



UNIVERSITÉ D'ANTANANARIVO
ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE ANTANANARIVO



DÉPARTEMENT ELECTRONIQUE
Spécialité : **ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE**
Synthèse des travaux pour l'obtention du titre

H D R

LES CONVERTISSEURS D'ENERGIE INTEGRES DANS L'AUTOMATISME INDUSTRIEL

LES DEUX NOUVEAUX MODELES

ET LEURS APPLICATIONS DANS :

 **L'OPTIMISATION DE L'UTILISATION DE L'ENERGIE ELECTRIQUE**

 **L'ELECTRIFICATION AUTONOME**

présenté par

Monsieur ANDRIATSIHOARANA Harlin Samuel

le 08 juillet 2010

devant la commission d'examen composée de :

<u>Président</u>	M. ANDRIANARY Philippe Antoine	Professeur
<u>Rapporteurs</u>	M. RAKOTOMAHANINA RALAISSOA Emile	Professeur Titulaire
	M. RAKOTOVAO José Denis	Professeur Titulaire
	M. RAMBOLAMANANA Gérard	Professeur Titulaire
<u>Membres du jury</u>	M. SARGOS François Michel	Professeur Emérite, INPL, France
	M. RATIARISON Andriamanga Adolphe	Professeur
	M. RASTEFANO Elisée	Professeur

Invité : M. RASOANARIVO Ignace



Hoy Jehovah :

“...fa izay manome voninahitra Ahy no homeko voninahitra, ...”.

But now The Lord declares:

“ ... Those who honor me I will honor, ...”.

I Sam 2:30

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à la disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur au même titre que sa version papier. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite entraîne une poursuite pénale.

Me contacter :

E-mail : harlinfanja@yahoo.fr

Tel : +261 3 20 25 13 75

REMERCIEMENTS

Que toute personne qui a contribué à l'élaboration de ce travail retrouve ici mes vifs remerciements.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance particulièrement à MM. les Professeurs:

- François Michel SARGOS, Professeur Emérite et ex-Directeur du Département de la Formation Doctorale de Lorraine de m'avoir intégré dans son équipe de recherches au GREEN et de diriger ce travail. Ses précieux conseils et sa disponibilité sont largement appréciés. Les discussions fructueuses, les critiques et les corrections qu'il a apportées ont amélioré énormément la qualité et la valeur scientifique de ce rapport.
- Shahrokh SAADATE, Professeur et Directeur du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy de m'avoir permis à continuer et à achever mes travaux de recherches afin d'obtenir le titre de HDR à l'Université d'Antananarivo.
- Abderrezak REZZOUG, Professeur et ancien Directeur du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN), qui a accepté de m'accueillir pour continuer mes travaux.

J'exprime également ma reconnaissance à tous les membres du Jury qui ont bien voulu accepter de juger ce travail :

Président : M. ANDRIANARY Philippe Antoine, Professeur
Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo

Rapporteurs : M. RAKOTOMAHANINA RALAISOA Emile, Professeur Titulaire
Ancien Recteur de l'Université d'Antananarivo
Ancien Doyen de la Faculté des Sciences d'Antananarivo
Ancien Responsable de la Formation doctorale à l'Université d'Antananarivo

M. RAKOTOVAO José Denis, Professeur Titulaire
Ancien Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo

M. RAMBOLAMANANA Gérard, Professeur Titulaire
Head of the Laboratory of Seismology and Infrasonic,
IOGA, University of Antananarivo
Head of the Laboratory of data signal Processing
and Electronics at the University of Antananarivo
Senior Associate at ICTP Trieste, Italy
Focal Point for Technical Aspect SKA
Focal Point for TEWS Madagascar

Membres du jury : M. SARGOS François Michel
Professeur Emérite à l'Institut National Polytechnique de Lorraine

M. RATIARISON Andriamanga Adolphe, Professeur
Responsable du Laboratoire de Rhéologie des Suspensions
A la Faculté des Sciences de l'Université d'Antananarivo

M. RASTEFANO Elisée, Professeur
Chef du Département Electronique de l'Ecole Supérieure
Polytechnique d'Antananarivo

Qu'il me soit aussi permis de remercier Monsieur Ignace RASOANARIVO, Maître de Conférences à l'INPL pour sa grande disponibilité, ses conseils et ses critiques. Notre collaboration atteint aujourd'hui son premier but : la soutenance de mon mémoire pour l'obtention du titre de HDR à l'Université d'Antananarivo.

Je tiens à remercier également tous les personnels enseignants et administratifs du GREEN, de l'ENSEM et de l'INPL de leur accueil et de leur aide sans oublier ceux de la bibliothèque de l'INPL.

J'adresse aussi mes remerciements à tous les responsables des laboratoires nationaux et internationaux où j'ai pu effectuer des expérimentations, à savoir le laboratoire de Rhéologie des Suspensions de la Faculté des Sciences d'Antananarivo, le laboratoire d'Electronique et d'Electrotechnique de l'Institut Supérieur de Technologie d'Ampasampito Antananarivo (IST), le laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antsiranana (ESPAnts), le laboratoire d'Electricité de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo (ESPAnt), le laboratoire d'Electricité de l'Ecole Normale Supérieure d'Antsiranana (ENSET), le laboratoire du Centre de Formation Technique d'Antananarivo (CeFoTec), le Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne en Suisse (LEI-EPFL) et enfin le laboratoire du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy à l'Institut National Polytechnique de Lorraine (GREEN-ENSEM-INPL) en France.

J'adresse mes sincères remerciements à tous ceux qui m'ont soutenu selon leurs possibilités pour que je puisse mener à terme mon travail.

Je termine ici en adressant mes remerciements à ma famille Fanja, Aina, Vola, Sitraka, Fenohasina, Lovatiana, Felana et Malala pour la patience qu'ils ont su montrer durant la préparation du présent travail.

NOMENCLATURE

ε	: Erreur entre l'image de la grandeur de consigne
φ	: Déphasage courant tension
Φ	: Flux d'induction d'un mcc
$\varepsilon(s)$	: erreur entre la consigne et l'image de la grandeur réelle à régler
ε_1	: erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse réelle
ε_2	: erreur entre le courant de consigne et le courant réel
ε_t	: fraction de temps relatif
α	: Angle de retard d'allumage des thyristors
α_T	: Rapport cyclique
β_i	: Angle où le courant tombe à zéro dans le fonctionnement d'un gradateur si L est une inductance pure
$\delta(t)$	: Impulsion de Dirac
θ	: Position électrique du rotor par rapport à l'axe de la phase 1
θ_a	: potentiel magnétique de l'aimant
ψ	: Déphasage tension courant d'une charge R,L
Ψ_d	: Flux total à travers la bobine équivalente au stator suivant l'axe d
Ψ_q	: Flux total à travers la bobine équivalente au stator suivant l'axe q
A	: Matrice du système
ac-ac	: Convertisseur alternatif-alternatif
ac-dc	: Convertisseur alternatif-continu
a_{ij}	: coefficients qui déterminent le comportement du système
A_s	: Matrice d'entrée: Matrice de système
B	: Matrice d'entrée avec de dimensions(n, m).
BAH	: Banc d'Automatisme Hydraulique
b_i	: coefficients qui lient les dérivées des grandeurs internes avec la grandeur d'entrée u .
B_s	: Matrice d'entrée
B_s	: Matrice d'intervention de la grandeur de commande sur le vecteur d'état
B_{sv}	: Matrice d'intervention directe de la grandeur de perturbation
B_{sv}	: Matrice d'intervention directe de la grandeur de perturbation
C	: Matrice de sortie
CeFoTec	: Centre de Formation Technique en Electronique Industrielle d'Antananarivo
C_f	: Capacité du filtre
c_i	: coefficients de liaison entre y et x
co φ	: facteur de puissance,
C_s	: Matrice dont les coefficients lient les éléments du vecteur y et ceux det
x_s	: Vecteur d'état
C_s	: Matrice dont les coefficients lient les éléments du vecteur de sortie y et les éléments du vecteur d'état x_s
C^T	: vecteur ligne contenant les coefficients qui lient la grandeur de sortie y et les grandeurs internes $x_{s1}, x_{s2}, \dots$, du vecteur d'état x_s
C_u	: Valeur de la capacité pour ramener le FP à un
D	: la matrice de passage de dimensions(p, m).

d	: coefficient qui détermine l'influence directe de la grandeur d'entrée sur la grandeur de sortie.
$D(s)$	: représente ici les perturbations ;
D_i	: Densité de courant
dc-dc	: Convertisseur continu-continu
dc-ac	: Convertisseur continu-alternatif
e	: écart de réglage
ENS_A	: Ecole Normale Supérieure d'Antsiranana
ESPA	: Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo
ESPA	: Ecole Supérieure Polytechnique d'Antsiranana
$E(s)$	: la grandeur de consigne ;
f	: 50 Hz, fréquence du réseau
F_b	: Paramètre de l'observateur d'état
FP	: Facteur de puissance
F_s	: Fréquence $F_s=50$ Hz
f_{sw}	: la fréquence de commutation des transistors
F_{sw}	: Fréquence de la porteuse $F_p=1000$ Hz
$G(s)$	: la fonction de transfert de la contre réaction.
$G_F(s)$	: Fonction de transfert du système global fermé
GREEN	: Groupe de recherche en électronique et électrotechnique de Nancy
$H_0(t)$	: tension de Heaviside
I_{mesure}	: l'allure réelle du courant qui traverse la charge
IST	: Institut Supérieur de Technologie d'Antananarivo
i_1	: Courant dans la phase 1 du MSAP
i_{1r}	: Image du courant de la phase 1
i_2	: Courant dans la phase 2 du MSAP
i_{2r}	: Image du courant de la phase 2
i_3	: Courant dans la phase 3 du MSAP
i_{3r}	: Image du courant de la phase 3
i_c	: Sortie du régulateur de vitesse qui devient la grandeur de consigne en courant
I_c	: Courant nominal
i_{c1}	: Consigne de courant de la phase 1
i_{c2}	: Consigne de courant de la phase 2
i_{c3}	: Consigne de courant de la phase 3
i_d	: Courant statorique suivant l'axe d en p.u.
i_D	: Aimantation dû à l'aimant
i_d	: Courant statorique suivant l'axe d en p.u.
i_{dc}	: Image du courant de consigne suivant l'axe d
i_{ddc}	: sortie du régulateur de i_d . Il est en même temps l'une des entrées de la conversion de coordonnées $(d,q) \rightarrow (\alpha,\beta)$ dans le sens direct
i_{dr}	: Image du courant réel suivant l'axe d
i_k	: vecteur d'état dont les éléments sont les trois courants statoriques i_1 , i_2 et i_3
i_p	: Courant débité par un panneau solaire

