

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIERES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAITRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR

VÉNUSTE SENDANYOYE

ANALYSE DE RÉGIME TRANSITOIRE DES CONVERTISSEURS
CONTINU-CONTINU À RÉSONANCE FONCTIONNANT À HAUTE
FRÉQUENCE.

NOVEMBRE 1989

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

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

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

RÉSUMÉ.

Les convertisseurs CC-CC à découpage comportent des inconvénients, dûs à la commutation dure des interrupteurs, qui sont exposés dans l'introduction. La solution semble être l'utilisation de la commutation douce. La quantité d'énergie échangée entre la source et le circuit résonant par demi-cycle étant élevée, les semi-conducteurs subissent de contraintes plus importantes, en particulier en régime dynamique. Des réseaux correcteurs, basés sur la modélisation "petits signaux"(chap.I), améliorent les performances d'un convertisseur mais le comportement dynamique de l'unité de conversion n'est pas satisfaisant en présence de fortes perturbations.

Le second chapitre analyse le fonctionnement d'un convertisseur à résonance série (CRS). La méthode du plan d'état est utilisée. Les caractéristiques du CRS sont géométriquement déterminées dans quatre modes de conduction. Quelques stratégies de commande sont exposées au troisième chapitre. La commande par trajectoire optimale est introduite au quatrième chapitre. On montre qu'elle permet de réduire la durée des régimes transitoires et d'obtenir une réponse sans dépassement. Des résultats expérimentaux valident la loi de commande, développée au cours de ce travail, lorsque le CRS fonctionne au-dessus de la fréquence de résonance.

REMERCIEMENTS.

Le Professeur Kamal Al Haddad a accepté de diriger ce mémoire. Je lui exprime ma reconnaissance pour ces conseils.

Je tiens aussi à remercier le Professeur V. Rajagopalan pour ces suggestions.

Aux amis et aux collègues, merci.

LISTE DE SYMBOLES.

CC-CC: courant continu-courant continu.

CRS: Convertisseur à résonance série.

CRP: Convertisseur à résonance parallèle.

EMI/RFI: Interférences électromagnétiques/radio.

FPB: Filtre passe-bas.

Fo: Fréquence de résonance.

Fs: Fréquence de fonctionnement.

Fsn=F_s/F_o: Fréquence normalisée.

MCD-1(ou 2): mode de conduction discontinue type1(ou 2).

MLI: Modulation de largeur d'impulsion.

q: Tension de sortie normalisée $q=V_o/E$.

R_D: Rayon de la trajectoire associée à la conduction des diodes.

R_N: Charge résistive normalisée.

R_Q: Rayon de la trajectoire associée à la conduction des transistors/thyristors.

Z_o: Impédance caractéristique du circuit résonant= $(L/C)^{1/2}$

$z=2\pi.F_o.t$: temps normalisé

α : Angle de conduction des diodes de récupération

β : Angle de conduction des transistors/thyristors.

$\Phi=(\alpha + \beta)/2= \gamma/2$.

Δg : Variation de la grandeur g.

$\omega=\omega_s=2\pi F_s$.

Indice"N": Valeur normalisée.

Indice"p": Valeur crête.

Indice"moy": Valeur moyenne.

LISTE DE FIGURES

	Page
0.1. Convertisseur statique CC-CC.....	1
0.2. Régulateur.....	2
0.3. Convertisseur abaisseur.....	3
0.4. Harmoniques de tension.....	5
0.5. Harmoniques de courant.....	6
0.6a. Convertisseur à résonance série(CRS).....	13
0.6b. Convertisseur à résonance parallèle(CRP).....	14
0.7. Convertisseur à résonance parallèle avec une charge de type"source tension".....	15
1.1. Configurations du convertisseur abaisseur.....	18
1.1a. Fonction de commutation.....	19
1.2. Modèle discret.....	23
2.1. Circuit résonant série.....	31
2.2. Convertisseur à résonance série.....	32
2.3. Fonctionnement du CRS avec $F_s < F_o$	34
2.4. Fonctionnement du CRS avec $F_s > F_o$	36
2.5. Circuits équivalents sur un cycle.($F_s < F_o$).....	38
2.6a. Tensions-onduleur, redresseur et circuit L-C ($F_s < F_o$).....	42
2.6b. Courant i_N et tension V_{cN} ($F_s < F_o$).....	43
2.7. Séquences dans le plan d'état ($F_s < F_o$).....	45
2.8. Caractéristiques q-Fsn.....	49
2.9. Courant i_N et tension V_{cN} en MCD-2 ($\tau=0$).....	51
2.10. Plan d'état en MCD-2.....	52
2.11a. Convertisseur à résonance ($F_s > F_o$).....	55

2.11b. Circuits équivalents sur un cycle.(Fs<Fo).....	56
2.11c. Courant i_N et tension V_{cN} (Fs>Fo).....	59
2.12. Séquences dans le plan d'état (Fs>Fo).....	60
3.1a. Schéma bloc d'un convertisseur MLI.....	66
3.1b. Schéma bloc d'un convertisseur à résonance.....	67
3.2. Signaux pour la commande"ASDTIC".....	68
3.3. Commande par la tension du condensateur.....	71
3.4. Commande par la tension du condensateur dans le plan d'état.....	70
3.5a. Commande par " α ".....	71
3.5b. Signaux de la commande " α ".....	72
3.6. Commande " α " dans le plan d'état.....	72
3.7. Commande par " β ".....	73
3.8a. Commande " γ ".....	74
3.8b. Signaux de la commande" γ ".....	75
4.1. Commande optimale avec $F_s < F_o$	78
4.2. Variable de commande optimale avec $F_s < F_o$	79
4.3. Principe de commande optimale avec $F_s > F_o$	80
4.4a. Schéma-bloc de commande optimale ($F_s > F_o$).....	83
4.4b. Formes d'ondes de la commande optimale ($F_s > F_o$).....	84
4.5a. Caractéristiques de sortie.....	85
4.5b. Caractéristiques $I_{N\text{moy}}-R_D$	85
4.5c. Caractéristiques $V_{cN,p}-q$	86
4.5d. Caractéristiques $I_{N,p}-q$	86
4.5c. Caractéristiques $I_{N\text{moy}}-F_{sn}$	87
4.5f. Caractéristiques $F_{sn}-q$	87
4.6. Organigramme de simulation.....	91
4.7a. Démarrage dans le plan d'état.....	92

4.7b. Démarrage dans le domaine du temps.....	93
4.8a. Changement de trajectoire dans le plan d'état ($\Delta R_D < 0$).....	94
4.8b. Changement de trajectoire dans le domaine du temps ($\Delta R_D < 0$)....	94
4.9a. Changement de trajectoire dans le plan d'état ($\Delta R_D > 0$).....	95
4.9b. Changement de trajectoire dans le domaine du temps ($\Delta R_D > 0$)....	96
4.10a. Changement de trajectoire dans le plan d'état ($\Delta q > 0$).....	97
4.10b. Changement de trajectoire dans le domaine du temps ($\Delta q > 0$)....	97
4.11a. Changement de trajectoire dans le plan d'état ($\Delta q < 0$).....	98
4.11b. Changement de trajectoire dans le domaine du temps ($\Delta q < 0$)....	98
4.12. Limitation d'augmentation d'énergie.....	100
4.13. Diminution de l'énergie.....	101
5.1. Méthode de la première harmonique.....	103
5.2. Circuit équivalent "première harmonique".....	104
5.3a. Caractéristiques de sortie $I_{N,moy} - q$	108
5.3b. Caractéristiques $V_{cN,p} - q$	109
5.3c. Caractéristiques $I_{N,p} - q$	110
5.3d. Caractéristiques $F_{sn} - q$	110
5.5a. Mesures des tensions E et Vo.....	112
5.5b. VCO de démarrage.....	112
5.6. Circuit de calcul analogique.....	115
5.7. Circuit logique.....	116
5.8. Variable de commande et signal V_{calc}	118
5.9. Courant I_s et tension V_{CE}	118
5.10. Courant i et tension v_C	119
5.11. Plan d'état.....	120
5.12. Courant redressé $ i $ et tension V_{LC}	120
5.13. Courant i et tension V_R	121

5.14. Transition boucle ouverte-boucle fermée.....	122
5.15. Tension v_C et courant i en régime dynamique.....	123
5.16. Tension v_C et courant i en boucle fermée.....	124
5.17. Transfert d'une trajectoire à une autre.....	124
5.18. Variation de R_D et tension V_C	125

TABLE DE MATIERE

	Page
RÉSUMÉ.....	ii
REMERCIEMENTS.....	iii
LISTE DE SYMBOLES.....	iv
LISTE DES FIGURES.....	v
<u>INTRODUCTION GÉNÉRALE</u>	1
1. Généralités.....	1
2. Harmoniques et interférences.....	2
2.1. Harmoniques.....	2
2.2. Interférences.....	8
2.2.1. Émissions conduites.....	9
2.2.2. Émissions rayonnées.....	9
3. Pertes dans les interrupteurs.....	10
4. Convertisseurs à résonance.....	11
4.1. Classification.....	12
4.2. Structures de base.....	12
4.3. Types de charge.....	14
5. Conclusion.....	15
CHAPITRES	
I. <u>MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS CC-CC</u>	17
1.0. Introduction.....	17
1.1. Variables moyennes d'état.....	18
1.1.1. Système continu.....	18

	x
1.1.2.Linéarisation.....	21
1.2.Modèle discret.....	23
1.2.1.Modèle non-linéaire.....	24
1.2.2. Modèle linéaire.....	25
1.3.Approche généralisée.....	26
1.3.1.Équations de base.....	26
1.3.2.Modèle dynamique.....	28
1.4.Conclusion.....	29
II. <u>CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE</u>	30
2.1.Introduction.....	30
2.2.Principe et analyse du CRS.....	31
2.2.1.Hypothèses.....	32
2.2.2.Principe de fonctionnement et type d'interrupteurs.....	33
2.2.2.1.Fonctionnement en-dessous de la fréquence de résonance.....	33
2.2.2.2.Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance.....	35
2.2.2.3.Fonctionnement à la fréquence de résonance.....	36
2.3.Analyse du CRS en régime permanent.....	37
2.3.1.Normalisation.....	37
2.3.2.Fonctionnement en-dessous de la fréquence de résonance.....	38
2.3.2.1. Séquences de fonctionnement.....	38
2.3.2.2. Mise en équations.....	39
2.3.2.3.Représentation dans le plan d'état.....	43

2.3.2.4. Détermination géométrique des caractéristiques	45
2.3.2.5. Cas particuliers.....	50
2.3.3. Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance.....	54
2.3.3.1. Expressions des variables d'état.....	56
2.3.3.2. Plan d'état.....	59
2.3.3.3. Rayons des trajectoires.....	60
2.3.3.4. Dimensionnement du convertisseur.....	61
2.4. Énergie totale du circuit résonant série.....	64
2.5. Conclusion.....	64
III. <u>STRATÉGIES DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS À RÉSONANCE</u>.....	66
3.0. Introduction.....	66
3.1. Commande par le courant moyen.....	67
3.2. Commande par la tension du condensateur.....	69
3.3. Commande par l'angle de conduction des diodes.....	71
3.4. Commande par l'angle de conduction des transistors.....	73
3.5. Commande à fréquence variable.....	74
3.6. Conclusion.....	75
IV. <u>COMMANDE PAR TRAJECTOIRE OPTIMALE</u>.....	77
4.0. Introduction.....	77
4.1. Commande par trajectoire optimale.....	77
4.1.1. Fonctionnement avec $F_s < F_o$	77
4.1.2. Fonctionnement avec $F_s > F_o$	79
4.1.2.1. Caractéristiques du convertisseur.....	80

4.1.2.2. Loi de commande.....	81
4.2. Caractéristiques statiques.....	84
4.3. Régimes dynamiques à fort signal.....	88
4.3.1. Démarrage du convertisseur.....	92
4.3.2. Transfert d'une trajectoire à une autre.....	93
4.4. Limitations naturelles de la commande optimale.....	99
4.4.1. Augmentation de l'énergie dans le circuit résonant.....	99
4.4.2. Diminution de l'énergie.....	100
4.5. Conclusion.....	101
V. <u>RÉALISATION PRATIQUE ET RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX</u>.....	103
5.0. Introduction.....	103
5.1. Méthode de la première harmonique.....	103
5.2. Dimensionnement basé sur les caractéristiques statiques.....	107
5.2.1. Choix du circuit résonant.....	107
5.2.2. Choix des interrupteurs.....	111
5.3. Réalisation du circuit de commande.....	111
5.3.1. Circuit de mesures et de démarrage.....	112
5.3.2. Circuit de calcul analogique.....	113
5.3.3. Circuit logique.....	116
5.4. Résultats expérimentaux.....	116
5.4.1. Régime établi.....	116
5.4.2. Régime dynamique.....	121
5.5. Conclusion.....	125

CONCLUSION GÉNÉRALE127

RÉFÉRENCES.....129

ANNEXES

1. Modèle discret du CRS.....133

2. Programme de simulation (MATLAB).....139

3. Data sheets des transistors de puissance MJ 10016.....144

4. Data sheets des multiplicateurs AD 632.....150

INTRODUCTION GÉNÉRALE.

1. Généralités: CONVERTISSEURS CC-CC

Les convertisseurs courant continu-courant continu sont actuellement utilisés dans plusieurs domaines: industrie, communications, etc....L'unité de conversion doit agir sur les grandeurs continues comme un transformateur continu idéal. La réalisation d'un tel transformateur qui n'existe pas à l'état naturel est basée sur les interrupteurs de puissance, les inductances, les condensateurs et les transformateurs (fig.0.1). Les résistances sont prohibées pour améliorer le rendement du convertisseur statique.

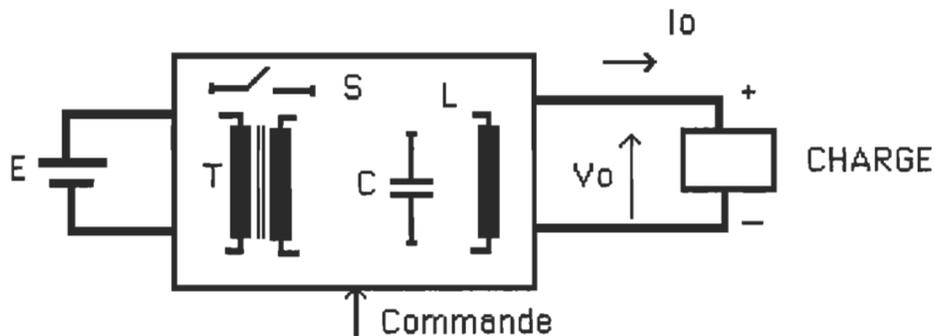


Figure 0.1. Convertisseur statique CC-CC.

Dans la plupart des applications, le rapport de conversion $q=V_o/E$ s'adapte automatiquement à la variation de la tension d'entrée E ou de la charge. Cet ajustement de q est réalisé par une boucle de contre-réaction dont les paramètres sont généralement calculés à partir du modèle "petits signaux" du convertisseur.

Le régulateur, constitué du convertisseur et de son circuit de commande, se comporte comme un système non-linéaire (fig.0.2). Les fonctions de transfert en boucle fermée sont généralement :

$$F_1(s) = v_o(s)/e(s) \quad \text{et} \quad F_2(s) = v_o(s)/v_c(s),$$

où e , v_o , v_c sont de faibles perturbations de grandeurs E , V_o , V_c .
 F_1 et F_2 sont des fonctions des spécifications du régulateur: réponse transitoire, bruit, régulation,.. et du modèle adopté pour le convertisseur .

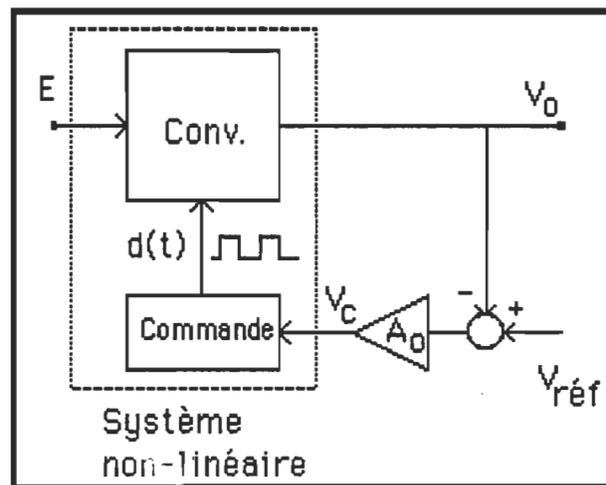


Figure 0.2. Régulateur.

L'utilisation des convertisseurs statiques pose deux types de problèmes:

- la distorsion du courant et/ou de la tension de la source due aux harmoniques,
- les interférences (RFI) avec les systèmes de communication, de commande,... dues aux champs électromagnétiques (EMI) émis par l'unité de conversion.

2 . Harmoniques et Interférences.

2.1 Harmoniques:

L'analyse de Fourier permet de calculer les composantes harmoniques d'une fonction périodique $x(t)$ et le facteur d'ondulation

K_x définissant le contenu harmonique. Plus K_x est faible, plus l'amplitude des harmoniques est atténuée.

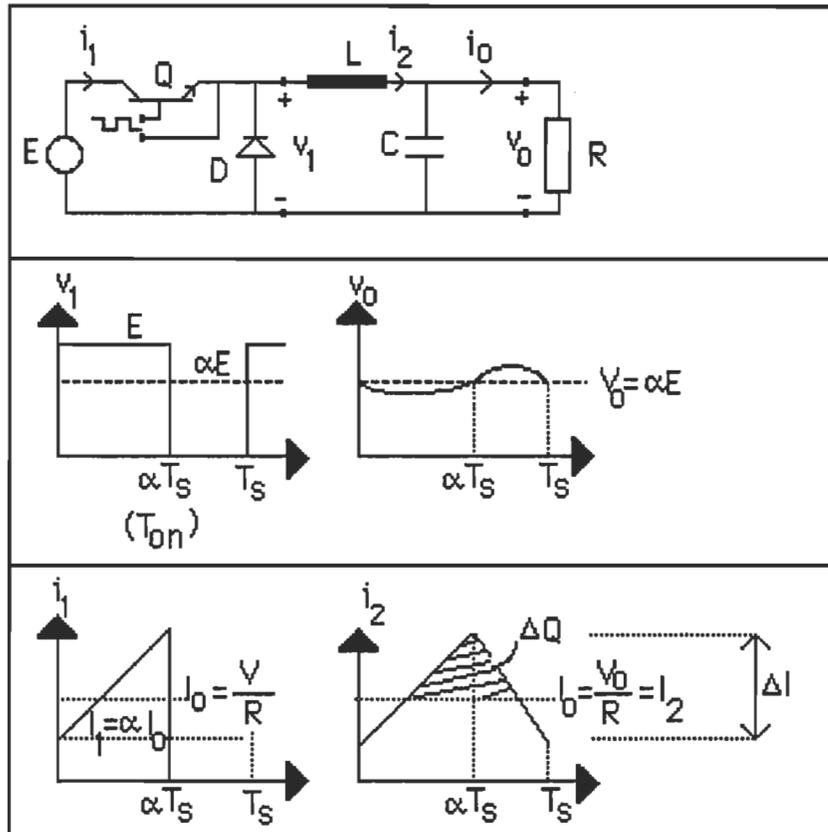


Figure 0.3. Convertisseur dévolteur.

Si l'on pose X_0 , X_{eff} respectivement les valeurs moyenne, efficace de $x(t)$ et X'_{eff} , la valeur efficace des harmoniques, alors:

$$K_x = X'_{\text{eff}} / X_0 ;$$

où $X'_{\text{eff}} = [X_{\text{eff}}^2 - X_0^2]^{1/2}$.

On peut aussi définir le facteur forme F_x de $x(t)$ par:

$$F_x = X_{\text{eff}} / X_0 .$$

Les équations précédentes permettent de trouver une relation entre les deux facteurs :

$$F_x^2 = 1 + K_x^2 .$$

Considérons la tension $v_1(t)$ à l'entrée du filtre L-C (fig.0.3) avec le convertisseur fonctionnant en mode de conduction continue.

$$v_1(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} v_n$$

$V_0 = \alpha.E$ est la valeur moyenne de $v(t)$ et $\alpha = T_{ON} / T_S$ définit le rapport cyclique du convertisseur.

La nième harmonique v_n de la tension v_1 est donnée par:

$$v_n = a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t = c_n \sin(n\omega t + \theta_n)$$

avec

$$\omega = 2\pi / T_S$$

$$c_n = [a_n^2 + b_n^2]^{1/2}$$

$$\theta_n = \arctg (b_n / a_n) .$$

Les coefficients a_n , b_n sont calculés à l'aide des expressions suivantes:

$$a_n = \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S} v_1(t) \cdot \sin n\omega t \, dt$$

$$b_n = \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S} v_1(t) \cdot \cos n\omega t \, dt.$$

Dans notre cas, nous obtenons les valeurs suivantes:

$$a_n = (E/\pi.n) \cdot (1 - \cos 2\pi n\alpha);$$

$$b_n = (E/\pi.n) \cdot \sin 2\pi n\alpha.$$

et

$$v_n = (2.E/\pi n) \cdot \sin(n\pi\alpha) \cdot \sin(n\omega t + \theta_n);$$

où $n=1,2,\dots$

Pour E donnée, l'amplitude des harmoniques varie avec n et α (fig.0.4). Elle atteint sa valeur maximale pour $n\alpha=1/2$.

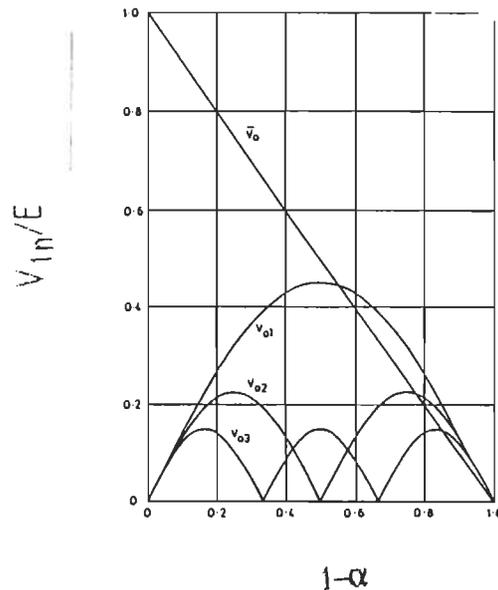


Figure 0.4. Harmoniques de tension [3].

Les valeurs efficaces de $v(t)$ et des harmoniques sont déduites également des expressions précédentes. Il est possible de déterminer les harmoniques de courant: $i_n=v_n/Z_n$ où Z_n est l'impédance de la charge à la fréquence harmonique considérée (fig.0.5). Dans le cas d'une charge purement résistive, $Z_n=R$ en considérant le convertisseur de la figure 0.3 avant l'introduction du filtre L-C. Les grandeurs i_n et v_n sont alors en phase.

Dans la plupart des applications, le facteur d'ondulation de la tension K_v doit être maintenu inférieur à 5 % [3]. La réduction du contenu harmonique, dans les convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions (MLI), est basée sur l'utilisation des filtres passe-bas (FPB). La fréquence de coupure f_0 du filtre doit être plus petite que la

fréquence de fonctionnement afin d'éliminer la fondamentale.

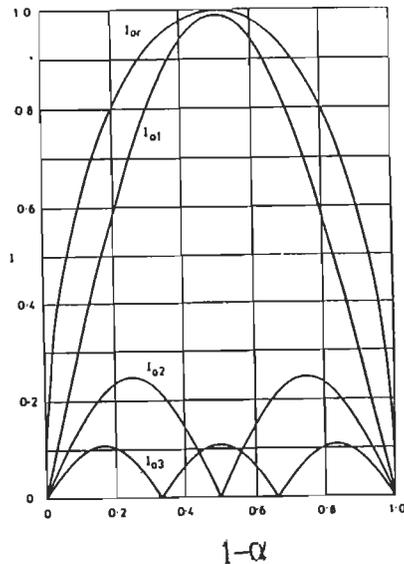


Figure 0.5. Harmoniques de courant [3].

-Dans le domaine des fréquences, la détermination des éléments réactifs L-C s'effectue selon l'atténuation et la fréquence de coupure désirées.

Le FPB du second ordre (fig.0.3) introduit une atténuation A_n donnée par:

$$A_n = V_{0n}/V_{1n} = 1/[(\omega_n/\omega_0)^2 - 1] ;$$

$$\omega_0 = (L.C)^{-1/2}.$$

-Dans le domaine du temps, le comportement de la bobine dans chaque séquence permet d'analyser l'influence du FPB sur la dynamique du convertisseur.

Pendant la conduction du transistor, la tension aux bornes de la bobine est $V_L = E - V_o$ où $V_o \approx v_o(t)$ dans l'hypothèse d'une faible ondulation de $v_o(t)$. Pendant cet intervalle de temps, le courant i_2 augmente avec une pente positive $(E - V_o)/L$: la variation totale du courant ΔI vaut:

$$\Delta I = \frac{E - V_0}{L} \cdot \alpha \cdot T_s$$

A l'ouverture du transistor, le courant est commuté par la diode et la tension $V_L = -V_0$. Le courant i_2 diminue avec une pente constante égale à $-V_0/L$. Pendant cette séquence, la diminution totale du courant ΔI vaut:

$$\Delta I = (V_0/L) \cdot (1-\alpha) \cdot T_s.$$

Le régime établi impose l'égalité des "volt-secondes" emmagasinés pendant la conduction du transistor et des "volt-secondes" fournis pendant la roue libre de la diode. D'où $V_0 = \alpha \cdot E$.

La figure 0.3 montre que le courant i_2 dans l'inductance est triangulaire: la composante continue I_0 du courant est absorbée par la charge et la composante variable par le condensateur. L'ondulation maximum Δv de la tension de sortie est obtenue à partir de l'augmentation de la charge ΔQ , donnée par la surface située au-dessus ou en-dessous de la valeur moyenne I_0 du courant i_2 , on a:

$$\Delta Q = 1/2 \cdot (\Delta I/2) \cdot [\alpha T_s/2 + (1-\alpha) \cdot T_s/2]$$

d'où
$$\Delta Q = (1/8) \cdot \Delta I \cdot T_s.$$

En remplaçant ΔI par sa valeur obtenue ci-dessus, on obtient:

$$\Delta Q = (1/8) \cdot (V_0/L) \cdot (1-\alpha) \cdot T_s^2$$

Cette équation combinée au fait que $\Delta v = \Delta Q/C$, permet d'obtenir la valeur maximum de l'ondulation :

$$\Delta v = (1/8) \cdot (V_0/L \cdot C) \cdot (1-\alpha) \cdot T_s^2$$

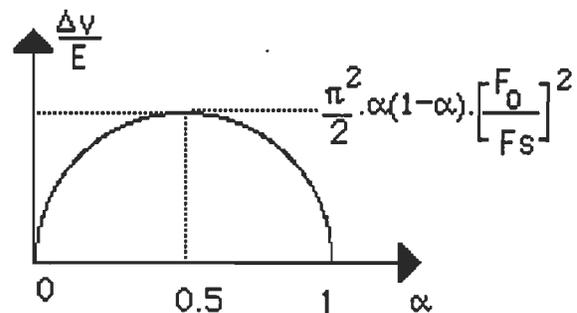
ou

$$\frac{\Delta v}{V_0} = \frac{\pi^2}{2} (1-\alpha) \cdot \left(\frac{F_0}{F_s}\right)^2$$

On peut exprimer Δv en fonction de la tension d'alimentation E supposée constante:

$$\Delta v = \frac{\pi^2}{2} \alpha (1-\alpha) \cdot \left(\frac{F_0}{F_s}\right)^2 \cdot E$$

Pour une tension E et un filtre donnés, l'ondulation maximum dépend du rapport cyclique α . Elle atteint sa valeur maximum pour $\alpha=0.5$. Ceci est par ailleurs conforme à l'analyse harmonique (fig.0.4).



Plus les harmoniques sont basses, plus les filtres sont encombrants et coûteux. En fonction du type d'interrupteur, il est donc intéressant de fonctionner à la plus haute fréquence possible. Cependant, les pertes par commutations des interrupteurs augmentent avec la fréquence de fonctionnement. Un compromis entre le rendement de l'unité de conversion et l'encombrement des filtres doit donc être établi. En plus, les harmoniques de haute fréquence et donc de faible amplitude causant des perturbations aux équipements sensibles à ces fréquences sont difficiles à éliminer.

2.2. Interférences:

Les interférences électromagnétiques (EMI) augmentent avec la puissance et la fréquence d'opération du convertisseur. Elles sont dues [2,8] à de l'énergie électromagnétique, produite par une source,

dont une partie est transmise à un autre équipement. La puissance transmise interagit avec le récepteur et constitue une source de bruit. Il est possible d'atténuer les EMI lorsque l'on connaît leur mode de génération. Les EMI donnant lieu aux RFI peuvent se classer en émission conduite et émission rayonnée.

2.2.1 Emissions conduites

Les émissions conduites se subdivisent en deux catégories:

-Celles générées par les interrupteurs de puissance et dites "type mode normal":

-Celles générées par des conducteurs soumis à de hautes tensions variables par rapport à la masse ou entre deux groupes de conducteurs et dites de "type mode commun". Elles ne sont importantes qu'en haute tension. Les filtres EMI ou les convertisseurs à résonance constituent des solutions aux émissions conduites de type mode normal. Les condensateurs doivent posséder de faibles ESR (Equivalent Series Resistance) et ESL (Equivalent Series Inductance) tandis que la capacité parallèle des inductances doit être minimisée. Autrement, les filtres risquent d'augmenter les EMI en mode normal.

2.2.2 Emissions rayonnées

Tout convertisseur produit des tensions et des courants variables qui donnent lieu à des champs magnétiques et électriques ou électromagnétiques à grande distance d'après les équations de Maxwell. La prédominance d'un des champs dépend du rapport $r=Z_C/Z_0$ où Z_C est l'impédance de la charge et Z_0 celle de la ligne [8]:

-Si $r=1$: les champs électriques et magnétiques sont du même ordre de grandeur.

-Si $r < 1$: le champ magnétique est dominant.

-Si $r > 1$: le champ électrique est dominant.

Les champs magnétiques sont principalement créés par des courants variables (di/dt) dans les fils de connexion, les interrupteurs de puissance, les transformateurs, les filtres, etc.... Des surfaces conductrices soumises à une haute tension variable (dv/dt) constituent la principale source de champ électrique comme dans le cas des EMI "mode commun". A l'exception des convertisseurs destinés aux applications Haute Tension, les champs magnétiques sont généralement plus importants que les champs électriques.

Le blindage (cage de Faraday) permet de réduire les interférences dues aux champs électriques. Quant aux champs magnétiques, ils sont plus difficiles à contrôler; on peut les limiter en réduisant les inductances parasites qui constituent des boucles de courant.

3. Pertes dans les interrupteurs.

Pour réduire le poids et le volume des filtres, les interrupteurs de puissance devraient fonctionner à haute fréquence. Mais le fonctionnement en commutation, surtout à haute fréquence, provoque des pertes. La réduction des pertes par commutation est généralement basée sur un circuit d'aide à la commutation (CALC). Celui-ci permet d'éviter d'appliquer simultanément le plein courant et la pleine tension sur l'interrupteur à chaque commutation. Ceci n'améliore pas le rendement du convertisseur car les pertes, au lieu de se produire dans l'interrupteur, sont dissipées dans un circuit extérieur. En plus, la décharge des inductances/condensateurs provoquent des contraintes supplémentaires sur les interrupteurs: le

condensateur qui, au blocage de l'interrupteur, limite la montée de la tension (dv/dt) se décharge à sa fermeture et provoque une surintensité. La montée du courant (di/dt) est limitée par l'inductance qui entraîne une surtension lors de sa décharge à l'ouverture de l'interrupteur.

Les principales pertes dans les semi-conducteurs de puissance sont:

-La puissance perdue par commutation P_{com} qui augmente avec la fréquence f .

-La puissance perdue par conduction pendant la saturation P_{sat} qui ne dépend que du rapport cyclique a (Convertisseurs MLI).

De façon simplifiée, ces pertes sont explicitées comme suit:

$$P_{com} = V_{CE} \cdot I_c \cdot t_{com} \cdot f$$

$$P_{sat} = a \cdot V_{CEsat} \cdot I_c$$

où V_{CE} correspond à la tension d'alimentation, I_c est le courant moyen dans la charge et t_{com} le temps moyen de commutation [$=0.5(t_{cr}+t_{cf})$]. La somme de P_{com} et P_{sat} permet de dimensionner le radiateur pour le transistor:

$$P_{com} + P_{sat} < P_{rad}$$

où P_{rad} est la puissance maximale que peut évacuer le radiateur sans que la température des jonctions du semi-conducteur ne dépasse une valeur limite fixée par le fabricant.

4. Convertisseur à résonance.

Ce sont des convertisseurs qui génèrent des tensions ou courants quasi-sinusoidaux, à partir d'une source continue: le circuit résonant est alimenté par un onduleur. Ils ont été longtemps utilisés comme onduleurs à forte puissance et à haute fréquence dans le chauffage par induction, les sources ultra-sonores, les appareils de

soudage, les moteurs ca,...[10].

Utilisés dans les alimentations cc-cc à faible puissance et à haute fréquence, ils permettent de minimiser les EMI et RFI en réduisant les harmoniques de haute fréquence, généralement générées par la commutation dure des convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions (MLI). La commutation douce, c-à-d où une des commutations se fait à tension ou à courant nul, améliore le rendement et la fiabilité du système en réduisant les contraintes sur les interrupteurs et en simplifiant les circuits d'aide à la commutation [10-13]. Les filtres et les transformateurs sont moins encombrants quand le convertisseur fonctionne à haute fréquence.

4.1 Classification:

Un convertisseur à résonance (CR) comprend la source, les interrupteurs et la charge, y compris le circuit résonant. Selon le type de composant utilisé, les CR se classent comme suit, d'après la terminologie adoptée dans le chauffage par induction [18]:

La source est soit type courant soit type tension. Les interrupteurs, montés de façon asymétrique ou symétrique: demi-pont ou pont entier, sont unidirectionnels ou bidirectionnels en courant et/ou en tension. La charge se trouve avec le circuit résonant soit en parallèle soit en série soit mixte.

D'autres classifications sont possibles selon la fréquence, la puissance, la réversibilité, la tension à la sortie (continue ou c.a.),.....

4.2. Structures de base:

Les convertisseurs à résonance cc-cc comprennent deux

principales topologies : série ou parallèle (fig.0.6).

Dans le premier cas, la charge est en série avec le circuit résonant d'impédance variable $Z(\omega)$ avec la fréquence d'opération: la variation du courant dans la charge se fait par variation de Z , donc de la fréquence ω .

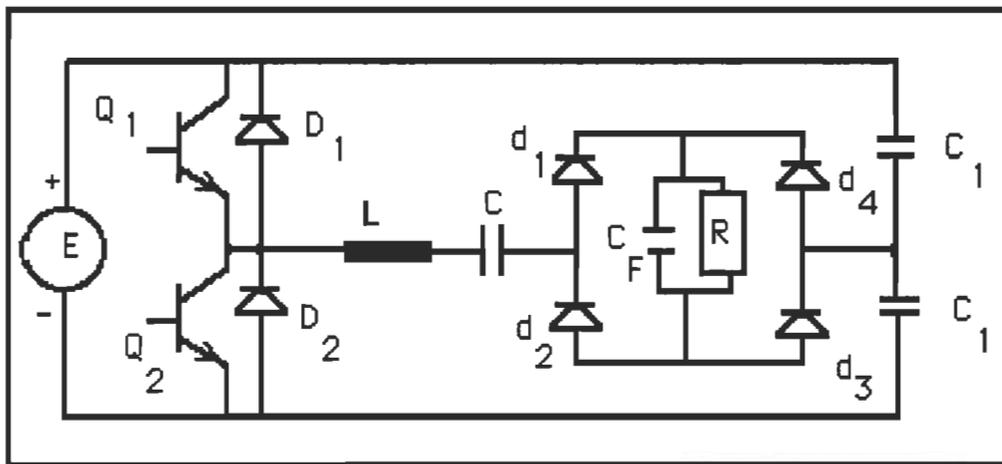


Figure 0.6a. Convertisseur à résonance série (CRS).

Dans le second cas, la charge est en parallèle avec le condensateur du circuit L-C: en redressant la tension v_C , une tension continue est obtenue et peut être inférieure ou supérieure à E .

La commutation du redresseur est assurée par l'annulation du courant dans le CRS et par celle de la tension v_C dans le CRP. L'isolation galvanique et l'adaptation de l'impédance de la charge sont généralement assurées par un transformateur intercalé entre le redresseur et le circuit résonant.

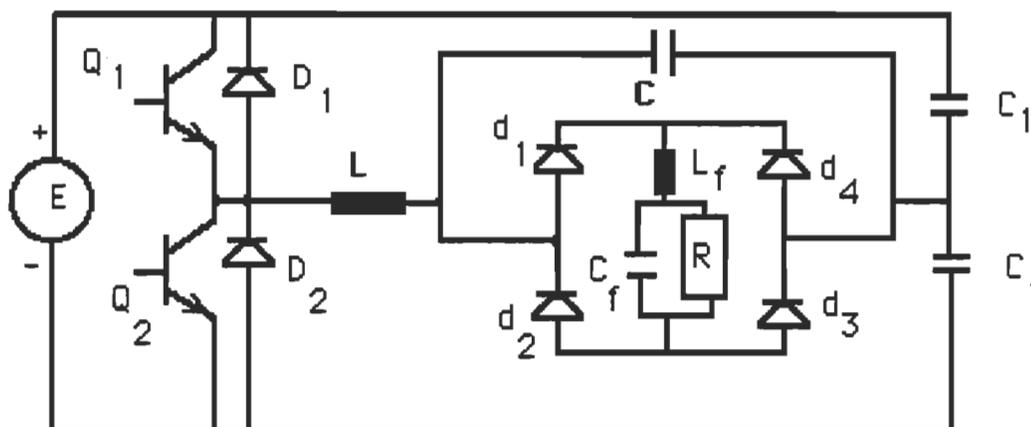


Figure 0.6b. Convertisseur à résonance parallèle (CRP).

4.3- Types de charge

La charge d'un convertisseur, à l'échelle du temps de commutation, peut être:

-soit "type source de tension": le filtre est constitué d'un condensateur en parallèle avec la charge (filtre du premier ordre :fig.0.6a).

-soit "type source de courant": le filtre est du second ordre (fig.0.6b).

Selon le type de la charge, l'énergie du circuit résonant est transférée à la sortie par la tension v_c ou le courant i . Si la tension v_c est redressée et filtrée, elle alimente alors une charge type source de courant. Si c'est le courant i qui est utilisé, la charge est de type source tension.

Ces contraintes doivent être respectées afin d'éviter les interférences entre le circuit résonant et la charge du redresseur (fig.0.7).

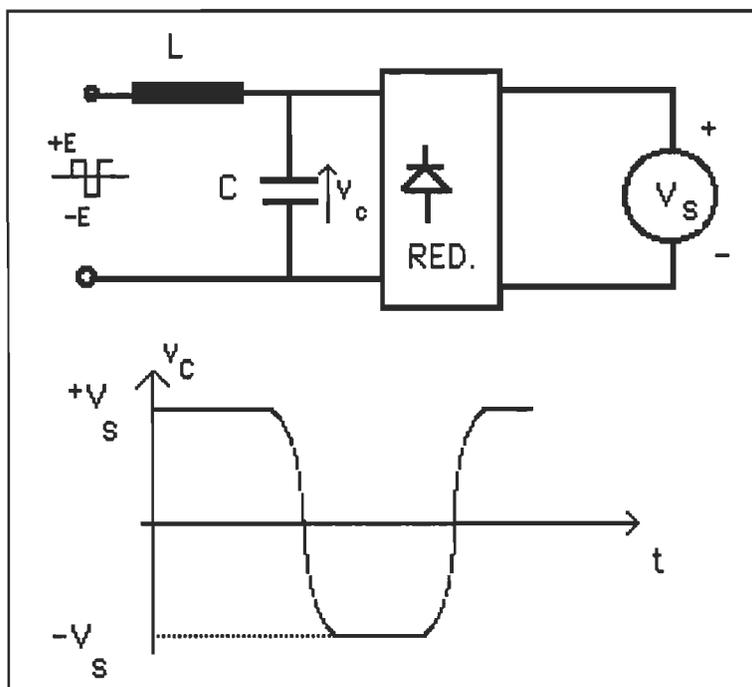


Figure 0.7. PRC avec une charge type "source de tension"

Le fonctionnement du redresseur impose une tension presque carrée aux bornes du condensateur. Or, en opération normale, v_c est quasi-sinusoidale. Elle ne peut pas être discontinue (variable d'état). Autrement dit, le PRC ne supporte pas une charge "type source de tension" tandis que le CRS ne se supporte pas une charge "type source de courant".

5. Conclusion:

Cette introduction passe en revue les principaux inconvénients associés aux convertisseurs cc-cc à modulation de largeur d'impulsions (MLI) et dûs à la commutation dure des semi-conducteurs de puissance. L'utilisation de la commutation douce constitue une solution élégante aux problèmes ci-haut mentionnés .

Notre étude portera sur le convertisseur à résonance série et se basera sur la méthode du plan de phase (chap.2). Dans le chapitre suivant, nous passons en revue les principales approches utilisées pour la modélisation des convertisseurs afin d'améliorer leurs performances dynamiques par des réseaux correcteurs.

A cause des hypothèses simplificatrices adoptées, les différents modèles ne sont généralement pas adéquats lorsque l'on s'intéresse aux régimes dynamiques à fort signal. L'analyse des régimes transitoires sera effectuée par simulation (chap.4) avec une loi de commande par trajectoire optimale.

CHAPITRE I

MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS CC-CC.

1.0. Introduction :

Pour établir des modèles analytiques d'un convertisseur, des hypothèses simplificatrices suivantes sont posées:

- Les interrupteurs de puissance sont idéaux c-à-d la fermeture et l'ouverture sont instantanées;
- Dans chacune de ses configurations topologiques, le convertisseur se comporte comme un système linéaire;
- La commande de l'unité de conversion s'effectue par la variation des instants de changement de séquences et non par des sources indépendantes. Les variations des sources sont plutôt considérées comme des perturbations indésirables, corrigées par une boucle de régulation;
- Les éléments réactifs sont aussi idéaux.

La modélisation constitue une méthode pour analyser les performances statique et dynamique des convertisseurs cc-cc: régulation, impédance de sortie, réponse transitoire, audiosusceptibilité ,... Ces performances sont étroitement liées au gain de la boucle de régulation qui détermine la stabilité du convertisseur.

