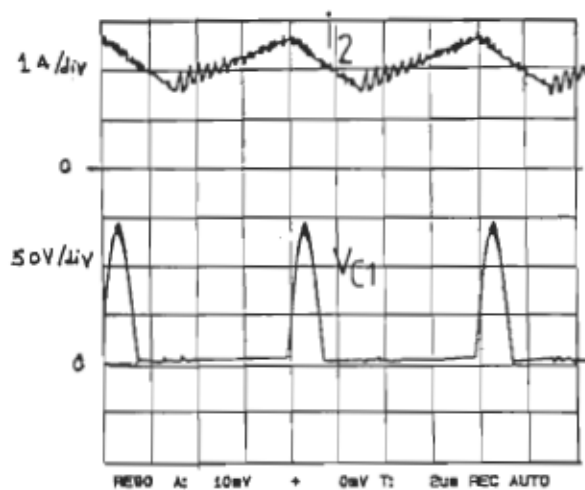


Fig.6.9a: $F_c=0.25F_r$
(faible charge)

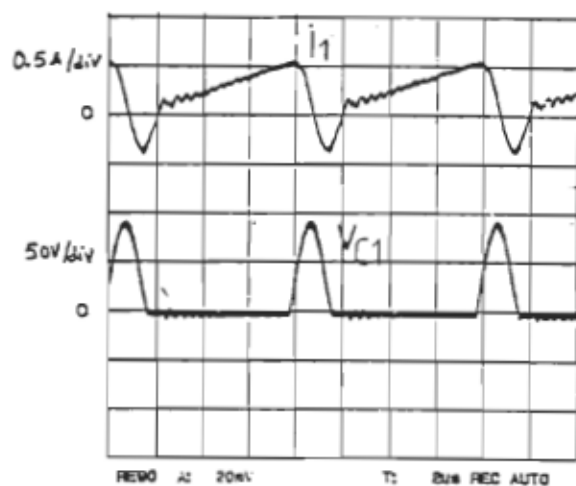
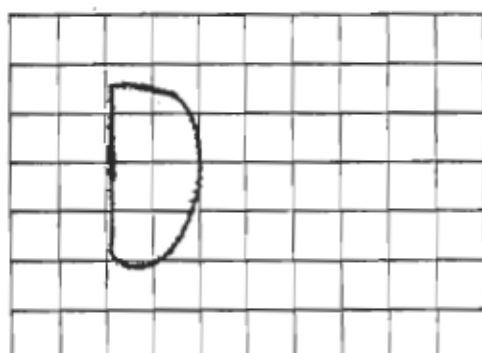
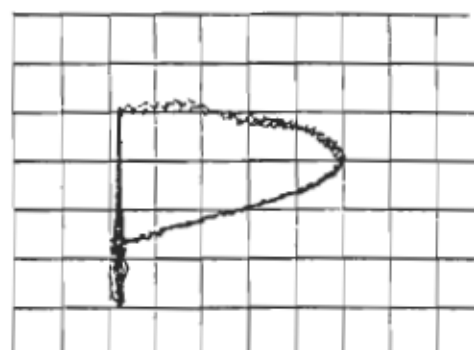


Fig.6.9b: $F_c=0.25F_r$
(forte charge)



REGO A2 10V + 0V T1 2us REC AUTO
Bt 50 V + 0mV Dc + 0DIV / B

Fig.6.9c: $F_c = 0.25F_r$
(forte charge)



REGO A2 5mV + 0mV T1 2us REC AUTO
Bt 20 V + 0mV Dc + 0DIV / B

Fig.6.9d: $F_c = 0.25F_r$
(forte charge)



Fig.6.9e: $F_c = 0.5F_r$
(faible charge)



Fig.6.9f: $F_c = 0.5F_r$
(faible charge)

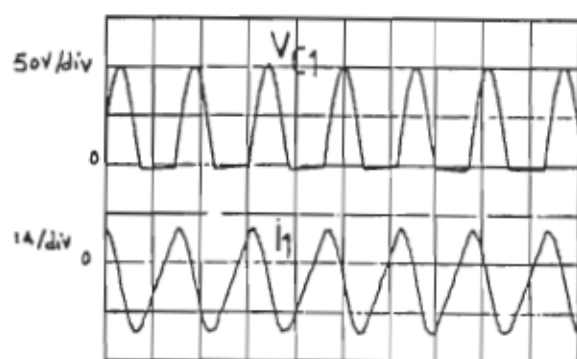


Fig.6.9g: $F_c = 0.76F_r$

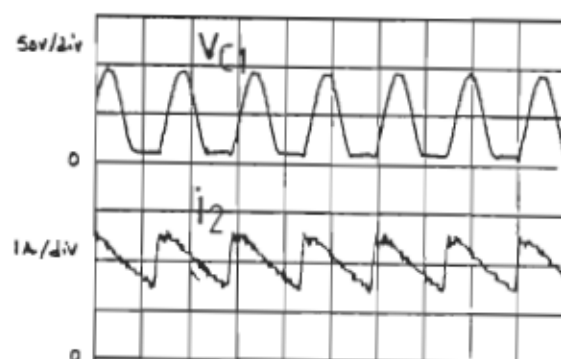


Fig.6.9h: $F_c = 0.76F_r$

• Caractéristiques statiques :

La vérification expérimentale des caractéristiques statiques de sortie nous permet la déduction des limites de commutation du convertisseur. La figure 6.10 illustre les caractéristiques obtenues expérimentalement.

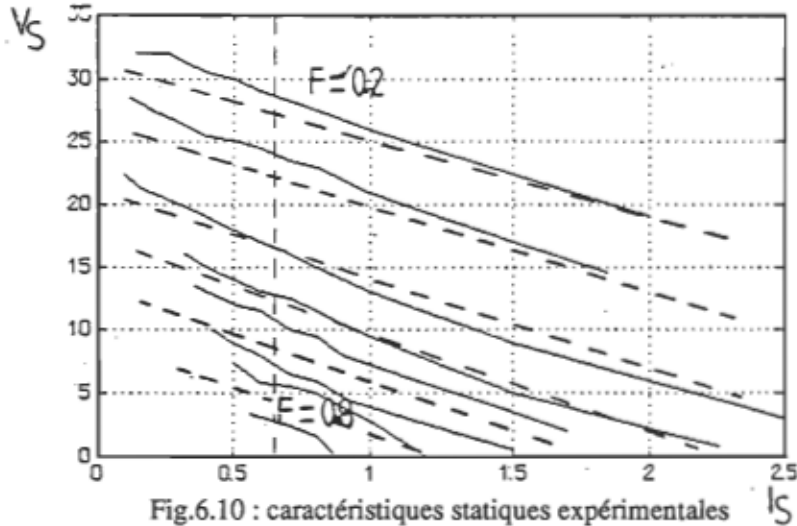


Fig.6.10 : caractéristiques statiques expérimentales

— : expérimentale
 - - - : théorique

Théoriquement, un convertisseur QR devrait avoir une limite de commutation de :

$$E \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} = 0.56 \text{ A}, \text{ et un convertisseur SB équivalent : } V_s = \frac{E}{2} = 20 \text{ V}.$$