i_q	: Courant statorique suivant l'axe q en p.u.
i_{qc}	: image de la valeur de consigne du courant i_q
i_{qc}	: Image du courant de consigne suivant l'axe q
i_{qqc}	: sortie du régulateur de i_q . Il est en même temps l'une des entrées de la conversion de coordonnées (d,q) $\rightarrow$ (α,β) dans le sens direct
i_{qr}	: image de la valeur réelle du courant i_q
i_{qr}	: Image du courant réel suivant l'axe q
i_r	: image du courant réel, la grandeur interne à limiter
$\hat{I}_{sn}$	: Valeur de crête nominale du courant
IST	: Institut Supérieur de Technologie Ampasampito
$i_{\alpha c}$	: image de la valeur de consigne de courant i_α suivant les axes (α,β)
$i_{\alpha r}$	: Image du courant réel suivant l'axe α
$i_{\beta c}$	: Image de la valeur de consigne de courant i_β suivant les axes (α,β)
$i_{\beta r}$	: Image du courant de consigne suivant l'axe β
$i_{\beta r}$	: Image du courant réel suivant l'axe β
K	: Matrice qui contient les coefficients de contre-réaction d'état
$K(s)$	: La fonction de transfert du système en boucle ouverte.
K'_R	: Matrice contre réaction d'état du régulateur
K'_w	: Matrice d'intervention directe de la grandeur de consigne
k_b	: Paramètre de l'observateur d'état
K_D	: Gain permanent du correcteur
K_I	: Gain permanent du correcteur
$K_i(s)$	: Fonction de transfert du premier système bouclé
K_p	: Gain permanent du correcteur
K_S	: Matrice de contre réaction d'état
k_s^T	: vecteur ligne de contre-réaction d'état
K_s	: Matrice qui contient les coefficients de contre-réaction d'état
K_u	: Matrice d'entrée de découplage
K_v	: Matrice d'intervention directe de perturbation
k_w	: coefficient de l'intervention directe de la valeur de consigne
K_w	: Matrice d'intervention directe du vecteur de consigne
K_w	: Matrice d'intervention directe du vecteur de consigne
K_w	: Matrice d'intervention directe du vecteur de consigne
L	: Inductance statorique
L_a	: Inductance de l'absorbeur
L_f	: Inductance du filtre
L_{kl}	: Inductance mutuelle entre les deux phases k et l
L_{kl}	: Inductance mutuelle entre les deux phases k et l
$L_{rés}$	: Inductance du réseau
m	: Le nombre des grandeurs d'entrées qui est aussi la dimension du vecteur d'entrée
MAS	: Moteur asynchrone
mcc	: Moteur à courant continu
M_{dD}	: Inductance mutuelle entre les amortisseurs et l'inductance statorique suivant l'axe d

M_{dD}	: Inductance mutuelle entre les amortisseurs et l'inductance statorique suivant l'axe d
m_e	: Couple électromagnétique en valeur relative
M_{mk}	: Inductance mutuelle entre l'enroulement k du stator et l'aimant
MSAP	: Moteur Synchrone à Aimants Permanents
n_c	: l'image de la vitesse de consigne
n_r	: l'image de la vitesse réelle
P	: Puissance active,
P	: Le nombre des grandeurs de sorties.
PI	: Régulateur Proportionnel Intégral
PID	: Régulateur proportionnel intégrateur dérivateur
P_J	: Pertes joules en fonction de $\cos\phi$
q	: Nombre de tensions à redresser
R	: Résistance statorique
r	: Résistance relative statorique
R_a	: Résistance de l'absorbeur
$R_i(s)$	: Fonction de transfert du régulateur R_i
R_L	: Résistance de ligne de transport
$R_n(s)$	: Fonction d régulateur R_n
$R_{rés}$	: Résistance du réseau
$S(s)$	: Grandeur à régler ou grandeur de sortie.
$s(x_s)$	: Vecteur de dimension m
S_a, S_b	: Systèmes à régler
$S_a(a)$	: Fonction de transfert S_a
$S_b(s)$	: Fonction de transfert du système S_b
T	: période d'échantillonnage
T	: Période
$T(s)$	: Fonction de transfert en boucle fermée
T_d	: Constante de temps de dérivation
THDi	: Taux de distorsion harmonique en courant
THDv	: Taux de distorsion harmonique en tension
$T_i = K_p/K_I$	: Constante de temps d'intégration
$T_i = 1/K_I$	: Constante de temps d'intégration
t_m	: Temps de montée qui permet de passer de 10 % à 90 % de la valeur finale.
T_n	: Dosage de la corrélation d'intégral
t_p	: Temps de pique où l'on a le dépassement maximal D .
t_r	: le temps de réponse qui sépare l'instant d'application de l'échelon et l'arrivée en régime permanent avec une tolérance de $\pm 5\%$.
T_s	: Constante de temps électrique
u	: Vecteur de commande de dimension m
U	: La tension composée
u_1, u_2, u_3	: Tensions triphasées
U_c	: Tension nominale de la charge
u_{c1}	: Tension de commande de la phase 1
u_{c2}	: Tension de commande de la phase 2
u_{c3}	: Tension de commande de la phase 3

U_{co}	: Valeur redressée moyenne pour α égal à zéro
U_d	: Tension redressée moyenne
U_i	: Tension d'induit d'un mcc
u_{ik}	: Tension induite de transformation.
u_k	: Vecteur de commande à la sortie de l'onduleur
u_p	: Tension délivrée par un panneau solaire
u_r	: Image de la grandeur réelle à régler u_r .
$\hat{U}_{sn}$	: Valeur de crête de la tension nominale
v	: Grandeur de perturbation
V	: La tension simple
$v1, v2, v3$	: Tensions triphasées délivrées par le générateur BF triphasé
V_a	: perturbation qui intervient sur le réglage de courant
V_{AB}	: Tension entre phase de la source triphasée
v_{AK}	: Tension anode cathode aux bornes d'un thyristor ou d'une diode
V_b	: Perturbation qui intervient sur le réglage de la vitesse
v_{iN}	: Tension phase neutre, i varie de 1 à 3
v_k	: Tension aux bornes de l'interrupteur qui s'ouvre.
V_m	: Valeur de crête de la tension secondaire du transformateur
w	: Grandeur de consigne
$x_b[k]$	: Le vecteur d'état observé
x_s	: Vecteur d'état du système à régler de dimensions « s »
x_s	: Signal d'entrée
y	: Grandeur de sortie

INTRODUCTION GENERALE

Ce rapport est la synthèse de travaux de recherche que nous avons dirigés durant des années dans différents laboratoires nationaux et internationaux dont je me permets ici d'en citer quelques uns:

- Le Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antsiranana (ESPA) dont j'ai été le responsable pendant une dizaine d'années.
- Le Laboratoire d'Electricité de l'Ecole Normale Supérieure pour l'Enseignement Technique d'Antsiranana (ENSET), établissement dont j'étais parmi les fondateurs avec l'appui de partenaires étrangers, en particulier l'ENS de Cachan en France, et où je dirigeais le Département d' Electricité.
- Le Laboratoire de Physique de Suspension de la Faculté des Sciences d'Antananarivo où je travaille en qualité de chercheur invité.
- Le Laboratoire d'Electricité de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo de l'Université d'Antananarivo où je suis actuellement enseignant chercheur permanent.
- Le Laboratoire d'Electronique et d'Electrotechnique de l'Institut Supérieur de Technologie d'Ampasampito à Antananarivo où je participe aux activités pédagogiques.
- Le Laboratoire privé du Centre de Formation Technique en Electronique Industrielle d'Amboditsiry (CeFoTec) à Antananarivo où je participe à la formation professionnelle et à l'encadrement des travaux de laboratoire.
- Le Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne en Suisse où j'ai préparé mon mémoire de DEA et ma thèse de Docteur-Ingénieur en Electronique Industrielle.
- Le Laboratoire du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique à l'Institut National Polytechnique de Lorraine en France (GREEN-ENSEM-INPL) où j'ai été un chercheur scientifique invité

Il est composé de sept chapitres, classés par thème de recherches dans le domaine de l'Electronique Industrielle englobant l'Electronique de puissance, l'Electronique de commande et de réglage, ainsi que l'installation d'énergie électrique et l'automatisme industriel.

Hormis le premier chapitre qui présente les généralités sur l'Electronique Industrielle, les autres chapitres exposent les théories de base sur lesquelles reposent les études et les conceptions aboutissant à des réalisations dont les applications sont développées pour tous les

types de convertisseurs. Les applications industrielles comme les variateurs de vitesse des moteurs électriques, la production autonome de l'énergie électrique, le transport et la distribution, puis l'amélioration du facteur de puissance sont mis en exergue.

Tous les résultats obtenus sont originaux et sont les fruits de recherches personnelles.

Ainsi, quatre chapitres traitent les quatre types de convertisseurs classiques : ac-ac, ac-dc, dc-dc et dc-ac.

Deux autres chapitres sont consacrés à deux nouveaux modèles de convertisseurs qui ont fait l'objet de quatre publications internationales. Ces résultats ont été obtenus en collaboration avec une équipe de recherche au laboratoire du GREEN à l'ENSEM-INPL France.

Nouveau modèle ac-ac

« Une nouvelle génération de ballast électronique à facteur de puissance unitaire » [1]

Dans cet article, un nouveau modèle de convertisseur ac-ac directement couplé au réseau a été développé. Il est destiné à l'alimentation des charges résistives dont la puissance consommée est variable. Dans tous les cas, le facteur de puissance reste autour de l'unité. Puis, selon les exigences internationales, le prototype a été soumis au test d'usage à l'issue duquel il a satisfait aux normes de compatibilité électromagnétique.

Nouveau modèle dc-ac

« Un nouveau modèle d'onduleur sans diode clamp » [4]

L'objectif est de présenter un nouveau modèle d'onduleur multiniveau. Ce convertisseur est une version améliorée des onduleurs NPC et MPC comportant des diodes clamp. Son intérêt principal est qu'il comporte moins d'interrupteurs de puissance tout en assurant les mêmes fonctionnalités.

Le bon fonctionnement de ce nouveau type d'onduleur est simulé avec SimPowerSystems de Matlab Simulink. Des études particulières visant à assurer la viabilité des composants de puissance ont été entreprises.

Le montage est simple, robuste et économique

« A new multilevel inverter model NP without clamping diodes » [3]

Il montre un nouveau modèle d'onduleur multiniveau utilisant des interrupteurs unidirectionnels et bidirectionnels à IGBT où la sécurité et la fiabilité des éléments de puissance ont été améliorées et les pertes dues aux commutations considérablement réduites. L'une des originalités est également la simplicité de la commande avec une fréquence de commutation très basse. L'article se termine par une validation expérimentale.

« A novel multilevel inverter model » [2]

Nous étudions un nouvel onduleur multiniveau dont le premier avantage est l'absence des diodes de bouclage qui, en triphasé, sont au nombre de dix-huit dans les onduleurs multiniveaux classiques et le deuxième est l'obtention d'une meilleure qualité de tension et de courant de charge. Une validation expérimentale a été effectuée.