De diverses approches ont été proposées [4-9]. Les plus couramment utilisées sont: les variables moyennes d'état "State-Space Averaging", le modèle discret et l'approche généralisée permettant de déterminer le modèle discret de façon systématique [5].

1.1 Variables moyennes d'état:

1.1.1 Système Continu:

Le convertisseur, système linéaire par morceaux (discontinu), est modélisé par un système continu, généralement non linéaire. Le critère de continuité suppose que les fréquences naturelles f_n du circuit et les modulations f_m (cas MLI) sont faibles par rapport à la fréquence de fonctionnement f_s . Cette condition n'est pas toujours remplie, par exemple dans le cas des convertisseurs à résonance et le modèle devient alors complexe [6].

Considérons un convertisseur dévolteur ("buck") représenté à la figure 1.1. Suivant l'état des semi-conducteurs Q et D, les topologies correspondantes sont les suivantes.

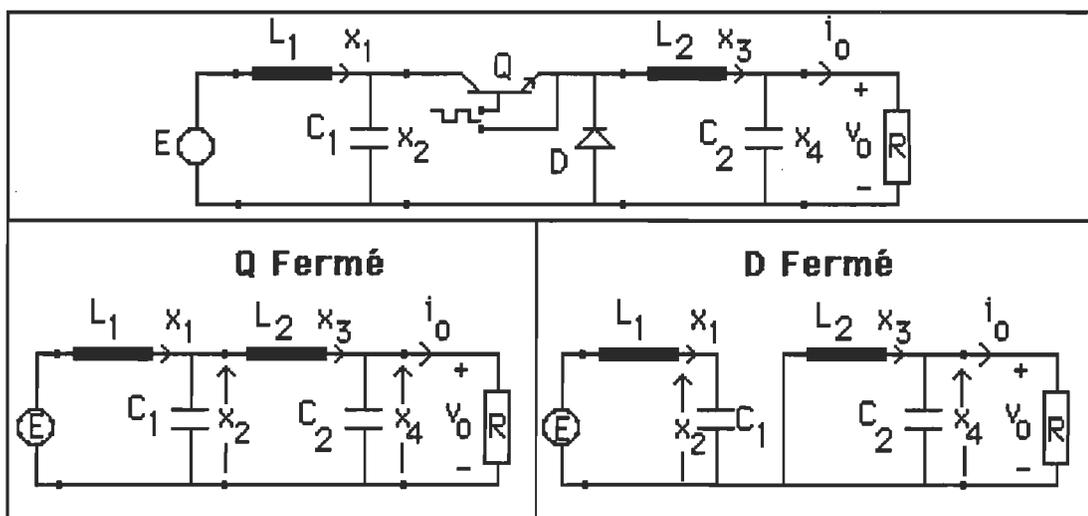


Figure 1.1. Configurations du convertisseur dévolteur.

En conduction continue, les équations d'état sont, pour le nième cycle:

$$\text{S fermé:} \quad dx/dt = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u; \quad n \cdot T_s \leq t < (n+d_n) \cdot T_s \quad (1.1a)$$

$$\text{D fermé:} \quad dx/dt = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u; \quad (n+d_n) \cdot T_s \leq t < (n+1) \cdot T_s \quad (1.1b)$$

$$\mathbf{x}=[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T.$$

$$\mathbf{u}=\mathbf{E}$$

Le vecteur \mathbf{x} comprend les 4 variables d'état: courants x_1 et x_3 dans les inductances L_1 et L_2 , tensions x_2 et x_4 aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 . Les matrices A_i et B_i sont déterminées dans chaque séquence.

Aux équations d'état (1.1), sont associées les équations de sortie:

$$\mathbf{y}=\mathbf{C}.\mathbf{x}$$

Par exemple, $y_1=x_1$ (courant fourni par la source) et $y_2=x_4$ (tension aux bornes de la charge).

Le rapport cyclique d_n comprend une partie constante (D) et une partie variable d'_n (fig.1.1a). La composante D correspond au régime statique et d'_n au régime dynamique dû aux variations de la source, de la charge ou de la référence. On définit la fonction de commutation $m(t)$ pour représenter le rapport cyclique variable d_n , à fréquence fixe; $m(t) = 1$ ou 0 selon que Q est fermé ou ouvert.

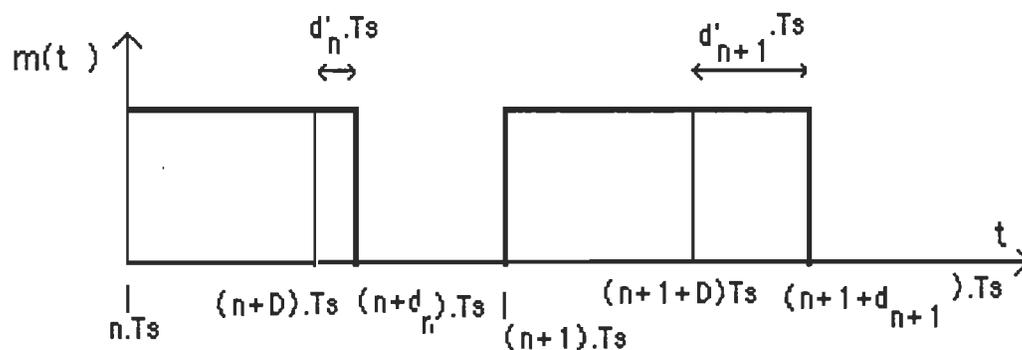


Figure 1.1a. Fonction de commutation $m(t)$.

Les matrices A_i , B_i et C_i sont déterminées comme suit:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R.C_2} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = [1/L_1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T;$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R.C_2} \end{bmatrix}$$

$$B_2 = B_1; C_2 = C_1.$$

Les équations d'état du modèle continu du convertisseur sont obtenues par la moyenne " pondérées " des matrices A_i, B_i, C_i :

$$dx/dt = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)] \cdot x + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)] \cdot u; \quad (1.2)$$

Pour passer de (1.1) à (1.2), on utilise le critère de continuité qui

permet de faire l'approximation suivante [2]:

$$e^{(1-d).A_1} \cdot e^{d.A_2} \approx e^{[d.A_1+(1-d).A_2]}, \quad (1.2a)$$

En posant:

$$A=A_1.d+A_2.(1-d); \quad (1.2b)$$

$$B=B_1.d+B_2.(1-d),$$

nous obtenons les équations d'état décrivant le système de façon continue:

$$dx/dt=A.x+B.u. \quad (1.3).$$

Les matrices d'état A_1 et A_2 doivent être de même dimension c-à-d la dimension du vecteur x est constante sur toutes les séquences du convertisseur sinon (1.2b) n'a pas de sens. Il en est de même de B_1 et B_2 .

Si le rapport cyclique d est constant pour chaque cycle de fonctionnement et en particulier ne dépend pas des vecteurs x et u , alors l'équation (1.3) est linéaire avec des coefficients constants. Si par contre, d est une fonction du vecteur d'état x et du vecteur des sources u (par exemple, une régulation est effectuée), alors l'équation devient non-linéaire.

1.1.2 Linéarisation

1.1.2.1 le rapport cyclique d est constant ($d=D$).

Supposons que les perturbations soient introduites par les sources indépendantes c-à-d

$$u(t)=U_0+u_1(t); \quad (1.4a)$$

alors le vecteur d'état subit des variations

$$x(t)=X_0+x_1(t). \quad (1.4b)$$

L'équation (1.3) donne les régimes statique et dynamique:

-statique ($\mathbf{u}_1 = 0$):

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X}_0 + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_0 = \mathbf{0} \implies \mathbf{X}_0 = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_0. \quad (1.5a)$$

-dynamique:

$$d\mathbf{x}_1/dt = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_1. \quad (1.5b)$$

Les fonctions de transfert sont déduites de cette dernière expression :

$$\mathbf{X}_1(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_1(s). \quad (1.6)$$

Les performances du convertisseur (régime transitoire, stabilité,...) sont analysées à partir de (1.6).

1.1.2 2 Le rapport cyclique d est variable:

Posons $d = D + d_1(t)$. (1.7)

Si l'hypothèse de faibles perturbations est posée c-à-d $d_1 \ll D$, $\mathbf{u}_1 \ll \mathbf{U}_0$, $\mathbf{x}_1 \ll \mathbf{X}_0$, les équations (1.3), (1.4) et (1.7) conduisent aux modèles statique et dynamique suivants:

$$d(\mathbf{X}_0 + \mathbf{x}_1(t))/dt = \mathbf{A} \cdot (\mathbf{X}_0 + \mathbf{x}_1(t)) + \mathbf{B} \cdot (\mathbf{U}_0 + \mathbf{u}_1(t))$$

-Régime statique:

$$\mathbf{X}_0 = -\mathbf{A}_0^{-1} \cdot \mathbf{B}_0 \cdot \mathbf{U}_0. \quad (1.8)$$

avec

$$\mathbf{A}_0 = \mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1-D);$$

$$\mathbf{B}_0 = \mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1-D).$$

-Régime dynamique:

$$d\mathbf{x}_1/dt = \mathbf{A}_0 \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_0 \cdot \mathbf{u}_1 + \mathbf{E} \cdot d_1. \quad (1.9)$$

avec

$$\mathbf{E} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X}_0 + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}_0.$$

L'équation (1.9) permet de déterminer les fonctions de transfert du convertisseur: sortie-entrée, variable d'état-entrée, sortie-commande et d'en déduire les principales caractéristiques de fonctionnement.

Le rapport cyclique $d(t)$ dépend soit des variables d'état \mathbf{x} ("commande par retour d'état"), soit des sources \mathbf{u} ("commande par chaîne d'action

directe") ou simultanément de \mathbf{x} et \mathbf{u} . La loi de commande $d(t)=f(\mathbf{x},\mathbf{u})$ n'est pas nécessairement linéaire. Cette fonction est à linéariser d'abord afin d'utiliser la relation (1.9). Sa transformée de Laplace est alors du type:

$$d1(s)=\mathbf{F}^T.\mathbf{X}_1(s)+\mathbf{G}^T.\mathbf{U}_1(s).$$

où les vecteurs \mathbf{F} et \mathbf{G} sont choisis en fonction de la compensation désirée.

Cette approche de modélisation est limitée dans sa précision à cause des hypothèses adoptées, en particulier celle explicitée par (1.2a); l'approche suivante ne recourt pas à cette supposition.

1.2 Modèle discret:

Cette approche se base sur les valeurs discrètes, prises par les variables d'état aux instants de changements de séquences de fonctionnement du convertisseur(fig1.2).

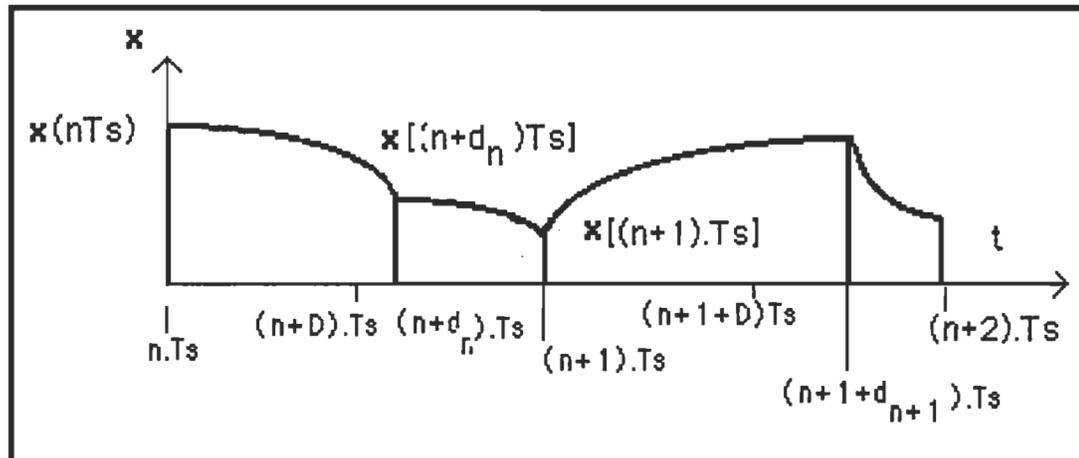


Figure1.2.Modèle discret.

A partir des équations (1.1), les variables d'état sont déterminées, pour $nTs \leq t < (n+d_n)Ts$:

$$\mathbf{x}(t) = e^{A_1 \cdot (t - nT_s)} \cdot \mathbf{x}(nT_s) + \int_{nT_s}^t e^{A_1 \cdot (t-t')} \cdot B_1 \cdot \mathbf{u}(t-t') dt';$$

Pour $(n+d_n)T_s \leq t < (n+1)T_s$, on trouve une expression identique à la précédente.

1.2.1 - Modèle discret non-linéaire:

Si $\mathbf{u}(t)$ est constant sur $[nT_s, (n+d_n)T_s]$, alors on a:

$$\mathbf{x}[(n+d_n)T_s] = P_1 \cdot \mathbf{x}(nT_s) + Q_1 \cdot \mathbf{u}(nT_s); \quad (1.10a)$$

où $P_1 = e^{A_1 \cdot d_n \cdot T_s}$

$$Q_1 = (P_1 - I) A_1^{-1} \cdot B_1$$

De même, sur l'intervalle $[(n+d_n)T_s, (n+1)T_s]$, on a:

$$\mathbf{x}[(n+1)T_s] = P_2 \cdot \mathbf{x}[(n+d_n)T_s] + Q_2 \cdot \mathbf{u}[(n+d_n)T_s]; \quad (1.10b)$$

avec $P_2 = e^{A_2 \cdot (1-d_n) \cdot T_s}$ et Q_2 est définie comme Q_1 .

L'équation discrète du convertisseur (1.11) est obtenue en combinant les équations (1.10), chacune correspondant à un intervalle de temps donné à la figure 1.2: $[nT_s, (n+d_n)T_s]$ ou $[(n+d_n)T_s, (n+1)T_s]$.

En posant $\mathbf{x}_n = \mathbf{x}(nT_s)$ et

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}[(n+1)T_s]$$

et en éliminant $\mathbf{x}[(n+d_n)T_s]$ des équations (1.10), on obtient le modèle suivant:

$$\mathbf{x}_{n+1} = P \cdot \mathbf{x}_n + Q \cdot \mathbf{u}_n \quad (1.11).$$

où $P = P_2 \cdot P_1$ et $Q = P_2 \cdot Q_1 + Q_2$

L'équation récurrente (1.11) est non-linéaire parce que les matrices P et Q dépendent de $T_{on} = d_n T_s$ et $T_{off} = (1-d_n) \cdot T_s$, fonctions de l'état

du système \mathbf{x}_n et de la loi de commande adoptée : fréquence fixe ou variable, hystérésis ,etc...[4].

1.2.2-Modèle discret linéaire:

La linéarisation de (1.11) s'effectue autour d'un régime statique $\mathbf{x}_n = \mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{X}_0$ déterminé par itération. Posons:

$$\mathbf{x}_n = \mathbf{X}_0 + \mathbf{x}_{1,n}.$$

$$\mathbf{u}_n = \mathbf{U}_0 + \mathbf{u}_{1,n}.$$

L'indice 1 correspond aux faibles perturbations de variables \mathbf{x} et \mathbf{u} autour du point d'opération du convertisseur. L'équation récurrente (1.11) peut se mettre sous la forme :

$$\mathbf{x}_{n+1} = F(\mathbf{x}_n, \mathbf{u}_n, d_n, T_s).$$

Si le vecteur des sources est constant, on obtient le modèle discret linéaire:

$$\mathbf{x}_{1,n+1} = \Phi \cdot \mathbf{x}_{1,n} \tag{1.12}$$

où le jacobien $\Phi = [\partial F / \partial \mathbf{x}]_{\mathbf{X}_0}$ est une matrice ($n \times n$).

Avec l'équation précédente, la stabilité du système et la réponse transitoire sont analysées à l'aide des valeurs propres λ_i de la matrice Φ . ($|\lambda_i| < 1$).

Dans certaines applications, l'audiosusceptibilité [4] doit être spécifiée, c-à-d qu'il est nécessaire de préciser comment une faible perturbation sinusoïdale de la source E affecte la tension de sortie régulée V_o . L'audiosusceptibilité est définie par la fonction de transfert entre la source et la sortie $T_{\mathbf{y}\mathbf{u}}$. L'équation (1.12) est alors complétée par un terme qui tient compte des perturbations du vecteur des sources \mathbf{u} (plus général):

$$\mathbf{x}_{1,n+1} = \Phi \cdot \mathbf{x}_{1,n} + \Psi \cdot \mathbf{u}_{1,n} \tag{1.13a}$$

où $\Psi = [\partial F / \partial \mathbf{u}]_{\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0}$

Les perturbations des paramètres de sortie $\mathbf{y}_{1,n}$ sont définies par:

$$\mathbf{y}_{1,n} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_{1,n} \quad (1.13b)$$

La transformée en z de (1.13) permet de déterminer la fonction de transfert $T_{\mathbf{y}\mathbf{u}}$.

$$\mathbf{y}_1(z) = T_{\mathbf{y}\mathbf{u}} \cdot \mathbf{u}(z)$$

avec $T_{\mathbf{y}\mathbf{u}} = \mathbf{C} \cdot [I \cdot z - \Phi]^{-1} \cdot \Psi$. (1.14)

Dans le domaine fréquentiel, il suffit de poser: $z = \exp(j\omega \cdot T_s)$ où T_s est la période de fonctionnement du convertisseur.

Si le mode de conduction discontinue existe, on en tient compte en complétant les équations d'état par une séquence où le courant dans l'inductance est nul. Cette approche est généralisée par la méthode décrite ci-dessus.

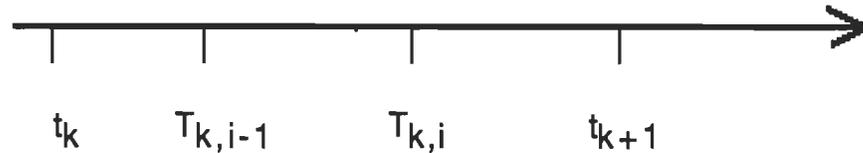
1.3 - Approche généralisée pour la modélisation discrète.

Les méthodes précédentes ont été introduites en se basant sur les convertisseurs simples (dévolteur, survolteur,...). Appliquées à d'autres types de convertisseurs, elles s'avèrent complexes. La méthode suivante permet d'obtenir un modèle discret par une procédure automatique à partir d'une formulation compacte des équations d'état et des conditions de commutation. Nous supposons que le degré du système reste constant sur toutes les séquences de fonctionnement.

1.3.1 Équations de base:

Comme dans les méthodes précédentes, l'analyse suppose la connaissance "à priori" de l'ordre de commutations des interrupteurs. Considérons un convertisseur statique décrit par n variables d'état

dont le k ème cycle d'opération comprend N configurations (de $T_{k,i-1}$ à $T_{k,i}; i=1$ à N).



Dans chacune des N séquences, le convertisseur est régi par les équations d'état du type:

$$dx(t)/dt = A_i \cdot x(t) + B_i \cdot u(t) \quad (1.15)$$

avec

$$t_k + T_{k,i-1} \leq t < t_k + T_{k,i}; \quad i=1 \text{ à } N$$

$$T_{k,0}=0; \quad t_{k+1} = t_k + T_{k,N}$$

$T_{k,i}$ et $T_{k,N}$ sont respectivement les instants de changement de séquences et la durée du k ème cycle déterminés à partir de t_k . Ils forment un vecteur de "commutation" $T_k = [T_{k,1}, \dots, T_{k,N}]^T$.

Le comportement du convertisseur pendant le k ème cycle dépend des conditions initiales $x(t_k)$, des sources u et du vecteur T_k ; u et T_k varient, directement ou indirectement, en fonction des paramètres de commande $p_{k,j}$ ($j=1$ à r) formant un vecteur p_k .

La fonction $u = g(t, p_{k,j})$ est généralement simple. Par exemple, $u = +E$, $-E$ ou 0 . Par contre, le vecteur T_k comprend deux types d'instants de changement de séquence:

- Des commutations instantanées (courant nul dans une diode ou un thyristor) qui dépendent de l'état du système;
- Des commutations directement commandées (amorçage d'un thyristor ou d'un transistor) considérées comme des paramètres d'entrée au même titre que les sources indépendantes.

Pour des conditions initiales données $x(t_k)$, p_k et T_k sont reliées par

N équations du type:

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}(t_k), \mathbf{p}_k, \mathbf{T}_k) = \mathbf{0}; \quad (1.16)$$

où \mathbf{C} est un vecteur ($N \times 1$). Les équations (1.15) et (1.16) permettent de définir le régime cyclique permanent:

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \mathbf{f}(\mathbf{X}, \mathbf{P}, \mathbf{T}) \\ \mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{P}, \mathbf{T}) &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (1.17)$$

1.3.2. Modèle dynamique du convertisseur.

Il est obtenu en introduisant de faibles variations autour du régime statique. Posons:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= \mathbf{x}(t_k) - \mathbf{X}; \\ \mathbf{q}(k) &= \mathbf{p}_k - \mathbf{P}; \\ \mathbf{r}(k) &= \mathbf{T}_k - \mathbf{T}. \end{aligned} \quad (1.18)$$

Ces variations du k ème cycle se traduisent par des perturbations du cycle suivant ($k+1$):

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{x}(t_{k+1}) - \mathbf{X}; \\ &= \mathbf{f}[\mathbf{x}(t_k), \mathbf{p}_k, \mathbf{T}_k] - \mathbf{X}; \end{aligned}$$

En combinant l'équation précédente et (1.18), on obtient :

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}[\mathbf{X} + \mathbf{x}(k), \mathbf{P} + \mathbf{q}(k), \mathbf{T} + \mathbf{r}(k)] - \mathbf{X} \quad (1.19)$$

et l'équation de changement de séquence devient:

$$\mathbf{C}[\mathbf{X} + \mathbf{x}(k), \mathbf{P} + \mathbf{q}(k), \mathbf{T} + \mathbf{r}(k)] = \mathbf{0}. \quad (1.20)$$

Par un développement en série de Taylor de (1.19) et (1.20) et en se limitant aux premiers termes, le modèle "petits signaux" est obtenu à partir de:

$$\mathbf{x}(k+1) = [\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{X}] \cdot \mathbf{x}(k) + [\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{P}] \cdot \mathbf{q}(k) + [\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{T}] \cdot \mathbf{r}(k); \quad (1.21)$$

$$[\partial \mathbf{C} / \partial \mathbf{X}] \cdot \mathbf{x}(k) + [\partial \mathbf{C} / \partial \mathbf{P}] \cdot \mathbf{q}(k) + [\partial \mathbf{C} / \partial \mathbf{T}] \cdot \mathbf{r}(k) = \mathbf{0}. \quad (1.22)$$

De ces équations, on tire le modèle discret linéaire du convertisseur,

par élimination de $\mathbf{r}(k)$:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{q}(k) \quad (1.23)$$

où $\mathbf{A} = [\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{X}] - [\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{T}] \cdot [\partial \mathbf{C} / \partial \mathbf{T}]^{-1} \cdot [\partial \mathbf{C} / \partial \mathbf{X}]$

$$\mathbf{B} = [\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{P}] - [\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{T}] \cdot [\partial \mathbf{C} / \partial \mathbf{T}]^{-1} \cdot [\partial \mathbf{C} / \partial \mathbf{P}].$$

Le modèle obtenu est identique à celui décrit par (1.13) et permet donc d'analyser les performances du convertisseur (stabilité, réponse transitoire, etc.). Un exemple d'application est donné en annexe 1 pour le convertisseur à résonance série.

1.4. Conclusion

Les méthodes de modélisation, les plus couramment utilisées, sont brièvement décrites. La première ("State-Space Averaging ") simplifie le calcul des réseaux correcteurs en appliquant la théorie classique des systèmes asservis. Le modèle discret est plus naturel que la précédente pour les convertisseurs mais elle exige la théorie des systèmes échantillonnés. L'approche générale permet d'obtenir le modèle discret par une procédure automatique à partir d'une formulation compacte des équations d'état. Un exemple de cette méthode est donné pour le convertisseur à résonance série (annexe 1).

CHAPITRE II

CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE.

2.1 Introduction:

Parmi toutes les configurations des convertisseurs à résonance CC-CC qui ont été proposées [15], nous nous limiterons au cas où les éléments réactifs sont en série (CRS). Le transfert de la puissance à la charge est réalisé par le redressement du courant. Autrement dit, la charge est de type source de tension d'après la règle de compatibilité topologique des convertisseurs.

Le CRS (montage demi-pont) trouve de nombreuses applications, surtout à haute tension et faible courant [17] avec une liaison haute fréquence.

La figure 2.1 représente un simple circuit L-C alimenté par une source de tension sinusoïdale E (par ex. la fondamentale d'une tension carrée) de fréquence variable F_s . Le comportement de ce circuit dépend du rapport $F_{SN}=F_s/F_0$.

$$Z=j(L\omega_s - \frac{1}{C\omega_s}) = j\sqrt{\frac{L}{C}} (\sqrt{LC}\omega_s - \frac{1}{\sqrt{LC}\omega_s})$$

On obtient la réactance $X(F_s)=|Z|$ par la relation suivante:

$$X(F_{SN})=Z_0.(F_{SN}^{-1}/F_{SN}) \quad (2.1)$$

où $F_0=(1/2.\pi).(LC)^{-1/2}$ est la fréquence de résonance, $Z_0=(L/C)^{1/2}$, l'impédance caractéristique du circuit résonant.

Lorsque F_s tend vers l'infini, la courbe X/Z_0 tend vers la droite de pente $\text{tg } a=1/F_0$ (Fig.2.1).

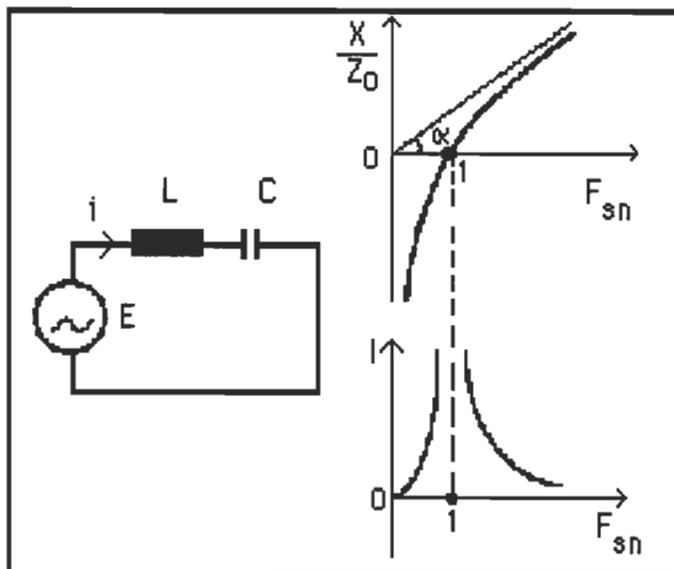


Figure 2.1. Circuit résonant série L-C.

Si $F_{sn} < 1$, le circuit a un comportement capacitif et le courant i est en avance sur la tension. Si $F_{sn} > 1$, le circuit est inductif et le courant est en retard sur la tension. A la résonance, l'impédance devient théoriquement nulle et le courant tend vers l'infini.

Aux basses fréquences ($F_{sn} \ll 1$), le condensateur bloque tout transfert d'énergie. Aux fréquences élevées ($1 \ll F_{sn}$), l'impédance de l'inductance augmente et bloque le courant; dans les deux cas, le courant tend vers zéro.

La puissance transférée à une charge connectée en série avec le circuit L-C est donc réglable par la variation de la fréquence normalisée F_{sn} .

2.2. Principe et analyse du CRS.

Considérons un CRS constitué d'un onduleur de tension en demi-pont alimentant un circuit L-C série (fig.2.2). Le courant i est

redressé par un pont de diodes et filtré par un condensateur placé en parallèle avec la charge (filtre du premier ordre). L'étude théorique se base sur les hypothèses suivantes.

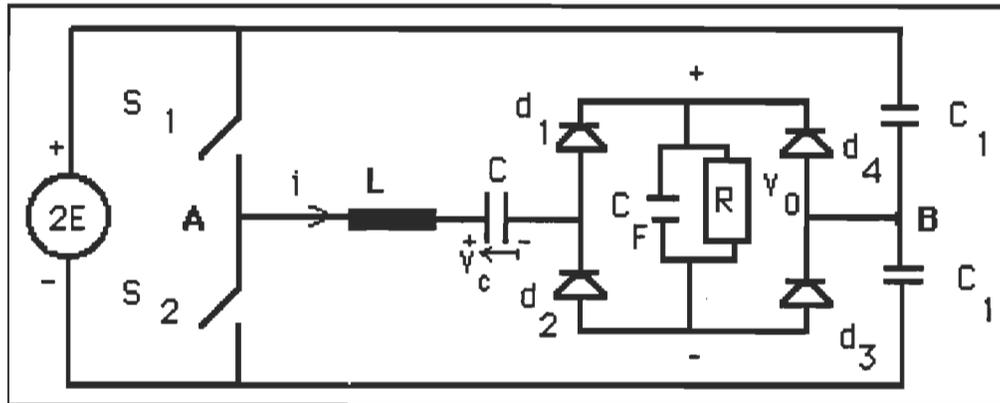


Figure 2.2. Convertisseur à résonance série.

2.2.1-Hypothèses simplificatrices:

L'étude analytique en régime permanent est simplifiée si l'on pose les hypothèses suivantes:

1^o Les interrupteurs sont idéaux: commutation instantanée, chute de tension nulle en conduction.

2^o Les éléments réactifs du convertisseur sont sans pertes.

3^o La période de résonance est faible relativement à la constante de temps de la charge ($\tau_L \ll RC_F$): la charge du redresseur est assimilée à une source de tension parfaite V_0 .

4^o La tension E d'alimentation ne varie pas et les capacités des condensateurs C_1 formant le diviseur de tension sont suffisamment élevées pour ne pas influencer la fréquence de résonance; le point milieu capacitif B est supposé idéal.

2.2.2 Principe de fonctionnement et type d'interrupteurs:

Nous supposons que chaque interrupteur de puissance de l'onduleur ne conduit qu'une seule fois pendant un cycle de fonctionnement T_s . Dans ces conditions, 3 modes d'opération sont possibles [6]: deux modes de conduction continue et un mode de conduction discontinue. Le fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance ($F_s > F_o$) est toujours en mode continu car l'interrupteur est bloqué avant l'inversion du courant. Le 2^{ème} mode de conduction continue existe pour les fréquences de fonctionnement comprises entre $0.5 F_o$ et F_o . Le mode discontinu existe pour $F_s < F_o$.

Les interrupteurs de puissance S_j sont commandés à "180 degrés": les interrupteurs S_1 et S_2 , alternativement fermé et ouvert pendant un cycle d'opération, appliquent une tension carrée $V = +E$ ou $-E$ au circuit résonant L-C et à la charge. Le courant i est formé d'impulsions sinusoïdales dont l'amplitude dépend de la fréquence d'opération.

Au cours de la commutation des interrupteurs S_1 et S_2 , la charge de l'onduleur peut être assimilée à une source de courant ("current buffer") car l'inductance L du circuit résonant s'oppose à toute variation instantanée du courant i . Les contraintes topologiques des convertisseurs exigent que l'onduleur soit alimenté en tension. A cause de la résonance, le courant i change de sens dans les interrupteurs. Le choix de la fréquence de fonctionnement F_s est le paramètre qui détermine les caractéristiques des interrupteurs.

2.2.2.1 Fonctionnement en-dessous de la fréquence de résonance

Le circuit résonant se comporte comme une charge capacitive et donc le courant dans la charge i est en avance sur la tension V_{AB}

(Fig.2.3). Les formes du courant I_{S1} et de la tension V_{S1} de l'interrupteur montre que celui-ci doit être à amorçage commandé et à blocage spontané [13].

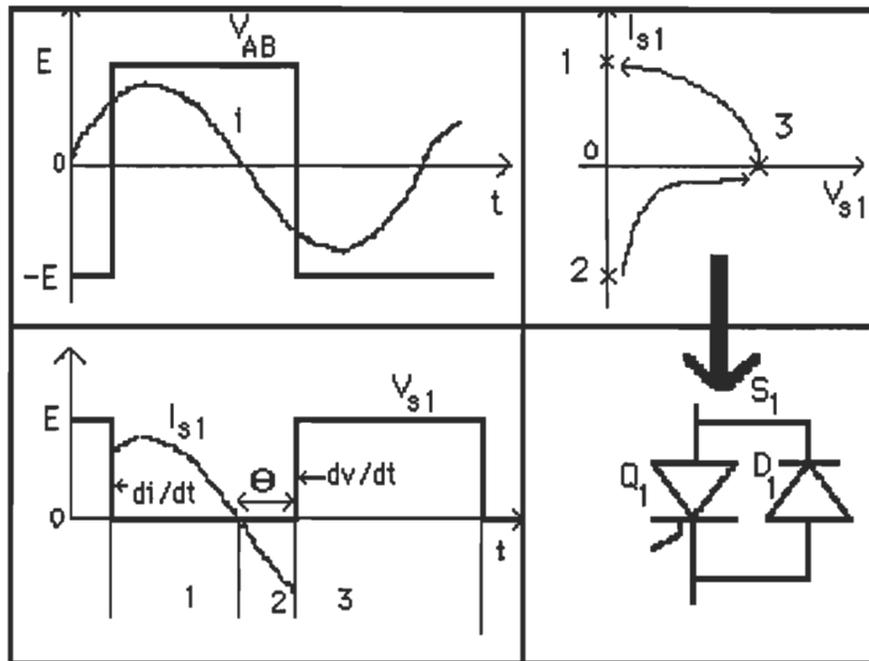


Figure 2.3. Fonctionnement du CRS avec $F_s < F_o$

La commutation est du type "Thyristor". L'interrupteur est alors réalisé par un thyristor Q_1 avec une diode anti-parallèle D_1 .

$$i = i_{S1} = i(Q_1) + i(D_1).$$

Lorsque le thyristor s'ouvre à l'annulation du courant i , celui-ci s'inverse dans la diode D_1 jusqu'à l'amorçage de S_2 . Le temps de conduction de D_1 (correspondant au déphasage θ entre le courant i et la tension V_{AB} aux bornes de l'onduleur) est le temps pendant lequel une faible tension V_D négative est appliquée au thyristor Q_1 . V_D est la chute de tension dans la diode en conduction. La valeur minimum de θ est donc donné par le temps de recouvrement t_q du thyristor:

$$\Theta_{D,\min}=2.\pi.F_s.t_q . \quad (2.2)$$

Si l'on désire minimiser Θ_D , afin d'augmenter la durée de la phase d'apport d'énergie et le facteur de puissance, les thyristors devront avoir un faible temps de recouvrement.

La figure 2.3 montre aussi que l'interrupteur est soumis à un "dv/dt" à l'ouverture: il est nécessaire de prévoir un circuit d'aide à la commutation.

Un cas particulier est le fonctionnement en conduction discontinue: celui-ci se produit lorsque $F_s < 0.5 F_o$ ou lorsque la résistance de charge est supérieure à une valeur critique R_c avec $0.5.F_o < F_s < F_o$:

$$R_c=1/(8.C.F_s) \quad (2.3)$$

Cette relation est démontrée par l'équation (2.22) .

L'angle de conduction du thyristor $\Theta_Q=\pi$ et celui de la diode $\Theta_D \geq \pi$. Le courant i dans les interrupteurs est nul et la tension v_c du condensateur reste constante en mode de conduction discontinue.

2.2.2.2.Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance.

Le circuit résonant se comporte comme une charge inductive et le courant dans la charge i est en retard de Θ sur la tension V_{AB} (fig 2.4). Les formes du courant I_{s1} et de la tension V_{s1} de l'interrupteur montrent que celui-ci doit être à amorçage spontané et blocage commandé: c'est une commutation duale du thyristor [10-13].

Un tel interrupteur ("Thyristor dual") est réalisé par un semi-conducteur de puissance Q_1 commandable à l'ouverture (Transistor Bipolaire, MOSFET, GTO) muni d'une logique de commande avec une diode anti-parallèle D_1 [10-13]. La fermeture du transistor s'effectue au zéro de la tension. L'ouverture est accompagnée d'un "dv/dt" et nécessite un condensateur C_{COM} d'aide à la commutation dont la valeur

dépend du courant maximum I_{max} à commuter [13]:

$$C_{com} = I_{max} / (dv/dt)_{max} \quad (2.4).$$

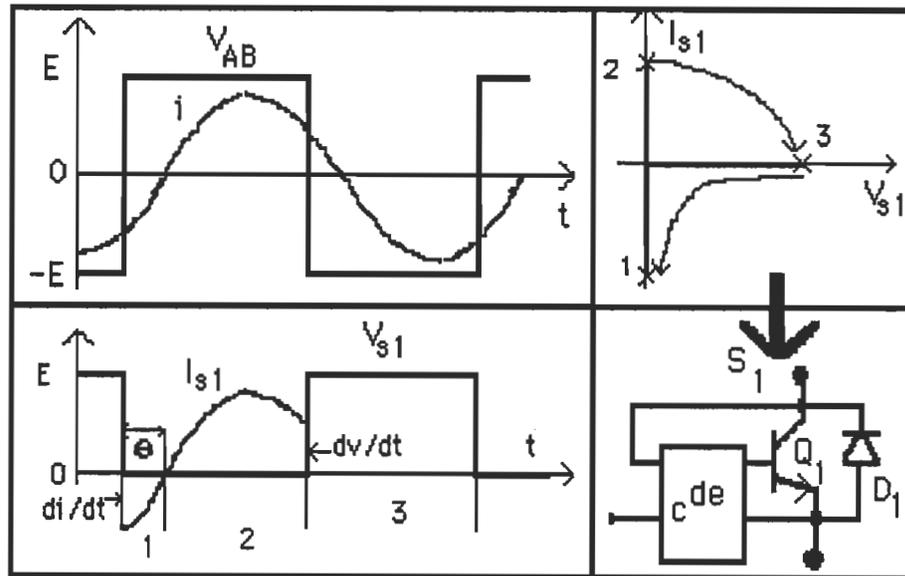


Figure 2.4. Fonctionnement du CRS avec $F_s > F_o$.

L'opération du CRS au-dessus de la fréquence de résonance se fait toujours en mode de conduction continue ($T_s < T_o$) et permet de fonctionner à fréquence élevée. Cependant, le courant de la charge diminue lorsque F_s augmente suite à l'augmentation de l'impédance de l'inductance (Fig.2.1). Dans notre travail, le CRS fonctionne à $F_s > F_o$.

2.2.2.3: Fonctionnement à la fréquence de résonance. ($F_s = F_o$)

Il s'agit du cas limite entre les deux principaux modes d'opération. Le CRS fonctionne à fréquence fixe: le réglage de la puissance dans la charge ne peut s'effectuer que par variation de F_o c-à-d par variation électronique de l'inductance ou du condensateur [11]. Cependant, les interrupteurs peuvent fonctionner à la résonance

en régime dynamique lorsque l'on cherche à minimiser la durée des transitoires et à obtenir une réponse sans dépassement avec une commande par trajectoire optimale (chap.5).

2.3 Analyse du CRS en régime permanent:

En fonction de la fréquence de fonctionnement et de la charge, le circuit équivalent du CRS associé à chaque séquence est analysé par la résolution des équations d'état. La représentation dans l'espace d'état est simplifiée par les hypothèses posées ci-dessus. Le convertisseur est assimilé à un système du second ordre, alimenté par deux tensions carrées indépendantes d'amplitude E et V_0 , quels que soient le régime établi ou transitoire et la fréquence de fonctionnement. Pour plus de généralités, toutes les grandeurs sont normalisées (p.u).

2.3.1 Normalisation:

Les paramètres de base sont:

-La tension de base: $V_b = E$, tension de la source.

-L'impédance de base: $Z_b = Z_0$, impédance caractéristique du circuit résonant.

Les autres grandeurs électriques sont définies en fonction de V_b et Z_b : le courant, la puissance et l'énergie de base sont respectivement déterminés par : $I_b = E/Z_0$; $P_b = E^2/Z_0$; $E_b = P_b/\omega_0$.

Le temps est normalisé par $z = \omega_0.t$ et la fréquence par $F_{sn} = F_s/F_0$. Nous utilisons "transistor" dans le sens de semi-conducteur de puissance commandable à l'ouverture et/ou à la fermeture.

2.3.2 Fonctionnement en-dessous de la fréquence de résonance ($F_{sn} < 1$).

2.3.2.1 Séquences de fonctionnement:

En remplaçant les interrupteurs de la figure 2.2 par le type adéquat montré à la figure 2.3 et selon les semi-conducteurs de puissance en conduction, le CRS (Fig.2.2) passe, pendant un cycle, par quatre séquences dont les circuits équivalents sont représentés à la figure 2.5.

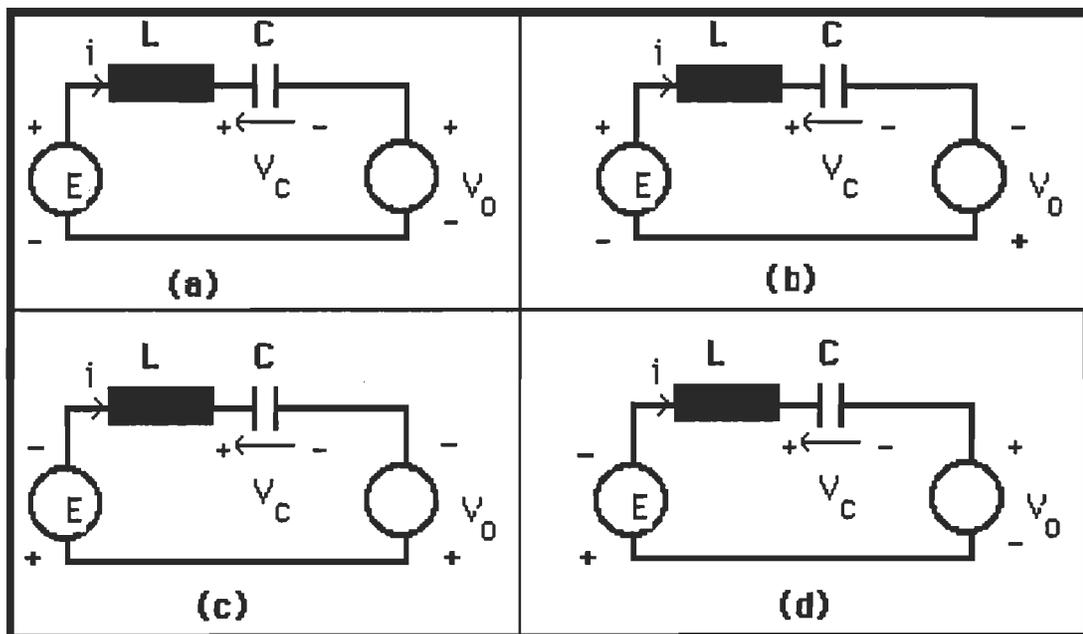


Figure 2.5. Circuits équivalents sur un cycle.

a) $z_0 \leq z < z_1$: Q_1 est en conduction. L'énergie est transférée à la charge et au circuit résonant.

b) $z_1 \leq z < z_2$: D_1 entre en conduction à l'ouverture de Q_1 . Le circuit résonant fournit simultanément de l'énergie à la source et à la charge. C'est la phase de récupération d'énergie.

