

UNIVERSITE CHEIKH ANTA DIOP DE DAKAR

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

DEPARTEMENT DE PHYSIQUE



THESE DE DOCTORAT D'ETAT ES-SCIENCES

Option : Physique

Présentée par
GUSTAVE SOW

Sur le thème :

**CONTRIBUTION A L'ETUDE , LA MODELISATION ET LA
SIMULATION DE MICROCENTRALES HYBRIDES AUTONOMES
MULTIGENERATEURS AU FIL DU SOLEIL ET DU VENT**

Soutenue le 29 MAI 1999 devant le jury composé de :

Président :	M. KANE	Professeur Faculté des Sciences et Techniques (UCAD)
Examineurs :	M. Cherkaoui	Professeur Ecole Mohammadia d'Ingénieurs (U Mohamed V)
	O. Sock	Professeur Ecole Supérieure Polytechnique (UCAD)
	L. Ndiaye	Maître de Conférences Faculté des Sciences et Techniques (UCAD)
	I. Youm	Maître de Conférences Faculté des Sciences et Techniques (UCAD)
	G. Sissoko	Professeur Faculté des Sciences et Techniques (UCAD)

*A tous mes parents,
je leur exprime ma reconnaissance.*

*A ma femme et à mes enfants,
je leur exprime toute mon affection
pour leur soutien moral permanent.*

*A feu Professeur Jean-Paul Requier,
l'artisan de mes premiers pas dans
le monde de la recherche.*

A tous amis et collègues

AVANT-PROPOS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au Laboratoire des Energies Renouvelables de l'ESP, au sein du groupe de recherche Electronique-Electrotechnique-Electronique de Puissance-Informatique Appliquée (E3PIA).

J'exprime mes plus sincères remerciements aux membres du Jury et Rapporteurs, qui malgré leurs lourdes préoccupations, ont accepté de bien vouloir juger ce travail.

C'est ainsi que je remercie:

Monsieur le Professeur Mouhamed Cherkaoui, Ecole Mohammadia d'Ingénieurs de l'Université Mohamed V du Maroc, pour avoir accepté de juger ce travail d'abord comme rapporteur et en participant au jury. Sa spécialité et son dynamisme alliés à l'intérêt qu'il a porté à mes travaux, ouvrent le champ à des collaborations prometteuses.

Monsieur le Professeur Mansour Kane, Directeur du Centre d'Etudes et de Recherches sur les Energies Renouvelables (CERER) et Professeur à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar. Qu'il soit assuré de ma plus grande reconnaissance pour la confiance qu'il m'a accordé en acceptant mon inscription sous sa tutelle scientifique, et ensuite de juger mes travaux. Je lui exprime ma profonde gratitude pour ses conseils et sa disponibilité malgré ses nombreuses activités. Qu'il trouve, en cette occasion, l'assurance de ma très sincère gratitude.

Monsieur le Professeur Oumar Sock, Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar. Je lui adresse mes remerciements pour le soutien accordé au LER et en particulier à mes activités de recherche, ainsi que l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer au jury.

Monsieur le Professeur Grégoire Sissoko de la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar, codirecteur de cette thèse, pour la confiance qu'il m'accorde en participant au jury et en ayant accepté d'être rapporteur. Ses conseils et sa disponibilité ne m'ont jamais fait défaut. Qu'il trouve, en cette occasion, l'assurance de ma sincère reconnaissance.

Monsieur le Professeur Lamine Ndiaye de la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar. Je suis honoré de sa participation au jury et lui témoigne toute ma gratitude.

Monsieur le Professeur Issakha Youm de la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar. Je suis honoré de sa participation au jury et lui témoigne toute ma gratitude.

Tous mes remerciements à Messieurs les Professeurs :

**Mouhamadou Diop Sall, pour ses conseils et son soutien qui n'ont jamais faits défaut aux jeunes chercheurs du groupe E3PIA du LER.*

**Souleymane Seck, ancien Directeur de l'ENSUT (actuel ESP), qui est actuellement Recteur de l'Université Senghor d'Alexandrie, pour m'avoir toujours soutenu dans mes activités de recherche.*

Mes remerciements aux chercheurs du groupe E3PIA du LER pour l'excellente ambiance, propice au travail, qu'ils ont su faire régner au sein du groupe.

Je remercie également tous les collègues enseignants, chercheurs et personnels ATOS du département Génie Electrique de l'ESP, du LER et du LEA, qui de près ou de loin ont permis de mener à bien ce travail.

SOMMAIRE

<u>INTRODUCTION GENERALE:</u>	06
<u>I - POSITION DU PROBLEME ET OBJECTIFS</u>	09
I-1-Problématique.	10
I-2-Objectifs.	11
<u>II - ETUDE ET MODELISATION DES SOURCES D'ENERGIE :</u>	13
INTRODUCTION	14
II-1-Générateurs photovoltaïques :	14
II-1-1-Modèle de simulation du fonctionnement réel des générateurs photovoltaïques.	14
II-1-2-Principe de modélisation asymptotique des caractéristiques des générateurs photovoltaïques.	16
II-2-Aérogénérateurs :	18
II-2-1- Généralités :	18
II-2-1-1-Conversion de l'énergie aérodynamique en énergie mécanique :	
II-2-1-2-Conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique :	
II-2-1-3-Régulation des aérogénérateurs :	
II-2-2- Modélisation de la partie aérodynamique.	20
II-2-3-Modélisation de la partie mécanique.	21
II-2-4- Modèle globale de l'aéromoteur.	25
II-2-5-Conversion électromécanique.	27
CONCLUSION	28
<u>III - MODELISATION ET SIMULATION DU FONCTIONNEMENT REEL DES CONVERTISSEURS STATIQUES DE LA MICROCENTRALE:</u>	29
INTRODUCTION	30
III-1-Modulation hybride de largeur d'impulsion (MHLI) et commande d'onduleur pour la réalisation du réseau alternatif monophasé :	30
III-1-1-Modulation hybride de largeurs d'impulsion.	31
III-1-2-Comparaison entre la MHLI et les deux types de modulations conventionnelles (MULI et MBLI).	33
III-1-3-Analyse de l'onduleur en commande MHLI.	34
III-2-Modélisation systématique de processus intégrant des convertisseurs statiques	34
III-2-1-Etablissement des modèles de connaissance et de commande.	36
III-2-1-1- Modèle de connaissance:	36
III-2-1-1-1- Le bloc continu de la partie opérative:	
III-2-1-1-2- Bloc discontinu de la partie opérative:	
III-2-1-2- Modèle de commande:	39
III-2-1-2-1- Convertisseur en mode commandable:	
III-2-1-2-2- Fonctions génératrices:	

III-2-2-Application à l'onduleur de tension monophasé et aux hacheurs pour la détermination de leur modèles de fonctionnement réel.	41
III-2-2-1- Onduleur de tension monophasé à commande MHLI (+E,0 et -E,0):	41
III-2-2-1-1-Modèle de commande de l'onduleur :	
III-2-2-1-2- Modélisation des différentes parties de la puissance de l'onduleur de tension:	
III-2-2-1-3- Représentation du modèle global de l'axe de puissance de l'onduleur de tension:	
III-2-2-1-4- Résultats de la simulation de l'onduleur (avec transformateur en sortie) en boucle ouverte :	
III-2-2-2- Hacheurs dévolteur et survolteur non réversibles:	48
III-2-2-2-1- Hacheurs dévolteur non réversibles:	
III-2-2-2-2- Résultats de simulation du comportement dynamique du hacheur dévolteur en boucle ouverte associé au générateur photovoltaïque:	
III-2-2-2-3) Hacheurs survolteur non réversibles:	
III-2-2-2-4- Résultats de simulation du comportement dynamique du hacheur survolteur en boucle ouverte associé au générateur photovoltaïque (plan de phases) :	
III-3-Stratégie de commande des onduleurs pour la réalisation du réseau alternatif.	57
III-3-1-Principe de la commande par asservissement de la valeur moyenne instantanée en temps réel:	58
III-3-2-Implémentation de la stratégie de commande au modèle de fonctionnement réel de l'onduleur de génération de la tension du réseau local.	59
III-4-Résultats de simulation des modèles .	60
III-4-1) Montage hacheur dévolteur (influence des filtres).	60
III-4-2) Montage hacheur survolteur (influence des filtres).	62
III-4-3- Régime transitoire de mise sous tension de ces modèles:	63
III-4-3-1- Mise sous tension de l'ensemble GPV-HS.	
III-4-3-2- Perturbation autour d'un point de fonctionnement GPV-HS :	
III-4-3-3- Mise sous tension de l'ensemble GPV-HD :	
III-4-3-4- Perturbation autour d'un point de fonctionnement GPV-HD :	
CONCLUSION	69
IV - <u>DISPOSITIFS DE POMPAGE (Charges continues):</u>	70
INTRODUCTION	71
IV-1-Caractéristiques hydrauliques (charge hydraulique).	71
IV-2-L'actionneur asynchrone de la pompe centrifuge.	73
IV-3-Commande scalaire.	77
IV-4-Commande vectorielle de la MAS du dispositif de pompage.	82
IV-5-Comparaison des deux types de commandes	84
CONCLUSION	86

<u>V - ETUDE DYNAMIQUE DE LA MICROCENTRALE ET SIMULATION NUMERIQUE:</u>	87
INTRODUCTION	88
V-1-Approche de modélisations linéaires des convertisseurs statiques:	88
V-1-1- Modélisation par schéma équivalent moyen.	88
V-1-2- Modélisation par la méthode par injection de courant.	91
V-1-3- Application de la modélisation par injection de courant aux convertisseurs statiques:	97
V-1-3-1- Montage dévolteur:	
V-1-3-2- Montage survolteur	
V-1-4- Application de la modélisation par schéma équivalent moyen aux convertisseurs statiques:	104
V-1-4-1-Montage dévolteur	
V-1-4-2-Montage survolteur	
V-1-5- Modèles linéarisés aux tours d'un point de fonctionnement des ensembles générateurs photovoltaïques- convertisseurs statiques (GPV-CS):	106
V-1-5-1-Comportement du modèle moyen de l'ensemble GPV-HD :	
V-1-5-2-Comportement du modèle moyen de l'ensemble GPV-HS :	
V-1-6-Lieu d'Evans des systèmes linéarisés GPV-Hacheurs.	113
V-1-7- Comparaison entre les comportements des modèles moyens linéarisés et les modèles de fonctionnement réel :	114
V-1-7-1-Ensemble GPV- Hacheur dévolteur :	
V-1-7-2- Ensemble GPV-Hacheur surdévolteur :	
V-1-7-3- Comparaison des évolutions des variables d'états dans les plans de phase :	
V-2- Implémentation de correcteurs aux ensembles générateurs photovoltaïques- hacheurs:	118
V-2-1-Etude en boucle ouverte.	119
V-2-1-1- Evolution des grandeurs électriques à la mise sous tension :	
V-2-1-2- Evolution des grandeurs électriques lors d'une déconnexion et connexion d'un GPV :	
V-2-2-Etude en boucle fermée avec correcteurs PI.	122
V-2-2-1- Evolution des grandeurs électriques à la mise sous tension :	
V-2-2-2- Evolution des grandeurs électriques lors d'une déconnexion et connexion d'un générateur photovoltaïque (en fonctionnement) :	
CONCLUSION	125
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	126
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	129
<u>ANNEXES</u>	141

LISTE DE SYMBOLES

- C_e et C_s = respectivement condensateur à l'entrée et à la sortie des convertisseurs continu-continu,
- C_m = le couple aérodynamique résultant sur le rotor;
- $C_p(\lambda)$ = le coefficient de performance, maximum pour $C_p(\lambda_{opt}) = C_{pmax}$.
- D_o : rapport cyclique pour un point de fonctionnement donné.
- HS : Hacheur Dévolteur.
- HD : Hacheur Survolteur.
- I_p : courant délivré par le générateur photovoltaïque sous une tension V_p à ses bornes.
- I_{pO} : courant délivré par le générateur photovoltaïque sous une tension V_{pO} à ses bornes.
- I_{Lo} : courant dans l'inductance pour un point de fonctionnement donné.
- I_{cc} : courant de court-circuit du générateur photovoltaïque
- I_{popt} : courant du générateur photovoltaïque pour un transfert optimal d'énergie.
- I_d = courant dans l'inductance du convertisseur statique en fin de période de commutation.
- Q = débit de la pompe centrifuge.
- R = le rayon du rotor;
- S = la surface balayée par le rotor;
- T_{on} = durée de fermeture de l'interrupteur statique commandé.
- T_s ou T = période de la commande de l'interrupteur statique commandable.
- V = la vitesse du vent à l'infini amont, supposée constante et homogène sur S ;
- V_0 : tension de circuit ouvert du générateur photovoltaïque
- V_p : tension du générateur photovoltaïque
- V_{pO} : tension du générateur photovoltaïque pour un point de fonctionnement donné.
- V_{sO} : tension du nœud continu pour un point de fonctionnement donné.
- V_{popt} : tension du générateur photovoltaïque pour un transfert optimal d'énergie.
- $\alpha(t)$ = variation du rapport cyclique.
- α_k : rapport cyclique de la période T_k de la commande.
- β = coefficient dépendant des aubes de la pompe centrifuge.
- δ_{ij} : rapport cyclique par période de modulation de l'interrupteur T_{ij}

χ : facteur de forme de la caractéristique

ρ = masse volumique de l'air

ωR = vitesse de l'extrémité de la pale de rayon R tournant à la vitesse angulaire ω ;

ω_{opt} = vitesse optimale du rotor pour le vent $V = (\lambda_{opt} * V) / R$;

ω et ω_1 = la vitesse de rotation du rotor de l'aéromoteur de l'éolien;

ω_S et ω_R = vitesse statorique et vitesse rotorique

ρ = la masse volumique de l'air;

$\lambda = (\omega R / V)$ = le rapport spécifique, optimal pour $\lambda = \lambda_{opt}$;

Ω_m = vitesse d'entraînement de la pompe centrifuge.

μ_o et λ_o coefficients dépendants de la pompe centrifuge.

ϖ = poids volumique du fluide pompé.

Δ ou α_o = rapport cyclique pour un point de fonctionnement donné.

ϕ_S : flux statorique

ϕ_R : flux rotorique

INTRODUCTION GENERALE:

INTRODUCTION GENERALE

Le regain d'intérêt actuelle pour les énergies renouvelables (éolien, photovoltaïque, etc...) est surtout dû à la poussée mondiale pour la protection de l'environnement, contre les conséquences d'une utilisation à grande échelle des combustibles fossiles[55]. Il faut cependant noter que le domaine d'utilisation des énergies nouvelles et renouvelables, ENR, est différent selon que les pays ont un niveau de développement important ou sont en développement [1] [6] [12][56].... Les pays développés privilégient en général, les couplages aux réseaux de distribution électrique[19][31]. Tandis que dans les pays en développement, les ENR permettent surtout de solutionner des problèmes énergétiques au niveau des sites isolés[14][66][94].

Les énergies photovoltaïques et éoliennes constituent, au Sénégal, une alternative non négligeable pour la satisfaction des besoins énergétiques des nombreux sites isolés du réseau national de distribution d'énergie électrique. Notre pays, le Sénégal, a consacré durant ces quinze dernières années, un très grand effort dans l'utilisation de cette alternative énergétique pour la satisfaction des besoins de ses sites isolés. C'est ainsi que l'on peut recenser (entre autre) sur le territoire sénégalais trois micro - centrales photovoltaïques (mono- source) d'une puissance crête totale installée de 30Kw_c qui fonctionnent depuis plus de cinq ans. Et il y a moins de deux ans, trois autre micro - centrales mixtes Photovoltaïque - Diesel, d'une puissance globale installée de 200Kw_c photovoltaïque et 600KVA diesel, ont été mises en service pour la satisfaction des besoins énergétiques de cinq îles.

L'implication de l'Ecole Supérieure Polytechnique, ESP, (ex. ENSUT) à ces projets de développement, a été un des facteurs qui ont amené le Laboratoire d'Energies Renouvelables (LER) de cette institution à orienter ses travaux de recherche dans des directions lui permettant d'aboutir à la mise en œuvre de micro - centrales énergétiques autonomes multigénérateurs Eolien - Photovoltaïque - Diesel. Les études finalisées actuellement au niveau du LER concernent surtout des chaînes énergétiques mono-source ainsi que la mise en œuvre de méthodes d'étude et de modélisation du potentiel éolien en vue entre autre d'une détermination des éoliens les plus adaptées aux sites[8][9][58][67]....

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution devant permettre au LER d'atteindre l'un de ses objectifs ; la mise en œuvre d'une micro - centrale énergétique autonome multigénérateurs sans stockage électrochimique.

Le chapitre I pose la problématique et présente les objectifs.

Le chapitre II est consacré aux sources alimentant la micro - centrale multigénérateurs hybride. Dans ce chapitre nous procédons également à la mise en œuvre des modèles dynamiques permettant de simuler le fonctionnement réel de ces sources.

La modélisation systématique des convertisseurs statiques, indispensables pour une mise en œuvre des stratégies de fonctionnement optimal de systèmes intégrant des sources à puissance « finie », est développée dans le chapitre III. Ceci a permis de mettre en place des modèles de simulation du fonctionnement réel de ces convertisseurs. Ce chapitre présente également la modélisation du convertisseur continu - alternatif, ainsi que des résultats de simulation de ces modèles.

Les charges continues constitués d'ensembles convertisseurs statiques- machines asynchrones- pompes centrifuges sont présentées dans le chapitre IV. Des résultats de fonctionnements selon la loi classique V/F constante ainsi qu'en commande vectorielle y sont également présentés, ces deux fonctionnements sont comparés.

Dans le chapitre V des approches de modèles linéaires des convertisseurs statiques sont effectuées dans le but d'utiliser les techniques de l'automatique pour une détermination systématique des correcteurs. Nous donnons également les résultats de simulation montrant l'interaction entre les sources interconnectées. Et en fin nous présentons les résultats du comportement du modèle de fonctionnement réel, suite à l'implémentation de correcteurs PI calculés suivant les règles de l'automatique à partir des modèles linéaires. Nous validons ainsi la démarche proposée tout en mettant en évidence l'excellence des résultats obtenus.

Chapitre I

POSITION DU PROBLEME ET OBJECTIFS

POSITION DU PROBLEME ET OBJECTIFS

I - 1) POSITION DU PROBLEME :

Les micro- centrales qui nous intéressent ici sont constituées essentiellement de générateurs d'énergies de types renouvelables et de diesel en appoint.

Le nœud continu d'interconnexion des générateurs de la micro- centrale, de tension moyenne d'environ 600V, est capacitif. Deux aérogénérateurs de 100KWc chaque et trois générateurs photovoltaïques de 100KWc chaque, sont couplés à ce nœud continu à travers des convertisseurs statiques assurant le contrôle des transferts d'énergie de ces sources à "puissances finie".

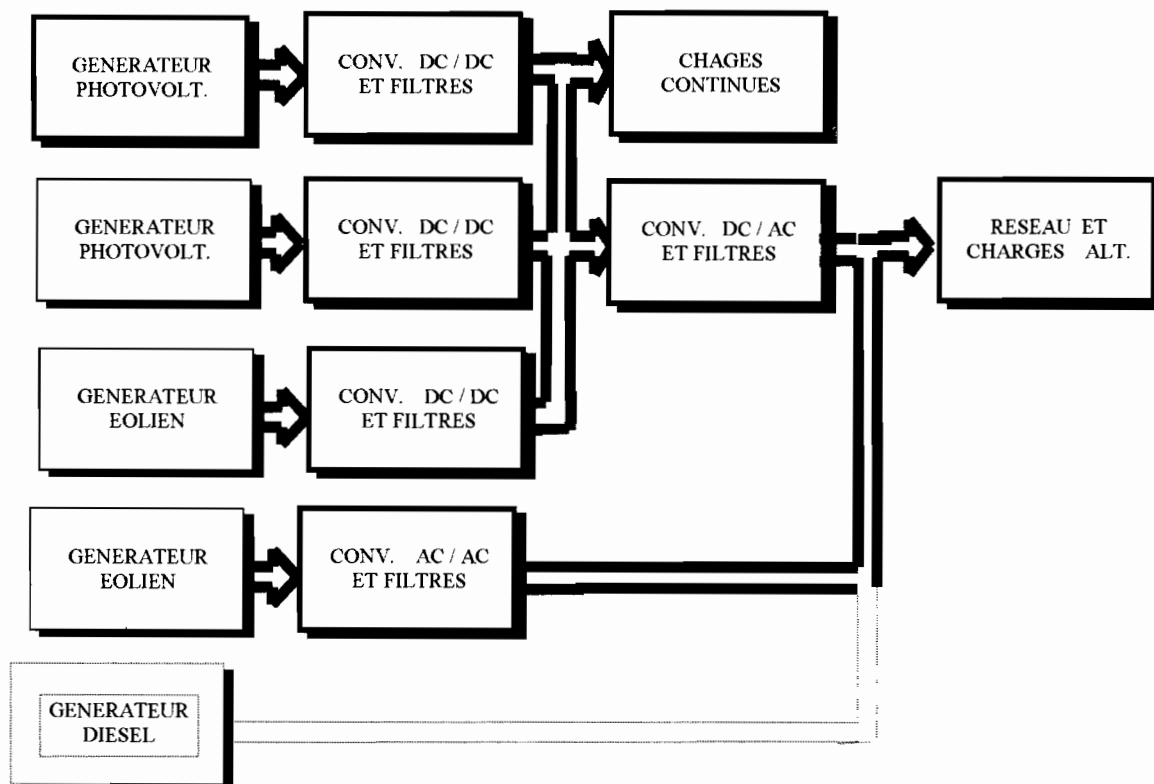


Figure I-1: Exemple de schéma synoptique de microcentrale hybride au fil du soleil et du vent.

L'association de l'énergie éolienne à l'énergie solaire photovoltaïque permet de rendre à priori moins aléatoire les variables d'entrée de la centrale, dans la mesure où ces deux formes d'énergie ne sont pas corrélées[2][22][27].

En général la conversion de ces types d'énergie nécessite une optimisation du transfert de l'énergie disponible, ainsi que sa mise en forme pour des problèmes de compatibilité avec les charges. Ces fonctions sont réalisées grâce aux convertisseurs statiques du fait de leur très grand rendement au niveau énergétique.

L'utilisation des convertisseurs statiques, au niveau des chaînes énergétiques de la microcentrale, pose un problème de modélisation. Ce problème vient du fait que les convertisseurs statiques imposent à la microcentrale une structure à configurations variables de manière permanente dans le temps.

Au niveau de l'étude, on peut noter trois aspects qui sont:

- * l'aspect automatique,
- * l'aspect énergétique,
- * l'aspect modélisation.

I - 2) OBJECTIFS :

L'objectif visé est d'aboutir à la modélisation d'une microcentrale multigénérateurs hybride n'intégrant pas de dispositifs de stockage électrochimique. Ces modèles devront permettre entre autre la mise en évidence de l'influence des différents éléments structurels du système sur son comportement dynamique et statique. Ils devront permettre également une application des règles classiques de l'automatique (détermination des correcteurs, des compensateurs d'état, etc.). Le modèle de simulation, du fonctionnement réel, de la microcentrale permettra une implémentation de correcteurs et de stratégies de commande développées pour leur validation. Nous nous sommes basé sur les résultats de fonctionnement de dispositifs réels disponibles au LER pour valider ce modèle.

Ce type de modèle de simulation du fonctionnement réel de la microcentrale, recèle deux avantages aussi important l'un que l'autre :

- * économique (très important pour nos pays en développement) ;
- * technique : structure souple et non destructive permettant :
 - a) une implémentation de correcteurs et stratégies de commandes, pour évaluer leurs performance de manière souple ;
 - b) d'étudier l'influence des éléments structurelles pour leur dimensionnement avant une réalisation physique de la micro- centrale.
 - c) etc.....

Chapitre II

ETUDE ET MODELISATION
DES SOURCES D'ENERGIE

INTRODUCTION :

Nous avons consacré ce chapitre à la mise en œuvre des modèles des générateurs photovoltaïque et éolien (c. f. annexe I). Le modèle de connaissance du générateur photovoltaïque est celui vue aux bornes qui prend en compte indirectement l'ensoleillement à travers le courant de court-circuit, un coefficient rend compte de la forme des caractéristiques liés aux types de cellules constituant le générateur. Le modèle de l'aérogénérateur résulte de ceux de ses parties aérodynamique, mécanique et électrique.

II-1-GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES

II-1-1-MODELE DE SIMULATION DU FONCTIONNEMENT REEL DES GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES :

Le générateur photovoltaïque est constitué d'un ensemble de modules couplés en série et en parallèle pour fournir une tension optimale et un courant optimale donnés, V_{popt} et I_{popt} . La tension de couplage des modules est la tension de circuit ouvert V_0 et l'ensoleillement fixe le courant de court-circuit I_{CC} . Le courant fournit par un générateur photovoltaïque réel est donné par la formule[51]:

$$I_P = I_{CC} \left(1 - \exp \left[\chi \left(\frac{V_P}{V_0} - 1 \right) \right] \right)$$

Les caractéristiques $I_p(V_p)$ et $P(V_p)$, courant- tension et puissance- tension, des trois générateurs photovoltaïques simulés sont données par la figure ci-dessous :

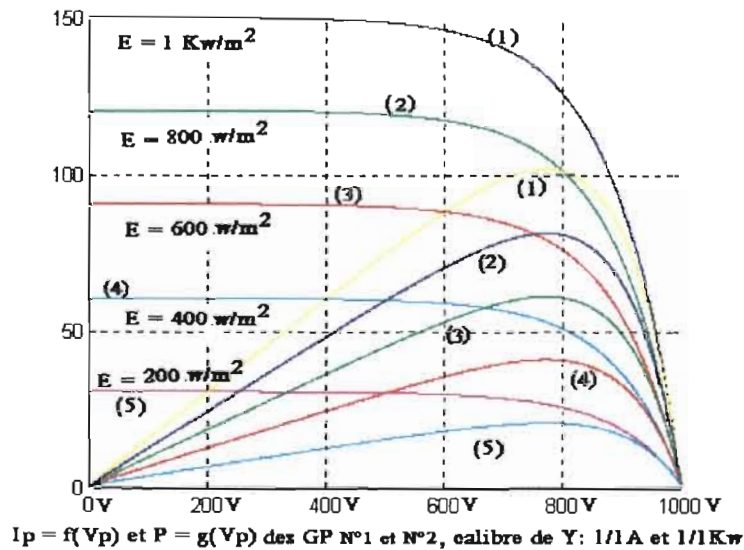


Figure II-1-1 : Caractéristiques des générateurs photovoltaïques N°1 et N°2 simulés.

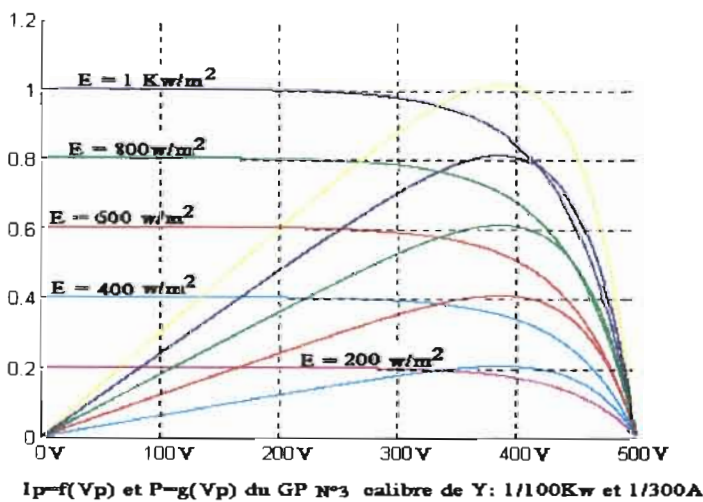


Figure II-1-2 : Caractéristiques du générateur photovoltaïque N°3 simulé.

Les générateurs photovoltaïques délivrent leur puissance maximale (optimale) si les points de fonctionnement sont aux points de tangence entre les caractéristiques $I_p = f(V_p)$ et les courbes d'équi- puissance. Cette puissance optimale ne peut être transférée (pour une charge quelconque) que grâce à une adaptation de la charge vue par le générateur photovoltaïque. Cette adaptation est en général réalisée grâce aux convertisseurs statiques [28][29][65]....

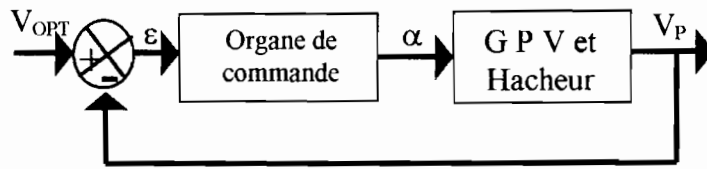


Figure II-1-3 : Schéma de principe de l'ensemble convertisseur statique - générateur photovoltaïque pour un transfert optimisé.

Du fait de la forte non linéarité de la fonction $I_p = f(V_p)$ des générateurs photovoltaïques, nous chercherons à l'approcher par un modèle linéaire par morceaux lors des études en automatique de la microcentrale. Ce modèle asymptotique est une approximation de la courbe réelle par des segments de droites, le nombre de segments dépendant de la précision souhaitée.

II-1-2-PRINCIPE DE MODELISATION ASYMPTOTIQUE DES CARACTERISTIQUES DES GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES :

Il s'agit de remplacer les courbes exponentielles par des segments de droites asymptotiques. Le nombre de branches détermine la précision de l'approximation[58].

En fonction des paramètres des générateurs photovoltaïques et du nombre de branches souhaitées, la détermination des segments de droites d'approximation des caractéristiques a été automatisée. La figure II-1-4 ci-dessous donne un exemple de la méthode, pour une tension de circuit ouvert V_o égale à 364V et un courant de court - circuit I_{CC} de 21 A . Un compromis existe donc entre précision et simplicité (nombre de branches réduit).

Le point de fonctionnement optimal au niveau de l'exemple est $(V_{popt}, I_{popt}) = (280V, 18.5)$ et la pente de la droite passant par ce point est $K_{opt} = -0.065$.

Nous utilisons toujours pour une caractéristique donnée une branche passant par le point de fonctionnement optimal, pour minimiser l'écart entre le modèle linéaire et la caractéristique réelle aux voisinage de ce point. Car ces points de transfert optimal d'énergie correspondent aux points de fonctionnement imposés par la commande.

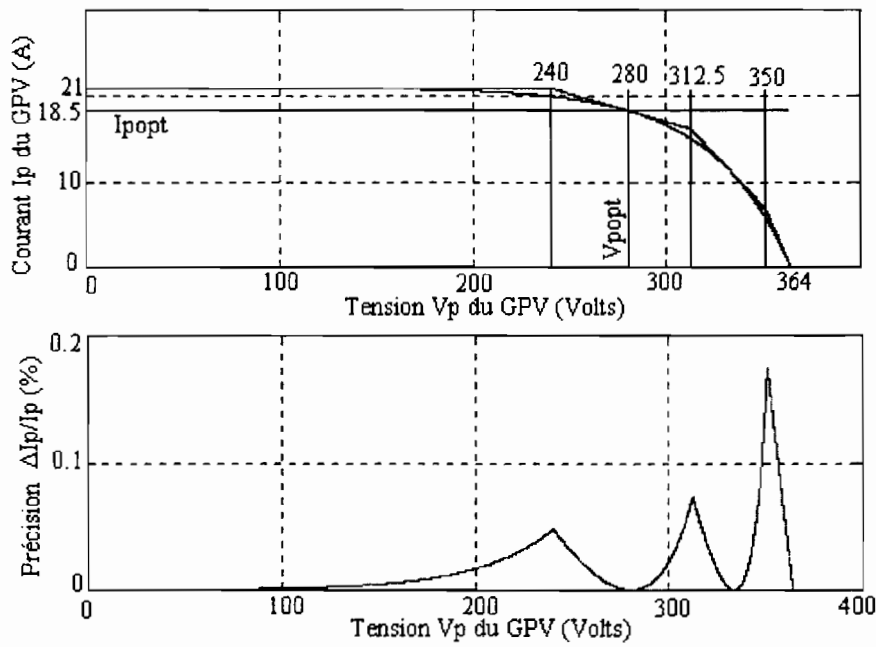


Figure II-1-4: Modèle asymptotique de caractéristique de Générateur photovoltaïque

Pentes des droites du modèle asymptotique de la caractéristique :

V_p	0 - 240	240 - 312.5	312.5 - 350	350 - 364
Pente K	$-6.4 \cdot 10^{-4}$	-0.065	-0.244	-0.52

Il est nécessaire de faire des commutations entre ces différentes branches du modèle linéaire, on parlera de « modèle linéaire par morceaux ». Mais lors d'un fonctionnement à transfert optimal de puissance des générateurs photovoltaïques, ce que réalise la commande mise en œuvre, pour un ensoleillement donné le modèle linéaire du générateur se résume à une droite tangente au point de transfert optimal d'énergie.

II -2 - AEROGENERATEURS

II-2-1- GENERALITES

II-2-1-1-Conversion de l'énergie aérodynamique en énergie mécanique :

Pour un rotor à axe horizontal de surface S et soumis à un vent V , la puissance maximale, P_{max} , qu'il est possible de transformer en énergie mécanique est donnée par la "Limite de Betz" [67][68][73]:

$$P_{max} = (8/27) \cdot \rho S V^3;$$

on a $P_{max} = 0,37 S V^3$; (pour $\rho = 1,25 \text{ Kg/m}^3$)

La puissance théorique, P_{cin} , qui aurait été obtenue en convertissant la totalité de l'énergie cinétique de la masse d'air traversant l'éolienne, est :

$$P_{cin} = 0,5 \rho S V^3$$

Le rendement du rotor de l'éolien est défini par son coefficient de performance, C_p , rapport de la puissance mécanique effectivement extraite à la puissance théorique de l'énergie cinétique du vent capté:

$$C_p = \frac{P_{méc}}{P_{cin}}$$

Pour une éolienne moderne fonctionnant dans les meilleurs conditions, C_{pmax} est de l'ordre de 0,3 à 0,5 (soit 50 à 85 % de la limite de Betz), mais décroît lorsque l'on s'écarte du régime optimal.

Pour un rotor à axe horizontal, les pales sont souvent vrillées, de manière à optimiser sur tout le rayon l'angle appelé incidence que fait le vent relatif avec la corde du profil. Cette optimisation est réalisée pour un rapport vitesse de l'extrémité de la pale sur la vitesse du vent bien défini. Ce rapport λ est appelé rapport spécifique [70][74]: $\lambda = (\omega R/V)$

Pour une hélice soumise à un vent homogène, constant et dirigé suivant l'axe de rotation de l'hélice, on exprime le coefficient de performance C_p en fonction du rapport spécifique λ . Ce coefficient $C_p(\lambda)$ est maximal pour une seule valeur de λ qui correspond au rapport spécifique pour lequel le rotor a été optimisé [61] [85].

Dans une éolienne la transmission mécanique a pour but essentiel d'assurer la liaison rotor de l'hélice- générateur, et plus particulièrement l'adaptation en vitesse de rotation. Dans la plupart des cas, un multiplicateur de vitesse est utilisé pour passer de la vitesse de rotation de l'hélice, relativement lent, à une vitesse de rotation plus adaptée pour le générateur, de l'ordre de 1.000 à 3.000 tours/mn. Elle joue un grand rôle dans le comportement de l'aérogénérateur, elle conditionne les variations de couple et de vitesse induites par une variation du vent ou de la charge électrique du générateur.

II-2-1-2-Conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique :

La génératrice électrique et son système de liaison à la charge constituent les derniers maillons de la chaîne de conversion d'un aérogénérateur. Les différents types de générateurs électriques influencent le comportement dynamique des aérogénérateurs, ce qui conduit à préférer ceux qui autorisent une certaine souplesse en vitesse[48][61].

II-2-1-3-Régulation des aérogénérateurs :

A coefficient de performance C_p constant, la puissance mécanique disponible sur l'arbre du rotor est proportionnelle au cube de la vitesse du vent:

$$P_{\text{méc}} = 0,5 \rho C_p S V^3$$

La vitesse du vent pouvant varier dans de vastes proportions, il est impossible de dimensionner l'aérogénérateur de manière à ce qu'il produise constamment de l'électricité. En effet, pour un vent trop faible, inférieur à une valeur V_{min} , l'énergie aérodynamique récupérée ne suffit pas à compenser les pertes et l'aérogénérateur reste donc à l'arrêt. Pour une valeur de vitesse de vent supérieure à V_{min} , et inférieure à V_{nom} pour laquelle la puissance nominale (P_{nom}) est atteinte, la puissance fournie est approximativement proportionnelle au cube de la vitesse du vent.

Pour un vent supérieur à V_{nom} et tant que le vent n'a pas atteint la valeur limite V_{max} , on laisse encore en général le système produire à une puissance limitée aux alentours de P_{nom} . Au delà de V_{max} , les efforts mécaniques sur l'aérogénérateur en fonctionnement deviennent trop élevés et il devient nécessaire de l'arrêter et de la placer dans une position dite de sauvegarde qui limite au maximum ces efforts mécaniques[67][68].

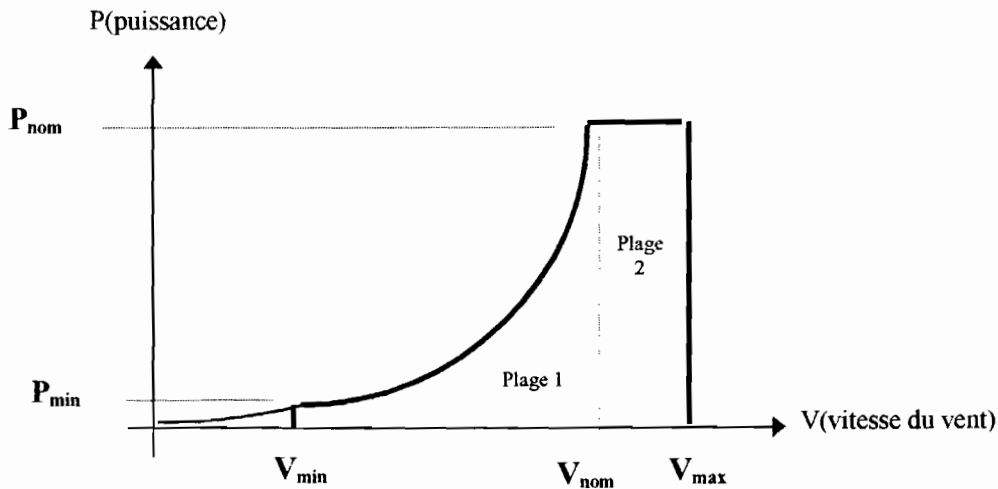


Figure II-2-1-3: Courbe de puissance en fonction du vent.

La courbe de puissance d'un aérogénérateur laisse donc le plus souvent apparaître deux plages avec transfert d'énergie: la 1^{ère} correspond à une recherche du rendement maximal, et la 2^{ème} à une limitation de la puissance extraite du vent.

Quant au suivi de cette courbe, il est assuré par le système de régulation ou de commande de l'aéromoteur. Cette régulation peut être réalisée de deux manières : par action sur l'aérodynamique du rotor, ou par commande électrique du générateur (c'est ce type d'action que nous mettrons en œuvre).

II-2-2-MODELISATION DE LA PARTIE AERODYNAMIQUE :

On ne considère pas la limitation de puissance (en général obtenue par modification des caractéristiques aérodynamiques). Le rotor, dans la plage 1, (figure II-2-1-3) est toujours dans la même configuration qui présente le C_p maximal. Il n'y a pas d'organes de transmission glissants. La variable unique de commande est le couple électromagnétique développé par le générateur électrique[48].