D'après la figure 6.10, pour les fréquences de commutation allant entre $0.14.F_r$ et $0.52.F_r$, la limite de commutation se trouve en deçà de la limite théorique d'un QR (la condition de commutation relative au SB est complètement éliminée); pour les fréquences supérieures à $0.52.F_r$, la limite de commutation tend vers celle d'un QR normal. Nous donnons deux raisons majeures pour expliquer l'écart entre les valeurs théoriques et pratiques; la première est due au fait que nous n'avons pas tenu compte du facteur de qualité du circuit résonnant, qui comme nous l'avons vu au chapitre 4, peut avoir un rôle très important dans le dimensionnement ; la seconde raison est due au fait que le rapport $\frac{L_2}{L_1}$ n'est pas égal à 2, mais lui est un peu supérieur, et comme nous l'avons souligné au chapitre 4, la zone de fonctionnement en mode SBQR est très restreinte. Dans notre cas, lorsque la fréquence de commutation se rapproche

de la fréquence de résonance, le fonctionnement en mode SBQR se rapproche beaucoup plus de celui en QR. Mais ceci est beaucoup plus une conséquence qu'une cause.

Si on fait une brève comparaison entre la figure 6.10 et les figures 4.1, 4.2 et 4.3, on s'aperçoit que notre but est atteint en grande partie puisqu'on s'attendait, théoriquement, à avoir une contrainte de commutation sur le courant de charge qui

$$i_{smin} = E \sqrt{\frac{C}{L}}, \text{ est une autre sur la tension de sortie qui est } V_{smin} = \frac{E}{2}.$$

Donc, dans le convertisseur SBQR, il y a une limite sur la variation de la charge mais qui est nettement inférieure à celle d'un même convertisseur fonctionnant en quasi résonance.

• Performances du convertisseur SBQR

En outre des caractéristiques statiques améliorées, le convertisseur SBQR ne doit pas avoir des surtensions très élevées comme son prédécesseur QR. À la lumière des résultats théoriques exposés à la section 4.4, nous pouvons dire que les surtensions varient énormément avec le rapport $\frac{L_2}{L_1}$, qui doit être choisi de manière à satisfaire toutes les exigences du cahier de charges, tout en maintenant les surtensions à des valeurs très raisonnables.

La figure 6.11 nous montre l'évolution de la surtension v_K à différentes fréquences de fonctionnement; d'après les mesures prélevées au laboratoire, le pire cas survient quand F est assez basse (dans notre cas lorsque $F = 0.14.F_r$); à ce moment-ci, la surtension varie de 85 à 260 V; c'est-à-dire $6.5.E$ quand le courant de charge varie dans un rapport de 14! Ce qui confirme la relation (4.9) selon laquelle la surtension varie comme suit :

$$v_{Kmax} = E \left[1 + K \frac{I_{smax}}{I_{smin}} \right] \quad \text{où } K \text{ est inférieur à 1 et dépend de } \frac{L_2}{L_1}.$$

Pour un même montage fonctionnant en QR, la surtension serait égale à $15.E$, c'est-à-

dire 600V! C'est donc une surtension supérieure de plus de 50% par rapport à celle de notre prototype supérieure de plus de 50% par rapport à celle de notre prototype.

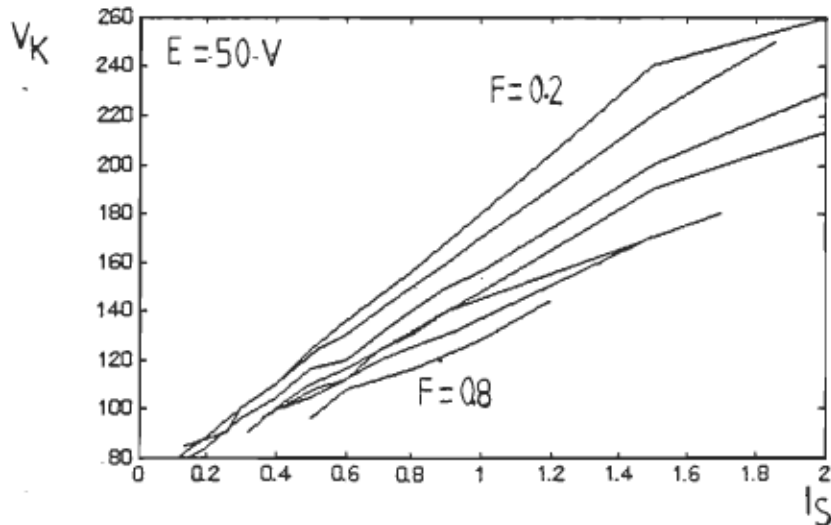


Fig.6.11 : surtensions maximales ($E=50V$)

Cette propriété est ipso facto un argument de taille dans le choix d'une structure donnée, et on peut d'emblée affirmer que son avenir est très prometteur.

À cause de certains critères économiques, il est très important de vérifier le rendement du convertisseur et d'établir les zones de fonctionnement qui le maximisent.

Le rendement obtenu est fort acceptable, bien que des améliorations soient encore possibles. Les pertes par conduction peuvent être assez élevées, à cause notamment de la $R_{ds(on)}$ du MOSFET où l'expression des pertes par conduction est donnée par $V_{ds_{max}}^{2.5} \cdot I_{ds_{eff}}^2$ [5]. Le rendement peut être affecté par tout amortissement dans le circuit oscillant; le choix du type d'interrupteur est donc un facteur clef dans la diminution des pertes par conduction.

6.3.1 Réalisation d'un convertisseur dévolteur-SBQR à THD

Le convertisseur SBQR à THD n'est guère différent du précédent à TD; cependant, d'après les résultats théoriques, les caractéristiques statiques de sortie sont plus du

type source de tension. À priori on peut dire que le fait d'interchanger un TD par un THD, permet d'obtenir des caractéristiques plus horizontales; ceci est vrai pour plusieurs cas vus, mais on ne peut généraliser cette règle à tous les convertisseurs.