Les séquences suivantes: (c) Q_2 en conduction et (d): D_2 en conduction sont respectivement symétriques à la première et à la seconde

séquence. La figure 2.3 montre que, pendant les phases (a) et (c), la puissance instantanée dans la charge et le circuit résonant:

$$p(t) = v_{AB}(t) \cdot i(t)$$

est positive. L'énergie est donc transférée de la source vers la charge de l'onduleur. Par contre, la puissance instantanée pendant les phases (b) et (d) est négative: la conduction des diodes de récupération impose au circuit résonant un amortissement. Le régime permanent étant symétrique, notre étude se limitera sur un demi-cycle de fonctionnement: séquences (a) et (b).

2.3.2.2 Mise en équations:

Les équations d'état sont établies comme suit:

$$dx/dt = A \cdot x + B \cdot u.$$

où $x = [i \quad v_C]^T$: vecteur d'état.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice A est constante sur tout le cycle de fonctionnement. La matrice B dépend des semi-conducteurs en conduction.

Pour la séquence (a), on obtient:

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et pour la séquence (b):

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le vecteur de source: $u = [E \ V_0]^T$.

En posant: $q = V_0/E$; $v_{cN} = v_C/E$;
 $i_N = Z_0 \cdot i/E$ ($I_0 = E/Z_0$); (2.5)

et $z = w_0 \cdot t$,

on obtient:

$$A_N = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B_{1N} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B_{2N} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$u_N = [1 \ q]^T.$$

La solution des équations d'état est la suivante:

$$x(z) = e^{A_N \cdot (z - z_0)} \cdot x(z_0) + A_N^{-1} [e^{A_N z} - I] \cdot B_N \cdot u_N; \quad (2.6)$$

Si $z_0 = 0$, la matrice de transition $\Phi(z) = e^{A_N \cdot z}$ est définie par:

$$\Phi(z) = M \cdot e^{D \cdot z} \cdot M^{-1}$$

où M est la matrice modale de A_N et D la matrice diagonale des valeurs propres de A_N :

$$\Phi(z) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{jz} & 0 \\ 0 & e^{-jz} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}$$

d'où

$$\Phi(z) = \begin{bmatrix} \cos(z) & -\sin(z) \\ \sin(z) & \cos(z) \end{bmatrix}$$

Soient I_{oN} et V_{coN} les valeurs initiales du courant i_N et V_{cN} pendant la phase (a), l'équation (2.6) permet d'obtenir:

Pour la première séquence ($0 < z < z_1$):

$$i_N = I_{oN} \cdot \cos(z) - (V_{coN} - 1 + q) \cdot \sin(z) \quad (2.7a)$$

$$v_{cN} = 1 - q + I_{oN} \cdot \sin(z) + (V_{coN} - 1 + q) \cdot \cos(z) \quad (2.7b)$$

Pour la seconde séquence, les conditions initiales sont:

$$I_{1N} = i_N(z_1) = 0 \text{ et}$$

$V_{c1N} = V_{cN}(z_1)$ est la tension maximum du condensateur. Le temps z_1 , déterminé par l'annulation du courant (2.7a), est associé l'angle de conduction β de Q_1 .

$$\beta = \pi - z_1.$$

$$z_1 = \arctg \frac{I_{oN}}{V_{coN} - 1 + q}$$

d'où ($z_1 \leq z < z_2$),

$$v_{cN} = 1 + q + (V_{c1N} - 1 - q) \cdot \cos(z - z_1) \quad (2.8a)$$

$$i_N = -(V_{c1N} - 1 - q) \cdot \sin(z - z_1) \quad (2.8b)$$

Au cours du second demi-cycle, il suffit de remplacer $x(z)$ par $-x(z)$.

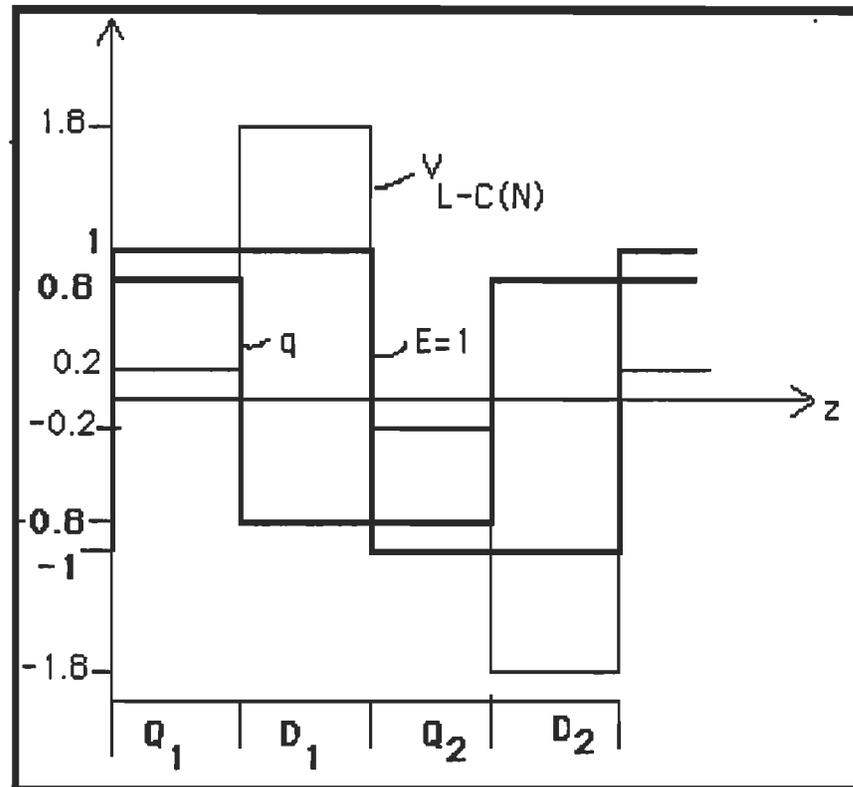


Figure 2.6a. Tensions-onduleur, redresseur et circuit L-C

La figure 2.6a représente les tensions alternatives aux bornes de l'onduleur, du redresseur et du circuit résonant sur un cycle T_s . La tension à l'entrée du pont redresseur est en phase avec le courant i car les diodes du pont commutent à l'annulation du courant i .

$$R_Q^2 = I_{oN}^2 + (V_{coN}^{-1+q})^2,$$

De la même manière, la phase de récupération de l'énergie est représentée par un arc de cercle de centre $(1+q,0)$ et de rayon R_D :

$$R_D = V_{c1N}^{-1-q}. \quad (2.10)$$

Les trajectoires représentant les troisième et quatrième séquences sont respectivement de centres $(-1+q,0)$; $(-1-q,0)$ et de rayons R_Q et R_D . Le centre correspond au régime forcé de la séquence considérée. La figure 2.7 montre la représentation des séquences du CRS.

Dans le plan d'état, la rotation s'effectue dans le sens horaire car le courant dans l'inductance charge le condensateur d'après les conventions adoptées à la figure 2.5. Les points P_1 et P_3 sont associés à la commutation du redresseur, P_2 et P_4 à l'amorçage des semi-conducteurs commandés Q_1 et Q_2 .

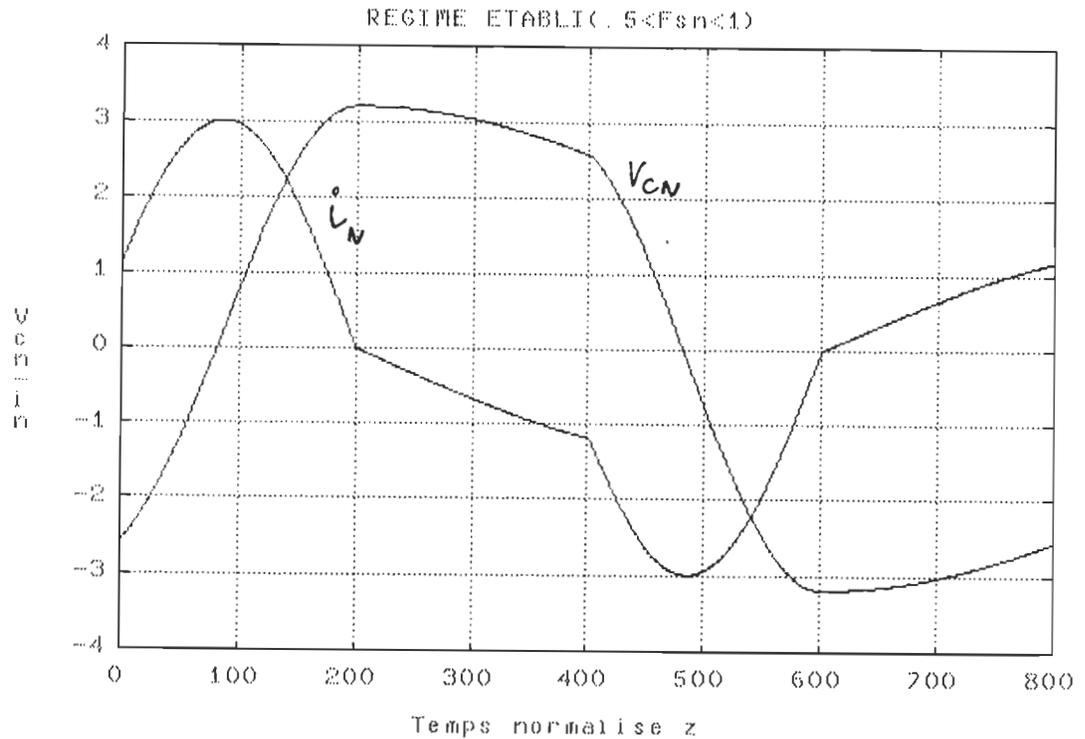


Fig.2.6b: Courant i_N et tension v_{cN} .

La figure 2.6b représente le courant i_N et la tension v_{cN} sur un cycle

2.3.2.3 Représentation des séquences dans le plan d'état:

La représentation, dans le plan d'état (v_{cN}, i_N) , des séquences de fonctionnement est obtenue par élimination du paramètre temps (z) des équations (2.7) et (2.8). La phase d'apport d'énergie (Q_1 fermé) est associée à la trajectoire décrite par:

$$i_N^2 + (v_{cN} - 1 + q)^2 = I_{oN}^2 + (V_{coN} - 1 + q)^2. \quad (2.9).$$

que l'on peut associer à l'invariance de l'énergie dans le circuit résonant.

C'est un arc de cercle de centre $(1-q, 0)$ et de rayon R_Q :

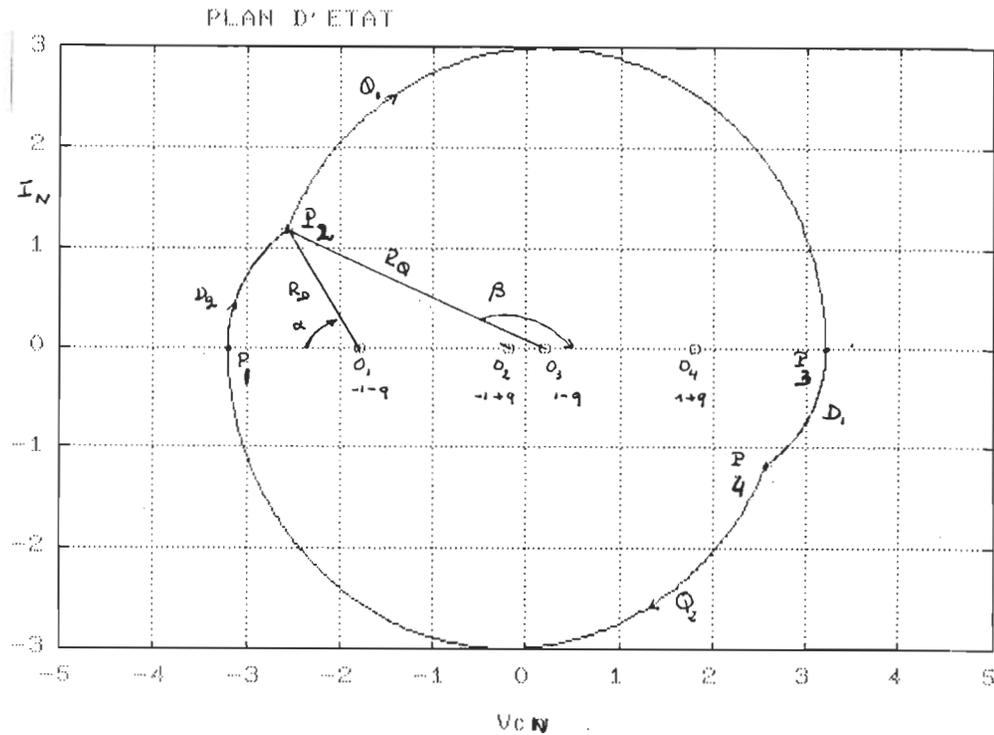


Figure 2.7. Séquences de fonctionnement dans le plan d'état.

2.3.2.4-Détermination géométrique des caractéristiques du CRS.

1^o Rayons des trajectoires: R_D et R_Q .

En régime statique stable, les tensions maximales (positive et négative) aux bornes du condensateur sont égales en valeurs absolues:

$$|V_{cN}(P_1)| = V_{cN}(P_3).$$

d'où $R_D + 1 + q = R_Q + 1 - q$.

On en déduit que:

$$R_Q - R_D = 2 \cdot q \quad (2.11)$$

Dans le triangle $O_1P_2O_3$, on a:

$$R_Q^2 + R_D^2 - 2.R_Q.R_D.\cos \gamma = 4. \quad (2.12)$$

avec $\gamma = \alpha + \beta - \pi$.

et $O_1 O_3 = 2$.

En mode de conduction continue: $\alpha + \beta = \pi / F_{sn}$. (2.13).

D'après les équations (2.11) à (2.13), le rayon normalisé de la trajectoire R_Q correspondant à la séquence de Q_1 est exprimé en fonction de la tension d'alimentation, de la charge q et de la fréquence F_{sn} :

$$R_Q = q + \sqrt{1 + (1 - q^2).tg^2 \Phi} \quad (2.14).$$

où $\Phi = \alpha + \beta / 2 = \pi / (2.F_{sn})$

2° Dimensionnement des composants.

De la représentation dans le plan d'état, les principales caractéristiques du CRS sont géométriquement déterminées (Fig.2.7):

*Circuit résonant:

-Tension-crête du condensateur:

$$V_{cN,p} = R_Q + 1 - q. \quad (2.15).$$

ou, en utilisant (2.14), on obtient:

$$V_{cN,p} = 1 + \sqrt{1 + (1 - q^2).tg^2 \Phi}$$

-Courant-crête dans l'inductance:

$$I_{N,p} = R_Q \quad (2.16).$$

ou d'après l'équation (2.14):

$$I_{N,p} = q + \sqrt{1 + (1 - q^2).tg^2 \Phi}$$

*Semiconducteurs:

-Courant crête dans Q₁ ou Q₂:

$$I_{Q,p} = R_Q ;$$

-Courant crête dans D₁ ou D₂:

Si $\alpha \leq \pi/2$: $I_{D,p} = R_D \cdot \sin \alpha$.

Si $\alpha > \pi/2$: $I_{D,p} = R_D$.

-Courant moyen dans Q₁ ou Q₂:

Pendant la conduction de Q₁, le condensateur se charge de $-V_{coN}$ à $V_{cN,p}$; le courant moyen sur un demi-cycle correspondant à $(\alpha + \beta)$ vaut:

$$I_{Q,moy} = \frac{V_{cN,p} - V_{coN}}{\alpha + \beta}$$

or à la figure 2.7, on a:

$$V_{coN} = 1 - q - R_Q \cdot \cos(\pi - \beta).$$

Avec l'équation précédente et (2.15), on obtient:

$$I_{Q,moy} = (F_{sn}/\pi) \cdot R_Q \cdot (1 - \cos \beta). \quad (2.17)$$

-Courant moyen dans D₁ ou D₂:

De la même façon, on obtient le courant moyen dans la diode anti-parallèle D₁ ou D₂:

$$I_{D,moy} = (F_{sn}/\pi) \cdot R_D \cdot (1 - \cos \alpha). \quad (2.18)$$

-Les courants efficaces sont déterminés par intégration. A partir de (2.17) et (2.18), le courant moyen fourni par la source $I_{S,moy}$ et celui fourni à la charge $I_{o,moy}$ sont calculés comme suit:

$$I_{S,moy} = I_{Q,moy} - I_{D,moy}$$

$$I_{o,moy} = I_{Q,moy} + I_{D,moy}$$

d'où

$$\begin{aligned} I_{S,moy} &= (F_{sn}/\pi) \cdot (R_D + R_Q - 2) \text{ et} \\ I_{o,moy} &= (F_{sn}/\pi) \cdot (R_D + R_Q + 2). \end{aligned} \quad (2.19).$$

* Tension et courant moyen à la sortie.

-Le courant moyen de la charge $I_{o,moy}$ peut se ramener sous la forme:

$$I_{o,moy} = \frac{1 + \sqrt{1 + (1-q^2) \cdot \text{tg}^2 \Phi}}{\Phi} \quad (2.19)$$

or,

$$V_{cN,p} = 1 + \sqrt{1 + (1-q^2) \cdot \text{tg}^2 \Phi}$$

d'où

$$I_{o,moy} = \frac{V_{cN,p}}{\Phi}$$

On peut réécrire cette expression en fonction de la fréquence de fonctionnement F_{sn} :

$$I_{o,moy} = 0.637 \cdot V_{cN,p} \cdot F_{sn}$$

(2.20)

Pour un courant sinusoïdal, $I_{o,moy} = 0.637 \cdot I_{max}$. L'équation (2.20) montre que le courant moyen dans la charge est directement proportionnel à la surtension aux bornes du condensateur dans le circuit résonant. Le dimensionnement du condensateur doit tenir compte de la contrainte (2.20).

-Tension moyenne q de la charge (résistive):

En posant $R_N = R/Z_0$, la tension q est donnée par:

$$q = R_N \cdot I_{0, \text{moy.}}$$

Avec (2.19), on a:

$$q^2 \left(\frac{\Phi^2}{R_N^2} + \operatorname{tg}^2 \Phi \right) + \frac{2 \cdot \Phi}{R_N} \cdot q - \operatorname{tg}^2 \Phi = 0.$$

Si on pose:

$$m = 2 \cdot \Phi \text{ et } p = R_N / \Phi,$$

alors, on obtient:

$$q = p \cdot \frac{1 + \cos m + \sqrt{2(1 + \cos m) + p^2 \cdot (1 - \cos m)^2}}{1 + \cos m + p^2 \cdot (1 - \cos m)} \quad (2.21)$$

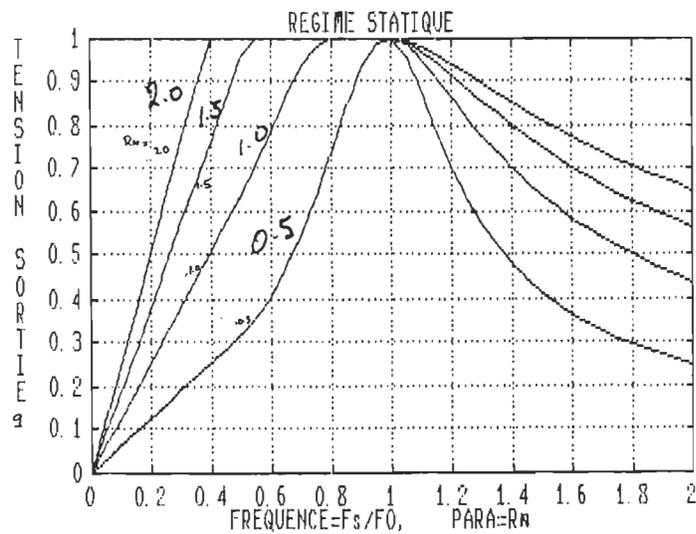


Figure 2.8. Caractéristique q - F_{SN} .

La figure 2.8 montre la tension q en fonction de la fréquence, avec la résistance de charge comme paramètre.

2.3.2.5 Cas Particuliers:

1^o Mode de conduction discontinue type-1. ($0.5 \leq F_{sn} < 1$).

La tension de sortie q est inférieure ou égale à 1, d'après les hypothèses adoptées. Or, l'équation (2.21) peut conduire à des valeurs de $q > 1$ pour certaines charges: dans ce cas, le CRS fonctionne en mode de conduction discontinue type-1 (MCD-1) et la tension $q = 1$ (Fig.2.8).

*La charge critique: R_{cN}

La charge R_{cN} est la valeur minimum de la charge pour laquelle le CRS commence à fonctionner dans le mode sus-mentionné.

On obtient:

$$R_{cN} \cdot I_{o,moy} = 1 \text{ avec } q=1$$

De (2.19), on en déduit que:

$$I_{o,moy} = 1 / (2 \cdot \Phi).$$

avec $\Phi = (\alpha + \beta) / 2 = \pi / (2 \cdot F_{sn})$.

d'où $R_{cN} = \pi / (4 \cdot F_{sn})$. (2.22).

Pour toute charge R_N supérieure à R_{cN} , le convertisseur fonctionne en mode discontinu type-1.

Exemple: Si $F_{sn} = 0.6$, alors $R_{cN} = 1.31$.

Par "dénormalisation":

$$R_c = 1 / (8 \cdot F_s \cdot C). \text{ avec } 0.5F_o \leq F_s < F_o.$$

*Fréquence de fonctionnement critique: F_{snc}

On peut déterminer la fréquence critique à laquelle le CRS opère en MCD-1 pour une charge résistive donnée R_N . De (2.22), on obtient:

$$F_{snc} = 0.25 \cdot \pi \cdot R_N$$

Exemple: Si $R_N=1$, alors $F_{SN}=0.786$.

2^o Mode de conduction discontinue type-2. ($F_{SN} \leq 0.5$).

a-Séquences de fonctionnement:

La période d'opération étant supérieure à celle de la résonance, le courant i s'annule dans S_1 avant que le second interrupteur ne soit amorcé. Le courant est nul durant τ (entre la fin de conduction de D_1 et le début de conduction de Q_2) et la tension v_C reste constante pendant cet intervalle de temps.

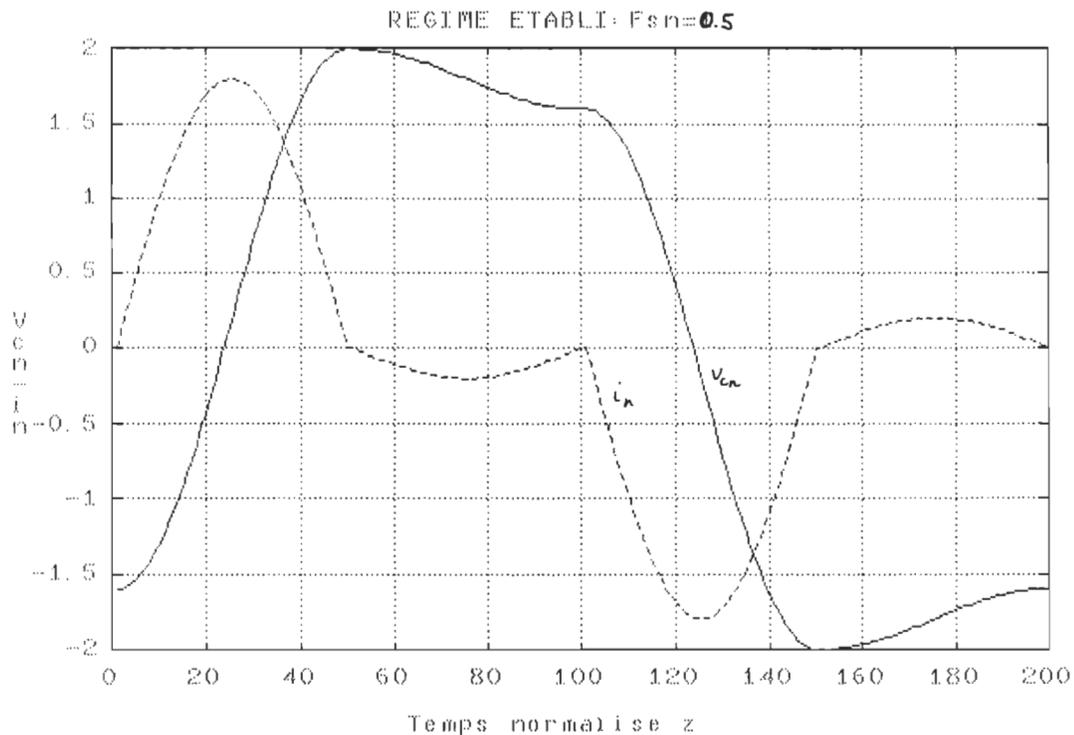


Fig.2.9: Courant i_N et tension v_{CN} en MCD-2 ($\tau=0$).

Les séquences de fonctionnement sont les mêmes que pour le cas où F_{SN} : $0.5 \leq F_{SN} < 1$, sauf qu'il faut ajouter une 5^{ème} dans laquelle les variables d'état sont figées: $i_N = 0$ et $v_{CN} = \text{constante}$.

Dans ce mode, les angles de conduction de Q_1 et D_1 sont tels que:

$$\alpha \geq \pi \text{ et } \beta = \pi.$$

La figure 2.9 montre le courant i_N et la tension V_{CN} à la fréquence limite $F_{sn}=0.5$ c-à-d $\tau=0$.

b-Plan d'état:

Pour une tension donnée q , les trajectoires à différentes fréquences F_{sn} coïncident dans le plan (V_{CN}, i_N) et ne diffèrent que par la valeur de τ . La figure 2.10 montre la trajectoire pour $q=0.8$ et $F_{sn}=0.5$.

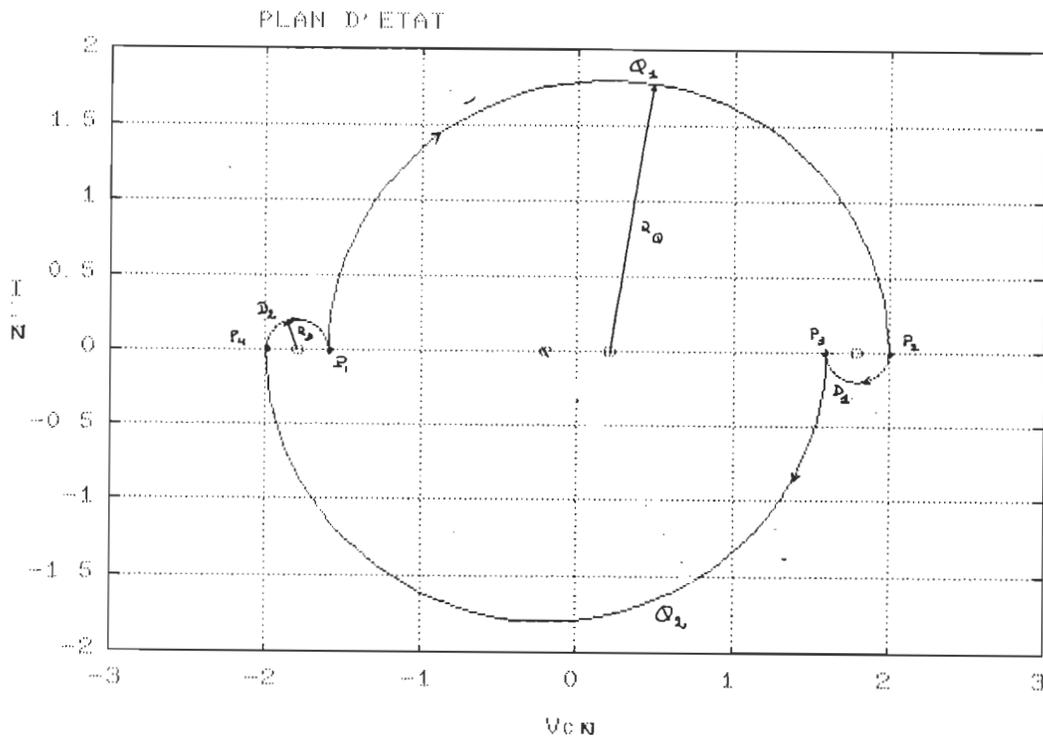


Figure 2.10. Plan d'état en MCD-2.

c-Caractéristiques du CRS:

*Rayons des trajectoires:

Sur la figure 2.10, on a:

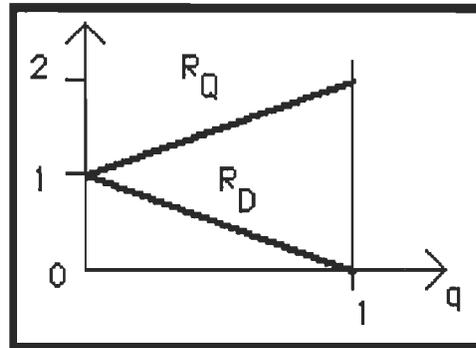
$$R_Q + R_D = (1+q) + (1-q), \text{ d'où } R_Q + R_D = 2. \quad (2.23)$$

et $|V_{cN,p}^-| = V_{cN,p}^+$, d'où $R_Q - R_D = 2.q$ (2.24)

Des relations (2.23) et (2.24), on en déduit que:

$$R_Q = 1+q \text{ et } R_D = 1-q. \quad (2.25)$$

Les rayons R_Q et R_D ne dépendent que de la tension de la charge q lorsque la tension d'entrée est fixe.



*Circuit résonant:

La tension-crête du condensateur et le courant crête dans l'inductance sont:

$$V_{cN,p} = 2$$

et

$$I_{N,p} = R_Q = 1+q.$$

*Semi-conducteurs:

Les courants-crêtes sont déterminés à partir de la figure 2.10:

-Dans le transistor Q: $I_{Q,p} = R_Q$

-Dans la diode D: $I_{D,p} = R_D$

Les courants moyens sont obtenus à partir de (2.17) et (2.18) dans lesquelles on pose $\alpha = \beta = \pi$, on arrive alors aux expressions suivantes:

$$I_{Q,moy} = 2 \cdot (F_{SN}/\pi) \cdot R_Q. \quad (2.17b)$$

$$I_{D,moy} = 2 \cdot (F_{SN}/\pi) \cdot R_D \quad (2.18b)$$

Pour le courant moyen dans le circuit résonant (fourni par la source),

on a: $I_{S,moy} = I_{Q,moy} - I_{D,moy}$,

d'où $I_{S,moy} = 4 \cdot q \cdot F_{SN}/\pi$.

*La charge:

Le courant moyen dans la charge $I_{O,moy}$ est déterminé aussi à l'aide de (2.17a) et (2.18a). On obtient:

$$\begin{aligned} I_{O,moy} &= I_{Q,moy} + I_{D,moy} \\ &= 2 \cdot (F_{SN}/\pi) \cdot (R_Q + R_D) \end{aligned}$$

or, $R_Q + R_D = 2$

d'où $I_{O,moy} = 4 \cdot F_{SN}/\pi$. (2.20a)

$I_{O,moy}$ est proportionnel à la fréquence d'opération et indépendant de la charge (Fig.2.8). Le CRS fonctionnant en MCD-2 se comporte donc comme une source de courant.

Pour la tension moyenne à la sortie q avec une charge résistive, on a:

$$q = 4 \cdot R_N \cdot F_{SN}/\pi \quad (2.21a)$$

Ceci termine l'étude du CRS fonctionnant en-dessous de la fréquence de résonance.

2.3.3 Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance ($F_{SN} > 1$).

Les séquences de fonctionnement sont les mêmes que dans le cas précédent; seul l'ordre de conduction de semi-conducteurs de puissance est différent: D1-Q1-D2-Q2 au lieu de Q1-D1-Q2-D2.

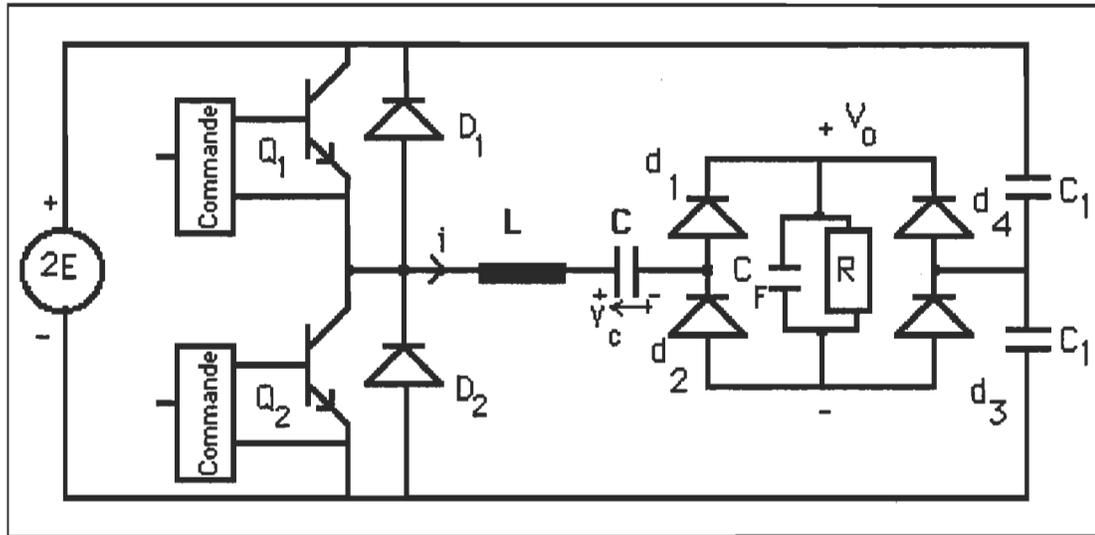


Figure 2.11a. Convertisseur à résonance série.

La charge de l'onduleur de tension est de type inductif et le courant i , en phase avec la tension ca aux bornes du redresseur, est en retard sur la tension V_{AB} (fig.2.4). Le circuit équivalent est similaire à celui obtenu pour le fonctionnement en-dessous de la fréquence de résonance (fig.2.5) et est montré à la figure 2.11b. On pose les mêmes hypothèses que dans le cas du fonctionnement en-dessous de la fréquence de résonance et on utilise les mêmes grandeurs de base pour la normalisation.

a) $t_0 \leq t < t_1$: D_1 est en conduction. Le circuit résonant fournit simultanément de l'énergie à la source et à la charge. C'est la phase de récupération.

b) $t_1 \leq t < t_2$: Q_1 entre en conduction lorsque le courant s'annule dans la diode D_1 . L'énergie est transférée au circuit résonant et à la charge.

Les séquences (c) et (d) sont respectivement similaires aux séquences (a) et (b). Le régime permanent étant symétrique, notre étude se

limitera sur un demi-cycle de fonctionnement: séquences (a) et (b).

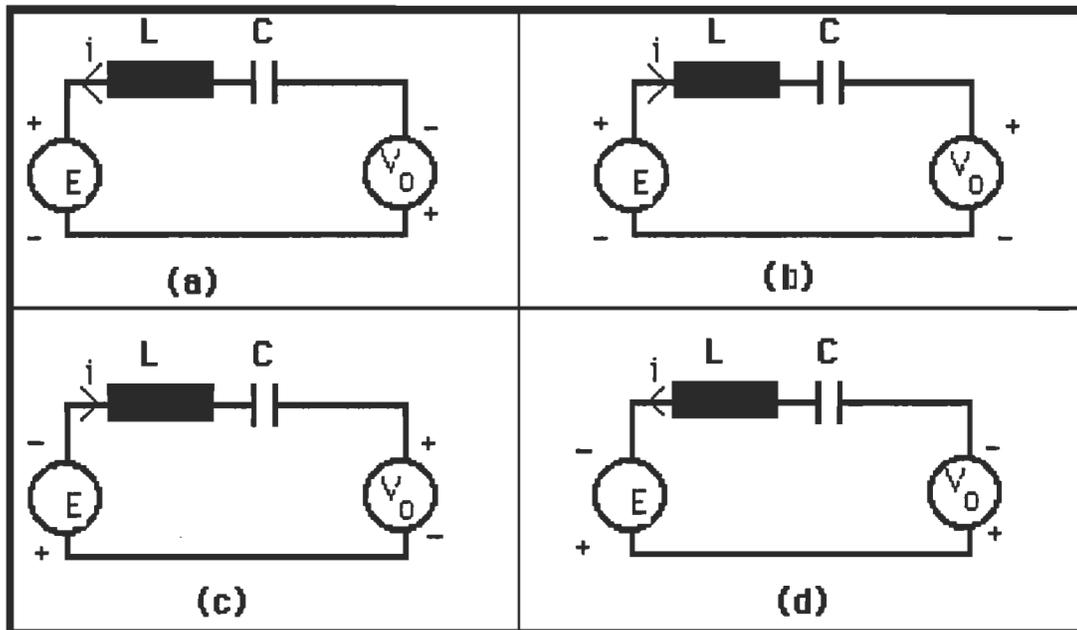


Figure 2.11b. Séquences de fonctionnement sur un cycle.

2.3.3.1-Expressions des variables d'état:

Les équations d'état du système sont établies comme suit:

$$dx/dt=A.x+B.u.$$

où $x=[i \ v_C]^T$ est le vecteur d'état et $u=[E \ V_0]^T$, le vecteur de source.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice A est constante sur tout le cycle de fonctionnement. La matrice B dépend des semi-conducteurs en conduction. Pour les séquences (a) et(b), on obtient respectivement:

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les matrices normalisées, le vecteur des sources et le vecteur des variables d'état sont alors données par les valeurs suivantes:

$$A_N = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_{1N} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_{2N} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$u_N = [1 \ q]^T; \quad x = [i_N \ v_{cN}]^T.$$

La solution des équations d'état, en régime permanent, est:

$$x(z) = e^{A_N \cdot (z - z_0)} \cdot x(z_0) + \int_{z_0}^z e^{A_N \cdot (z-r)} \cdot B_{iN}(r) \cdot u_N(r) \cdot dr.$$

Dans une séquence, B_{iN} et u_N étant des constantes, on obtient:

$$x(z) = e^{A_N \cdot (z - z_0)} \cdot x(z_0) + A_N^{-1} [e^{A_N \cdot (z - z_0)} - I] \cdot B_{iN} \cdot u_N;$$

Si $z_0 = 0$, la matrice de transition d'état $\Phi(z) = e^{A_N \cdot z}$ est déterminée par:

$$\Phi(z) = M^{-1} \cdot e^{D \cdot z} \cdot M,$$

où M est la matrice modale de A_N et D la matrice diagonale des valeurs propres de A_N :

$$\Phi(z) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{jz} & 0 \\ 0 & e^{-jz} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}$$

d'où

$$\Phi(z) = \begin{bmatrix} \cos(z) & -\sin(z) \\ \sin(z) & \cos(z) \end{bmatrix}$$

Soient $-I_{oN}$ et $-V_{coN}$ les valeurs initiales du courant i_N et de la tension V_{cN} , les expressions des variables d'état en fonction du temps normalisé z sont:

-Pendant la phase de récupération (D1):

$$i_N = -I_{oN} \cdot \cos(z) + (V_{coN} + 1 + q) \cdot \sin(z) \quad (2.22a)$$

$$v_{cN} = 1 + q - I_{oN} \cdot \sin(z) - (V_{coN} + 1 + q) \cdot \cos(z) \quad (2.22b)$$

-Pendant la phase d'apport d'énergie (Q1), les conditions initiales sont:

$$I_{1N} = i_N(z_1) = 0$$

et

$$V_{c1N} = v_{cN}(z_1)$$

V_{c1N} est la tension maximum du condensateur, où z_1 , déterminé par l'annulation du courant (2.22a), est l'angle α de conduction de D_1 .

$$z_1 = \arctg \frac{I_{oN}}{V_{coN} + 1 + q}$$

$$\text{d'où } i_N = -(V_{c1N} - 1 + q) \cdot \sin(z - z_1) \quad (2.23a)$$

$$v_{cN} = 1 - q + (V_{c1N} - 1 + q) \cdot \cos(z - z_1) \quad (2.23b)$$

Au cours du second demi-cycle, il suffit de remplacer $x(z)$ par $-x(z)$.

La figure 2.11(b) correspond au courant i_N et la tension V_{cN} sur un cycle T_s .

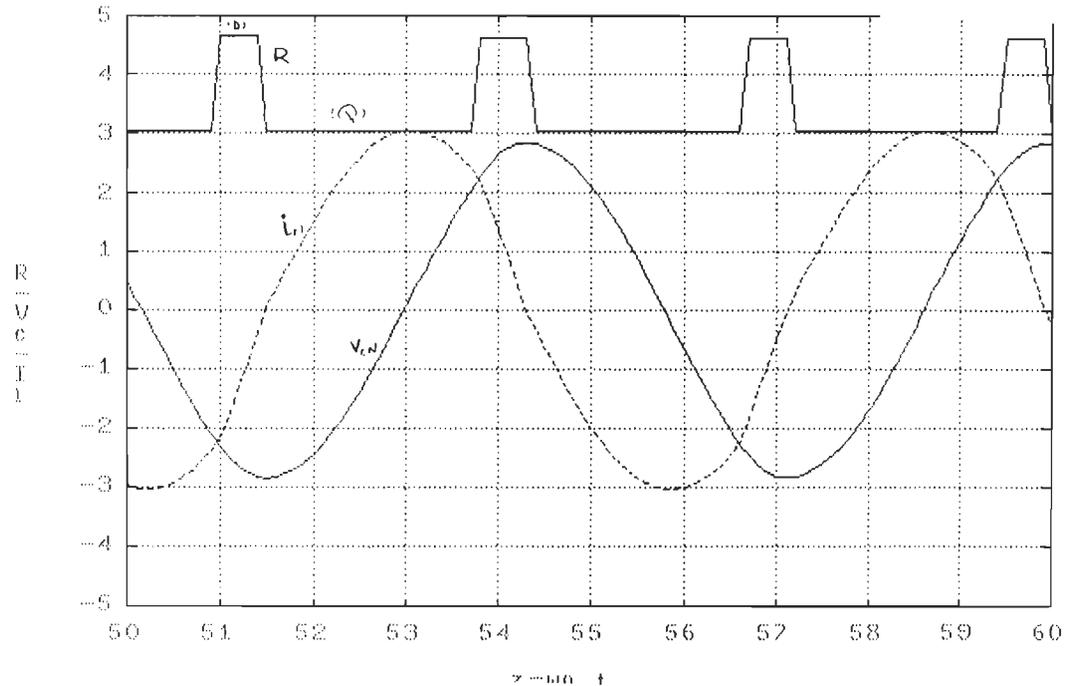


Figure 2.11c. Courant i_N et tension v_{cN}

2.3.3.2 Plan d'état

A partir des équations (2.22) et (2.23) et par élimination du paramètre z , l'équation normalisée des trajectoires est la suivante.

$$i_N^2 + (v_{cN} - V_N)^2 = I_{0N}^2 + (V_{c0N} - V_N)^2 = R^2$$

Cette équation est celle d'un arc de cercle de centre $(V_N, 0)$ et de rayon R .