Le modèle aérodynamique doit être en mesure de représenter correctement le comportement du rotor dans les conditions de fonctionnement étudiées. La loi de commande se propose de réaliser la poursuite du rapport spécifique λ optimal. Si cette poursuite est correctement effectuée, le rapport spécifique effectif λ sera toujours au voisinage de λ_{opt} , et il devient possible de restreindre la modélisation à ce domaine.

La puissance aérodynamique développée se met sous la forme :

$$P = C_m \cdot \omega \quad (\text{II-2-2-1})$$

$$\text{d'où } C_m = [0,5 \cdot \rho \cdot S \cdot V^3 \cdot C_p(\lambda)] / \omega \quad (\text{II-2-2-2})$$

En substituant dans C_m le terme ω par son expression $[(\lambda \cdot V)/R]$, on obtient :

$$C_m = [0,5 \cdot \rho \cdot S \cdot R \cdot V^2 \cdot C_p(\lambda)] / \lambda \quad (\text{II-2-2-3})$$

Il apparaît alors que C_m est proportionnel à V^2 et à une fonction de λ qui est sous la forme $C_p(\lambda)/\lambda$.

En approximant $C_p(\lambda)/\lambda$ au voisinage de λ_{opt} par $C_p(\lambda)/\lambda = C_0 + C_1 \cdot \lambda + C_2 \cdot \lambda^2$, on retrouve une expression similaire à celle proposée par H. M. Power[28]. Si ω_{opt} est la vitesse optimale de rotation pour le vent V , on a : $\omega_{opt} = [\lambda_{opt} \cdot V]/R$. Compte tenu de l'approximation, C_m devient :

$$\begin{aligned} C_m &= 0,5 \cdot \rho \cdot S \cdot R^3 \cdot [\omega_{opt}^2 \cdot (C_0 / \lambda_{opt}^2) + \omega \cdot \omega_{opt} \cdot (C_1 / \lambda_{opt}) + \omega^2 \cdot C_2] \\ &= b_0 \cdot \omega_{opt}^2 + b_1 \cdot \omega_{opt} \cdot \omega + b_2 \cdot \omega^2 \end{aligned} \quad (\text{II-2-2-4})$$

Les coefficients b_i sont constants et doivent satisfaire à la relation de la puissance aérodynamique, P , suivante:

$$P = b_0 \cdot \omega_{opt}^2 \cdot \omega + b_1 \cdot \omega_{opt} \cdot \omega^2 + b_2 \cdot \omega^3 \quad (\text{II-2-2-5})$$

avec P maximum pour $\omega = \omega_{opt}$, ce qui est réalisé si $b_0 + 2b_1 + 3b_2 = 0$.

Si nous nous limitons pour $C_p(\lambda)/\lambda$ à un développement au 1^{er} ordre (donc $C_2=0$) C_m s'exprime par la relation suivante :

$$C_m = b_0 \cdot \omega_{opt}^2 - 0,5 \cdot b_0 \cdot \omega_{opt} \cdot \omega \quad (\text{car on a : } b_1 = -0,5 \cdot b_0) \quad (\text{II-2-2-6})$$

qui est une relation linéaire suivant ω et où b_0 est tel que $C_p = C_{pmax}$ pour $\omega = \omega_{opt}$; ce qui donne :

$$b_0 = [\rho \cdot S \cdot C_{pmax} \cdot R^3] / \lambda_{opt}^3$$

II-2-3-MODELISATION DE LA PARTIE MECANIQUE :

La chaîne de transmission est représentée par des arbres flexibles. Le nombre nécessaire d'éléments augmente avec la précision requise pour le modèle. En pratique, il sera déterminé de manière à faire apparaître dans celui-ci les modes de vibrations les plus important [35] [60].

Cette modélisation peut être améliorée en y adjoignant les pertes par dissipation. Les couples de frottement sur les roulements et paliers sont par conception faibles : ils sont en général considérés comme étant proportionnels à la vitesse. Les liaisons flexibles apportent également un certain amortissement. A condition d'exclure les accouplements à usage d'amortissement, ce que la commande doit permettre, l'effet de ces couples est encore plus faible que le précédent. Nous avons choisi un modèle d'état linéaire faisant intervenir des éléments simples. Le système est constitué d'un certain nombre :

- de masselottes i infiniment rigides, tournant à la vitesse ω_i , et présentant une inertie J_i , ainsi qu'un coefficient de frottement dynamique avec les parties fixes F_i .
- d'arbres, d'inerties négligeables, de raideurs K_i et de coefficients d'amortissements D_i qui relie deux masselottes successives i et $(i+1)$.

On peut ainsi modéliser :

- l'inertie du système et de ses différents constituants (J_i) : hélice, disque de frein, multiplicateur, générateur électrique;
- les frottements dues aux paliers et roulements (F_i), qui dissipent de l'énergie.
- la raideur en torsion des arbres (K_i) : arbre d'hélice, arbre du générateur, etc...
- les amortissements structuraux dans le matériau de ces arbres (D_i), sachant qu'ils sont faibles.

Toutes ces valeurs peuvent être, soit données par le constructeur, soit déterminées par le calcul lorsque cela est possible (auquel cas il restera à déterminer expérimentalement la validité du modèle), soit encore par identification (les paramètres sont alors ajustés) de manière à donner au modèle le comportement le plus proche de celui qui est observé[85].

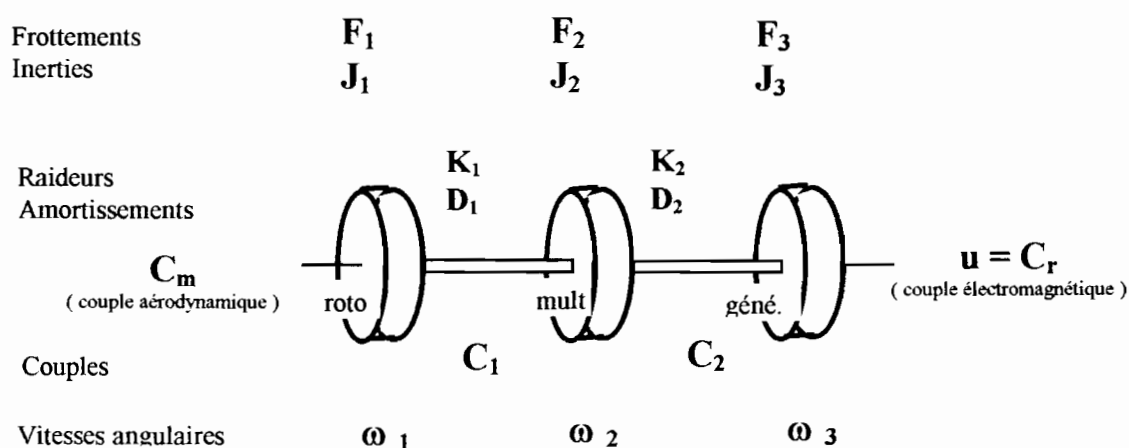


Figure II-2-3 : Schématisation du modèle avec un nombre d'inerties limité à trois.

La représentation d'état linéaire recherchée sera sous la forme:

$$\dot{X} = A_o X + B \begin{bmatrix} C_m \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-2-3-1})$$

Les équations du mouvement sont représentées comme suit :

- pour les masselottes :

$$\begin{aligned} J_1 \times \ddot{\Theta}_1 &= C_m - C_1 - F_1 \times \dot{\Theta}_1 \\ J_2 \times \ddot{\Theta}_2 &= C_1 - C_2 - F_2 \times \dot{\Theta}_2 \\ J_3 \times \ddot{\Theta}_3 &= C_2 - C_r - F_3 \times \dot{\Theta}_3 \end{aligned} \quad (\text{II-2-3-2})$$

- pour les arbres :

$$\begin{aligned} C_2 &= K_2 \times (\Theta_2 - \Theta_3) + D_2 \times (\dot{\Theta}_2 - \dot{\Theta}_3) \\ C_1 &= K_1 \times (\Theta_1 - \Theta_2) + D_1 \times (\dot{\Theta}_1 - \dot{\Theta}_2) \end{aligned} \quad (\text{II-2-3-3})$$

En représentant par Θ_i , l'angle dont a tourné chaque masselotte et par C_i , le couple transmis par l'arbre reliant les masselottes i et $(i+1)$, par C_m , le couple aérodynamique (moteur) et par C_r le couple électromagnétique du générateur (résistant).

Si on choisit pour représenter l'état les vitesses de rotation, $\omega_i = \dot{\Theta}_i$ (de chaque masselotte) et les couples, C_i (transmis par les arbres), on obtient :

- pour les couples :

$$\begin{aligned} C_1 &= K_1 * \omega_1 - K_1 * \omega_2 + D_1 * \omega_1 - D_1 * \omega_2 \\ C_2 &= K_2 * \omega_2 - K_2 * \omega_3 + D_2 * \omega_2 - D_2 * \omega_3 \end{aligned} \quad (\text{II-2-3-5})$$

- pour les vitesses :

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_1 &= \frac{C_m}{J_1} - \frac{C_1}{J_1} - \frac{F_1}{J_1} \omega_1 \\ \dot{\omega}_2 &= \frac{C_1}{J_2} - \frac{C_2}{J_2} - \frac{F_2}{J_2} \omega_2 \\ \dot{\omega}_3 &= \frac{C_2}{J_3} - \frac{C_r}{J_3} - \frac{F_3}{J_3} \omega_3\end{aligned}\quad (\text{II-2-3-4})$$

Ces équations peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A] [X] + [B] [U] \quad (\text{II-2-3-6})$$

Avec:

$$[X] = \begin{bmatrix} \omega_1 \\ C_1 \\ \omega_2 \\ C_2 \\ \omega_3 \end{bmatrix} ; \quad [U] = \begin{bmatrix} C_m \\ C_r \end{bmatrix} ; \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} & 0 \\ \frac{D_1}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{D_2}{J_3} \\ 0 & \frac{-1}{J_3} \end{bmatrix}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-F_1}{J_1} & \frac{-1}{J_1} & 0 & 0 & 0 \\ \left(K_1 - \frac{D_1 * F_1}{J_1} \right) & -D_1 \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right) & - \left(K_1 - \frac{D_1 * F_2}{J_2} \right) & \frac{D_1}{J_2} & 0 \\ 0 & \frac{+1}{J_2} & - \frac{F_2}{J_2} & \frac{-1}{J_2} & 0 \\ 0 & \frac{D_2}{J_2} & \left(K_2 - \frac{D_2 * F_2}{J_2} \right) & -D_2 \left(\frac{1}{J_2} + \frac{1}{J_3} \right) & - \left(K_2 - \frac{D_2 * F_3}{J_3} \right) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_3} & \frac{F_3}{J_3} \end{bmatrix}$$

Les amortissements structuraux dans le matériau des arbres sont faibles, nous les négligeons. Les matrices [A] et [B] deviennent alors :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-F_1}{J_1} & \frac{-1}{J_1} & 0 & 0 & 0 \\ K_1 & 0 & -K_1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{+1}{J_2} & \frac{F_2}{J_2} & \frac{-1}{J_2} & 0 \\ 0 & 0 & K_2 & 0 & -K_2 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_3} & \frac{F_3}{J_3} \end{bmatrix} ; [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{J_3} \end{bmatrix}$$

Cette représentation matricielle est une représentation linéaire par vecteur d'état qui présente certains avantages :

- le vecteur d'état constitué de vitesses et de couples permet une bonne compréhension du phénomène physique.
- ce mode de représentation est bien adapté au traitement par les outils de l'automatique, en particulier grâce à la simplification apportée par la linéarité du système.

Ce modèle ne rend compte que du comportement mécanique et ne représente donc qu'un maillon de la chaîne de conversion aérogénérateur.

II-2-4- MODELE GLOBALE DE L'AEROMOTEUR:

Ce modèle globale est obtenu en associant la modélisation aérodynamique (II-2-2-6) et la modélisation mécanique (II-2-3-1):

Cm, le couple aérodynamique, est un couple moteur :

$$(II-2-2-6) \rightarrow C_m = 0.5 \cdot b_o \cdot (2 \cdot \omega_{opt}^2 - \omega_{opt} \cdot \omega_1)$$

$$(II-2-3-1) \rightarrow \dot{X} = A_o X + B_1 C_m + B_2 C_r$$

avec: X = vecteur d'état et C_r = couple électromagnétique.

Dans l'expression de C_m apparaît un terme en ω_1 qui est l'une des variables d'état. On a donc :

$$B_1 \cdot C_m = B_1 \cdot b_o \cdot \omega_{opt}^2 - 0,5 \cdot B_1 \cdot b_o \cdot \omega_{opt} \cdot \omega_1 = F(\omega_{opt}^2) + A_1(\omega_{opt}) \cdot X \quad (II-2-4-1)$$

$$\text{avec : } A_1(\omega_{opt}) = \begin{bmatrix} -\frac{b_o \cdot \omega_{opt}}{2 \cdot J_1} & [0] \\ 0 & [0] \end{bmatrix}$$

Nous pouvons donc écrire:

$$\dot{X} = [A_o + A_1(\omega_{opt})] \cdot X + B_2 \cdot u + F(\omega_{opt}^2) \quad (II-2-4-2)$$

en posant: $u = Cr =$ la commande.

La contribution $A_1(\omega_{opt})$ se comporte comme un frottement supplémentaire au niveau de l'hélice, qui représente en fait sa traînée aérodynamique. $F(\omega_{opt}^2)$ est un terme forçant pour l'équation dynamique[60].

Le modèle ainsi obtenu rend compte des aspects aérodynamiques et mécaniques, sous les hypothèse suivantes :

- le rotor est supposé fonctionner au voisinage du λ optimal;
- Les amortissements structuraux dans les arbres de liaison sont négligés.

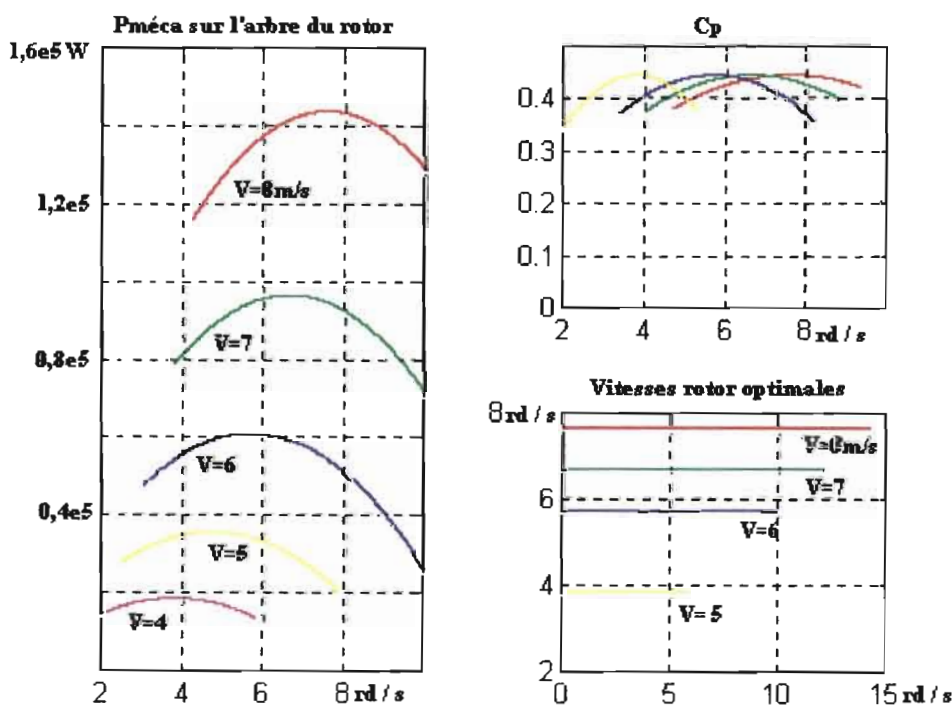
Pour notre système à trois masses, l'expression matricielle du modèle sera donc :

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_1 \\ \dot{C}_1 \\ \dot{\omega}_2 \\ \dot{C}_2 \\ \dot{\omega}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{F_1 \cdot b_o \cdot \omega_{opt}}{2} & -1 & 0 & 0 & 0 \\ J_1 & J_1 & & & \\ K_1 & 0 & -K_1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_2} & \frac{-F_2}{J_2} & \frac{-1}{J_2} & 0 \\ 0 & 0 & K_2 & 0 & -K_2 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_3} & \frac{+F_3}{J_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ C_1 \\ \omega_2 \\ C_2 \\ \omega_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_3} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} b_o \cdot \omega_{opt}^2 \\ J_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le système (A , B) est commandable à condition que tous les $1/J_i$ et K_i soient non nuls.

II-2-5-CONVERSION ELECTROMECHANIQUE:

Le convertisseur électromécanique est constitué d'une génératrice continue à laquelle on a associé un convertisseur statique continu- continu pour sont couplage sur le nœud commun de tension continu de la micro- centrale. Nous intégrons l'inertie de la génératrice dans la partie mécanique de l'aérogénérateur. La commande du convertisseur statique permet le contrôle du couple électromagnétique de la génératrice continue de l'aérogénérateur. Nous négligerons les constantes de temps électriques par rapport aux constantes de temps mécaniques.



Les courbes ci-dessus représentent les résultats de simulation:

- des puissances mécaniques sur l'arbre du rotor de l'hélice de l'aérogénérateur en fonction de sa vitesse de rotation;
- des évolutions du coefficient de performance Cp en fonction de sa vitesse de rotation;
- des vitesses de rotation optimales du rotor (hélice), pour différentes vitesses de vent, en fonction de sa vitesse de rotation.

CONCLUSION

Nous venons de présenter dans ce chapitre les modèles de simulation du fonctionnement des générateurs à puissance finie de notre microcentrale. Les résultats de simulations de ces modèles sont similaires à ceux obtenus sur les systèmes réels.

Les modèles linéaires par morceaux des générateurs photovoltaïques se justifient par le fait que notre commande devra imposer le point de fonctionnement correspondant au transfert de puissance optimal. Donc en fonctionnement normal les modèles linéaires du générateur photovoltaïque peuvent être approchés par les tangentes aux points de transfert de puissance optimale.

Dans le chapitre suivant nous mettrons en œuvre les modèles de fonctionnement réel des convertisseurs statiques de la microcentrale. Ces modèles sont synthétisés de manière systématique grâce à une démarche mettant en œuvre des modèles de connaissances et de commande.

Chapitre III

MODELISATION ET SIMULATION DU FONCTIONNEMENT REEL DES CONVERTISSEURS STATIQUES DE LA MICROCENTRALE

INTRODUCTION

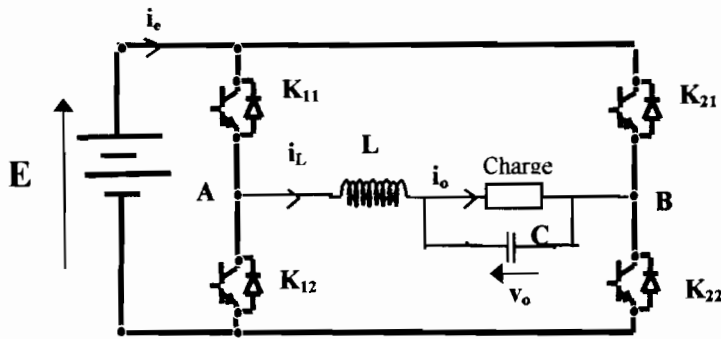
Dans ce chapitre, après une analyse comparative des différents types de commande MLI, nous justifions le choix de la technique de modulation hybride de largeur d'impulsion pour la commande de l'onduleur de génération de la tension réseau local. Une fois les modes de commande des convertisseurs statiques dégagés, nous procédons à une modélisation systématique de ces derniers. Le principe de modélisation se fonde sur le fait qu'on peut assimiler les actions des convertisseurs statiques à une interaction entre une fonction spatiale de connexion et une fonction temporelle de commande. Des résultats de simulation des modèles de fonctionnement réel des convertisseurs statiques sont également présentés.

III-1-MODULATION MHLI ET COMMANDE D'ONDULEUR POUR LA REALISATION DU RESEAU ALTERNATIF MONOPHASE

La commande MLI permet de rejeter les harmoniques autres que le fondamental dans les hautes fréquences facilitant ainsi leur filtrage [17]. Ce qui permet d'avoir une onde sinusoïdale à la sortie de l'onduleur, mais au prix d'une importante perte en commutation. Dans ces techniques, une forme d'onde de modulation est comparée avec une forme d'onde porteuse pour déterminer le modèle de commutation des interrupteurs. Le spectre des harmoniques résultants sont souvent sensibles à la forme de l'onde porteuse (qui est usuellement sous forme de rampe ou triangulaire) ainsi que le rapport entre la fréquence du signal porteuse et celle du signal modulant[42][45][76]...

La technique de modulation hybride de largeur d'impulsion (MHLI) permet tout en maintenant une bonne qualité de la forme sinusoïdale de sortie de l'onduleur, de minimiser les pertes de commutation pénalisantes. Dans cette technique seul deux des quatre interrupteurs fonctionnent en MLI (donc hautes fréquence), tandis que les deux autres commutent à la même fréquence que le signal modulant, de ce fait les pertes de commutation sont divisées par deux. C'est cette technique de commande qui est utilisée pour l'onduleur de la microcentrale[52].

III-1-1- MODULATION HYBRIDE DE LARGEURS D'IMPULSION :



avec : $v_o(t) = V_M \sin(\omega_o t)$

Figure III-1-1 : Onduleur monophasé en commande MHLI.

Seul deux des quatre interrupteurs du convertisseur statique travaillent à la fréquence f_o de sortie de l'onduleur; tandis que les deux autres fonctionnent à la fréquence f_s de modulation.

Sur la figure III-1-1, prenons K_{21} et K_{22} comme interrupteurs commutant en basse fréquence (f_o) tandis que K_{11} et K_{12} commutent en haute fréquence (f_s).

Le signal modulant m est la valeur absolue du signal de référence, V_{ref} , qui lui même est identique au fondamental de la tension $v_o(t)$ à un coefficient près. Les interrupteurs K_{22} et K_{21} commutent à la même fréquence que celle de sortie de l'onduleur, f_o , qui est généralement basse (par exemple 50Hz). Les fonctions de commutation de K_{21} et K_{22} sont:

$$\begin{aligned} k_{21} &= 1 && \text{pour } V_{ref} < 0 \\ k_{21} &= 0 && \text{pour } V_{ref} > 0 \end{aligned} \quad (III-1-1)$$

donc $k_{22} = 1 - k_{21}$ (III-1-2)

Si la borne négative de la tension E est prise comme masse du circuit, le potentiel au nœud B est :

$$V_B = k_{21} \cdot E \quad (III-1-3)$$

Pour synthétiser une sinusoïde $v_o(t)$, la paire d'interrupteurs K_{11} / K_{12} doivent travailler en modulation sinusoïdale de largeur d'impulsion. Une fonction de commutation, p , est générée par un modulateur de MLI qui reçoit en entrée la dent de scie, sc , et le signal modulant, m . Cette fonction p est définie comme suit:

$$\begin{aligned} p &= 1 && \text{si } m > sc \\ p &= 0 && \text{si } m < sc \end{aligned} \quad (III-1-4)$$

L'onduleur monophasé avec commande MHLI est équivalent à un hacheur, pour chaque polarité de V_{ref} . La connexion commune de ces deux hacheurs est le nœud B. Quand $V_{ref} > 0$, B est connecté à la borne négative de E à travers K_{22} (hacheur constitué par le transistor de K_{11} et la diode de K_{12} , avec +E à l'entrée du hacheur). Quand $V_{ref} < 0$, B est connecté à la borne positive de E à travers K_{21} (hacheur constitué par le transistor de K_{12} et la diode de K_{11} , avec -E à l'entrée du hacheur).

De ce fait les fonctions de commutation de K_{11} et K_{12} sont:

$$k_{11} = p \quad \text{si} \quad V_{ref} > 0$$

$$k_{11} = 1-p \quad \text{si} \quad V_{ref} < 0 \quad \text{(III-1-5)}$$

$$\text{et } k_{12} = 1-k_{11} \quad \text{(III-1-6)}$$

La tension au nœud A est alors :

$$V_A = k_{11} \cdot E \quad \text{(III-1-7)}$$

Si la fréquence du signal modulé (la dent de scie) est très grande par rapport à la fréquence du signal modulant, m , la composante basse fréquence de p satisfait à la relation :

$$p_{moy} = m \quad \text{(III-1-8)}$$

$$\text{On a donc :} \quad V_{AB} = (k_{11} - k_{21}) \cdot E \quad \text{(III-1-9)}$$

$$\text{On en tire :} \quad V_{AB} = p \cdot E \quad \text{si} \quad V_{ref} > 0$$

$$V_{AB} = -p \cdot E \quad \text{si} \quad V_{ref} < 0 \quad \text{(III-1-10)}$$

Des équations ci-dessus et en posant $V_{AB_{moy}}$ comme étant la valeur moyenne instantanée de V_{AB} , et sc_{max} la valeur crête à crête de la « dent de scie » de la MLI, on tire la relation suivante:

$$v_o = V_{AB_{moy}} = E \cdot V_{ref} / sc_{max} \quad \text{si} \quad |V_{ref} / sc_{max}| < 1 \quad \text{(III-1-11)}$$

Ces équations donnent les principes des règles de la MHLI. On doit noter également que V_{ref} peut contenir des harmoniques de basse fréquence qui se répercuteront donc forcément sur la composition spectrale de la tension v_o au niveau du filtre.

III-1-2- COMPARAISON ENTRE LA MHLI ET LES DEUX TYPES DE MODULATIONS CONVENTIONNELLES (MULI et MBLI) :

Si la fréquence du signal modulé n'est pas assez grande par rapport à celle du signal modulant, le spectre de fréquence obtenu possède des harmoniques de basses fréquence difficilement éliminables par filtrage de la sortie. De ce fait ce rapport devra toujours être assez grand.

Soient les taux de modulation, m_A , et le rapport, m_F , entre la fréquence du signal modulé et celle du signal modulant, sont définis pour la MLI sinusoïdale comme suit:

$$m_A = m_{MAX} / s_{C_{MAX}} \quad (III-1-12)$$

$$m_F = f_s / f_0 \quad (III-1-13)$$

En modulation bilatérale de largeur d'impulsion, MBLI, K_{11} et K_{22} sont commutés simultanément par la sortie d'un seul modulateur d'impulsions et une seule onde de modulation. Par conséquent, V_{AB} contient dans chaque demie période de m , des impulsions positives et négatives.

En modulation unilatérale de largeur d'impulsion, MULI, chaque branche d'interrupteurs est pilotée par son modulateur d'impulsions. Les fonctions de modulation des deux modulateurs sont en opposition de phase. Par conséquence, pendant la demie période positive (négative) de V_{ref} , les impulsions de V_{AB} sont seulement positives (négatives) et nuls.

Pour une porteuse triangulaire la MHLI et MULI génèrent une tension V_{AB} identique. Donc V_{AB} aura un spectre de fréquences identique en MHLI et en MULI. Du fait que cette tension a une symétrie impaire, $V_{AB}(-t) = -V_{AB}(t)$, seules les harmoniques impaires sont présentes.

Le spectre des harmoniques, en MBLI avec une porteuse triangulaire, sont plus difficiles à filtrer. Mais il faut noter qu'elle est plus courante car plus facile à implanter que les deux autres. Les impulsions de V_{AB} sont positifs et négatives pour tout V_{ref} .

III-1-3- ANALYSE DE L'ONDULEUR EN MHLI :

Comme nous l'avons déjà souligné, au paragraphe III-1-1, en MHLI l'onduleur en fonctionnement est équivalent à un hacheur dévolteur positif (entrée continue E) quand $V_{ref} > 0$ et un hacheur dévolteur négatif (entrée continue -E) quand $V_{ref} < 0$. Durant la période où $V_{ref} > 0$ les interrupteurs du hacheur équivalent sont K_{11} (actif) et K_{12} . Et pour $V_{ref} < 0$ on aura K_{12} (actif) et K_{11} . Dans ces deux cas on a $V_{ABmoy} = E \cdot V_{ref} / sc_{Max}$, si m_F est assez grand on aura $V_{ABmoy} = v_o$. Si V_{ref} est sinusoïdale, alors v_o sera sinusoïdale.

En utilisant la technique des valeurs moyennes instantanées[30], on peut écrire les relations entre les grandeurs électriques de l'onduleur en MHLI suivantes:

$$L \cdot di_L / dt = - v_o + V_{ref} \cdot E \quad (III-1-14-a)$$

$$C \cdot dv_o / dt = - v_o / R + i_L \quad (III-1-14-b)$$

Si l'on veut obtenir une tension v_o sinusoïdal [$v_o = V_M \sin(\omega_o t)$], nous pouvons retrouver l'expression de V_{ref} à partir des équations ci-dessus.

III-2-Modélisation systématique de processus intégrant des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique d'énergie électrique est assimilable à un modulateur de la puissance qui transite en son sein grâce au groupement d'interrupteurs qui le constitue. Cela résulte du produit entre une fonction spatiale de connexion et une fonction temporelle de commande.

Du choix des interrupteurs, de leur assemblage et de la manière de les contrôler découle la fonction de conversion du convertisseur. Rappelons que l'architecture d'un système, intégrant un convertisseur statique, montre que celui-ci s'articule autour de deux axes (Fig. III-2-1) :

- * un axe de puissance, faisant intervenir les sources d'entrée et sortie;
- * un axe de contrôle regroupant pour l'essentiel, la commande rapprochée (CR) et la commande délocalisée (CD).

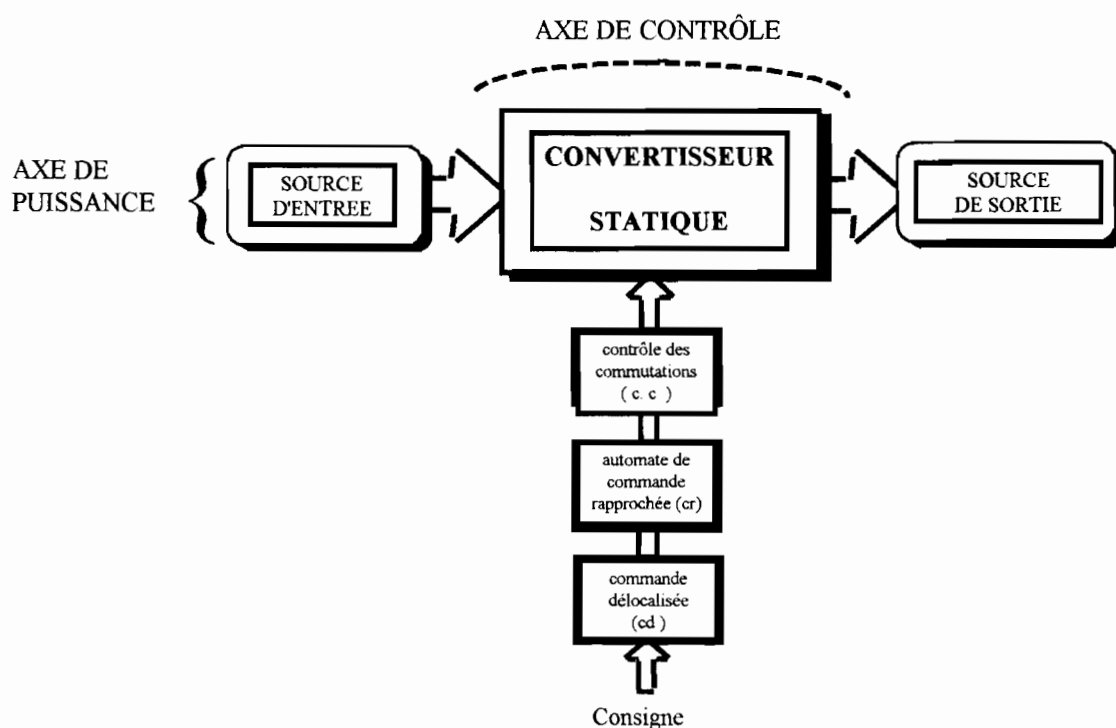


Figure III-2-1 : organisation générale.

Un modèle dynamique du processus (ensemble convertisseur- sources) est nécessaire pour la synthèse de l'algorithme de commande et pour la mise en place d'un modèle de simulation numérique. Beaucoup de solutions ont déjà été proposées parmi lesquelles on trouve notamment la modélisation aux valeurs moyennes instantanées [30], la modélisation non linéaire avec linéarisation [81][23].

Nous présentons ici un formalisme et une démarche conduisant à une organisation et à une synthèse du modèle de simulation du fonctionnement réel des convertisseurs statiques.

Le modèle de commande de la structure temporelle globale du système énergétique doit assurer les fonctions d'autopilotage, d'asservissement des grandeurs à fortes dynamiques (ex. : courants) et de séquençement du convertisseur (ex. : MLI) [17].

La synthèse du model passe par l'établissement d'un modèle de commande qui lui même nécessite la mise en œuvre d'un modèle de connaissance. Ce modèle de connaissance est un outil de description précis, flexible, bien adapté à la simulation donc à la validation de lois de commandes.

III-2-1 ETABLISSEMENT DES MODELES DE CONNAISSANCE ET DE COMMANDE:

III-2-1-1- Modèle de connaissance:

Ce modèle est établi sur les bases d'une décomposition fonctionnelle qui fait apparaître une partie commande qui décrit la manière dont s'établissent les diverses connexions dans la seconde partie de la décomposition qui est la partie opérative. Le réseau de Petri sera utilisé ici pour décrire la partie commande du modèle de connaissance.

Le modèle de connaissance donne la description fonctionnelle de l'axe de puissance du convertisseur et se décompose en:

- * une partie commande explicitée par un ou plusieurs réseaux de Petri d'état qui montrent comment sont gérées les liaisons entre sources;
- * une partie opérative qui se sépare en un bloc continu (constitué par les sources et éléments passifs) et un bloc discontinu décrivant les connexions que réalisent le convertisseur.

Dans le cas général, les connexions dans la partie opérative résultent d'un combinatoire logique entre les actions des graphes. Les réceptivités des transitions entre les places (évolution de l'état du convertisseur) sont des fonctions logiques entre:

- * une commande interne, $C_i(t)$, composée de grandeurs électriques propres à la partie opérative;
- une commande externe, $C_e(t)$, composée de grandeurs logiques provenant de la commande rapprochée.

Les commutations de connexion seront dites spontanées lorsque les transitions sont validées par des changements de la commande interne.

III-2-1-1-1- Le bloc continu de la partie opérative:

Ce bloc est en général décrit par des équations d'état classiques:

$$\left[\dot{X}(t) \right] = \left[A \right] * \left[X(t) \right] + \left[B \right] * \left[U(t) \right]$$

$$\left[Y(t) \right] = \left[C \right] * \left[X(t) \right] + \left[D \right] * \left[U(t) \right]$$

Si conformément à ce qui est dit ci-dessus, nous distinguons deux types d'entrées et que nous choisissons de ne placer dans le vecteur d'observation, $Y(t)$, que les variables d'état et les entrées externes qui s'appliquent au bloc continu, nous obtenons de manière générale:

$$\left[\dot{X}(t) \right] = \left[A \right] * \left[X(t) \right] + \left[B_1 \right] * \left[U_1(t) \right] + \left[B_2 \right] * \left[U_2(t) \right]$$

$$\left[Y(t) \right] = \left[C \right] * \left[X(t) \right] + \left[D \right] * \left[U_2(t) \right]$$

Les entrées externes, $U_e(t)$, regroupent des grandeurs continues intervenant dans le système. Tandis que les entrées, $U_i(t)$, sont constituées d'un vecteur résultat de la modulation par le convertisseur du vecteur d'observation, $Y(t)$ [c.f. figure III-2-2].

III-2-1-1-2- Bloc discontinu de la partie opérative:

Dans un convertisseur statique les fonctions de connexion, $f_{ij}(t)$, associées aux interrupteurs qui le composent, permettent de modéliser la fonctionnalité générale du bloc discontinu. On a $f_{ij}(t) \in \{0,1\}$. Et si on note $i(t)$ et $v(t)$ le courant qui traverse l'interrupteur et la tension à ses bornes, on aura:

$$i(t) = f_{ij}(t) * i_c(t) \quad \text{et} \quad v(t) = [1 - f_{ij}(t)] * e_c(t)$$

avec $i_c(t)$ et $e_c(t)$ respectivement courant et tension commutés.

Le convertisseur apparaît donc comme un modulateur bilatéral, décrit par une matrice de connexion $M(t)$ appelée fonction de conversion telle que:

$$U_i(t) = M(t) * Y(t)$$

Cette fonction de conversion est attachée à la structure du convertisseur et à sa commande puisqu'elle caractérise totalement les grandeurs d'entrées internes appliquées au

bloc continu. Les relations établies entre les éléments de la matrice de conversion et les fonctions de connexions sont appelées relations de conversion.

La description globale de l'axe de puissance (lorsqu'on identifie les commandes internes, $C_i(t)$, au vecteur d'observation) est donnée par le modèle de connaissance de la figure III-2-2. La fonction de conversion, $M(t)$, résulte des relations de conversion faisant intervenir les fonctions élémentaires de connexion, $f_{ij}(t)$.

Le caractère non linéaire du système vient du fait que la fonction $M(t)$ a pour effet de moduler la contre- réaction d'état naturellement réalisée par le convertisseur statique.

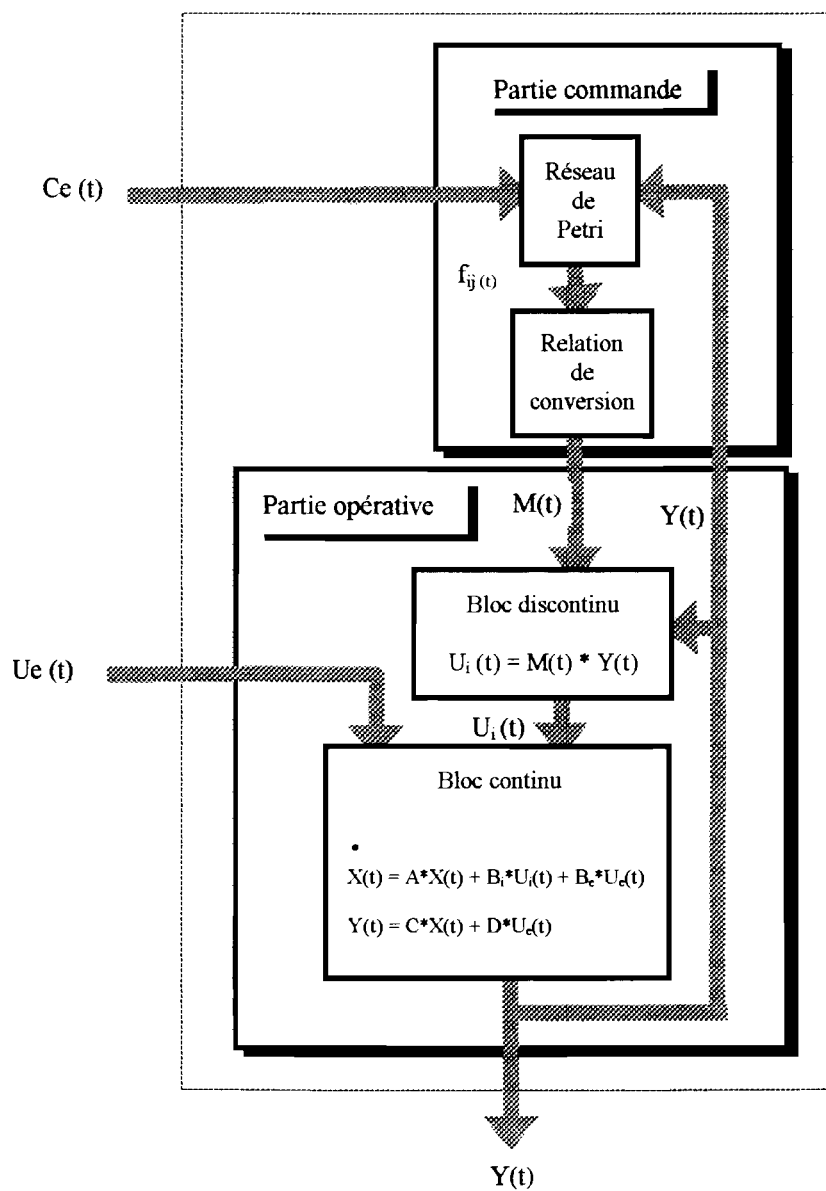


Figure III-2-2 : Modèle de connaissance de l'axe de puissance.