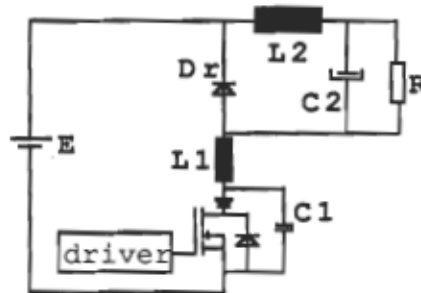


Fig.6.12: convertisseur dévolteur-SBQR à THD

Du point de vu dimensionnement des paramètres des éléments du convertisseur, les règles établies pour le convertisseur SBQR à TD s'appliquent de facto. Les formes d'ondes obtenues sont présentées ci-dessous au figures 6.13a - 6.13 f.

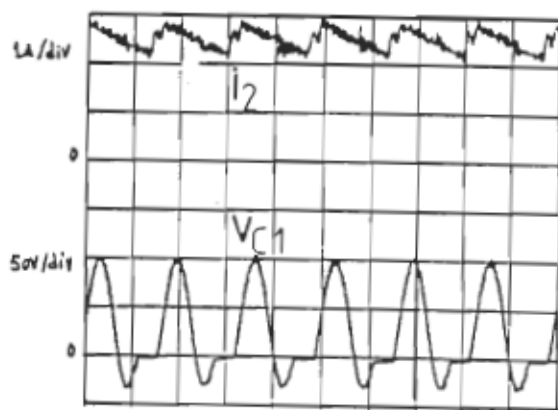


Fig.6.13a : $F_c = 0.7F_r$
(charge moyenne)

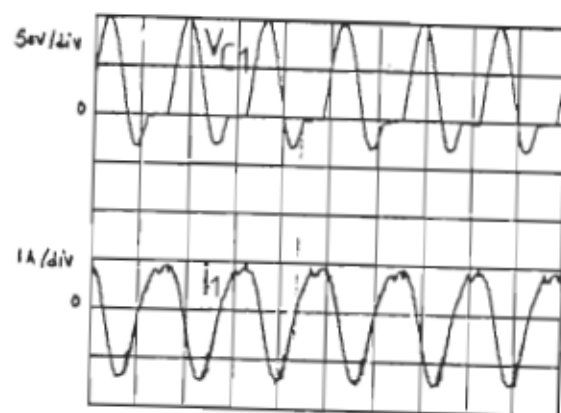


Fig.6.13b : $F_c = 0.7F_r$
(charge moyenne)

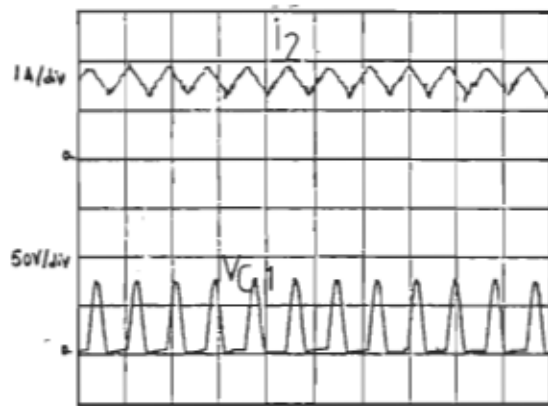


Fig.6.13c : $F_c = 0.57F_r$
(limite de commutation)



Fig.6.13d : $F_c = 0.57F_r$
(faible charge)

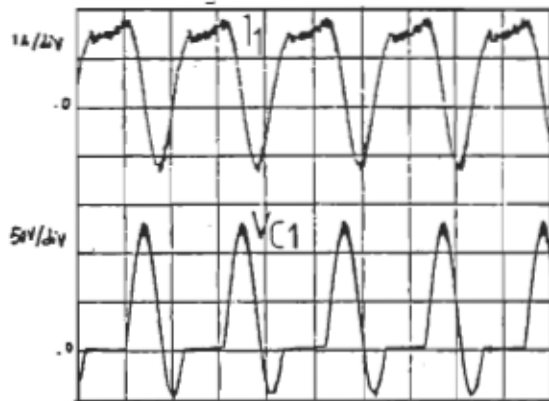


Fig.6.13e : $F_c = 0.57F_r$
(faible charge)

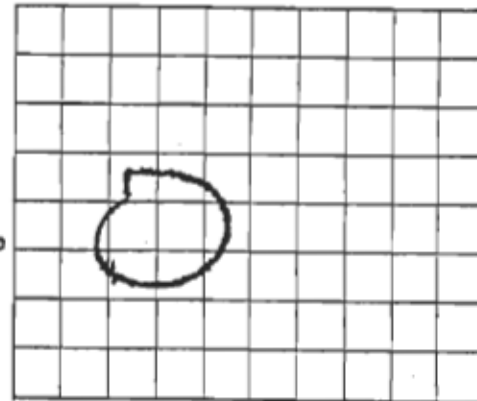


Fig.6.13f : $F_c = 0.57F_r$

Les figures 6.13a et 6.13b représentent le fonctionnement à une fréquence $F_c=0.7.F_r$ avec une charge moyenne (remarquez l'allure oscillatoire du courant i_2).

La figure 6.13c illustre un fonctionnement à une fréquence $F_c=0.57.F_r$ et qui fonctionne in extremis à la limite de la commutation. On observe que la partie négative de v_K est presque nulle, d'où le risque de perte de commutation.

Les figures 6.13d et 6.13e montrent le fonctionnement à $F_c=0.57.F_r$ et à très faible charge. Dans ce cas-ci, la surtension $v_{K_{max}}$ est très élevée et le courant i_2 est beaucoup moins ondulateur. Ceci est un cas typique de déplacement de la frontière du mode SBQR vers le mode QR.

• Performances du convertisseur SBOR à THD

1- Caractéristiques statiques de sortie

La comparaison des caractéristiques statiques de sortie établies pratiquement avec celles obtenues par simulations est très importante à vérifier. De plus l'établissement des limites de commutation nous permettra de définir de façon claire et concise la plage de fonctionnement du convertisseur.