Pour la trajectoire de D_1 , on a:

$$V_N = 1 + q \quad \text{et} \quad R_D^2 = I_{0N}^2 + (V_{c0N} + 1 + q)^2$$

et pour celle de Q_1 :

$$V_N = 1 - q \quad \text{et} \quad R_Q^2 = I_{1N}^2 + (V_{c1N} - 1 + q)^2$$

ou

$$R_Q = [I_{0N}^2 + (V_{c0N} + 1 + q)^2]^{1/2} - 2$$

Les trajectoires correspondant aux quatre séquences de fonctionnement sont représentées, dans le plan d'état, à la figure 2.12.

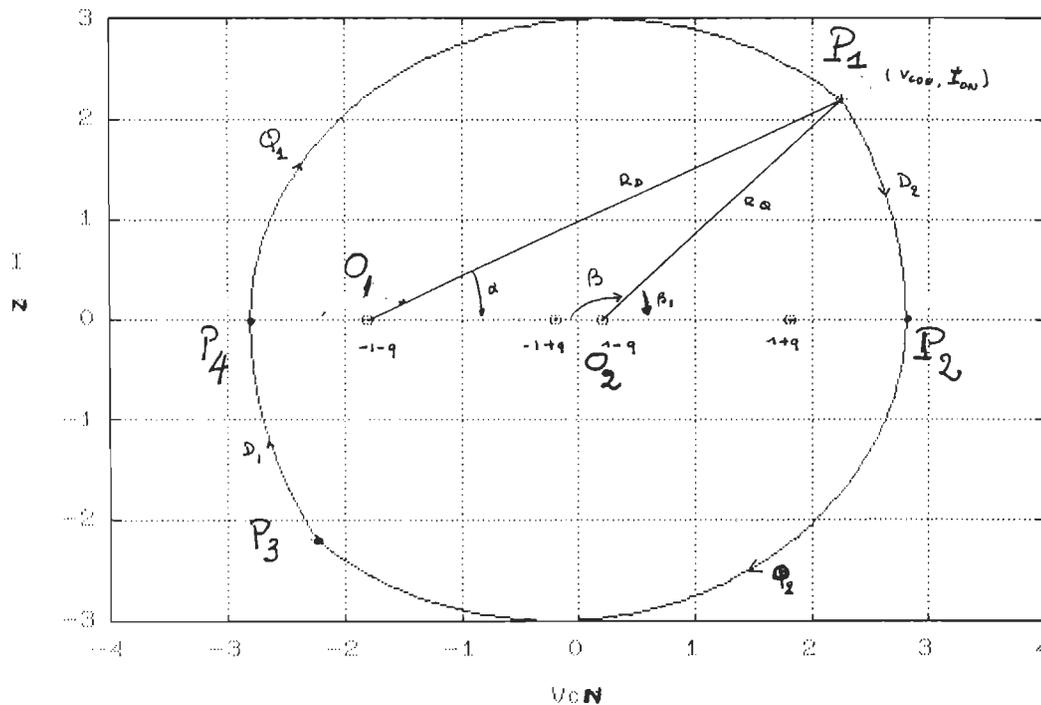


Figure 2.12. Plan d'état ($F_s > F_o$).

Les commutations du CRS, au-dessus de la fréquence de résonance, s'effectuent dans les premier et troisième quadrants du plan (v_{cN}, i_N) . Les caractéristiques du convertisseur sont déterminées à partir de la figure 2.12, après avoir exprimé les rayons en fonction de la fréquence F_{sn} et des tensions d'entrée et de sortie normalisées.

2.3.3.3 Rayons des trajectoires: R_D et R_Q .

De la même manière que dans le cas où le convertisseur fonctionne en-dessous de la fréquence de résonance, on utilise le triangle (centre de D_2 , Point de commutation P_1 et centre de Q_1) de la figure 2.12 et le fait que: $|V_{cN}(P_4)| = V_{cN}(P_1)$, on obtient les résultats suivants:

$$R_D = q + \sqrt{1 + (1 - q)^2 \cdot \text{tg}^2 \Phi} \quad (2.24a)$$

$$R_Q = -q + \sqrt{1 + (1 - q^2) \cdot \text{tg}^2 \Phi} \quad (2.24b)$$

où, $\Phi = (\alpha + \beta)/2 = \pi / (2 \cdot F_{sn})$; α et β sont respectivement les angles de conduction des diodes et des transistors.

2.3.3.4 Dimensionnement du convertisseur:

*Circuit résonant:

La tension-crête aux bornes du condensateur $V_{cN,p}$ et le courant maximal $I_{N,p}$ dans la bobine sont exprimés en fonction des tensions normalisées d'entrée et de sortie et du rayon R_Q :

$$V_{cN,p} = R_Q^{-1+q};$$

ou en éliminant R_Q par (2.24b):

$$V_{cN,p} = -1 + \sqrt{1 + (1 - q^2) \cdot \text{tg}^2 \Phi}$$

si l'angle de conduction du transistor $\beta \geq \pi/2$,

$$I_{N,p} = R_Q$$

sinon

$$I_{N,p} = R_Q \cdot \sin \beta.$$

*Semi-conducteurs:

-Le courant maximal $I_{QN,p}$ dans le transistor est égal au courant crête dans le circuit résonant: $I_{QN,p} = I_{N,p}$; tandis que le courant-crête $I_{DN,p}$ dans la diode anti-parallèle est déterminé par:

$$I_{DN,p} = R_D \cdot \sin \alpha.$$

-Les courants moyens dans les semi-conducteurs sont calculés de la même façon que dans le cas du fonctionnement avec $F_s < F_o$:

$$I_{Q,moy} = (F_{sn}/\pi) \cdot R_Q \cdot (1 - \cos \beta). \quad (2.25a)$$

$$I_{D,moy} = (F_{sn}/\pi) \cdot R_D \cdot (1 - \cos \alpha). \quad (2.25b)$$

*Charge:

-Le courant moyen $I_{O,moy}$ dans la charge est déterminé à partir des courants moyens dans les semi-conducteurs de puissance de l'onduleur:

$$I_{O,moy} = I_{Q,moy} + I_{D,moy};$$

d'où,

$$I_{O,moy} = (F_{SN}/\pi) \cdot [R_Q + R_D - R_D \cdot \cos \alpha - R_Q \cdot \cos \beta].$$

A partir de la figure 2.12, on a:

$$R_D \cdot \cos \alpha = V_{cN} - 1 + q;$$

et

$$R_Q \cdot \cos \beta_1 = V_{cN} - 1 + q;$$

avec $\beta_1 = \pi - \beta \implies -R_Q \cdot \cos \beta = V_{cN} - 1 + q$

Finalement, l'expression du courant moyen dans la charge est la suivante:

$$I_{O,moy} = (F_{SN}/\pi) \cdot [R_Q + R_D - 2]. \quad (2.26)$$

Il suffit de remplacer R_Q et R_D par leurs valeurs pour exprimer le courant moyen à la sortie $I_{O,moy}$ en fonction des principales grandeurs du CRS:

$$I_{O,moy} = \frac{-1 + \sqrt{1 + (1-q^2) \cdot \text{tg}^2 \Phi}}{\Phi} \quad (2.27)$$

or,

$$V_{cN,p} = -1 + \sqrt{1 + (1-q^2) \cdot \text{tg}^2 \Phi}$$

Il en résulte:

$$I_{O,moy} = \frac{V_{cN,p}}{\Phi}$$

En fonction de la fréquence d'opération, cette expression devient:

$$I_{o,moy} = 0.637 \cdot V_{cN,p} \cdot F_{sn}$$

(2.28).

Nous constatons que, lorsque le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, le courant moyen dans la charge satisfait à une même équation à toute fréquence (2.20) et (2.28): il est directement proportionnel à la tension-crête aux bornes du condensateur.

-Tension moyenne q de la charge (résistive):

En posant $R_N = R/Z_o$, la tension q est donnée par:

$$q = R_N \cdot I_{o,moy}$$

Avec (2.27), on a:

$$q^2 \left(\frac{\Phi^2}{R_N^2} + \operatorname{tg}^2 \Phi \right) + \frac{2 \cdot \Phi}{R_N} \cdot q - \operatorname{tg}^2 \Phi = 0.$$

Si on pose: $m = 2 \cdot \Phi$ et $p = R_N / \Phi$,

alors, nous obtenons la valeur de la tension à la sortie du convertisseur:

$$q = p \cdot \frac{-1 - \cos m + \sqrt{2 \cdot (1 + \cos m) + p^2 \cdot (1 - \cos m)^2}}{1 + \cos m + p^2 \cdot (1 - \cos m)}$$

(2.29)

La figure 2.8 représente la tension q en fonction de la fréquence, le paramètre étant la charge normalisée R_N .

Pour terminer ce chapitre, la représentation dans le plan d'état permet d'évaluer l'énergie instantanée stockée dans le circuit résonant.

2.4 Energie totale du circuit résonant série.

En un instant t quelconque, l'énergie totale dans le circuit résonant est la somme de l'énergie dans le condensateur et celle emmagasinée dans la bobine:

$$E_T = (C \cdot V_C^2) / 2 + (L \cdot i^2) / 2.$$

Par normalisation avec $E_b = P_b / \omega_0$, nous obtenons:

$$E_{TN} = \frac{I_N^2 + V_{cN}^2}{2}$$

(2.30a)

Si l'on pose d la distance de l'origine du plan d'état au point représentatif du convertisseur, l'équation (2.30a) devient:

$$E_{TN} = d^2 / 2. \quad (2.30b)$$

L'énergie en p.u. est donc directement proportionnelle au carré de la distance d ; elle atteint sa valeur maximale à l'inversion du sens du courant dans le circuit résonant ($i_N = 0$):

$$E_{TN,p} = 0.5 V_{cN,p}^2.$$

2.5. Conclusion

Nous avons montré l'importance du plan d'état pour l'étude du convertisseur à résonance. Les principales caractéristiques (tension et courant crête dans le circuit oscillant, courants moyens dans les interrupteurs et la charge, l'énergie stockée dans le circuit L-C,...) ont été déterminées de manière géométrique dans le cas du fonctionnement en mode de conduction continue. La conduction discontinue constitue un cas problématique car la méthode du plan

d'état la réduit en un seul point ($V_{cN}=\text{constante}$, $i_N=0$). Il faut alors revenir aux méthodes analytiques.

La méthode du plan d'état constitue un moyen efficace pour analyser les systèmes du second ordre. Appliquée au convertisseur à résonance, cette technique permet de déterminer géométriquement les principales caractéristiques du convertisseur

CHAPITRE III:

STRATÉGIES DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS À RÉSONANCE.

3.0 Introduction:

Les éléments réactifs constituent les éléments critiques [4,14] pour la commande d'un convertisseur. Dans les convertisseurs MLI (fig.3.1a), seul le filtre de sortie emmagasine de l'énergie. Comme la constante de temps de celui-ci est beaucoup plus grande que la durée d'un cycle du convertisseur, la sortie est régulée en contrôlant l'énergie fournie par la source. Le comportement dynamique du convertisseur est prévisible et dépend des caractéristiques du filtre et de la loi de variation du rapport cyclique.

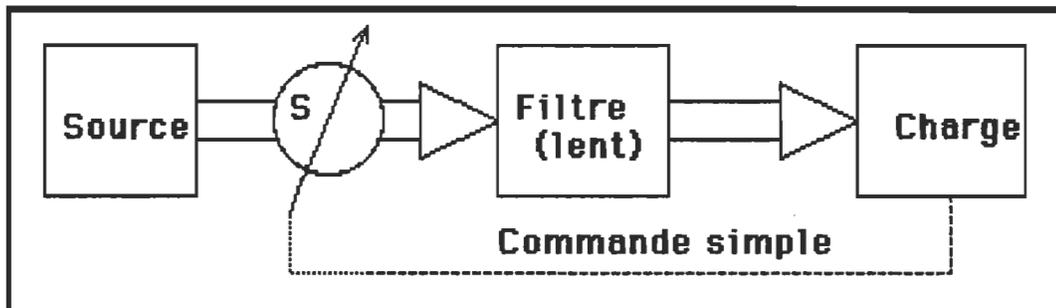


Figure 3.1a. Schéma-bloc d' un convertisseur MLI.

Le problème de commande d'un CRS est beaucoup plus complexe à cause de la présence d'une seconde constante de temps (circuit résonant) du même ordre de grandeur que la période de fonctionnement de l'unité de conversion (Fig.3.1b): sur un demi-cycle, une importante

quantité d'énergie pulsée est échangée entre la source et la charge.

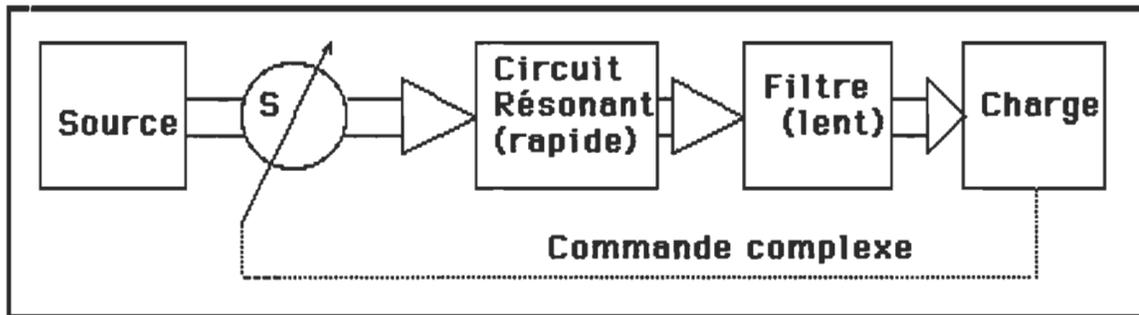


Figure 3.1b. Schéma-bloc d'un convertisseur à résonance .

La réponse du circuit résonant étant rapide, le comportement dynamique du CRS est souvent imprévisible, avec des séquences irrégulières de conduction de semi-conducteurs de puissance accompagnées de pic d'énergie dans le circuit résonant et de contraintes excessives en courant et/ou en tension sur les interrupteurs.

Pour résoudre ce problème, la commande optimale a été introduite (chap.4) mais nous analysons tout d'abord les méthodes couramment utilisées pour régler la puissance dans le CRS monophasé fonctionnant à fréquence variable. De nouvelles méthodes de commande permettant un fonctionnement à fréquence fixe ont été proposées dans [11].

3.1. Commande par le courant moyen (ASDTIC).

Dans cette méthode, une tension proportionnelle au courant redressé "double alternance" $|i|$, est comparée à un signal de référence V_r . L'erreur est intégrée et donne un signal V_1 .

Le signal de commande de la base/gâchette est généré quand $V_1 = V_T$, où V_T est une tension de seuil (fig.3.2).

$$V_1 = \int_{t_k}^t (k \cdot |i| - V_r) \cdot dt$$

(3.1)

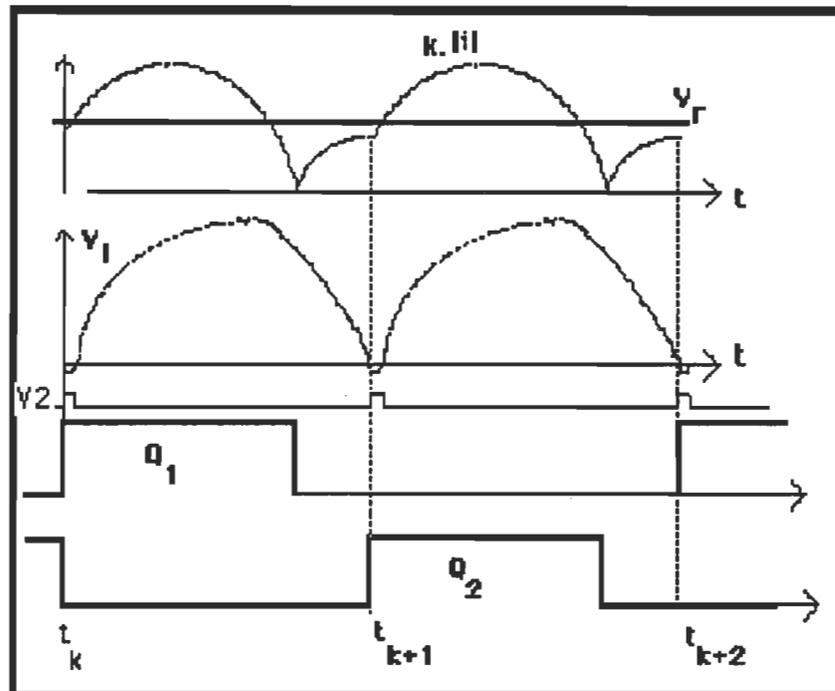
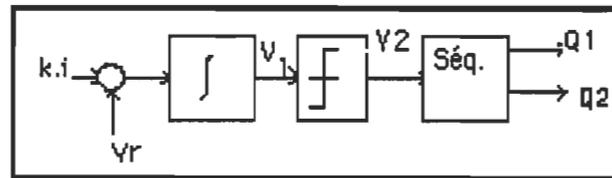


Figure 3.2. Signaux pour la commande "ASDTIC".

Aux instants $t_k, t_{k+1}, t_{k+2}, \dots$:

$$V_1(t_k) = V_1(t_{k+1}) = V_T;$$

d' où l'intégrale définie dans (3.1) est nulle:

$$V_1 = \int_{t_k}^{t_{k+1}} (k \cdot |i| - V_r) \cdot dt = 0$$

Si V_r est constante, on obtient:

$$\int_{t_k}^{t_{k+1}} |i| \cdot dt = \frac{T_k \cdot V_r}{k} \quad (3.2)$$

où $T_k = t_{k+1} - t_k$ est la demi-période de fonctionnement en régime permanent. L'équation (3.2) montre que cette méthode de commande impose un courant moyen à la charge. En effet, de cette relation, on a:

$$I_{o,moy} = \frac{1}{T_k} \int_{t_k}^{t_{k+1}} |i| \cdot dt = \frac{V_r}{k} \quad (3.3).$$

Le convertisseur, muni de la loi de commande "ASDTIC" (Analog Signal to Discrete Time Interval Converter), se comporte comme une source de courant. Avec une seconde boucle de contre-réaction de la tension de sortie, l'unité de conversion se comportera soit comme une source de tension limitée en courant soit comme une source de courant limitée en tension. Cette stratégie de commande, satisfaisante avec de faibles dynamiques, ne l'est plus lorsque le convertisseur est soumis aux fortes perturbations [14].

3.2 Commande par la tension du condensateur:

Pendant la phase de récupération (D_1 ou D_2 en conduction), l'amplitude de la tension V_C aux bornes du condensateur diminue ($F_{sn} < 1$) ou augmente ($F_{sn} > 1$). Lorsque V_C atteint la valeur de référence V_r , les semi-conducteurs de puissance commandables sont amorcés ou

bloqués suivant la fréquence d'opération.

En-dessous de la fréquence de résonance (fig.3.3), si la condition suivante est satisfaite [14]:

$$-k.V_C - V_r \leq 0, \quad (3.4).$$

alors, Q_1 (ou Q_2) est amorcé .

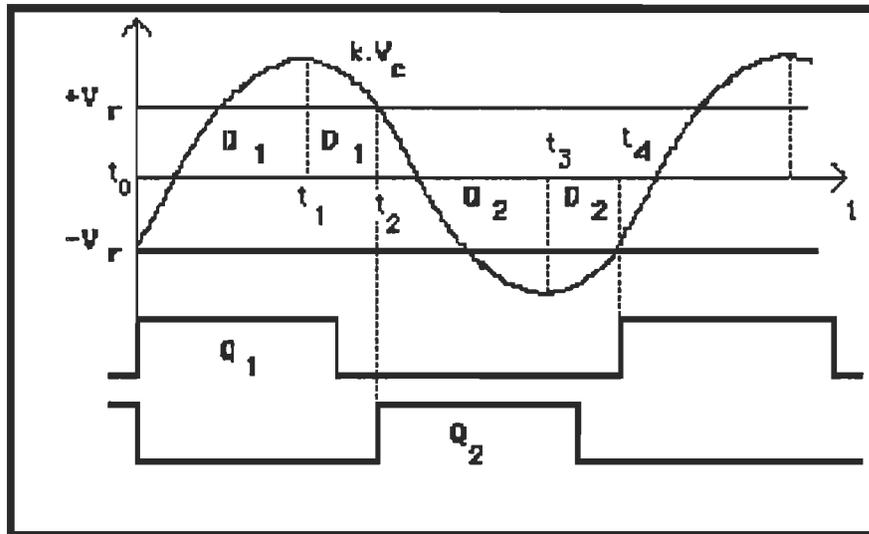


Figure 3.3. Commande par la tension du condensateur.

L'équation (3.4) ne dépend pas directement du temps, on peut la représenter dans le plan d'état (v_c, i) comme à la figure 3.3. La partie hachurée correspond à la zone d'opération du CRS couverte par l'inégalité (3.4).

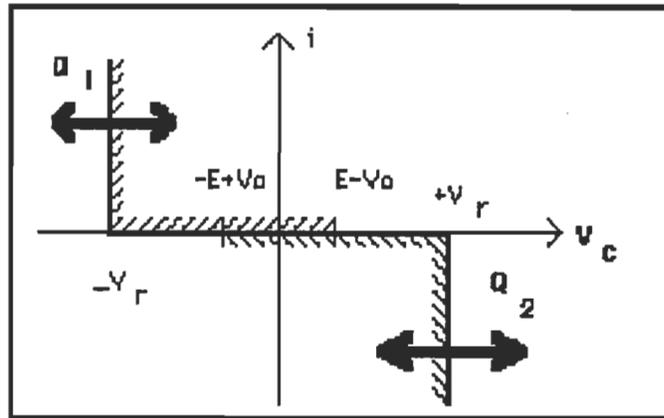


Figure 3.4. Commande par v_c dans le plan d'état.

3.3 Commande par l'angle de conduction des diodes (α):

Une tension triangulaire (rampe) V_1 , générée à partir du courant redressé, est comparée à une tension de référence V_r , associée à une valeur de α . La loi de la commande " α " est définie par:

$$V_r - V_1 \leq 0 \quad (3.5).$$

où V_1 est proportionnel au temps écoulé à partir du blocage de Q_2 (Q_1). Lorsque $V_1 = V_r$, Q_1 (ou Q_2) est amorcé (fig.3.5).

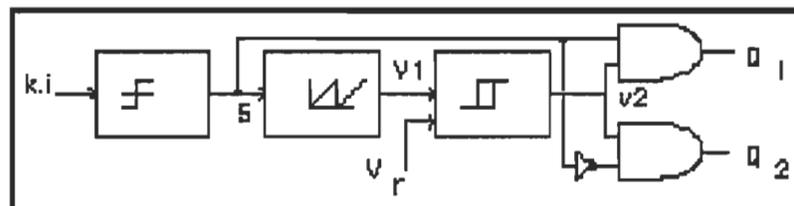


Figure 3.5a. Commande " α ".

Cette commande est adaptée pour le fonctionnement avec $F_{sn} < 1$: α est le délai à l'amorçage du thyristor. La figure 3.5b montre les formes

des signaux identifiés sur le schéma-bloc de la commande α à la figure 3.5a.

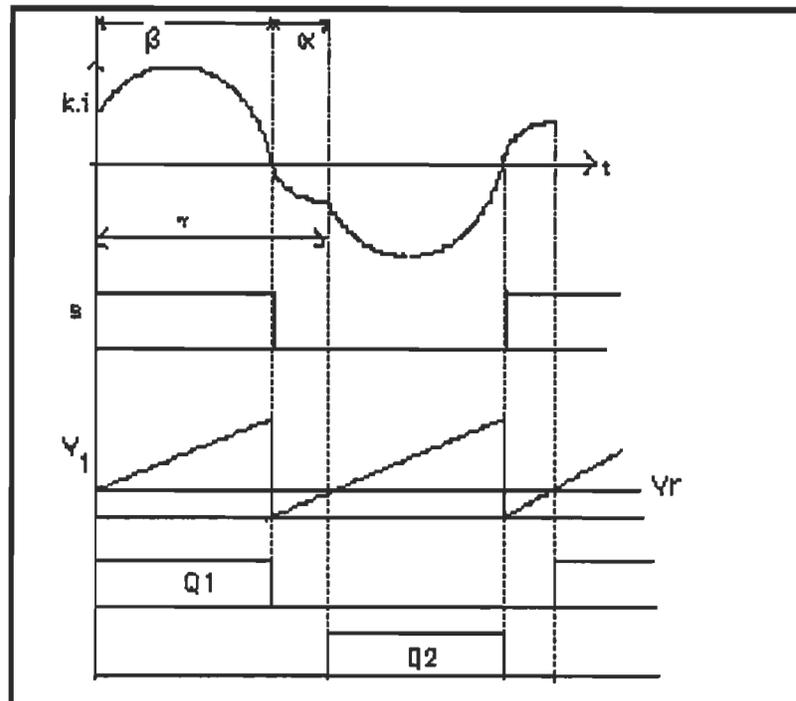


Figure 3.5b. Formes d'ondes.

En mode de conduction continue, cette stratégie de commande peut être représentée (fig.3.6) dans le plan d'état (v_{cN}, i_N) .

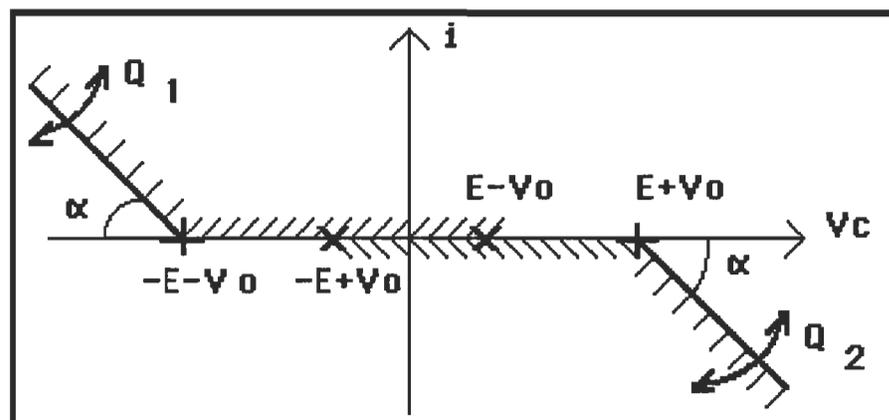


Figure 3.6. Commande " α " dans le plan d'état.

Le signe d'égalité dans (3.5) donne l'équation d'une droite coupant l'axe horizontal au point $(-1-q,0)$ ou $(1+q)$ selon l'interrupteur à amorcer. La partie hachurée correspond à la zone couverte par la loi de commande en conduction continue.

3.4 Commande par l'angle de conduction des transistors (β):

Cette loi de commande est semblable à la précédente:

$$V_r - \beta \geq 0 \quad (3.6)$$

Pour le CRS fonctionnant à la fréquence inférieure à celle de la résonance, β correspond à la durée prévue de la conduction des semi-conducteurs commandés; le CRS risque de devenir instable [15]. La figure 3.7 montre cette loi de commande dans le plan d'état.

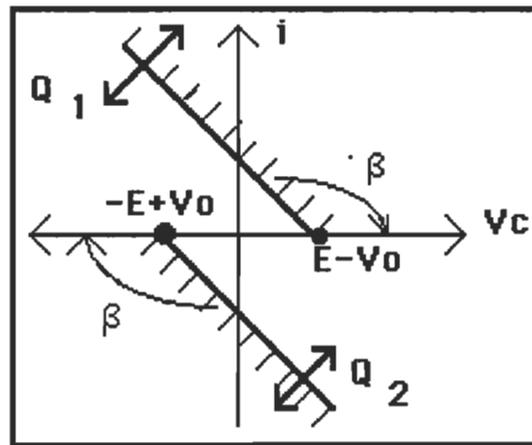


Figure 3.7. Commande " β " avec $F_{sn} < 1$.

Par contre, elle est mieux adaptée pour le cas d'opération avec $F_s > F_o$ [10,21] c-à-d lorsque les interrupteurs sont commandables à l'ouverture. Dans ce cas, on impose la durée de la phase d'apport d'énergie.

3.5 Commande par fréquence variable.

Dans cette stratégie, la fréquence est imposée par un VCO, piloté par la tension aux bornes de la charge par exemple (Fig.3.8).

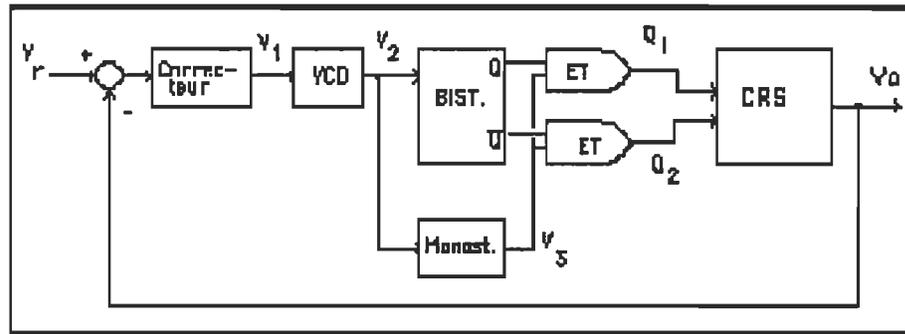


Figure 3.8a. Schéma de commande γ .

La logique est relativement simple car la détection du passage par zéro du courant dans le circuit résonant n'est plus nécessaire. Elle est appelée aussi "commande γ " [18] avec $\gamma = \alpha + \beta = \pi \cdot F_s / F_o$.

Puisque la fréquence est une variable indépendante, on peut fixer une limite supérieure ($F_{sn} < 1$) ou inférieure ($F_{sn} > 1$) afin d'éviter le fonctionnement proche de la résonance.

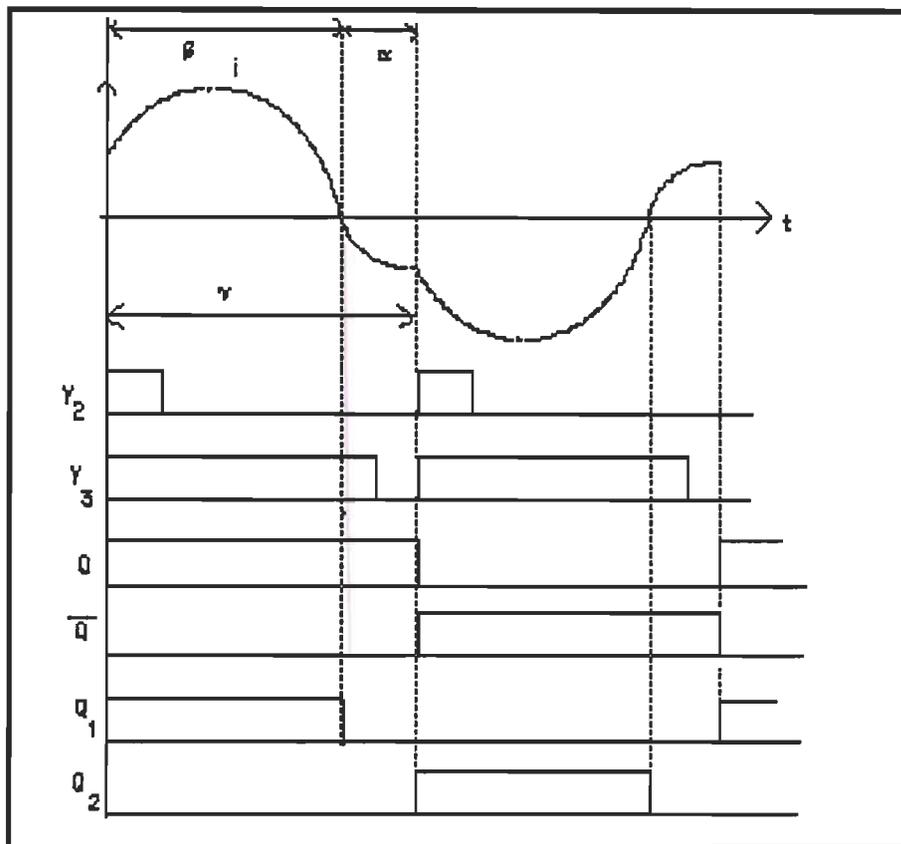


Figure 3.8b. Signaux de la commande γ .

3.6 Conclusion:

L'utilisation de ces différentes méthodes de réglage est limitée par le principe de fonctionnement à fréquence variable: Ceci pose de problèmes de filtrage . La réponse du convertisseur en régime dynamique est lente et les composants doivent être sur-dimensionnés pour supporter les contraintes en régime transitoire [15]. Certaines solutions ont été proposées:

-Commande à fréquence fixe [11] et

-Commmmande optimale [15].

Nous examinerons cette dernière stratégie qui permet, à fort signal, d'améliorer la dynamique du CRS en minimisant la durée des transitoires et d'obtenir une réponse sans dépassement.

CHAPITRE IV

COMMANDE PAR TRAJECTOIRE OPTIMALE.

4.0 Introduction:

Les méthodes de commande, précédemment exposées, permettent d'obtenir une réponse satisfaisante lorsque le convertisseur à résonance est soumis à de faibles perturbations. En présence de fortes perturbations, ses performances se dégradent [10, 14]. La stratégie de contrôle adoptée pour résoudre ce problème est la commande par trajectoire optimale dans le plan d'état. Cette technique a été exposée pour un convertisseur à résonance fonctionnant à une fréquence F_s inférieure à celle de la résonance F_o [15]. Nous avons analysé, simulé et réalisé un convertisseur muni de la commande par trajectoire optimale et fonctionnant au-dessus de la résonance.

4.1 Commande par trajectoire optimale.

4.1.1 Fonctionnement en dessous de la fréquence de résonance.

Le rayon R_Q de la trajectoire représentant la phase d'apport d'énergie constitue la variable de référence (fig.4.1) et est associé au régime établi que l'on veut atteindre. Pour une charge donnée q , à chaque R_Q imposé, correspond une fréquence d'opération F_s et une tension-crête $V_{c,p}$ du condensateur. La zone hachurée correspond à la zone couverte par la loi de commande.

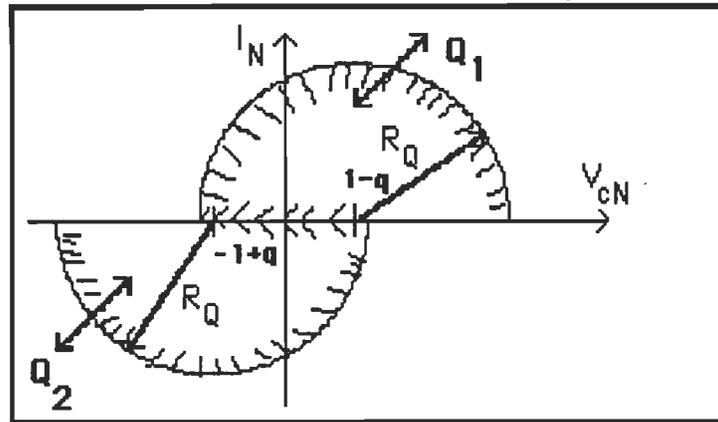


Figure 4.1. Commande optimale avec $F_s < F_o$.

L'amorçage de l'interrupteur est effectué en comparant la valeur de référence R_Q à la distance R entre le point P représentant le système et le centre O_1 associé au régime forcé de la phase active (Fig.4.2).

La loi de commande est donnée par:

$$R_Q - R \geq 0 \quad (4.1)$$

où

$$R = \sqrt{i_N^2 + (1 - q - V_{cN})^2} \quad (4.2)$$

pour Q_1 , avec $i > 0$. Pour Q_2 , R est donnée par une expression identique:

$$R = \sqrt{i_N^2 + (1 - q + V_{cN})^2} \quad (4.3)$$

En combinant les expressions (4.2) et (4.3), nous obtenons la valeur de R :

$$R^2 = [V_{cN} + S(1 - q)]^2 + i_N^2;$$

avec $S = \text{signe}(i_N)$.

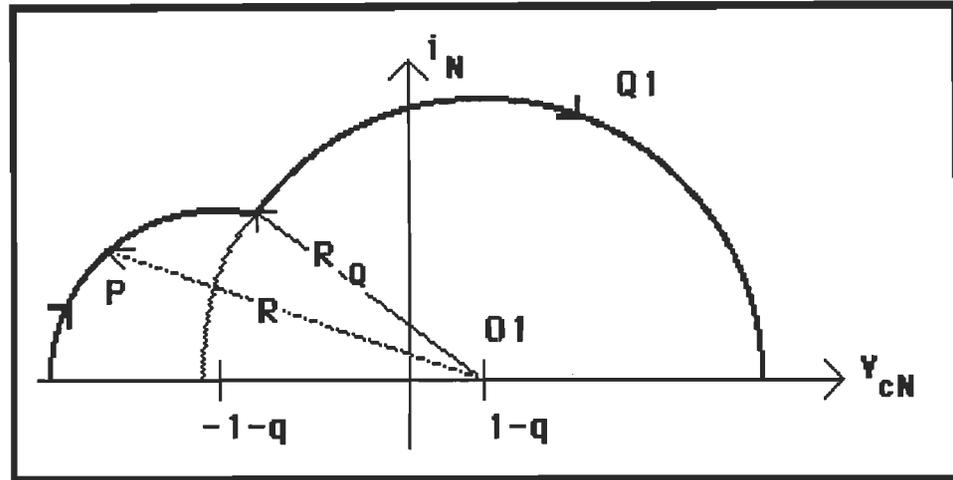


Figure 4.2. Variable de commande optimale pour $F_s < F_o$.

En revenant aux grandeurs réelles (non réduites), on a:

$$(R.E)^2 = [v_c + S(E - V_o)]^2 + (Z_o \cdot i_N)^2 \quad (4.4).$$

En mesurant E , V_o , i et v_c , R est calculé à partir de (4.4).

Lorsque la distance R est égale au rayon imposé R_Q , le semi-conducteur commandé est amorcé (fig.4.2). Nous remarquons que R est calculé pendant la conduction de la diode de récupération dont la durée correspond à l'angle d'amorçage du thyristor. Une étude détaillée est effectuée dans [15].

4.1.2 Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance.

Le régime permanent du CRS, dans le plan d'état normalisé, est caractérisé par la tension q et le rayon R_D de l'arc de cercle associé à la conduction des diodes de récupération (fig.4.3). A partir de ces deux grandeurs (R_D et q), il est possible de calculer les principales caractéristiques du convertisseur (Chap.2). Ci-dessous,

nous rappelons les équations essentielles en supposant q et R_D connus.

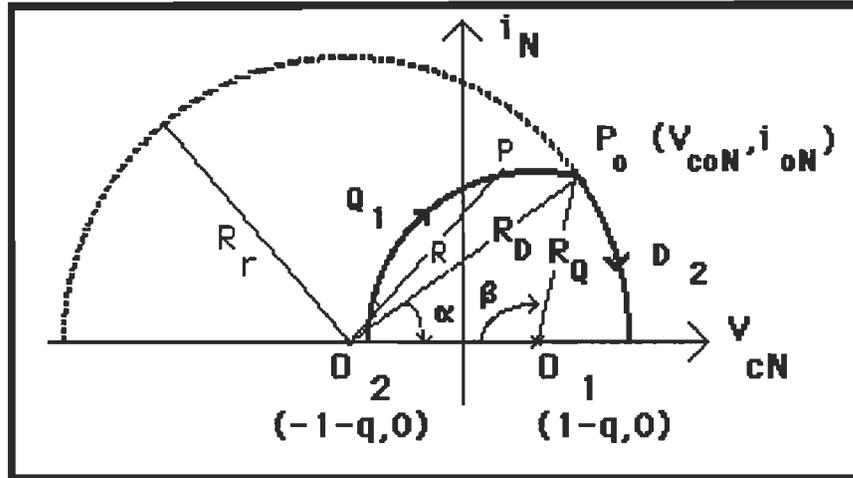


Figure 4.3. Principe de la commande optimale ($F_s > F_o$)

4.1.2.1 Caractéristiques du convertisseur en fonction de q et R_D .

Dans le triangle $O_2P_0O_1$ de la figure 4.3, on a:

$$R_Q^2 = R_D^2 + 4 - 4.R_D.\cos \alpha \quad \text{car } O_1O_2=2.$$

Sachant que

$$R_Q = R_D - 2.q,$$

alors

$$\alpha = \arccos \frac{1 - q^2 - R_D.q}{R_D} \quad (4.5)$$

De la même façon, l'angle β de conduction des transistors est calculé:

$$\beta = \arccos \frac{1 - q.R_D + q^2}{R_D - 2.q} \quad (4.6)$$

La fréquence normalisée de fonctionnement F_{sn} est exprimée en

fonction de α et β , donc de q et R_D :

$$F_{SN} = 0.5 \pi (\alpha + \beta).$$

Les coordonnées du point de commutation P_O sont également établies en fonction de la tension q et de la trajectoire de la diode anti-parallèle à partir du triangle $O_1 P_O O_2$:

$$V_{coN} = 1 - q - R_Q \cdot \cos \beta.$$

ou
$$V_{coN} = q \cdot (R_D - q - 1) \quad (4.7)$$

or
$$V_{cN,p} = R_D - q - 1,$$

d'où
$$V_{coN} = q \cdot V_{cN,p} \quad (4.8a).$$

En valeurs réelles, l'équation (4.8a) devient:

$$V_O / E = V_{co} / V_{c,p} \quad (4.8b)$$

En court-circuit, $V_O = 0$ et $V_{co} = 0$: le point de commutation se trouve sur l'axe des ordonnées.

À pleine charge, $V_O = E$ et $V_{co} = V_{c,p}$: la commutation de l'onduleur s'effectue sur l'axe V_{cN} . La phase d'apport d'énergie est supprimée ($R_Q = 0$ et $\beta = 0$). Le rayon $R_D = 2$ et $\alpha = 180^\circ$.

De la même façon, on détermine le courant I_{oN} au blocage de l'interrupteur:

$$I_{oN} = \sqrt{R_D^2 - (V_{coN} + 1 + q)^2} \quad (4.9)$$

4.1.2.2 Loi de commande.

Au-dessus de la fréquence de résonance, le régime permanent que l'on veut atteindre est décrit par le rayon des trajectoires R_r représentant les séquences de la conduction des diodes anti-parallèles.