En annexes nous présentons des logiciels de dimensionnement et d'étude du comportement dynamique d'un système complexe en considérant les cas monovariable et multivariable. Cette nouvelle méthode de réglage fait intervenir le modèle d'état.

Les différents logiciels de programmation utilisés dans ce rapport sont : Matlab 7.3 et Matlab Simulink, le Delphi 7, le C++Builder5 et le Visual Basic 6. Grâce à la conception et à la réalisation de l'interface graphique pour chaque application, l'exploitation de tous les logiciels que nous avons conçus et élaborés met à l'aise l'utilisateur et rend facile les interprétations.

Les résultats de recherche développés dans ce rapport présentent un caractère multidisciplinaire portant sur plusieurs domaines tels que l'Electronique de puissance, l'Electronique de réglage, la régulation industrielle, la technologie d'isolation galvanique, la production et le transport de l'électricité avec amélioration du facteur de puissance, la programmation numérique et l'automatisme industriel.

Chacune des vingt deux réalisations a des fins domestiques et industrielles.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Suite au développement de composants électroniques spéciaux, de fiabilité élevée qui peuvent répondre aux hautes exigences de tolérances plus restreintes requises par les applications industrielles, est apparue une nouvelle branche de l'Electronique qui est l'*Electronique industrielle*.

Cette discipline s'occupe essentiellement de l'automatisation des processus de production industrielle.

Elle comprend trois grandes parties, à savoir :

- L'*Electronique de puissance* qui utilise des composants pouvant travailler avec des tensions et des courants très élevés ;
- L'*Electronique de commande* qui a pour rôle de gérer le fonctionnement du circuit de puissance ;
- La *Régulation* qui assure l'automatisation du système qui fonctionne en boucle fermée.

Dans la pratique, l'Electronique de Puissance et l'Electronique de Commande vont toujours ensemble. Cependant, il est d'usage de mettre en premier l'étude de la partie puissance et d'en déduire ensuite le circuit de commande approprié.

Par mesure de sécurité, ces deux circuits sont déconnectés. Pour éviter la propagation des perturbations du circuit de puissance vers l'électronique de commande, il est recommandé d'effectuer une isolation galvanique.

I.1. ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

L'Electronique de puissance est une technique qui s'est développée entre l'Electrotechnique et l'Electronique. Elle permet de contrôler les courants forts moyennant des composants à semi-conducteurs tels que les diodes, les transistors bipolaires et MOSFET, les thyristors, les triacs, les GTO et les IGBT. Ces composants travaillent surtout en commutation ou autrement dit, en régime tout ou rien. En fonctionnement idéal, ils se comportent comme des interrupteurs dont les caractéristiques sont les suivantes :

- A l'état passant, ils laissent passer les courants forts en provoquant une chute de tension la plus faible possible (au cas idéal, cette chute de tension est nulle).
- A l'état bloqué, ils empêchent la circulation des courants en supportant des tensions très élevées.

Aujourd'hui, le courant maximal qui passe à travers ces éléments va jusqu'à 6000A et ils peuvent supporter une tension pouvant atteindre quelques centaines de kV.

L'Electronique de Puissance a pour rôle principal de modifier la forme de l'énergie électrique : c'est pour cela qu'on l'appelle aussi « Technique de conversion de l'Energie électrique ». Son fonctionnement est résumé par les cinq montages de base suivants:

1. La conversion alternatif-continu, ou ac-dc qui utilise des diodes et qui convertit les tensions alternatives monophasées ou polyphasées en une tension continue fixe ;

2. La conversion alternatif-continu variable qui utilise des éléments commandables comme les thyristors. Suivant la conception de l'électronique de commande et la valeur des angles de retard d'allumage des thyristors, les montages peuvent fournir de l'énergie à la charge ou renvoyer de l'énergie vers la source. Le sens de l'écoulement de l'énergie est donc réversible.
3. La conversion alternatif-alternatif, ou ac-ac, permet de varier la valeur efficace du courant dans un récepteur et celle de la tension à ses bornes.
4. La conversion continu-continu, ou dc-dc, délivre une tension continue variable à partir d'une source continue fixe. La tension à la sortie peut être supérieure ou inférieure à la tension d'entrée selon le montage choisi. Actuellement, il existe deux variantes :
 - Le convertisseur dc-dc à transformateur HF
 - Le convertisseur utilisant une diode et un condensateur
5. La conversion continu-alternatif, ou dc-ac, consiste à produire une tension alternative à partir d'une source continue fixe. La fréquence et la valeur efficace de la tension à la sortie dépendent de la conception de l'électronique de commande. La tension délivrée par ces convertisseurs présente des harmoniques. Selon le cas, des études particulières seront nécessaires pour réduire ou éliminer certains harmoniques.

Actuellement, ces cinq types de convertisseurs trouvent leurs applications dans plusieurs domaines industriels. Dans tout secteur industriel, l'intervention de l'Electronique de puissance s'avère indispensable. Signalons qu'il existe d'autres montages, dérivés de ceux-ci ou de leurs combinaisons, comme le convertisseur de fréquence direct, le convertisseur bidirectionnel, la cascade hypo synchrone, etc... L'exploitation de ces montages est l'origine des entraînements réglés des machines électriques utilisant les variateurs de vitesse : moteurs à courant continu, moteurs synchrones et asynchrones.

Puisque ce circuit de puissance contient des éléments commandables, il est nécessaire de générer les signaux qui fixent les instants de blocage et de déblocage de chaque élément : c'est le rôle de l'Electronique de commande. Différentes méthodes seront présentées au paragraphe suivant.

I.2. ELECTRONIQUE DE COMMANDE

Actuellement, on rencontre plusieurs variantes d'électronique de commande. Cependant nous présentons les techniques fondamentales les plus utilisées: l'électronique analogique et l'électronique numérique.

L'Electronique analogique s'appuie surtout sur l'exploitation des amplificateurs opérationnels dont les montages fondamentaux sont les suivants:

- Montages en régime linéaire: les montages suiveur, inverseur, intégrateur, dérivateur, sommateur et différentiel.
- Montages en régime saturé : les comparateurs, le trigger de Schmitt et les multivibrateurs.

L'Electronique numérique faisait initialement intervenir les circuits logiques combinatoires. Puis, les circuits intégrés à programmer tels que les circuits PAL font leur apparition. Plus tard, la mise au point des circuits à mémoires rend encore plus performante cette technique numérique. L'exploitation des mémoires mortes ou ROM, et des mémoires vives ou RAM, combinée avec les microprocesseurs permet l'accès aux commandes programmées. On arrive ainsi à générer des signaux complexes pour commander des circuits de puissance très compliqués. Deux méthodes ont été adoptées, la commande assistée par PC et la commande autonome préprogrammée.

Constatant la complexité de l'utilisation des processeurs, les concepteurs ont inventé les microcontrôleurs possédant un nombre réduit d'instructions. Ils permettent d'effectuer des commandes complexes avec un nombre minimum de composants électroniques. Citons comme exemple le PIC 16F84 qui n'a que 35 instructions. Ce nombre est très réduit par rapport à certains processeurs qui en comportent une centaine.

La commande mixte qui combine les deux méthodes, analogique et numérique, est la preuve irréfutable que l'une est aussi importante que l'autre dans la conception de l'électronique de commande. Les deux techniques sont complémentaires. De là va naître une nouvelle technologie : les conversions analogique-numérique (CAN) et numérique-analogique (CNA) qui vont permettre aux concepteurs de passer d'un domaine à l'autre.

Dans la pratique, ces convertisseurs sont présentés sous forme de circuits spéciaux faciles à utiliser. Actuellement, ils sont très développés et sont classés selon leurs fréquences d'opération et leurs vitesses de conversions.

Notons que la puissance de l'électronique de commande est très faible, de quelques dizaines de microwatts à quelques centaines de watts, devant la puissance transitée à travers le circuit de puissance qui peut atteindre les mégawatts. Les niveaux de tension présentent également une très grande différence. Pour éviter que des perturbations venant de la partie « puissance » se propagent vers le circuit de commande, il est absolument nécessaire d'introduire un circuit d'interface entre les deux domaines : c'est la technique de l'isolation galvanique.

Sans cette isolation galvanique, les risques suivants sont à craindre :

- Toutes les parties « commande » seront portées à un potentiel très élevé qui est celui du circuit de puissance. Il y a un risque d'électrocution pour l'opérateur en service.
- Les perturbations électriques ou électromagnétiques du circuit de puissance, selon le type d'isolation adoptée, peuvent perturber la commande et créer des anomalies dans le fonctionnement.

I.3. LES ISOLATIONS GALVANIQUES

L'isolation galvanique consiste à isoler électriquement l'Electronique de commande du circuit de puissance. Ainsi, même si du côté « puissance », on travaille à des tensions élevées, de l'ordre des centaines de kilovolts, cette protection met en sécurité la commande électronique dont la tension ne dépasse guère les 30V.

Ce principe s'appuie sur trois technologies :

- Le couplage magnétique utilisant les transformateurs d'impulsions (TI)
- La voie optique qui se sert des optocoupleurs
- L'utilisation des fibres optiques

I.3.1 Les transformateurs d'impulsions ou TI

Mises à part les fréquences de travail relativement élevées (de l'ordre de 15 kHz), le principe du transformateur utilisé dans le transport d'énergie ou en électrotechnique reste valable pour les TI.

Dans la pratique, la tension d'isolation obtenue à l'aide de ces TI atteignent les 15 kV. Par ailleurs, on les rencontre facilement sur le marché.

Ces TI sont surtout utilisés pour isoler la gâchette des thyristors du circuit de commande. Mais dans certains cas, on peut s'en servir pour commander les transistors.

I.3.2 Les optocoupleurs ou photocoupleurs

L'optoélectronique a connu un développement notable durant ces dernières années. Autrefois cantonnée à des fonctions telles que la signalisation ou l'affichage et à quelques mesures optiques très spécialisées, cette technique s'étend aujourd'hui tant le domaine industriel que le domaine grand public. Les applications sont nombreuses que ce soit en télécommunications, en informatique, en électronique médicale ou militaire, ou encore dans la commande des processus. Cette évolution est due aux progrès considérables accomplis par la technologie. Dans ce paragraphe, nous développons les caractéristiques de ces phénomènes optiques pouvant être mis à profit dans la séparation galvanique.

Un optocoupleur est un composant destiné à transmettre des informations avec un isolement électrique comme nous le voyons sur la *figure 1* ci-dessous.