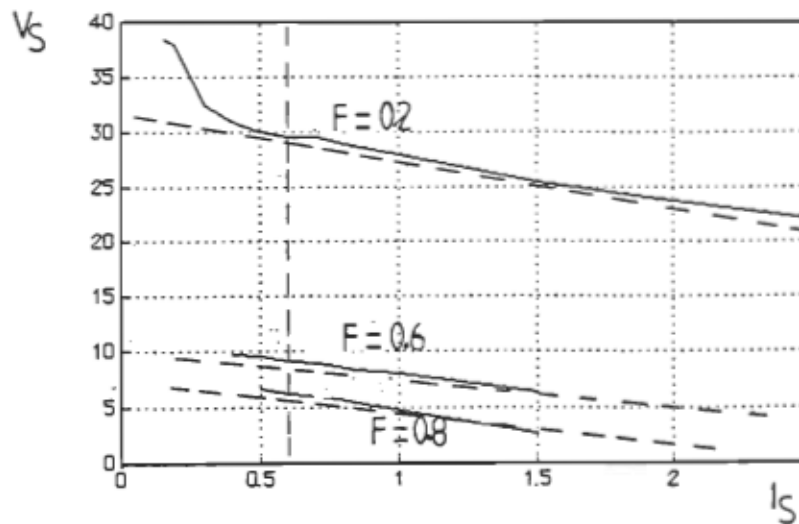


Fig.6.14 : caractéristiques statiques de sortie d'un convertisseur SBQR à THD

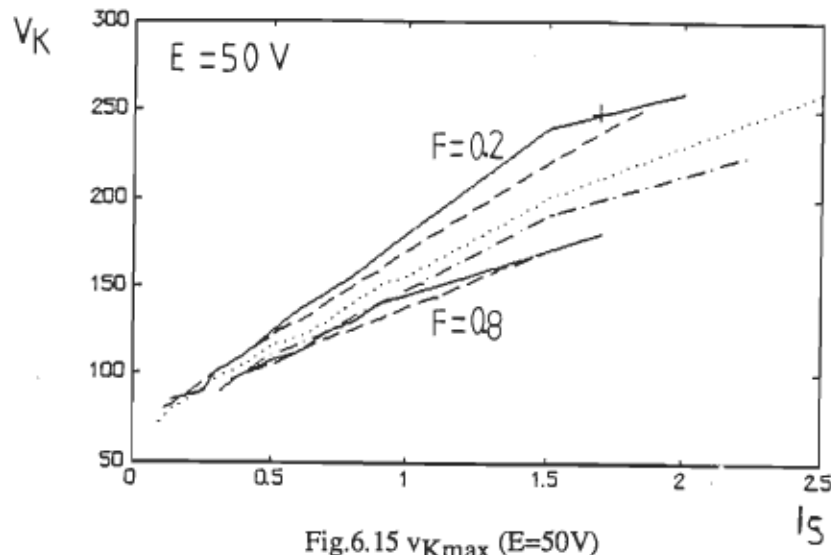
— : théorique
 - - - : expérimental

La limite de commutation théorique étant égale à 0.56 A; d'après la figure 6.14, dans le rang des fréquences allant de $F_c=0.2$ à $F_c=0.6F_r$, la commutation s'opère à une valeur nettement inférieure à 0.56 A, mais qui augmente graduellement jusqu'à atteindre 0.5A quand $F_c=0.75F_r$.

On constate donc de visu une nette amélioration de la plage de fonctionnement par rapport à un convertisseur analogue fonctionnant en quasi résonance..

2-Surtensions

L'évolution de la surtension V_{kmax} en fonction de I_S est représentée à la figure 6.15.



D'après la figure 6.15, au pire des cas, v_{Kmax} varie dans un rapport de 7.5 c'est-à-dire de 42 à 310 V quand I_s varie dans un rapport de 15.5.

Pour un même convertisseur QR, la surtension serait $v_{Kmax}=16.5E$; c'est donc une amélioration nette de 55% par rapport à un convertisseur QR (voir table 6.1).

	Q . R	SBQR
variation de I_s	$I_{smin}=E\sqrt{C/L}$	très faible
surtension	$V_{kmax} = E(1+\frac{I_{smax}}{I_{smin}})=600V$	$V_{kmax} = E(1+k\frac{I_{smax}}{I_{smin}})=260V$ 56% inférieure à celle d'un QR
rendement	bon	bon
pertes par conduction	dépendent du type d'interrupteur	dépendent du type d'interrupteur
fréquence de résonance	1	3
filtre de sortie	2ème ordre	1er ordre

Table 6.1 : comparaison des performances des convertisseurs QR et SBQR

6.7. DISCUSSION

L'étude que nous avons réalisée démontre parfaitement que le convertisseur du type SBQR est apte à remplacer les convertisseurs QR connus.

Le principe de fonctionnement que nous avons introduit permet effectivement l'amélioration des caractéristiques des convertisseurs quasi résonnants. Grâce à un judicieux choix des inductances $L1$ et $L2$, nous pouvons facilement transformer un convertisseur QR classique en un convertisseur SBQR. Les convertisseurs du type SBQR exploitent les avantages de deux modes de fonctionnement: le fonctionnement en QR et le fonctionnement en source bidirectionnelle, ces deux derniers possèdent plusieurs limitations qui les rendent incompatibles avec certaines applications. En combinant les deux structures ensemble, on est en mesure de définir une nouvelle topologie qui a l'avantage de surmonter les principaux handicaps de ses structures de base, c'est-à-dire la surtension aux bornes de l'interrupteur commandable et la limitation sur le courant de charge.

Des études poussées nous ont permis de vérifier que la charge peut varier dans une grande gamme et que les surtensions sont améliorées de plus de 50 % par rapport à un convertisseur QR normal.

Le prototype d'un dévolteur-SBQR utilisant deux types d'interrupteurs (thyristor dual et thyristor-diode dual) a été réalisé au laboratoire et a permis la vérification des courbes théoriques.

CONCLUSIONS

Dans les trois premiers chapitres nous avons présenté un survol des principales techniques utilisées pour l'obtention de convertisseurs mono-interrupteurs résonnants.

Nous avons montré, de manière succincte, les principales modifications que l'on peut appliquer à la cellule de commutation de base afin d'en faire une cellule à réinitialisation spontanée. La première modification consiste à transformer la cellule de commutation de base en une cellule quasi résonnante, en profitant des imperfections du circuit (éléments parasites) . En pratique on accentue les valeurs de ces éléments en fonctionnant à de très grandes fréquences.

La deuxième modification consiste à transformer une des deux sources de la cellule, dans notre cas, on a choisi la source de courant, en une source dont la valeur est fortement ondulée (l'annulation furtive du courant est d'une importance capitale) en diminuant considérablement la valeur de l'inductance de lissage de manière à créer une oscillation avec le condensateur d'aide à la commutation.

Le troisième principe introduit consiste en une astucieuse combinaison de deux modes de fonctionnement quasi résonnante : le fonctionnement en mode thyristor dual et celui en mode thyristor. En effet, en profitant des avantages de l'un et de l'autre, on arrive à réduire considérablement les contraintes sur les interrupteurs, et ainsi à adoucir encore plus les commutations. De plus, ce principe permet l'amélioration des caractéristiques statiques de sortie.