La loi de commande est définie par:

$$R_r - R \leq 0,$$

où, si le courant i est positif:

$$R^2 = i_N^2 + (V_C + 1 + q)^2, \quad (4.10a)$$

et si le courant est négatif,

$$R^2 = i_N^2 + (V_C - 1 - q)^2. \quad (4.10b)$$

R est la distance entre le point représentatif P de l'état du système et le centre des trajectoires associées à la conduction des diodes (fig.4.3).

La commande détermine l'instant d'ouverture du thyristor dual en comparant la valeur instantanée R et la référence R_r : si $R > R_r$, le transistor est bloqué et il est amorcé au passage par zéro du courant dans la diode de récupération associée.

Ainsi à la figure 4.3, lorsque $R = R_r$, l'interrupteur $S1$ composé de $Q1$ et $D1$, est bloqué et $Q2$ est amorcé (Commande à 180°). La diode $D2$ offre un chemin au courant positif. A l'inversion du courant i dans le circuit résonant ($v_C = V_{C,max}$), le transistor $Q2$ entre spontanément en conduction. Le signal de commande n'agit sur $Q2$ qu'après un délai $t_D = \alpha/\omega_0$ correspondant au temps de conduction de la diode tandis que le temps de recouvrement de la diode est associé au temps de conduction de $Q2$: $t_q = \beta/\omega_0$ (fig.4.4b).

En combinant les équations (4.10) et en revenant aux grandeurs réelles, la distance R est déterminée par:

$$(R.E)^2 = (Z_O.i)^2 + [V_C + S.(E + V_O)]^2. \quad (4.11).$$

où, $S = \text{signe}(i)$. La mesure des tensions E , V_O , v_C et du courant i dans le circuit résonant permet de calculer le paramètre R et réaliser la loi de commande. Nous constatons que 4 capteurs sont nécessaires pour évaluer le paramètre de commande R . En intégrant le courant, la tension du condensateur v_C peut être déterminée.

Soit $V_m = K.i$, avec $K =$ gain du capteur de courant; on a:

$$V_c = (1/C) \int i \cdot dt = (1/K.C) \cdot \int V_m \cdot dt$$

En posant:

$$V_I = \int V_m \cdot dt,$$

la distance R peut être évaluée par:

$$[R.E]^2 = (Z_0 \cdot V_m / K)^2 + [(1/K.C) \cdot V_I + S(E + V_0)]^2 \quad (4.12).$$

Avec cette équation, on économise un capteur de tension. Cependant, la réalisation pratique de la commande dépend de la précision avec laquelle la grandeur R est déterminée.

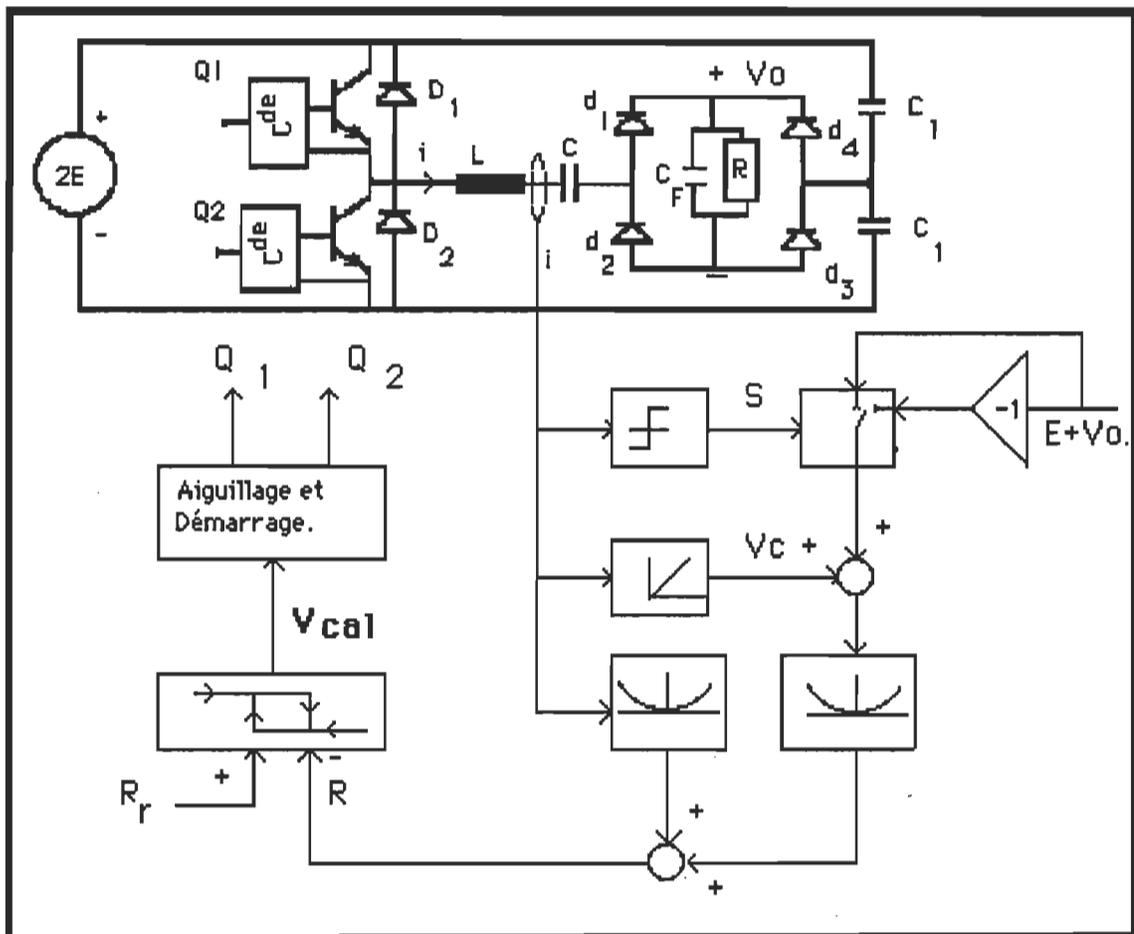


Figure 4.4a. Schéma-bloc de commande optimale.

La figure 4.4a montre le schéma global du convertisseur muni de la loi de commande par trajectoire optimale pour $F_s > F_o$. Les formes d'onde sont représentées à la figure 4.4b.

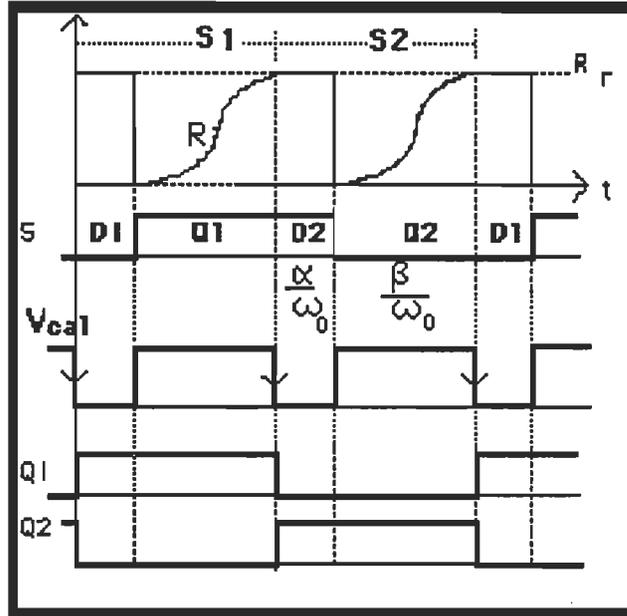


Figure 4.4b. Formes d'onde.

4.2. Caractéristiques statiques.

En se basant sur les équations établies au paragraphe 4.1.2.1, nous avons tracé les caractéristiques statiques du convertisseur à résonance ($F_s > F_o$) lorsque celui-ci est muni de la loi de commande par trajectoire optimale.

Les différentes courbes (Fig.4.5a-f) obtenues sont utiles pour le dimensionnement des composants de l'unité de conversion. On remarque que les caractéristiques de sortie $I_{moy} = I_{moy}(q)$, avec R_D comme paramètre, sont quasi-linéaires (Fig.4.5a). Il en est de même des courbes $I_{moy} = I_{moy}(R_D)$ représentées à la figure 4.5b, avec la charge q comme paramètre, à l'exception de faibles charges ($R_N \gg \gg$) telles que $I_{moy} < 0.5$.

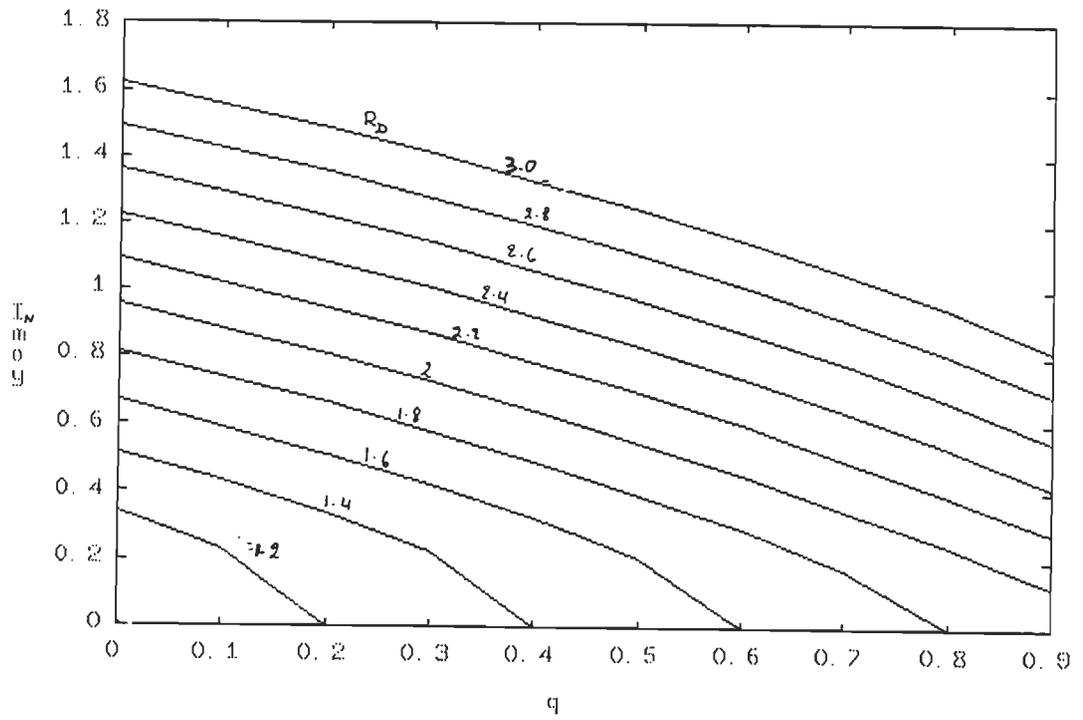


Figure 4.5a. Caractéristiques de sortie, Paramètre= R_D

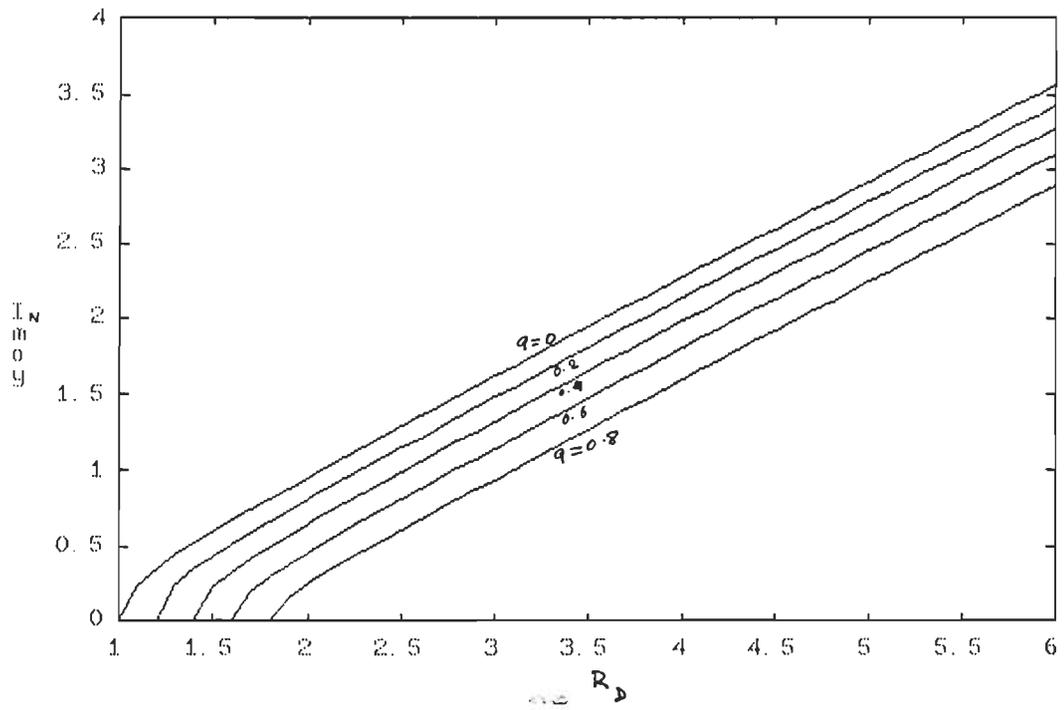


Figure 4.5b. Caractéristiques I_{moy} - R_D , Paramètre= q .

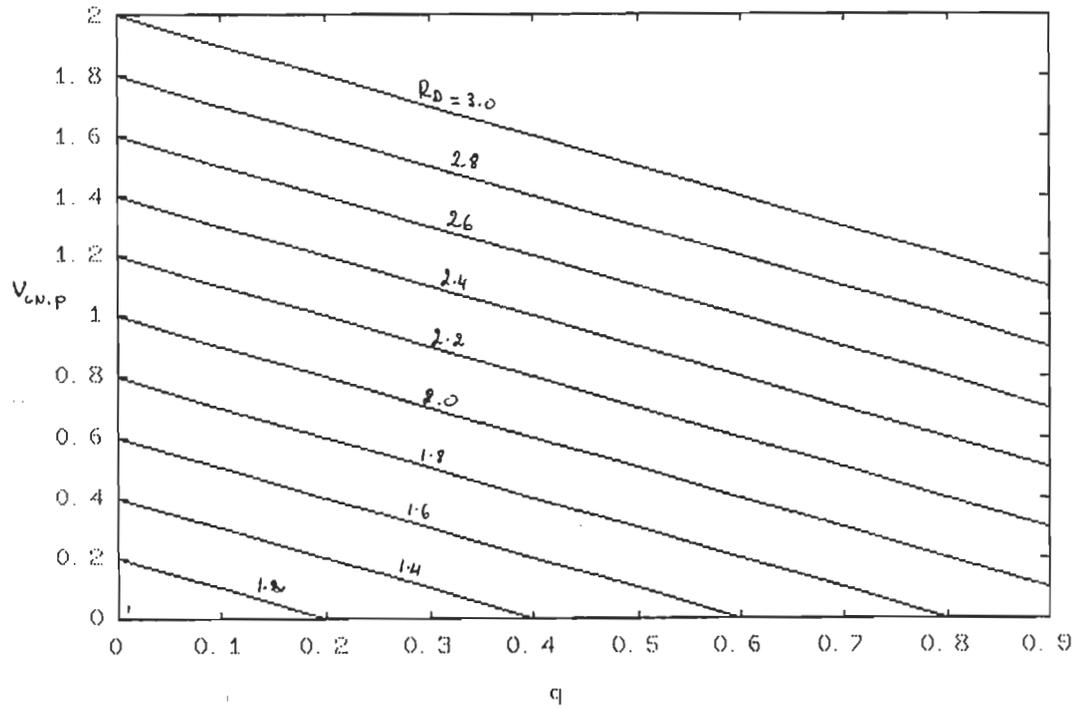


Figure 4.5c. Caractéristiques $V_{cN,p}$ - q , Paramètre= R_D

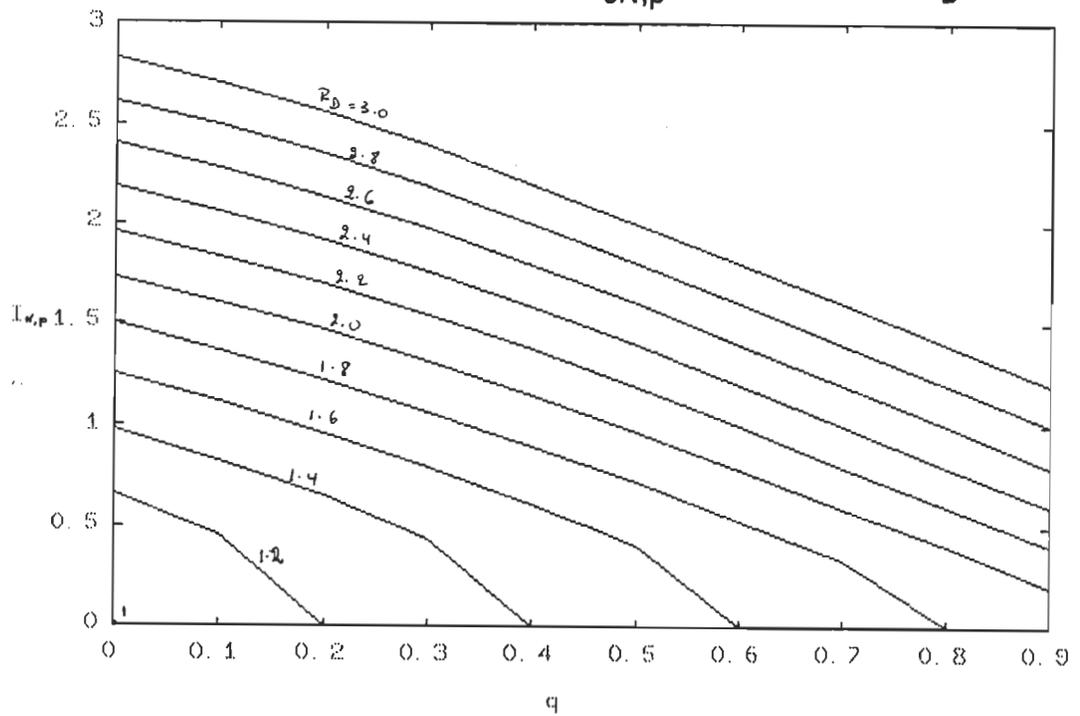
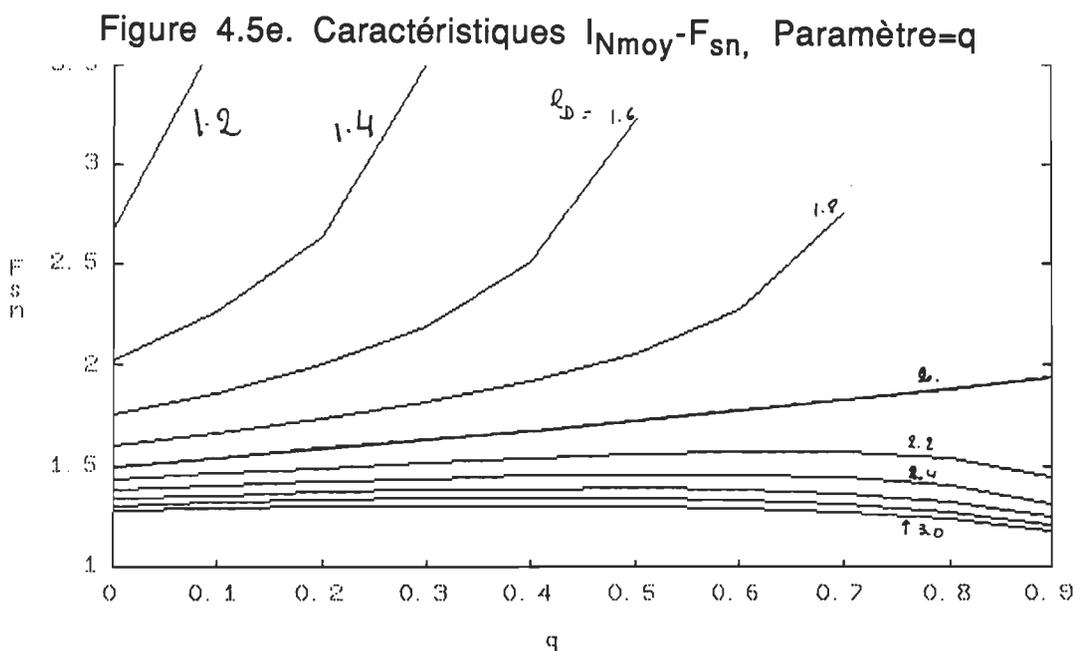
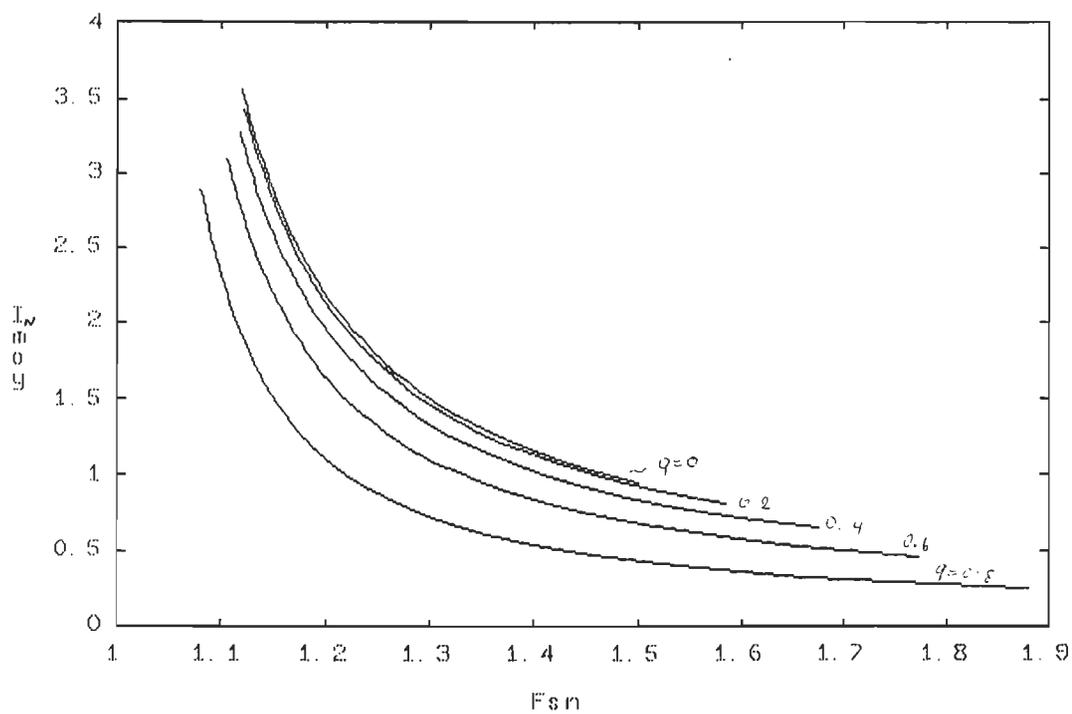


Figure 4.5d. Caractéristiques $I_{N,p}$ - q , Paramètre= R_D



Des cas particuliers se dégagent en considérant les graphiques ci-

dessus, en particulier la figure 4.5a:

1^o La tension-crête du condensateur étant positif à l'amorçage de Q2, il existe un rayon minimal de la trajectoire de référence (D2), c-à-d

$$V_{cN,p} \geq 0 \implies R_D \geq 1+q, \quad (4.13)$$

d'où,

$$R_{Dmin} = 1+q, \quad (4.14).$$

Pour toute charge q et R_D satisfaisant à (4.14), $V_{cN,p} = 0$. Or, le courant moyen est proportionnel à $V_{cN,p}$ (2.28); d'où $I_{moy} = 0$. Ceci explique les caractéristiques de sortie (fig. 4.5a).

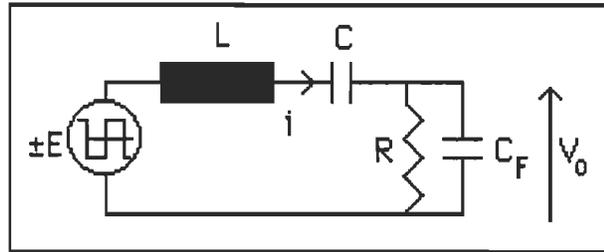
2^o Le convertisseur est capable de fonctionner en court-circuit ($q=0, I_{moy} \neq 0$): le courant est limité par l'impédance de la bobine, relativement élevée au-dessus de la fréquence de résonance.

4.3 Régimes dynamiques à fort signal.

Nous considérons le fonctionnement du CRS en régime dynamique, à fort signal, dans deux cas: le démarrage et le passage d'un régime permanent à un autre suite à une variation de la charge q (charge dynamique) ou de la variable de commande R_r .

Le premier cas est caractérisé par des conditions initiales nulles: courant dans la bobine, tensions aux bornes des condensateurs. Quant au second cas, la charge q (resp. R_r) est supposée constante si le régime transitoire est dû au changement de R_r (resp. q). A notre connaissance, ce problème n'a pas encore trouvé de solution analytique.

Si la charge est dynamique, le circuit équivalent est montrée à la figure 4.4a.



Les équations d'état normalisées sur un demi-cycle d'opération:

$$\frac{dx}{dz} = A \cdot x + u \quad (4.15a)$$

$$x = [i_N \ V_{cN} \ q]^T$$

$$u = [1 \ 0 \ 0]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ k & 0 & -\frac{1}{k \cdot R_n} \end{bmatrix}$$

$k = C/C_F$; C et C_F sont respectivement les condensateurs du circuit résonant et de filtrage à la sortie et R_n , la charge normalisée.

Si la charge a un comportement permanent de source idéale (par exemple, le CRS est relié à une batterie), les équations normalisées sont rappelées:

$$x_{n+1} = P \cdot x_n + Q \cdot u \quad (4.15b)$$

Le vecteur d'état $x = [i_N \ v_{cN}]^T$; le vecteur des sources: $u = [1 \ q]^T$ et les matrices P et Q sont définies par: $P = e^{A_N \cdot Dz}$ et $Q = A_N^{-1} \cdot (P - I) \cdot B_{iN}$.

$$A_N = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad B_{1N} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad B_{2N} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{3N} = -B_{1N}; \quad B_{4N} = -B_{2N}$$

Les matrices B_{1N} et B_{3N} correspondent à la conduction des diodes de récupération; B_{2N} et B_{4N} à celle des transistors.

Le régime dynamique est étudié au moyen de la simulation par micro-ordinateur des équations 4.15b.

Au début de la simulation (fig.4.6), sont spécifiés le rayon R_D de la trajectoire initiale, la tension de sortie q et le pas de calcul Δz ; éventuellement aussi les échelons de la charge (Δq) ou de la variable de commande (ΔR).

Sachant R_D et q , à partir des équations (4.7) et (4.9), sont déduites les conditions initiales x_0 . S'il s'agit du démarrage, on se donne la trajectoire à atteindre et les conditions initiales sont nulles $x_0=0$.

La matrice P dans (4.15b) est calculée avec Δz spécifié. Pour accélérer la simulation, les sources normalisées (1 et q) sont remplacées par la tension nette $u=V_{LC}$ aux bornes du circuit résonant. La matrice Q est donc réduite à un vecteur constant et est calculée une seule fois.

Le sens du courant et la loi de commande fixent la valeur de u que l'on doit injecter dans l'équation:

$$x_{n+1}=P.x_n+Q.u_n; \quad (4.15c)$$

avec $Q=A_N^{-1}.(P-I).B_N$

et $B_N=[1 \ 0]^T$.

Lorsque le courant est positif (resp. négatif), la variable de commande R est calculée avec $S=1$ ($S=-1$) à partir de l'équation 4.11.

La valeur obtenue est comparée au rayon R_D de la trajectoire à imposer:

-Si $dR=R_D-R \geq 0$: le transistor Q_1 (Q_2) conduit (fig.4.4a) et $u_n=S(1-q)$.

-Sinon, c'est la diode D_2 (D_1) qui est en conduction et $u_n=-S(1+q)$.

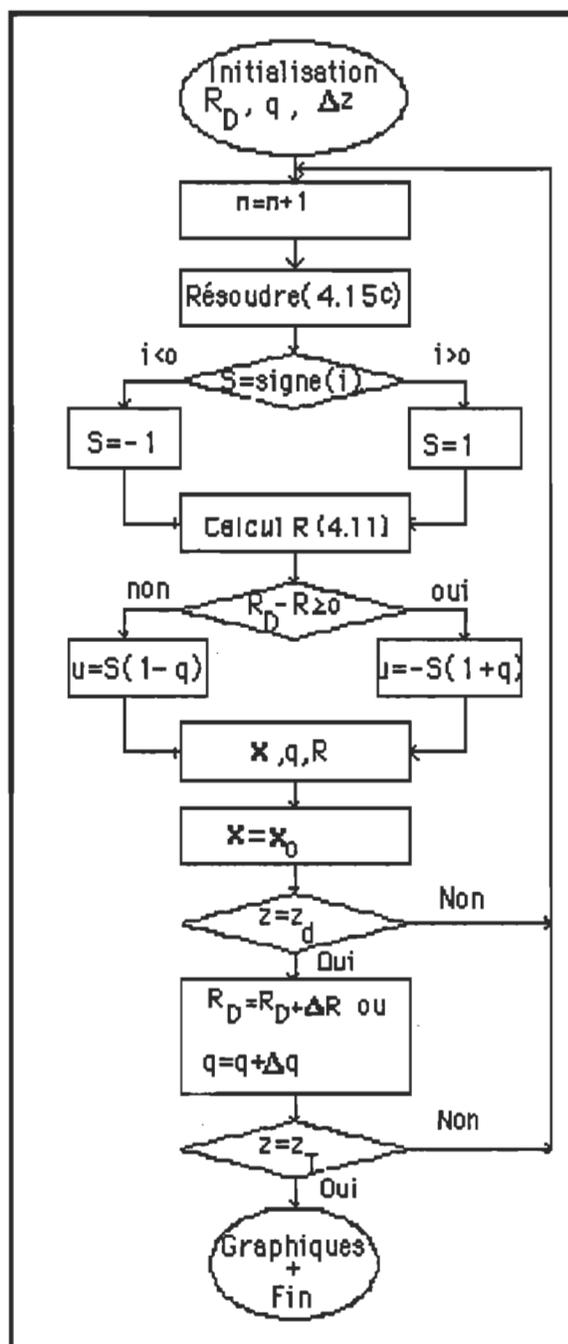


Figure 4.6. Organigramme de simulation.

Les deux tests de la figure 4.6 (signe de i et $R_D - R$) couvrent les quatre séquences d'opération, indépendamment de leur durée ou de l'ordre de mise en conduction des semi-conducteurs. La relation $x = x_0$ est

nécessaire pour la récurrence dans (4.15c). Le paramètre z_D indique l'instant où le système subit une perturbation par la variation de la trajectoire (ΔR) ou celle de la charge (Δq). z_T est le temps total de simulation.

4.3.1 Démarrage du convertisseur.

À la mise sous tension du système, la commande par trajectoire optimale permet d'accroître rapidement l'énergie dans le circuit résonant en supprimant la phase de récupération.

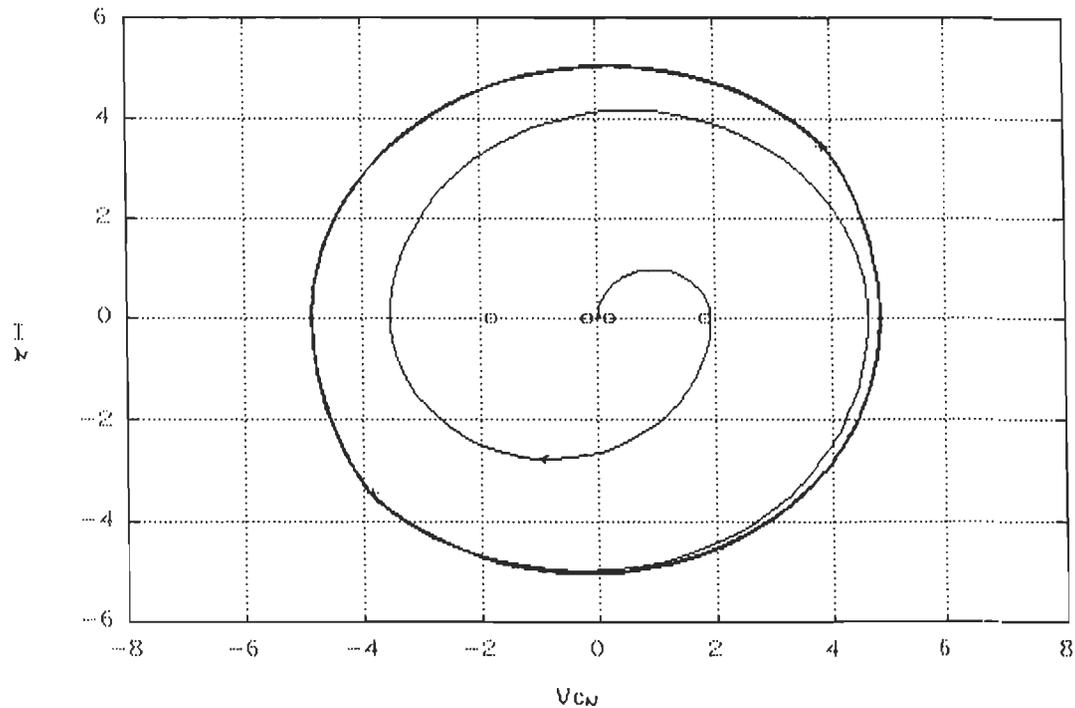


Figure 4.7a. Démarrage dans le plan d'état.

Pendant quelques cycles, le convertisseur fonctionne à la fréquence de résonance et seuls les semi-conducteurs commandés conduisent. La phase de récupération est supprimée.

La figure 4.7 montre la simulation du démarrage dans le plan d'état (a)

et les formes du courant et de la tension (b) lorsque le régime permanent que l'on veut atteindre est caractérisé par $R_D=5$ et $q=0.8$

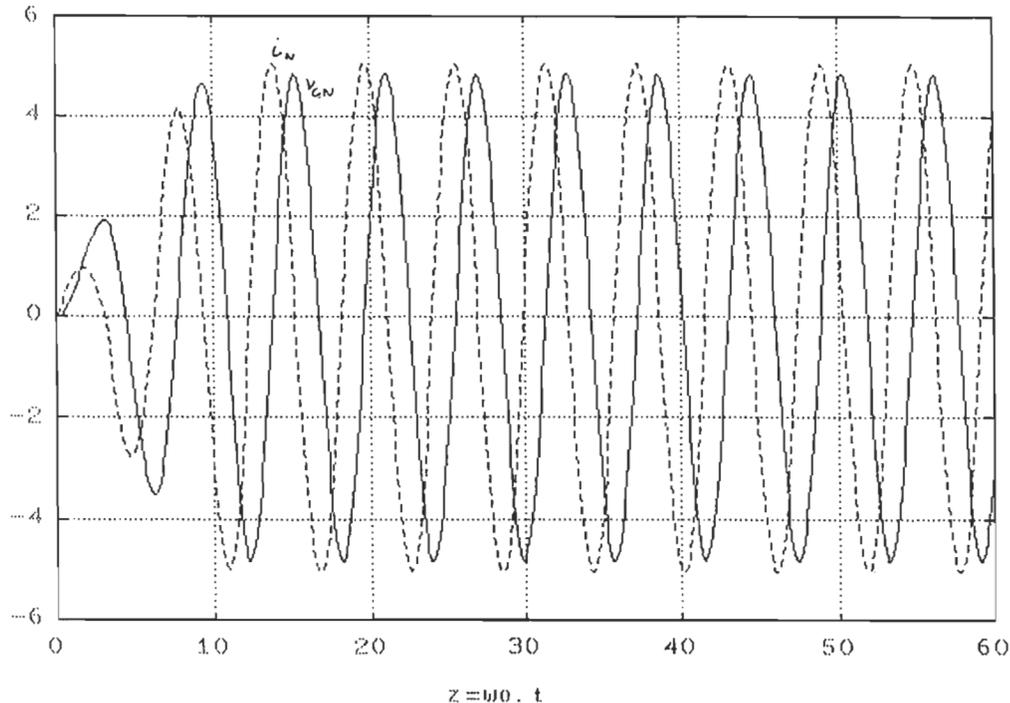


Figure 4.7b. Démarrage dans le domaine du temps.

4.3.2. Transfert d'une trajectoire à une autre:

1^o Variation de variable de commande.

Deux cas sont à examiner, à savoir l'augmentation ou la diminution du rayon de référence correspondant à la trajectoire des diodes.

S'il y a accroissement du rayon R_D , l'énergie initiale dans le circuit est faible: la phase de récupération est supprimée et seule reste la phase d'apport d'énergie. Ceci permet d'accélérer le passage entre deux régimes permanents et donc de minimiser la durée du régime transitoire. La figure 4.8 correspond aux conditions: $q=0.5$ et R_D passe de 5 à 3.

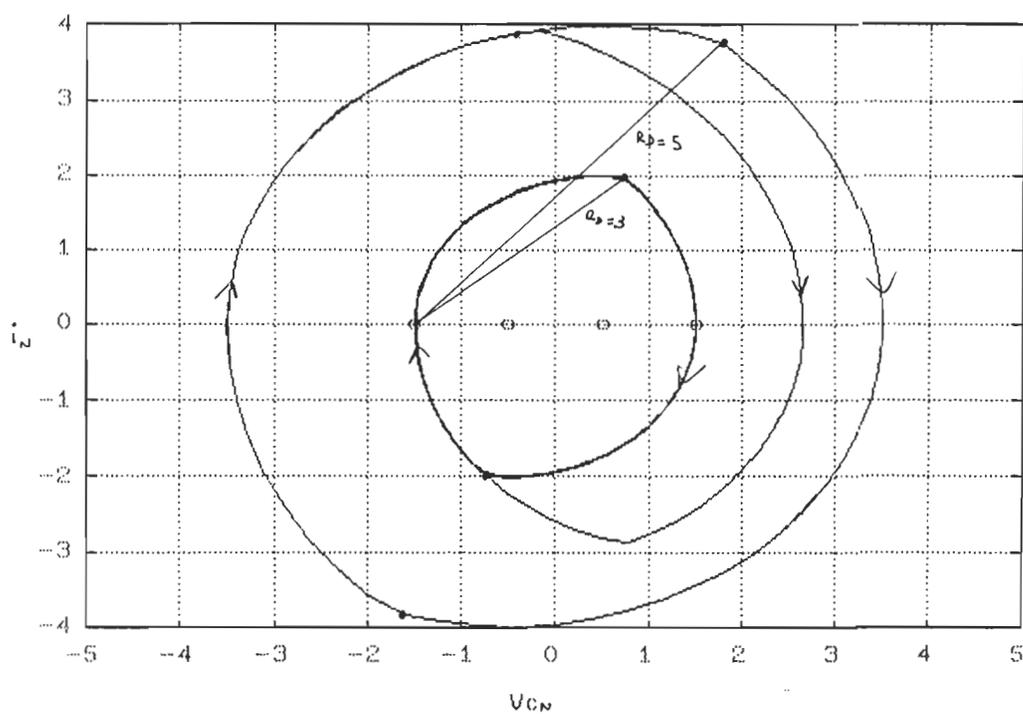


Figure 4.8a. Changement de trajectoire dans le plan d'état.

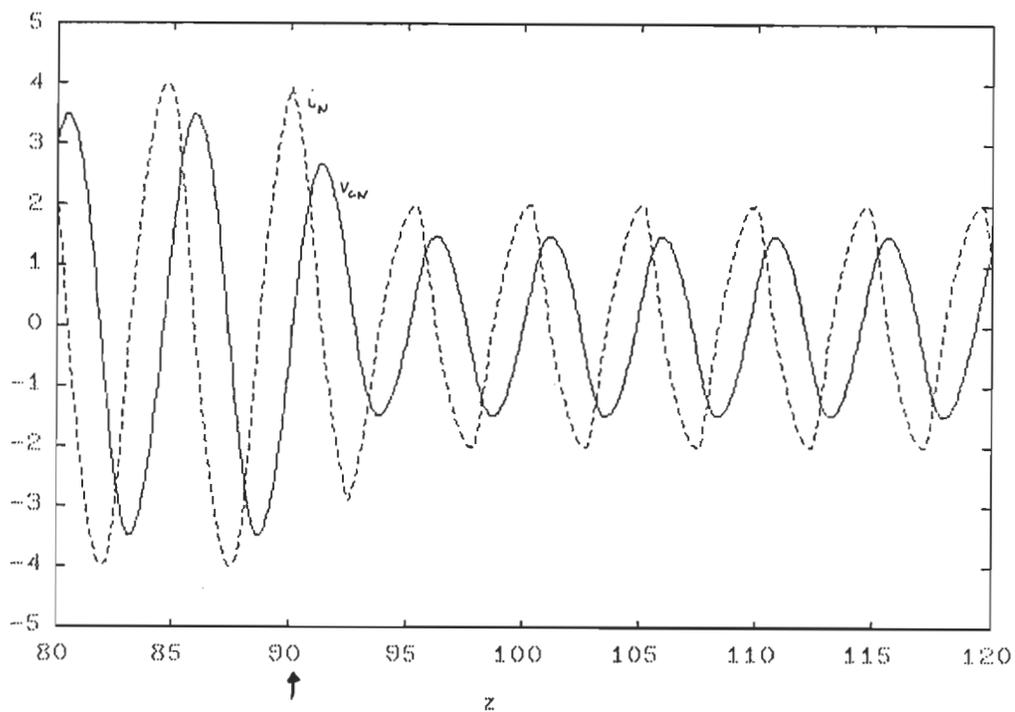


Figure 4.8b. Changement de trajectoire dans le domaine du temps.