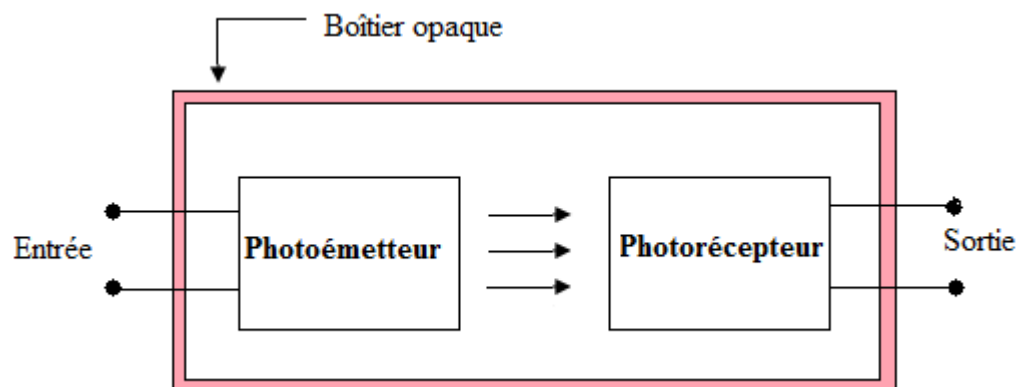


Figure 1 : Structure générale d'un optocoupleur

I.3.2.1 Fonctionnement

Lorsqu'un signal électrique est appliqué à l'entrée du photocoupleur, l'émetteur est traversé par un courant qui produit un rayonnement. Après transmission par voie optique, ce dernier entraîne l'apparition d'un autre courant dans le photorécepteur. Une image du signal d'entrée apparaît alors à la sortie.

Deux types d'utilisation peuvent être envisagés :

- Le premier correspond à un fonctionnement linéaire où une petite variation de la grandeur d'entrée entraîne une modification proportionnelle de la grandeur de sortie.
- Le deuxième donne un fonctionnement en commutation. Le signal d'entrée présente deux niveaux qui commandent deux états distincts du composant de

sortie. C'est ce dernier qui est employé pour la transmission des signaux numériques. L'entrée et la sortie sont isolées électriquement.

Dans la pratique, ces photocoupleurs peuvent isoler jusqu'à quelques dizaines de kilovolts. On utilise surtout ces optocoupleurs pour commander les transistors et les triacs.

1.3.2.2 Les différents types

De nombreuses variantes de photocoupleur existent. Le photoémetteur est pratiquement toujours une diode infrarouge, mais le photodétecteur peut être de différents types : on peut rencontrer une photodiode, un phototransistor, une photorésistance, un photodiode, un phototriac ou un photothyristor.

1.3.3 Les fibres optiques

Puisque nous utilisons des fibres optiques, il est nécessaire que nous étudions leurs caractéristiques afin de bien les exploiter.

Une fibre optique est formée (*figure 2*)

- d'un cœur cylindrique transparent, dont l'indice de réfraction peut être constant ou variable continûment en fonction de la distance à l'axe ;
- d'une gaine en forme de couronne cylindrique, de rayon interne $2a$, de rayon externe $2b$ et d'indice légèrement inférieur à celui du cœur ;
- d'un revêtement externe destiné à la protéger.

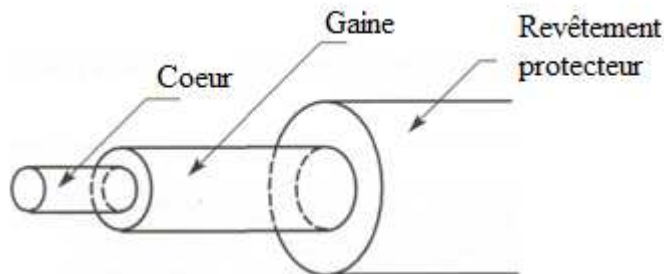


Figure 2 : Constitution d'une fibre optique

On rencontre trois catégories de fibres optiques :

- les fibres multimodes à saut d'indice (*figure 3*). Le cœur est homogène. Le guidage est obtenu par des réflexions totales sur l'interface avec la gaine ;
- les fibres multimodes à gradient d'indice (*figure 4*). La valeur de l'indice i du cœur décroît depuis l'axe jusqu'à l'interface avec la gaine. Le guidage est obtenu grâce à la courbure des rayons due à l'inhomogénéité du milieu ;
- les fibres monomodes (*figure 5*). Ce sont des fibres à saut d'indice dont le diamètre de cœur est très réduit : son ordre de grandeur est celui de la longueur d'onde du rayonnement qui se propage. Pour ce type, l'approximation de l'optique géométrique n'est plus valable et le guidage ne peut être interprété que par la théorie ondulatoire.

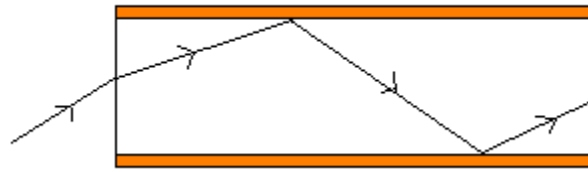


Figure 3 : Fibre multimode à saut d'indice



Figure 4: Fibre multimode à gradient d'indice



Figure 5 : Fibre monomode

1.3.3.1. Atténuation

L'atténuation du flux transmis par une fibre optique est un paramètre essentiel pour les télécommunications optiques, car elle conditionne la distance de transmission.

1.3.3.2. Causes des atténuations

1.3.3.2.1. Absorption

Les pertes par absorption sont dues aux impuretés contenues dans le cœur de la fibre. Elles se produisent dans certaines bandes de longueur d'onde, selon la nature de ces impuretés.

Les premières fibres optiques avaient des pertes énormes à cause de la qualité médiocre des matériaux. L'amélioration spectaculaire des procédés de fabrication a entraîné une réduction considérable des pertes par absorption, ce qui a permis le développement des télécommunications optiques.

1.3.3.2.2. La diffusion

La diffusion peut se produire sur des impuretés ou sur des imperfections de l'interface entre le cœur et la gaine, mais même si l'on parvient à réduire ces phénomènes, il subsiste une diffusion due aux fluctuations microscopiques de l'indice de réfraction du matériau : c'est la diffusion de Rayleigh. La perte de flux correspondante diminue rapidement avec la longueur d'onde λ : elle est en effet inversement proportionnelle à λ^4 .

1.3.3.2.3. La courbure

Les fibres optiques sont suffisamment flexibles pour être courbées facilement. Il ne faut cependant pas utiliser un rayon de courbure trop faible, qui provoquerait un

affaiblissement non négligeable. En effet, un rayon qui subit des réflexions totales dans une portion rectiligne de la fibre peut être partiellement réfracté dans une zone courbe (figure 6)

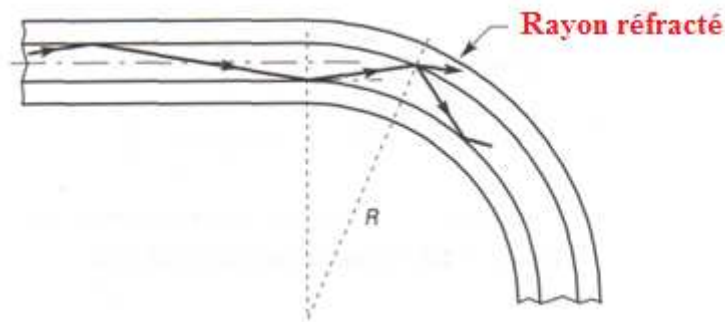


Figure 6 : Rayon réfracté dans une fibre optique courbée

1.3.3.2.4. Epissure

Les causes de pertes lors d'une connexion bout à bout de deux fibres sont :

- la séparation longitudinale qui conduit à un affaiblissement dépendant de la distance « a » entre les faces (figure 7) ;

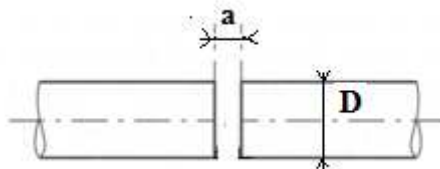


Figure 7 : Séparation longitudinale

- le défaut d'alignement angulaire qui entraîne un affaiblissement qui dépend de l'angle δ entre les axes des fibres (figure 8)

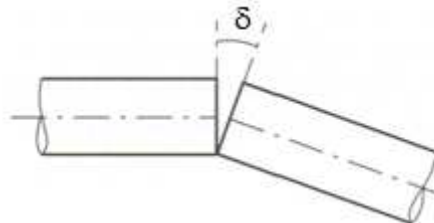


Figure 8 : Défaut d'alignement angulaire

- Défaut d'alignement axial (figure 9) qui conduit à un affaiblissement fonction de l'écart δ

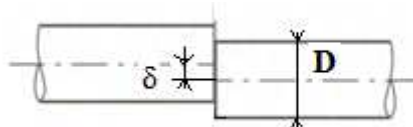


Figure 9 : Défaut d'alignement axial

On constate que le moindre défaut d'alignement provoque des pertes notables. Il faut donc assurer un positionnement extrêmement précis des extrémités des fibres à raccorder.

Dans la pratique, nous avons tenu compte de ces propriétés pour réaliser les connections des émetteurs et des récepteurs.

A l'intérieur de ces émetteur et récepteur sont intégrés des optocoupleurs qui assurent les conversions courant-lumière et lumière-courant. Nous verrons des applications dans nos réalisations.

CHAPITRE II

CONVERTISSEURS ALTERNATIF – CONTINU

ETUDE, CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS

Ce chapitre est consacré à la présentation des résultats pratiques relatifs aux convertisseurs ac-dc que nous avons obtenu dans le cadre des mémoires d'ingénieurs et des projets d'étudiants effectués successivement à l'Ecole Normale Supérieure d'Antsiranana, à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antsiranana et à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo.

Il s'agit successivement de :

1. L'élaboration d'un logiciel de dimensionnement des redresseurs couramment utilisés en monophasé et en triphasé [26][36][41][73] ;
2. La réalisation d'un redresseur monophasé à quatre thyristors avec son circuit électronique de commande.
Ce montage est appliqué à :
 - L'alimentation à vitesse variable d'un moteur à courant continu [25][26][41][73] ;
 - La récupération de l'énergie solaire injectée au réseau électrique (EDF en France ou JiRaMa à Madagascar) [41][73] ;
3. La réalisation d'un convertisseur bidirectionnel à huit thyristors suivie de la conception et de la réalisation de son circuit électronique de commande.
Ce convertisseur alimente un moteur à courant continu dans les deux sens de rotation pour ouvrir et fermer un portail. Le déclenchement de l'ouverture s'effectue par un rayon laser puis la fermeture est automatique avec détection d'obstacle [26][41][73] ;

Les photos de chaque réalisation ainsi que les résultats obtenus lors des essais expérimentaux seront présentés à la fin de chaque paragraphe.

II.1. THEORIES GENERALES SUR LES CONVERTISSEURS AC-DC

Les redresseurs à thyristors sont des convertisseurs qui reçoivent à l'entrée des tensions alternatives et fournissent à la sortie des tensions continues dont la valeur moyenne varie en fonction de l'angle de retard d'allumage.

Ils sont très utilisés dans plusieurs domaines industriels : citons entre autres l'alimentation des moteurs pour les voitures électriques (tramway). Nous allons présenter par la suite les montages de base et leur principe de fonctionnement ainsi que les équations théoriques qui vont servir pour le dimensionnement d'un convertisseur qui alimentera une charge résistive pure puis un moteur à courant continu fortement inductif.