III-2-1-2- Modèle de commande:

Il est nécessaire d'adapter le modèle de connaissance afin de disposer de relations continues ou discrètes biunivoques entre les différentes grandeurs mises en jeu, pour la synthèse des algorithmes. L'analyse du modèle de connaissance, réalisée dans cet objectif, oblige donc à introduire de nouveaux opérateurs (fonctions génératrices) et des conditions de commandabilité pour le convertisseur statique.

III-2-1-2-1- **Convertisseur en mode commandable:**

Par définition, le convertisseur fonctionne en mode commandable si les conditions de transitions entre les différentes places du réseau de Petri ne dépendent que de la commande externe. Dans ces conditions, les graphes de Petri ne sont plus nécessaires à la description de la partie commande, puisqu'il y existe une relation directe entre la commande et les fonctions de connexion. Ce qui se traduit sous forme vectorielle par: $f_{ij}(t) = Ce(t)$. Ce qui impose de commander les interrupteurs à l'amorçage et au blocage.

III-2-1-2-2- **Fonctions génératrices:**

On associe une fonction $f_{ij}^c(t)$ à la fonction de connexion $f_{ij}(t)$ d'un interrupteur. Cette fonction $f_{ij}^c(t)$, appelée fonction génératrice de connexion, représente la valeur moyenne de la connexion réalisée en une période T_e de commutation supposée infiniment petit:

si $kT_e < t < (k+1)T_e$, avec $f_{ij}^c(t) \in [0,1]$ et $k =$ entier naturel, on a:

$$f_{ij}^c(t) = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f_{ij}(\tau) d\tau$$

De la même manière, une fonction génératrice de conversion, $M^c(t)$, est associée à la fonction de conversion, $M(t)$:

$$M^c(t) = \frac{1}{T_e} \int_{k^*T_e}^{(k+1)^*T_e} M(\tau) d\tau$$

La mise en œuvre de ces fonctions génératrices est équivalente à une modélisation en valeurs moyennes instantanées du bloc discontinu, ce qui permet d'unifier le caractère de la partie opérative.

Ces notions de fonctions génératrices et de mode commandable conduisent à un modèle de commande généralisé représenté à la figure III-2-3. La partie commande du modèle de connaissance est réduite à de simples relations linéaires définissant la conversion. Tandis que la partie opérative est maintenant unifiée puisqu'elle ne fait intervenir que des grandeurs continues. On peut maintenant déduire, du modèle de commande de la figure III-2-3, une organisation de l'axe de contrôle adaptée à la commande du convertisseur statique.

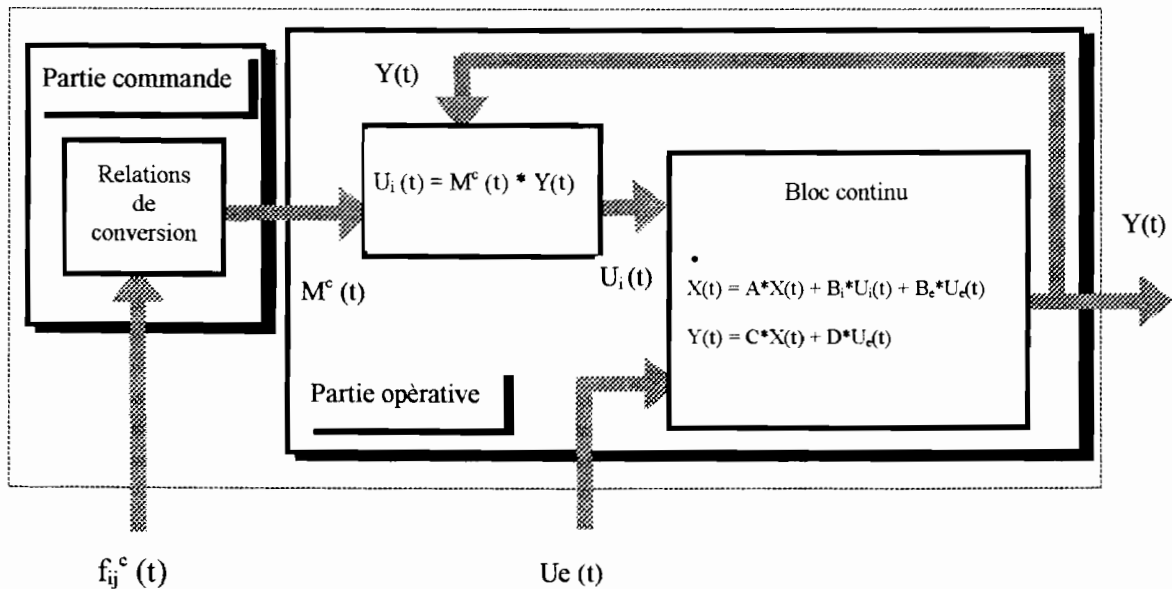


Figure III-2-3: Modèle de commande généralisé.

III-2-2- APPLICATION A L'ONDULEUR DE TENSION MONOPHASE ET

AUX HACHEURS (pour la détermination de leur modèle de fonctionnement réel):

III-2-2-1- Onduleur de tension monophasé à commande MHLI (+E,0 et -E,0):

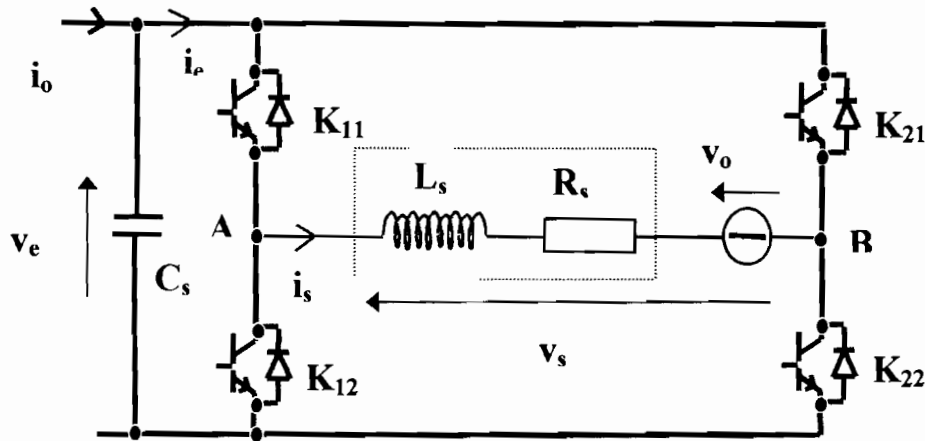


Figure III-2-4: Structure de la partie puissance de l'onduleur.

Supposons les interrupteurs idéaux tant sur le plan statique que dynamique. Notons que tout interrupteur K_{ij} est un interrupteur composite constitué d'une partie commandable T_{ij} et d'une partie non commandable D_{ij} .

III-2-2-1-1-Modèle de commande de l'onduleur :

On fait une description fonctionnelle de la partie commande sous la forme de réseaux de Petri expliquant l'enchaînement des diverses configurations que prend la partie opérative (figure III-2-5).

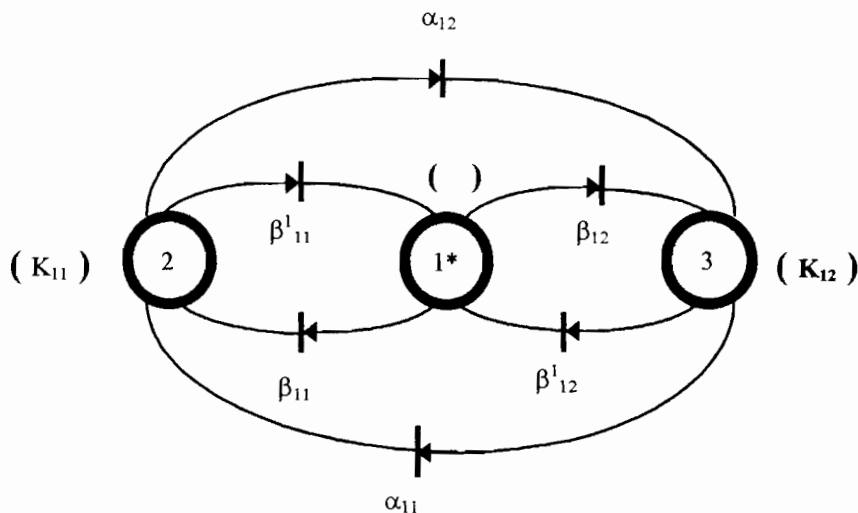


Figure III-2-5-a : Description fonctionnelle de la cellule K_{11} - K_{12} du convertisseur .

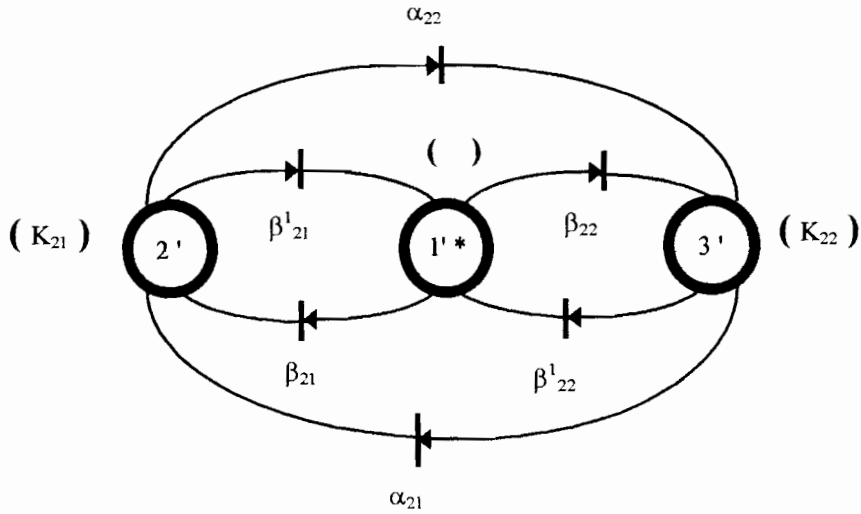


Figure III-2-5-b : Description fonctionnelle de la cellule K_{21} - K_{22} du convertisseur .

En posant t_{ij} la commande de K_{ij} , les transitions seront définies comme suit:

$$\begin{aligned} \alpha_{11} &= [t_{11} = 1] * [abs(V_o) > 0] * [abs(is) > 0] \\ \beta_{11} &= [t_{11} = 1] * [is = 0] * [[abs(V_o) > V_e] + [abs(V_o) < V_e]] \\ \beta^1_{11} &= [t_{11} = 1] * [is = 0] \\ \alpha_{12} &= [t_{12} = 1] * [abs(V_o) > 0] * [abs(is) > 0] \\ \beta_{12} &= [t_{12} = 1] * [is = 0] * [[abs(V_o) > V_e] + [abs(V_o) < V_e]] \\ \beta^1_{12} &= [t_{12} = 1] * [is = 0] \\ \alpha_{21} &= [t_{21} = 1] * [abs(V_o) > 0] * [abs(is) > 0] \\ \beta_{21} &= [t_{21} = 1] * [is = 0] * [[abs(V_o) > V_e] + [abs(V_o) < V_e]] \\ \beta^1_{21} &= [t_{21} = 1] * [is = 0] \\ \alpha_{22} &= [t_{22} = 1] * [abs(V_o) > 0] * [abs(is) > 0] \\ \beta_{22} &= [t_{22} = 1] * [is = 0] * [[abs(V_o) > V_e] + [abs(V_o) < V_e]] \\ \beta^1_{22} &= [t_{22} = 1] * [is = 0] \end{aligned}$$

Les places sont définies par les relations logiques P_{ij} suivantes :

$$P_{11} = [t_{11} = 1] * [[is = 0] * [[abs(Vo) > Ve] + [abs(Vo) < Ve]] + [abs(Vo) > 0] * [abs(is) > 0]] \\ = \alpha_{11} + \beta_{11}$$

$$P_{12} = [t_{11} = 1] * [[is = 0] * [[abs(Vo) > Ve] + [abs(Vo) < Ve]] + [abs(Vo) > 0] * [abs(is) > 0]] \\ = \alpha_{12} + \beta_{12}$$

$$P_{21} = [t_{21} = 1] * [[is = 0] * [[abs(Vo) > Ve] + [abs(Vo) < Ve]] + [abs(Vo) > 0] * [abs(is) > 0]] \\ = \alpha_{21} + \beta_{21}$$

$$P_{22} = [t_{22} = 1] * [[is = 0] * [[abs(Vo) > Ve] + [abs(Vo) < Ve]] + [abs(Vo) > 0] * [abs(is) > 0]] \\ = \alpha_{22} + \beta_{22}$$

$$P_{00} = P_{11} * P_{12} * P_{21} * P_{22}$$

On remarque que les réceptivités des transitions entre les places (évolutions des états du convertisseur) sont des fonctions logiques entre:

- * une commande externe, $C_e(t)$, composée de grandeurs logiques provenant de la commande rapprochée (t_{ij} , et V_{ref});
- * une commande interne, $C_i(t)$, composée de grandeurs électriques (grandeurs d'état) propres à la partie opérative (is , Ve et Vo).

Le bloc continu est décrit par les équations d'état classiques. Avec:

$$X(t) = \begin{bmatrix} is(t) \\ Ve(t) \end{bmatrix}; \quad Ue(t) = \begin{bmatrix} Vo(t) \\ io(t) \end{bmatrix}; \quad Ui(t) = \begin{bmatrix} Vs(t) \\ ie(t) \end{bmatrix}; \quad Y(t) = \begin{bmatrix} Ve(t) \\ is(t) \end{bmatrix}$$

La modélisation du bloc discontinu passe par la définition pour chaque interrupteur d'une fonction de connexion, $f_{ij}(t)$, qui lui est associée. On a pour l'état bloqué $f_{ij}(t) = 0$ et pour l'état passant $f_{ij} = 1$. Si l'on note $i_{ij}(t)$, $v_{ij}(t)$, $i_s(t)$ et $v_c(t)$ respectivement le courant à travers l'interrupteur, la tension à ses bornes, le courant commuté et la tension commuté,

on peut alors écrire:

$$i_{ij}(t) = f_{ij}(t) * i_s(t)$$

$$v_{ij}(t) = [1 - f_{ij}(t)] * v_e(t)$$

$$f_{ij}(t) \in \{0,1\}$$

Ces fonctions de connexion, pour l'onduleur, sont directement défini par les réseaux de Petri ci-dessus qui lui sont associés.

Nous pouvons donc définir une fonction de conversion, $M(t)$, du convertisseur statique en conduction continue:

$$\begin{bmatrix} V_s(t) \\ ie(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{21}) & 0 \\ 0 & (f_{11} - f_{21}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_e \\ is \end{bmatrix}$$

III-2-2-1-2- Modélisation des différentes parties de la puissance de l'onduleur de tension:

A) Partie linéaire:

$$i_o(t) - i_e(t) = C_s * \frac{dV_e(t)}{dt}$$

$$L_s * \frac{dis(t)}{dt} = V_s(t) - V_o(t) - R_s * is(t)$$

B) Partie non linéaire:

A partir des relations logiques, P_{ij} , définissant les places ci-dessus, on déduit la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_s(t) \\ ie(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} - P_{21} & 0 \\ 0 & P_{11} - P_{21} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_e \\ is \end{bmatrix}$$

III-2-2-1-3) Représentation du modèle global de l'axe de puissance de l'onduleur de tension:

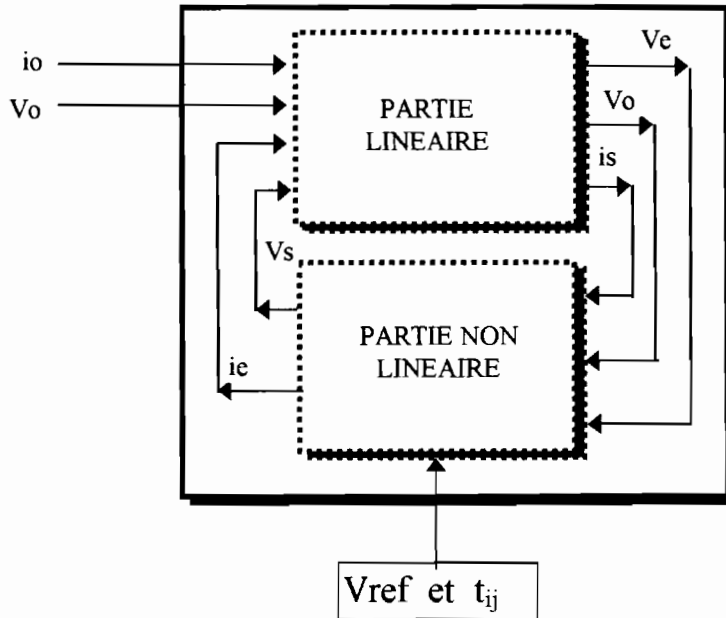


Figure III-2-6 : Modèle global de l'axe de puissance de l'onduleur.

Notons que ce modèle permet de simuler un onduleur lorsque V_{ref} est alternative. Mais si V_{ref} n'est pas alternative ($V_{ref} \leq 0 \forall t$ ou $V_{ref} \geq 0 \forall t$) alors le modèle simule le fonctionnement d'un hacheur.

Si le convertisseur fonctionne uniquement en mode commandable, les conditions de transition entre les différentes places du réseau de Petri ne dépendent que de la commande externe. Il est alors nécessaire d'avoir une complémentarité parfaite entre les ordres de commande des interrupteurs d'un même bras. Les réceptivités ne dépendent alors que des ordres de commande des interrupteurs.

La liaison, entre fonctions génératrices d'un même bras, est alors rigide. On a alors

$$P_{11}-P_{21} = t_{11} - t_{21} \text{ d'ou } P_{11}^c - P_{21}^c = \delta_{11} - \delta_{21}:$$

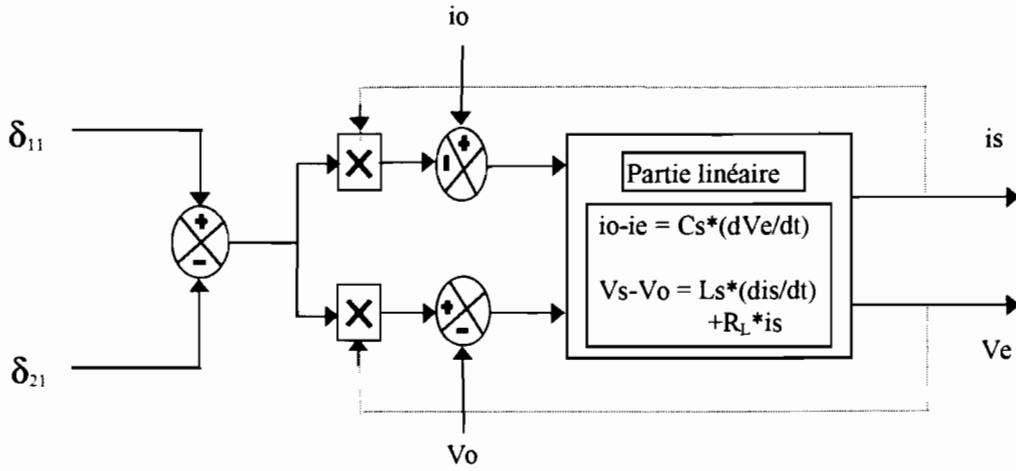


Figure III-2-7 : Modèle global de l'axe de puissance de l'onduleur en conduction continue.

III-2-2-1-4) Résultats de la simulation de l'onduleur (avec transformateur en sortie) en boucle ouverte :

Nous étudions ci-dessous le comportement du modèle de fonctionnement réel de l'onduleur pour différentes perturbations. Ces perturbations sont effectuées sur la charge et la tension d'entrée de l'onduleur. Les résultats sont présentés sur les figures ci-dessous.

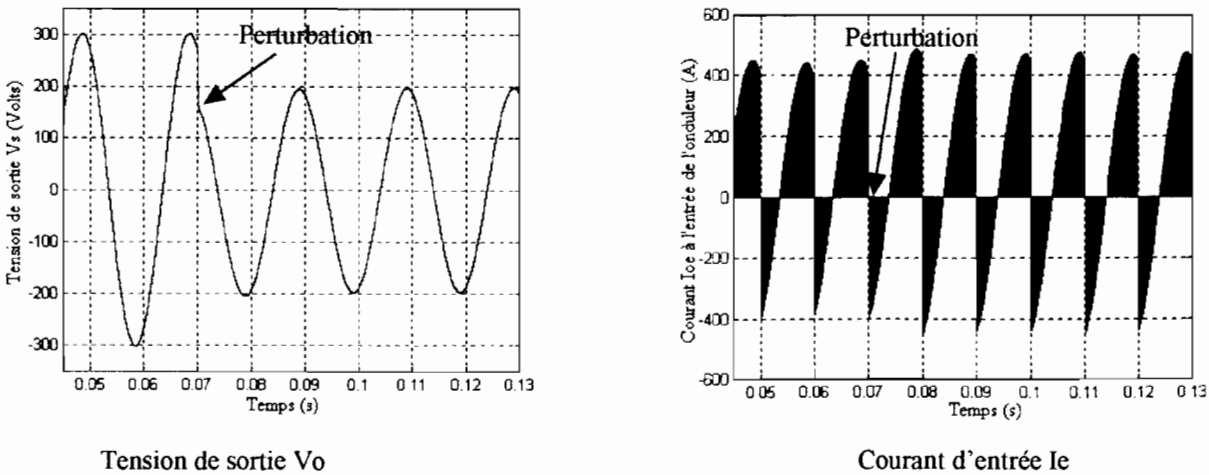
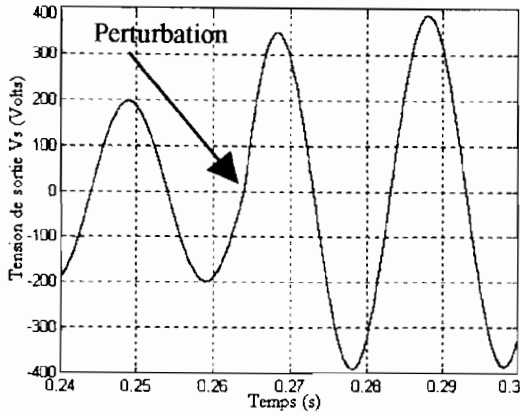
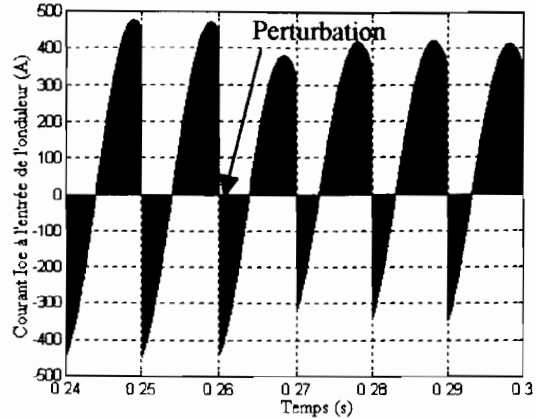


Figure III-2-8-a: Augmentation relative de la charge de l'onduleur de 35 %



Tension de sortie V_o



Courant d'entrée I_e

Figure III-2-8-b: Diminution relative de la charge de l'onduleur de 35 %

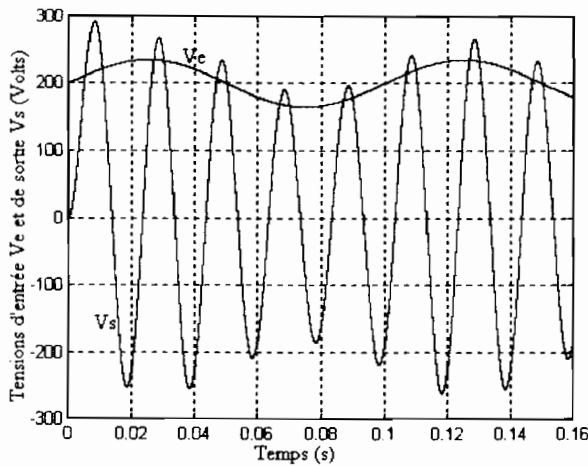


Figure III-2-9: Tension de sortie en boucle ouverte lorsque la tension d'entrée est variable.

Les résultats de cette simulation nous montrent la similitude parfaite entre les grandeurs issues de la simulation du modèle et celles issues d'un fonctionnement du système réel. L'avantage de ce type de modélisation réside sur le fait qu'on peut tenir compte, si nécessaire, des imperfections des éléments structurels du système réel. Ces essais mettent en évidence la forte dépendance, en boucle ouverte, de la tension de sortie de l'onduleur (devant constituer le réseau local) vis-à-vis des perturbations de charges et de tension d'entrée. D'où la nécessité de mettre en œuvre un asservissement permettant une très bonne stabilité de la tension du réseau local vis-à-vis de ces perturbations.

III-2-2-2- Hacheurs dévolteur et survolteur non réversibles:

III-2-2-2-1- Hacheurs dévolteur non réversibles (c.f. annexe III) :

A) Partie linéaire:

$$I_O - I_E = C_1 * (dV_1 / dt)$$

$$I_L - I_S = C_2 * (dV_2 / dt)$$

$$V_D - V_2 = L * (dI_L / dt) + R_L * I_L$$

B) Partie non linéaire:

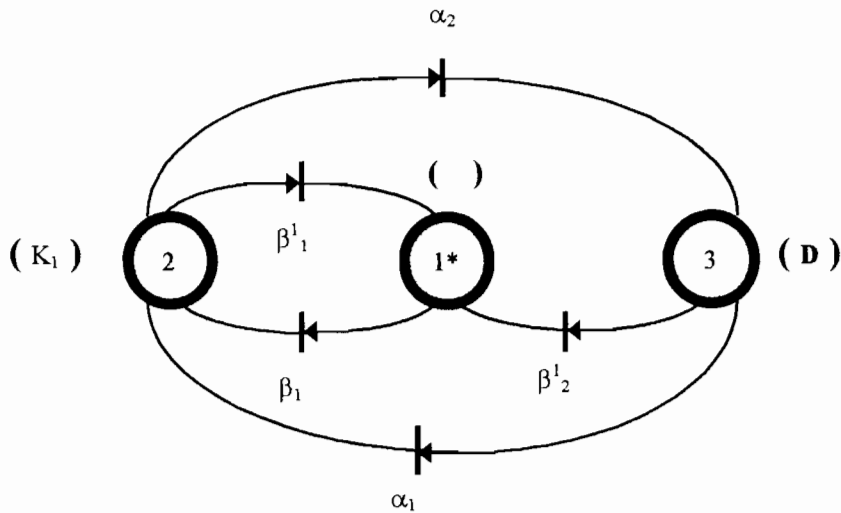


Figure III-2-10 : Réseau de Petri de la partie commande du dévolteur.

avec:

$$\alpha_1 = [t = 1] * [V_1 > V_2]$$

$$\alpha_2 = [t = 0] * [I_L > 0]$$

$$\beta_1 = [t = 1] * [V_1 > V_2] * [I_L = 0]$$

$$\beta_1^1 = [t = 1] * [I_L < 0]$$

$$\beta_2^1 = [t = 0] * [I_L \leq 0]$$

a) En conduction continue on a:

$$\begin{bmatrix} V_D \\ I_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_1 \\ I_L \end{bmatrix}$$

avec: $P_1 = [t = 1] * [V_1 > V_2] * [1 + [I_L = 0]] = \alpha_1 + \beta_1$

b) En conduction continue et discontinue on a:

$$\begin{bmatrix} V_D \\ I_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 & 0 & P_1' \\ 0 & P_1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_1 \\ I_L \\ V_2 \end{bmatrix}$$

avec : $P_1' = \beta_1 + \beta_2$

III-2-2-2- Résultats de simulation du comportement dynamique du hacheur dévolteur en boucle ouverte associé au générateur photovoltaïque:

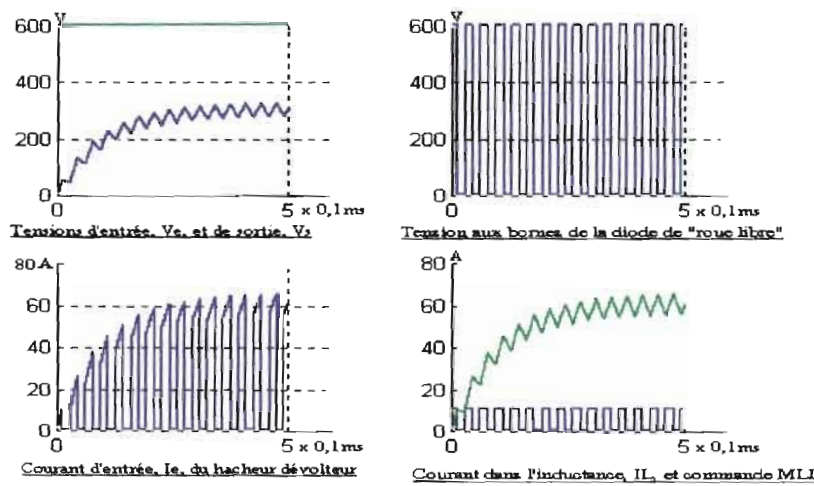


Figure III-2-11-a-1: Comportement du modèle de fonctionnement réel du hacheur dévolteur sur charge résistive sans filtre capacitive de sortie (tension d'entrée constante).

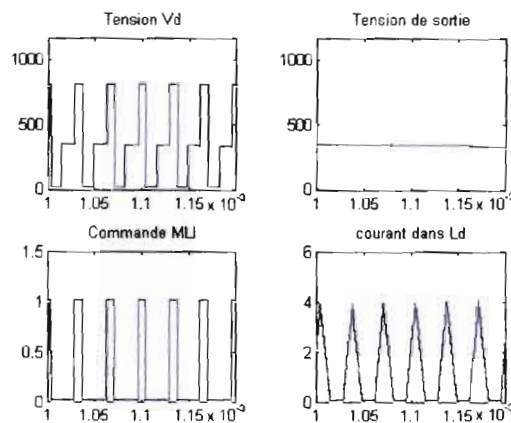


Figure III-2-11-a-2: Comportement du modèle de fonctionnement réel du hacheur dévolteur en conduction discontinue (tension d'entrée constante).

Les figures III-2-11-a nous montrent l'identité du comportement du modèle par rapport au processus réel. Ce qui nous permet de valider le principe de modélisation du fonctionnement réel du processus. Les différentes grandeurs électriques caractéristiques du fonctionnement d'un hacheur dévolteur sur charge résistive, générées par le modèle, sont en tout point identiques à celle du hacheur dévolteur réel alimenté par une tension d'entrée, V_e , constante. Ce modèle prend en compte également le fonctionnement en conduction discontinue.

Les figures ci-dessous représentent les évolutions des variables d'états à l'établissement et pour des perturbations autour d'un point de fonctionnement.

($L_d=10^{-4}$ H , $C_{ed}=C_{sd}=5 \cdot 10^{-5}$ F , $V_{p0}=770$ V , $V_{s0}=600$ V , $i_{L0}=167$ A , $i_{p0}=131$ A , $D_0=0.779$ et $R_{ch}=3.6\Omega$)

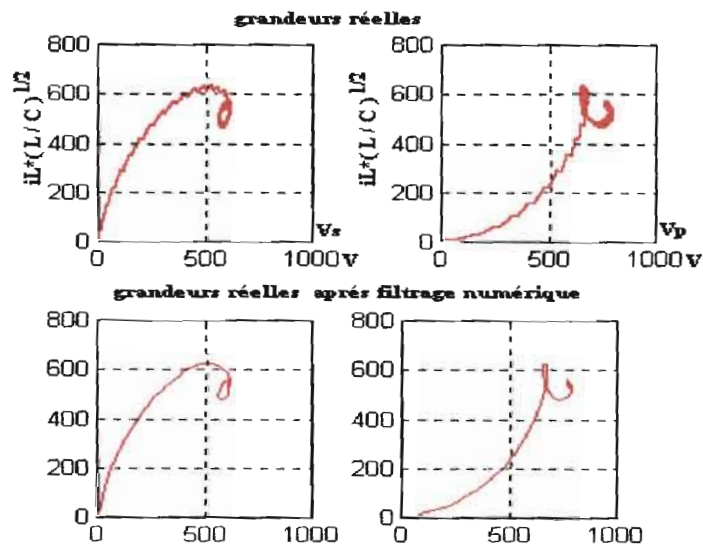


Figure III-2-11-b: Réponses du modèle de fonctionnement réel à la mise sous tension du convertisseur statique:

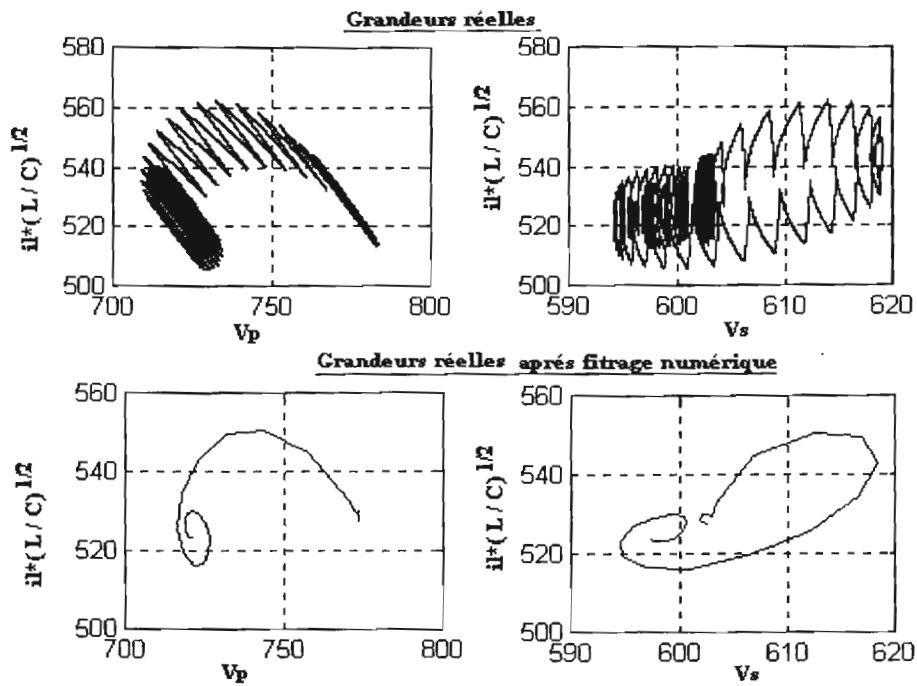


Figure III-2-11-c: Réponses à un échelon de rapport cyclique (0,05) autour d'un point de fonctionnement:

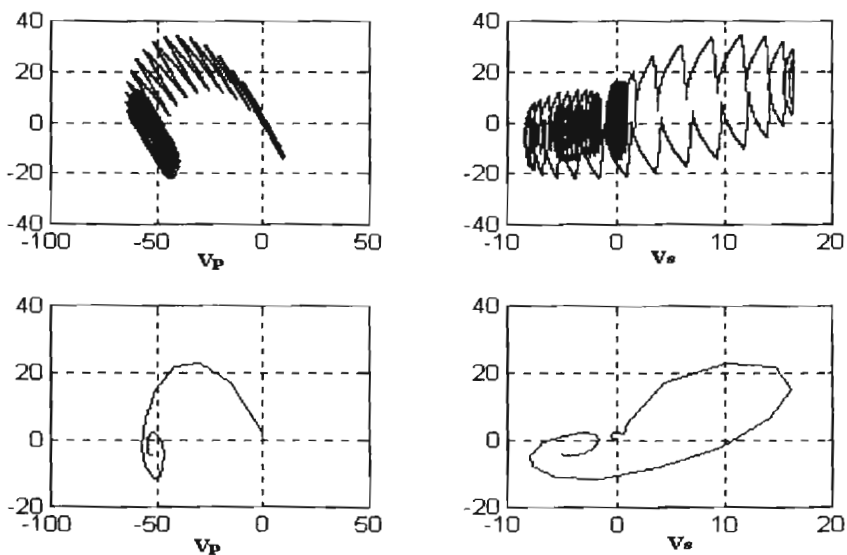


Figure III-2-11-d: mêmes courbes que ci-dessus mais avec extraction des points de fonctionnement

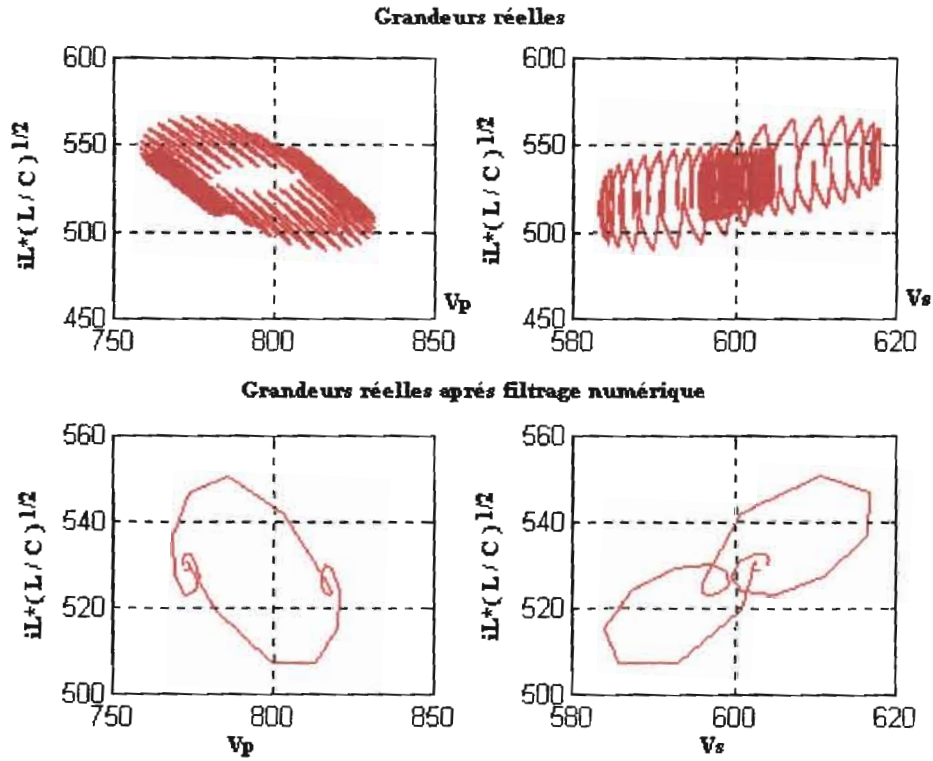


Figure III-2-11-e : Réponses à des perturbations de rapport cyclique (0 0.05 0) autour d'un point de fonctionnement :

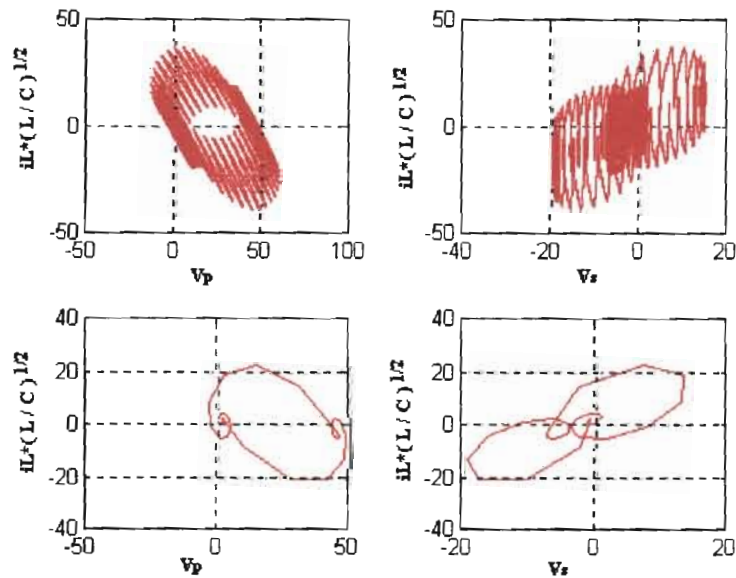


Figure III-2-11-f : Même courbes que ci-dessus avec extraction des points de fonctionnement

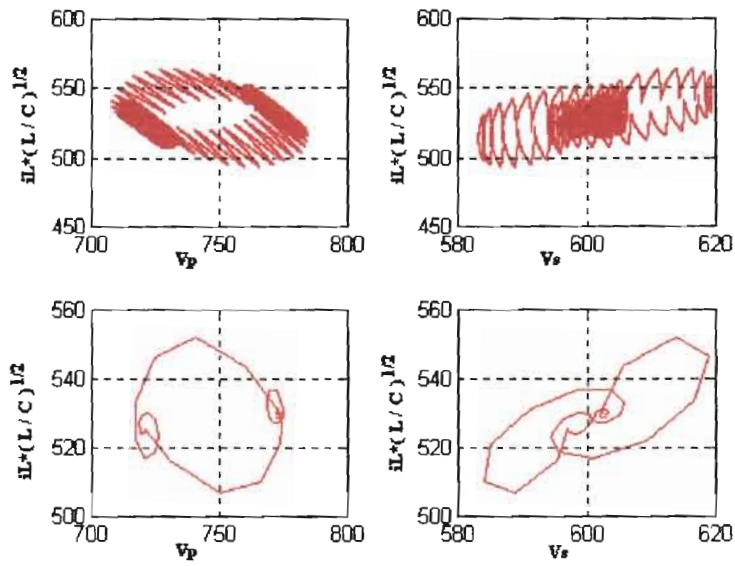


Figure III-2-11-g Réponses à des perturbations de rapport cyclique (0 -0.05 0) autour d'un point de fonctionnement :

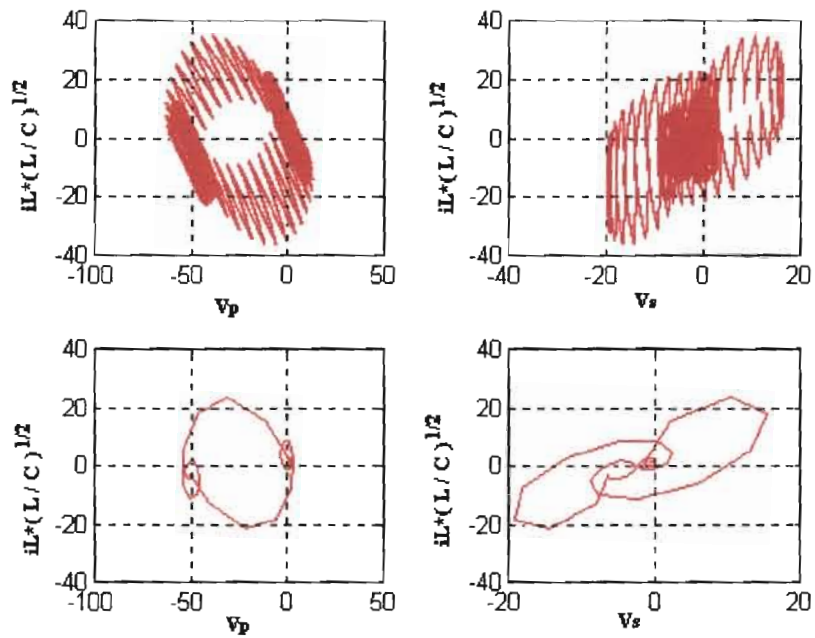


Figure III-2-11-h : Même courbes que ci-dessus avec extraction des points de fonctionnement

Les courbes des figures III-2-11-a, issues de la simulation du modèle de fonctionnement réel du hacheur dévolteur montre l'identité de ce modèle avec le montage réel, aussi bien en statique qu'en dynamique. De ce fait ce modèle peut être utilisé, en lieu et place du système réel, pour les validations nécessaires

Les courbes des figures III-2-11-b à III-2-11-h représentent les dynamiques des variables d'état à la mise sous tension et autour d'un point de fonctionnement. Le filtrage numérique permet une extraction de l'information utile de ces variables d'état pour une comparaison futur avec les comportements des modèles linéaires (chapitre V) permettant l'élaboration des correcteurs adaptatives. Le filtrage numérique que nous avons mis en œuvre ici équivaut à une extraction des valeurs moyennes instantanées des grandeurs d'état.