Le dernier principe et non le moindre, consiste en l'hybridation de deux principes déjà introduits : le principe de la quasi résonance et celui de la source bidirectionnelle. La combinaison de ces deux principes permet l'obtention de nouvelles topologies aux caractéristiques très intéressantes. Ce convertisseur baptisé SBQR, peut être extrapolé et donner naissance à un autre principe qu'on a appelé source bidirectionnelle multi-résonnante (SBMR), en rapport avec le convertisseur

multi-résonnant déjà exposé au troisième chapitre.

Les résultats expérimentaux obtenus démontrent parfaitement la faisabilité des convertisseurs du type SBQR. Ainsi, on a trouvé que les caractéristiques statiques de sortie sont effectivement améliorées par rapport à celles des convertisseurs QR et MR; de même pour les surtensions aux bornes des interrupteurs. En fait sur ce point, le convertisseur du type SBQR se rapproche d'un convertisseur récemment développé et qui consiste en l'utilisation d'une inductance de résonance non linéaire [16]; grâce à cette inductance, ce convertisseur permet la limitation des surtensions et surintensités à des valeurs très raisonnables, proches de celles d'un convertisseur à commutation dure.

Notre prototype possède certaines affinités avec le convertisseur cité précédemment, mais fonctionne différemment. La limitation des surtensions est due au fait que les plans de phase sont des cercles aplatis (ellipsoïdaux) tel que montré au quatrième chapitre.

De plus une sévère critique des résultats théoriques et expérimentaux devrait permettre l'établissement de zones de fonctionnement en fonction de différents paramètres sous forme d'abaques; en fait ce point est très important pour toute application future du convertisseur SBQR.

En dernier lieu, nous insistons sur le fait que l'étude réalisée n'est qu'un début d'analyse d'une classe de convertisseurs à commutation douce, et qu'il reste beaucoup à faire afin de la compléter. Entre autre, l'étude d'un convertisseur isolé et voir de près comment résoudre les problèmes liés à l'enroulement de démagnétisation (cas du forward). Cette étude n'est pas une mince affaire, et toutes les études analogues [18], [19] ont vu leurs auteurs récompensés par des brevets d'invention! Enfin nous souhaitons vivement pouvoir compléter cette partie. Une autre extension qui peut être tirée de cette étude est l'application du principe de la SBQR aux convertisseurs réversibles (hacheurs) et aux onduleurs.

RÉFÉRENCES

- [1] - F.C.Schwarz and J.Ben Klaassens : " A 95 % Efficient 1 Kw DC Converter with an Internal Frequency of 50 KHz ", IEEE Trans.Elec.Devices, July 1978.
- [2] - F.Schwarz " An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters ", IEEE.Trans on Elec.Devices, July 1975.
- [3] - J-P.Ferrieux, F.Forest " Alimentations a découpage - convertisseurs à résonance, principes-modélisation-composants ".MASSON 1987.
- [4] - K-H.Liu and F.C.Lee, " Topological Constraints on Basic PWM Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988 pp 164-172.
- [5] - T.A.Meynard, "Commutation douce appliquée aux alimentations à découpage ", Thèse de Docteur INP-Toulouse, 1988.
- [6] - W.A.Tabisz and F.C.Lee, " Zero-Voltage-Switching Multi-Resonant Techniques - A Novel Approach to Improve Performance of High-Frequency Q-R Converters ".IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988, pp 9 - 17.
- [7] - " Le transistor de puissance dans son environnement ", Thompson-CSF composants, France 1978.
- [8] - K-H.Liu and F.C.Lee " Resonant Switches. A Unified Approach to Improve Performances of Switching Converters ", IEEE International Telecommunications Energy Conference, 1984, pp 344-351.
- [9] - M.Jovanovic, K.H.Liu, R.Oruganti and F.C.Lee, " State-Plane Analysis of Quasi-Resonant Converters ", IEEE International Telecommunication Energy Conference, 1985, pp 235-242.
- [10] - K-H.Liu and F.C.Lee, " zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converters ", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1986, pp 58-70.
- [11] - W.A.Tabisz, P.Gradzki and F.C.Lee, " Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Buck and Flyback Converters-Experimental Results at 10 MHz ",IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1987 .
- [12] - F.Franck and D.Schröder, " A Contribution to the Design Specification of Single-Cell Multi-Resonant Converters ", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1990 pp 552-559.

- [13] - D.Maskimovic and S.Cük, " Constant Frequency Control Improves Q-R Converters", PCIM, July 1989, pp 21-33.
- [14] - MATLAB For MS-DOS Personal Computers, The Math-Works Inc.
- [15] - SCRIPT, Logiciel de simulation de simulation pour l'ordinateur personnel, LEEI, Toulouse, France 1989.
- [16] - R.W.Erickson, A.F.Hernandez, A.F.Witulski and R.Xu, " A Nonlinear Resonant Switch", Trans. on Power Electronics, 1989, pp 242-252.
- [17] - S.Cük, Z.Zhang and L.Kajouke, " Low Profile, 50 W/ i_n^3 , 500 KHz Integrated-Magnetics PWM Cük Converter" High Frequency Power Converters Proceedings, may 1988, pp 443-463.
- [18] - P.Vinciarelli, " Optimal resetting of the Transformer's Core in a Single Ended Forward Converter", United State patent 4,441, 146 1984.
- [19] - P.Vinciarelli, " Forward Converter Switching at Zero Current", U.S patent 4,415,959 1983.
- [20] - K.-H.Liu, R.Oruganti and F.C.Lee, " Resonant Switches Topologies and Characteristics", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1985 pp 106-116
- [21] - D.Maksimovic and S.Cük, " A General Approach to Synthesis and Analysis of Quasi Resonant converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989 pp 713-727.
- [22] - T.A.Meynard, K.Al-Haddad and V.Rajagopalan, " A New Approach to Converter Study: The Commutation Cell ", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1990, San Antonio.
- [23] - T.A.Meynard, K.Al-Haddad et V.Rajagopalan, " Hacheurs à commutation douce : étude par la méthode de la cellule équivalente", Canadian Journal of Electrical & Computer Engineering, Vol.15 No. 4, 1990.
- [24] - H.Cheriti, V.Rajagopalan, T.A.Meynard, " Étude d'un nouveau type de convertisseur cc-cc : optimisation des paramètres", Canadian Conference on Computer & Electrical Engineering, Ottawa, Sep.1990.
- [25] - H.Cheriti, T.A.Meynard, K.Debebe, V.Rajagopalan, " A Novel DC-DC Resonant Converter : Improving Quasi-Resonant Converters Characteristics " to be presented at the IEEE-Industry Applications Society (IAS), Michigan 1991.