II.1.1. Schéma de base

D'une manière générale, les montages à thyristors sont conçus à partir des commutateurs à cathodes communes (*figure 10.a*) et à anodes communes (*figure 10.b*).

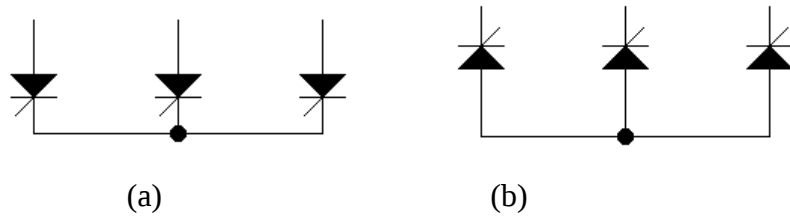


Figure 10 : Les commutateurs à thyristors

II.1.2. Définitions et fonctionnement

II.1.2.1. Définitions

Pour redresser q tensions alternatives, on peut classer les différents montages en trois catégories suivant le couplage au secondaire du transformateur et le nombre des diodes utilisées :

- Si le secondaire est monté en étoile et si on utilise q thyristors, ils sont appelés montages « *parallèle q* » ou Pq .
- Si le secondaire est en étoile et si on utilise $2q$ thyristors, ils sont appelés montages « *parallèle double q* » ou PDq .
- Si le secondaire est en étoile et si on utilise $2q$ thyristors, ils sont appelés montages « *série q* » ou Sq .

II.1.2.2. Principe de fonctionnement

Montages Pq et PDq

Pour le montage à cathodes communes, le thyristor conducteur est celui qui présente à ses bornes la plus positive des tensions et qui, en même temps reçoit sur sa gâchette une impulsion.

Pour le montage à anodes communes, le thyristor conducteur est celui qui présente à ses bornes la plus négative des tensions et qui reçoit en même temps une impulsion sur sa gâchette.

Montages Sq

Pour le montage à cathodes communes, le thyristor conducteur est celui qui reçoit une impulsion sur sa gâchette et dont la tension à ses bornes vient de devenir positive.

Pour le montage à anodes communes, le thyristor conducteur est celui qui reçoit une impulsion sur sa gâchette et dont la tension à ses bornes vient de devenir négative.

II.1.3. Les montages courants

Suivant la combinaison des commutateurs décrits dans le paragraphe précédent, il existe plusieurs montages. Cependant, nous allons montrer ici les montages les plus utilisés et les tensions qu'ils délivrent [9]. Dans tous les cas, nous considérons que la charge est fortement inductive.

Le montage $P2$

Ce montage comprend deux thyristors et un transformateur à point lieu. L'allure de la tension à la sortie ainsi que les intervalles de conduction des thyristors sont présentés à la figure 11.

Pour ne pas alourdir le schéma, le primaire du transformateur n'est pas représenté.

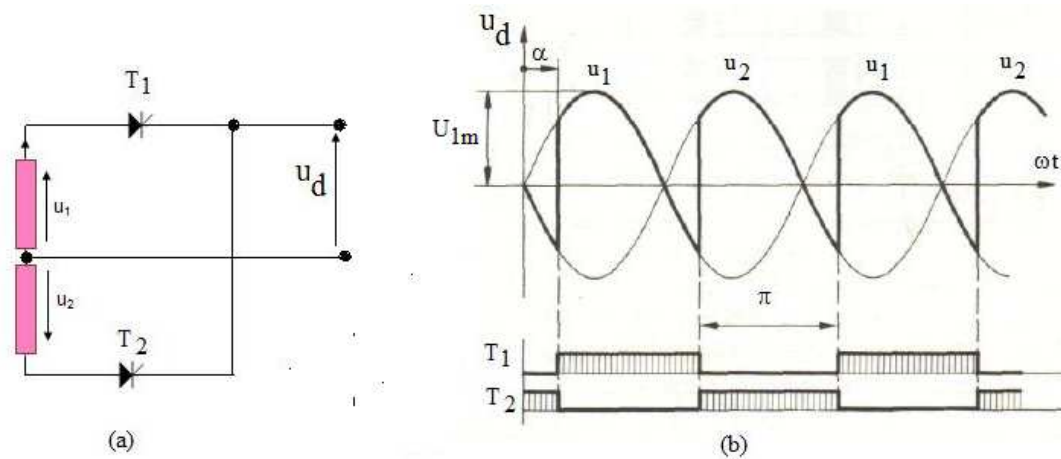


Figure 11 : P2 tout thyristors, (a) Schéma du montage, (b) Allure de u_d et durée de conduction des thyristors

Le montage PD2

Ce montage comprend quatre thyristors. Les tensions à la sortie ainsi que les intervalles de conduction des thyristors sont présentés à la figure 12.

On a les relations [9]:

$$u = u_1 - u_2 \quad \text{et} \quad u_d = u_{d1} - u_{d2}$$

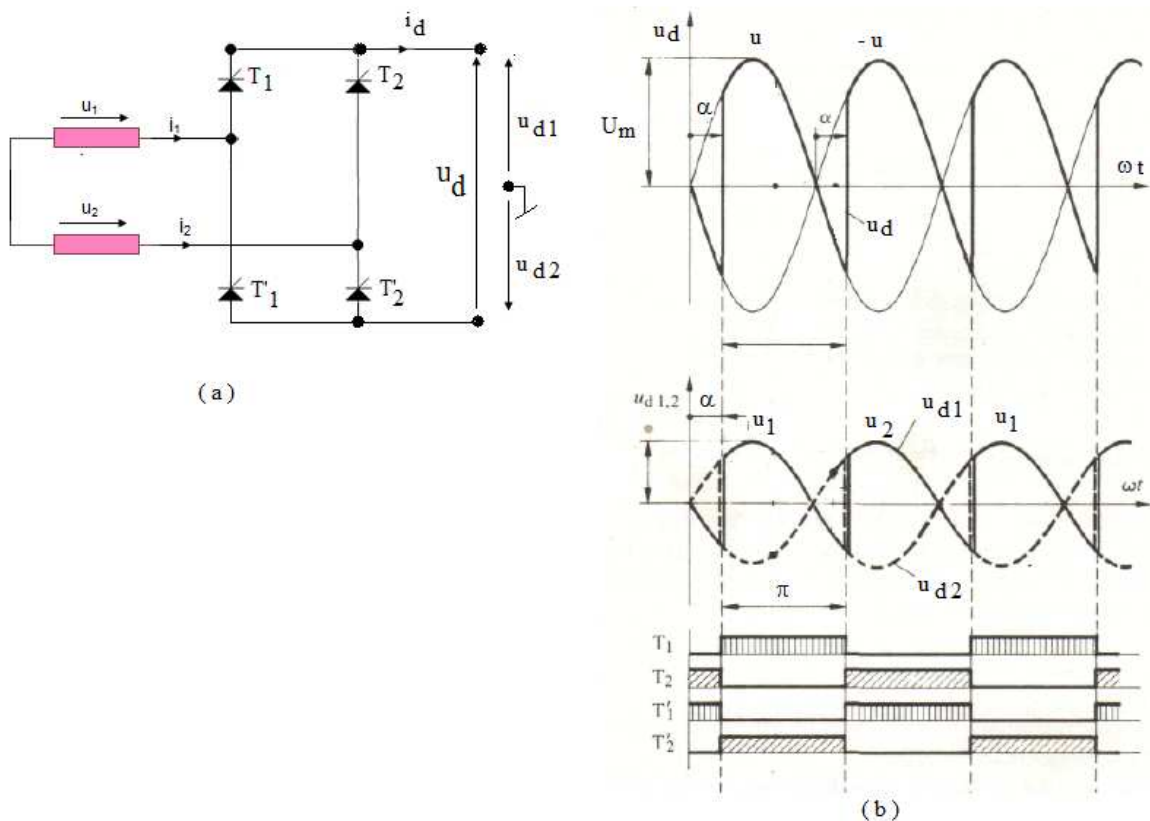
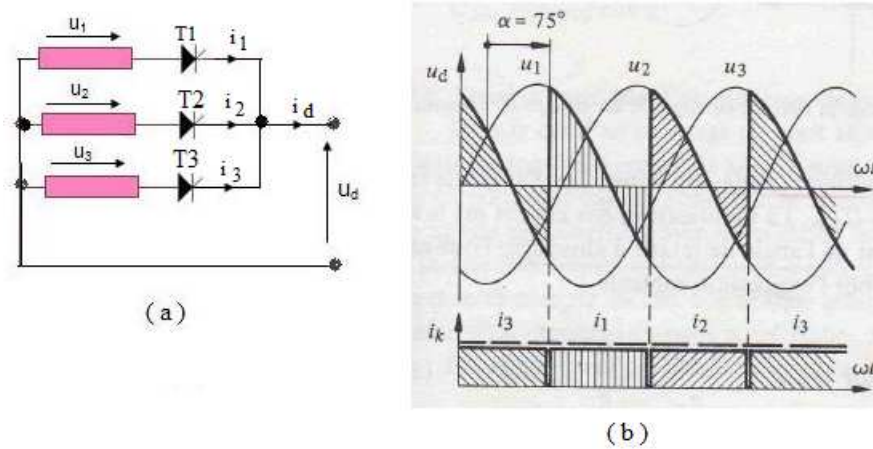


Figure 12 : PD2 tout thyristor, (a) Schéma du montage, (b) Allures de u_d , u_{d1} , u_{d2} et durée de conduction des thyristors

En triphasé les montages les plus utilisés sont les P3 et PD3.

Montage P3

Ce montage possède un transformateur triphasé dont le secondaire est monté en étoile et trois thyristors à cathodes communes.



La tension à la sortie, les courants secondaires i_1 , i_2 et i_3 ainsi que le courant de charge i_d sont présentés sur la figure 13.

Montage PD3

Le montage est composé de six thyristors dont trois sont montés à cathodes communes et les trois autres sont montés à anodes communes. Le secondaire du transformateur est monté en étoile.