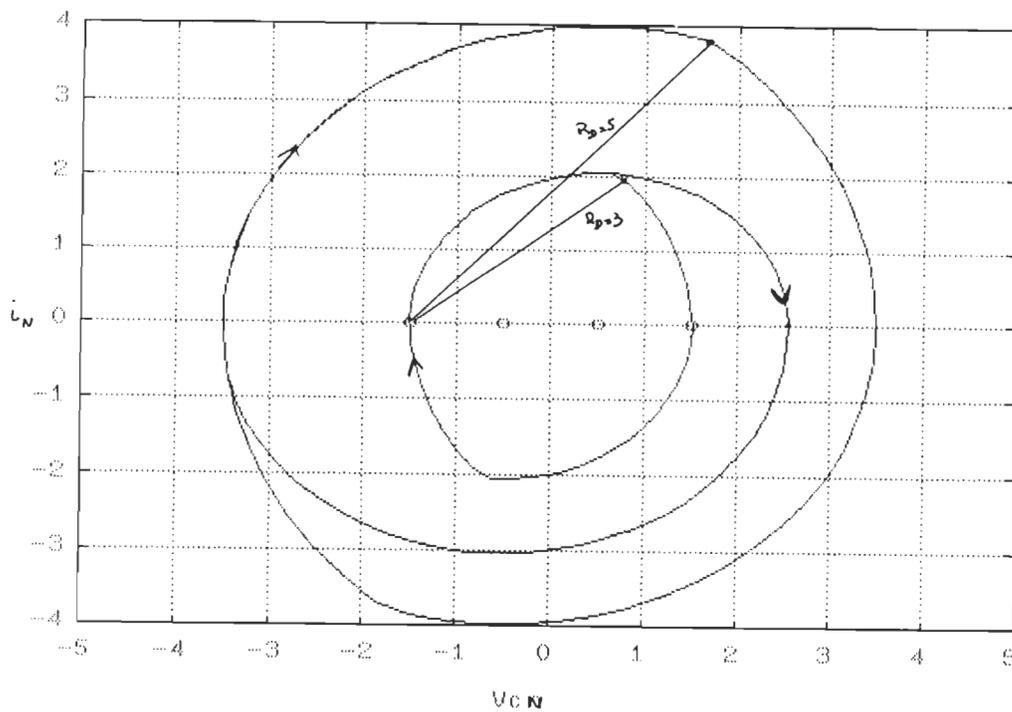


Figure 4.9a. Changement de trajectoire dans le plan d'état.

Quand la trajectoire finale est de "faible énergie", la commande optimale doit permettre de "purger" rapidement l' excès d'énergie ΔE du circuit oscillant en supprimant la phase d'apport d'énergie. ΔE est récupérée par la source pendant la conduction des diodes. La figure 4.9 correspond au cas: $q=0.5$ et R_D varie de 3 à 5

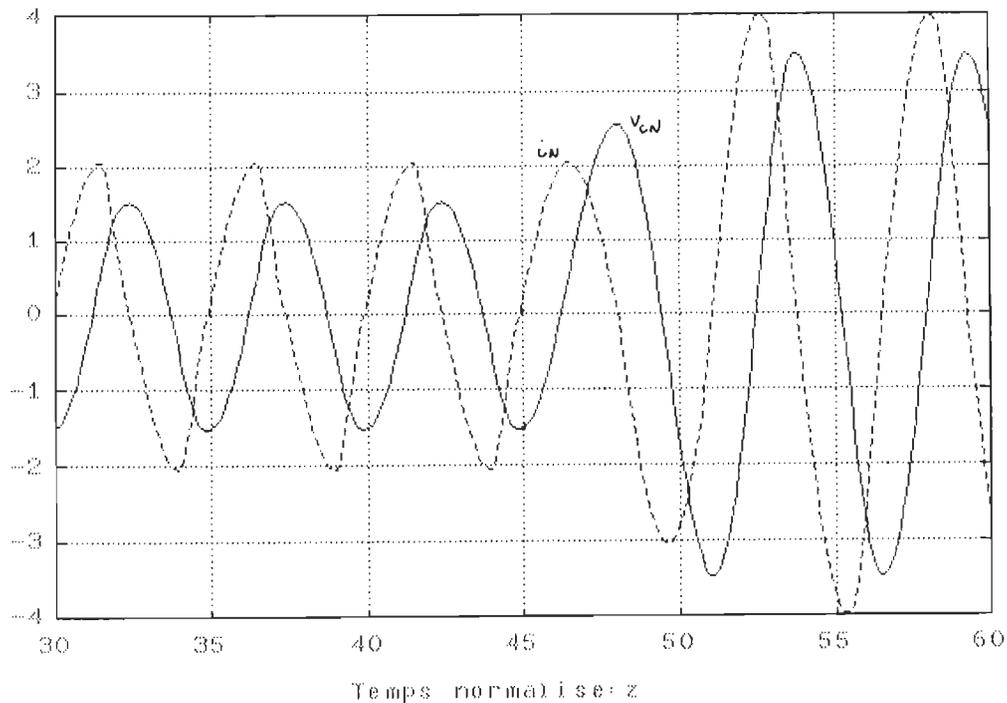


Figure 4.9b. Changement de trajectoire dans le domaine du temps.

Aussi longtemps que le nouveau régime imposé n'est pas atteint, l'angle de conduction des semi-conducteurs de puissance (diodes et transistors) est de 180 degrés en supposant que le régime transitoire débute lorsque l'énergie dans le condensateur est maximale.

2° Variation de la charge.

Les mêmes considérations s'appliquent comme dans le cas du changement de régime dû aux variations de la variable de commande. Le rayon de référence est maintenu constant et un échelon de charge est appliqué au convertisseur. Les résultats suivants (fig.10 et 11) sont obtenus avec $R_D=4$.

La figure 4.10 correspond au cas où q passe de 0.4 à 0.8.

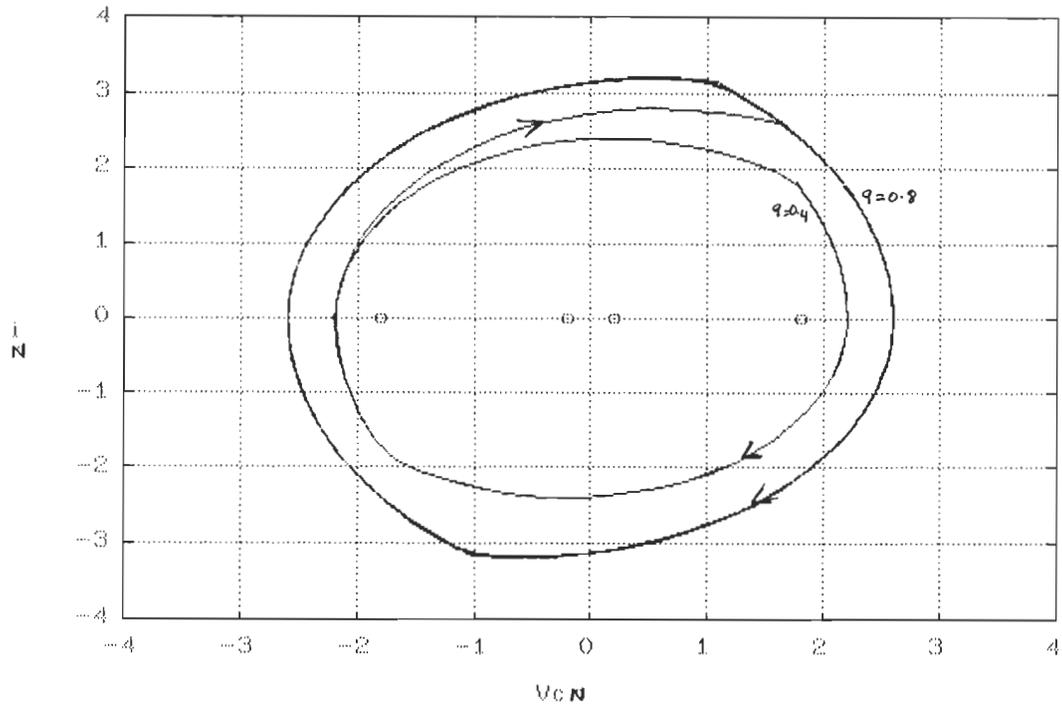


Figure 4.10a. Changement de trajectoire dans le plan d'état.

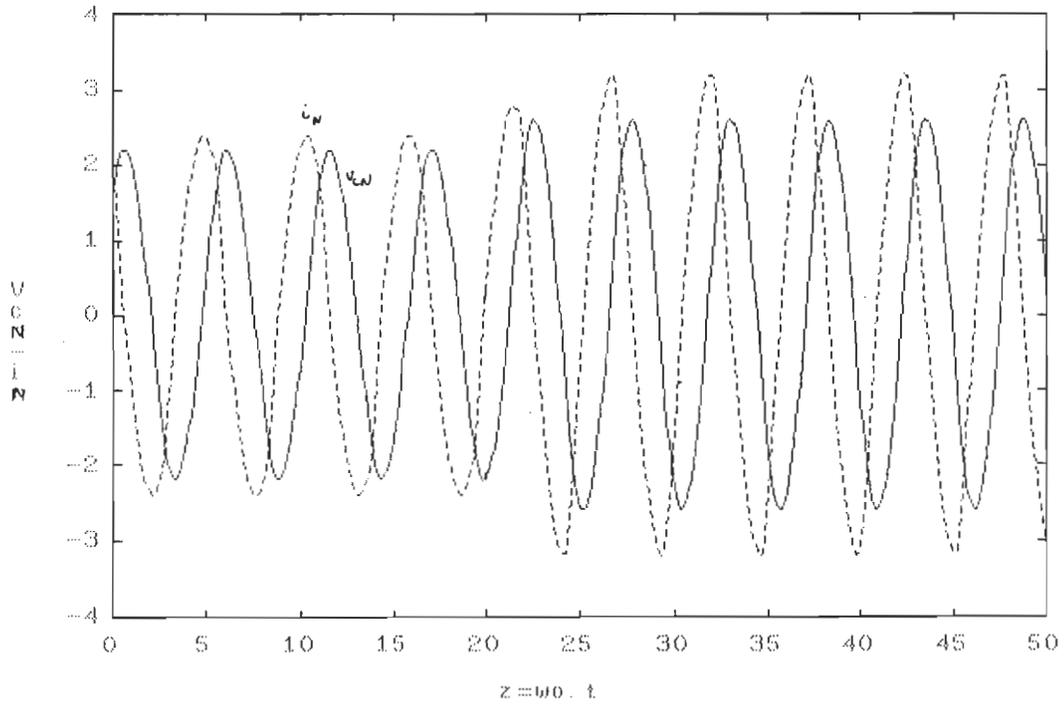


Figure 4.10b. Changement de trajectoire dans le domaine du temps.

La figure 4.11 correspond à la diminution de la charge q de 0.8 à 0.4.

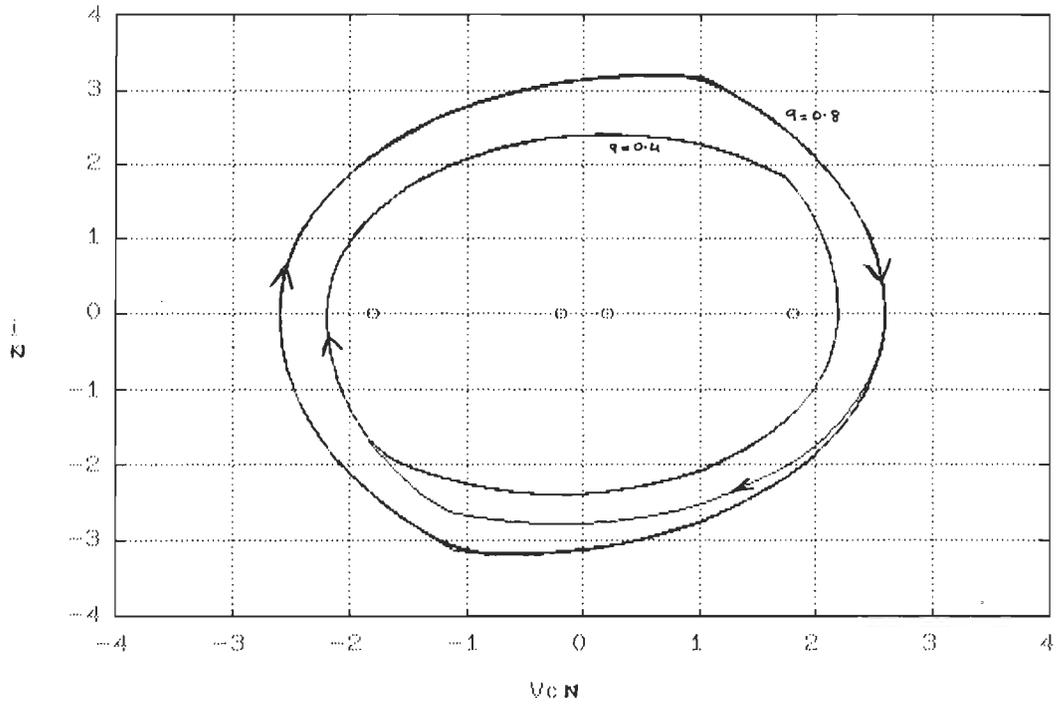


Figure 4.11a. Changement de trajectoire dans le plan d'état.

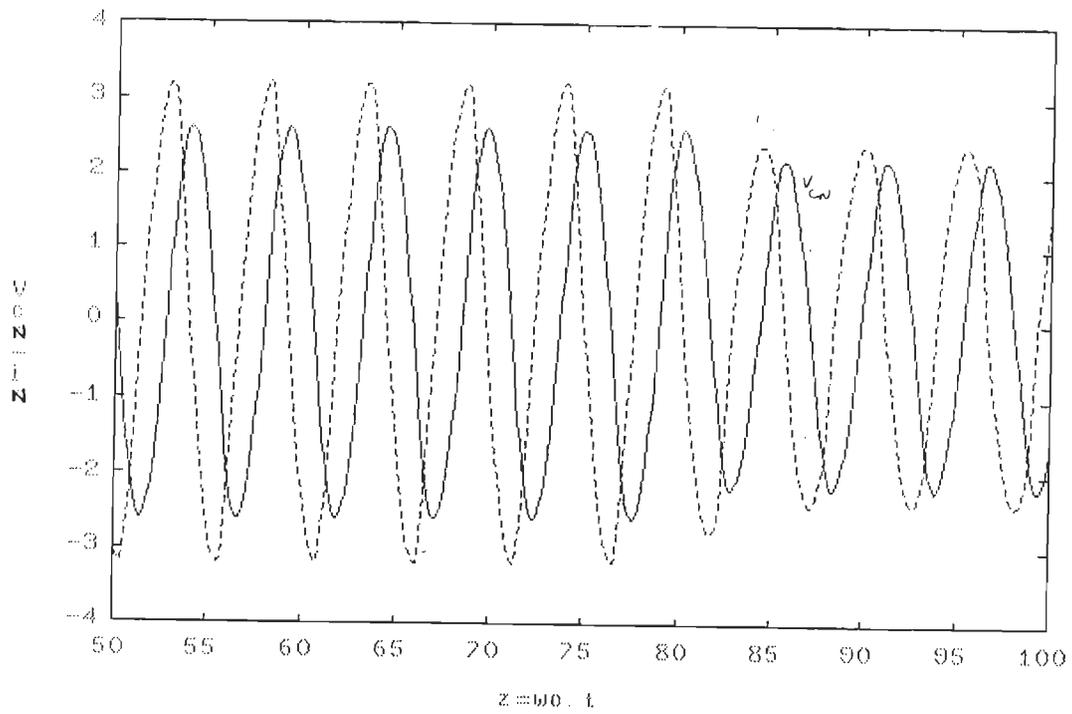


Figure 4.11b. Changement de trajectoire dans le domaine du temps.

Dans tous les cas examinés ci-dessus, le temps de réponse est minimal et est limité par le comportement physique du circuit résonant.

4.4. Limitations naturelles de la commande par trajectoire optimale.

Par demi-cycle, la quantité de charge électrique transférée ou extraite du circuit oscillant est limitée à:

$$Q=2.V_{c,p}.C \quad (4.16a)$$

ou par normalisation avec la charge de base $Q_b=C.E$, on a:

$$Q_N=2.V_{cN,p} \quad (4.16b)$$

Il en résulte une limitation dans le taux d'augmentation ou de diminution de l'énergie mais avec un avantage de limiter le courant en cas de court-circuit.

4.4.1 Augmentation de l'énergie dans le circuit résonant.

Nous supposons que le transfert s'effectue de la trajectoire T1 à T2, respectivement de rayons de référence de R_1 et R_2 ($R_1 < R_2$). Supposons que la variation de la trajectoire se produise en A (fig.4.12):

$$V_{cN}(A)=-V_{cN,p} ; i_N=0.$$

Le transistor Q_1 a déjà reçu la commande au point Po de commutation de l'onduleur et conduit jusqu'à atteindre le nouveau régime ou à l'inversion du courant au point B de coordonnées:

$$i_N=0 \text{ et } V_{cN}(B)=R_Q+1-q ;$$

avec

$$R_Q=|V_{cN}(A)|+1-q.$$

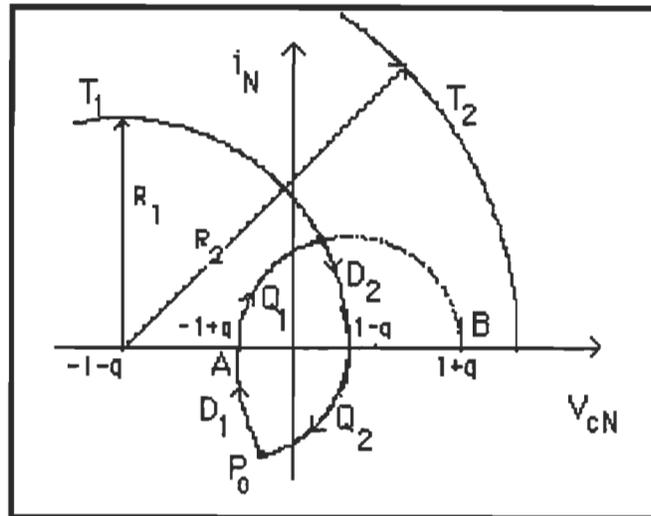


Figure 4.12. Limitation d'augmentation d'énergie.

Après un demi-cycle, la variation ΔV_{cN}^+ de la tension aux bornes du condensateur est:

$$\begin{aligned}\Delta V_{cN}^+ &= V_{cN}(B) - V_{cN}(A); \\ &= |V_{cN}(A)| + 1 - q + 1 - q - |V_{cN}(A)|;\end{aligned}$$

d'où

$$\Delta V_{cN}^+ = 2 \cdot (1 - q). \quad (4.17).$$

Par demi-cycle, le taux d'accroissement d'énergie dans le condensateur est limité. En particulier, lorsque la tension de sortie q est proche de la tension d'entrée, normalisée à 1, ΔV_{cN}^+ tend vers zéro et la durée du régime transitoire devient plus importante. La réponse du convertisseur est lente.

4.4.2. Diminution de l'énergie dans le circuit résonant.

Nous supposons, comme précédemment, que le transfert s'effectue de la trajectoire T_1 à T_2 (fig.4.12), respectivement de rayons de référence de R_1 et R_2 ($R_1 > R_2$).

$$V_{cN}(A) = -V_{cN,p} ; i_N = 0.$$

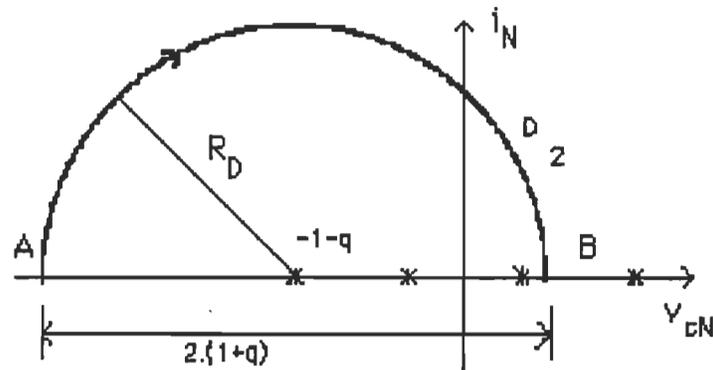


Figure 4.13. Diminution d'énergie

Si la phase d'apport d'énergie est supprimée, la diode D_2 conduit pendant un demi-cycle, jusqu'au point B de coordonnées:

$$i_N = 0 ; V_{cN}(B) = R_D - 1 - q ;$$

avec

$$R_D = |V_{cN}(A)| - (1 + q).$$

Par demi-cycle, la tension du condensateur est réduite de ΔV_{cN}^- :

$$\begin{aligned} \Delta V_{cN}^- &= V_{cN}(B) - |V_{cN}(A)| ; \\ &= -|V_{cN}(A)| - 2 \cdot (1 + q) - |V_{cN}(A)|. \end{aligned}$$

$$\text{d'où} \quad |\Delta V_{cN}^-| = 2(1 + q). \quad (4.18).$$

L'excès d'énergie est, d'après (4.18), rapidement extraite du circuit résonant et donc la réponse du CRS est plus rapide.

4.5 Conclusion.

Nous avons établi la loi de commande du CRS fonctionnant au-dessus de la fréquence de résonance ainsi que les caractéristiques de sortie permettant de dimensionner les composants de l'unité de

conversion.

Malgré sa complexité, la commande par trajectoire optimale permet d'améliorer la dynamique du convertisseur à résonance. Les courants et les tensions dans le circuit résonant sont maintenus dans des limites fixées par la trajectoire de référence. Le temps de réponse est minimal lorsque un échelon du signal de commande ou de charge est appliqué au système. Ces résultats, obtenus par la simulation des équations d'état sur un micro-ordinateur, sont expérimentalement validés sur un convertisseur de puissance.

Le temps de réponse est limité par le comportement physique du circuit résonant: le taux d'apport ou d'extraction d'énergie est limité par demi-cycle.

-Pour des tensions de sortie élevées: la dynamique du convertisseur est améliorée lorsque l'on doit extraire de l'énergie mais elle est lente si l'on veut augmenter l'énergie dans le circuit résonant.

-Pour de faibles tensions de sortie, la dynamique est lente pendant l'extraction d'énergie et est rapide lorsque la commande impose l'existence uniquement de la phase active.

CHAPITRE V:

RÉALISATION PRATIQUE ET RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.

5.0. Introduction:

Nous avons réalisé un convertisseur fonctionnant avec une commande par trajectoire optimale afin de vérifier les résultats de l'étude théorique. Le transformateur, généralement nécessaire pour l'isolation galvanique et l'adaptation de la charge, n'a pas été utilisé pour conserver les hypothèses adoptées dans la partie analytique. Les problèmes associés à la réalisation du circuit analogique de commande sont également exposés. Le dimensionnement du convertisseur peut s'effectuer soit simplement par la méthode de la première harmonique [17], soit rigoureusement par les caractéristiques statiques montrées au chapitre 4.

5.1 Méthode de la première harmonique:

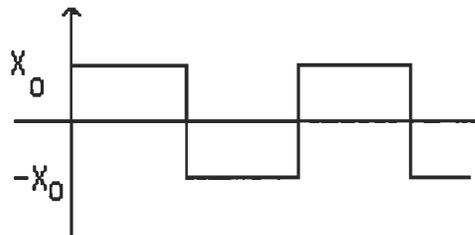


Figure 5.1. Méthode de la première harmonique.

L'amplitude X_1 de la première harmonique d'une onde rectangulaire (fig.5.1) est:

$$X_1 = 4.X_0/\pi = 1.27X_0 \quad (5.1a)$$

et sa valeur efficace est obtenue par:

$$X_{1\text{eff}} = 2\sqrt{2} \cdot X_0 / \pi = 0.9X_0 \quad (5.1b)$$

Le convertisseur est représenté, dans l'hypothèse de la première harmonique, par le circuit équivalent suivant (valeurs efficaces):

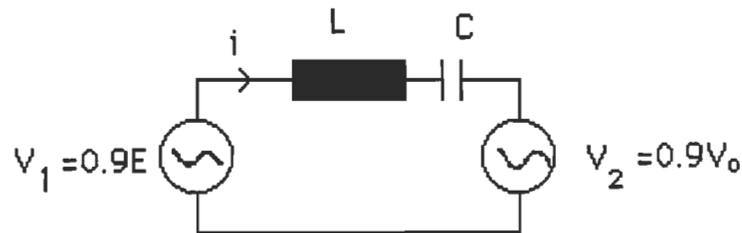


Figure 5.2. Circuit équivalent "première harmonique".

La commutation du redresseur s'effectue au passage par zéro du courant i , la tension V_2 et i sont en phase tandis que V_2 est en retard sur V_1 d'un angle α associé à la conduction des diodes de récupération (Fig.3.11a).

On obtient:

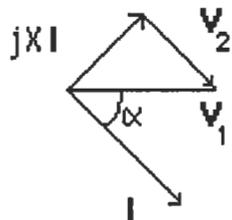
$$V_1 = V_2 + j(L\omega - 1/C\omega) \cdot I \quad (5.2)$$

avec la notation phasorielle.

En posant: $X = L\omega - 1/C\omega = Z_0(F_s/F_0 - F_0/F_s)$;

l'équation(5.2) devient:

$$V_1 = V_2 + jX \cdot I \quad (5.3)$$



La puissance apparente S fournie par la source est déterminée comme suit:

$S = V_1 \cdot I^* = (V_2 + jX \cdot I) \cdot I^*$ où I^* désigne le complexe conjugué de I . Cette puissance se subdivise en puissance active P transférée à la charge et en puissance réactive Q dans le circuit résonant.

$$S = P + jQ.$$

$$P = V_2 \cdot I \quad (5.4a)$$

$$Q = X \cdot I^2 \quad (5.4b)$$

Le facteur de puissance du convertisseur est obtenu par:

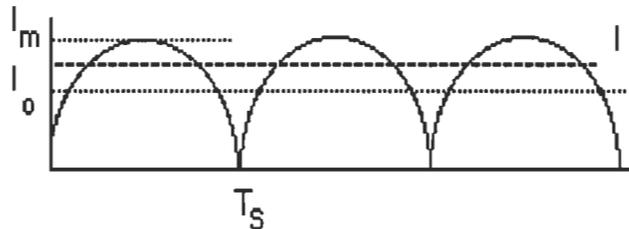
$$f_p = \cos \alpha = P/S = V_2/V_1;$$

Sachant que $V_2 = 0.9 E$ et $V_1 = 0.9 \cdot V_0$ d'après l'équation (5.1b), nous obtenons:

$$\cos \alpha = q \quad (5.5)$$

Cette relation montre l'intérêt de faire opérer le convertisseur avec une tension q suffisamment élevée à la sortie.

Le courant efficace I peut être explicité en fonction du courant moyen I_0 à la sortie.



On a: $I = I_m / \sqrt{2}$ et $I_0 = 2 \cdot I_m / \pi$,

d'où $I = \pi \cdot I_0 / (2\sqrt{2}) = 1.11 \cdot I_0$.

La puissance apparente fournie par la source vaut:

$$S = E \cdot I_0, \quad (5.6a)$$

la puissance active P :

$$P = V_0 \cdot I_0, \quad (5.6b)$$

et la puissance réactive:

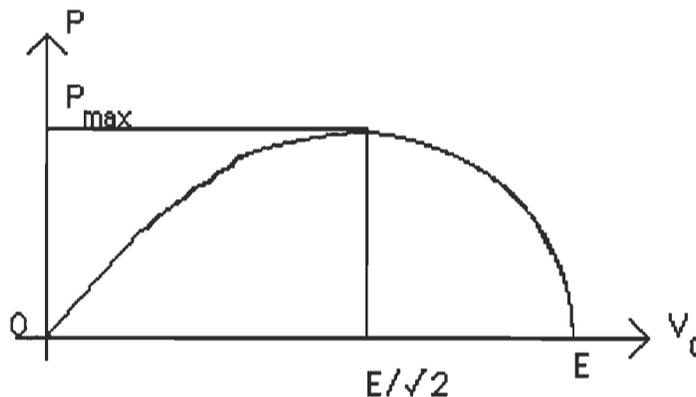
$$Q = \pi^2 \cdot X \cdot I_0^2 / 8 \quad (5.6c).$$

ou $Q=1.2337(F_{sn}-1/F_{sn}).Z_o.I_o^2.$

Lorsque la tension à la sortie varie de 0 à $V_{o\max}$, il existe une valeur de V_o pour laquelle la puissance active est maximale. En effet, sachant que $P=(S^2-Q^2)^{1/2}$ et utilisant les équations (5.6), on a:

$$P=\frac{V_o}{K}.\sqrt{E^2-V_o^2} \quad (5.7)$$

où $K=1.2337.Z_o.(F_{sn}-1/F_{sn}).$



La puissance est maximum pour une fréquence de fonctionnement fixe si $\partial P/\partial V_o=0$, on a alors $V_o=E/\sqrt{2}$ et

$$P_{\max}=E^2/2.K \quad (5.8).$$

Pour $q=0.707$, les puissances active et réactive sont égales: $P=Q$. Cette méthode de dimensionnement donne des résultats d'autant plus précis que la fréquence de fonctionnement est proche de la résonance. Pour minimiser les contraintes sur les composants de l'unité de conversion, il est indiqué de travailler avec une tension de sortie normalisée proche de 0.707. La méthode suivante, plus exacte que la précédente, recourt aux caractéristiques statiques du convertisseur muni de la loi

de commande optimale.

5.2 Dimensionnement basé sur les caractéristiques statiques.

L'onduleur en demi-pont fonctionne au-dessus de la fréquence de résonance.

Le cahier de charge est:

- Tension d'alimentation $V_s=2E=150$ V,
- Puissance nominale dans la charge: 1kW,
- Tension de sortie: 60 V.

Pour rester dans le domaine des fréquences inaudibles, la fréquence de résonance f_0 est fixée à 20 kHz.

5.2.1 Choix du circuit résonant.

La puissance délivrée par l'onduleur à la charge est:

$$P=V_o.I_o=q.I_N.E^2/Z_0 \quad (5.9)$$

où q et I_N sont les valeurs normalisées de la tension et du courant à la sortie, $E=V_s/2$ et $Z_0=(L/C)^{1/2}$ est l'impédance caractéristique du circuit résonant.

La fréquence de résonance constitue la 2ème équation pour déterminer L et C .

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.10)$$

De (5.9) et(5.10), on tire les valeurs du condensateur et de la bobine:

$$L = \frac{q.I_N.E^2}{\omega_0.P} \quad (5.11a)$$

$$C = \frac{P}{\omega_0 \cdot q \cdot I_N \cdot E^2} \quad (5.11b)$$

Dans notre cas, $q=60/75=0.8$. Nous pouvons choisir (fig.5.3a), avec $q=0.8$ pour une puissance proche du maximum (eq.5.8) et un bon facteur de puissance (eq.5.5), dans le plan (q, I_{moy}) une valeur du courant $I_N=2.9$ comme point de départ pour dimensionner le circuit résonant. .

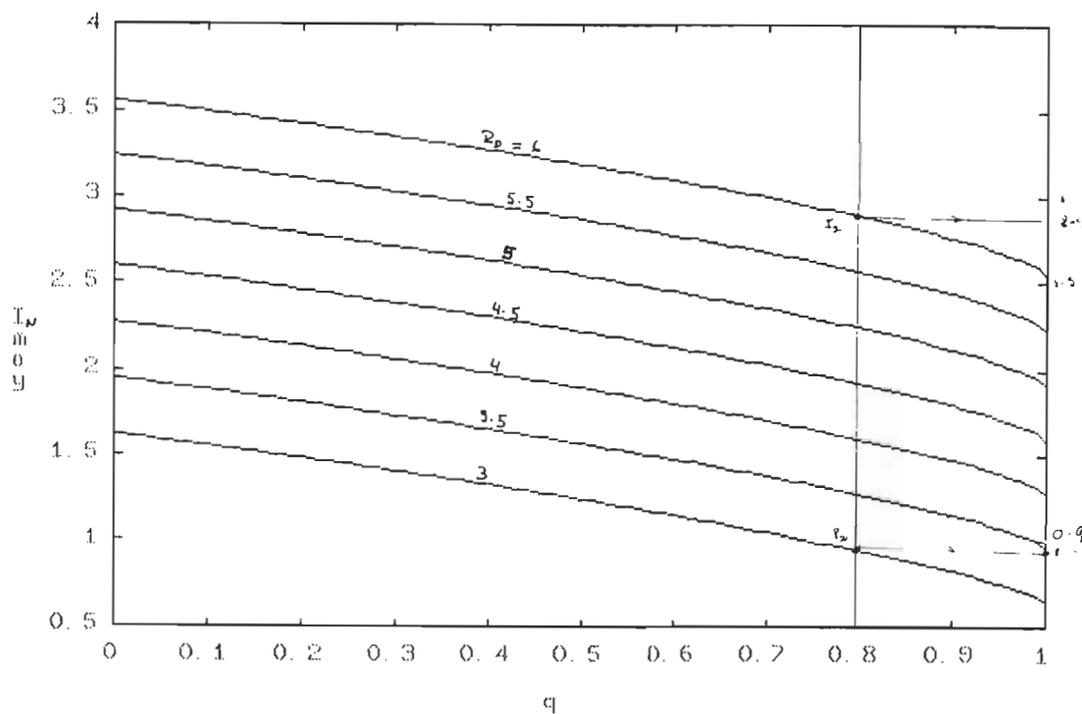


Figure 5.3a. Caractéristiques de sortie I_N - q

Le point d'opération $P_1(q=0.8; I_N=2.9)$ est situé sur une trajectoire de rayon $Rd=6$.

A partir des équations (5.11), on obtient:

$$L=104 \mu\text{H} \text{ et } C=0.61 \mu\text{F}$$

L'impédance caractéristique $Z_0=13.1 \Omega$ et $I_b=5.75 \text{ A}$. Le courant moyen

dans la charge est $I_0=16.7$ A.

A partir de la figure 5.3b, la tension-crête aux bornes du condensateur est $V_{cNp}=4$, d'où $V_{cp}=4 \times 75=300$ V.

De la même manière, le courant maximal normalisé dans la bobine (fig.5.3c) est $I_{pN}=4.4$, d'où $I_p=25.3$ A.

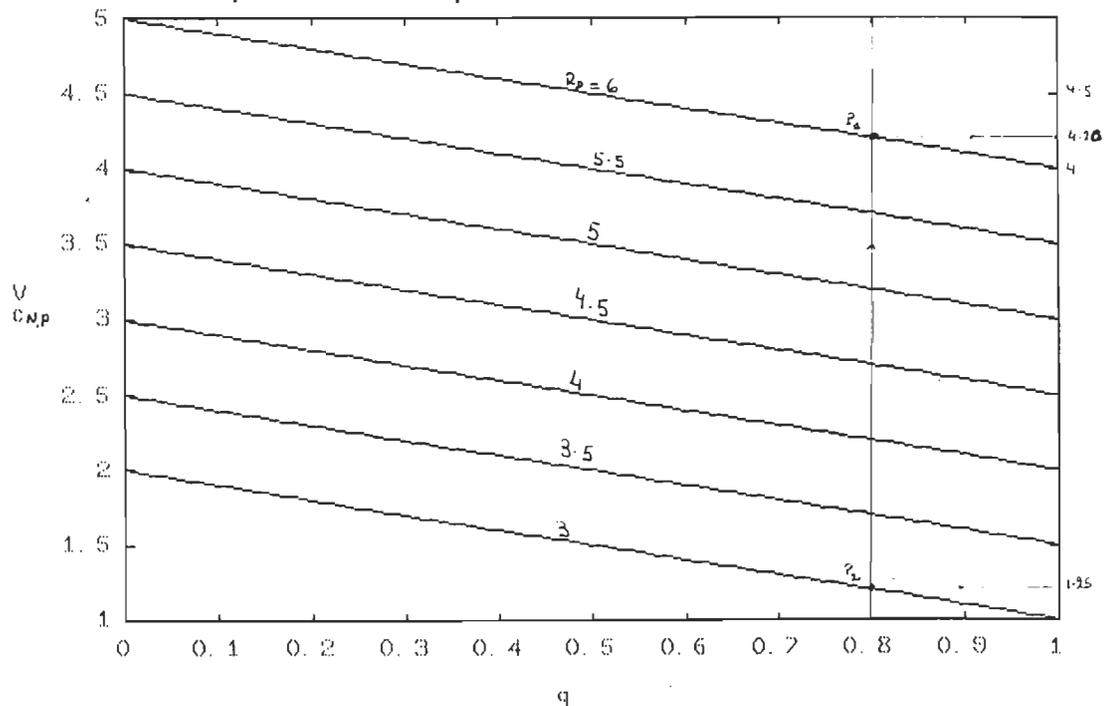


Figure 5.3b. Caractéristiques $V_{cNp}-q$

Dans ces conditions, la fréquence $F_{sn}=1.07$ (fig.5.3d), d'où $F_s=21.4$ kHz. Ce point d'opération exige donc d'opérer le convertisseur à une fréquence très voisine de celle de résonance. Pour remédier au problème de la surtension aux bornes du condensateur, un nouveau point d'opération P_2 est considéré: $q=0.8$ et $I_N=0.94$,

d'où $L=33.7$ μ H et $C=1.88$ μ F; $Z_0=4.23\Omega$ et $I_p=17.7$ A.

Le rayon de la trajectoire à imposer est $R_D=3$ et correspond à une fréquence $F_{sn}=1.23$, soit $F_s=24.6$ kHz. On obtient pour les valeurs-crêtes: $V_{cNp}=1.25$, d'où $V_{cp}=94$ V.

$I_{Np}=1.4$, d'où $I_p=25$ A.

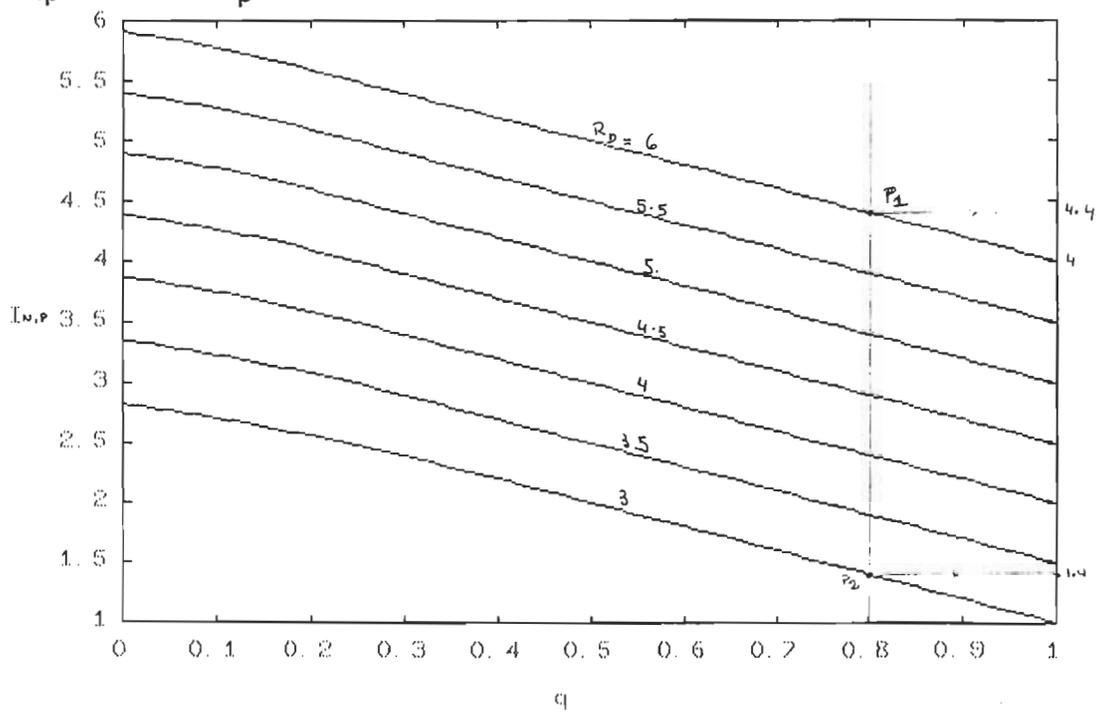


Figure 5.3c. Caractéristiques $I_{Np}-q$

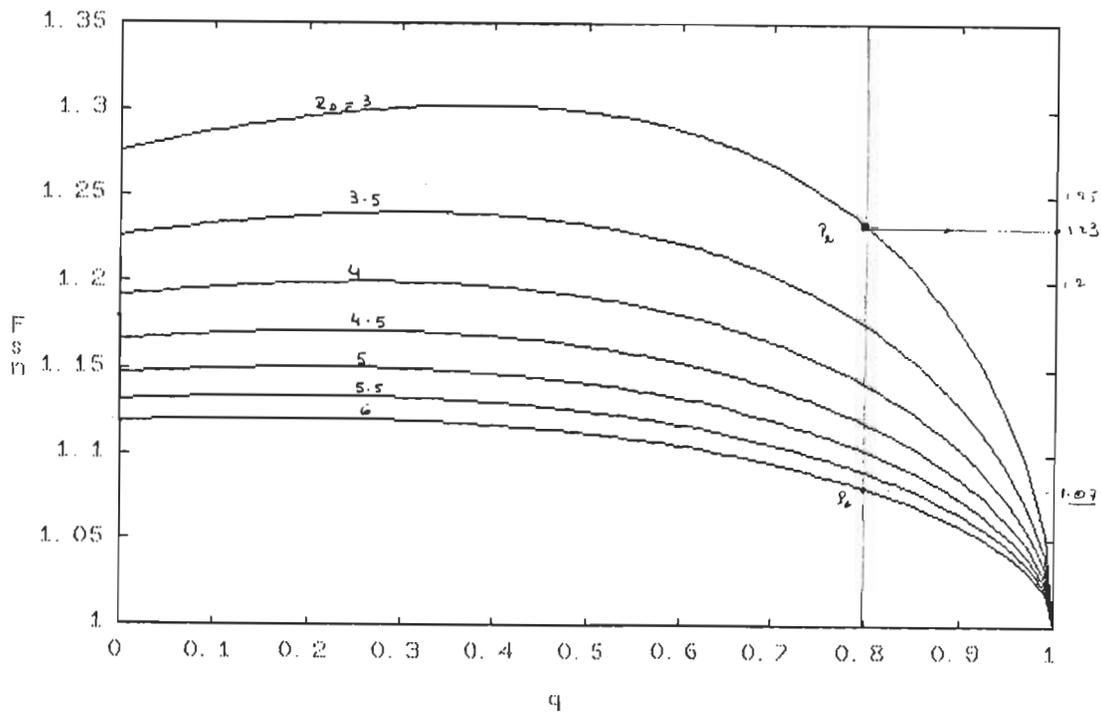


Figure 5.3d. Caractéristiques $F_{sn}-q$

5.2.2 Choix des interrupteurs:

Les semi-conducteurs de puissance de l'onduleur sont parcourus par des courants moyen et crête identiques à ceux du circuit résonant. Avec un facteur de sécurité (f_s) de 2, $I_o(Q)=33.4$ A et $I_p(Q)=50$ A. La tension d'alimentation étant de 150 V, l' interrupteur bloqué doit supporter 300V si $f_s=2$. Nous avons utilisé les transistors-Darlington MJ10016 avec une diode anti-parallèle intégré: $I_o(Q)=50$ A , $I_p(Q)=75$ A, $V_{ceX}=600V$. Leurs caractéristiques sont données en annexe. Le condensateur d'aide à la commutation est de 25 nF. Pendant la commutation des transistors, la fréquence de résonance est influencée par ces condensateurs [12,16].

Le redresseur est constitué d'un pont entier de diodes MR876 dont les caractéristiques répondent aux conditions d'opération: $I_o(D)=50$ A, $I_p(D)=75$ A et $V=600V$.