III-2-2-2-3- Hacheurs survolteur non réversibles (c.f. annexe III) :

A) Partie linéaire:

$$I_O - I_L = C_1 * (dV_1 / dt)$$

$$I_E - I_S = C_2 * (dV_2 / dt)$$

$$V_1 - V_T = L * (dI_L / dt) + R_L * I_L$$

B) Partie non linéaire:

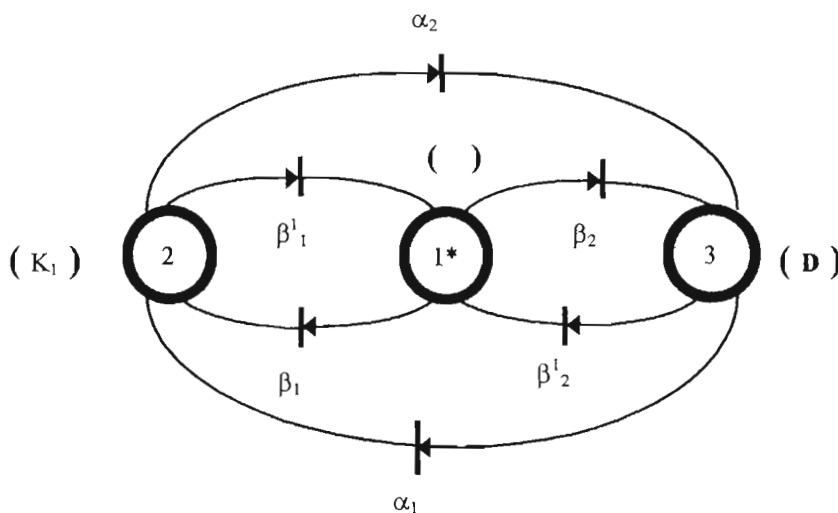


Figure III-2-12 : Réseau de Petri de la partie commande de l'axe de puissance du survolteur.

En posant :

$$\alpha_1 = [t = 1] * [V_1 > 0]$$

$$\alpha_2 = [t = 0] * [I_L > 0]$$

$$\beta_1 = [t = 1] * [V_1 > 0] * [I_L = 0]$$

$$\beta_2 = [t = 0] * [V_1 > V_2] * [I_L = 0]$$

$$\beta_1^1 = [t = 1] * [I_L \leq 0]$$

$$\beta_2^1 = [t = 0] * [I_L \leq 0]$$

a) En conduction continue on a:

$$\begin{bmatrix} V_r \\ I_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_2 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_2 \\ I_L \end{bmatrix}$$

avec: $P_2 = \alpha_2 + \beta_2$

b) En conduction continue et discontinue on a:

$$\begin{bmatrix} V_r \\ I_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_2 & 0 & P_2^1 \\ 0 & P_1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_2 \\ I_L \\ V_1 \end{bmatrix}$$

avec : $P_2^1 = \beta_1^1 + \beta_2^1$

III-2-2-2-4- Résultats de simulation du comportement dynamique du hacheur survolteur en boucle ouverte associé au générateur photovoltaïque (plan de phases) :

On a :

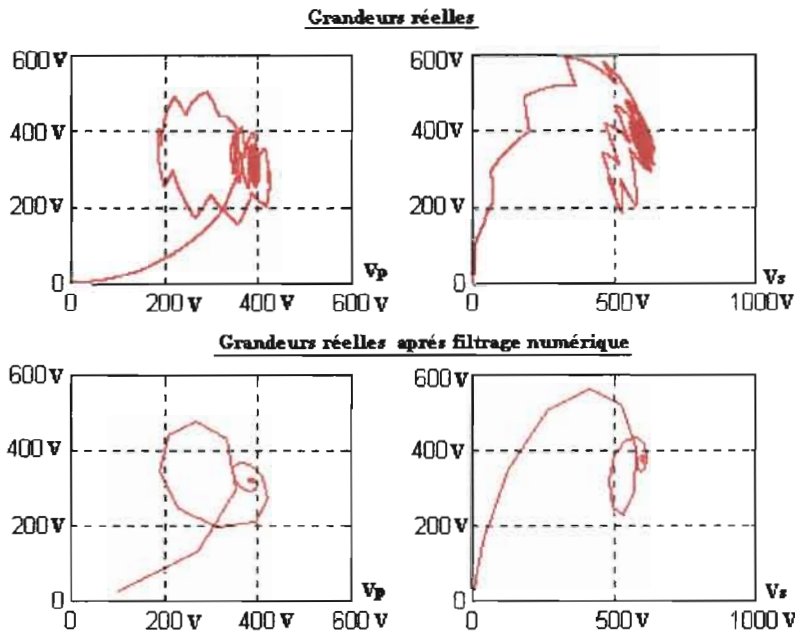
$$L_s = 10^{-4} \text{ H} ; C_{es} = 5 * 10^{-5} \text{ F} ; C_{ss} = 5 * 10^{-5} \text{ F} ;$$

$$V_{p30} = 385 \text{ V} ; V_{s0} = 600 \text{ V} ; I_{L30} = 260 \text{ A} ;$$

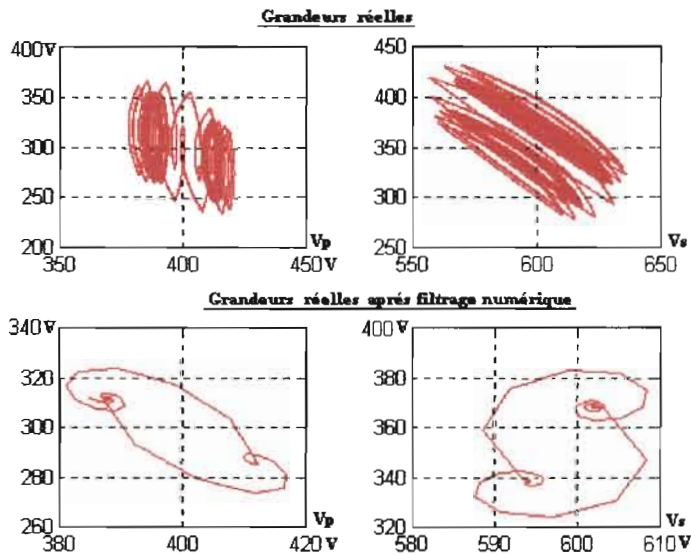
$$I_{popt30} = 262 \text{ A} ; D_{30} = 0,358 ; I_{cc3} = 300 \text{ A}.$$

Nous posons :

$$V_{11} = IL * (L_s / C_{es})^{1/2} \quad \text{et} \quad V_{22} = IL * (L_s / C_{ss})^{1/2}$$



FigureIII-2-13-a : Réponses à la mise sous tension (des variables d'état) : $V_{11}=f(V_p)$ et $V_{22}=f(V_s)$



FigureIII-2-13-b : Réponses à des échelons de rapport cyclique (0 -0.05 0) : $V_{11}=f(V_p)$ et $V_{22}=f(V_s)$

III-3-STRATEGIE DE COMMANDE DES ONDULEURS POUR LA REALISATION DU RESEAU ALTERNATIF.

Les résultats de simulation de l'onduleur en boucle ouverte, figures III-2-8 et III-2-9, montre de façon explicite qu'il est impératif de mettre en œuvre des stratégies de commande, lorsqu'on veut alimenter un réseau local à partir de l'onduleur.

L'optimisation de la commande des onduleurs de tension à modulation de largeurs d'impulsions (MLI) est devenue également un problème important du fait de l'emploi des convertisseurs statiques de plus en plus puissants pour la réalisation de réseaux alternatifs. Il devient donc important d'intégrer de nombreuses contraintes, liées aux critères de réglage ou à l'environnement direct des onduleurs.

L'interconnexion sur un même réseau de plusieurs sources et utilisateurs peut poser des problèmes de pollutions électriques. En effet, chaque équipement, surtout les charges non linéaires, influence les sources d'alimentation agissant en conséquence sur les autres équipements connectés en parallèle. Ces distorsions, de l'onde de sortie des sources, sont surtout dues au fait que les charges non linéaires engendrent des courants harmoniques [15][76][81].

La référence universellement reconnue, dans le domaine de commande en boucle ouverte, concerne les premiers travaux [76] reposant sur un calcul préalable hors ligne des angles de commutations. Mais dans cette méthode toute modification des grandeurs de réglage (amplitude, phase du fondamental) ou de l'environnement de l'onduleur (tension d'alimentation, charge, etc...) entraîne une inadéquation du motif de commande fixé. Cette technique n'est pas applicable lorsqu'on a des sources à puissance « finie ».

Des solutions analogiques, de commande en boucle fermée, ont été proposées pour prendre en compte la spécificité des charges surtout non linéaires [81]. Cette solution en plus du filtrage de puissance, nécessite un second convertisseur afin d'injecter directement sur le réseau alternatif, un courant de compensation [23]. Ceci dans le contexte des préoccupations industrielles actuelles liées à la compatibilité électromagnétique (CEM) qui est définie dans le vocabulaire électrotechnique international comme étant:

« La capacité d'un dispositif, équipement ou système, à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement ».

La meilleure méthode de compensation doit se baser sur un asservissement de la tension de sortie de l'onduleur par poursuite d'une référence variable dans chaque intervalle de modulation. Dans le cas d'un onduleur à sortie sinusoïdale, cette référence est un signal sinusoïdal. On aura donc d'une manière générale un asservissement de la valeur moyenne instantanée.

De manière générale, la réalisation de la commande d'onduleur à modulation de largeur d'impulsion sur charges quelconques doit prendre en compte les contraintes suivantes:

- * les distorsions harmoniques en régime permanent et en régime transitoire doivent être sinon rigoureusement annulées, tout au moins minimisées;
- * le fondamental de la tension de sortie doit être réglable à une valeur de référence;
- * la commande doit être en temps réel.

III-3-1-Principe de la commande par asservissement de la valeur moyenne instantanée en temps réel:

Les essais sans régulation, en boucle ouverte, figures III-2-8 et III-2-9, montrent l'effet de variation brusque de niveau de charge sur la forme d'onde de sortie de l'onduleur. Il convient donc d'éliminer ces effets importants, dont les conséquences sont nombreuses et parfois coûteuses ou dommageables sur les équipements connectés sur le réseau alternatif [76][39][57]...

L'asservissement de la tension de sortie dans chacun des intervalles de modulation (donc sur la valeur moyenne instantanée) permet de mettre en oeuvre une solution d'élimination de ces effets. En général on estime la valeur moyenne instantanée par interpolation à partir de la valeur instantanée et de la pente ($\Delta v / \Delta t$) à chaque instant d'échantillonnage. En effet, si l'intervalle est suffisamment petit, il est possible de linéariser la courbe par morceaux et d'assimiler la valeur moyenne sur cet intervalle à la valeur instantanée au milieu de l'intervalle.

Une grandeur de retour élaborée de cette manière porte à travers sa dérivée une information sur la vitesse d'évolution de la tension de sortie de l'onduleur. Grâce à cette sorte de retour dérivé qui est intrinsèque à ce type de retour, la poursuite de la référence sinusoïdale sera plus précise en régime dynamique.

Le calcul de la valeur moyenne instantanée est effectué grâce à l'estimation de la pente entre deux instants d'échantillonnage successifs. Si on note:

- * par T_s le pas de l'échantillonnage (d'où l'instant d'échantillonnage est $t = k * T_s$),
- * par V_{Mi} la valeur moyenne instantanée,
- * et par $v_o(kT_s)$ la valeur réelle de la tension de sortie de l'onduleur à l'instant kT_s .

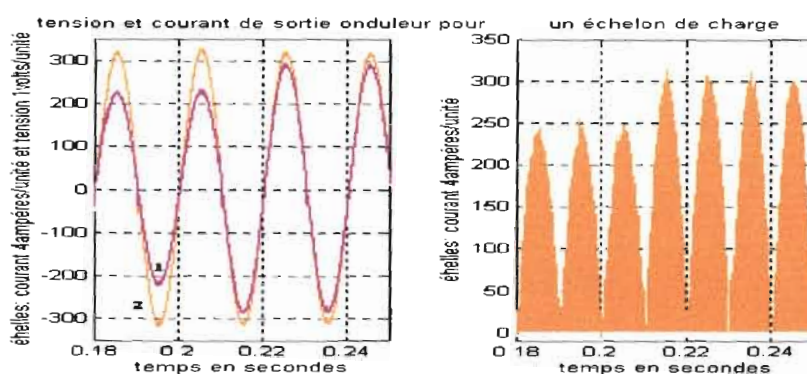
La valeur moyenne estimée est donnée par la formule suivante:

$$V_{Mi}(kT_s) = v_o(kT_s) + (1/2) * [v_o(kT_s) - v_o[(k-1) * T_s]]$$

La valeur du temps T_s doit permettre une poursuite satisfaisante de la référence sinusoïdale, dans notre cas T_s est la période du signal modulé («dent de scie») de fréquence f_s .

III-3-2-Implémentation de la stratégie de commande au modèle de fonctionnement réel de l'onduleur de génération de la tension du réseau local :

La figure III-3-2-1 représente l'évolution des grandeurs tension- courant de sortie et courant d'entrée de l'onduleur autour de la puissance nominale de la microcentrale. La tension de sortie de l'onduleur est asservie à 220v efficace, la valeur efficace de cette tension reste constante pour un échelon de charge (ici résistive) de 20% (équivalent à un échelon de courant de sortie de l'onduleur d'environ 370A) :



Tension(2) et courant(1) de sortie

Courant d'entrée onduleur

Figure III-3-2-1

III-4- Résultats de simulation des modèles définis ci-dessus:

III-4-1) Montage hacheur dévolteur (influence des filtres) :

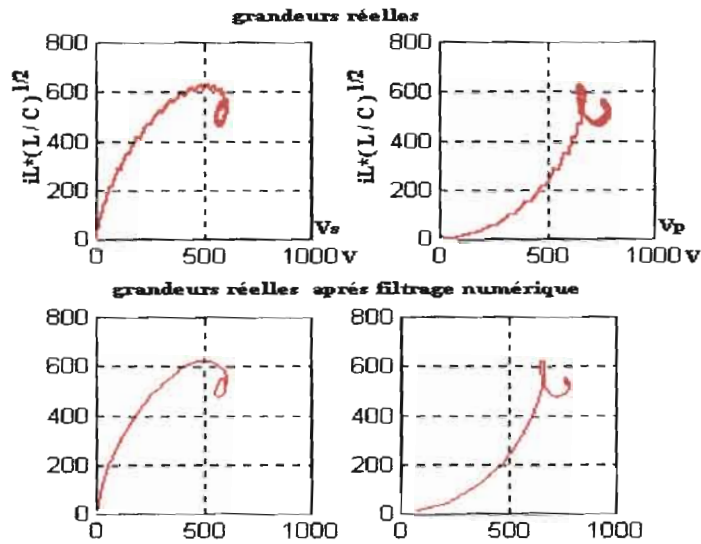


Figure III-4-1-1 : Evolution des variables d'état à la mise sous tension (GPV_HD).

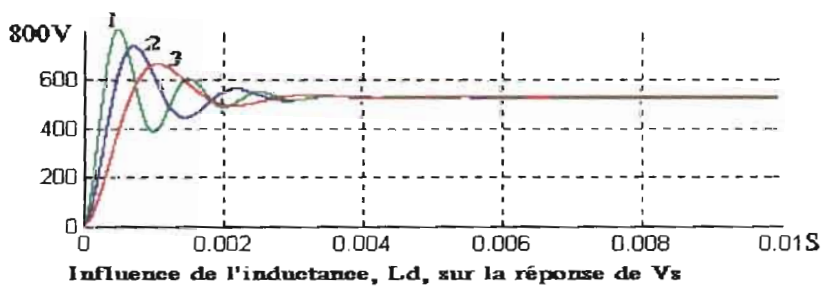
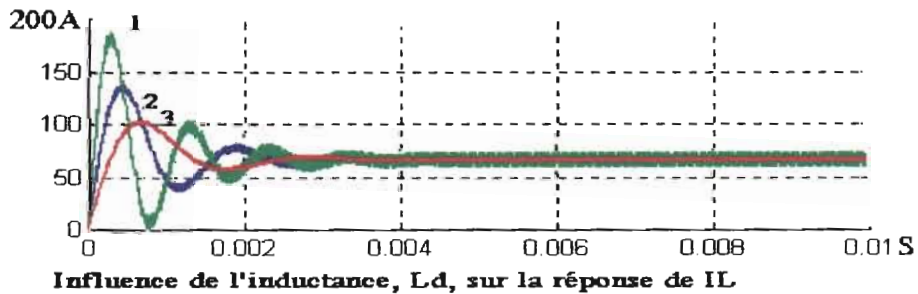


Figure III-4-1-2 : Comportement, à l'établissement, du modèle de fonctionnement réel du hacheur dévolteur (en boucle ouverte) en fonction de la variation de L_d ($L_d-1 < L_d-2 < L_d-3$), pour les conditions suivantes : $V_e=800V$, $R_{ch}=8 \Omega$, Rapport cyclique=0.65.

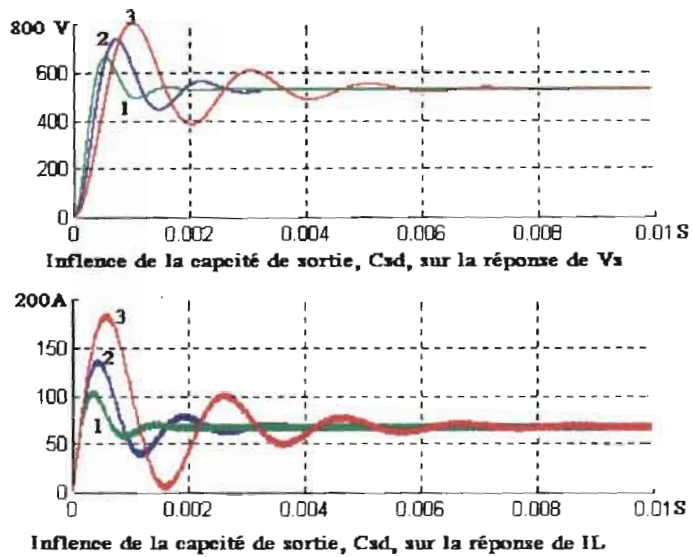


Figure III-4-1-3- : Comportement à l'établissement (en boucle ouverte) en fonction de la variation de C_{sd} ($C_{sd1} < C_{sd2} < C_{sd3}$), pour les conditions suivantes: $V_e=800V$, $R_{ch}=8 \Omega$, Rapport cyclique =0.65.

Les courbes des figures III-4-1-2 et III-4-1-3 montrent l'influence des filtres inductives (L_d) et capacitives (C_{sd}) sur le comportement dynamique, à l'établissement, du hacheur dévolteur alimenté par une tension constante. L_d et C_{sd} n'ont aucune influence sur les régimes permanents du courant dans l'inductance et de la tension de sortie. Lors des régimes transitoires la pulsation des oscillations, le dépassement et le temps de réponse évoluent dans le sens inverse des valeurs de L_d (figure II-4-1-2), alors qu'ils évoluent dans le même sens que les valeurs de C_{sd} (figure III-4-1-3).

Au niveau de la figure III-4-1-2, on a $C_{sd} = 50\mu F$, $L_{d1} = 0.5mH$ (courbes N°1), $L_{d2}=1mH$ (courbes N°2) et $L_{d3} = 2mH$ (courbes N°3). Pour la figure III-4-1-3, on a $L_d=1mH$, $C_{sd1}=25\mu F$ (courbes N°1), $C_{sd2}=50\mu F$ (courbes N°2) et $C_{sd3}=100\mu F$ (courbes N°3).

III-4-2) Montage hacheur survolteur (influence des filtres) :

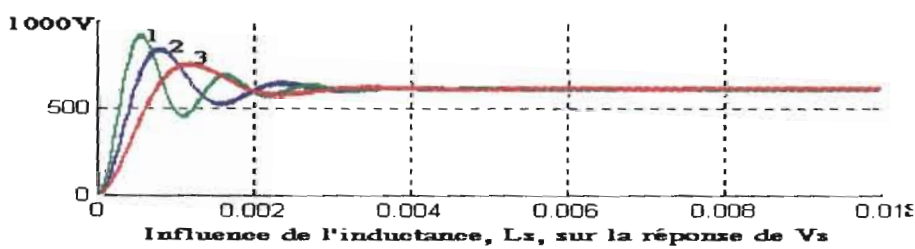
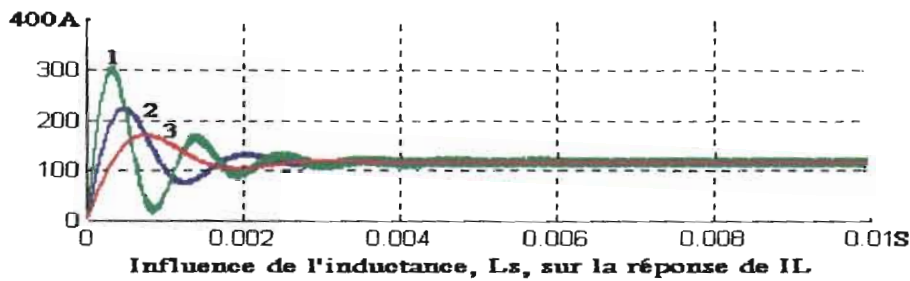


Figure III-4-2-1 : Comportement à l'établissement, du modèle de fonctionnement réel du hacheur survolteur (en boucle ouverte) en fonction de la variation de L_s ($L_s-1 < L_s-2 < L_s-3$), pour les conditions suivantes $V_e=400V$, $R_{ch}=8 \Omega$, Rapport cyclique=1/3.

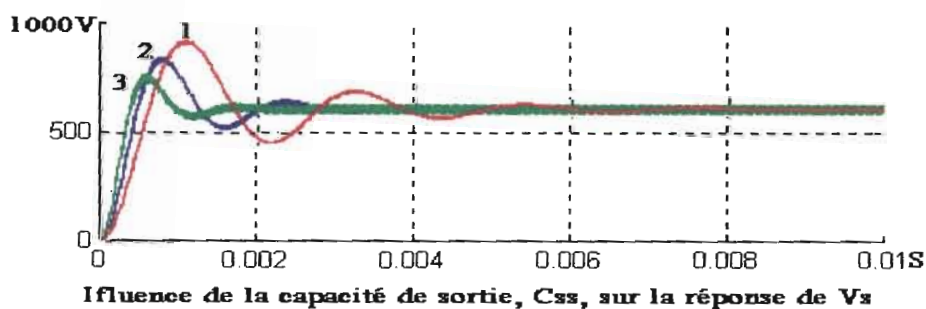
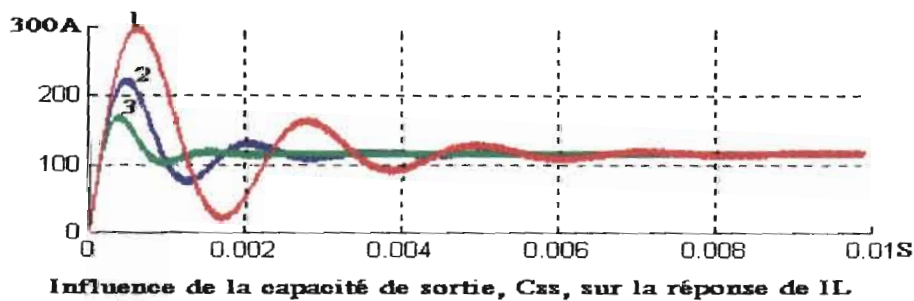


Figure III-4-2-2 : Comportement, à l'établissement, du modèle de fonctionnement réel du hacheur survolteur avec filtrage capacitif en sortie en fonction de la variation de C_{os} ($C_{os-1} > C_{os-2} > C_{os-3}$), pour les conditions suivantes $V_e=400V$, $R_{ch}=8 \Omega$, Rapport cyclique=1/3.

Remarquons de manière général pour ces deux montages, que les valeurs maximales du courant dans l'inductance conditionne le dimensionnement des interrupteurs statiques. Il est donc évident qu'un compromis est toujours nécessaire entre les contraintes de filtrage au niveau puissance et les contraintes de surdimensionner les interrupteurs statiques de puissance du fait des dépassements à l'établissement ou en régime transitoire. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre un « soft start » par rampe de démarrage pour éviter un surdimensionnement trop important des interrupteurs statiques.

III-4-3) Régime transitoire de mise sous tension de ces modèles associés à des générateurs photovoltaïques:

III-4-3-1- Mise sous tension de l'ensemble GPV-HS :

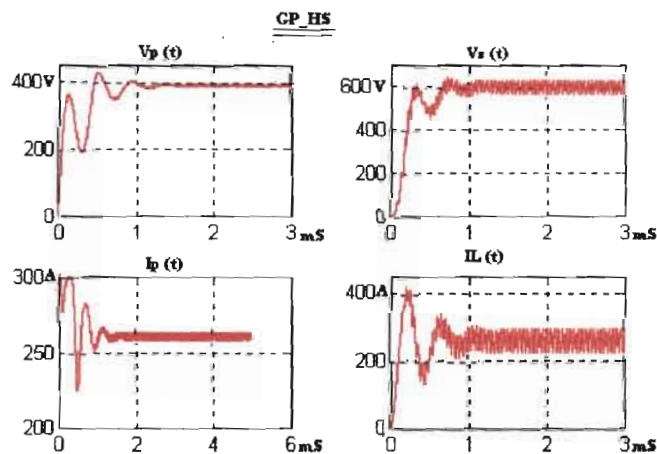


FIGURE III-4-3-1

III-4-3-2- Perturbation autour d'un point de fonctionnement GPV-HS :

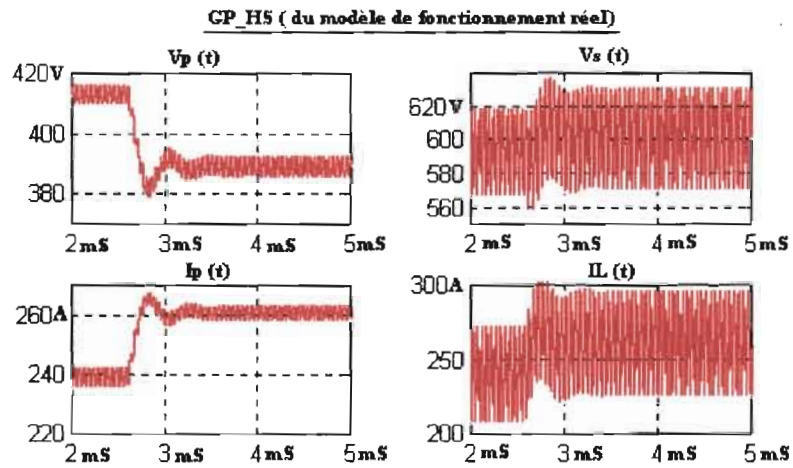


FIGURE III-4-3-2-a

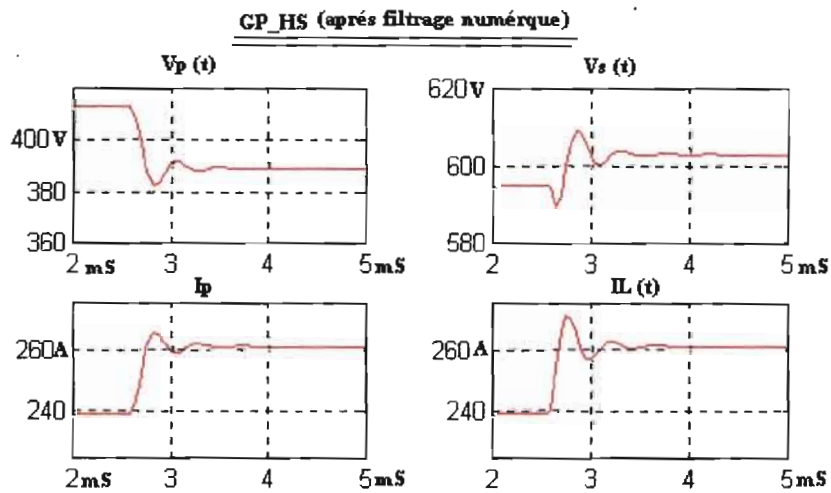


FIGURE III-4-3-2-b

III-4-3-3- Mise sous tension de l'ensemble GPV-HD :

Mise sous tension de l'ensemble GPV et hacheur (commande en boucle ouverte)

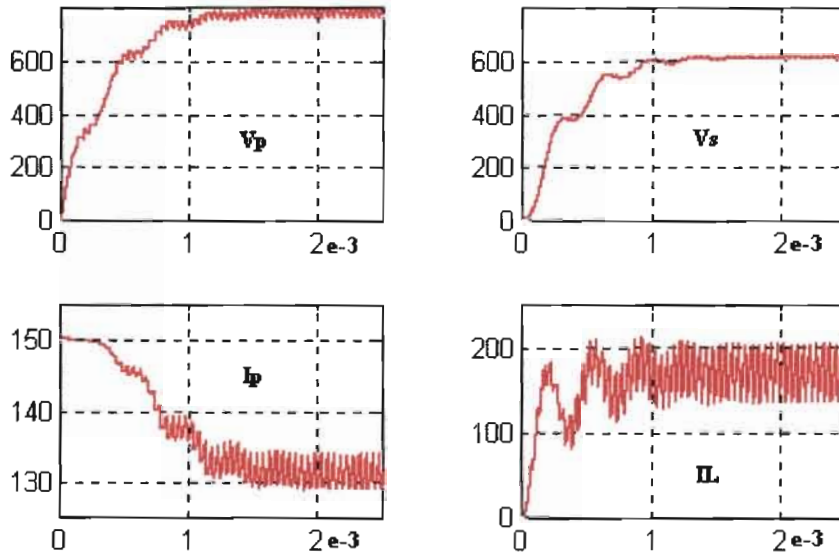


FIGURE III-4-3-3-a

GPV_HD après filtrage numérique des grandeurs réelles à la mise sous tension du système.

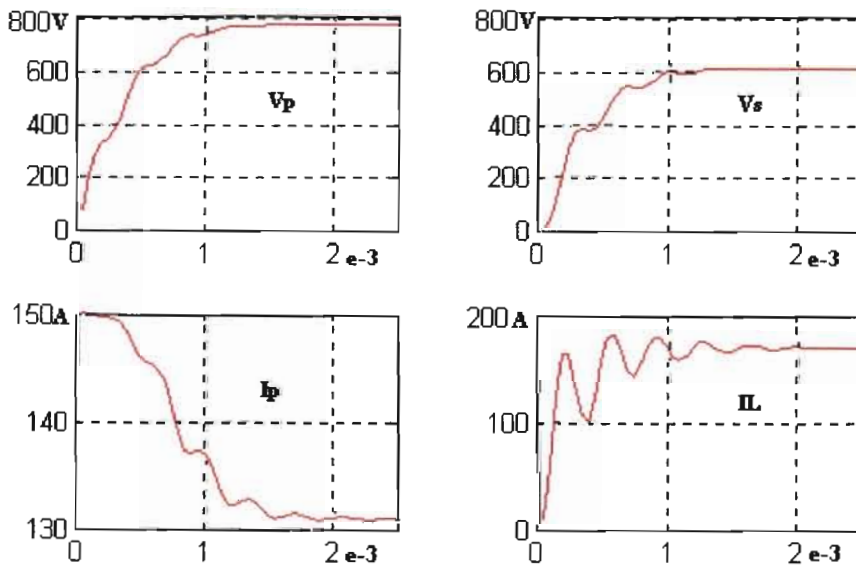


FIGURE III-4-3-3-b

III-4-3-4- Perturbation autour d'un point de fonctionnement GPV-HD :

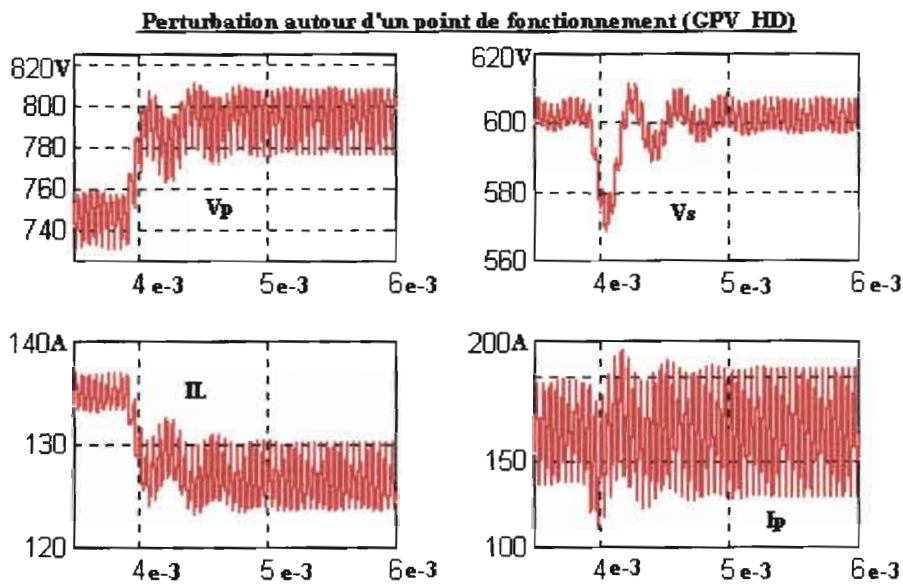


FIGURE III-4-3-4-a

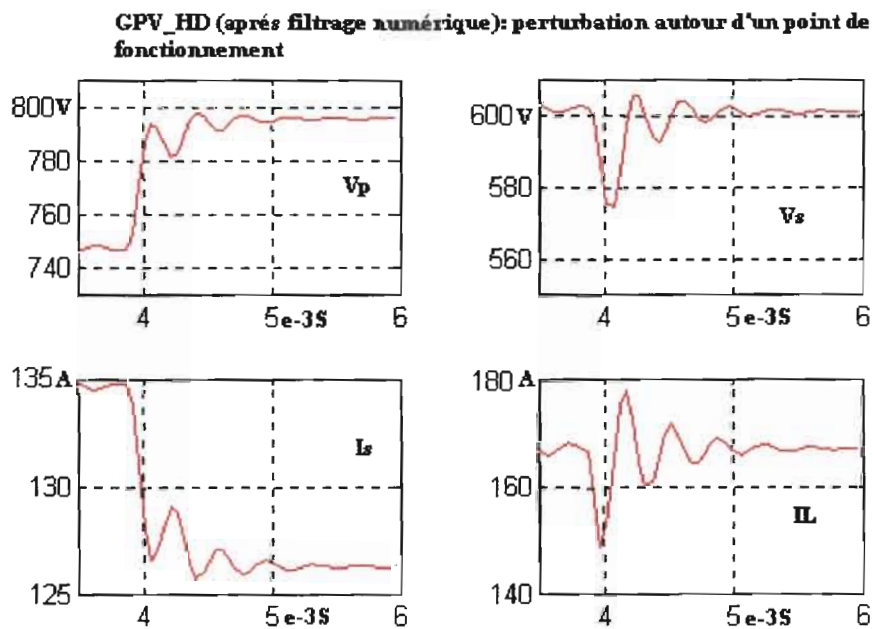


FIGURE III-4-3-4-b

Après avoir mis en œuvre les modèles de fonctionnement réel des convertisseurs statiques, nous avons procédé à deux types d'essais sur les ensembles générateurs photovoltaïques convertisseurs statiques : des essais sur le comportement lors des mises sous tension des systèmes et sur les comportement dynamiques de faibles niveaux autour d'un point de fonctionnement. Pour extraire l'information utile du brut de modulation des convertisseurs statiques nous avons mis en œuvre un filtre numérique de fenêtre T_s (période de découpage des convertisseurs statiques). En fait ce filtre numérique extrait les valeurs moyennes instantanées des grandeurs issues du fonctionnement des systèmes mis en œuvre. Ceci est très intéressant pour les comparaisons que nous aurons à effectuer entre les comportement autour d'un point de fonctionnement des modèles de fonctionnement réel et ceux des modèles linéarisés dont nous effectuons les étude au chapitre V.