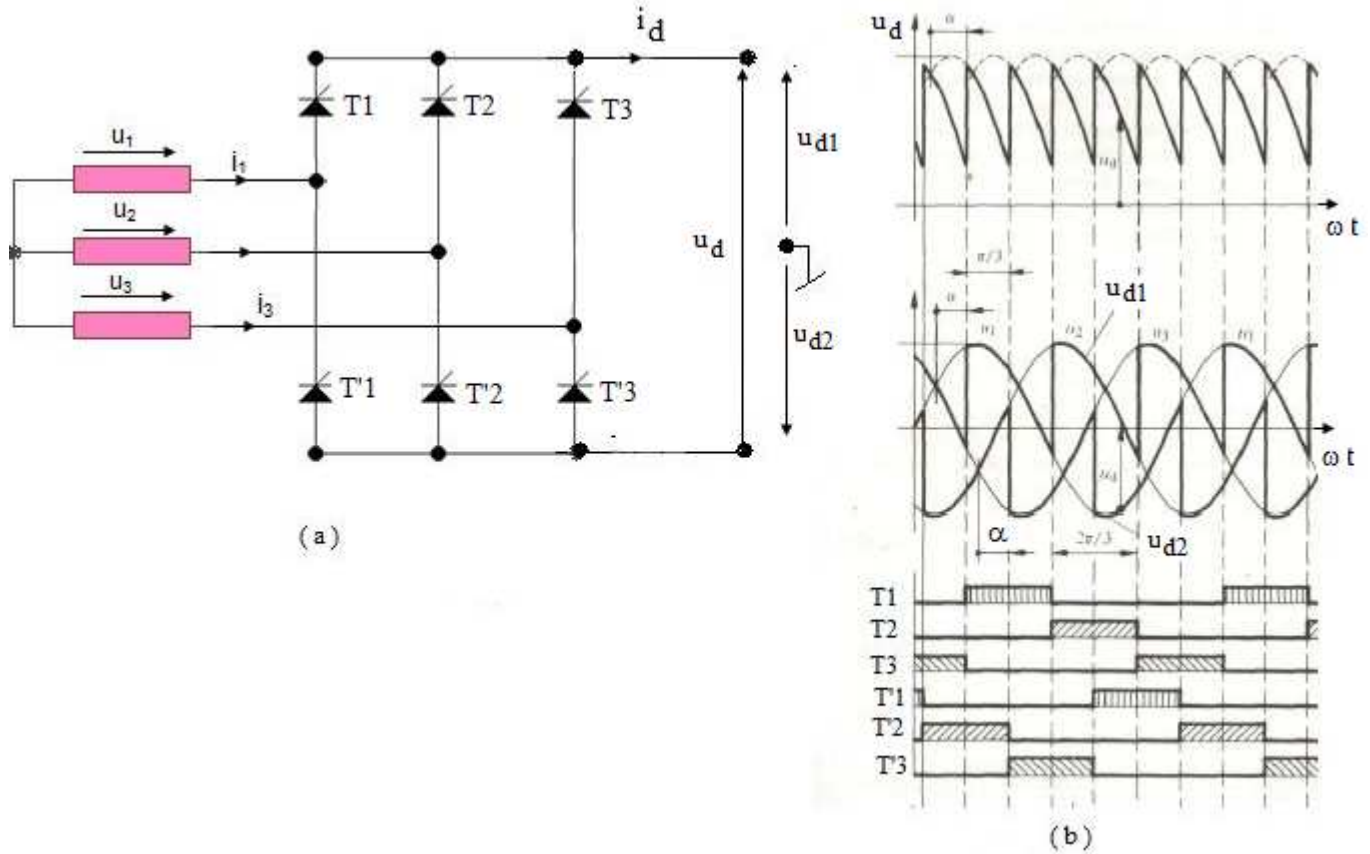


Figure 14: PD3 tout thyristor, (a) Schéma, Allure de u_d , u_{d1} , u_{d2} et durée de conduction des thyristors

A tout instant, on a :

$$u_d = u_{d1} - u_{d2}$$

II.1.4. Etude des tensions

Nous considérons à nouveau une charge *fortement inductive*, l'expression de la valeur moyenne de la tension continue redressée dépend du type de montage [9] [16].

Type Pq :

$$U_d = U_{co} \cos \alpha \quad \text{Équation 1}$$

Avec

$$U_{co} = \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \quad \text{Équation 2}$$

où α est l'angle de retard d'allumage de thyristors et U_{co} la valeur de la tension redressée si α est égal à zéro.

Si la charge est *résistive pure*, cette expression dépend de l'angle de retard α [16]:

$$U_d = U_{co} \cos \alpha \quad \text{Équation 3}$$

$$\text{si } 0 \leq \alpha \leq 30^\circ$$

$$U_d = U_{co} \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)}{\sqrt{3}} \quad \text{Équation 4}$$

$$\text{si } 30^\circ < \alpha \leq 180^\circ$$

Notons que l'allure de u_d est différente pour une charge purement résistive (*figure 15*).

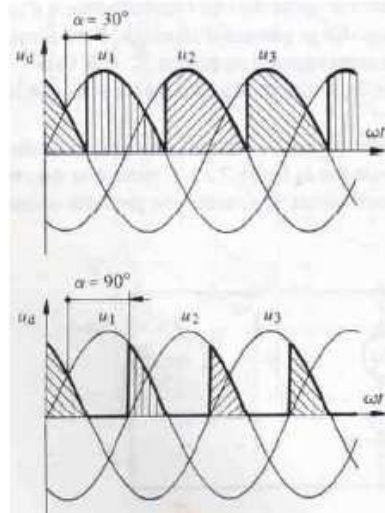


Figure 15 : Allure de u_d pour $\alpha=30^\circ$ et $\alpha=90^\circ$, charge résistive pure

Type PDq

Si la charge est fortement inductive, nous avons les équations :

$$U_{co} = \frac{2q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \quad \text{Équation 5}$$

$$U_d = U_{co} \cos \alpha \quad \text{Équation 6}$$

II.1.5. Phénomènes d'empiètement

Ce phénomène apparaît lors de la commutation d'un thyristor à un autre. Puisque le courant ne peut ni s'annuler brusquement ni passer de zéro à la valeur nominale, il y a une conduction simultanée de deux thyristors. Sur la figure 16, ce laps de temps est désigné par μ , on l'appelle « *angle d'empiètement* ». Durant cet intervalle, la tension u_d s'écrit :

$$u_d = \frac{u_1 + u_2}{2}$$

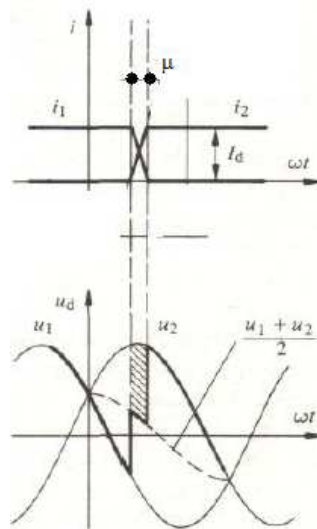


Figure 16 : Phénomène d'empiètement

Cet angle va limiter la valeur maximale du retard α à 150° comme on le verra au paragraphe suivant.

II.1.6. Fonctionnement en onduleur

Le phénomène d'empiètement comporte des problèmes spécifiques au fonctionnement en onduleur. Il faut tenir compte du temps de désamorçage t_q du thyristor sinon, un « *raté de commutation* » apparaît. Nous détaillerons ce phénomène au paragraphe suivant.

La figure 17 montre l'allure des tensions et des courants pour $\alpha=150^\circ$. A cause de ce grand angle de retard d'allumage, la tension aux bornes du thyristor bloqué est positive pour la plupart du temps. Elle n'est négative que pendant une durée γ appelé « *angle d'extinction* ».

Le temps de désamorçage t_γ correspondant à cet angle doit être supérieur à t_q afin d'assurer un blocage parfait pour le régime bloqué.

Nous avons la relation :

$$t_\gamma > t_q$$

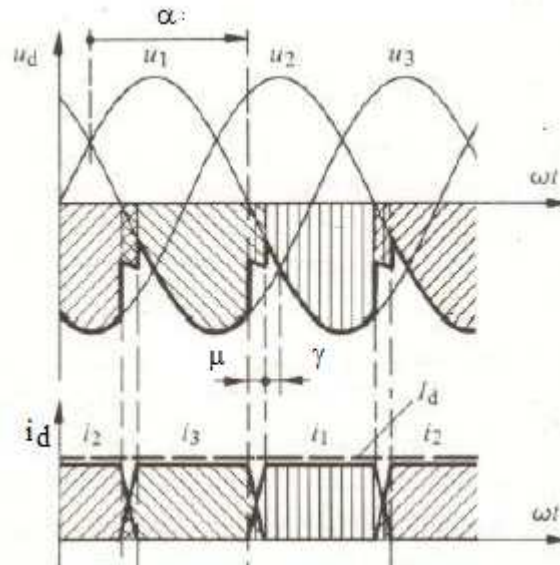


Figure 17 : Fonctionnement normal en onduleur pour $\alpha=150^\circ$

Pour une fréquence de 50Hz, si $\gamma = 10^\circ$, $t_\gamma = 555\mu s$. Or, dans la pratique, t_q varie de 100 à 200 μs . Donc, pour obtenir une sécurité suffisante et en tenant compte de l'angle d'empiètement μ , en général la valeur maximale de α est limitée à $\alpha_{max} = 150^\circ$ pour le fonctionnement en onduleur. Cette limitation s'effectue au niveau de la conception du circuit électronique qui commande les thyristors.

II.1.7. Raté de commutation

Sur la *figure 18* sont dessinés les tensions et les courants lors d'un défaut de blocage. Ici, le thyristor T2 n'a pas été allumé. Ce phénomène apparaît:

- Si on ne tient pas compte de la condition $t_\gamma > t_q$ car le thyristor T1 n'a pas le temps de se bloquer
- où si l'impulsion sur T2 n'arrive pas au bon moment ou a une largeur insuffisante.

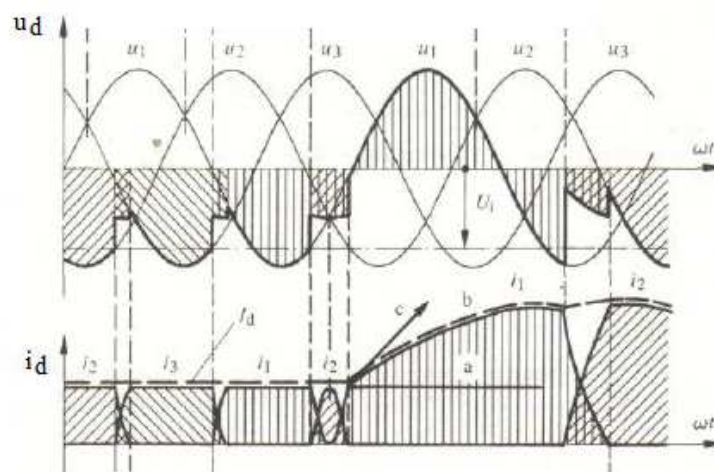


Figure 18 : Raté de commutation en fonctionnement onduleur

Dans la pratique, la tension négative u_d est mise en série avec une force contre électromotrice. Le montage fonctionne en onduleur non autonome.

A cause de ce défaut la tension u_d change de signe et devient brusquement positive, nous obtiendrons ainsi deux tensions en série qui alimentent une inductance. Le courant i_d devient excessif et met l'installation hors service.