ANNEXE 1

Calcul des durées à partir du plan de phase

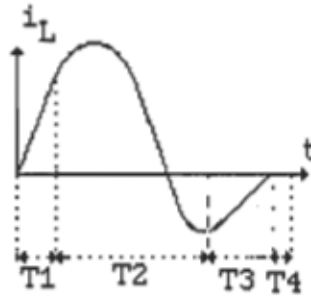


Fig.A.1

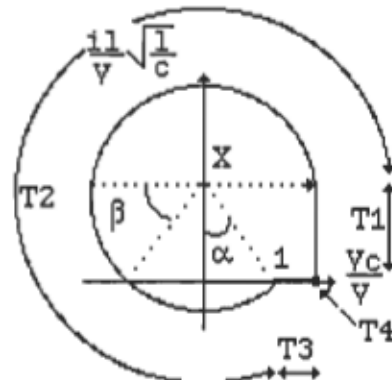


Fig.A.2

La figure A.2 est analogue à la figure 2.3 (voir le montage à la figure 2.2)

• Calcul de T1:

Pendant la durée T1, l'inductance L se charge linéairement; donc:

$$i_L = \frac{E}{L} t \quad (\text{A.1})$$

à $t=T1$, $i_L = Is$, donc

$$T1 = \frac{L \cdot Is}{E} = L \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \frac{Is}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A.2})$$

Sachant que

$$X = \frac{Is}{E} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

on trouve T1:

$$T1 = X \sqrt{LC} \quad (\text{A.3})$$

• Calcul de T2:

Nous savons que : $\alpha = \omega \cdot T$

dans notre cas

$$\omega r = \left[\frac{3\pi}{2} + \alpha \right] \cdot T2 \quad (\text{A.4})$$

$$\alpha = \arccos \left[\frac{X}{R} \right] \quad (\text{A.5})$$

avec $R = 1$, donc : $\alpha = \arccos(x)$

$$T2 = \frac{1}{\omega r} \left[\frac{3\pi}{2} + \alpha \right]$$

$$\omega r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

Donc

$$T2 = \sqrt{L.C} \left[\frac{3\pi}{2} + \arccos(x) \right] \quad (A.6)$$

• Calcul de T3:

La durée T3 correspond à la décharge linéaire de C:

$$\Delta Vc = Vcf - Vci = 1 - \frac{Is}{C} T3 \quad (A.7)$$

posons que la valeur finale de la tension aux bornes du condensateur est 1 p.u avec :

$$Vcf = 1$$

$$Vci = 1 - \sin(\arccos(x)) = \frac{Is}{C} T3 \quad (\text{valeur initiale})$$

$$T3 = \frac{\sqrt{L.C} E}{\sqrt{L} Is} [1 - \sin(\arccos(x))] \quad (A.8)$$

à Vcf : vc = E

$$Vcf = 1 - \sin(\arccos(x)) = \frac{Is}{C} T3 \quad (A.9)$$

$$Vc = \frac{1}{C} \int idt$$

$$1 - \sin(\arccos(x)) = \frac{Is}{C} T3 \quad (A.10)$$

$$T3 = \frac{C}{Is} [1 - \sin(\arccos(x))] = \frac{\sqrt{L.C}}{E \cdot \frac{Is}{E} \sqrt{\frac{L}{C}}} [1 - \sin(\arccos(x))]$$

en valeurs normalisées:

$$T3 = \frac{\sqrt{LC}}{x} [1 - \sin(\arccos(x))] \quad (A.11)$$

• Calcul de T4:

La durée T4 ne dépend que de la fréquence de fonctionnement:

$$T4 = 2\pi - (T1 + T2 + T3)$$

• Caractérisation de la cellule

Par caractérisation, on entend la détermination des courants et des tensions en valeurs réduites transitant dans la cellule de commutation de base.

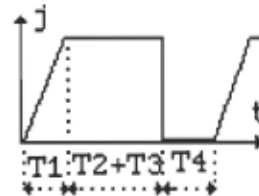


Fig.A.3

La figure A.3 représente l'allure du courant dans l'interrupteur k, où j représente le

courant d'entrée de la cellule de commutation usuelle.

$$\frac{j_{\text{moy}}}{I} = J = \frac{1}{T} [0.5T_1 + T_2 + T_3] \quad (\text{A.12})$$

en supposant que le rendement de la cellule est unitaire:

puissance injectée = puissance obtenue

$$E.j_{\text{moy}} = (E - v_{k\text{moy}}).I$$

Donc :

$$\frac{j_{\text{moy}}}{I} = \frac{E - v_{k\text{moy}}}{E} = 1 \quad (\text{A.13})$$

$$J = 1 - U$$

ou bien: $U = 1 - J$

$$J = \frac{1}{T} [0.5T_1 + T_2 + T_3]$$

avec :

(T_1 , T_2 , T_3 et T_4 ont été préalablement calculés)

$$f.f_r = \frac{f}{2\pi.\sqrt{LC}} \quad (\text{A.14})$$

$$\text{avec : } f\sqrt{LC} = \frac{f}{2\pi.f_r}$$

$$\text{en posant que } \frac{f}{f_r} = F$$

$$f\sqrt{LC} = \frac{F}{2\pi}$$

$$(\text{A.15})$$

J représente la fonction de transfert en courant et U représente la fonction de transfert en tension.

En prenant les durées calculées précédemment :

$$J = \frac{F}{2\pi} \left[\frac{x}{2} + \frac{3\pi}{2} + \arccos(x) + \frac{1 - \sin(\arccos(x))}{x} \right] \quad (\text{A.16})$$

$$U = 1 - J$$

ANNEXE 2

1. Réalisation pratique d'un thyristor dual

La figure A.4 représente le montage pratique d'un module à thyristor dual .