Les figures III-4-3-3-a et III-4-3-3-b, nous montrent l'évolution des grandeurs pour l'ensemble générateur photovoltaïque hacheur dévolteur. Nous pouvons constater qu'à la mise sous tension, les réponses des grandeurs V_p , V_s et I_p sont fortement apériodiques. Tandis que celle du courant dans l'inductance, IL_d , est oscillatoire. Ces comportements sont conformes à ceux observés sur des montages existants. Les temps de réponse de ces grandeurs sont de 1,5ms pour V_p et V_s , de 2ms pour IL .

Pour l'ensemble générateur photovoltaïque hacheur survolteur, figure III-4-3-1, on peut dégager deux phases lors de la mise sous tension. Dans la première phase le hacheur ne fonctionne pas encore en survolteur car V_p est supérieur à V_s (de 0 à environ 0.5ms sur la figure III-4-3-1) et la phase suivante correspondant à un fonctionnement en survolteur. Les valeurs maximales du courant dans l'inductance, IL_s , sont également celles dans les interrupteurs statiques du convertisseur. Sur l'exemple de fonctionnement de la figure III-4-3-1, nous pouvons constater un dépassement d'environ 100% du courant, IL , ce qui imposera forcément soit un sur- dimensionnement des interrupteurs statiques, soit une mise en œuvre d'une stratégie de commande, pour la mise sous tension du système, limitant IL (notons cependant que ces sur- intensités sont fonction des filtres comme nous avons eu à le montrer sur les figures III-4-2-1 et III-4-2-2). Les temps de réponse de ces grandeurs sont de 1,2ms pour V_p et V_s , de 1ms pour IL .

Pour des perturbations de faibles amplitudes autour d'un point de fonctionnement (figures III-4-3-2-a, III-4-3-2-b, III-4-3-4-a, III-4-3-4-b) les ensembles générateurs photovoltaïques hacheurs ont des réponses oscillatoires amorties. Ces résultats seront comparés à celles données par les modèles linéaire du chapitre V, pour la validation de ces modèles linéaires.

CONCLUSION

Nous avons mis en œuvre dans ce chapitre les modèles de fonctionnement réel des convertisseurs statiques de la microcentrale hybride. La validation de la similitude des comportements statiques et dynamiques de ces modèles avec les systèmes réels, ainsi que l'identité des grandeurs issues de ces modèles avec celles des systèmes réels, a été effectuée en partant de résultats de fonctionnement de dispositifs réels.

Une fois les modèles de fonctionnement réel mis en œuvre, nous avons procédé à l'étude de leurs comportements. Les comportements dynamiques pour de faibles perturbations au tour d'un point de fonctionnement obtenus dans ce chapitre, seront comparés à ceux des modèles linéaires qui sont mis en œuvre dans le chapitre V pour la validation de ces derniers.

Nous avons également dégagé une stratégie de commande de l'onduleur, pour la réalisation du réseau alternatif local, basée sur l'asservissement de la valeur moyenne instantanée en temps réel. Son implantation sur le modèle de fonctionnement réel de l'onduleur monophasé a permis la validation de cette stratégie de commande.

Chapitre IV

DISPOSITIFS DE POMPAGE(charges continues)

IV-DISPOSITIF DE POMPAGE

INTRODUCTION

Les charges continues sont constituées d'ensembles convertisseurs statiques- machines asynchrones- pompes centrifuges-puits. La machine asynchrone, MAS, est l'actionneur électrique le plus utilisé actuellement dans le domaine du pompage avec une commande V_s/F_s liant les tensions et les fréquences stators [20][28][29]. Dans ce chapitre nous présentons les dispositifs de pompage. Nous effectuons une analyse, de l'actionneur asynchrone (MAS) et sa charge hydraulique, pour définir les domaines de fonctionnement et élaborer les modèles pour la simulation. Après avoir dégager les principes de la commande vectorielle[18][21][87]..., nous l'appliquons au modèle de la MAS mis en œuvre. Nous présentons également dans ce chapitre des résultats de simulation de la MAS pour une commande V_s/F_s constant et une commande vectorielle à flux constant. Une comparaison de la performance de ces deux types de commande est également effectuée.

IV-1- CARACTERISTIQUES HYDRAULIQUES (charge hydraulique) :

La chute de pression effective dans la pompe, définissant la hauteur manométrique effective, H_{eff} , s'exprime sous la forme :

$$H_{eff} = \mu_o * \Omega_m^2 - (\lambda_o / \tan \beta) * \Omega_m * Q$$

Au niveau de l'arbre de la pompe, la puissance mécanique, P_m , et le couple, C_m , sont définis par les expressions suivantes :

$$P_m = (\varpi / g) * Q * H_{eff}$$

Et
$$C_m = (\varpi / g) * (Q / \Omega_m) * H_{eff}$$

$$g = 9.81 \text{ m/s}^2$$

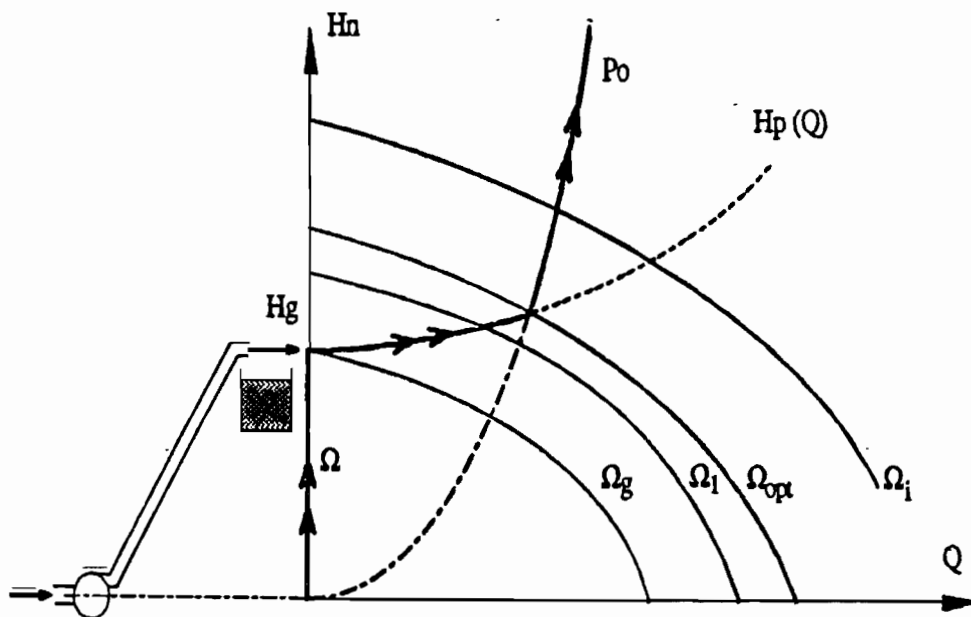
Le rendement manométrique η_p est défini comme étant le rapport entre la hauteur manométrique nette, H_n , et la hauteur manométrique effective, H_{eff} :

$$H_n = (H_{eff} - \text{pertes}) \quad \text{et} \quad \eta_p = H_n / H_{eff}$$

Ce rendement manométrique est maximal lorsque l'écoulement du fluide dans la pompe est tangent aux aubes[80]. Le fonctionnement est dit « en similitude » lorsque l'écoulement du fluide dans la pompe reste semblable à lui - même. Notre étude est restreinte à ce domaine de fonctionnement. Dans un fonctionnement en similitude les propriétés suivantes se dégagent :

$$(Q / \Omega_m) = \text{constante}, (H_n / \Omega_m^2) = \text{constante}, (P_m / \Omega_m^3) = \text{constante}, \eta_p = \text{constante},$$

Ces propriétés sont altérées lorsque les pertes de charge deviennent prépondérantes. Pour une pompe fonctionnant à vitesse variable, le lieu des points homologues dans le plan $H_n=f(Q)$ constitue une parabole dite d'équivalence car : $(H_n / Q^2) = \text{constante}$.



Le lieu des points de fonctionnement de la pompe (couplée à la charge hydraulique) dans le plan $H_n = f(Q)$, présente quatre zones :

- *le fonctionnement en barbotage $\Omega_m < \Omega_g$ et $Q = 0$;
- *zone où le rendement croit de zéro à la valeur maximale pour Ω_m variant de Ω_g à Ω_{opt} ;
- *zone, $\Omega_m > \Omega_{opt}$ et $H_p = f(Q)$ différente de $P_o = f(Q)$, caractérisée par un rendement décroissant lorsque Ω_m augmente.
- *zone, $\Omega_m > \Omega_{opt}$ avec une coïncidence entre les courbes $H_p = f(Q)$ et $P_o = f(Q)$. Ce cas nécessite un choix judicieux du dispositif hydraulique, pour avoir une bonne adaptation.

Nous avons fait l'hypothèse d'un fonctionnement en similitude et d'une adaptation entre la charge hydraulique et la pompe centrifuge. Les caractéristiques mécaniques sur l'arbre de la pompe se mettent sous la forme :

$$C_m = C_c * \Omega_m^2 \quad \text{et} \quad P_m = C_c * \Omega_m^3 \quad \text{avec : } C_c = \text{constante.}$$

IV-2- L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE DE LA POMPE CENTRIFUGE :

HYPOTHESES :

- * entre fer constant,
- * effet des encoches négligé,
- * distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entre fer,
- * circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- * pertes ferromagnétiques négligeables,
- * l'influence de l'effet peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ces hypothèses auront comme conséquences importantes : l'additivité des flux, la constance des inductances propres et une loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

L'application des Lois de Faraday et de Lenz à la MAS permet d'écrire pour les enroulements stator et rotor :

$$[v_s] = R_s * [i_s] + [d\phi_s / dt] \quad \text{et} \quad [v_r] = R_r * [i_r] + [d\phi_r / dt]$$

Une matrice des inductances établit la relation entre les flux et les courants ; elle contient des coefficients dont certains sont constants et d'autres sont fonction du temps par l'intermédiaire de la position du rotor (donc de l'angle α , entre le stator et le rotor) :

$$\begin{pmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{SR}] \\ [M_{RS}] & [L_r] \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix}$$

avec $[L_s]$ et $[L_r]$, des sous matrices à coefficients constants;
 $[M_{SR}] = [M_{RS}]^t$, des sous matrices à coefficients variables.

$$[M_{SR}] = M_{SR \max} * \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi / 3) & \cos(\alpha - 2\pi / 3) \\ \cos(\alpha - 2\pi / 3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi / 3) \\ \cos(\alpha + 2\pi / 3) & \cos(\alpha - 2\pi / 3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

Nous donnons en annexe II des information supplémentaires sur le modèle des MAS mises en œuvre dans la simulation et leurs caractéristiques.

Ce système d'équations dans le repaire de Park constitue un modèle électrique dynamique (figure IV-2-1) pour les enroulements diphasés équivalents. On peut noter que la composante homopolaire de la transformation de Park est identiquement nulle quand les sommes des composantes triphasées à transformer sont nulles. Dans le cas de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par trois paramètres constants : l'inductance cyclique statorique [$L_s=l_s-M_s$], l'inductance cyclique rotorique [$L_r=l_r-M_r$] et l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor [$M=(3/2)*M_{srmax}$]. [18] [21] [40]...

Le dispositif de pompage avec MAS sera analysé dans ce repaire en utilisant la représentation par les graphes informationnels[24]. Cette représentation vise essentiellement à préciser les grandeurs influentes (entrées) en fonction des grandeurs influencées (sorties). Sur les représentations, la flèche à une ou deux pointes rend respectivement compte du caractère irréversible ou réversible de la relation correspondante

La synthèse, pour la conception de commandes, est réalisée avec le respect du principe de causalité puisqu'il s'agit d'organiser des informations à partir de la mesure de grandeurs physiques évoluant dans le temps, selon une logique précise, liée aux transformations énergétiques. L'inversion d'une relation causale ou le forçage de trajectoire d'état sera assurée grâce à un asservissement.

MACHINE ASYNCHRONE

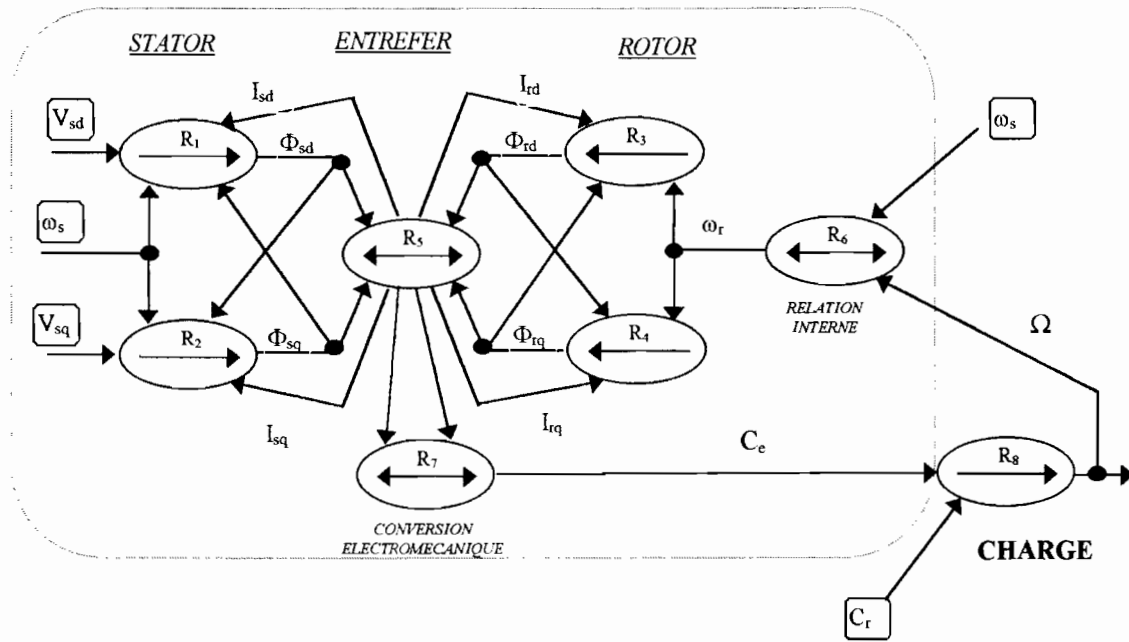


Figure IV-2-1 : Représentation de la MAS dans le repère de Park.

Les transferts énergétiques dans la MAS, sont décrites par le graphe informationnel dynamique ci-dessus.

Les relations R_i sont définies comme suit:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_1 & : & d\Phi_{SD} / dt &= V_{SD} - R_S * I_{SD} + \omega_S * \Phi_{SQ} \\
 \mathbf{R}_2 & : & d\Phi_{SQ} / dt &= V_{SQ} - R_S * I_{SQ} - \omega_S * \Phi_{SD} \\
 \mathbf{R}_3 & : & d\Phi_{RD} / dt &= V_{RD} - R_R * I_{RD} + \omega_R * \Phi_{RQ} \\
 \mathbf{R}_4 & : & d\Phi_{RQ} / dt &= V_{RQ} - R_R * I_{RQ} - \omega_R * \Phi_{RD}
 \end{aligned}$$

Les relations, R_1 à R_4 , représentent le modèle électrique dynamique dans le repère de Park. Les termes liés directement au mouvement sont donnés par la dernière colonne.

$$\mathbf{R}_5 : \begin{bmatrix} I_{SD} \\ I_{SQ} \\ I_{RD} \\ I_{RQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 & M & 0 \\ 0 & L_S & 0 & M \\ M & 0 & L_R & 0 \\ 0 & M & 0 & L_R \end{bmatrix}^{-1} * \begin{bmatrix} \Phi_{SD} \\ \Phi_{SQ} \\ \Phi_{RD} \\ \Phi_{RQ} \end{bmatrix}$$

R_5 représente les équations de flux.

$$\mathbf{R}_6 : \quad \omega_S - \omega_R = p * \Omega$$

Cette relation rigide, R_6 , définit le lien existant naturellement entre les pulsations statorique et rotorique et la vitesse de rotation de la MAS (p = nombre de paire de pôles de la MAS).

$$R_7 \quad : \quad C_e = p*(\Phi_{SD}*I_{SQ} - \Phi_{SQ}*I_{SD})$$

$$= p*(M/L_R)*(\Phi_{RD}*I_{SQ} - \Phi_{RQ}*I_{SD})$$

La relation R_7 donne l'expression du couple électromagnétique instantané, en tenant compte des équations des flux. C'est en fait un produit vectoriel entre les vecteurs courants et flux statoriques.

$$R_8 \quad : \quad d\Omega/dt = (1/J)*(C_e - C_r)$$

R_8 traduit l'équation fondamentale de la mécanique, avec J = moment d'inertie, C_r =couple résistant.

Comportement du modèle de la MAS (caractéristiques annexe II) :

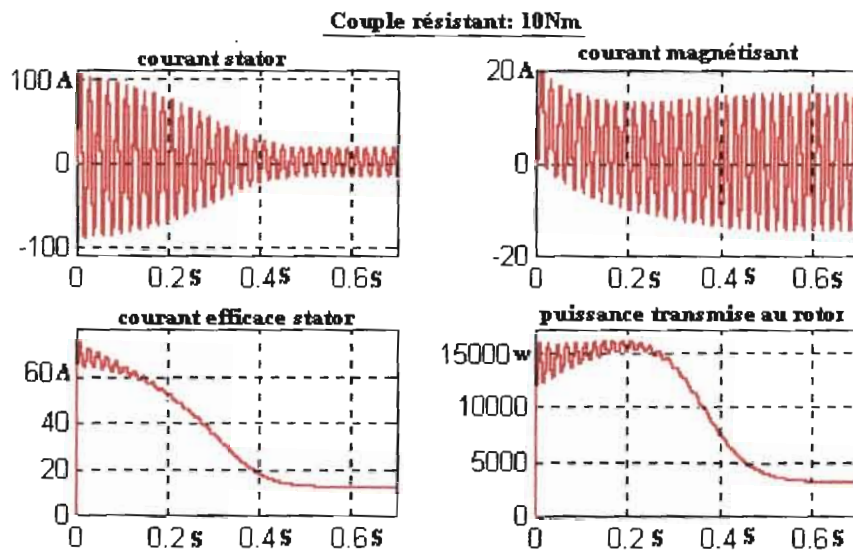


Figure IV-2-2 : Mise sous tension avec les tensions statoriques nominales.

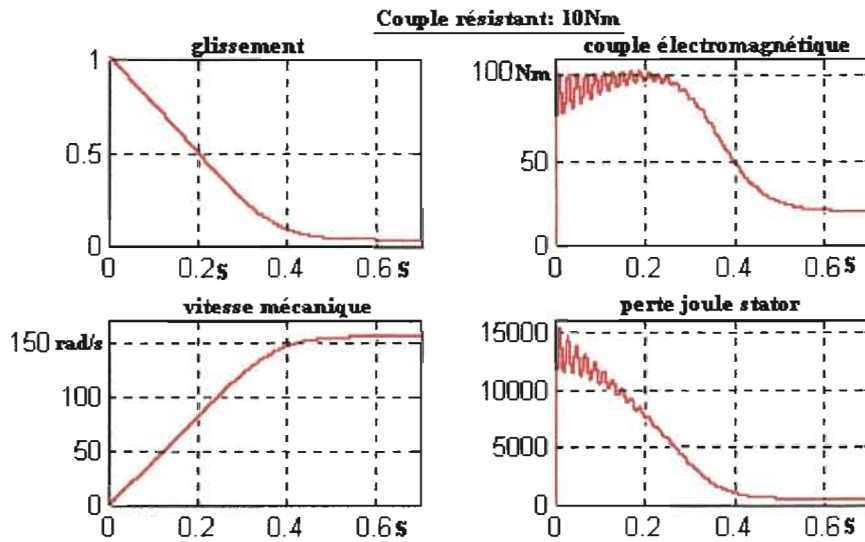


Figure IV-2-3

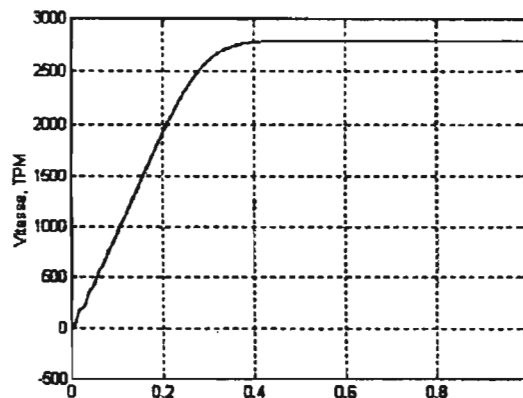
IV-3- COMMANDE SCALAIRE :

IV-3-1-Comportement pour une commande V / F constant (en boucle ouverte) :

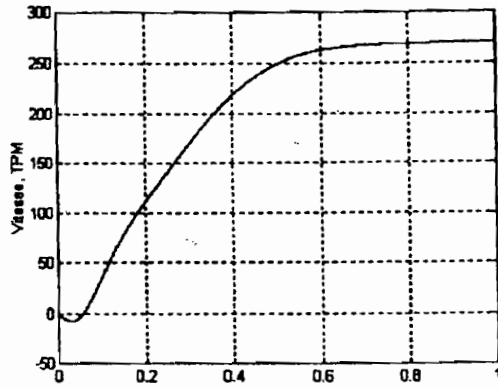
IV-3-1-1-Régime dynamique :

Ce régime dynamique est présenté dans les résultats de simulation ci-dessous, pour les grandeurs vitesse, couple électromagnétique, flux, etc..., pour des créneaux de fréquences de 0-50Hz et 0-5Hz :

a) Réponse temporelle du groupe motopompe pour la loi V/F constant : Evolution de la vitesse.

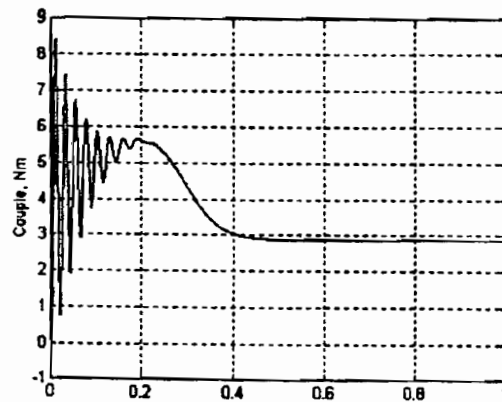


a) $F = 50 \text{ Hz}$

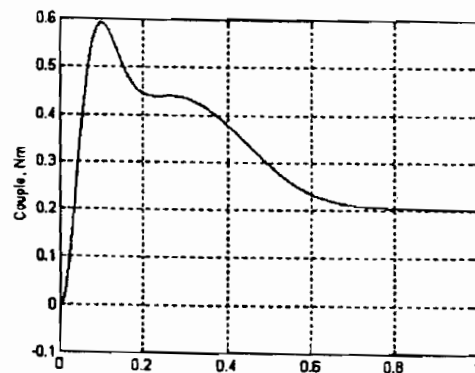


$F = 5 \text{ Hz}$

b) Réponse temporelle du groupe motopompe pour la loi V/F : Evolution du couple électromagnétique.

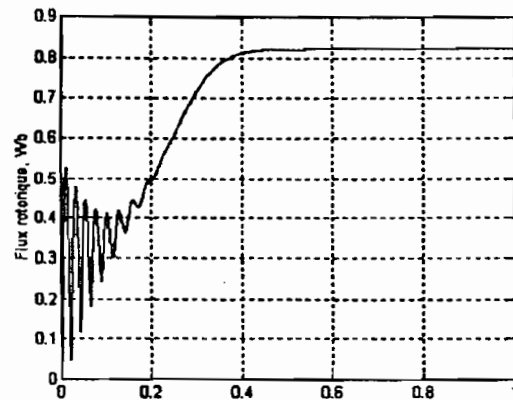


$F = 50 \text{ Hz}$

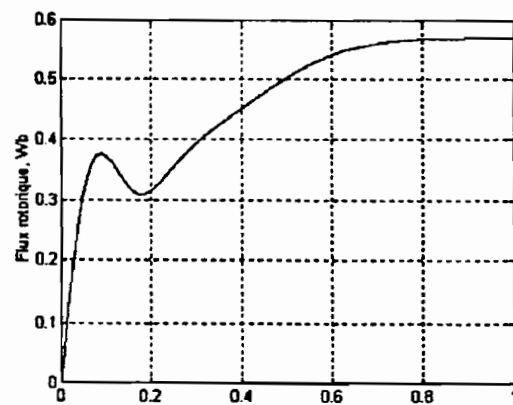


$F = 5 \text{ Hz}$

d) Réponse temporelle du groupe motopompe pour la loi V/F constant : Evolution du flux rotorique.

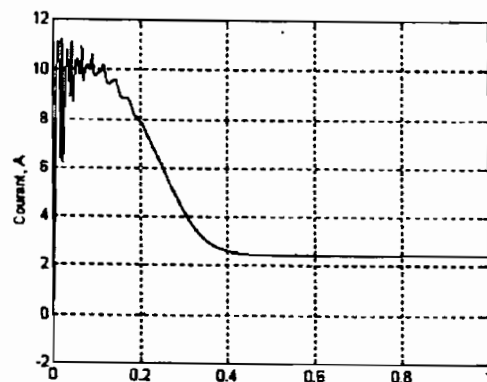


$F = 50 \text{ Hz}$



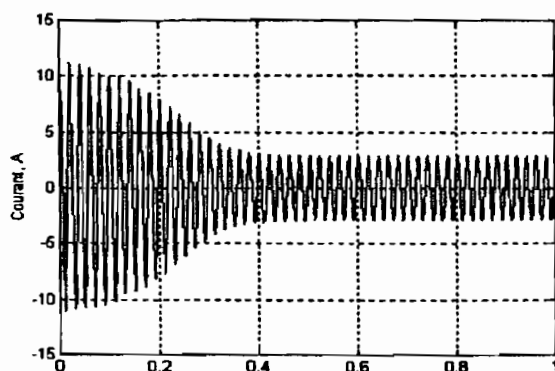
$F = 5 \text{ Hz}$

d) Réponse temporelle du groupe motopompe pour la loi V/F constant : Evolution du courant isq.

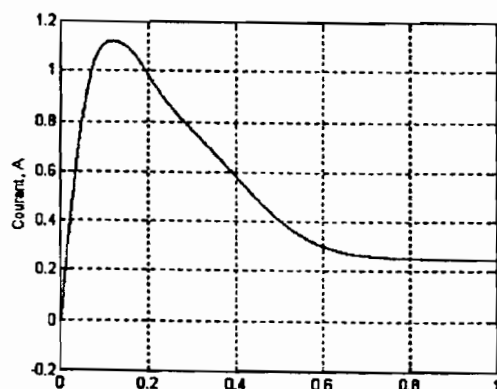


$F = 50 \text{ Hz}$

e) Réponse temporelle du groupe motopompe pour la loi V/F: Evolution du courant de phase isa.



$F = 50 \text{ Hz}$



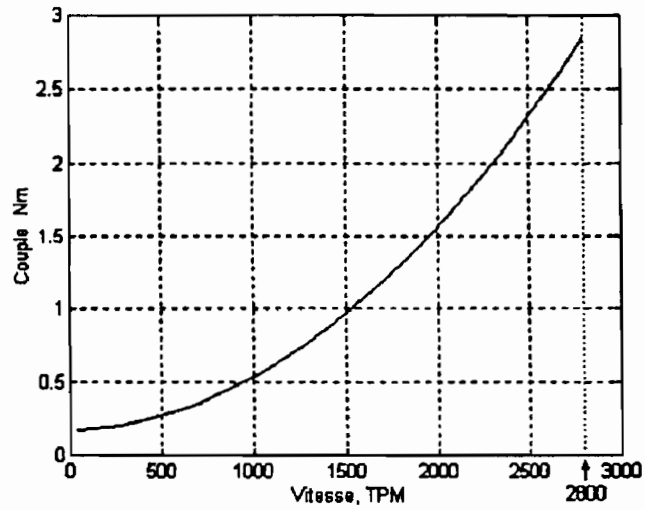
$F = 5 \text{ Hz}$

Les courbes ci-dessus nous montrent que pour des dynamiques très rapides (ici des échelons de fréquence), la loi de commande V/F ne garantit pas un fonctionnement à flux statorique constant lors de la transition.

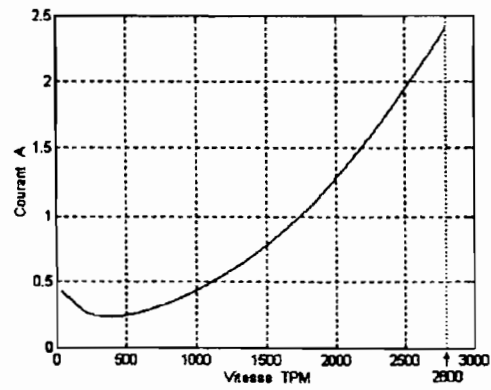
IV-3-1-2-Régime statique (ou très lentement variable) :

Ce régime est représenté ci-dessous par l'évolution en fonction de la vitesse des grandeurs couple et isq. Nous constatons sur la courbe isq en fonction de la vitesse que cette loi permet un fonctionnement à flux constant entre 500tours/mn et 2800tours/mn.

a) Evolution du couple en fonction de la vitesse :



b) Evolution du courant i_{sq} en fonction de la vitesse :



IV-4- COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS DU DISPOSITIF DE POMPAGE :

L'objectif visé est de définir les lois de commande des valeurs instantanées des grandeurs électriques de la MAS. Cette commande doit conduire à une caractéristique de réglage du couple similaire à celle de la machine à courant continu. Donc par analogie le dispositif balais - collecteur de la machine à courant continu est remplacé dans le processus avec MAS par un système d'auto- pilotage [18] associé à un convertisseur statique.

Ce système d'auto- pilotage nous place dans un repère où les grandeurs sont continues [18][21][25][40]... Une différence fondamentale existe toute fois entre le comportement des deux machines. Ceci du fait que la condition d'équivalence énergétique impose un référentiel tournant dans la "machine de Park", ce qui a pour effet d'introduire des termes de couplage non linéaires dans les équations de fonctionnement[37][38]...

L'auto- pilotage peut nécessité la définition d'observateurs (des grandeurs non accessibles par mesure) qui sont fonction du choix de l'orientation du référentiel d'axes d, q. L'objectif visé peut être atteint grâce à la mise en œuvre d'asservissements robustes d'un flux inducteur et d'un courant d'induit équivalents. Ces grandeurs devant toujours être définies à partir d'informations accessibles de la MAS.

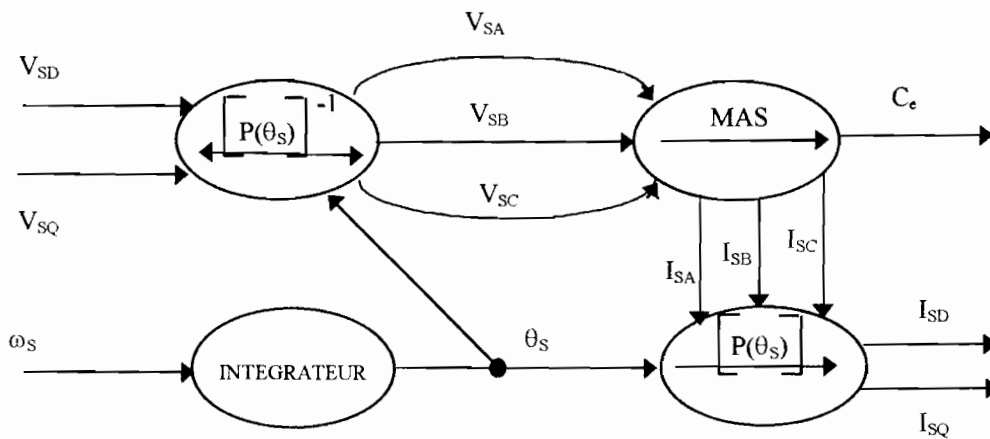


Figure.IV-4-1.:MACHINE DE PARK

Comme le montre le graphe ci-dessous, le module "commande et auto-pilotage" définit les valeurs instantanées des grandeurs influentes de la machine (tensions statoriques V_{SD} et V_{SQ} , ainsi que la vitesse ω_s du référentiel d'axes d, q). Les grandeurs d'entrée des observateurs sont des grandeurs influencées et mesurables tandis que ses sorties donnent des images des grandeurs à contrôler.

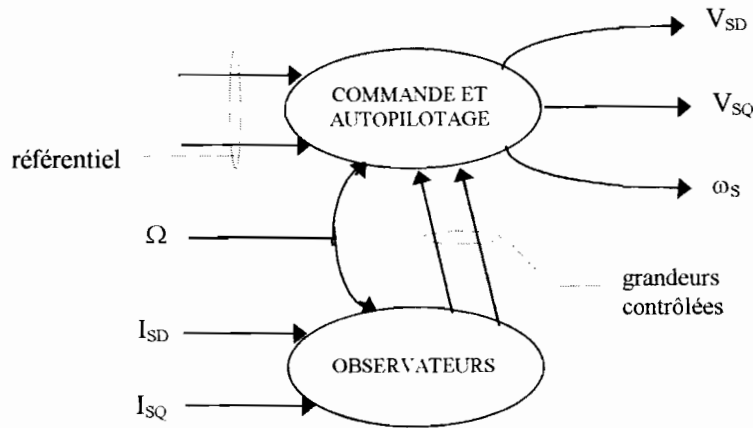


Figure.IV-4-2.:GRAPHE INFORMATIONNEL DE LA COMMANDE

Le contrôle par commande vectorielle nécessite donc le choix du référentiel de Park et le calage de ce référentiel permet de réaliser un découplage implicite entre le réglage du couple et celui du flux [38][37].

Si on effectue un calage de l'axe d sur le flux rotorique les équations définies précédemment deviennent:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_3 & : \quad d\Phi_{RD} / dt = - R_R * I_{RD} \\ \mathbf{R}_4 & : \quad 0 = R_R * I_{RQ} + \omega_R * \Phi_{RD} \\ \mathbf{R}_7 & : \quad C_e = p * (M/L_R) * (\Phi_{RD} * I_{SQ}) \end{aligned}$$

et \mathbf{R}_5 implique $I_{RQ} = - (M/L_R) * I_{SQ}$ relation entre les courants de l'axe q.

La condition de calage du référentiel d'axes d, q dans le repère rotorique (axe d sur le flux rotorique), est donnée par la relation:

$$\mathbf{R}_4 \rightarrow \omega_R = - (R_R / \Phi_{RD}) * I_{RQ} = (M / \Phi_{RD}) * (R_R / L_R) * I_{SQ} \text{ avec } \tau_R = L_R / R_R .$$

Donc si l'axe d (du référentiel) est systématiquement aligné sur le vecteur flux rotorique, Φ_R , et si on maintient constant ce flux, alors on aura:

$$\Phi_{RD} = \Phi_R$$

$$\Phi_{RQ} = L_R * I_{RQ} + M * I_{SQ} = 0 \rightarrow I_{RQ} = - (M / L_R) * I_{SQ}$$

$$C_c = p * (M / L_R) * \Phi_R * I_{SQ}$$

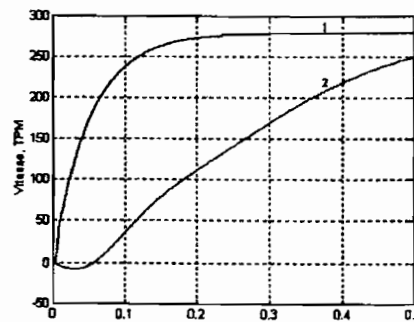
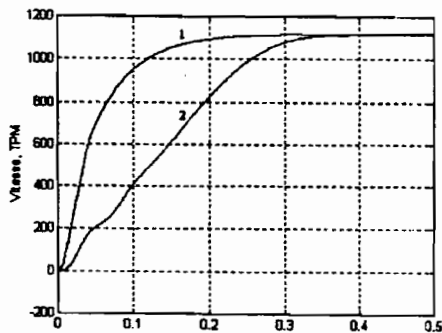
le flux étant constant, le couple est alors réglable par action sur I_{SQ} .

IV-5) COMPARAISON DES DEUX TYPES DE COMMANDES :

(APPLICATION A LA MAS-D'UN GROUPE MOTOPOMPE DE 1KW)

IV-5-2-Comportement pour une commande vectorielle (à flux constants) :

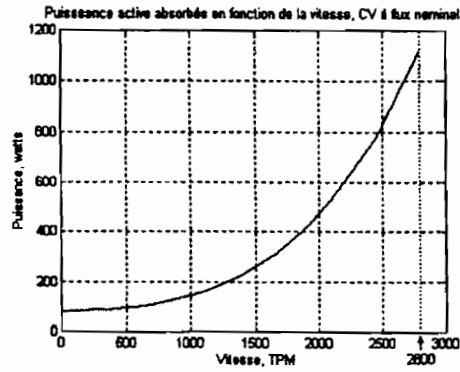
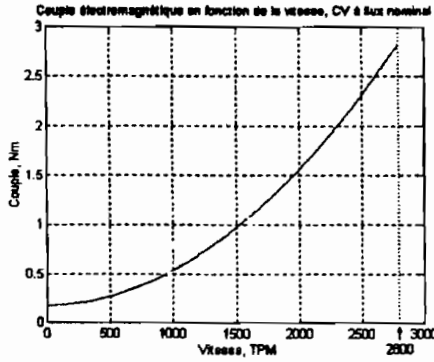
IV-5-2-1-Régime dynamique :



- (1) : commande vectorielle ;
- (2) : commande à V/F constant.

Les deux graphes ci-dessus comparant les commandes V/F et vectorielles, nous montrent qu'en dynamique la commande vectorielle est plus performante.

IV-5-2-2-Régime statique :



La courbe de la puissance active absorbée en fonction de la vitesse de la MAS caractérise en statique l'ensemble du dispositif de pompage en statique pour une commande vectorielle à flux constant. En mettant en relation cette courbe avec le plan $H_n=f(Q)$, de la charge hydraulique vue précédemment, on peut en déduire la courbe $P_{ab} = f(Q)$ qui représente la puissance active absorbée en fonction du débit de la pompe.