II.1.8. Montages mixtes

La tension délivrée par le redresseur s'écrit alors [9][16] :

$$U_d = U_{co} \frac{1+\cos\alpha}{2} \quad \text{Équation 7}$$

II.1.9. Relations permettant de calculer les paramètres

Pour calculer les caractéristiques des diodes et des transformateurs, nous pouvons considérer les montages à diodes où les valeurs calculées correspondent à celles des redresseurs à thyristors en prenant $\alpha = 0^\circ$.

Les relations qui permettent de calculer ces caractéristiques sont données dans le tableau 1 [16].

	Montage Pq	Montage PDq	Montage Sq
Courants dans les diodes	$I_{eff}=(I_c/\sqrt{q})$ $I_{max}=I_c$ $I_{moy}=(I_c/q)$	$I_{eff}=(I_c/\sqrt{q})$ $I_{max}=I_c$ $I_{moy}=(I_c/q)$	$I_{eff}=(I_c/\sqrt{q})$ $I_{max}=I_c$ $I_{moy}=(I_c/q)$
Courant secondaire du transfo I_s	$I_s=I_c/\sqrt{q}$	$I_s=I_c\sqrt{(2/q)}$	$q \text{ pair: } I_s=I_c/2$ $q \text{ impair: } I_s=(I_c/2)*\sqrt{(q^2-1)/q}$
Facteur de puissance secondaire f_p	$\sqrt{(2/q)} \sin(\pi/q)$	$2*\sqrt{(q/2)} \sin(\pi/q)$	$q \text{ pair: } 2*\sqrt{(2/q)}$ $q \text{ impair: } 0,90*q/\sqrt{(q^2-1)}$
Courant primaire I_p	$(n2/n1)*I_c*\sqrt{(2/q)}$ (triangle) $(n2/n1)*I_c*\sqrt{(2/q)}$ (étoile)	PD 2: $(n1/n2)*I_c$ PD 2: $(n1/n2)*I_c*\sqrt{(2/q)}$	$q \text{ pair: } (n1/n2)*I_c/2$ $q \text{ impair: } (n1/n2)*I_c*\sqrt{(q^2-1)/q}$
Facteur de puissance primaire f_p	$((U_{co}*I_c)/(q*V_p*I_p))$ (étoile ou triangle)	PD2: $2*\sqrt{(2/q)}$ PDq: $3/\sqrt{q}$ $\rightarrow f_p=((U_{co}*I_c)/(q*V_p*I_p))$	S3: $f_p=0,955$ Sq: $f_p=((U_{co}*I_c)/(q*V_p*I_p))$
Tension redressée U_{co}	$(q/\pi)*V_m*\sin(\pi/q)$ $U_{co}=U_c+\Delta U_{co}$, où $\Delta U_{co}=\Sigma \Delta U$	$(2*q/\pi)*V_m*\sin(\pi/q)$	$(q/\pi)*V_m$
Facteur d'ondulation K_o	$((\pi/2*q)*(1-\cos(\pi/q))/\sin(\pi/q))$ si $q > 2$	$((\pi/2*n)*(1-\cos(\pi/n))/\sin(\pi/n))$ où: $n=q$, si q est pair $n=2*q$, si q est impair	$K_o=(U_{cmax}-U_{cmin})/(2*U_{co})$
Tension inverse maximale V_{max}	si $q \text{ pair: } V_{max}=-2*V_m$ si $q \text{ impair: } V_{max}=-2*V_m*\cos(\pi/(2*q))$	si $q \text{ pair: } V_{max}=-2*V_m$ si $q \text{ impair: } V_{max}=-2*V_m*\cos(\pi/(2*q))$	si $q \text{ pair: } V_{max}=-V_m/\sin(\pi/q)$ si $q \text{ impair: } V_{max}=-V_m/2*\sin(\pi/q)$
Fonctionnement en court-circuit	$I_{c,cc}=(q*V_m/L)$ $I_{s,cc}=(\sqrt{3}*V_m)/(L*\sqrt{2})$ $\Delta U_R=(P_{tot}/I_c^2)$	$I_{c,cc}=(q/\pi)*(V_m/L*\omega)$ $I_{s,cc}=I_c, cc=(q/\pi)*(V_m/L*\omega)$ $\Delta U_R=R_c*I_c$	$I_{c,cc}=(2*q/\pi)*(V_m/L*\omega)*\sin(\pi/q)$ $I_{s,cc}=V_m/(L*\sqrt{2})$ $\Delta U_R=R_c*I_c$
Chute de tension	$P_{tot}=q^2*I_s^2+q^2*I_p^2+q^2*I_p^2$ $\Delta U_L=(q/2*\pi)*L*\omega*I_c$ $\Delta U_D=k*0,7$ (k: nombre de diode)	$\Delta U_L=(q/\pi)*L*\omega*I_c$, si $q>2$ $\Delta U_L=(4/\pi)*L*\omega*I_c$, si $q=2$ $\Delta U_D=2*v_D$	$\Delta U_L=(q/2*\pi)*L*\omega*I_c$, si q est pair $\Delta U_L=(q/2*\pi)*L*\omega*I_c*((q-1)/q)$, si q impair $\Delta U_D=2*v_D$

Tableau 1 : Tableau récapitulatif des paramètres pour les redresseurs

II.2. CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS

II.2.1. Logiciel de dimensionnement

Dans le cas général, après avoir choisi un montage adéquat, le dimensionnement d'un redresseur à thyristors revient au calcul des caractéristiques de ces derniers et celles du transformateur. Les courants qui circulent à travers ces thyristors sont maximum si la valeur zéro est donnée à l'angle d'amorçage.

Nous présentons sur la *figure 19* la page d'accueil :



Figure 19 : Page d'accueil

Un clic sur « Paramètres d'entrée » fait apparaître la fenêtre ci-dessous où on introduit toutes les données :

U_c	1000 [V]
I_c	40 [A]
q	3
f	50 [Hz]
EXIT	

Figure 20 : Fenêtre des données

Où

U_c = Tension nominale de la charge

I_c = Courant nominal

q = 3 si on choisit le montage triphasé, q = 2 si on choisit le montage monophasé

f = 50 Hz, fréquence du réseau

Un clic sur « Caractéristiques thyristors » calcule et affiche les caractéristiques des thyristors. Nous obtenons la fenêtre suivante :

Courants		Tension inverse	
I_{eff}	23.094 [A]	P_q	-2165.6045 [V]
I_{max}	40 [A]	PD_q	-3750.9371 [V]
I_{moy}	13.3333 [A]	S_q	-625.1562 [V]
AFFICHER			

Figure 21 : Caractéristiques des thyristors

Ce tableau affiche les résultats de tous les montages courants.

Un clic sur « Caractéristiques du Transfo » calcule les caractéristiques du transformateur à utiliser. La fenêtre suivante apparaît:



Figure 22 : Caractéristiques du transformateur

Cette figure montre également les caractéristiques des transformateurs selon le type de montage choisi.

II.2.2. Réalisation du redresseur monophasé à thyristors

II.2.2.1. Schéma de puissance

Nous utilisons le montage PD2 représentée sur la figure 23.

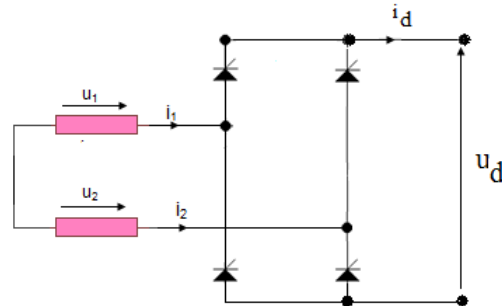


Figure 23: Montage PD2

II.2.2.2. Conception et réalisation du circuit de commande

II.2.2.2.1. Schéma bloc du circuit de commande

D'après la figure 23, nous avons à commander quatre thyristors. Pour ce faire, nous proposons le schéma bloc de la figure 24.

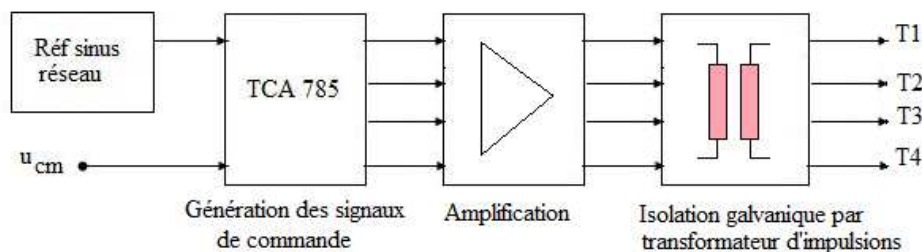


Figure 24 : Schéma bloc du circuit de commande d'un redresseur PD2 tout thyristor

II.2.2.2.2. Fonctionnement

Cette commande utilise un circuit spécial TCA 785 recevant deux signaux : la tension de référence sinusoïdale venant du réseau et la tension de commande u_{cm} qui permet de changer progressivement l'angle de retard d'allumage des thyristors.

A l'aide de ces deux signaux, le TCA 785 et son circuit environnant fournissent les quatre signaux de gâchettes nécessaires pour commander les thyristors. Ces derniers seront amplifiés et traversent les transformateurs d'impulsions assurant l'isolation galvanique. Dans notre conception, nous limitons les angles de retard d'allumage de 30° à 150° pour tenir compte des conditions de bon fonctionnement développé au paragraphe II.1.5.

II.2.2.2.3. Résultats expérimentaux

II.2.2.2.3.1. Première application : Alimentation continue variable

La figure 25.a montre l'allure de la tension redressée qui alimente une résistance pure et à la figure 25.b, notre convertisseur alimente un moteur à courant continu où le courant est lissé par une inductance L. L'angle d'amorçage est réglé à 90° .



Figure 94.a : $Z=R$ pure

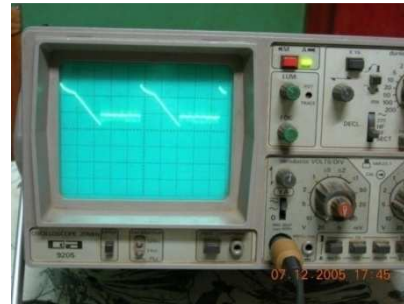


Figure 94.b : Charge = moteur en série avec une inductance

Figure 25 : Allure de U_d pour $\alpha=90^\circ$

Remarques

Ici, nous n'avons expérimenté que deux applications du convertisseur ac-dc à thyristors à savoir :

- l'alimentation d'une résistance fixe dont la puissance consommée est variable : elle dépend de l'angle de retard d'allumage α .
- l'alimentation d'un moteur à courant continu à vitesse variable : la tension d'induit à ses bornes est fonction de l'angle d'amorçage des thyristors α .

La puissance peut aller jusqu'à des centaines de kilowatts.

Notons que l'utilisation de ce convertisseur pour fournir une alimentation continue variable dans un laboratoire d'essais est très courante.

A Madagascar, par exemple, un tel montage est utilisé pour l'alimentation des moteurs électriques des « tramways » chez Madarail (Société ferroviaire malgache). Précisons que ces tramways ne sont pas encore opérationnels.