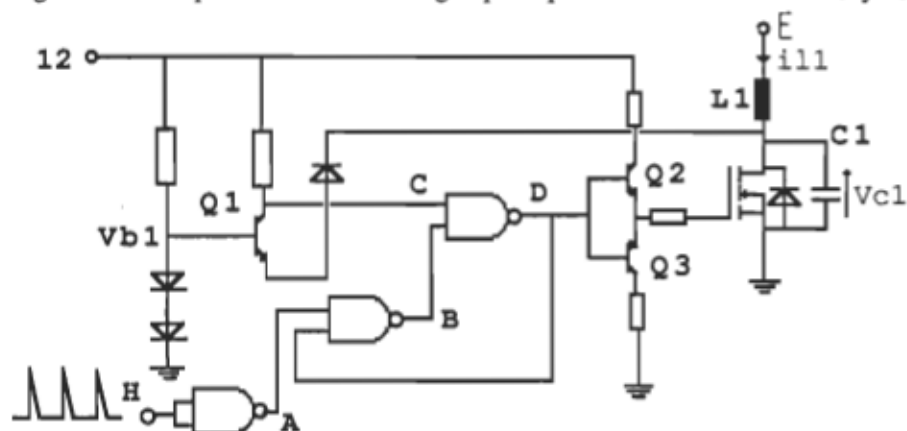


Fig. A.4 : thyristor dual résonnant

R1 : 100 W	L1 : 30 nH
R2 : 10 KW	C1 : 10 nF
R3 : 27 W	Q1 : 2N2222A
R4 : 27 W	Q2 : 2N2222A
CI : CD 4011	Q3 : 2N2907A
	Q4 : IRF 330

2. Réalisation pratique d'un thyristor-diode dual:

La figure A.5 représente le montage pratique d'un module à thyristor-diode dual

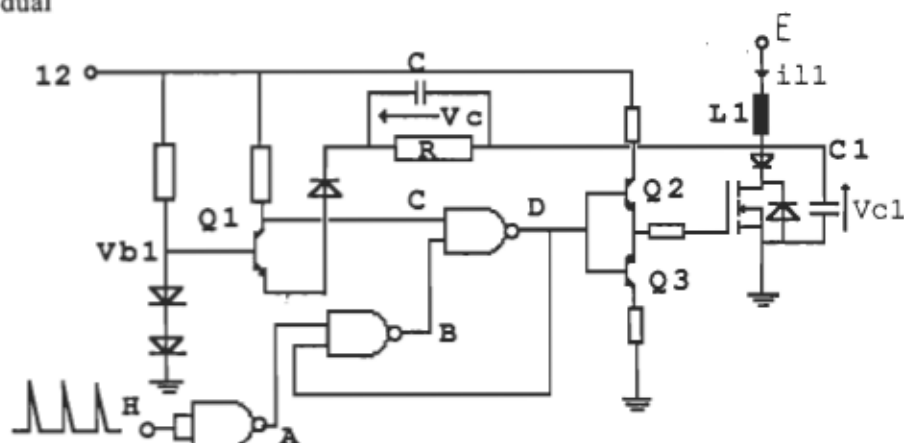


Fig.A5 : thyristor-diode dual

R1 : 100 W
R2 : 10 KW
R3 : 27 W
R4 : 27 W

CI : CD 4011

L1 : 30 nH
C1 : 10 nF
C2 : 100 nF
Q1 : 2N2222A
Q2 : 2N2222A
Q3 : 2N2907A
Q4 : IRF 330

ANNEXE 3

'GENERATION DU FICHIER DE COMMANDE POUR SCRIPT

```

kill "\script\hamza\SBQRs"
open "SBQRs" for append as #1
print #1, 'lancement de script
for i=2 to 4 step 2 'on definit le nombre de frequences
f=i/10/2/3.14

```

'CHARGEMENT DU CIRCUIT ET DES CONDITIONS INITIALES

```

print #1,"8" 'operation fichier
print #1,"1" 'chargement du circuit
print #1,"simu" 'nom du circuit
print #1,"0" 'retour au menu principal

```

'DEFINITION DE LA FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT

```

print #1,"4" 'commande des interrupteurs
print #1,"1" 'definition de la periode
print #1,"1" 'interrupteurs commandes a la meme frequence
print #1,"1" '1=frequence,2=periode
print #1,f 'valeur de la frequence
print #1,"0" 'retour au menu principal

```

```

for j=1 to 10 step 9
chr=1.2-(2*j)/50 'variation de la charge

```

'CHANGEMENT DE CHARGE

```

print #1,"5" 'definition des sources
print #1,"2" 'source de courant
print #1,"1" 'modification des donnees
print #1,chr 'valeur de i de charge
print #1,"0" 'frequence
print #1,"0" 'phase
print #1,"0" 'retour au menu sources
print #1,"0" 'retour au menu principal

```

'SIMULATION

```

print #1,"7" 'simulation
print #1,"0" 'temps initial
tf=1/f
if j=1 then print#1,10*tf else print #1,5*tf 'temps final
if j=1 then print#1,8*tf else print #1,3*tf 'temps initial de stockage
print #1,"200" 'nombre de points de calcul par periode
print #1,"o" 'evolution des configurations ?
print #1,"n" 'sortie sur imprimante ?
if j=1 then
Fsto$="sq"+str$(-10*i-j)
elseif j=26 then
Fsto$="sq.1A"+str$(-i)
else
Fsto$="sq"+str$(-10*i)
end if
print #1,Fsto$ 'nom du fichier de stockage
print #1,"o" 'sauter cette ligne pour eviter l'impression
print #1,"n" 'sortie sur imprimante des conditions finales
'retour automatique au menu principal

next j
next i

```

'SORTIE

```

print #1,"9" 'fin du programme
print #1,"n" 'certain ?

```

```
print #1, v
close #1
```

'GENERATION DES FICHIERS DE COMMANDES POUR GEFIC

```
for i=2 to 4 step 2
for j=1 to 10 step 9
Fcg$ = "SBQRg"+Str$(-10*i-j)
kill Fcg$
open Fcg$ for append as #1
Fsto$ = "sq" + Str$(-10*i-j)
print #1,Fsto$           'nom du fichier de stockage
print #1,"o"             'traiter tout le fichier ?
print #1,"n"             'tracer le plan de phase ?
print #1,"4"             'variables d'etat ?
print #1,"0"             'fin de choix
                           'sortie automatique

close #1
next j
next i
```

'GENERATION DU FICHIER DE COMMANDE POUR DESS

```
kill "\script\hamza\SBQRd"
open "\script\hamza\SBQRd" for append as #1
for i=2 to 4 step 2
for j=1 to 10 step 9
Fsto$="sq"+Str$(-10*i-j)
print #1,Fsto$           'nom du fichier de stockage
print #1,                'lancement
print #1,"d"             'dessin
print #1,"T"             'E=ecran,T=traceur
print #1,"n"             'écriture de labels?
print #1,"o"             'visualisation du zero?
print #1,"n"             'modification des limites ?
print #1,"4"             'nombre de dessins par page
print #1,                'retour au menu
print #1,"n"             'nouveau fichier

next j
next i
print #1,"f"             'fin ( en fait sur erreur car dess demande le
                           'nouveau fichier a traiter et f.dess n'existe p

close #1
```