CONCLUSION

Après avoir dégagé les paramètres essentiels de la charge hydraulique, nous avons défini le domaine de restriction de notre étude. Le choix, de la commande vectorielle de l'actionneur asynchrone (MAS), est justifié à partir d'une étude comparative des résultats de simulation pour des commandes $V/F = c^{te}$ et vectorielle à flux constant.

Chapitre V

ETUDE DYNAMIQUE DE LA MICROCENTRALE

INTRODUCTION :

Dans ce chapitre nous mettons en œuvre les modèles linéaires des convertisseurs statiques. Ces modèles devant permettre une application des techniques de l'automatique pour la détermination des correcteurs nécessaires pour le contrôle de la dynamique de la microcentrale.

La non- linéarité de ces convertisseurs rend leur modélisation difficile et complexe[30]. Cette difficulté est due au fait que la configuration du système est périodiquement modifiée par le jeu des interrupteurs électroniques qui font intervenir plusieurs configurations distinctes lors d'une période de découpage [16], comme nous l'avons déjà vue au chapitre III.

L'évolution des différentes variables (tensions, courants, etc..) au sein des convertisseurs statiques, résulte de la succession cyclique dans le temps de plusieurs circuits linéaires (configurations) . Cette topologie variable des convertisseurs statiques est un facteur de complexité lors de leur modélisation pour la recherche de correcteurs à leur associer (lorsqu'on désire les munir d'asservissement). Les méthodes, permettant de mettre en œuvre une représentation unique du convertisseur statique, sont entre autre la représentation par schéma équivalent moyen et la modélisation par la méthode par « injection de courant ».

V-1-APPROCHE POUR LA DÉTERMINATION DE MODELES LINEAIRES DES CONVERTISSEURS STATIQUES (EN CONDUCTION CONTINUE)

V-1-1- MODELISATION PAR SCHEMA EQUIVALENT MOYEN:

Les interrupteurs statiques sont remplacés par des générateurs, la topologie du schéma initial restant la même. Ce schéma équivalent moyen donne une bonne approximation de l'évolution des grandeurs d'états du convertisseur et permet de prévoir le comportement du dispositif en régimes statique et dynamique ainsi que la détermination des correcteurs permettant de conférer aux asservissements les performances désirées[30][58].

Principe de la méthode de modélisation par schéma équivalent moyen :

Dans le cas des systèmes de notre étude deux matrices d'état (donc deux configurations) vont intervenir successivement au cours d'une période. Elles sont notées A_1 et A_2 , elles décrivent les deux configurations du système. Au cours de la $k+1^{i\text{ème}}$ période, la durée d'utilisation de la configuration N°1 est $\alpha_k T$ (T = période de la commande), celle de la configuration N°2 est donc $(1-\alpha_k)T$ avec $\alpha_k \in]0,1[$. Le fonctionnement du système au cours de la $k+1^{i\text{ème}}$ période est décrit par :

$$\begin{aligned} t \in] kT, (k+ \alpha_k)T] & : dX(t)/dt = A_1 X(t) \\ t \in] (k+ \alpha_k)T, (k+1)T] & : dX(t)/dt = A_2 X(t) \end{aligned}$$

avec $X(t)$ vecteur d'état.

Les vecteurs d'état étant continus, y compris au cours des transitions d'une configuration à l'autre, on peut écrire:

$$\begin{aligned} X[(k+ \alpha_k)T] &= \exp[A_1 \cdot \alpha_k T] \cdot X(kT) \\ X[(k+1)T] &= \exp[A_2 \cdot (1-\alpha_k)T] \cdot X[(k+\alpha_k)T] \end{aligned}$$

D'où l'on déduit un modèle échantillonné exact du système :

$$X[(k+1)T] = \exp[A_2 \cdot (1-\alpha_k)T] \cdot \exp[A_1 \cdot \alpha_k T] \cdot X[kT] \quad (V-1-1-1)$$

Ce modèle permet, connaissant la suite des valeurs α_k imposées par la commande des interrupteurs statiques, de calculer période après période l'évolution du vecteur d'état $X(kt)$ aux instants kT à partir d'un état initial donné $X(0)$.

Si les matrices A_1 et A_2 commutent ($A_1 \cdot A_2 = A_2 \cdot A_1$), on aura:

$$\begin{aligned} \exp[A_2 \cdot (1-\alpha_k)T] \cdot \exp[A_1 \cdot \alpha_k T] &= \exp[A_1 \cdot \alpha_k T] \cdot \exp[A_2 \cdot (1-\alpha_k)T] \\ &= \exp[A_2 \cdot (1-\alpha_k)T + A_1 \cdot \alpha_k T] \end{aligned}$$

donc l'équation (V-1-1-1) devient:

$$X[(k+1)T] = \exp[A_2 \cdot (1-\alpha_k)T + A_1 \cdot \alpha_k T] \cdot X(kT)$$

On pose $A_m(k) = \alpha_k A_1 + (1-\alpha_k)A_2$ et $X_m = X(kT)$.

Si l'on ne s'intéresse qu'aux instants d'échantillonnage kT , l'équation:

$$dX_m(t)/dt = A_m(k) \cdot X_m(t) \quad (V-1-1-2)$$

décrit le système.

En fait on a remplacé le système par une configuration unique qui est le "circuit moyen exact" dont la matrice d'état est la moyenne des matrices d'état A_1 et A_2 pondérée par leurs coefficients d'utilisation.

En général A_1 et A_2 ne commutent pas ($A_1 \cdot A_2 \neq A_2 \cdot A_1$), on obtient des valeurs approchées de $X(kT)$, en remplaçant le système par le circuit unique défini par l'équation (V-1-1-2). On a alors un circuit moyen approché. Pour un développement au second ordre des matrices exacte et approchée, on constate que l'approximation introduit une matrice d'erreur D , caractérisant la différence entre les système exact et approché:

$$D = [\alpha_k T^2 (1 - \alpha_k) / 2] * [A_2 * A_1 - A_1 * A_2]$$

La matrice D dépend de α et elle est maximale pour $\alpha = 0,5$. La période T doit être suffisamment petite devant les constantes de temps du système pour minimiser :

$$D_{\max} = (1/8) * (A_2 * A_1 - A_1 * A_2) * T^2.$$

Les équations utilisées pour la "moyenne temporelle" doivent nécessairement faire intervenir les variables d'état, celles-ci ne subissant pas de discontinuité lors des commutations. La condition de validité du modèle approché est que la période de découpage T soit faible devant les constantes de temps du système, condition en générale vérifiée dans les convertisseurs à découpage [30]. Cette méthode respecte la topologie du système.

Le schéma équivalent moyen déduit de ce modèle approché ne nécessite aucune simplification du schéma de base. Il est ainsi possible de faire intervenir tous les éléments parasites. A partir de ce modèle, il est aisé d'écrire les équations statiques, puis en considérant de petites variations des différentes grandeurs, de calculer les fonctions de transfert et les équations d'états linéaires au voisinage du point de fonctionnement considéré.

V-1-2- MODELISATION PAR LA METHODE PAR INJECTION DE COURANT:

Généralités :

Toute cellule de commutation de puissance peut être représentée par une boîte noire avec quatre paramètres :

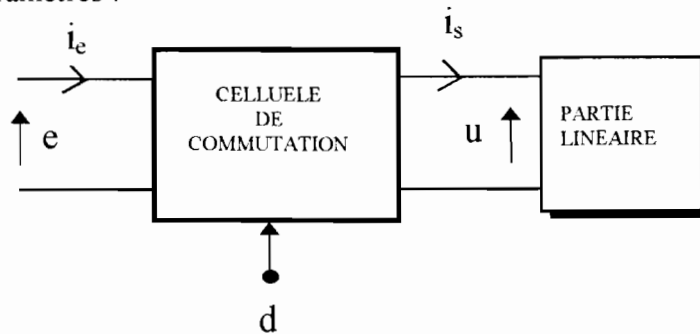


Figure V-1-2-1: Cellule de commutation de puissance.

avec :

- e = tension d'entrée,
- i_e = courant d'entrée,
- u = tension de sortie,
- i_s = courant de sortie,
- d = grandeur de commande.

La grandeur de contrôle, d , peut être une variable quelconque capable d'influer sur la commutation de la cellule, c'est à dire capable d'influer sur le transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie [30].

La période de commutation, T , étant en générale très petite, on affectera aux grandeurs électriques la moyenne sur la période de leurs grandeurs instantanées :

$$Q = \frac{1}{T} \int_{t_i}^{t_i+T} q(t) dt \quad (V-1-2-1)$$

Cette méthode agit comme un filtre passe bas qui élimine les informations de fréquences proches ou supérieures à celle de commutation. C'est la raison qui fait que ce modèle n'est valable que pour des fréquences basses par rapport à celle de commutation [30].

On peut écrire les expressions générales suivantes :

$$i_e = fe(d, u, e) \quad (V-1-2-2)$$

$$i_s = fs(d, u, e) \quad (V-1-2-3)$$

les formes explicites de ces équations dépendent des particularités de la cellule de commutation considérée et de son mode de fonctionnement.

On obtient des différentielles totales des équations (V-1-2-2) et (V-1-2-3) sous la forme:

$$die = \frac{\partial fe}{\partial d} dd + \frac{\partial fe}{\partial u} du + \frac{\partial fe}{\partial e} de \quad (V-1-2-4)$$

$$dis = \frac{\partial fs}{\partial d} dd + \frac{\partial fs}{\partial u} du + \frac{\partial fs}{\partial e} de \quad (V-1-2-5)$$

La restriction aux faibles amplitudes implique une faible variation autour du point de fonctionnement (linéarisation autour d'un point de fonctionnement); de ce fait les dérivées partielles, $\partial f / \partial \theta$, sont des constantes. Les différentielles des variables, $d\theta$, sont assimilables à des grandeurs alternatives, de ce fait on peut leur appliquer la transformation de Laplace.

Dans certains cas (quant la cellule inductive transfère de l'énergie d'un cycle de commutation à la suivante), les courants d'entrée et de sortie dépendent aussi du courant de l'inductance. Cette difficulté peut être levée en considérant la dérivée du courant dans l'inductance :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{i_L[(K+1)T] - i_L(KT)}{T} \quad (V-1-2-6)$$

avec : $i_L[(K+1)T]$ = courant i_L en fin de période,

$i_L(KT)$ = courant i_L en début de période.

Les équations V-1-2-4, V-1-2-5 et V-1-2-6 permettent en utilisant la transformation de Laplace d'obtenir (pour des petites variations autour d'un point de fonctionnement):

$$I_e(p) = A_e * D(p) - B_e * U(p) + C_e * E(p) \quad V-1-2-7$$

$$I_s(p) = A_s * D(p) - B_s * U(p) + C_s * E(p) \quad V-1-2-8$$

Les coefficients A_i , B_i et C_i de ces équations sont les coefficients caractéristiques d'entrée ($i=e$) et de sortie ($i=s$).

Le modèle général décrivant les propriétés de la cellule de commutation en basse fréquence (vis-à-vis de la fréquence de commutation de la cellule) est donné par le diagramme bloc suivant:

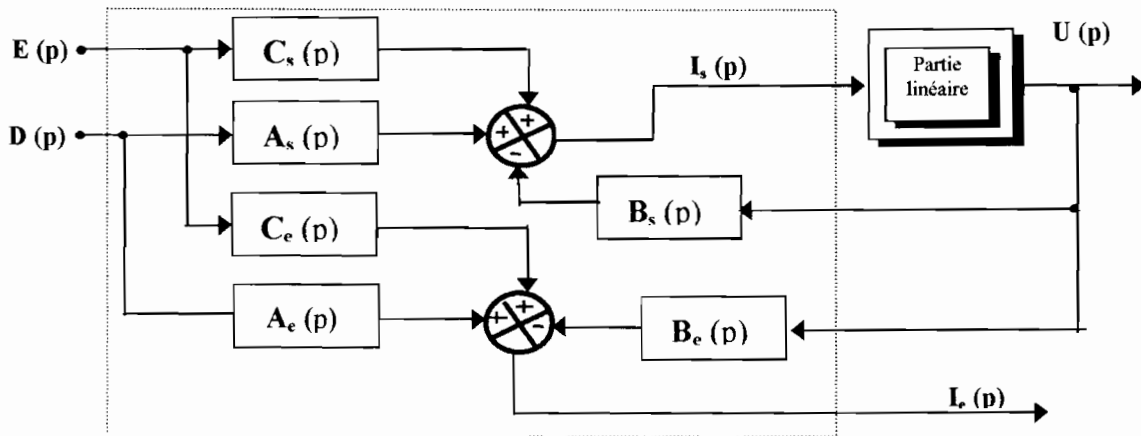


Figure V-1-2-2: Modèle général de la cellule de commutation.

Modélisation :

La partie non- linéaire du convertisseur détermine les courants moyens, I_s et I_e , injectés dans les parties linéaires [30].

La modélisation par injection de courant revient à chercher le courant moyen dans la partie non- linéaire du convertisseur. Pour trouver les fonctions de transferts, on réduit l'analyse à la modélisation aux petits signaux. La méthode par injection de courant donne un schéma général fonctionnel, mais il faut noter qu'elle présente des imprécisions aux fréquences élevées [30].

La modélisation à petits signaux peut s'écrire sous la forme générale suivante:

$$i_o = \alpha_o * d + \beta_o * u + \gamma_o * e + \delta_o * i_d \quad (V-1-2-9)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \alpha_d * d - \beta_d * u + \gamma_d * e + \delta_d * i_d \quad (V-1-2-10)$$

avec : α_o , β_o et γ_o coefficients liant les différentes grandeurs du système aux courants i_o , injectés dans les parties linéaires.

La transformée de Laplace des équations (V-1-2-9) et (V-1-2-10) donnent :

$$i_d = (i_o - \alpha_o * d - \beta_o * u - \gamma_o * e) * \frac{1}{\delta_o} \quad (\text{V-1-2-11})$$

$$i_d = (\alpha_d * d - \beta_d * u - \gamma_d * e) * \frac{1}{p + \delta_d} \quad (\text{V-1-2-12})$$

d'où :

$$i_o = \left(\alpha_o + \frac{\alpha_d \delta_o}{p + \delta_d} \right) d - \left(\frac{\beta_d \delta_o}{p + \delta_d} - \beta_o \right) u + \left(\gamma_o + \frac{\gamma_d \delta_o}{p + \delta_d} \right) e \quad (\text{V-1-2-13})$$

On a donc une équation de la forme :

$$I_o(p) = A_o(p).D(p) - B_o(p).U(p) + C_o(p).E(p) \quad (\text{V-1-2-14})$$

avec :

$$A_o(p) = \alpha_o + \frac{\alpha_d * \delta_o}{p + \delta_d} \quad B_o(p) = -\beta_o + \frac{\beta_d * \delta_o}{p + \delta_d}$$

$$C_o(p) = \gamma_o + \frac{\gamma_d * \delta_o}{p + \delta_d}$$

Première amélioration du modèle :

La moyennisation des courants sur une période, T, est assimilable à un filtrage, ce filtre étant une fenêtre rectangulaire de largeur T. Pour éviter des changements de phase dans la modélisation, la grandeur filtrée doit être positionnée au milieu de la fenêtre [30].

Donc en réalité le courant i_d , à droite dans les équations (V-1-2-9) et (V-1-2-10), est différent de celui à gauche dans l'équation (V-1-2-10). Le premier est en début de cycle et le deuxième en milieu de cycle.

On a :

$$i_o = \alpha_o d - \beta_o u + \gamma_o e + \delta_o i_d \exp(-pT/2) \quad (\text{V-1-2-15})$$

$$p i_d = \alpha_d d - \beta_d u + \gamma_d e - \delta_d i_d \exp(-pT/2) \quad (\text{V-1-2-16})$$

d'où :

$$i_o = \left[\alpha_o + \alpha_d \frac{\delta_o e^{-pT/2}}{p + \delta_d e^{-pT/2}} \right] d - \left[\beta_o + \beta_d \frac{\delta_o e^{-pT/2}}{p + \delta_d e^{-pT/2}} \right] u + \left[\gamma_o + \gamma_d \frac{\delta_o e^{-pT/2}}{p + \delta_d e^{-pT/2}} \right] e \quad (\text{V-1-2-17})$$

La fréquence de fonctionnement des convertisseurs étant élevée, on peut faire l'approximation suivante:

$$e^{-pT/2} = 1 - pT/2$$

d'où :

$$i_o(p) = A_o(p).D(p) - B_o(p).U(p) + C_o(p).E(p)$$

avec :

$$A_o(p) = \frac{\alpha_d * \delta_o + \alpha_o * \delta_d + p * \left[\alpha_o - \frac{T}{2} * (\alpha_o * \delta_d + \alpha_d * \delta_o) \right]}{p * \left(1 - \delta_d * \frac{T}{2} \right) + \delta_d}$$

$$B_o(p) = \frac{\beta_d * \delta_o + \beta_o * \delta_d + p * \left[\beta_o - \frac{T}{2} * (\beta_o * \delta_d + \beta_d * \delta_o) \right]}{p * \left(1 - \delta_d * \frac{T}{2} \right) + \delta_d}$$

$$C_o(p) = \frac{\gamma_d * \delta_o + \gamma_o * \delta_d + p * \left[\gamma_o - \frac{T}{2} * (\gamma_o * \delta_d + \gamma_d * \delta_o) \right]}{p * \left(1 - \delta_d * \frac{T}{2} \right) + \delta_d}$$

Deuxième amélioration du modèle :

Les grandeurs E et U varient en réalité pendant la période. Leur moyennisation sur une période est équivalente à un filtrage. Il faut également prendre les grandeurs sur la période pendant laquelle elles agissent sur le courant Id. Il est en fin nécessaire de déterminer le moment où la variable de contrôle, D, agit sur le convertisseur.

Ces considérations introduisent des retards qui doivent être pris en compte dans les équations (V-1-2-13). Soient $T_A/2$, $T_B/2$ et $T_C/2$ des retards entre le milieu du cycle et la situation respectivement de la variable de contrôle, la moyenne de la tension U et celle de E .

On trouve :

$$A_o(p) = \left[\alpha_o + \alpha_d \frac{\delta_o e^{-pT/2}}{p + \delta_d e^{-pT/2}} \right] e^{-pT_A/2}$$

$$B_o(p) = \left[\beta_o + \beta_d \frac{\delta_o e^{-pT/2}}{p + \delta_d e^{-pT/2}} \right] e^{-pT_B/2}$$

$$C_o(p) = \left[\gamma_o + \gamma_d \frac{\delta_o e^{-pT/2}}{p + \delta_d e^{-pT/2}} \right] e^{-pT_C/2}$$

Du fait que T_a , T_b , T_c sont très petits, les exponentielles sont approximées par leurs séries de puissance limitée au premier ordre. On obtient :

$$A_o(p) = \frac{\alpha_d \delta_o + \alpha_o \delta_d + p \left[\alpha_o - \frac{(T+T_A)}{2} (\alpha_o \delta_d + \alpha_d \delta_o) \right]}{p \left(1 - \delta_d \frac{T}{2} \right) + \delta_d}$$

$$B_o(p) = \frac{\beta_d \delta_o + \beta_o \delta_d + p \left[\beta_o - \frac{T}{2} (\beta_o \delta_d + \beta_d \delta_o) \right]}{p \left(1 - \delta_d \frac{T}{2} \right) + \delta_d}$$

$$C_o(p) = \frac{\gamma_d \delta_o + \gamma_o \delta_d + p \left[\gamma_o - \frac{(T+T_C)}{2} (\gamma_o \delta_d + \gamma_d \delta_o) \right]}{p \left(1 - \delta_d \frac{T}{2} \right) + \delta_d}$$

V-1-3- APPLICATION DE LA MODELISATION PAR INJECTION DE COURANT AUX CONVERTISSEURS STATIQUES:

Les convertisseurs continu- continu peuvent être classés suivant les trois (3) catégories suivants:

- montage dévolteur,
- montage survolteur,
- montage dévolteur-survolteur.

Nous allons nous intéresser ici uniquement aux deux premiers qui rentrent dans la constitution structurelle de notre microcentrale.

La partie non- linéaire de ces convertisseurs est constituée d'un circuit à trois bornes qui contient un commutateur et une inductance, L. La grandeur de contrôle est le rapport cyclique, Δ .(avec $\Delta = T_{on} / T_s$ en posant T_{on} = durée de fermeture de l'interrupteur commandé et T_s = période de commande)

Pour les deux montages la grandeur à régler, dans le cas de l'optimisation du transfert d'énergie d'une source de puissance finie, est V_p . On aura donc (en tenant compte des équations V-1-2-7 et V-1-2-8):

$$I_e(p) = A_e * D(p) - B_e * V_s(p) + F_e * V_p(p)$$

$$I_o(p) = A_o * D(p) - B_o * V_s(p) + F_o * V_p(p)$$

On peut également écrire :

$$K_e(p) * V_p(p) = I_p(p) - I_e(p) \quad \text{avec} \quad K_e(p) = C_e * p$$

$$K_s(p) * V_s(p) = I_o(p) - I_s(p) \quad \text{avec} \quad K_s(p) = C_s * p$$

En tenant compte du modèle asymptotique du générateur photovoltaïque autour d'un point de transfert optimal, on a : $i_p(t) = K * I_{cc} * v_p + K' * i_{cc}$. (avec $K = C^{lc}$ et $K' = C^{lc}$)

De ces équations on tire :

$$V_p(p) = K_1(p) * D(p) + K_2(p) * I_s(p) + K_3(p) * I_{cc}(p) \quad \text{V-1-3}$$

avec: $K_1(p) = [A_e * (B_o - K_s) - A_o * B_e] / [(F_e + K_e) * (B_o - K_s) - F_o * B_e]$

$$K_2(p) = [B_o - K_s] / [(F_e + K_e) * (B_o - K_s) + F_o * B_e]$$

$$K_3(p) = B_e / [(F_e + K_e) * (B_o - K_s) - F_o * B_e]$$

V-1-3-1- Montage dévolteur (c.f. ANNEXE III) :

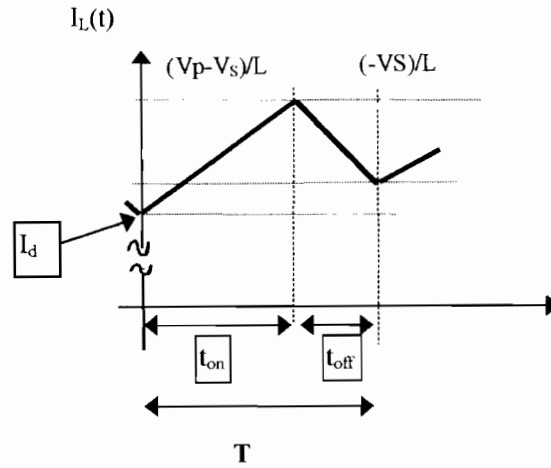


Figure V-1-3-1: Forme d'onde du courant dans l'inductance.

On a :

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{V_p * T_{on} - V_s * T}{L * T} = \frac{V_p * \Delta - V_s}{L} \quad (V-1-3-1)$$

En régime établi, on a :

$$\frac{dI_d}{dt} = 0 \quad \text{donc} \quad \frac{V_s}{V_p} = \frac{T_{on}}{T} = \Delta$$

Valeur moyenne du courant à la sortie de la cellule de commutation, I_o :

$$\bar{I}_o = I_d + \frac{V_p * T}{2L} * (2\Delta - \Delta^2) + \frac{V_s * T}{2L} * (2\Delta^2 - 2\Delta - 1) \quad (V-1-3-2)$$

Valeur moyenne du courant à l'entrée de la cellule de commutation, I_e :

$$\bar{I}_e = \Delta * I_d + \frac{V_p - V_s}{2L} * T * \Delta^2 \quad (V-1-3-3)$$

La linéarisation des équations (V-1-3-1), (V-1-3-2) et (V-1-3-3) autour d'un point de fonctionnement on trouve :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_p}{L} \cdot \delta + \frac{\Delta}{L} \cdot v_p - \frac{1}{L} \cdot v_s \quad (\text{V-1-3-4})$$

$$i_o = i_d + \frac{[V_p(1-\Delta) + V_s(2\Delta-1)]T}{L} \cdot \delta + \frac{\Delta(2-\Delta)T}{2L} \cdot v_p + \frac{(2\Delta^2-2\Delta-1)T}{2L} \cdot v_s \quad (\text{V-1-3-5})$$

$$i_e = \Delta \cdot i_d + \left[I_d + \frac{\Delta(V_p - V_s)T}{L} \right] \cdot \delta + \frac{\Delta^2 T}{2L} \cdot v_p - \frac{\Delta^2 T}{2L} \cdot v_s \quad (\text{V-1-3-6})$$

En relation avec les généralités sur la méthode on peut écrire :

$$\alpha_o = \frac{[V_p(1-\Delta) + V_s(2\Delta-1)]T}{L}; \beta_o = \frac{(2\Delta^2-2\Delta-1)T}{2L}; \gamma_o = \frac{\Delta(2-\Delta)T}{2L}; \delta_o = 1$$

$$\alpha_d = \frac{V_p}{L}; \beta_d = \frac{1}{L}; \gamma_d = \frac{\Delta}{L}; \delta_d = 0$$

$$\alpha_e = \left[I_d + \frac{\Delta(V_p - V_s)T}{L} \right]; \beta_e = \frac{-\Delta^2 T}{2L}; \gamma_e = \frac{\Delta^2 T}{2L}; \delta_e = \Delta$$

On a également : $2T_A = 0$; $2T_B = T_{on}$ et $2T_C = T$.

Les équations (V-1-3-4) et (V-1-3-5) donnent :

$$I_o(p) = A_o(p) \cdot \Delta(p) - B_o(p) \cdot V_s(p) + C_o(p) \cdot V_p(p)$$

D'où :

$$A_o^2(p) = \frac{[V_p(1+\Delta) + V_s(2\Delta+1)]T}{L} + \frac{V_p \left(1 + \frac{T}{2} p\right)}{L p}$$

$$B_o^2(p) = \frac{(2\Delta^2 - 2\Delta - 1)T}{2L} + \frac{\left[\frac{2}{T} + (1+\Delta)p\right]T}{2L p}$$

$$C_o^2 = \frac{\Delta(2-\Delta)T}{2L} + \frac{\Delta T \left(\frac{1}{T} + p\right)}{L p}$$

Des équations (V-1-3-4) et (V-1-3-6) on tire $I_e(p)$ sous la forme :

$$I_e(p) = A_e(p) \cdot \Delta(p) - B_e(p) \cdot V_s(p) + C_e(p) \cdot V_p(p)$$

Ce qui donne :

$$A_s^2(p) = \left[I_d + \frac{T \Delta (3 V_p - 2 V_s)}{2 L} \right] + \frac{V_p * \Delta}{L p}$$

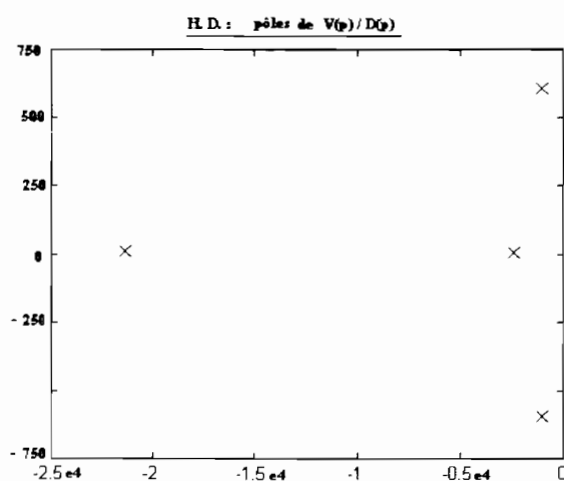
$$B_s^2(p) = \frac{\Delta T}{2 L} \left[(1 + \Delta) + \frac{\Delta^2 T}{2 p} \left(\frac{4}{\Delta^2 T^2} + p^2 \right) \right]$$

$$C_s^2(p) = \frac{\Delta^2 T}{2 L} \left[(1 + \Delta) + \frac{\Delta^2 T}{2 p} \left(\frac{4}{\Delta^2 T^2} + p^2 \right) \right]$$

En tenant compte de l'équation générale V-1-3 et des coefficients ci-dessus, on peut mettre $K_{D1}(p) = V_p(p) / D(p)$ sous la forme :

$$K_{D1}(p) = \frac{(p^3 + a_{11} * p^2 + a_{12} * p + a_{13})}{(p^4 + a_{21} * p^3 + a_{22} * p^2 + a_{23} * p + a_{24})}$$

Les coefficients a_{ij} sont fonctions du point de fonctionnement et des éléments des parties linéaires.



Disposition des pôles pour l'ensemble GP-HD

V-1-3-2- Montage survolteur (c.f. ANNEXE III) :

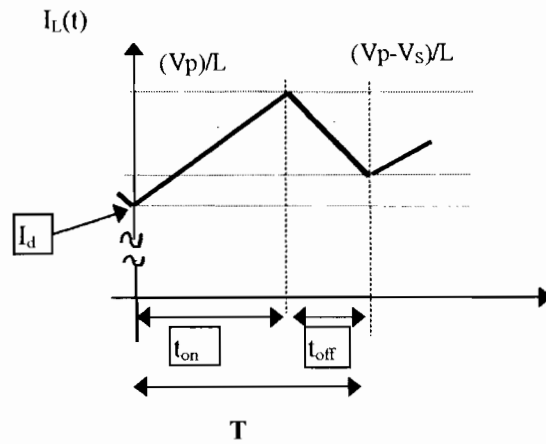


Figure V-1-3-2: Forme d'onde du courant dans l'inductance

On a :
$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{V_p - V_s(1-\Delta)}{L} \quad (V-1-3-7)$$

Valeur moyenne du courant I_o :

$$\bar{I}_o = \left[I_d + \frac{V_p * T}{2L} (1 - 3\Delta) - \frac{V_s * T}{2L} (1 + \Delta) \right] (1 - \Delta) \quad (V-1-3-8)$$

Valeur moyenne du courant I_e :

$$\bar{I}_e = I_d + \frac{V_p * T}{2 * L} (1 + 2 * \Delta - 2 * \Delta^2) - \frac{V_s * T}{2 * L} (1 - \Delta^2) \quad (V-1-3-9)$$

La linéarisation des équations (V-1-3-7), (V-1-3-8) et (V-1-3-9) donne :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_s}{L} * \delta + \frac{1}{L} * v_p - \frac{(1-\Delta)}{L} * v_s \quad (V-1-3-10)$$

$$i_o = \frac{[V_p(1-3\Delta)T + V_s\Delta T - L I_d]}{L} \delta + \frac{(1-\Delta)(1-3\Delta)T}{2L} v_p + \frac{(\Delta^2-1)}{2L} v_s + (1-\Delta) i_d \quad (\text{V-1-3-11})$$

$$i_e = i_d + \frac{[V_p(1-2\Delta) + V_s\Delta]T}{L} \delta + \frac{(1+2\Delta - 2\Delta^2)T}{2L} v_p + \frac{(\Delta^2-1)T}{2L} v_s \quad (\text{V-1-3-12})$$

En relation avec les généralités, on a :

$$\alpha_o = \frac{[(1-3\Delta)V_p T + \Delta T V_s - L I_d]}{L}$$

$$\beta_o = \frac{(1-\Delta^2)}{2L} \quad \gamma_o = \frac{(1-\Delta)(1+3\Delta)T}{2L} \quad \delta_o = (1-\Delta)$$

$$\alpha_d = \frac{V_s}{L} \quad \beta_d = \frac{(1-\Delta)}{L} \quad \gamma_d = \frac{1}{L} \quad \delta_d = 0$$

$$\alpha_e = [(1-2\Delta) \cdot V_p + \Delta \cdot V_s] \cdot \frac{T}{L} ; \quad \beta_e = \frac{(1-\Delta^2) \cdot T}{2L}$$

$$\gamma_e = \frac{(1+2\Delta - 2\Delta^2) \cdot T}{2L} ; \quad \delta_e = 1$$

En comparaison avec l'étude théorique précédente, on peut écrire $i_o(t)$ et $i_e(t)$ sous les formes suivantes :

$$I_o(p) = A_o(p) \Delta(p) - B_o(p) V_s(p) + C_o(p) V_p(p)$$

$$I_e(p) = A_e(p) \Delta(p) - B_e(p) V_s(p) + C_e(p) V_p(p)$$

avec :

$$A_o(p) = \frac{\left[(1-3\Delta)V_r \cdot T + \Delta \cdot T \cdot V_s - L \cdot I_d \right]}{L} + \frac{(1-\Delta)V_s}{L p}$$

$$B_o(p) = \frac{(1-\Delta^2)}{2L} + \frac{(1-\Delta)^2}{L p} \quad C_o = \frac{(1-\Delta)(1+3\Delta)T}{2L} + \frac{(1-\Delta)}{L p}$$

$$A_r(p) = \left[(1-2\Delta)V_r + \Delta \cdot V_s \right] \cdot \frac{T}{L} + \frac{V_s}{L p}$$

$$B_r(p) = -\frac{(1-\Delta^2)T}{2L} + \frac{(1-\Delta)}{L p}$$

$$C_r(p) = \frac{(1+2\Delta-2\Delta^2)T}{2L} + \frac{1}{L p}$$

La deuxième amélioration permet d'obtenir:

$$A_o^2(p) = \frac{2V_s \cdot (1-\Delta) + [2(1-3\Delta) \cdot T \cdot V_r + (1-\Delta) \cdot T \cdot V_s + 2L \cdot I_d] \cdot p}{2L p}$$

$$B_o^2(p) = \frac{2(1-\Delta)^2 - (1-2\Delta)p}{2L p} \quad C_o^2(p) = \frac{(1-\Delta)(2+3\Delta \cdot T \cdot p)}{2L p}$$

$$A_r^2 = \frac{2V_s + (1-2\Delta)(2V_r - V_s)T \cdot p}{2L p}$$

$$B_r^2(p) = \frac{(1-\Delta)(1+\Delta \cdot T \cdot p)}{2L p} \quad C_r^2(p) = \frac{[1 + (1-\Delta)\Delta \cdot T \cdot p]}{L p}$$

En tenant compte de l'équation générale V-1-3 et des coefficients ci-dessus, on peut mettre $K_{s1}(p) = Vp(p) / D(p)$ sous la forme :

$$K_{s1}(p) = \frac{\left(p^3 + a_{11} \cdot p^2 + a_{12} \cdot p + a_{13} \right)}{\left(p^4 + a_{21} \cdot p^3 + a_{22} \cdot p^2 + a_{23} \cdot p + a_{24} \right)}$$

Les coefficients a_{ij} sont fonctions du point de fonctionnement et des éléments des parties linéaires.

V-1-4- APPLICATION DE LA MODELISATION PAR SCHEMA EQUIVALENT AUX CONVERTISSEURS STATIQUES:

V-1-4-1-Montage dévolteur

Equations du circuit :

$$\frac{dV_p}{dt} = \frac{-\alpha \cdot IL + I_p}{C_1}$$

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{IL - I_s}{C_2}$$

$$\frac{dIL}{dt} = \frac{\alpha \cdot V_p - V_s}{L}$$

Equations linéarisées pour des petites variations autour du point de fonctionnement et application de la transformation de Laplace:

$$v_p(p) = \frac{1}{C_1 \cdot p} [-I_L \cdot \alpha(p) - \alpha_o \cdot i_L(p) + i_p(p)]$$

$$v_s(p) = \frac{1}{C_2 \cdot p} [i_L(p) - i_s(p)]$$

$$i_L(p) = \frac{1}{L \cdot p} [V_{po} \cdot \alpha(p) + \alpha_o \cdot V_p(p) - V_s(p)]$$

d'où l'on tire en considérant $V_p(p)$ comme sortie:

$$V_p(p) = K_1(p) \cdot \alpha(p) + K_2(p) \cdot i_p(p) + K_3(p) \cdot i_s(p)$$

avec:

$$K_1(p) = \left(-\frac{I_{Lo}}{C_1} \right) \cdot \frac{\left[p^2 + \left(\alpha_o^2 \cdot \frac{V_{po}}{L \cdot I_{Lo}} \right) p + \frac{1}{L \cdot C_2} \right]}{\left[p^3 + \left(\frac{\alpha_o^2}{L \cdot C_1} + \frac{1}{L \cdot C_2} \right) \cdot p \right]}$$

$$K_2(p) = \left(-\frac{1}{C_1} \right) \cdot \frac{\left[p^2 + \left(\frac{1}{L \cdot C_2} \right) \right]}{\left[p^3 + \left(\frac{\alpha_o^2}{L \cdot C_1} + \frac{1}{L \cdot C_2} \right) \cdot p \right]}$$

$$K_s(p) = \frac{-\alpha_o}{(L * C_1 * C_2)} * \frac{1}{\left[p^3 + \left(\frac{\alpha_o^2}{L * C_1} + \frac{1}{L * C_2} \right) * p \right]}$$

On a un système avec trois entrées:

- $\alpha(p)$ étant l'entrée de commande,
- i_p et i_s sont des entrées parasites.

La comparaison des fonctions de transfert, $K_i(p)$, ci-dessus avec celles obtenues par la méthode de modélisation par « injection de courant », fait apparaître une différence au niveau des nombres de pôles et de zéros. Les fonctions de transfert obtenus par modélisation par schéma équivalent moyen possèdent un pôle et un zéro de moins.

V-1-4-2-Montage survolteur

Equations du circuit:

$$\begin{aligned} \frac{dV_p}{dt} &= \frac{I_p}{C_1} - \frac{IL}{C_1} \\ \frac{dV_s}{dt} &= \frac{(1 - \alpha) IL}{C_2} - \frac{I_s}{C_2} \\ \frac{dIL}{dt} &= \frac{V_p}{L} - \frac{(1 - \alpha) V_s}{L} \end{aligned}$$

Equations linéarisées pour des petites variations autour du point de fonctionnement et application de la transformation de Laplace:

$$\begin{aligned} v_s(p) &= \frac{1}{C_2 * P} [(1 - \alpha_o) * iL(p) - i_s(p) - IL_o * \alpha(p)] \\ v_p(p) &= \frac{1}{C_1 * P} [i_p(p) - iL(p)] \\ i_L(p) &= \frac{1}{L * P} [V_{so} * \alpha(p) + V_p(p) - (1 - \alpha_o) * V_s(p)] \end{aligned}$$

d'où l'on tire en considérant $v_p(p)$ comme sortie:

$$V_p(p) = D_1(p) \cdot \alpha(p) + D_2(p) \cdot i_p(p) + D_3(p) \cdot i_s(p)$$

avec:

$$D_1(p) = \left[\frac{(\alpha_o - 1)I_{10} - V_{so}}{L \cdot C_1} \right] \cdot \frac{1}{p^2 + \frac{C_2 + (1 - \alpha_o)^2 \cdot C_1}{L \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

$$D_2(p) = \left[\frac{-1}{C_1} \right] \cdot \frac{\left[p^2 - \frac{(\alpha_o - 1)^2}{L \cdot C_2} \right]}{p^3 + \frac{C_2 + (1 - \alpha_o)^2 \cdot C_1}{L \cdot C_1 \cdot C_2} \cdot p}$$

$$D_3(p) = \left[\frac{(\alpha_o - 1)}{L \cdot C_1} \right] \cdot \frac{1}{p^2 + \frac{C_2 + (1 - \alpha_o)^2 \cdot C_1}{L \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

Ces fonctions de transfert et équations d'état, résultants des méthodes de modélisation par injection de courant et par modèle moyen, nous permettent d'appliquer les règles de automatique classique (sous certaines précautions).