5.3 Réalisation du circuit de commande.

La variable de commande R est calculée à partir de l'équation:

$$(RE)^2 = (Z_o \cdot i)^2 + [V_c + S(E + V_o)]^2 \quad (5.12)$$

Quatre capteurs sont nécessaires pour la mesure de i , V_c , V_o et E . Cependant par la mesure du courant, la tension V_c est déterminé par intégration. La précision des mesures et celle du circuit de calcul analogique (fig.5.6) constituent le critère déterminant pour un bon fonctionnement du convertisseur en boucle fermée, c-à-d muni de la loi de commande optimale.

Le circuit de commande comprend 3 modules:

5.3.1 Circuit de mesures et de démarrage:

La figure 5.5a montre la mesure des tensions de sortie et d'alimentation [20].

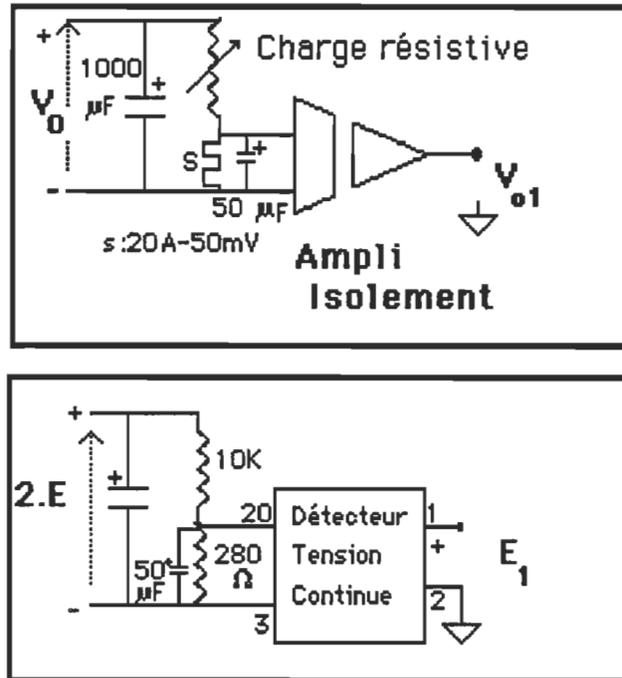


Figure 5.5a. Mesures des tensions E et V_o .

La mesure de i et v_c est montrée à la figure 5.6. Le courant est mesuré avec un transformateur de rapport $n=50$.

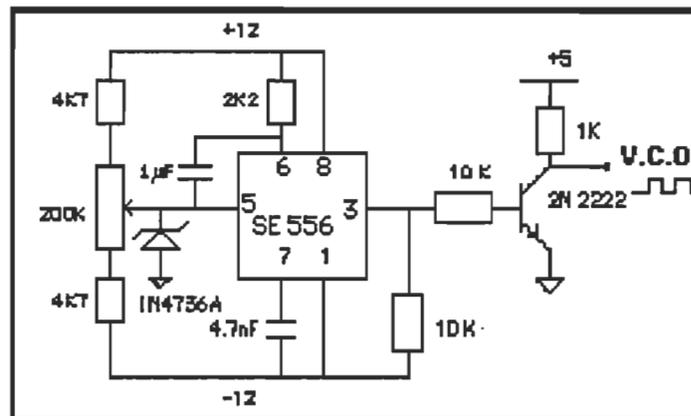


Figure 5.5b. VCO de démarrage.

Les gains ont été expérimentalement calculés en boucle ouverte avec

un V.C.O (fig.5.5b) fonctionnant à 25 kHz.

Le VCO permet aussi le démarrage du convertisseur en boucle fermée, à cause du circuit d'attaque des transistors de puissance constitué d'un transformateur à deux secondaires. La détection d'un seuil de tension à la sortie valide le passage du fonctionnement en boucle ouverte vers l'opération en boucle fermée.

5.3.2 Circuit de calcul analogique:

Nous avons déterminé les coefficients d'atténuation A_i à la sortie de la chaîne de mesures et déduit les facteurs d'échelle F_i pour calculer la variable de commande. De l'équation (5.12), on obtient:

$$\left(R \cdot \frac{E_1}{A_1}\right)^2 = \left(\frac{V_i}{A_4} \cdot Z_0\right)^2 + \left[\frac{V_x}{A_3} + S \cdot \left(\frac{E_1}{A_1} + \frac{V_0}{A_2}\right)\right]^2 \quad (5.13)$$

En multipliant par A_1^2 :

$$(R \cdot E_1)^2 = (F_i \cdot V_i)^2 + [F_C \cdot V_x + S(E_1 + F_O \cdot V_{01})]^2 \quad (5.14)$$

où $F_E=1$;

$$F_i = Z_0 \cdot A_1 / A_4;$$

$$F_C = A_1 / A_3 \text{ et}$$

$$F_O = A_1 / A_2 .$$

Les conditions d'opération sont:

-une charge résistive $R_L=17 \Omega$ et $2E=80 \text{ V}$;

- $Z_0=19.5 \Omega$ et $F_0=15.3 \text{ kHz}$;

-La fréquence du VCO est de 25 kHz.

Nous obtenons:

$$E_1=3.57 \text{ V}$$

$$\text{=====> } A_1=44.5 \text{ mV/V}$$

$$\begin{aligned}
 V_o=19.5 \text{ V et } V_{o1}=146 \text{ mV} & \text{ =====> } A_2=7.49 \text{ mV/V} \\
 V_c=18 \text{ V et } V_x=3\text{V} & \text{ =====> } A_3=167 \text{ mV/V} \\
 I_p=1.8\text{A et } V_i=500\text{mV} & \text{ =====> } A_4=278 \text{ mV/A.}
 \end{aligned}$$

Les facteurs d' échelle sont alors:

$$F_j = 3.13; F_C = 0.267; F_O = 5.96.$$

Ces facteurs sont choisis en fonction des circuits de calcul. Il faut éviter la saturation des amplificateurs et des multiplicateurs.

Pour éviter la saturation des circuits de calcul, il faudrait atténuer E_1 , réduire les facteurs ci-dessus et prendre en considération le facteur d'échelle ($F_m = 0.1$) du multiplicateur AD 632. Ce multiplicateur a été choisi pour ses bonnes performances: tension de référence stabilisée, rapidité, faible dérive thermique, etc..(Annexe3).

Le démarrage du convertisseur s'effectue à l'aide du VCO. La tension de sortie est détectée et comparée à une tension-seuil V_{bf} . Le basculement du signal S_o de 1 à 0 permet d'arrêter le VCO et de passer en boucle fermée (Fig.5.7).

La figure 5.6 montre tout le montage utilisé pour le calcul de la variable de commande R en boucle fermée.

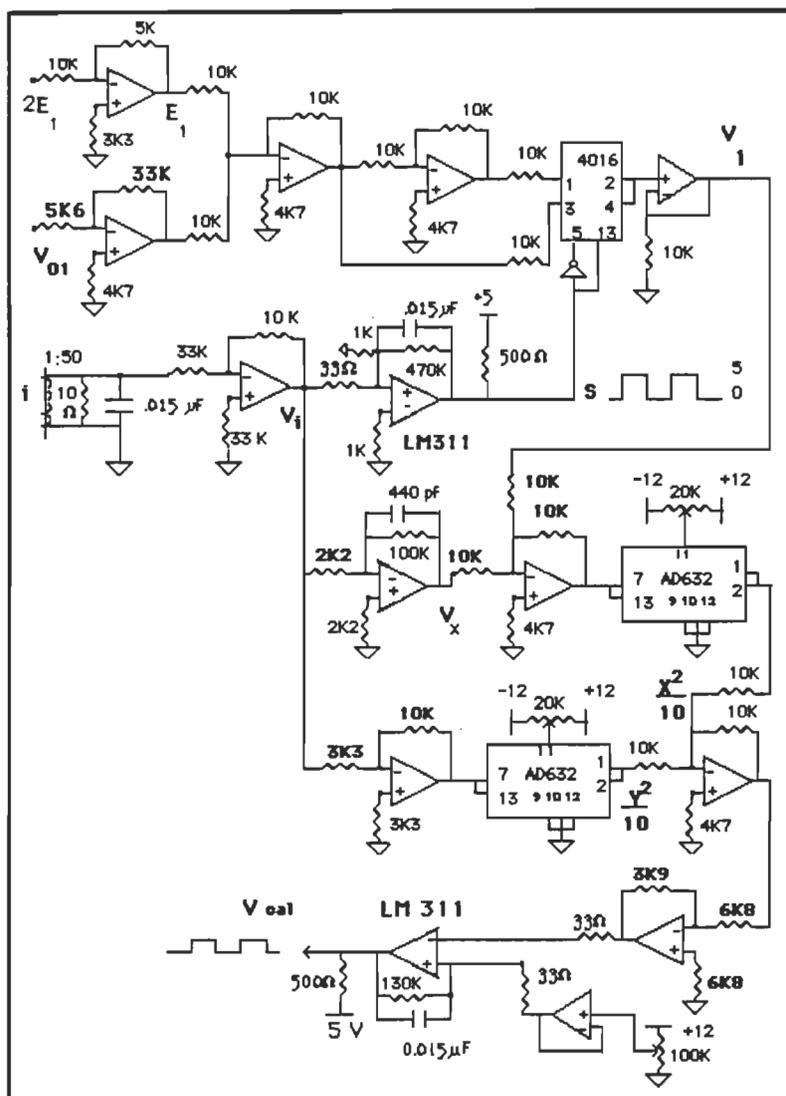


Figure 5.6. Circuit de calcul analogique.

5.3.3 Le circuit logique.

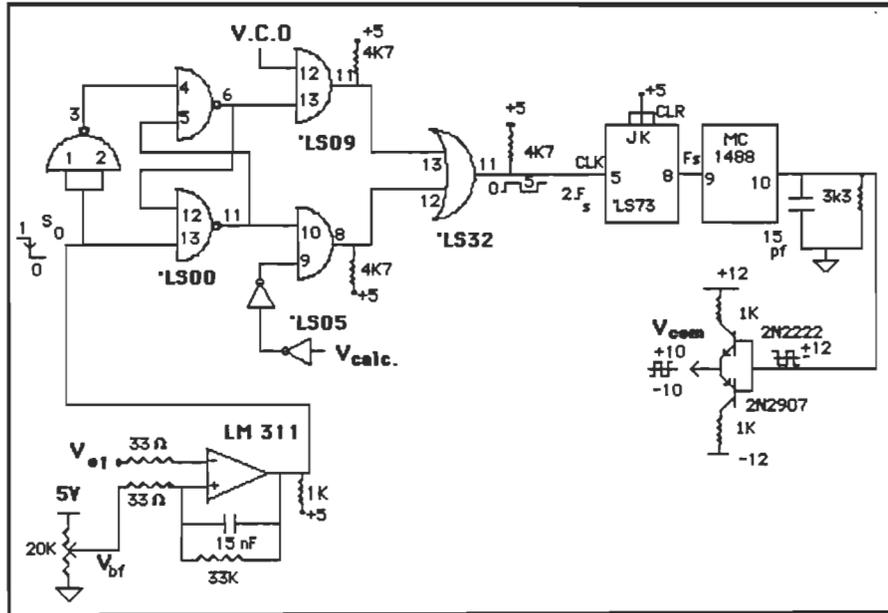


Figure 5.7. Circuit logique.

La tension de référence V_{bf} doit être bien choisie en fonction de la fréquence du VCO et de la trajectoire que l'on veut atteindre lors de la transition de la boucle ouverte au fonctionnement en boucle fermée. Ceci est nécessaire afin d'assurer la synchronisation des signaux V_{cal} et VCO, sinon le convertisseur s'arrête. Dans notre cas, $R_r=0.5$ V, $f(\text{VCO})=25$ kHz.

5.4 Les résultats expérimentaux.

5.4.1 Régime établi.

L'onduleur de tension en demi-pont est composé des transistors duaux, réalisés à partir des Darlington MJ10016. Le

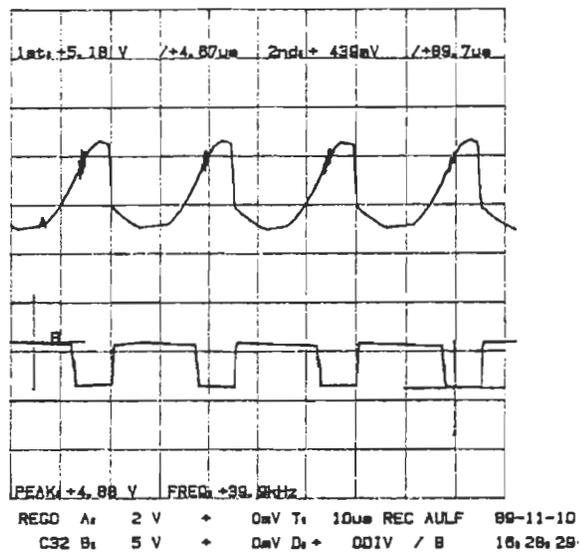
courant est redressé par un pont entier de diodes MR 876. Pour rester en accord avec l'étude théorique, le transformateur n'a pas été utilisé. Le circuit résonant est constitué d'une inductance de $200 \mu\text{H}$ et d'un condensateur de $0.53 \mu\text{F}$. L'impédance caractéristique de ce circuit est de 19.5Ω et la fréquence de résonance est de 15.3 kHz .

L'expérimentation a été effectuée dans les conditions suivantes: $2E=100 \text{ V}$, $R_L=20 \Omega$, $C_f=650 \mu\text{F}$. La trajectoire à imposer est représentée par une tension de référence $R_r=2\text{V}$.

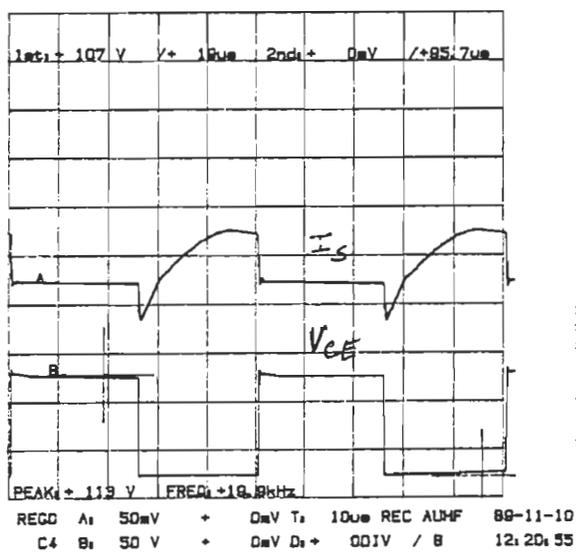
Dans ces conditions, le convertisseur fonctionne à une fréquence de 20 kHz , soit une fréquence normalisée $F_{sn}=1.31$. Les figures suivantes montrent les formes d'ondes obtenues en régime établi.

La variable de commande R^2 calculée et le signal TTL V_{calc} à la sortie du circuit de calcul analogique sont montrés à la figure 5.8. On remarque que la fréquence ces signaux est la double de celle de fonctionnement, soit 40 kHz .

16:29:42 89 Nov 10

Figure 5.8. Variable de commande R^2 et signal V_{calc}

12:21:35 89 Nov 10

Figure 5.9. Courant I_s et tension V_{CE} .

La tension V_{CE} et le courant I_S dans un interrupteur sont donnés à la figure 5.9.

Ces ondes sont bien celles prévues par la théorie effectuée au chapitre 3 dans le cas du fonctionnement avec $F_s > F_o$. Pour le courant I_s , l'échelle de 50 mV/div correspond à 2.5A/div.

Les variables d'état V_c et i ont été également mesurées (Fig.5.10). La figure 5.11 représente le plan de phase associé à ce régime.

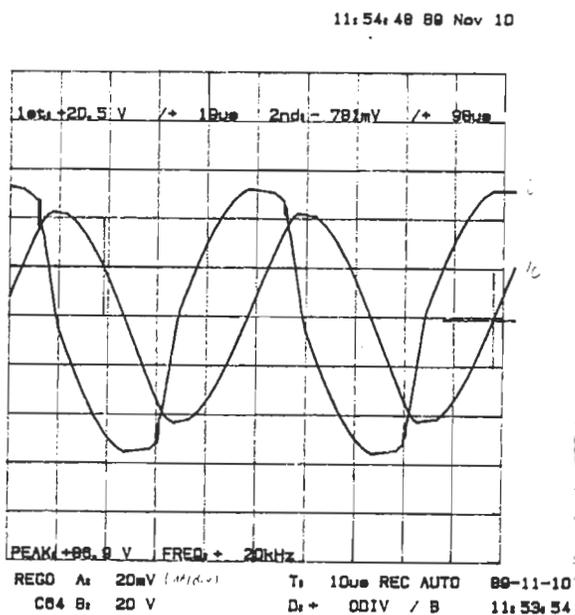


Figure 5.10. Courant i et tension v_c .

11:51:40 89 Nov 10

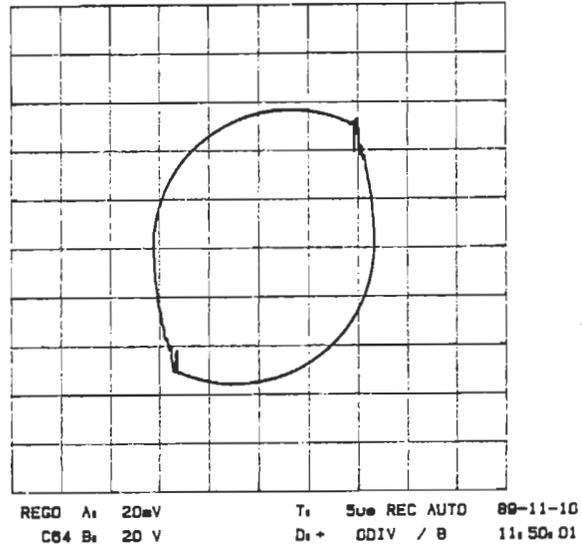
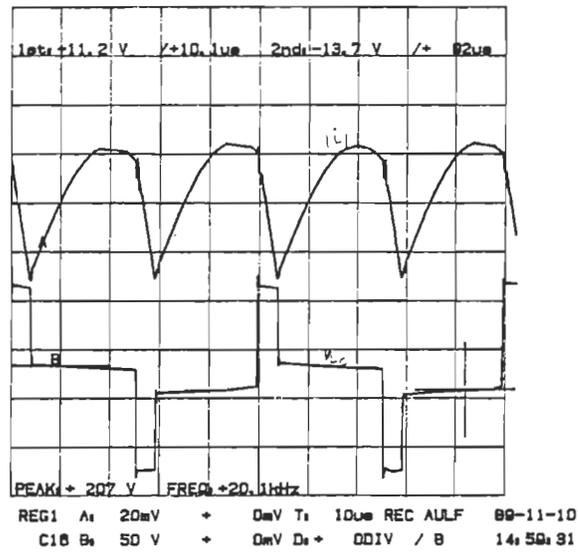


Figure 5.11. Plan d' état.

15:01:38 89 Nov 10

Figure 5.12. Courant redessé $|i|$ et tension V_{LC} .

Les autres grandeurs intéressantes en régime établi: courant redressé $|i|$, tension V_{LC} aux bornes du circuit résonant, tension V_R à l'entrée du redresseur et le courant i sont respectivement montrées aux figures 5.12 et 5.13.

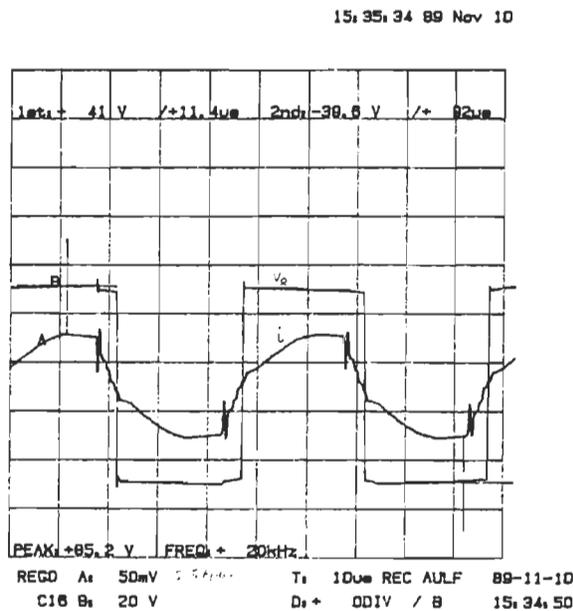


Figure 5.13. Courant i et tension V_R .

On constate, à la figure 5.13, que le courant dans le circuit résonant et la tension V_R aux bornes du redresseur sont en phase.

De façon générale, le comportement statique du convertisseur muni de la loi de commande optimale est satisfaisant. Les résultats expérimentaux en régime établi sont en accord avec ceux de la simulation.

5.4.2. Régime dynamique .

La tension de la source est de 100 V et la charge résistive est de 20 Ω .

1^o Le démarrage du convertisseur s'effectue à l'aide d'un VCO fonctionnant à la fréquence de 25 kHz. Le rayon R_D de la trajectoire finale est de 0.5 V et correspond à une fréquence de 20 kHz sachant les conditions d'opération.

La figure 5.14 montre le passage de la boucle ouverte à la boucle fermée dans le plan d'état.

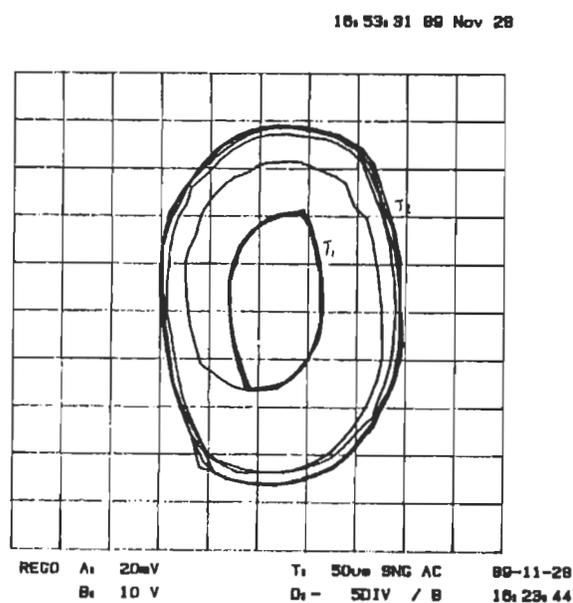


Figure 5.14. Transition boucle ouverte-boucle fermée.

En fonction du temps, les formes d'ondes de la tension et du courant sont représentées à la figure 5.15. On constate que la transition s'effectue sans dépassement.

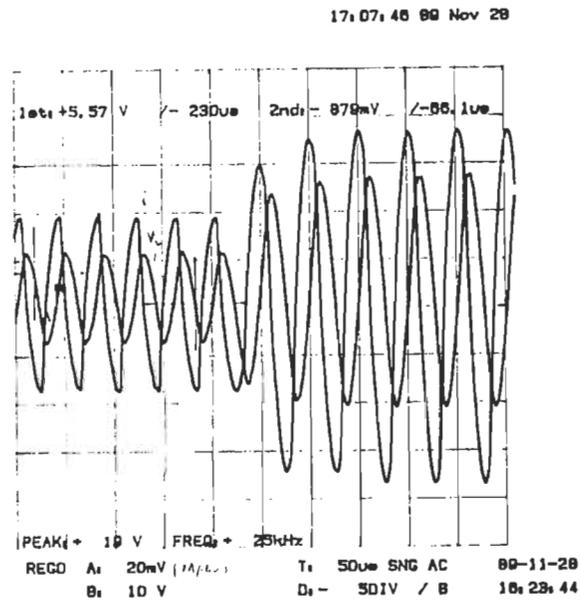


Figure 5.15. Tension et courant en régime dynamique.

2^o De la même manière, le transfert d'une trajectoire à une autre, en boucle fermée, est montré aux figures 5.16 et 5.17, respectivement en fonction du temps et dans le plan d'état. La variation du rayon de référence de 1V à 1.8 V (fig.5.18) correspond à une fréquence de fonctionnement de 25 kHz à 22 kHz.

10:17:56 89 Nov 29

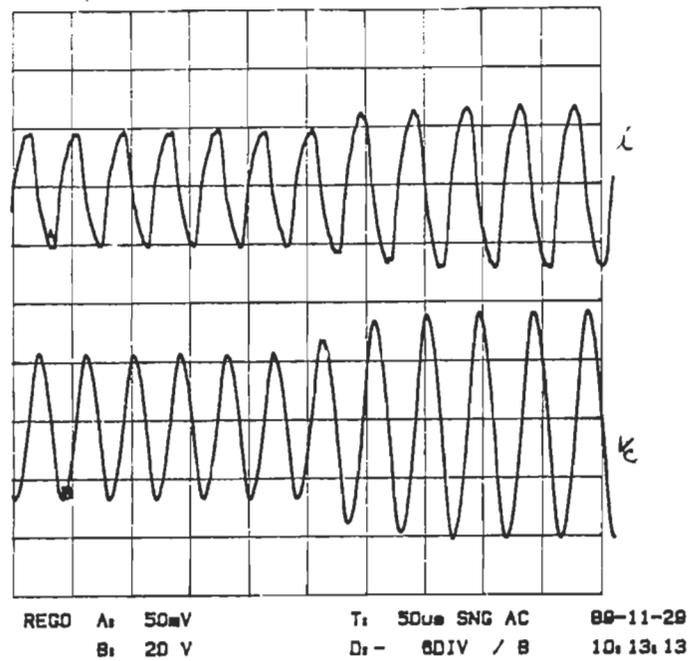
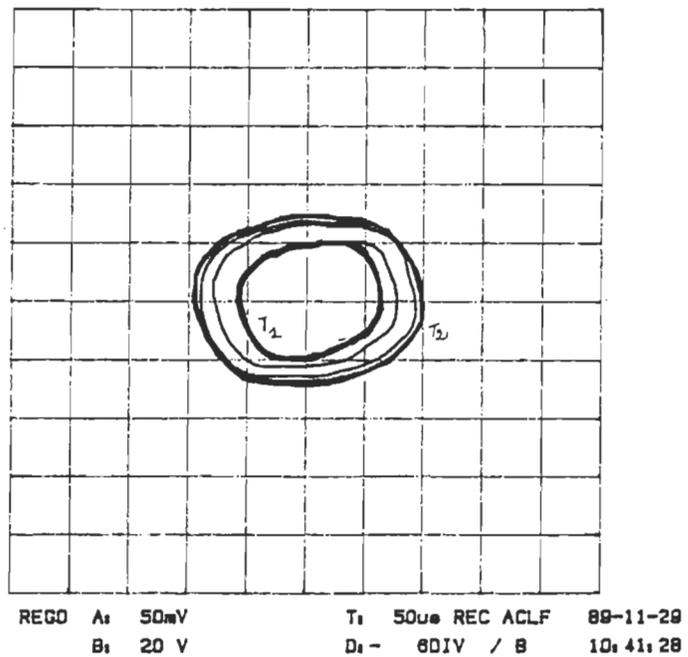
Figure 5.16. Tension v_C et courant i en boucle fermée.

Figure 5.17. Transfert d'une trajectoire à une autre.

13:02:28 89 Nov 29

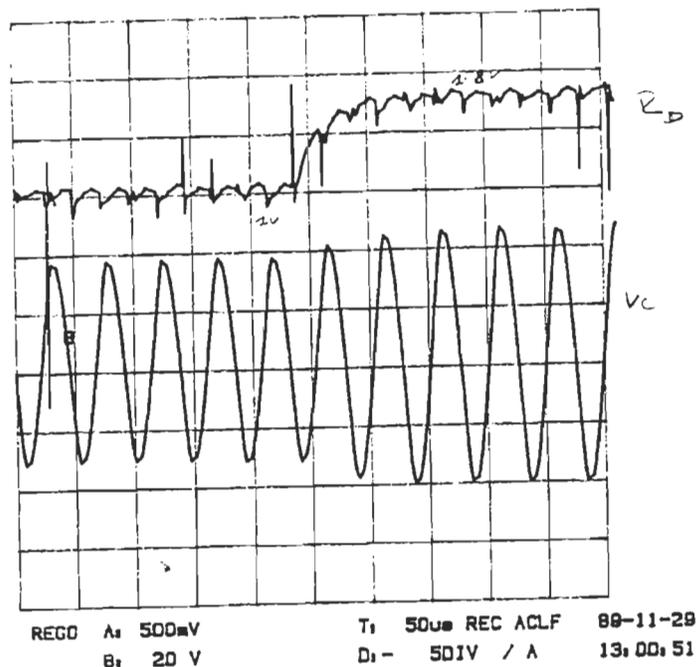


Figure 5.18. Variation du rayon de référence R_D et v_C .

5.5 Conclusion:

Nous avons montré deux méthodes de dimensionnement du convertisseur à résonance. La méthode de la "première harmonique" donne des résultats d'autant plus corrects que la fréquence d'opération du CRS est proche de celle de la résonance.

La méthode basée sur les caractéristiques statiques utilise les équations obtenues lorsque le convertisseur est muni de loi de commande par trajectoire optimale. Les éléments du circuit résonant et les semi-conducteurs de puissance ont été choisis selon cette dernière méthode.

Nous avons réalisé le circuit de commande délivrant les signaux pour le circuit d'attaque et de protection des thyristors duaux. Des ajustements sont nécessaires pour pouvoir fonctionner aux fréquences permettant d'obtenir la puissance nominale. En particulier,

l'intégrateur permettant de calculer la tension du condensateur V_c sans capteur ne peut pas fonctionner sur une large gamme de fréquences. Il faudrait ajouter un capteur pour la mesure directe de la tension V_c .

Les mesures effectuées en régimes statique et dynamique valident la loi de commande développée dans ce travail. L'énergie dans le circuit résonant reste confinée, en régime dynamique, dans les limites imposées par la variable de référence.

CONCLUSION GÉNÉRALE.

Les problèmes associés à la commutation dure des convertisseurs CC-CC à découpage ont été exposés. Ces inconvénients sont réduits par l'utilisation des CRS, basés sur la commutation douce. A cause de la résonance, les composants de l'unité de conversion subissent de contraintes élevées, en particulier, en régime de fortes perturbations. La solution est de créer un environnement pour minimiser ces contraintes par une loi de commande appropriée.

La représentation, dans le plan d'état, des séquences de fonctionnement du CRS nous a permis de montrer que la loi de commande optimale est basée sur la trajectoire des diodes de récupération lorsque le CRS fonctionne avec $F_s > F_0$. Cette loi de commande est optimale car elle satisfait aux deux critères d'optimisation:

- L'énergie $E(t)$ doit rester confinée dans les limites fixes: $E(t) \leq \max(E_i, E_f)$ où E_i et E_f sont les valeurs initiale et finale de l'énergie dans le circuit résonant.

- Minimiser le temps de transition de l'état initial à l'état final.

Les caractéristiques "courant moyen en fonction du rayon R_D " est linéaire pour une tension constante à la sortie sauf aux faibles courants moyens correspondants à des fréquences élevées. Dans le but de faciliter le dimensionnement du CRS muni de cette commande, d'autres caractéristiques ont été déterminées.

Les résultats expérimentaux valident, en régimes établi et dynamique, la loi de commande que nous avons développée au cours de ce travail.

Les limites de fonctionnement observées sont plutôt dues aux circuits analogiques et à la précision des mesures qu' à la validité de la loi de commande.

Il serait enfin intéressant de chercher une méthode analytique pour étudier des systèmes soumis à de fortes perturbations.

RÉFÉRENCES

- [1] S.B. DEWAN et A. STRAUGHEN.
Power Semiconductor Circuits; John Wiley & Sons, 1975.
- [2] D.M. MITCHELL.
DC-DC Switching Regulator Analysis; Mc Graw-Hill, 1988.
- [3] B.M. BIRD et K.G. KING.
An Introduction to Power Electronics; John Wiley & Sons, 1983.
- [4] F.C.Y. LEE, R.P. IWENS, Y. YU, J.E. TRINER.
"Generalized Computer-Aided Discrete Time-Domain Modelling and Analysis of DC-DC Converters".
IEEE Trans. Industr. Electr. and Control Instrum.,
vol. IECI-26, n°2, may 1979, pp. 58-69.
- [5] G.C. VERGHESE, M.E. ELBURUK, J.G. KASSAKIAN.
"A General Approach to Sampled-Data Modelling for Power Electronics Circuits".
IEEE Trans. Power Electronics, vol. PE-1, no2, apr. 1986,
pp. 76-89
- [6] V. VORPERIAN et S. CUK.
"A complete DC Analysis of the Series Resonant Converter".
IEEE PESC Rec., 1982, pp. 85-100.
- [7] V. VORPERIAN et S. CUK.
"Small signal Analysis of Resonant Converters."
IEEE PESC Rec., 1983, pp. 269-282.

- [8] C.M. KENDALL et A.A. SCHIMID
"Characteristics and Control of EMI in a Switching Regulator Power Converter", Proc. POWERCON10, 1983.
- [9] R. von Lutz et M. GROTZBACK.
"Straightforward Discrete Modelling for Power Converter Systems".
IEEE, PESC. Rec. 1985, pp.761-770
- [10] K. AL HADDAD, V. RAJAGOPALAN, Y. CHÉRON, H. FOCH.
"Static and Small Signal Analysis of a Series-Resonant Converter Operating above its Resonant Frequency".
Can. Elec. Eng. J., Vol.12, n°4, 1987, pp158-164.
- [11] K. AL HADDAD, V. RAJAGOPALAN, Y. CHÉRON, H. FOCH.
"Novel Method of Power Control of a DC to DC Resonant Converter".
IEEE, PESC. Rec. 1989.
- [12] Y. CHÉRON, H. FOCH, J. ROUX.
"Etude d'une nouvelle utilisation des transistors de puissance dans les convertisseurs haute tensions à fréquence élevée".
Rev.Physique Appliquée, juin 1981, pp 333-342.
- [13] B. FRANCOEUR, P. VIAROUGE, H. LE-HUY.
"Méthode de dimensionnement et réalisation d'onduleurs à résonance série de 20 KW à thyristors asymétriques et à GTO. pour le chauffage par induction".
Congrès Canadien en Génie Électrique et Informatique, 1988, pp183-186.

- [14] V. NGUYEN, J. DHYANCHAND, P. THOLLOT.
"Steady-State and Small-Signal Analysis of Series Resonant Converter: a Novel Graphical Approach".
IEEE, IAS Annual Meeting 1986 Record, pp 692-701.
- [15] R. ORUNGANTI.
"State-Plane Analysis of Resonant Converters"
Ph.D. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1987.
- [16] B. SOUESME, Y. CHÉRON, M. METZ.
"Study of a Control Method to Gain the Best Dynamic Performances of the Series Resonant Converter".
EPE Aachen, 1989 .
- [17] R.L. STEIGERWALD.
"A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies"
IEEE, APE Conference, 1987, pp135-144.
- [18] M.E. ELBULUK.
"Resonant Converters: Topologies. Dynamics Modeling and Control".
Ph.D. Thesis, Massachusetts Institute of Technology (MIT), 1986.
- [19] R.J. KING, T.A. STUART.
"Inherent Overload Protection for the Series Resonant Converter".
IEEE Trans. Aerosp. and Electr. Syst., vol. AES-19, no6, nov. 1983, pp. 820-830.

- [20] R. CHAHINE.
Rapport de recherche: "Décteur à courant continu-Décteur
à tension continue". U.Q.T.R.,1979

ANNEXE 1:

Modèle discret d'un CRS (Approche générale).

On se propose de déterminer les matrices A et B apparaissant dans l'équation(1.23):

$$\mathbf{x}(k+1)=\mathbf{A}.\mathbf{x}(k)+\mathbf{B}.\mathbf{q}(k) \quad (\text{A1.1})$$

où
$$\mathbf{A}=[\partial\mathbf{f}/\partial\mathbf{X}]-[\partial\mathbf{f}/\partial\mathbf{T}].[\partial\mathbf{C}/\partial\mathbf{T}]^{-1} .[\partial\mathbf{C}/\partial\mathbf{X}] \quad (\text{A1.2})$$

$$\mathbf{B}=[\partial\mathbf{f}/\partial\mathbf{P}]-[\partial\mathbf{f}/\partial\mathbf{T}].[\partial\mathbf{C}/\partial\mathbf{T}]^{-1} .[\partial\mathbf{C}/\partial\mathbf{P}]. \quad (\text{A1.3})$$

Nous considérons le CRS fonctionnant à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance. On se limite à un demi-cycle car l'opération du CRS est symétrique. Pendant la phase d'apport et de récupération d'énergie, le système est décrit par:

$$d\mathbf{x}/dt=\mathbf{A}_i.\mathbf{x}+\mathbf{B}_i.\mathbf{u};$$

où $\mathbf{x}=[i \quad v_C]^T$ est le vecteur d'état,

$\mathbf{u}=[E \quad V_0]^T$ est le vecteur de source.

$$\mathbf{A}_1=\mathbf{A}_2=\mathbf{A};$$

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice A est constante sur tout le cycle de fonctionnement. La matrice B dépend des semi-conducteurs en conduction. Pour les séquences (D₁) et (Q1) on obtient respectivement:

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans notre cas, le vecteur des instants de commutation T est le suivant:

$$T = [T_1 \ T_2]^T;$$

où T_1 correspond à la fin de la conduction de la diode, t_k est le début du k ème demi-cycle et T_2 est la durée d'un demi-cycle (Fig.A1).

Le vecteur de commande P est donné par:

$$P = [E \ V_0 \ L \ C \ T_2]^T.$$

Le régime cyclique stable a été calculé avec des valeurs normalisées (chap.3). A partir de (3.22a) et (3.22b) et après "dénormalisation", on a:

-Pendant la phase de récupération (D1):

$$i(t) = I_0 \cdot \cos \omega t - (1/Z_0)(V_{C0} + E + V_0) \cdot \sin \omega t$$

$$v_c(t) = -E - V_0 + Z_0 \cdot I_0 \cdot \sin \omega t + (V_{C0} + E + V_0) \cdot \cos \omega t$$

où le vecteur $X_0 = [I_0 \ V_{C0}]^T$ constitue les conditions initiales.

-Pour la seconde séquence (Q1), les conditions initiales sont:

$X_1 = x(t=T_1)$:

$$I_1 = i(\omega T_1) = 0$$

$$V_{C1} = v_c(\omega T_1).$$

d'où

$$i(t) = -(1/Z_0)(V_{C1} - E + V_0) \cdot \sin \omega(t - T_1)$$

$$v_c(t) = E - V_0 + (V_{C1} - E + V_0) \cdot \cos \omega(t - T_1)$$

Sous forme matricielle:

(D₁)

$$\begin{bmatrix} i \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \frac{-\sin \omega t}{Z_o} \\ Z_o \cdot \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_o \\ V_{co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-\sin \omega t}{Z_o} & \frac{-\sin \omega t}{Z_o} \\ -1 + \cos \omega t & -1 + \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ V_o \end{bmatrix}$$

(Q₁)

$$\begin{bmatrix} i \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-\sin \omega(t-T_1)}{Z_o} \\ 0 & \cos \omega(t-T_1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ V_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sin \omega(t-T_1)}{Z_o} & \frac{-\sin \omega(t-T_1)}{Z_o} \\ 1 - \cos \omega(t-T_1) & -1 + \cos \omega(t-T_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ V_o \end{bmatrix}$$

Au blocage du transistor en $t=T_2$, les variables d'état sont donnés par:
 $i_2=i(T_2)$ et $v_{c2}=v_c(T_2)$.

$$\begin{bmatrix} i_2 \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-\sin \omega(T_2-T_1)}{Z_o} \\ 0 & \cos \omega(T_2-T_1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ V_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sin \omega(T_2-T_1)}{Z_o} & \frac{-\sin \omega(T_2-T_1)}{Z_o} \\ 1 - \cos \omega(T_2-T_1) & -1 + \cos \omega(T_2-T_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ V_o \end{bmatrix}$$

En exprimant V_{c1} en fonction de des conditions initiales I_o et V_{co} , on obtient après calcul:

$$\mathbf{X}(T_2) = \mathbf{P} \cdot \mathbf{X}_o + \mathbf{Q} \cdot \mathbf{u} \quad (\text{A1.4})$$

où $\mathbf{X}(T_2) = [i_2 \ v_{c2}]^T$; $\mathbf{X}_o = [I_o \ V_{co}]^T$ et $\mathbf{u} = [E \ V_o]^T$

Les matrices P et Q sont sont données par:

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\cos \omega(T_2 - 2T_1) + \cos \omega T_2 & \frac{-1}{Z_o} [\sin \omega T_2 + \sin \omega(T_2 - 2T_1)] \\ Z_o \cdot [\sin \omega T_2 - \sin \omega(T_2 - 2T_1)] & \cos \omega(T_2 - 2T_1) + \cos \omega T_2 \end{bmatrix}$$

ou

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix}$$

Ces composantes sont définies ci-dessus et

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix}$$

où $Q_{11} = (2/Z_0) \cdot \sin \omega(T_2 - T_1) - (1/2Z_0) \cdot [\sin \omega T_2 + \sin \omega(T_2 - 2T_1)]$;

$$Q_{12} = - (1/2Z_0) \cdot [\sin \omega T_2 + \sin \omega(T_2 - 2T_1)]$$

$$Q_{21} = 1 - 2\cos \omega(T_2 - T_1) + 0.5[\cos \omega T_2 + \cos \omega(T_2 - 2T_1)]$$

$$Q_{22} = 1 + 0.5[\cos \omega T_2 + \cos \omega(T_2 - 2T_1)]$$

L'équation (A1.4) décrit le régime permanent X en fonction des conditions initiales, des paramètres de commande et du vecteur T des instants de commutation. Pour un régime cyclique stable, il faut que:

$$X = X_0 = -x(T_2) \text{ avec } T_2 = 1/(2Fs).$$

d'où le régime permanent est décrit par:

$$f(X, P, T) = X_0 + P \cdot X + Q \cdot u \quad (A1.4)$$

Les composantes de f sont:

$$f_1 = (1 + P_{11})I_0 + P_{12}V_{\infty} + Q_{11}E + Q_{12}V_0$$

$$f_2 = P_{21}I_0 + (1 + P_{22})V_{\infty} + Q_{21}E + Q_{22}V_0$$

Deux équations de contrainte sont déduites de l'annulation du courant dans la diode et à $T(2) = P(5)$ car l'instant d'ouverture du transistor dual est également un paramètre de commande:

$$c_1 = i(T_1) = 0; \quad (A1.5a)$$

avec $i(T_1) = I_0 \cos \omega T_1 - (1/Z_0) \cdot (V_{co} + E + V_0) \cdot \sin \omega T_1,$

$$c_2 = T(2) - P(5) = 0. \quad (A1.5b)$$

Le vecteur de contrainte devient $C = [c_1, c_2]^T$.