'GENERATION DU FICHIER BATCH

```
kill "\script\hamza\sbqr.bat"
open "\script\hamza\sbqr.bat" for append as #1
print #1,"script<SBQRs"
for i=2 to 4 step 2
for j=1 to 10 step 9
Fcg$="SBQRg"+Str$(-10*i-j)
Fsto$="sq"+str$(-10*i-j)
print #1,"gefic<Fcg$"    'lancement de gefic
next j
next i
print #1,"dess<SBQRd"    'lancement de dess
close #1
end
```



```

%-----SIMULATION DE LA CELLULE DE COMMUTATION SSCR-----

clear

%definition des parametres de commande

v=1; %tension normalisee
l1=1; %inductance normalisee
l2=2+l1;
q=20;
c1=1;
c2=200*c1;
ich=2;
wr=1;
r1=wr*l1/q;
r2=wr*l2/q;
%r1=0;
%r2=0;
Tr=2*pi;
fr=1/Tr;
Ts=Tr/0.3;
xo=[1.2251 1.1020 0 0.2771]; %ce point de fonctionnement est
%xo=input('xo=') %atteint apres 60 periodes
yf=[];
vs=[];
maxi=[];
comp=0;
%k=input('k=')
% for ich=2:0.2:8 %variation de l'inductance l2
% l2=k*l1 ;
% r2=wr*l2/q;
% for comp = 1:26 %variation de la charge

% for k=1:10 %regime permanent correspondant
% comp=comp+1 %a la nouvelle charge

%SEQUENCE 1

a=[(-r1-r2)/(l1+l2) 0 0 -1/(l1+l2);
   (-r1-r2)/(l1+l2) 0 0 -1/(l1+l2);
   0 0 0 0;
   0 1/c2 0 0];

b=[1/(l1+l2) 0;
   1/(l1+l2) 0;
   0 0;
   0 -1/c2];

c=[1 0 0 0;
   0 1 0 0;
   0 0 1 0;
   0 0 0 1];

d=[0 0;
   0 0;
   0 0;
   0 0];

tf1=Ts/1.65;
p=(Ts/130);

```

```

t=0:p:tf1;
n=length(t);
for i=1:n
    u(i,1)=v;
    u(i,2)=ich;
end

y=lsim(a,b,c,d,u,t,xo);
y1=y;
y2=y;
%   vs=[vs;y(i,4)];                                %stockage du courant dans l'interrupteur

%SEQUENCE 2

a=[(-r1-r2)/(l1+l2) 0 -1/(l1+l2) -1/(l1+l2);
   (-r1-r2)/(l1+l2) 0 -1/(l1+l2) -1/(l1+l2);
   1/c1             0             0             0;
   0                1/c2          0             0];

tf2=tf1+100*p;

xo=[y(n,1) y(n,2) y(n,3) y(n,4)];

y=[];t=[];u=[];
t=tf1:p:tf2;                                %on definit un temps final arbitraire
n=length(t);

for i=1:n
    u(i,1)=v;
    u(i,2)=ich;
end
y=lsim(a,b,c,d,u,t,xo);

%stockage des resultats et preparation a la seq prochaine

i=2;

while (y(i,3)+r1*y(i,1)+l1*(y(i,1)-y(i-1,1))/p) <= v
    % vc1+vr+vl<=v
    % alors D2 s'amorce
    % (fin de la sequence)
    i=i+1;
end

y1=[y1;y(1:i,:)];
%   vs2=[vs2 y1(i,:3)];

tf2=tf1+p*(i);                                %temps final exact
xo=[y(i,1) y(i,2) y(i,3) y(i,4)];
y=[];t=[];u=[];                                %fin du bloc commun

%SEQUENCE 3

a=[-r1/(l1)         0         -1/(l1)         0;
   0         -r2/l2         0         -1/l2;
   1/c1         0         0         0;
   0         1/c2         0         0];

b=[1/(l1)         0;
   0             0;
   0             0];

```

```

0      -1/c2];

tf3=tf2+100*p;

t=tf2:p:tf3;
n=length(t);

for i=1:n
    u(i,1)=v;
    u(i,2)=ich;
end
y=lsim(a,b,c,d,u,t,xo);

%stockage des resultats et preparation de la seq prochaine
i=1;
vc3=y(i,3);
while y(i,3) >= 0
    i=i+1;
end
%Non detecte l'instant ou vc1=0
%(fin de la sequence)

y1=[y1; y(1:i,:)]];
%   vs2=[vs2  y1(:,3)]];

tf3=tf2+p*(i);
%temps final exact

xo=[y(i,1) y(i,2) 0 y(i,4)];
y=[];t=[];u=[];

%SEQUENCE 4

a=[-r1/l1      0      0      0;
    0      -r2/l2      0      -1/l2;
    0      0      0      0;
    0      1/c2      0      0];

b=[1/l1      0;
    0      0;
    0      0;
    0      -1/c2];

tf4=tf3+50*p;
t=tf3:p:tf4;
n=length(t);
%Non definit un temps final arbitraire

for i=1:n
    u(i,1)=v;
    u(i,2)=ich;
end
y=lsim(a,b,c,d,u,t,xo);

%stockage des resultats et preparation de la seq prochaine
i=1;
while y(i,1)>= 0
    i=i+1;
end
%Non detecte l'instant ou il:
%(la diode D1 se bloque )

y1=[y1; y(1:i,:)]];
%   vs=[vs;y1(i,4)];
tf4=tf3+p*(i);
%temps final exact
xo=[y(i,1) y(i,2) y(i,3) y(i,4)];
y=[];t=[];u=[];%y1=[];

%SEQUENCE 5:

```

```

a=[-r1/l1      0      0      0;
   0      -r2/l2      0      -1/l2;
   0      0      0      0;
   0      1/c2      0      0];

b=[1/l1      0;
   0      0;
   0      0;
   0      -1/c2];

tf5=tf4+100*p;
t=tf4:p:tf5;
n=length(t);

for i=1:n
    u(i,1)=v;
    u(i,2)=ich;
end
y=lsim(a,b,c,d,u,t,xo);

%stockage des resultats et preparation de la seq prochaine
i=1;
while y(i,2)-y(i,1)>= 0
    i=i+1;
end
vs1=y(i,4);
y1=[y1; y(i:i,:)]

tf5 =tf4+p*(i);
xo=[y(i,1) y(i,2) y(i,3) y(i,4)];
y=[];t=[];u=[];
% end
% yf=[yf;y1];
% stockage des variables d'etat
% finales
maxi=[maxi;max(y1(:,3))]
vs=[vs;vs1];
vs2=y1(:,3);
%stockage de la tension de sortie
%end
t=0:p:length(y1)*p-p;
%plot(t,y1);
end

```