V-1-5- Modèles linéarisés aux tours d'un point de fonctionnement des ensembles générateurs photovoltaïques-convertisseurs statiques (GPV-CS):

La tension du point de fonctionnement optimal, V_{popt} , varie très peu avec l'ensoleillement. La tangente au point de puissance optimal est définie par :

$$A_p = \left(\frac{d I_p}{d V_p} \right) \text{ à } V_p = V_{popt}$$

$$A_p = \left(\frac{d I_p}{d V_p} \right)_{V_p = V_{popt}} = \frac{I_{cc}}{V_o} \cdot \chi \cdot \exp \left[\chi \cdot \left(\frac{V_{popt}}{V_o} - 1 \right) \right]$$

Pour un générateur photovoltaïque donné χ et V_o varient très peu, on peut donc poser :

$$K = -\frac{\chi}{V_o} \cdot \exp \left[\chi \cdot \left(\frac{V_{Popf}}{V_o} - 1 \right) \right] \approx \text{constante}$$

On obtient donc : $A_P = K \cdot I_{cc}$

La linéarisation (en tenant compte d'une modélisation asymptotique [58] des générateurs photovoltaïques) nous permet d'écrire autour des point de transfert optimal de puissance définis par (V_{Popf}, I_{Popf}) :

$$I_P = I_{Popf} + A_P \cdot (V_P - V_{Popf}) .$$

Pour une variation d'ensoleillement (donc I_{cc}) de i_{cc} , on a une variation de la tangente au point de fonctionnement optimal :

$$(A_{P0} + a_P) = K \cdot (I_{cc0} + i_{cc}) \text{ d'où } a_P = K \cdot i_{cc}$$

Les variations de I_{Popf} sont proportionnelles à celles du courant de court circuit :

$$i_{Popf}(t) = k_i \cdot i_{cc}(t) .$$

Pour de petites perturbations on peut écrire de manière générale la variation du courant générateur photovoltaïque, i_p , sous la forme :

$$i_p(t) = i_{Popf}(t) + A_{P0} \cdot v_P(t) + (V_{P0} - V_{Popf}) \cdot a_P(t)$$

d'où :

$$i_p(t) = (K \cdot I_{cc0}) \cdot v_P(t) + K' \cdot i_{cc}(t)$$

en posant : $K' = [k_i + K \cdot (V_{P0} - V_{Popf})]$

Pour la partie photovoltaïque des générateurs de la micro-centrale constituée de l'ensembles GPV-CS on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \bullet \\ X_1 \\ \bullet \\ X_2 \\ \bullet \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A_1] & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & [A_2] & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & [A_3] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B_{11}] & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & [B_{12}] & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & [B_{13}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B_{21}] \\ [B_{22}] \\ [B_{23}] \end{bmatrix} \cdot [P]$$

avec :

$$[P] = \begin{bmatrix} i_{cc} \\ v_s \end{bmatrix} \quad \text{Les entrées de perturbations,}$$

et : α_i pour $i=1, 2$ et 3 Les entrées commandes.

$$[X_3] = \begin{bmatrix} v_{P3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} ; [A_3] = \begin{bmatrix} \frac{K_3 I_{CC03}}{C_{es}} & \frac{-1}{C_{es}} \\ \frac{1}{L_3} & 0 \end{bmatrix} ; [B_{23}] = \begin{bmatrix} \frac{K_3}{C_{es}} & 0 \\ 0 & \frac{-1 + \Delta_3}{L_3} \end{bmatrix} ; [B_{13}] = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{S0}}{L_3} \end{bmatrix}$$

pour $i=1$ et 2 , on a :

$$[X_i] = \begin{bmatrix} v_{Pi} \\ i_{Li} \end{bmatrix} ; [A_i] = \begin{bmatrix} \frac{K_i I_{CC0i}}{C_{edi}} & \frac{-\Delta_i}{C_{edi}} \\ \frac{\Delta_i}{L_i} & 0 \end{bmatrix} ; [B_{2i}] = \begin{bmatrix} \frac{K_i}{C_{edi}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_i} \end{bmatrix} ; [B_{1i}] = \begin{bmatrix} \frac{-I_{Li}}{C_{edi}} \\ \frac{V_{P0i}}{L_i} \end{bmatrix}$$

Le vecteur de sortie est sous la forme :

$$\begin{bmatrix} [Y_1] \\ [Y_2] \\ [Y_3] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [D_1] \\ [D_2] \\ [D_3] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [X_1] \\ [X_2] \\ [X_3] \end{bmatrix}$$

avec :

$$[D_3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & (1 - \Delta) \end{bmatrix} ; [D_1] = [D_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Les fonctions de transferts des ensembles générateurs photovoltaïques-hacheurs dévolteurs (GPV_HD) et générateurs photovoltaïques - hacheurs survolteurs (GPV_HS), en tenant compte du modèle asymptotique du générateur photovoltaïque, deviennent donc :

a) pour l'ensemble GPV_HD :

$$V_P(p) = KD_1(p) \cdot \alpha(p) + KD_2(p) \cdot i_s(p) + KD_3(p) \cdot i_{cc}(p)$$

Avec :

$$KD_1 = \left(\frac{I_{L0}}{C_{ed}} \right) \cdot \frac{\left[p^2 + \frac{\Delta \cdot V_{P0}}{L_d \cdot I_{L0}} \cdot p + \frac{1}{L_d \cdot C_{ed}} \right]}{\left[p^3 - \frac{K_1 \cdot I_{CC0}}{C_{ed}} \cdot p^2 + \frac{\Delta^2}{L_d \cdot C_{ed}} \cdot p - \frac{K_1 \cdot I_{CC0}}{L_d \cdot C_{ed} \cdot C_{sd}} \right]}$$

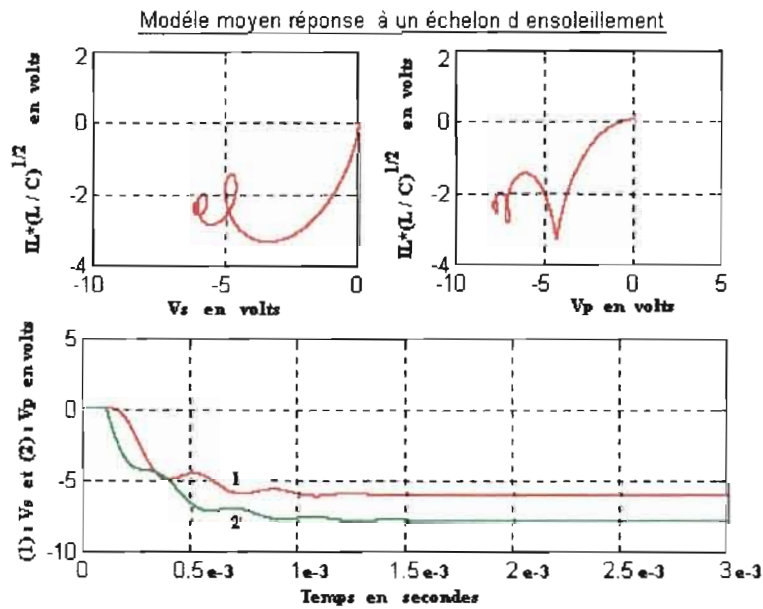
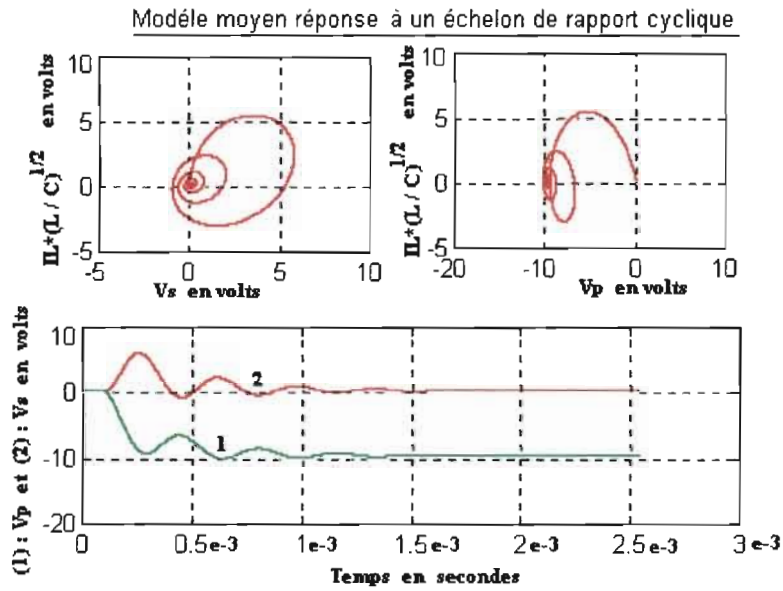
b) pour l'ensemble GPV_HS :

$$V_P(p) = KS_1(p) \cdot \alpha(p) + KS_2(p) \cdot i_s(p) + KS_3(p) \cdot i_{cc}(p)$$

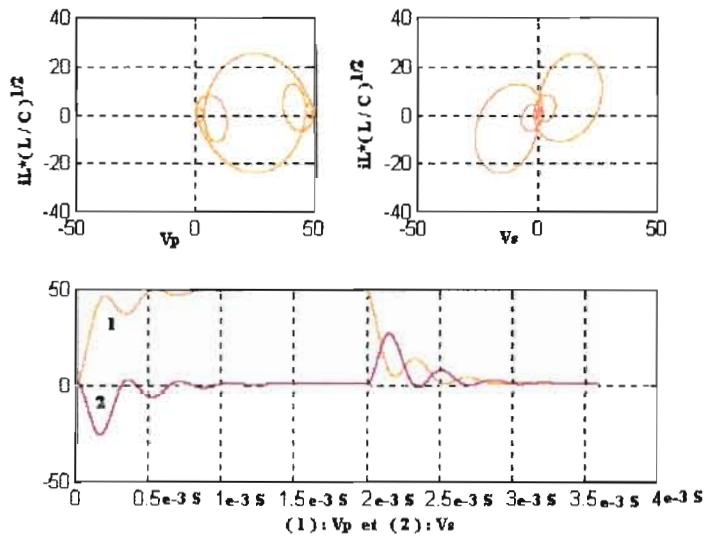
Avec :

$$KS_1 = \left(-\frac{V_{S0}}{L_s \cdot C_{es}} \right) \cdot \frac{\left[p + \frac{(1-\Delta) \cdot I_{L0}}{V_{S0} \cdot C_{ss}} \right]}{\left[p^3 - \frac{K_3 \cdot I_{CC0}}{C_{es}} \cdot p^2 + \frac{(1-\Delta)^2}{L_s \cdot C_{ss}} \cdot p - \frac{(1-\Delta)^2 \cdot K_3 \cdot I_{CC0}}{L_s \cdot C_{es} \cdot C_{ss}} \right]}$$

V-1-4-3-Comportement du modèle moyen de l'ensemble GPV-HD :

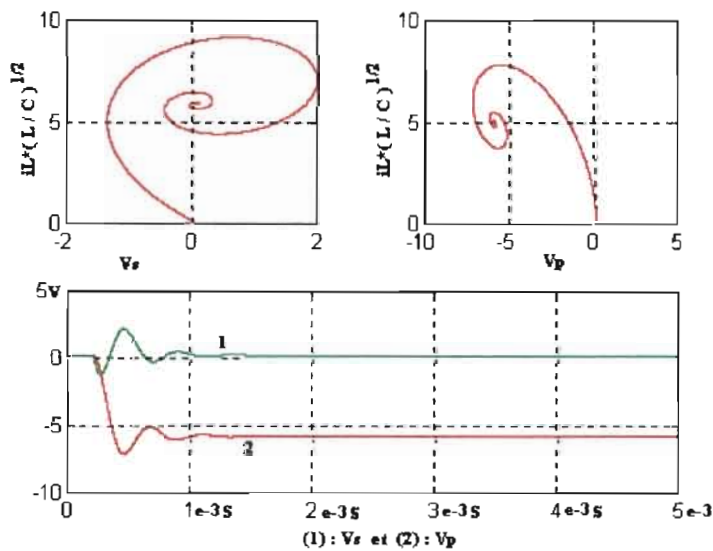


Réponses à des perturbations de rapport cyclique (0 -0.05 0) autour d'un point de fonctionnement :

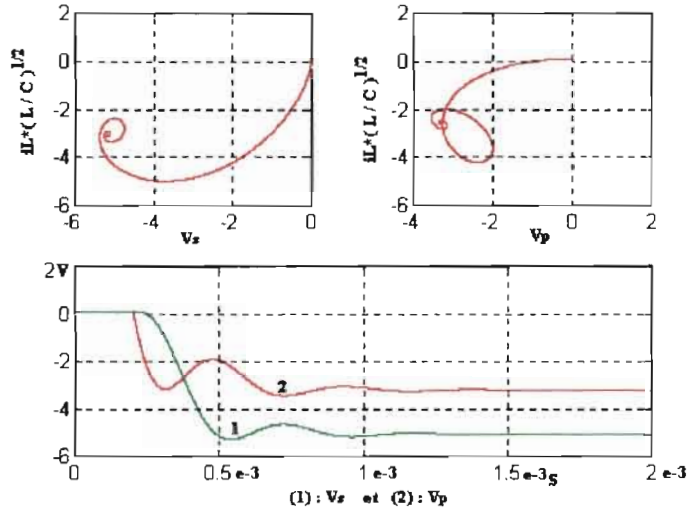


V-1-4-4-Comportement du modèle moyen de l'ensemble GPV-HS :

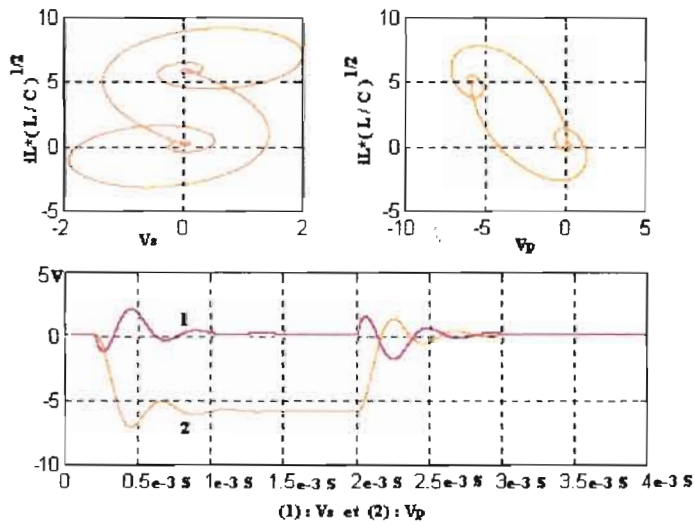
Réponses à un échelon de rapport cyclique (0.01) :



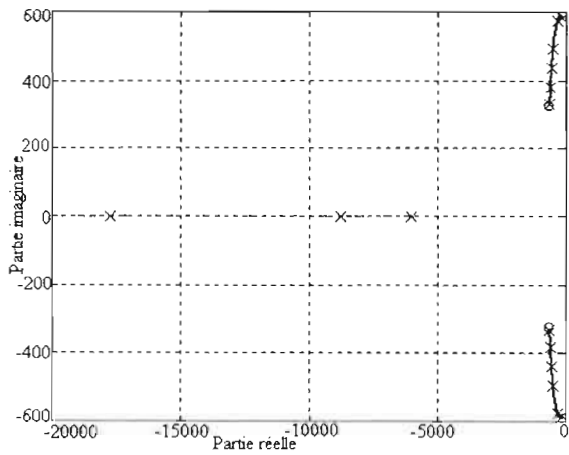
Réponses à un échelon de icc (-5A) :



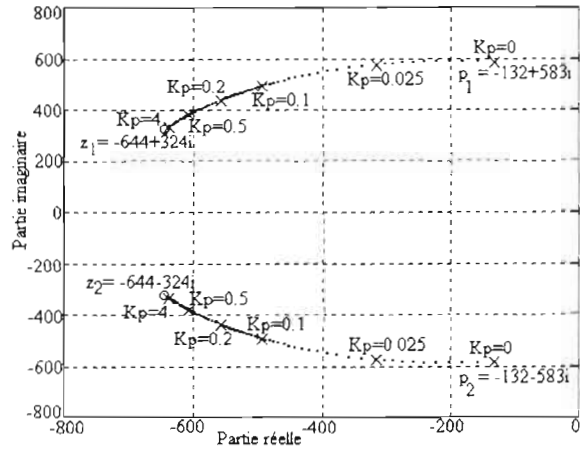
Réponses à des perturbations de rapport cyclique (0 0.01 0) :



V-1-6-Lieu d'Evans des systèmes linéarisés GPV-Hacheurs :

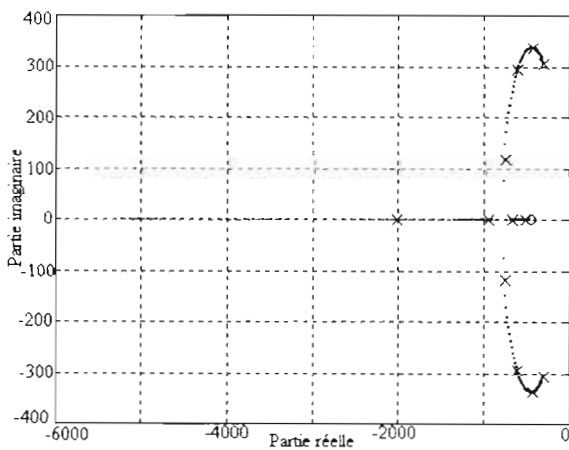


a) Evolution des 3 pôles

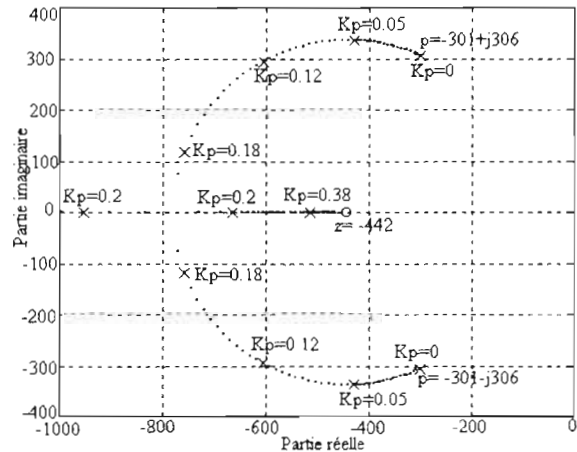


b) Evolution des 2 pôles complexes conjugués

Figure V-1-6-1 : Lieu d'Evans du système linéarisé Hacheur dévolteur et Générateur photovoltaïque.



a) Evolution des 3 pôles



b) Evolution des 2 pôles complexes conjugués

Figure V-1-6-2 : Lieu d'Evans du système linéarisé Hacheur survolteur et Générateur photovoltaïque.

Les lieu d'Evans ci- dessus donnent un exemple de placement des pôles. Les pôles et les zéros sont fonction, pour une structure donnée, des points de fonctionnement. De ce fait les correcteurs associés aux différentes parties de la microcentrale devront avoir des coefficients dépendants de ces mêmes points de fonctionnement. On a des correcteurs qui sont adaptatifs.

V-1-7- Comparaison entre les comportements des modèles (modèles moyens) linéarisés et les modèles de fonctionnement réel :

V-1-7-1-Ensemble GPV- Hacheur dévolteur :

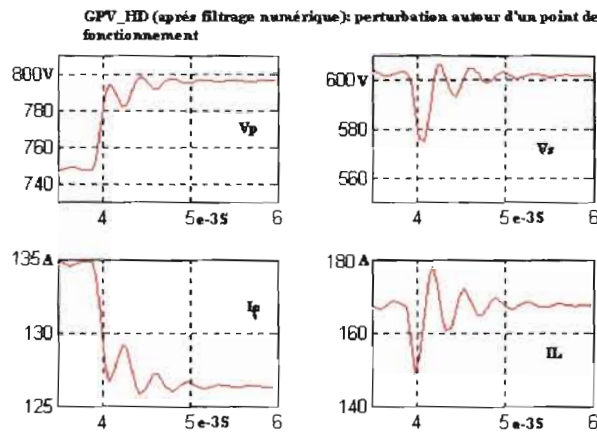


Figure V-1-7-1 : Grandeurs générées par le modèle de fonctionnement réel (après un filtrage numérique : c. f. page III-39, figure III-4-3-4-b)

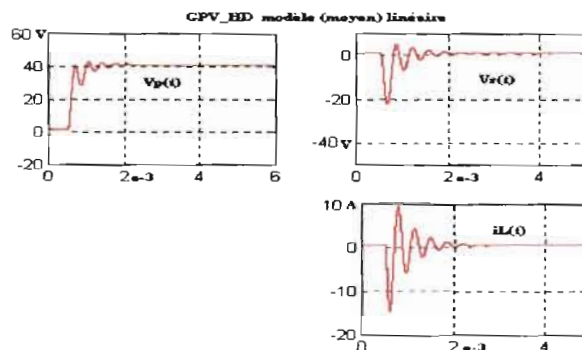


Figure V-1-7-2 : Grandeurs générées par le modèle linéaire.

La figure V-1-7-1 représente les grandeurs réelles, du système générateur photovoltaïque- hacheur dévolteur, après un filtrage numérique. Comme nous avons eu à le souligner au chapitre III, ce filtrage numérique est équivalent à une extraction des valeurs moyennes instantanées de ces grandeurs. Ces grandeurs ainsi reconstituées sont compatibles avec celles délivrées par les modèles linéaires. Elles représentent l'information utile de la réponse du système réel pour une petite perturbation du rapport cyclique.

La figure V-1-7-2, présente les réponses du modèle linéaire pour une petite perturbation du rapport cyclique. Les réponses oscillatoires amorties s'expliquent par la présence des pôles complexes conjugués des fonctions de transfert des modèles linéaires.

Nous avons un comportement identique (des modèles linéaires et des modèles du fonctionnement réel) pour de faibles variations : les grandeurs V_p , V_s et I_L évoluent de manière identique. Les modèles linéaires caractérisent donc parfaitement les systèmes réels pour des perturbations autour d'un point de fonctionnement. Nous pouvons donc utiliser les modèles linéaires pour une détermination des correcteurs, du système réel, grâce aux méthodes classiques de l'automatique. Ces correcteurs seront forcément adaptative du fait que les modèles linéaire sont liés aux points de fonctionnement du système réel.

V-1-7-2- Ensemble GPV-Hacheur surdévolteur :

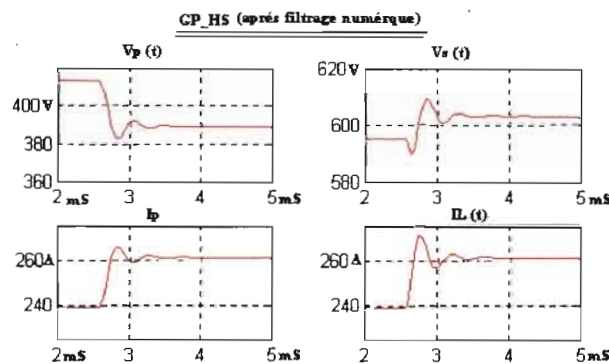


Figure V-1-7-3 : Grandeurs générées par le modèle de fonctionnement réel (après un filtrage numérique : c.f. page III-37, figure III-4-3-2-b)

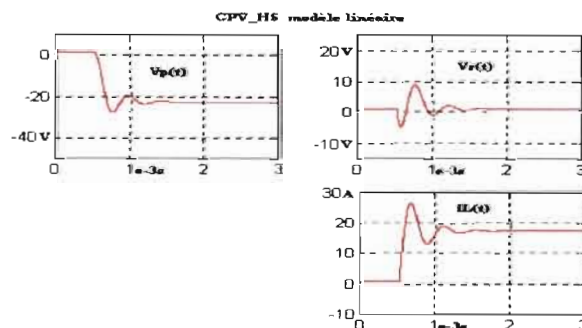
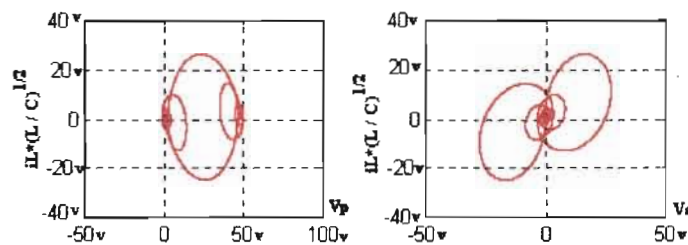


Figure V-1-7-3 : Grandeurs générées par le modèle linéaire.

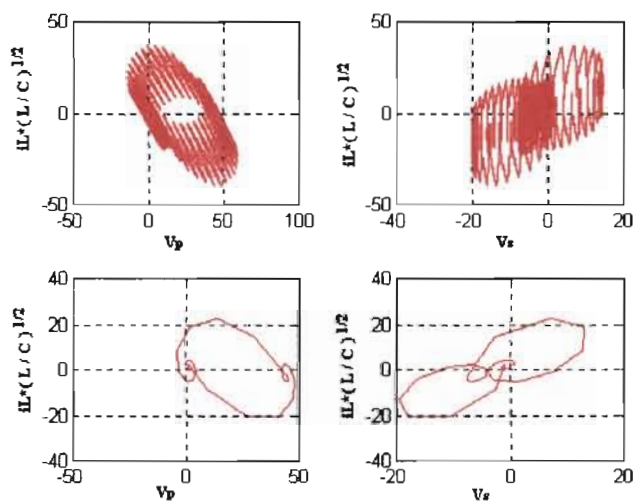
Nous pouvons faire des remarques similaires à celles effectuées au paragraphe V-1-7-1 pour l'ensemble GPV_HD.

V-1-7-3- Comparaison des évolutions des variables d'états dans les plans de phase :

A-GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE - HACHEUR DEVOLTEUR

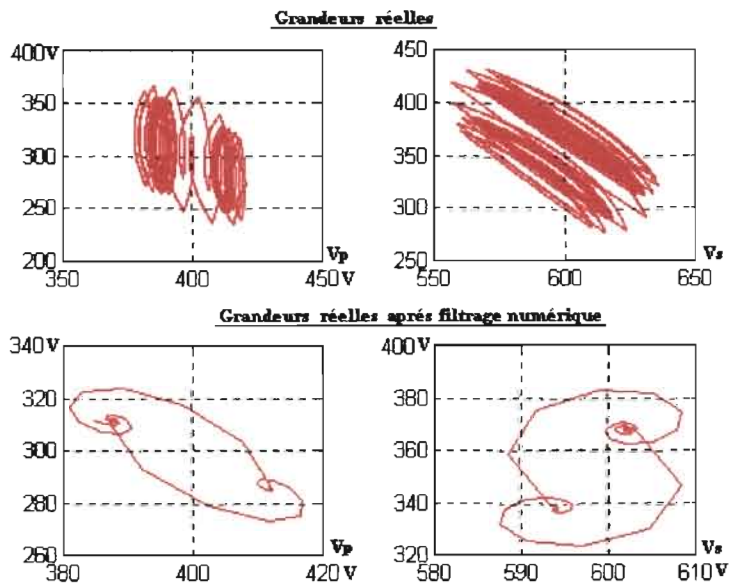
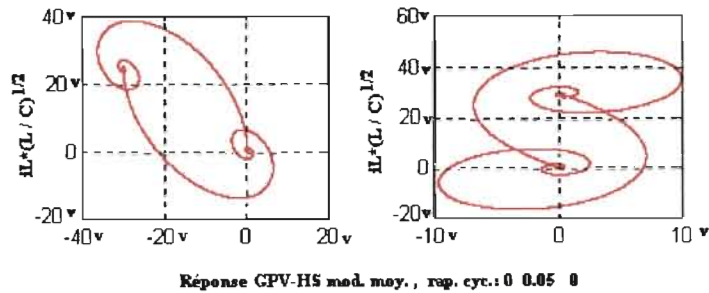


Réponse du modèle moyen GPV-HD avec rap. cyclique: 0 0.05 0



Générateur photovoltaïque- hacheur dévolteur (modèle du fonctionnement réel)

B GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE - HACHEUR SURVOLTEUR



Générateur photovoltaïque- hacheur survolteur (modèle du fonctionnement réel)

Les dynamiques des deux modèle sont similaires. Notons cependant un léger aplatissement au niveau des plan de phase de V_p pour le système réel, ce qui peut s'expliquer par la forte non linearité de la courbe du GPV au voisinage du point de fonctionnement {coude de la caractéristique $V_p=f(I_p)$ }.

V-2-IMPLEMENTATION DE CORRECTEURS AUX ENSEMBLES GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES - HACHEURS

ETUDE DE 3 GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES. INTERCOUPLES

{ un(1) GPV+HS et deux(2)GPV+HD }

L'étude dynamique menée dans ce sous chapitre, concerne un processus constitué de trois ensembles générateurs photovoltaïques- hacheurs (deux ensembles générateurs photovoltaïques-hacheurs dévolteur et un ensemble générateur photovoltaïque- hacheur survolteur) intercouplés sur un nœud continu capacitif, avec une puissance optimale de 300KW (pour l'ensemble des trois générateurs photovoltaïques).

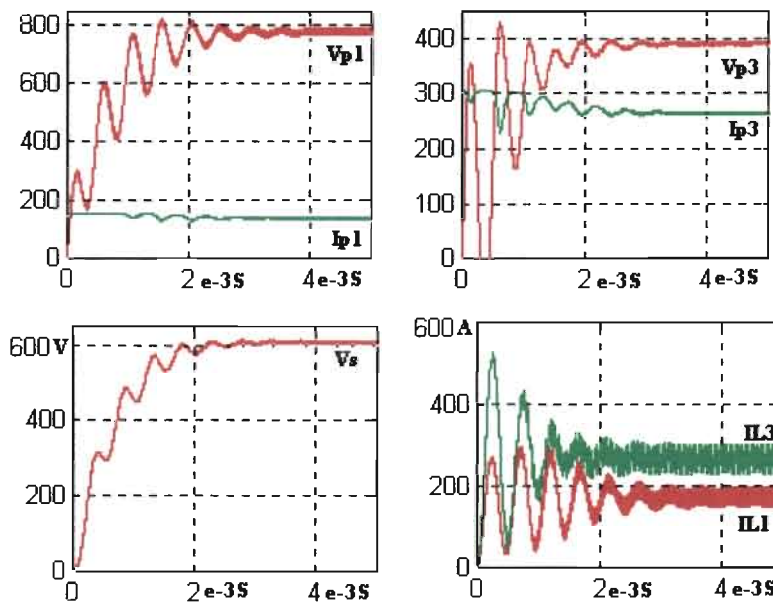
Nous montrons dans ce sous chapitre l'apport de correcteurs PI (calculés suivant les règles de l'automatique classique en partant des modèles moyens linéaires) sur la dynamique du processus, suite à une perturbation de type connexion et déconnexion, lors du fonctionnement, d'un des ensembles générateurs photovoltaïques- hacheurs dévolteur. Le comportement à la mise sous tension du processus sera également étudié.

Nous considérons dans un premier temps le processus en boucle ouverte avec les générateurs photovoltaïques fonctionnant au point de transfert optimal de puissance (chaque générateur délivrant une puissance de 100KW). Dans un deuxième temps le processus sera en boucles fermées avec les correcteurs PI.

V-2-1-ETUDE EN BOUCLE OUVERTE :

V-2-1-1- Evolution des grandeurs électriques à la mise sous tension :

EVOLUTION DES GRANDEURS ELECTRIQUES A LA MISE SOUS TENSION



Les caractéristiques des générateurs sont données en annexe 1. Les grandeurs électriques V_{p1} , V_{p2} , I_{p1} , I_{p2} , I_{L1} et I_{L2} concernent les ensembles générateurs photovoltaïques-hacheurs dévolteur ; tandis que V_{p3} , I_{p3} , et I_{L3} concernent l'ensemble générateur photovoltaïque- hacheur dévolteur.

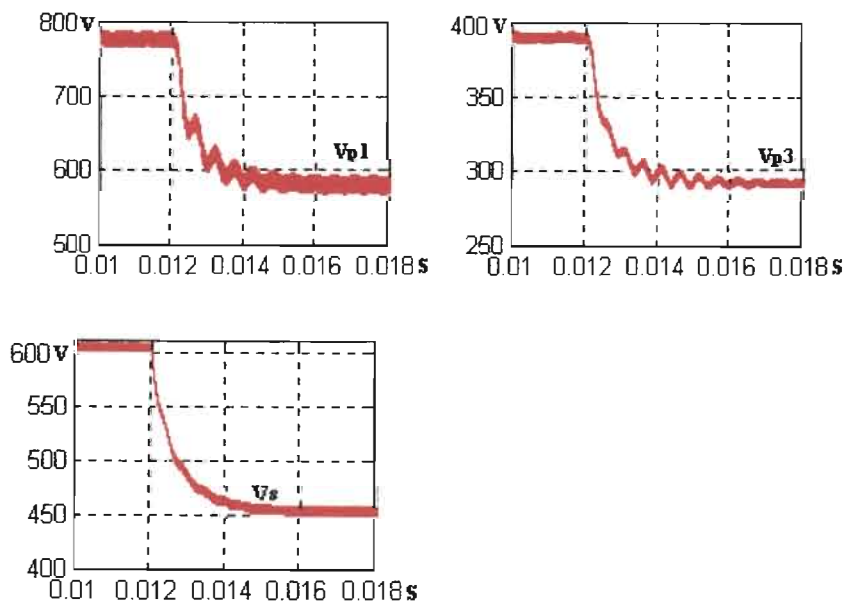
Nous remarquons, pour cette grande dynamique de variation, une forte interaction entre les générateurs interconnectés (en comparant les courbes ci-dessus avec celles obtenues au chapitre III pour la mise sous tension ces générateurs en fonctionnement isolés). Les temps de réponse augmentent ainsi que le degré d'instabilité lorsque les générateurs sont interconnectés sur un nœud continu capacitif. Pour l'ensemble GPV-HD, on a des temps de réponse de 3,5ms pour V_{p1} et de 3ms pour I_{L1} . Pour l'ensemble GPV-HS, les temps de réponse sont de 3ms pour V_{p3} et de 2,5ms pour I_{L3} .

Nous observons une augmentation du dépassement des courants IL (dépassement de 100%) qui conditionnent le dimensionnement des interrupteurs statiques des hacheurs dévolteur (HD) et survolteurs (HS).

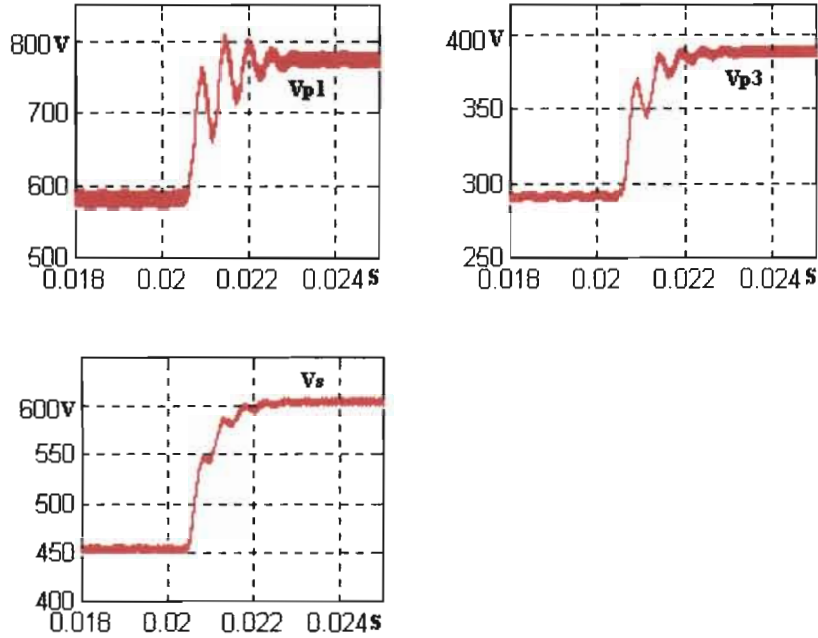
La réponse de la tension, V_s , du nœud continu est apériodique oscillatoire, avec un temps de réponse de 3ms.

V-2-1-2- Evolution des grandeurs électriques lors d'une déconnexion et connexion d'un GPV :

A- Déconnexion de GPV₂-HD lors du fonctionnement du processus



B- Connexion de GPV₂-HD lors du fonctionnement du processus



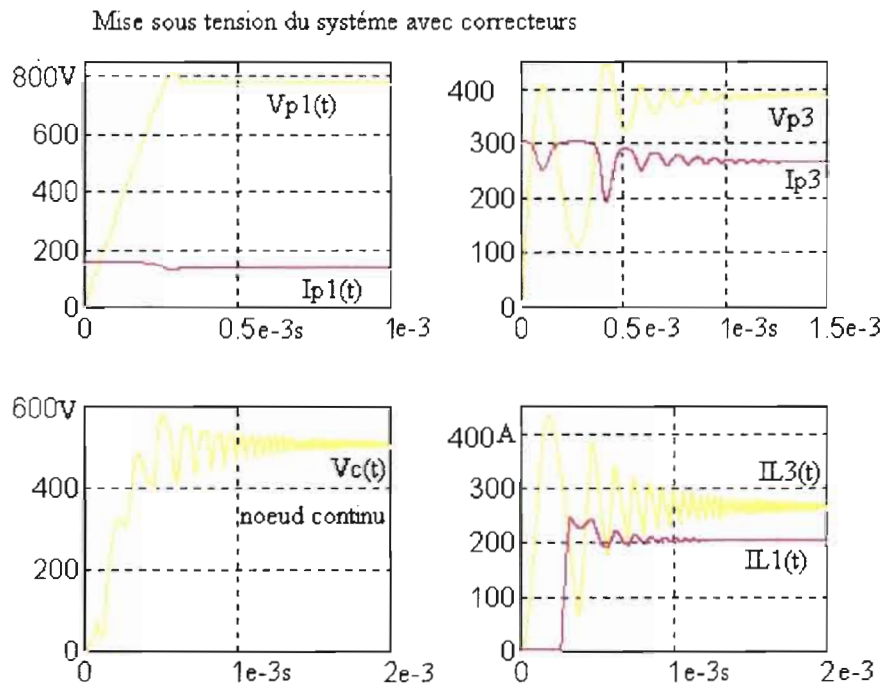
Les courbes « A » montrent l'influence de la déconnexion (« effacement ») d'une source sur le fonctionnement des autres sources (dans notre exemple on a effectué une déconnexion d'un des ensembles GPV₂_HD). La réponse de V_{p1} de durée 3ms est apériodique légèrement oscillatoire, celle de V_{p3} de durée 4ms est également apériodique légèrement oscillatoire. Tandis que les courbes « B » concernent une action inverse (connexion). Les réponses de V_{p1} et V_{p3} de durées 2ms sont apériodiques oscillatoires.

Les différences (entre les courbes « A » et « B ») des degrés d'oscillation des réponses de V_{p1} et V_{p3}, peuvent être attribuées aux déplacements des pôles complexes. La position de ces pôles complexes conjugués étant fonction du point de fonctionnement. Ce constat montre que la mise en œuvre de correcteurs adaptatifs donnera de meilleurs résultats. Les correcteurs adaptatifs devront avoir comme effet un découplage entre les positions imposées aux pôles et les points de fonctionnement des ensembles générateurs photovoltaïques- hacheurs (donc découplage du fonctionnement des générateurs photovoltaïques).