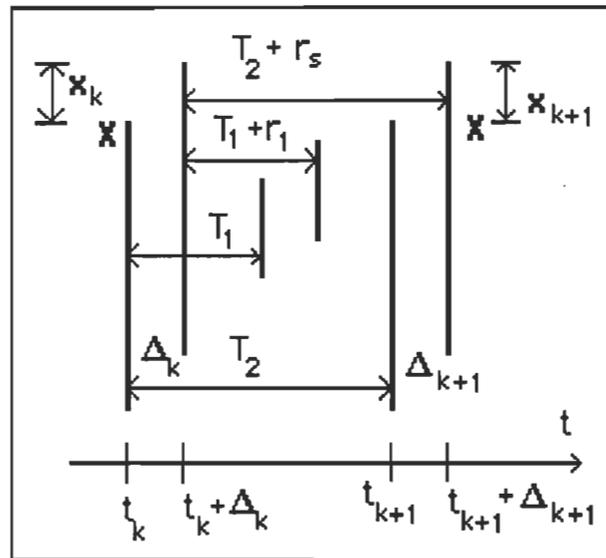


Figure A1. Perturbation d'un régime permanent.

Le modèle discret "petits signaux" est déterminé en utilisant les équations (A1.4) et (A1.5) soumises à une faible perturbation r_s de la fréquence (fig.A1). Cette perturbation n'introduit que de faibles variations des variables d'état.

Dans l'équation (A1.1), le vecteur $q(k) = r_s$ car seule la fréquence subit une variation, les autres paramètres du vecteur de commande étant supposés constants. L'influence des variations de la source E , de la charge q ou des éléments du circuit oscillant s'effectue de la même manière. Après calcul, on obtient:

$$\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial I_0} & \frac{\partial f_1}{\partial V_{co}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial I_0} & \frac{\partial f_2}{\partial V_{co}} \end{bmatrix}$$

où

$$\frac{\partial f_1}{\partial I_0} = 1 + P_{11} = 1 - 0.5[\cos \omega T_2 - \cos \omega(T_2 - 2T_1)];$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial V_{co}} = P_{12} = -(1/2Z_0) \cdot [\sin \omega T_2 + \sin \omega(T_2 - 2T_1)]$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial I_0} = P_{21} = 0.5Z_0 \cdot [\sin \omega T_2 - \sin \omega(T_2 - 2T_1)];$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial V_{co}} = 1 + P_{22} = 1 + 0.5 \cdot [\cos \omega T_2 + \cos \omega(T_2 - 2T_1)];$$

$$\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{T}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial T_1} & \frac{\partial f_1}{\partial T_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial T_1} & \frac{\partial f_2}{\partial T_2} \end{bmatrix}$$

Calculons le premier élément de la matrice ci-dessus:

$$\frac{\partial f_1}{\partial T_1} = [\frac{\partial P_{11}}{\partial T_1}] \cdot I_0 + [\frac{\partial P_{12}}{\partial T_1}] \cdot V_{co} + [\frac{\partial Q_{11}}{\partial T_1}] \cdot E + [\frac{\partial Q_{12}}{\partial T_1}] \cdot V_0$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial T_1} = -\omega I_0 \sin \omega(T_2 - 2T_1)$$

$$+ \omega(V_{co} / Z_0) \cdot \cos \omega(T_2 - 2T_1)$$

$$+ \omega(E / Z_0) \cdot [\cos \omega(T_2 - 2T_1) - 2 \cdot \cos \omega(T_2 - T_1)]$$

$$+ \omega(V_0 / Z_0) \cdot \cos \omega(T_2 - 2T_1).$$

Il en est de même des autres matrices.

ANNEXE 2:

Programme de simulation (MATLAB)

```

%      SIMULATION DU REGIME DYNAMIQUE (CRS)
%*****
clear
cla
disp('-----');
disp('Simulation REGIMES TRANSITOIRES');
disp('-----');
x0=[0;0] ; % Conditions initiales nulles [Vco;Ilo]
           % au demarrage
% Circuit Resonant :normalise
%*****
% Charge
%*****
% kc=input('Condo de Filtrage norm. (Cf/cr)? ');
% Rn=input('Charge resistive norm.(R/Zo)');

%Parametres du Regime Transitoire
%*****
disp(' Parametres de Regime transitoire');
disp('-----');
disp('Choix : dRd ou dq ');
disp('-----');
flag=input('Entrez 0 (dR) ou 1 (dq) ');
if (flag==0)
R1=input(' Valeur initiale du rayon de commande Rd ? ');
R2=input(' Valeur finale du rayon de commande Rd ? ');
V1=input(' Tension a la sortie q ? ');
dR=R2-R1 ;
dV=0;
end
if(flag==1)

V1=input(' Valeur initiale de la tension q ? ');
V2=input(' Valeur finale de la tension q ?');
R1=input('Rayon-diode a imposer ? ');

dV=V2-V1;
dR=0;
end
% Para Calcul
%*****
T1=input('Temps normalise total de simulation ? ') ;
T2=T1/5; T3=4*T1/5; % Echelon de Rd ou q
dz=input('Pas de calcul dz ? '); % z=W0*dt=Tps
% normalise

% Caracteristiques Trajectoires
%*****
Rd=R1;
Von=V1;
k=1;
while(k<=2)
if(flag==0) % Transitoires dues a dRd
Rd=R1+(k-1)*dR;
end
if(flag==1) % Transitoires dues a dV
Von=V1+(k-1)*dV;
end

Rc=Rd-2*Von;
Vco=Von*(Von-1+Rc).

```

```

v1(k)=Vco;
v2(k)=Ilo;

Ac=acos((Von^2+Rc*Von+1)/(Rc+2*Von));
Bc=acos((1-Von^2-Rc*Von)/Rc);
m=(Ac+Bc)/2;
f=pi/(2*m);
Vcp=Rc-1+Von;
Ion=Vcp/(2*m);
Rn=Von/Ion;
% Tr=kc*Rn;          % Constante de Temps Charge
cla
PARA=[Vco Ilo Vcp f Rc Von Ion Rn] ;
disp('PARA=Vco Ilo Vcp Fs Rc Von(f) Ion Rn ')
PARA
pause;cla
% Tr
Ac
Bc
pause
cont='any key'
k=k+1;
end
cla
vx=[v1(1) v1(2);-v1(1) -v1(2)]; % Vco
vy=[v2(1) v2(2);-v2(1) -v2(2)]; %Ilo

```

%FIN Caract.statiques -----

```

% dx/dt=Ax+Bv;

A=[0 1;-1 0];
B=[0;1];
II=eye(A);
P=expm(A*dz);
Q=inv(A)*(P-II)*B;
P
Q1=Q'
cont='any key'
pause
cla
% X(k+1)=P*X(k)+Q*V(k)
%*****

N1=round(T1/dz); N2=round(T2/dz);N3=round(T3/dz);

Von=V1 % Premiere valeur de Vf
Rd=R1 % Premiere valeur de Rd

```

```

%Conditions initiales          x0=[Vco;Ilo];
x0=[v1(1);v2(1)];

Vy=[0 0 0 0];
Vct=0;Ilt=0;

dVon=0;RR=0;VV=0;N=0;v1c=0;
RD=0;
R=0;Von=V1;Rd=R1;
j=1;
n=1;
while(n<=N1)
    z=(n-1)*dz;
    x=x0;

```

```

        S=1;          % courant positif
    else
        S=-1;        % courant negatif
    end

    R=sqrt(x(2)^2+(x(1)+S*(1+Von))^2);
        % Centre=-1-Von si courant positif
        % Centre=1+Von si courant negatif
% Controle par Rd

    if((Rd-R)>=0.01)

        v=S*(1-Von);    % Transistor ON

                                % S=1---->S1-4
                                % S=-1----->S2-3
    else
        v=-S*(1+Von);    % Diodes ON
                                % S=1 ---->D2-3 ;centre=-1-Von;
                                % S=-1 ---->D1-4 ;centre=1+Von

    end

    v1=1-Von;
    v2=-(1+Von);
    v3=-v1;
    v4=-v2;

    Vx=[v1 v2 v3 v4];

% GARDER SEULEMENT 1 valeur sur 10
%*****
    if(N1>1000)
        j10=10*(j-1) ;
        if((n-1)==j10)

            N(j)=z;
            Vct(j)=x(1);
            Ilt(j)=x(2);
            VV(j)=Von;
            RR(j)=R;
            vlc(j)=v;
            RD(j)=Rd;
            j=j+1
        end
    else

        N(n)=z;
        Vct(n)=x(1);
        Ilt(n)=x(2);
        VV(n)=Von;
        RR(n)=R;
        vlc(n)=v;
        RD(n)=Rd;

    end
% FIN*****

    if(n==N2)
        if (flag==0)
            Rd=R1+dR    % Varier Rd
        end
        if(flag==1)
            Von=V1+dV    % Varier Vs(Tension sortie)
        end
    end
end

```

```

        if(flag==0)
            Rd=Rd-dR    % Retour a la valeur initiale
        end
        if(flag==1)
            Von=Von-dV    % retour a la valeur initiale
        end
    end

    x=P*x0+Q*v;
    x0=x;          % Recurrence
    n=n+1
end

% TRACER LES GRAPHIQUES
%*****
axis;
axis
axis('square');
plot(Vct,Ilt,Vx,Vy,'o',vx,vy,'+')
xlabel('Vc');ylabel('Il')
title('REGIMES TRANSITOIRES'); pause

axis ;
x1=min(N);x2=max(N);y1=min(VV);y2=max(VV);
% axis([x1 x2 y1 y2]);

plot(N,VV,N,RD);title('Evolution de q et Rd')
xlabel('Temps Normalise z=wo*t'); ylabel('q');
pause

y1=min(RR);y2=max(RR);
axis([x1 x2 y1 y2]);
plot(N,RR);title('Variable de contre-reaction')
xlabel('Temps Normalise z=wo.t'); ylabel('R') ; pause

y1=min(Ilt);y2=max(Ilt);
axis([x1 x2 y1 y2]);

plot(N,Vct,'-',N,Ilt,'--')
title('Evolution Vc_ Il__')
xlabel('Temps Normalise z=wo.t') ; ylabel('Vct/Ilt');
pause
y1=min(vlc);y2=max(vlc);
axis([x1 x2 y1 y2]);
plot(N,vlc);title('Tension Vlc');
xlabel('z');ylabel('Vlc');pause
y1=min(Ilt);y2=max(Ilt);
axis([x1 x2 y1 y2]);
plot(N,vlc,N,Ilt,N,Vct);xlabel('z');
title('Vlc,Il,Vc');pause
axis

% ZOOM au demarrage et a la variation de la trajectoire
%-----
i=1:150;
plot(N(i),Vct(i),'-',N(i),Ilt(i),'--')
title('DEMARRAGE');xlabel('z');ylabel('Vc-i');
pause
axis;

end

```

ANNEXE 3

Data sheets des transistors de puissance MJ 10016



MJ10015
~~MJ10016~~

1.3

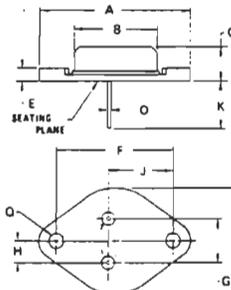
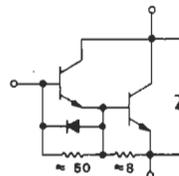
**SWITCHMODE SERIES
NPN SILICON POWER DARLINGTON TRANSISTORS
WITH BASE-EMITTER SPEEDUP DIODE**

The MJ10015 and MJ10016 Darlington transistors are designed for high-voltage, high-speed, power switching in inductive circuits where fall time is critical. They are particularly suited for line-operated switchmode applications such as:

- Switching Regulators
- Motor Controls
- Inverters
- Solenoid and Relay Drivers
- Fast Turn-Off Times
 - 1.0 μ s (max) Inductive Crossover Time – 20 Amps
 - 2.5 μ s (max) Inductive Storage Time – 20 Amps
- Operating Temperature Range –65 to +200°C
- Performance Specified for
 - Reversed Biased SOA with Inductive Loads
 - Switching Times with Inductive Loads
 - Saturation Voltages
 - Leakage Currents

**50 AMPERE
NPN SILICON
POWER DARLINGTON
TRANSISTORS**

**400 and 500 VOLTS
250 WATTS**



STYLE 1:
PIN 1: BASE
2: EMITTER
CASE: COLLECTOR

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	38.35	39.37	1.510	1.550
B	19.30	21.08	0.760	0.830
C	8.35	7.62	0.350	0.300
D	1.45	1.60	0.057	0.063
E	-	3.43	-	0.135
F	29.90	30.40	1.177	1.197
G	10.67	11.18	0.420	0.440
H	5.21	5.72	0.205	0.225
J	16.64	17.15	0.655	0.675
K	11.18	12.19	0.440	0.480
L	3.84	4.09	0.151	0.161
M	24.89	26.67	0.980	1.050

CASE 197-01
MODIFIED TO-3

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MJ10015	MJ10016	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO(sus)}$	400	500	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CEV}	600	700	Vdc
Emitter Base Voltage	V_{EB}		8.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C		50	Adc
– Peak (1)	I_{CM}		75	Adc
Base Current – Continuous	I_B		10	Adc
– Peak (1)	I_{BM}		15	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ @ $T_C = 100^\circ C$	P_D	250	143	Watts
Derate above 25°C			1.43	W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	0.7	°C/W
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes: 1/8" from Case for 5 Seconds	T_L	275	°C

(1) Pulse Test: Pulse Width = 5 ms, Duty Cycle < 10%

MJ10015, MJ10016

1.3

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS (1)					
Collector-Emitter Sustaining Voltage (Table 1) ($I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 0$, $V_{\text{clamp}} = \text{Rated } V_{\text{CEO}}$)	MJ10015 MJ10016	$V_{\text{CEO(sus)}}$	400 500	— —	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{\text{CEV}} = \text{Rated Value}$, $V_{\text{BE(off)}} = 1.5\text{ Vdc}$)		I_{CEV}	—	0.25	mAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{\text{EB}} = 2.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	—	350	mAdc

SECOND BREAKDOWN

Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased	$I_{\text{S/b}}$	See Figure 7
Clamped Inductive SOA with Base Reverse Biased	RBSOA	See Figure 8

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ($I_C = 20\text{ Adc}$, $V_{\text{CE}} = 5.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 40\text{ Adc}$, $V_{\text{CE}} = 5.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	25 10	— —	— —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 20\text{ Adc}$, $I_B = 1.0\text{ Adc}$) ($I_C = 50\text{ Adc}$, $I_B = 10\text{ Adc}$)	$V_{\text{CE(sat)}}$	— —	— —	2.2 5.0 ¹	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 20\text{ Adc}$, $I_B = 1.0\text{ Adc}$)	$V_{\text{BE(sat)}}$	—	—	2.75	Vdc
Diode Forward Voltage (2) ($I_F = 20\text{ Adc}$)	V_f	—	2.5	5.0	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTIC

Output Capacitance ($V_{\text{CB}} = 10\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f_{\text{test}} = 100\text{ kHz}$)	C_{ob}	—	—	750	pF
--	-----------------	---	---	-----	----

SWITCHING CHARACTERISTICS

Resistive Load (Table 1)						
Delay Time	$V_{\text{CC}} = 250\text{ Vdc}$, $I_C = 20\text{ A}$, $I_{\text{B1}} = 1.0\text{ Adc}$, $V_{\text{BE(off)}} = 5\text{ Vdc}$, $t_p = 25\text{ }\mu\text{s}$ Duty Cycle $\leq 2\%$.	t_d	—	0.14	0.3	μs
Rise Time		t_r	—	0.3	1.0	μs
Storage Time		t_s	—	0.8	2.5	μs
Fall Time		t_f	—	0.3	1.0	μs
Inductive Load, Clamped (Table 1)						
Storage Time	$I_C = 20\text{ A(pk)}$, $V_{\text{clamp}} = 250\text{ V}$, $I_{\text{B1}} = 1.0\text{ A}$, $V_{\text{BE(off)}} = 5.0\text{ Vdc}$	t_{sv}	—	1.0	2.5	μs
Crossover Time		t_c	—	0.36	1.0	μs

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2\%$.

(2) The internal Collector-to-Emitter diode can eliminate the need for an external diode to clamp inductive loads. Tests have shown that the Forward Recovery Voltage (V_f) of this diode is comparable to that of typical fast recovery rectifiers.

TYPICAL CHARACTERISTICS

1.3

FIGURE 1 - DC CURRENT GAIN

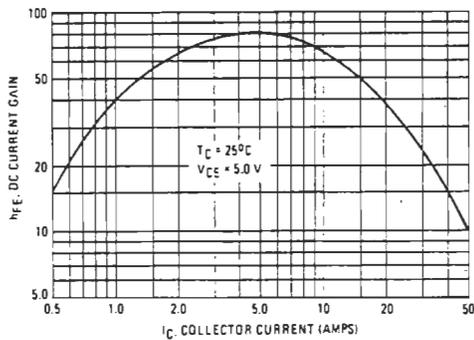


FIGURE 2 - COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE

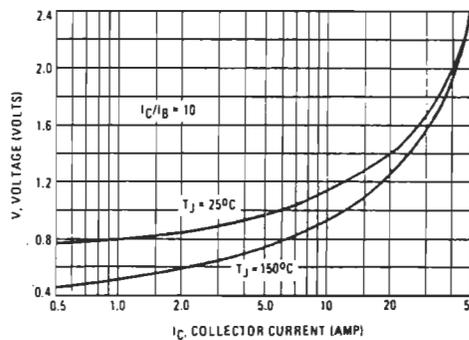


FIGURE 3 - BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE

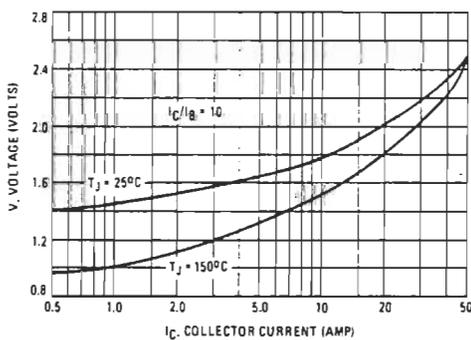


FIGURE 4 - COLLECTOR CUTOFF REGION

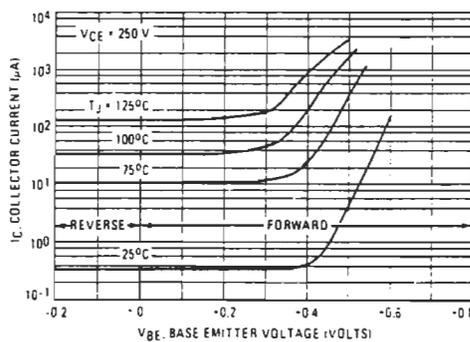


FIGURE 5 - OUTPUT CAPACITANCE

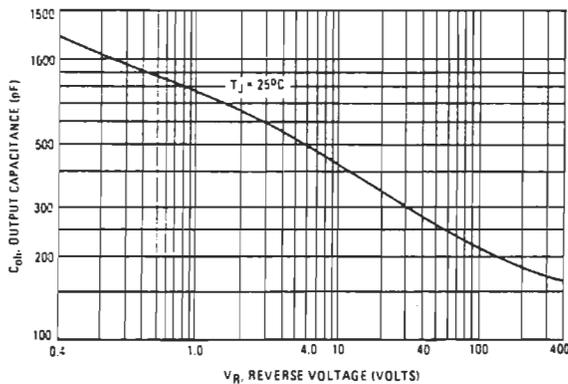
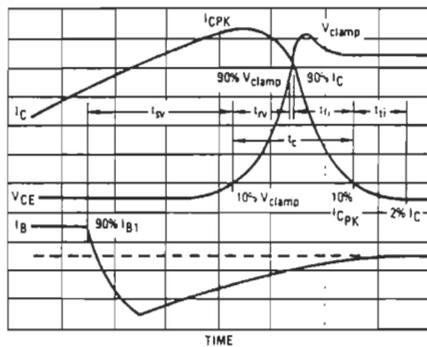


TABLE 1 - TEST CONDITIONS FOR DYNAMIC PERFORMANCE

	V _{CE0} (μ s)	V _{CEX} AND INDUCTIVE SWITCHING	RESISTIVE SWITCHING
INPUT CONDITIONS	<p>20 Ω</p> <p>8 V</p> <p>Pulse Width adjusted to obtain specified I_C (Resistive Switching, Pulse Width = 25 μs)</p> <p>PW Varied to Attain I_C = 100 mA</p>	<p>Adjust R1 to obtain a forced hFE = 20</p> <p>Duty Cycle < 3%</p>	<p>TURN-ON TIME</p> <p>I_{B1} adjusted to obtain the forced hFE desired</p> <p>TURN-OFF TIME</p> <p>Use inductive switching circuit as the input to the resistive test circuit.</p>
CIRCUIT VALUES	<p>L_{coil} = 10 mH V_{CC} = 10 V</p> <p>R_{coil} = 0.7 Ω</p> <p>V_{clamp} = V_{CE0}(μs)</p>	<p>L_{coil} = 180 μH</p> <p>R_{coil} = 0.05 Ω</p> <p>V_{CC} = 20 V</p> <p>Q1 2N2907 Q5 MJE200</p> <p>Q2 2N2222 Q1 1N914</p> <p>Q3 2N3762 Q2 1N914</p> <p>Q4 MJE210 Q3 1N914</p>	<p>V_{CC} = 250 V</p> <p>R_L = 12.5 Ω</p> <p>Pulse Width = 25 μs</p>
TEST CIRCUITS	<p>INDUCTIVE TEST CIRCUIT</p> <p>See Above for Detailed Conditions</p>	<p>OUTPUT WAVEFORMS</p> <p>t₁ Adjusted to Obtain I_C</p> $t_1 = \frac{L_{coil}(I_{Cpk})}{V_{CC}}$ $t_2 = \frac{L_{coil}(I_{Cpk})}{V_{clamp}}$ <p>Test Equipment Scope - Tektronix 475 or Equivalent</p>	<p>RESISTIVE TEST CIRCUIT</p>

*Adjust -V such that V_{BE(off)} = 5 V except as required for RB SOA (Figure 8).

FIGURE 6 - INDUCTIVE SWITCHING MEASUREMENTS



t_{SV} = Voltage Storage Time, 90% I_{B1} to 10% V_{clamp}
 t_{RV} = Voltage Rise Time, 10-90% V_{clamp}
 t_{fi} = Current Fall Time, 90-10% I_C
 t_{tj} = Current Tail, 10-2% I_C
 t_C = Crossover Time, 10% V_{clamp} to 10% I_C

For the designer, there is minimal switching loss during storage time and the predominant switching power losses occur during the crossover interval and can be obtained using the standard equation from AN-222:

$$P_{SWT} = 1/2 V_{CC} I_C (t_C) f$$

SWITCHING TIMES NOTE

In resistive switching circuits, rise, fall, and storage times have been defined and apply to both current and voltage waveforms since they are in phase. However, for inductive loads which are common to SWITCHMODE power supplies and hammer drivers, current and voltage waveforms are not in phase. Therefore, separate measurements must be made on each waveform to determine the total switching time. For this reason, the following new terms have been defined.

In general, t_{RV} + t_{fi} \approx t_C. However, at lower test currents this relationship may not be valid.

As is common with most switching transistors, resistive switching is specified and has become a benchmark for designers. However, for designers of high frequency converter circuits, the user oriented specifications which make this a "SWITCHMODE" transistor are the inductive switching speeds (t_C and t_{SV}) which are guaranteed.

The Safe Operating Area figures shown in Figures 7 and 8 are specified ratings for these devices under the test conditions shown.

FIGURE 7 - FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

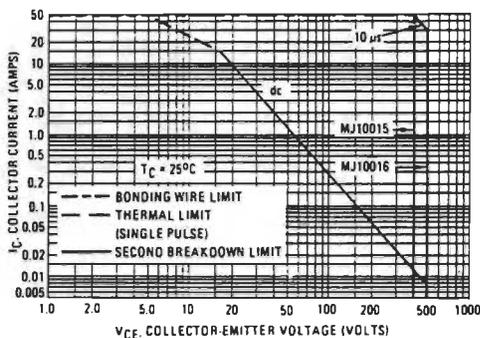


FIGURE 8 - REVERSE BIAS SWITCHING SAFE OPERATING AREA

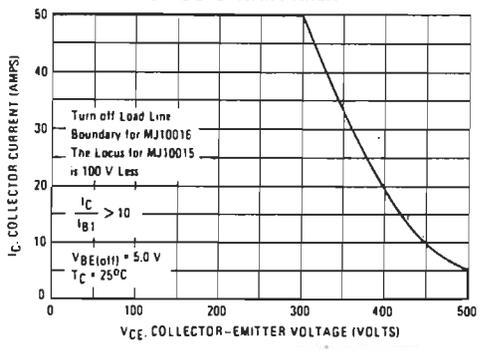
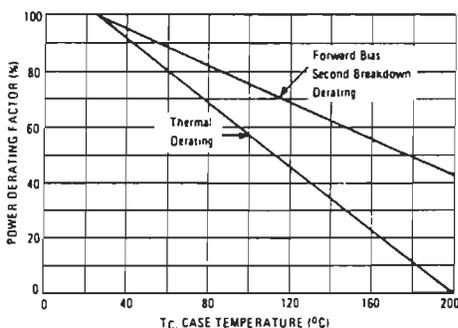


FIGURE 9 - POWER DERATING



SAFE OPERATING AREA INFORMATION

FORWARD BIAS

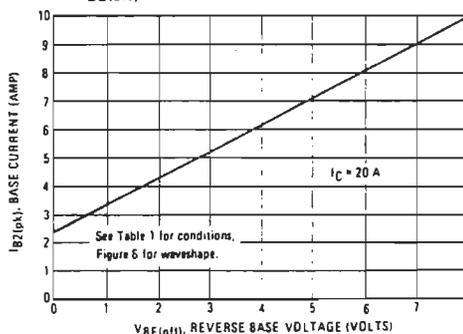
There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 7 is based on $T_C = 25^\circ\text{C}$; $T_{J(pk)}$ is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated when $T_C \geq 25^\circ\text{C}$. Second breakdown limitations do not derate the same as thermal limitations. Allowable current at the voltages shown on Figure 7 may be found at any case temperature by using the appropriate curve on Figure 9.

REVERSE BIAS

For inductive loads, high voltage and high current must be sustained simultaneously during turn-off, in most cases, with the base to emitter junction reverse biased. Under these conditions the collector voltage must be held to a safe level at or below a specific value of collector current. This can be accomplished by several means such as active clamping, RC snubbing, load line shaping, etc. The safe level for these devices is specified as Reverse Bias Safe Operating Area and represents the voltage-current condition allowable during reverse biased turn-off. This rating is verified under clamped conditions so that the device is never subjected to an avalanche mode. Figure 8 gives the complete RBSOA characteristics.

FIGURE 10 - TYPICAL REVERSE BASE CURRENT versus $V_{BE(off)}$ WITH NO EXTERNAL BASE RESISTANCE



ANNEXE 4Data sheets des multiplicateurs AD 632



Internally Trimmed Precision I.C. Multiplier

AD632

AD632 PIN CONFIGURATION

FEATURES

- Pretrimmed to $\pm 0.5\%$ Max 4-Quadrant Error
- All Inputs (X, Y and Z) Differential, High Impedance for $[(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10] + Z_2$ Transfer Function
- Scale-Factor Adjustable to Provide up to X10 Gain
- Low Noise Design: $90\mu\text{V rms}$, 10Hz-10kHz
- Low Cost, Monolithic Construction
- Excellent Long Term Stability

APPLICATIONS

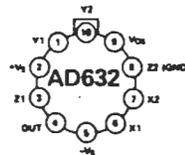
- High Quality Analog Signal Processing
- Differential Ratio and Percentage Computations
- Algebraic and Trigonometric Function Synthesis
- Accurate Voltage Controlled Oscillators and Filters

PRODUCT DESCRIPTION

The AD632 is an internally-trimmed monolithic four-quadrant multiplier/divider. The AD632B has a maximum multiplying error of $\pm 0.5\%$ without external trims.

Excellent supply rejection, low temperature coefficients and long term stability of the on-chip thin film resistors and buried zener reference preserve accuracy even under adverse conditions. The simplicity and flexibility of use provide an attractive alternative approach to the solution of complex control functions.

The AD632 is pin for pin compatible with the industry standard AD532 with improved specifications and a fully differential high impedance Z-input. The AD632 is capable of providing gains of up to X10, frequently eliminating the need for separate instrumentation amplifiers to precondition the inputs. The AD632 can be effectively employed as a variable gain differential input amplifier with high common mode rejection. The effectiveness of the variable gain capability is enhanced by the inherent low noise of the AD632: $90\mu\text{V rms}$.



6

PRODUCT HIGHLIGHTS

Guaranteed Performance Over Temperature: The AD632A and AD632B are specified for maximum multiplying errors of $\pm 1.0\%$ and $\pm 0.5\%$ of full scale, respectively at $+25^\circ\text{C}$ and are rated for operation from -25°C to $+85^\circ\text{C}$. Maximum multiplying errors of $\pm 2.0\%$ (AD632S) and $\pm 1.0\%$ (AD632T) are guaranteed over the extended temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$.

SPECIFICATIONS (@ +25°C, V_S = ±15V, R ≥ 2kΩ unless otherwise noted)

Model	AD632A			AD632S			AD632T			Units	
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
MULTIPLIER PERFORMANCE											
Transfer Function	$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2) \cdot Z_1$ 10V			$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2) \cdot Y_2$ 10V			$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2) \cdot Z_1$ 10V			$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2) \cdot Y_2$ 10V	
Total Error ¹ (-10V < X, Y < +10V)	±1.0			±1.0			±1.0			±0.5	
T _A min to max	±1.5			±2.0			±2.0			±1.0	
Total Error vs Temperature	±0.02			±0.01			±0.02			±0.01	
Scale Factor Error (SF = 10,000V Nominal) ²	-0.25			-0.1			-0.25			-0.1	
Temperature Coefficient of Scaling Voltage	-0.02			-0.01			-0.02			-0.005	
Supply Rejection (±15V ±1V)	±0.01			±0.01			±0.01			±0.01	
Nonlinearity, X (X = 20V pk-pk, Y = 10V)	±0.08 ±0.5			±0.8 ±0.25			±0.08 ±0.5			±0.08 ±0.25	
Nonlinearity, Y (Y = 20V pk-pk, X = 10V)	±0.01			±0.1 ±0.1			±0.01			±0.01 ±0.1	
Feedthrough ³ , X (Y Nullified, X = 20V pk-pk 50Hz)	±0.15 ±0.3			±0.15 ±0.3			±0.15 ±0.3			±0.15 ±0.15	
Feedthrough ³ , Y (X Nullified, Y = 20V pk-pk 50Hz)	±0.01 ±0.1			±0.01 ±0.1			±0.01 ±0.1			±0.01 ±0.1	
Output Offset Voltage	±5 ±30			±2 ±15			±5 ±30			±2 ±15	
Output Offset Voltage Drift	200 400			200 400			500			300	
DYNAMICS											
Small Signal BW (V _{OUT} = 0.1rms)	1			1			1			1	
1% Amplitude Error (C _{LOAD} = 1000pF)	50			50			50			50	
Settling Time (to 1% ΔV _{OUT} = 20V)	1			2			2			2	
NOISE											
Noise Spectral-Density SF = 10V SF = 3V ⁴	0.08 0.04			0.08 0.04			0.08 0.04			0.08 0.04	
Wideband Noise A (10Hz to 5MHz) ⁵ P (10Hz to 10kHz)	90			90			90			90	
OUTPUT											
Output Voltage Swing	±11			±11			±11			±11	
Output Impedance (f = 1kHz)	0.1			0.1			0.1			0.1	
Output Short Circuit Current (R _L = 0, T _A = min to max)	30			30			30			30	
Amplifier Open Loop Gain (f = 50Hz)	70			70			70			70	
INPUT AMPLIFIERS (X, Y and Z)⁶											
Signal Voltage Range (Diff. or CM)	±10			±10			±10			±10	
Operating Diff.	±12			±12			±12			±12	
Offset Voltage X, Y	±5 ±20			±2 ±10			±5 ±20			±2 ±10	
Offset Voltage Drift X, Y	100			50			100			150	
Offset Voltage Z	±5 ±30			±2 ±15			±5 ±30			±2 ±15	
Offset Voltage Drift Z	200 400			100 200			500			300	
CMRR	60			70			60			70	
Bias Current	0.8 2			0.8 2			0.8 2			0.8 2	
Offset Current	0.1			0.1			0.1			0.1	
Differential Resistance	10			10			10			10	
DIVIDER PERFORMANCE											
Transfer Function (X ₁ > X ₂)	$\frac{10V(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} \cdot Y_1$			$\frac{10V(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} \cdot Y_1$			$\frac{10V(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} \cdot Y_1$			$\frac{10V(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} \cdot Y_1$	
Total Error ¹ (X = 10V, -10V ≤ Z ≤ +10V)	±0.75			±0.35			±0.75			±0.35	
(X = 1V, -1V ≤ Z ≤ +1V)	±2.0			±1.0			±2.0			±1.0	
(0.10V ≤ X ≤ 10V, -10V ≤ Z ≤ 10V)											
SQUARER PERFORMANCE											
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)^2}{(10V)} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{(10V)} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{(10V)} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{(10V)} + Z_2$	
Total Error (-10V ≤ X ≤ 10V)	±0.6			±0.3			±0.6			±0.3	
SQUARE-ROOTER PERFORMANCE											
Transfer Function (Z ₁ = Z ₂)	$\sqrt{10V(Z_2 - Z_1)} \cdot X_2$			$\sqrt{10V(Z_2 - Z_1)} \cdot X_2$			$\sqrt{10V(Z_2 - Z_1)} \cdot X_2$			$\sqrt{10V(Z_2 - Z_1)} \cdot X_2$	
Total Error ⁷ (1V ≤ Z ≤ 10V)	±1.0			±0.5			±1.0			±0.5	
POWER SUPPLY SPECIFICATIONS											
Supply Voltage	±15			±15			±15			±15	
Rated Performance	±8 ±20			±8 ±20			±8 ±22			±8 ±22	
Supply Current	4 6			4 6			4 6			4 6	
Quiescent	4 6			4 6			4 6			4 6	

NOTES
¹Figures given are percent of full-scale, ±10V (i.e., 0.01% = 1mV).
²May be reduced down to 3V using external resistor between -V_S and SF.
³Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets.
⁴Using external resistor adjusted to give SF = 3V.
⁵See functional block diagram for definition of sections.
⁶With external Z-offset adjustment, Z₂ ≤ ±X.
 Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	AD632A, B	AD632S, T
Supply Voltage	±18V	±22V
Internal Power Dissipation	500mW	•
Output Short-Circuit to Ground	Indefinite	•
Input Voltages, X ₁ X ₂ Y ₁ Y ₂ Z ₁ Z ₂	±V _S	•
Rated Operating Temperature Range	0 to +70°C	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	•
Lead Temperature, 60s soldering	+300°C	•

Same as AD632A

PACKAGE OPTIONS¹

- AD632AD: TO-116 – (D14A)
- AD632AH: TO-100
- AD632BD: TO-116 – (D14A)
- AD632BH: TO-100
- AD632SD: TO-116 – (D14A)
- AD632SH: TO-100
- AD632TD: TO-116 – (D14A)
- AD632TH: TO-100

NOTE

¹ See Section 19 for package outline information.

Typical Performance Curves

(typical at +25°C with ±V_S = 15V)

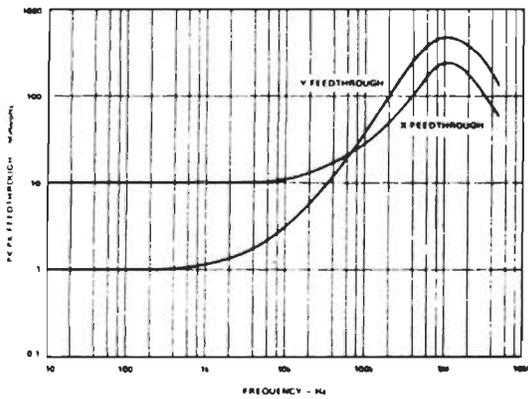


Figure 1. AC Feedthrough vs. Frequency

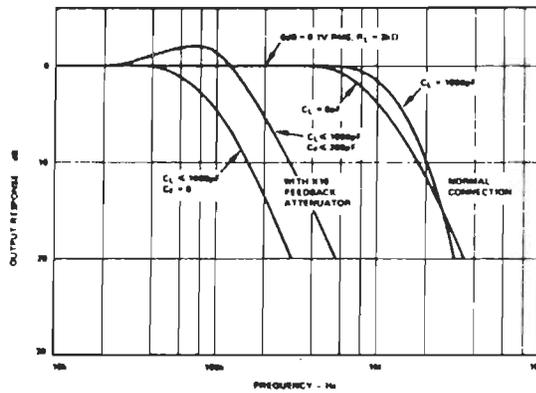


Figure 2. Frequency Response as a Multiplier

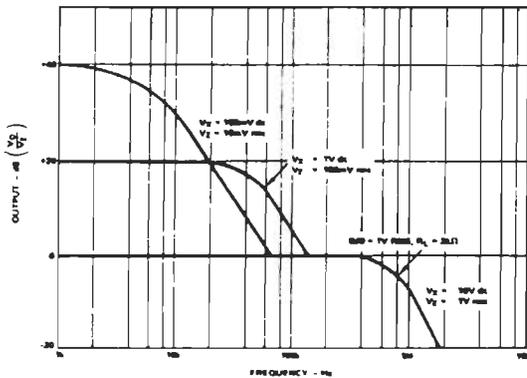


Figure 3. Frequency Response vs. Divider Denominator Input Voltage

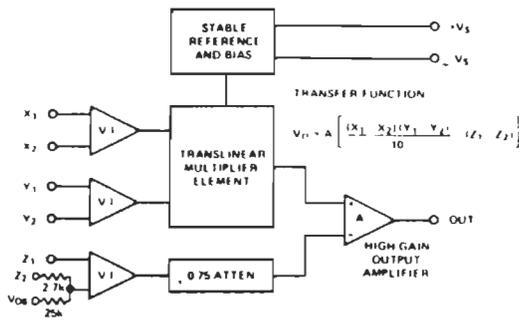


Figure 4. AD632 Functional Block Diagram

OPERATION AS A MULTIPLIER

Figure 5 shows the basic connection for multiplication. Note that the circuit will meet all specifications without trimming.

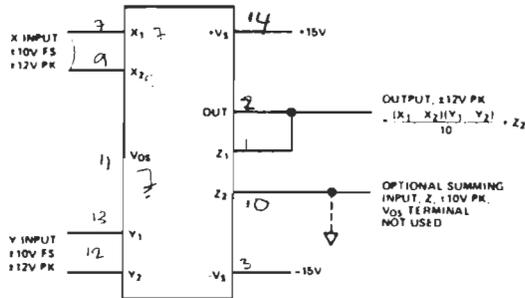


Figure 5. Basic Multiplier Connection

In some cases the user may wish to reduce ac feedthrough to a minimum (as in a suppressed carrier modulator) by applying an external trim voltage ($\pm 30\text{mV}$ range required) to the X or Y input. Curve 1 shows the typical ac feedthrough with this adjustment mode. Note that the feedthrough of the Y input is a factor of 10 lower than that of the X input and should be used in applications where null suppression is critical.

- The Z_2 terminal of the AD632 may be used to sum an additional signal into the output. In this mode the output amplifier behaves as a voltage follower with a 1MHz small signal bandwidth and a $20\text{V}/\mu\text{s}$ slew rate. This terminal should always be referenced to the ground point of the driven system, particularly if this is remote. Likewise, the differential inputs should be referenced to their respective signal common potentials to realize the full accuracy of the AD632.

A much lower scaling voltage can be achieved without any reduction of input signal range using a feedback attenuator as shown in Figure 6. In this example, the scale is such that $V_{OUT} = XY$, so that the circuit can exhibit a maximum gain of 10. This connection results in a reduction of bandwidth to about 80kHz without the peaking capacitor C_F . In addition, the output offset voltage is increased by a factor of 10 making external adjustments necessary in some applications.

Feedback attenuation also retains the capability for adding a signal to the output. Signals may be applied to the Z_1 terminal where they are amplified by -10 or to the common ground connection where they are amplified by -1 . Input signals may also be applied to the lower end of the $2.7\text{k}\Omega$ resistor, giving a gain of $+9$.

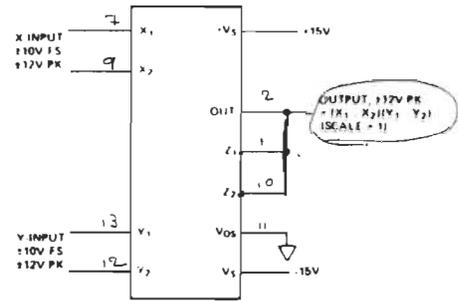


Figure 6. Connections for Scale-Factor of Unity

OPERATION AS A DIVIDER

Figure 7 shows the connection required for division. Unlike earlier products, the AD632 provides differential operation on both numerator and denominator, allowing the ratio of two floating variables to be generated. Further flexibility results from access to a high impedance summing input to Y_1 . As with all dividers based on the use of a multiplier in a feedback loop, the bandwidth is proportional to the denominator magnitude, as shown in Figure 3.

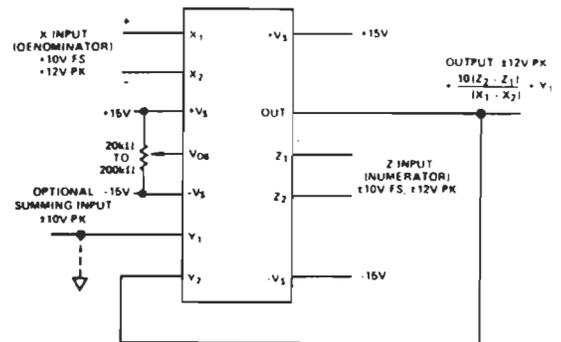


Figure 7. Basic Divider Connection

Without additional trimming, the accuracy of the AD632B is sufficient to maintain a 1% error over a 10V to 1V denominator range (The AD535 is functionally equivalent to the AD632 and has guaranteed performance in the divider and square-rooter configurations and is recommended for such applications).

This range may be extended to 100:1 by simply reducing the X offset with an externally generated trim voltage (range required is $\pm 3.5\text{mV}$ max) applied to the unused X input. To trim, apply a ramp of $+100\text{mV}$ to $+V$ at 100Hz to both X_1 and Z_1 (if X_2 is used for offset adjustment, otherwise reverse the signal polarity) and adjust the trim voltage to minimize the variation in the output.*

Since the output will be near $+10\text{V}$, it should be ac-coupled for this adjustment. The increase in noise level and reduction in bandwidth preclude operation much beyond a ratio of 100 to 1.

*See the AD535 Data Sheet for more details.