V-2-2-ETUDE DU PROCESSUS EN BOUCLE FERMEE AVEC CORRECTEURS PI :

Les correcteurs PI implémentés au processus ont été calculés suivant les règles classiques de l'automatique en partant des modèles linéaires déterminés précédemment. Nous effectuons ci dessous les mêmes études que précédemment sur le processus en boucle ouverte.

V-2-2-1- Evolution des grandeurs électriques à la mise sous tension :

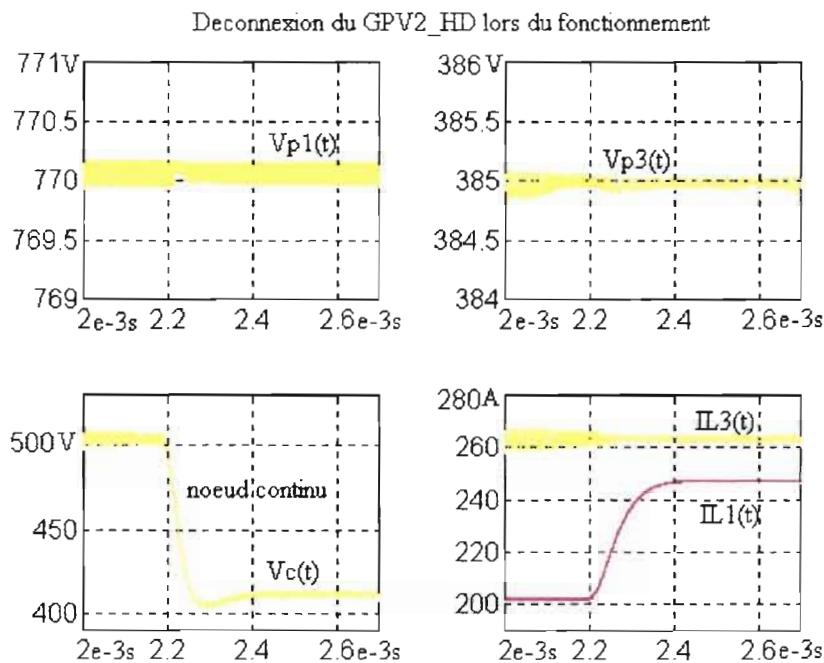


Pour une grande dynamique de variation, correspondant ici à la mise sous tension des trois générateurs photovoltaïques, illustrée par les figures ci-dessus, on constate une très nette amélioration de la dynamique du processus. La réponse de V_{p1} de l'ensemble GPV₁-HD est maintenant optimale et le temps de réponse n'est plus que de 0,3ms, tandis que le temps de réponse du courant I_{L1} de ce même ensemble est de 1,2ms avec un dépassement d'environ 25%. Les temps de réponse de V_{p3} et I_{L3} de l'ensemble GPV₃-HS ne sont plus que d'environ 1,2ms. Il faut cependant noter que pour cet ensemble GPV₃-HS, le hacheur ne fonctionne pas en survolteur entre 0 et 0,5ms car V_{p3} n'est pas toujours inférieure à V_c .

Ce phénomène est à l'origine du retard de la montée du courant I_{L1} . Il peut être évité dans la mise en œuvre d'un montage réel en conditionnant la connexion de l'ensemble GPV₃-HS à une relation du type $V_{p3opt} < V_c$. Le temps de réponse de la tension, V_c , du nœud continu n'est plus que de 1,3ms.

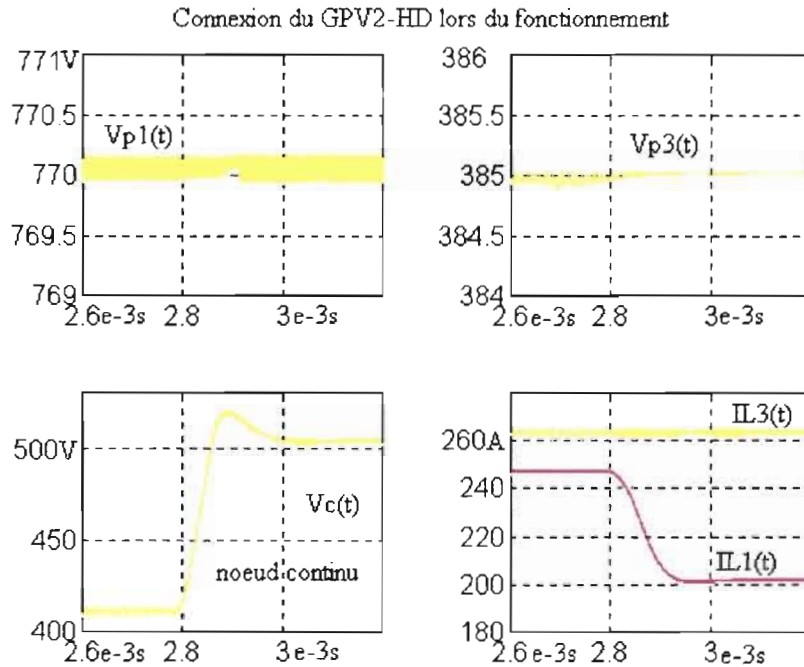
V-2-2-2- Evolution des grandeurs électriques lors d'une déconnexion et connexion d'un générateur photovoltaïque (en fonctionnement) :

A- Déconnexion de GPV₂-HD lors du fonctionnement du processus



Les figures ci-dessus nous montrent qu'autour des points de fonctionnement pour lesquels les correcteurs PI ont été calculés, on a un découplage parfait entre les générateurs photovoltaïques. La réponse de la tension, V_c , du nœud continu est optimale pour un temps de réponse égale à 0,16ms. Du fait que V_{p1} est constant cela entraîne une réponse apériodique de I_{L1} avec le même temps de réponse que V_c .

B- Connexion de GPV₂-HD lors du fonctionnement du processus



Les figures ci-dessus nous montrent qu'on peut faire les remarques que celles sur les courbes «A» lors de la déconnexion de GPV₂-HD. Mais le temps de réponse (0,2ms), de la tension V_c du nœud continu, est légèrement plus grand ainsi que le dépassement. La réponse de V_c reste toujours optimale.

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre deux méthodes d'approche pour la mise en œuvre de modèles linéaires de processus intégrant des convertisseurs. Du fait que ces convertisseurs fonctionnent avec des fréquences élevées le pôle supplémentaire, des modèles linéaires issus de la méthode de modélisation par « injection de courant », correspond à une constante de temps très faible qui contribue très peu au comportement dynamique de ces modèles linéaires. Les modèles linéaires issus des méthodes de modélisation par «valeurs moyennes instantanées » et par « injection de courant » ont donc des comportements dynamiques similaires. Nous avons retenu d'utiliser dans la détermination des correcteurs PI les modèles linéaires issus de la méthode de modélisation par «valeurs moyennes instantanées » car cette méthode à l'avantage de conserver la topologie du système et permet donc d'intégrer certaines imperfections des éléments constitutifs du processus. Ces modèles permettent également des représentations linéaires d'états avec les variables d'état réelles du processus. Ce qui ouvre la perspective d'une mise en œuvre de régulateurs d'état adaptatifs intégrant éventuellement des boucles de contrôle de l'évolution certaines grandeurs d'état.

L'implémentation, aux modèles de fonctionnement réel, des correcteurs PI calculés à partir des modèles linéaires, a permis de valider la démarche proposée dans ce travail, tout en mettant en évidence les excellentes performances des résultats obtenus. Nous pouvons avoir de meilleures performances pour les grandes dynamiques de variations en mettant en œuvre des correcteurs adaptatifs (qui tiennent donc compte de la dépendance des coefficients des équations des modèles linéaires vis à vis des points de fonctionnement du processus.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ce travail est une contribution à la mise en œuvre d'outils d'étude et simulation de micro- centrales multigénérateurs sans stockage électrochimique.

Notre contribution consiste en l'étude et la mise en œuvre de deux types de modèles :

- * des modèles de simulation du fonctionnement réel des différents modules constitutifs de la micro- centrale ;
- * et des modèles linéaires pour la détermination systématique de correcteurs à partir des techniques de l'automatique.

Les modèles de simulation du fonctionnement réel présente un très grand intérêt pour nos pays en développement. Il permet à moindre coût de faire des validations, des études comportementales, etc... avec des résultats très proche de ceux donnés par le système physique. La difficulté de mise en œuvre de ces modèles réside sur le fait que la structure physique du processus intègre des convertisseurs statiques. Cette difficulté a été contournée en exploitant le fait que le fonctionnement des convertisseurs statiques soit équivalent à l'interaction entre une fonction spatiale de connexion et une fonction temporelle de commande. Cette remarque a permis la structuration fonctionnelle des convertisseurs statiques en partie commande et opérative pour leur modélisation.

Pour pouvoir procéder à des déterminations systématiques de correcteurs en utilisant les outils de l'automatique, des modèles linéaires ont été mis en œuvre. Les approches de modélisation impose une homogénéisation des grandeurs délivrées par les cellules de commutation du convertisseur avec celles de ses parties linéaires. Les modèles linéaires issus de la méthode de modélisation par « injection de courant » contient un pôle supplémentaire par rapport à ceux issus de la méthode de modélisation par « valeurs moyennes instantanées ». Ce pôle supplémentaire vient du fait que les grandeurs homogénéisées, dans le premier cas, sont recentrées sur la fenêtre de filtrage dont la largeur correspond à la période de fonctionnement du convertisseur statique. Ce pôle (dépendant de la période de commande du convertisseur statique) correspond à une constante de temps très faible par rapport aux trois autres pôles, de ce fait ces deux modèles linéaires ont des comportements dynamiques similaires.

Les modèles linéaires issus de la méthode de modélisation par « valeurs moyennes instantanées », du fait qu'elles respectent la topologie des convertisseurs permet de mettre en œuvre des représentations d'état linéaires dans lesquelles les vecteurs d'états sont ceux du système réel. Ce qui ouvre la possibilité d'effectuer un contrôle de la dynamique du processus, par retour d'état.

Des sources de « puissance finie » intercouplées à un nœud continu constitué par un ensemble de batteries électrochimiques, ont des fonctionnements découplés de manière implicite. L'exemple de fonctionnement de trois sources inter connectées sur un nœud continu capacitif du chapitre V, nous montre qu'il existe un couplage important entre les sources lorsque la tension de ce nœud continu n'est pas imposée. Ce qui justifie si besoin en est notre démarche de mise en œuvre systématique de correcteurs pour les ensembles générateurs photovoltaïque- hacheurs. Les résultats obtenus confirme la validité de notre démarche et ouvre une perspective d'application des techniques de retour d'état très performant aux processus intégrant des convertisseurs statiques.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **A. PREVI, A. ILICETO, S. GUASTELLA, R. PATANE**
« Long term operational experience at Vulcano PV plant. »
3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 351-355.
- [2] **A. G. BAKIRTZIS , E. S. GAVANIDOU**
« Optimum operation of a small autonomous system with unconventional energy sources. »
Electric Power Systems Research, N°23, 1992, p.p. 93-102.
- [3] **A. GAUTHIER , S. SY**
« Evaluation du potentiel éolien et solaire du Sénégal »
CERER-AFME-Interal Report, 1984,
- [4] **A. HOESE**
« Reliability modelling of hybrid generation systems by means of stochastics correlated simulation. »
14th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 30 June-4Juillet 1997, pp 1066-1069.
- [5] **A. M. A. RODRIGUEZ, C. VEGANZONES NICOLAS**
« Simulation model for fixed pitch wind turbine with wound rotor induction generators. »
Proceedings 1st WREC, Vol.3, 1992, pp 1606-1612.
- [6] **A. DERRICK, R. BARLOW, L. FRANCESCHI, A. SORPKIN, J. BONDA.**
«Solar photovoltaics to the year 2010 : a plan for Europe. »
3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 1186-1189.
- [7] **B. CONNOR, W. E. LEITHEAD**
« Investigation of a fundamental trade-off in heliostats tracking the Cpmax curve of a wind turbine. »
8th BWEA Conference-Cambridge, 1993, pp 314-319.
- [8] **B. DAKYO**
« Contribution à l'étude des groupes de pompage photovoltaïque. Réalisation des dispositifs statiques et des commandes numérique pour l'alimentation d'une machine synchrone autopilotée par générateur photovoltaïque. »
Thèse de Docteur Ingénieur, ENSUT-Université Cheikh Anta Diop de Dakar, 1987.

- [9] **B. DAKYO ,**
 «Etude et réalisation de dispositifs à commande numérique pour l'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanents par générateur photovoltaïque, stratégies de commande pour le pompage au fil du soleil. »
 Thèse d'université, soutenue à l'Université du Havre, Faculté des sciences, mars 1988.
- [10] **B. SEMAIL, E. MENDES, F. BOUILLAUT, A. RAZEK**
 « Vector controlled induction machine simulation-parameter sensitivity analysis. »
 Proceedings of the IMACS-TC1'90, 1990, pp 291-296.
- [11] **BLASCHKE F.**
 "The principle of field orientation to the new TRANSVEKTOR closed-loop control system for rotating-field machines"
 Siemens review, 1972, Vol. 34, pp 217-220.
- [12] **C. V. NAYAR**
 Recent developments in decentralised mini-grid diesel power systems in Australia. »
 Applied Energy, N°52, 1995, p.p. 229-242.
- [13] **C. SIBUET, E. LLOBET, M. MIRO**
 « The hybrid wind-solar power plant of Plolanco : promotion, design and start-up »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 525-528.
- [14] **C. V. NAYAR**
 « Recent developments in decentralised mini-grid diesel power systems in Australia. »
 Applied Energy, N°52, 1995, pp. 229-242.
- [15] **D. HISSEL**
 « Conception et réalisation d'un onduleur triphasé de tension. Utilisation de celui-ci pour la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents. »
 Rapport de DEA, INP Grenoble/Université Laval Québec, 1994.
- [16] **D. MATT, C. GLAIZE**
 «Numerical simulation of static converters. Interest of a mathematical formulation with variable topology.»
 Congrès IMACS'90, Nancy 19 au 21 Septembre 1990.
- [17] **E. FALDELLA, C. RASSI**
 « High efficiency PWM techniques for digital control of DC-AC converters. »
 Proceeding of IEEE, APEC'94, 1994, pp 115-121.

- [18] **E. LAJOIE-MAZENC**
 « Les techniques de commande vectorielle de machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance. »
 EDF-DER, Clamart, 1992.
- [19] **E. L. de GRAAF, A. J. N. SCHAEN, F. C. J. WIEZER, T. C. J. VAN DER WEIDEN**
 « Experiences and operational results of 16 grid connected PV-systems on private buildings in the Netherlands. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 518-520.
- [20] **E. GUZMAN, J. M. SERVANT**
 « A compact high efficiency three-phase DC/AC inverter for PV pumping systems. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 618-620.
- [21] **F. BEN AMMAR**
 « Variation de vitesse de hautes performances pour machine asynchrone de grande puissance : modélisation vectorielle, estimation par filtre de Kalman, contrôle par orientation du flux. »
 Thèse de Docteur d'Université, INP de Toulouse, 1993.
- [22] **F. MacGill, R. J. KAYE**
 « Operational interactions and potential synergies between photovoltaics and distributed energy storage. »
 14th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 30 June-4Juillet 1997, pp 1055-1058.
- [23] **F. Z. PENG, H. AKAGI, A. NABAE**
 « A practical approach to harmonic compensation, inhaled power system-series connection of passive and active filters.»
 IEEE transactions on industry applications, vol 27, N°6, 1991.
- [24] **FAUCHER J. ET M. GRANDPIERRE**
 "Quelques aspects de l'étude de la commande des machines et des convertisseurs statiques à partir des schémas informationnels."
 Journées du Club EEA, 1991, Toulouse.
- [25] **G. A. CAPOLINO**
 « Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant. »
 RGE N°5/92, 1992, pp 148-160.

- [26] **G. CRAMER**
 « Autonomous electrical power supply systems-wind/photovoltaic/diesel/
 battery. »
 Solar & Wind Technology, Vol. 7, N°1, 1990, p.p. 43-48.
- [27] **G. R. SLEMON**
 « Electrical machines for variable-frequency drives. »
 Proceedings of the IEEE, Vol.82, N°8, 1994, pp 1123-1139.
- [28] **G. SOW,**
 « Etude du couplage d'une machine asynchrone a un générateur photovoltaïque :
 Fonctionnement statique et optimisation. »
 Thèse de docteur-Ingénieur, Université de Paris-Val de Marne, 1983.
- [29] **G. SOW, C. MASSELOT, BARLEAU**
 « Alimentation d'une pompe immergée à partir d'un générateur photovoltaïque à
 l'aide d'un onduleur triphasé à transistors ».
 Revue de physique appliquée, N°15, février 1980, pp 263-269.
- [30] **G. SOW, K. TALL, P. NDIAYE, L. PROTIN**
 « Dynamic behaviour of a static converter coupled to a renewable energy
 generator »,
 World Renewable Energy Congress, 11-12 September 1994, Reading U. K., Vol.5
 part III, pp 1678-1681.
- [31] **G. J. MARTIN, A. J. PALERO, S. MATAILLINOS, O. BODOQUE**
 « Building intégration of a grid-connected photovoltaic system with high-quality
 energy supply. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 471-477.
- [32] **G. A. SMITH**
 « A novel converter for VSCF wind turbines. »
 WREC 1996, World Renewable Energy Congress 1996, pp. 853-857.
- [33] **G. CRAMER**
 « Autonomous electrical power supply systems- wind/photovoltaic/
 diesel/battery. »
 Solar & wind technology, Vol.7, N°1, 1990, pp43-48.
- [34] **GUISEPPE CHIMENTO**
 « Hybrid systems »
 Geliotekhnik, Vol. 28, N°6, 1992, p.p. 57-64.

- [35] **H. M. POWER**
 "A simulation model for wind turbines"
 Applied Energy, 1980, pp 395-399.
- [36] **J. G. McGOWAN, J. F. MANWELL, C. AVELAR**
 « Hybrid wind/PV/diesel hybrid power systems modeling and South American applications. »
 WREC 1996, World Renewable Energy Congres 1996, pp. 836-4-847.
- [37] **J. COUDEC**
 « Théorie du contrôle vectoriel du flux dans une machine asynchrone et mise en œuvre . »
 Technologie N°64 , Décembre 1993 ,p.p.59 70
- [38] **J. COUDERC**
 « Théorie et mise en œuvre du contrôle vectoriel du flux dans une machine asynchrone. »
 Technologie N°67, 1994, pp 72-79.
- [39] **J. DHERS**
 « Les ensembles grosses machines électriques, convertisseurs et commande : applications industrielles. »
 RGE, N°8/94, 1994, pp 25-26.
- [40] **J. DHERS, H. GODFROID, J. L. SANHET**
 « Vitesse variable des machines à induction. Structure des convertisseurs et commande vectorielle. »
 R G.E., N°5/92, 1992, pp 134-148.
- [41] **J. H. R. ENSLIN ,J. D. VAN WYK**
 « A study of a wind power converter with micro-computer based maximal power control utulising an over-synchronous electronic scherbius cascade. »
 Renewable Energy,1992, vol2,p.p. 551-5562.
- [42] **J. HOLTZ**
 « Pulsewidth modulation for electronic power conversion. »
 Proceeding of IEEE, Vol.82, N°8, 1994, pp 1194-1214.
- [43] **J. HOLTZ, E. BUBE**
 « Field oriented asynchronous pulsewidth modulation for high performance AC machine drives operating at low switching frequency. »
 EEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 27,N°3,1991, pp. 574-581.
- [44] **J. HOLTZ, P. LAMMERT, W. LOTZKAT**
 « High speed drive system with ultrasonic MOSFET PWM inverter and single-chip microprocessor control. »
 IEEE Transactions on Industrial Applications, N°6, 1987, pp. 1010-1015.

- [45] **J. M. FAUCHER**
« Quelques aspects de la MLI »
Note interne, ENSEEITH-LEEI, Toulouse, février 1993.
- [46] **J. M. ROLLAND, S. ASTIER, L. PROTIN, C. MASSELOT, M. LAJOIE-MAZENC**
« Modélisation analytique d'un système de pompage photovoltaïque utilisant une machine à commutation naturelle : fonctionnement optimal et critères de construction. »
Revue de physique appliquée N°23, 1988.
- [47] **J. OUDERC**
« Théorie du contrôle vectoriel du flux dans une machine asynchrone et mise en œuvre. »
Technologie N°64, 1993, pp 59-70.
- [48] **J. PERAHIA , C. V NAYAR**
« Power controller for wind-turbine-driven tandem induction generator . »
Electric Machines and Power Systems, Vol. 19, 1991, pp 599-624.
- [49] **J. RAHARIJAONA**
« Etude du fonctionnement et commande en langage C du groupe de pompage photovoltaïque sans balais. »
Thèse de Docteur d'Université, INP de Toulouse, 1991.
- [50] **J. RAHARIJAONA, B. DAKYO, S. ASTIER, L. PROTIN**
« Photovoltaic pumping set with permanent magnet synchronous motor controlled by a specially designed processor card. »
ISES Solar World Congress, Kobe(Japon) 1989.
- [51] **B. DAKYO, J. RAHARIJOANA, G. SOW, S. ASTIER, L. PROTIN**
« A 1.5Kw peak power photovoltaic generator simulator for photovoltaic systems study and design. »
11th European photovoltaic solar energy conference and exhibition. Congress Center Montreux, Switzerland, octobre 1992.
- [52] **J. W. KOLAR, H. ERTL, F. C. ZACH**
Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system. »
IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. 27, N°6, 1991, pp. 1063-1075.
- [53] **JUSTUS**
« Vent et performances des éoliennes »
SCM Paris 1980, traduit et adapté par J. L. Plazy.

- [54] **K. BURGESS, T. C. J. VAN der WEIDEN, K. J. HOEKSTRA**
 « Hybrid PV-wind-diesel-battery system : Innovative system and battery management and operational experiences after one year of autonomous operation. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 759-762.
- [55] **K. KATO, A. MURATA, K. YAMADA, A. INABA, K. KUROKAWA, H. KOMIYAMA.**
 « Contribution of photovoltaic energy systems to energy saving, environment and economy-An approach based on life-cycle-analysis. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 868-871.
- [56] **K. MUKADAM, A. MATAS, M. ALONSO, R. POTTBROCK.**
 « The 1MW photovoltaic plant in Toledo-Spain. First operational results and experiences. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 1770-1773.
- [57] **K. A. AGBOSSOU**
 « Modélisation et mise en œuvre de l'IGBT dans un onduleur de moyenne puissance. »
 Thèse de Doctorat de l'INPL, 1996.
- [58] **K. TALL**
 « Modélisation, méthode de détermination systématique des correcteurs et simulation d'une chaîne énergétique : contribution à la réalisation d'une micro-centrale multigénérateurs couplable sur le réseau électrique. »
 Thèse de doctorat de 3^{ème} cycle, Ecole Supérieure Polytechnique (ESP), 1998.
- [59] **K. TALL, G. SOW, S. M. FARSSI, G. SISSOKO**
 «Simulation of multigenerator energetics micropower generating station.»
 Conférence Internationale sur les applications informatiques, Sri-Lanka «IASSED 95».
- [60] **L. MARECHAL**
 "Etude d'une commande d'éolienne à vitesse variable".
 Int. workshop on the dynamic behaviour of turbines, AFME, Sophia Antipolis, 1986.
- [61] **L. MARECHAL, HENNET J.C.**
 "Variable speed optimal control of a wind generator".
 EWEA Conf., 1986, Rome, D3, pp 63-66
- [62] **M. M. SHALTOUT, F. F. G. AREED, A. K. ELMINIR, A. E. GHETTAS.**
 « Experimental study for solar hydrogen production by photovoltaic near Cairo, Egypt. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 1120-1122.

- [63] **M. DAKYO , S. ASTIER, G. SOW, L. PROTIN, G. FLEURY,**
 « Tree phase MOS transistors voltage inverter, with numerical control, for a permanent magnet synchronous machine fed by a photovoltaic generator. »
 2nd European conference on power electronics and application - EPE Grenoble - September 1987, vol 2, pp 877-882.
- [64] **O. CHEHAB, C. ERBAN, H. HESS.**
 « Operating experience with glass and structural glazing façade integrated PV system. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 633-635.
- [65] **N. DIEYE, C. LISHOU, G. SOW, L. PROTIN :**
 « Real time optimization of the photovoltaic generator working and energy transfert management from two specialized processors »
 8th European photovoltaic solar energy conference Florence mai 1988, vol. 1, pp 386-390.
- [66] **P. JOURD**
 « Photovoltaic electrification and users in remote areas and developing countries. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 571-574.
- [67] **P. A. S. NDIAYE**
 « Etude et modélisation du potentiel éolien sur le site de Dakar. Application à la conception d'aérogénérateurs optimisés pour ce site. »
 Thèse de Docteur Ingénieur ENSUT- Université Cheikh Anta Diop de Dakar, 1988.
- [68] **P. A. S. NDIAYE**
 « Contribution à l'étude et à la réalisation d'un simulateur électrotechnique de turbine d'éolienne. Simulation des paramètres d'une éolienne adaptée sur le site du Havre. »
 Thèse de Docteur d'Université, Université du Havre, 1998.
- [69] **P. NARAT**
 « Contrôle et observation d'état d'une machine asynchrone associée à un convertisseur statique. Application à un groupe moto-pompe alimenté par un générateur photovoltaïque. »
 Thèse de Docteur d'Université, INP de Toulouse, 1987.
- [70] **P. NDIAYE, A. GAYE, G. SOW , L. MARECHAL, L .PROTIN,**
 « Real time measurement of a windmill working parameters. »
 2nd WREC, Reading, 13-18 September 1992, Vol.3, pp 1696-1701.

- [71] **P. NDIAYE, A. PIEL, G. SOW, J. BELHACHE, L. PROTIN**
 « Performance prediction of a windmill to set up on a site. »
 Second International Conference on new energy systems and conversions.
 Istanbul 1995-Prceedings pp 347-355.
- [72] **P. NDIAYE, C. KRAIF, L. PROTIN, G. FLEURY**
 « Study and modelling of the wind power potential on the site of Dakar by a
 microcomputer. »
 Electrical and Power Systems, modelling and simulation, 1989, pp 95-98.
- [73] **P. NDIAYE, G. SOW , , A. GAYE, J. BELHACHE, L .PROTIN,**
 « Static characteristics determination of the windmill adapted on Le Havre site. »
 3nd WREC'94, Renewable Energy, 1994, Vol.5, part.III, pp 2050-2053.
- [74] **P. NDIAYE, G. SOW, L. PROTIN, G. FLEURY**
 « Determination of the optimal parameters for a windmill to be set up on Dakar
 site. »
 1st World Renewable Energy Congress, Sept. 1990, Vol. 3, pp 1753-1757.
- [75] **P. SEIXAS**
 « Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée. »
 Thèse de docteur d'Université, INP de Toulouse, 1988.
- [76] **P.N. ENJETI AND AL**
 « Programmed PWM Technics to eliminate Harmonics - A critical evaluation. »
 IEEE IAS Conference Record - 1988, pp 418-430.
- [77] **R. SCHMIDT, W. WALLE, P. WÜNSCH, F. HEINRICH.**
 « Integration of a grid-integrated photovoltaic system into a sound-reflecting and a
 sound-absorbing noise protection barrier. »
 3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 550-553.
- [78] **R. B. SEPE , J. H. LANG**
 « Implementation of discrete-time field-oriented current control. »
 Proceeding of IEEE, APEC'93, 1993, pp 135-140.
- [79] **R. D. LORENZ, T. A. LIPO, D. W. NOVOTNY**
 « Motion control with induction motors. »
 Proceeding of IEEE, Vol.83, N°8, 1994, pp 1215-1240.
- [80] **Agence française pour la maîtrise de l'Energie**
 « Gamme de moto- pompes à moteurs asynchrones pour utilisation
 photovoltaïque. »
 Rapport AFME/84-2185, 1986.

- [81] **Richards G. G., Klinkhachorn P., Tan O. and Hartana R. K.**
 « Optimal LC compensators for nonlinear loads with uncertain nonsinusoidal source and load characteristics »
 IEEE Trans. Power Syst. 4, 1989, pp 30-36.
- [82] **S. BILLO**
 « Contribution à l'optimisation en temps réel du fonctionnement de deux aérogénérateurs. Réalisation de la commande numérique par ordinateur. Algorithmes d'optimisation du transfert énergétique. »
 Thèse de Docteur Ingénieur ENSUT-Université Cheikh Anta Diop de Dakar, 1989.
- [83] **S. C. TRIPATHY, M. KALANTAR, R. BALASUBRAMANIAN**
 « Stability simulation and parameter optimization of a hybrid wind-diesel power generation system. »
 International Journal of energy research, Vol.16, 1992, pp 31-42.
- [84] **S. R. BOWES, J. C. CLARE, R. PEARCE**
 « CAD of vector controlled induction motor drives. »
 Proceedings of the IMACS-TC1'90, 1990, pp 297-305.
- [85] **SHOW, JAVID, SANCHEZ-GASCA,**
 "Torsional model identification for turbine-generators."
 IEEE EC-1, N°4, 1986, pp 83-91.
- [86] **TOMAS MARKVART**
 « Sizing of hybrid photovoltaic-wind energy systems. »
 Solar Energy, Vol.57, N°4, 1996, pp. 277-281.
- [87] **T. HOUNGAN**
 « Simulateur d'un variateur de vitesse à commande vectorielle pour moteur asynchrone : contribution à l'optimisation de la conversion électromécanique pour l'entraînement d'une pompe centrifuge »,
 Thèse Docteur - Ingénieur, ESP/UCAD, Dakar, Juillet 1996.
- [88] **T. ERGE , J. BOHNENSTENGEL, G. BOPP, H. DORNBURG, R. REIMELT.**
 « Electromagnetic compatibility (EMC) of photovoltaic systems »
 14th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 30 June-4Juillet 1997, pp 1097-1100.
- [89] **TUV RHEINLAND**
 « Round robin test on translation procedures for measured PV generator characteristics. »
 14th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 30 June-4Juillet 1997, pp 203-206.

- [90] **U. MOSCHELLA, W. BERGNA.**
« 1560Kw hybrid (PV-Win) power plant at Carloforte .»
3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 1045-1048.
- [91] **W. KLEINKAUF, F. RAPTIS, J. SACHAN, P. ZACHARIAS, M. CENDAGORTA.**
« Modular systems technology for decentral electrification Eurec-Agency's Mega-Hybrid Project. »
3th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1995, pp 1006-1010.
- [92] **X. ROBOAN, J. C. HAPIOT, B. DE FORNEL, C. ANDRRIEUX**
« Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse. »
Journal de Physique, N°3, Vol 2, 1992, pp. 439-453.
- [93] **Y. A. CHAPUIS, D. ROYE, S. COURTINE**
« Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique. »
Journal de Physique, T.5, N°6, 1995, pp 863-880.
- [94] **Y. LAMBERT**
« Le générateur solaire- éolien du centre expérimental rural d'énergie à Niagawolof (Sénégal).
Revue internationale d'héliotechnique, 1983, p.p. 18-24.

ANNEXES

ANNEXE I :

SOURCES A PUISSANCE FINIE

A) Générateurs photovoltaïques de 100KWc pour un ensoleillement de 1KW/m² :

Tensions en circuit ouvert : $V_{o1}=V_{o2}=1000V$ et $V_{o3}=500V$

Courants de court circuit : $I_{cc1}=I_{cc2}=150A$ et $I_{cc3}=300A$

Facteur de forme : 9

Tensions optimale : $V_{opt1}=V_{opt2}=770V$ et $V_{opt3}=385V$

Courant optimale : $I_{opt1}=I_{opt2}=131A$ et $I_{opt3}=262A$

B) Générateurs éoliens (axe horizontal) de 100KW :

Surface balayée par le rotor : $S=254m^2$

Coefficient de performance max : $C_{popt}=0,44$

Rapport spécifique optimal : $\lambda_{opt}=8,5$

Inerties :

- rotor : $J_1=3871Kg*m^2$

- multiplicateur : $J_2=18,99Kg*m^2$

- génératrice : $J_3=438.7Kg*m^2$

ANNEXE II :

MACHINES ASYNCHRONES (MAS)

A) MAS N°1 :

Fréquence nominale :	50Hz
Tensions nominales :	220V/380V
Courant nominal, Id :	3,6A/2,1A
Vitesse nominale:	2800tr/mn
Inertie totale :	$4,3 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$
Frottement visqueux :	$3,8 \cdot 10^{-4} \text{ Nm}/(\text{rd/s})^2$
Coefficient de pompe :	$2,976 \cdot 10^{-5} \text{ Nm}/(\text{rd/s})^2$

B) MAS N°2 :

Paramètres réels :

$$M_c = 82\text{mH} ; L_r = 111,76\text{mH} ; L_s = 66,3\text{mH} ;$$

$$R_s = 0,94\Omega \text{ et } R_r = 1,79\Omega.$$

Paramètres mécaniques :

$$J = 0,2 \text{ Kgm}^2 ; f = 59 \cdot 10^{-3} \text{ N m s / rd}$$

$$\text{et } C_{rs} = 2,2 \text{ Nm.}$$

Expression du couple mécanique du moteur :

$$C_m = \frac{R_2}{\omega_r} \cdot p \cdot \frac{(R_f / L_m)^2 \cdot (i_{sa}^2 + i_{sb}^2 + i_{sc}^2)}{(R_2 \cdot R_f / \omega_r - L_2 \cdot L_m \cdot \omega_s)^2 + [L_m \cdot (R_f + R_2 / (\omega_r / \omega_s)) + L_2 \cdot R_f]^2}$$

$$\text{NB : } i_{sa}^2 + i_{sb}^2 + i_{sc}^2 = 3 \cdot I_{\text{eff}}^2$$

Courants statoriques efficace nominale :	$I_{sn} = 8 \text{ A} ;$
Vitesse de rotation nominale :	$\Omega_n = 1690 \text{ tr/mn} ;$
Fréquence nominale des courants statoriques :	$\omega_{sn} = 377 \text{ rad/s} ;$
Nombre de paires de pôles :	$p = 2 ;$
Vitesse nominale du champ tournant :	$\Omega_{sn} = 1800 \text{ tr/mn}$

Paramètres du schéma équivalent ramené au stator :

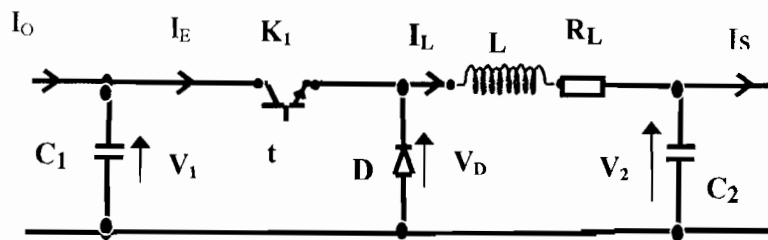
$$R_1 = R_s = 0,94\Omega ; R_2 = 1,06\Omega ; R_f = 522\Omega ;$$

$$L_1 = L_2 = 3,13\text{mH} ; L_m = 63,13\text{mH} ; a = 0.77 \text{ et } p = 2.$$

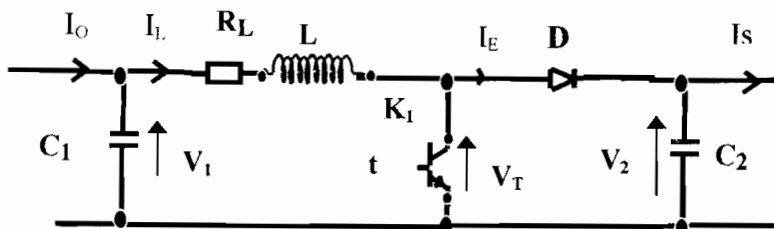
ANNEXE III :

HACHEURS DEVOLTEUR ET SURVOLTEUR NON REVERSIBLES

(convertisseurs statiques continu- continu)



SCHEMA DU HACHEUR DEVOLTEUR.



SCHEMA DU HACHEUR SURVOLTEUR.

RESUME

Les micro- centrales qui nous intéressent sont constituées essentiellement de générateurs d'énergies de types renouvelables et de générateurs diesel en appoint. En général les générateurs d'énergies renouvelables nécessite une optimisation du transfert de l'énergie disponible ainsi qu'une mise en forme de cette énergie pour des problèmes de compatibilité avec les charges. Ces fonctions sont réalisées grâce aux convertisseurs statiques du fait de leur très grand rendement au niveau énergétique. Mais l'utilisation de convertisseurs statiques, au niveau des chaînes énergétiques de la micro- centrale, pose un problème de modélisation. Ce problème vient du fait que les convertisseurs statiques imposent à la micro- centrale une structure à configurations variables de manière permanente dans le temps.

Le nœud continu, d'interconnexion des générateurs de la micro- centrale, de tension moyenne d'environ 600V, est capacitif. Deux aérogénérateurs de 100KWc chaque et trois générateurs photovoltaïques de 100KWc chaque, sont couplés à ce nœud continu à travers des convertisseurs statiques assurant le contrôle des transferts d'énergie de ces sources à "puissances finie".

A partir de ce nœud continu sont alimentés:

- les charges continues, constituées d'ensembles convertisseurs statiques- machines asynchrones- pompes centrifuges- puits;
- le dispositif statique de génération de la tension alternative du réseau local.

L'objectif principal visé est d'aboutir à la mise en œuvre de deux types de modèles du processus:

- des modèles linéaires permettant une détermination, suivant les principes classiques de l'automatique, des correcteurs nécessaires pour un fonctionnement correcte du processus;
- des modèles pour la simulation du fonctionnement réel de la micro- centrale. Ces modèles permettent de mettre en évidence l'influence des différents éléments structurels du processus. Ils permettent également l'implémentation et la validation des correcteurs et des stratégies de commandes développées.

Le principe de modélisation systématique des convertisseurs statiques mis en œuvre se fonde sur le fait qu'on peut assimiler les fonctions de ceux-ci à une interaction entre une fonction spatiale de connexion et une fonction temporelle de commande. La mise en œuvre d'un modèle dynamique du processus (ensemble convertisseurs - sources) impose l'établissement d'un modèle de connaissance. Il est établi sur la base d'une décomposition fonctionnelle qui fait apparaître une partie commande qui décrit la manière dont s'établissent les connexions dans la seconde partie de la décomposition qui est la partie opérative (qui se divise en un bloc continu et un bloc discontinu). La partie commande peut être explicitée par des réseaux de Petrie d'état. Ce principe de modélisation systématique est appliqué aux convertisseur statiques de la micro- centrale pour la détermination de leur modèle de fonctionnement réel.

L'application des techniques de l'automatique, pour une détermination des correcteurs nécessaire pour le contrôle de la dynamique de la micro- centrale, impose la mise en œuvre de modèles linéaires, notamment pour les convertisseurs statiques. L'évolution des différentes variables (tensions, courants, etc..) au sein de ces convertisseurs statiques, résulte de la succession cyclique dans le temps de plusieurs circuits (topologie variable). Les méthodes permettant de mettre en œuvre une représentation unique du fonctionnement d'un convertisseur statique, sont entre autre les méthodes de modélisation par « schéma équivalent moyen » et par « injection de courant ».

Après avoir appliqué ces deux méthodes sur les convertisseurs statiques de la micro- centrale, une étude comparative a été effectuée. Nous avons retenu d'utiliser pour la détermination des correcteurs les modèles linéaires issus de la méthode de modélisation par «schéma équivalent moyen » car cette méthode a l'avantage de conserver la topologie du système et permet des représentations linéaires d'état avec les variables d'état réelles du processus. L'implémentation (dans les modèles de fonctionnement réel) des correcteurs PI, a permis de valider la démarche proposée dans ce travail, en mettant en évidence l'excellente performance de ces régulateurs à travers les résultats obtenus.