II.2.2.2.3.2 Deuxième application : Récupération d'énergie électrique injectée au réseau

Le schéma de principe de l'installation est représenté à la figure 26 ci-dessous :

Le convertisseur est relié au réseau électrique via le transformateur.

La charge est remplacée par une source de tension continue qui fournit de l'énergie. Dans notre cas, nous avons utilisé des batteries chargées par des panneaux solaires. Sur le schéma nous représentons le système batteries-panneaux solaires par une source indépendante.

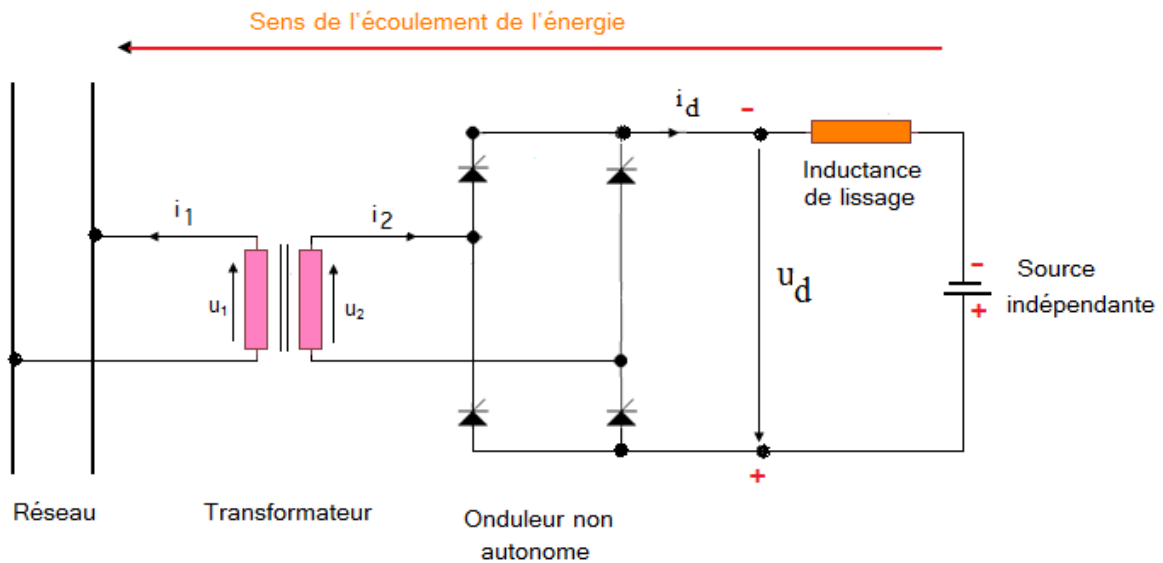


Figure 26 ; Récupération de l'énergie par une source indépendante

Principe de fonctionnement

Pour $90^\circ < \alpha < 150^\circ$, la valeur moyenne de la tension u_d est négative mais le sens de i_d reste toujours positif. Donc, si nous installons une force électromotrice à la place du récepteur, la puissance transmise est négative selon l'équation 8 :

$$P = u_d \cdot i_d < 0 \quad \text{Équation 8}$$

C'est pourquoi le sens de l'écoulement de l'énergie va de la source indépendante vers le réseau via le convertisseur et le transformateur.

Le convertisseur est ainsi appelé *Onduleur non autonome*.

Caractéristiques d'un panneau :

$U_p \text{ max} = 16 \text{ [V]}$

$I_p \text{ max} = 1,9 \text{ [A]}$

Résultats expérimentaux

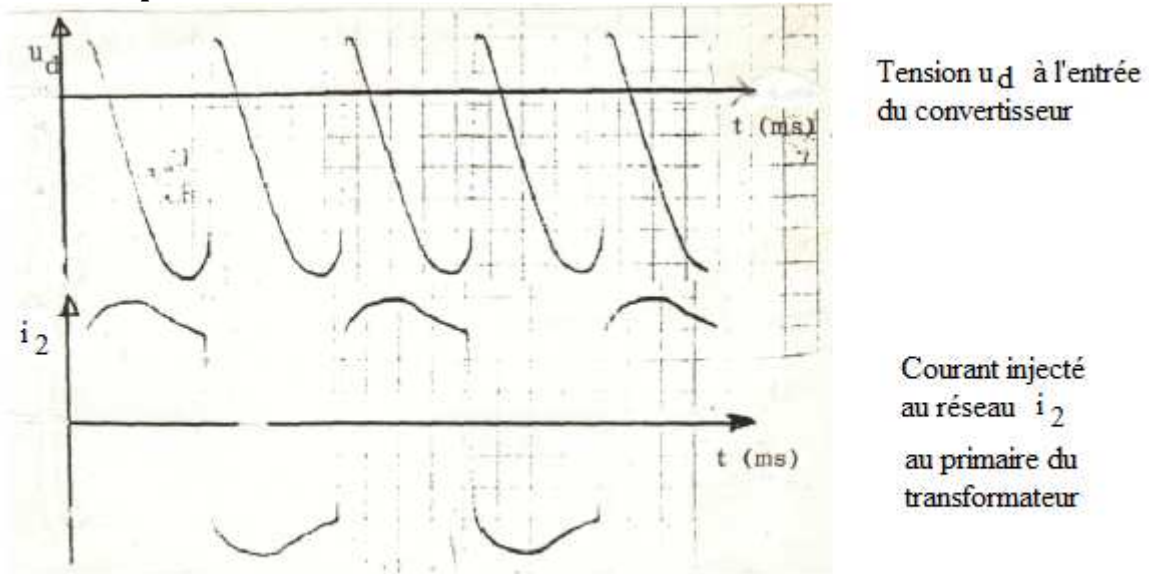


Figure 27 : Allures de u_d et de i_2

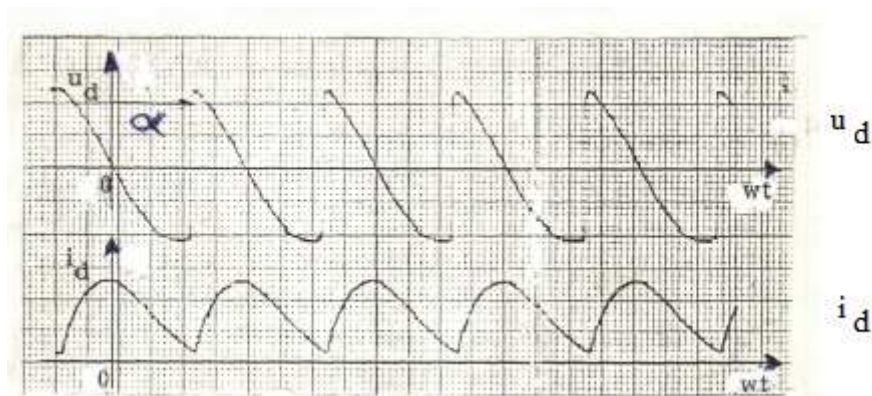


Figure 28 : Allures de i_d et u_d pour une faible inductance de lissage

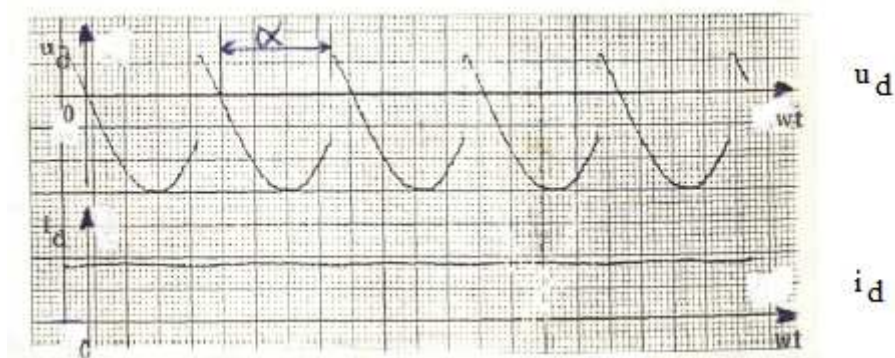


Figure 29 : Allures de i_d et u_d pour une inductance de lissage très grande

De la comparaison des courbes de la *figure 28* et celles de la *figure 29*, nous concluons que la mise en place de l'inductance de lissage est nécessaire pour réduire l'ondulation de courant.

Mesures de l'énergie récupérable par un panneau solaire à disposition

Ici, nous exposons au soleil le panneau solaire qui débite directement sur une charge résistive.

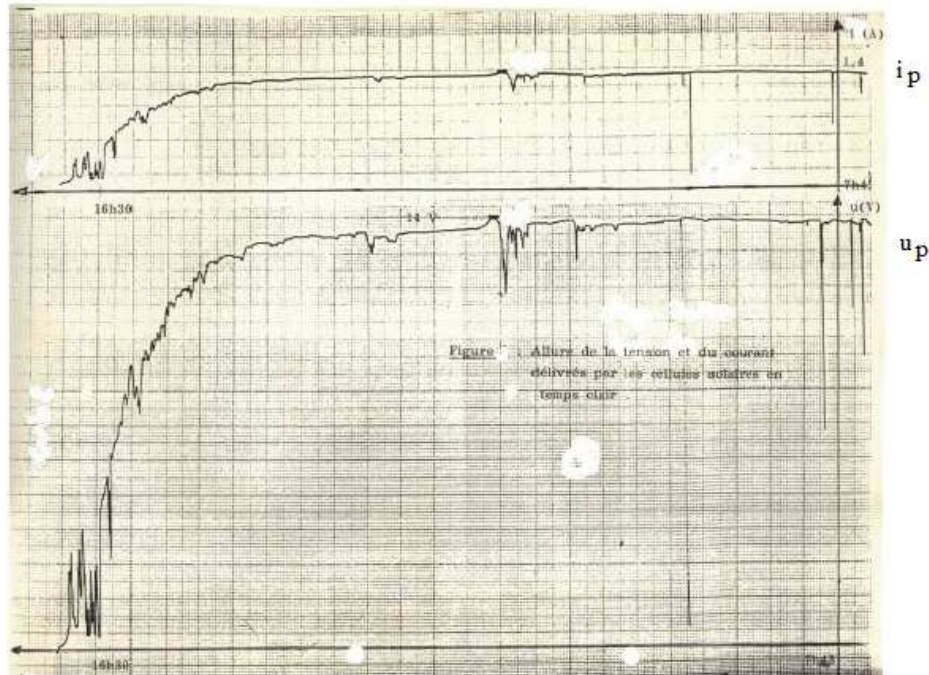


Figure 30 : Mesures de u_p et de i_p récupérables à partir d'un panneau en temps clair dans la ville d'Antsiranana

D'après ces relevés, pour un panneau, nous pouvons récupérer de l'énergie dont la valeur approximative est estimée à:

$$W = I * V * t$$

$$W = 1,4 * 14 * 8 = 156,8 \text{ Wh/jour par panneau}$$

Équation 9

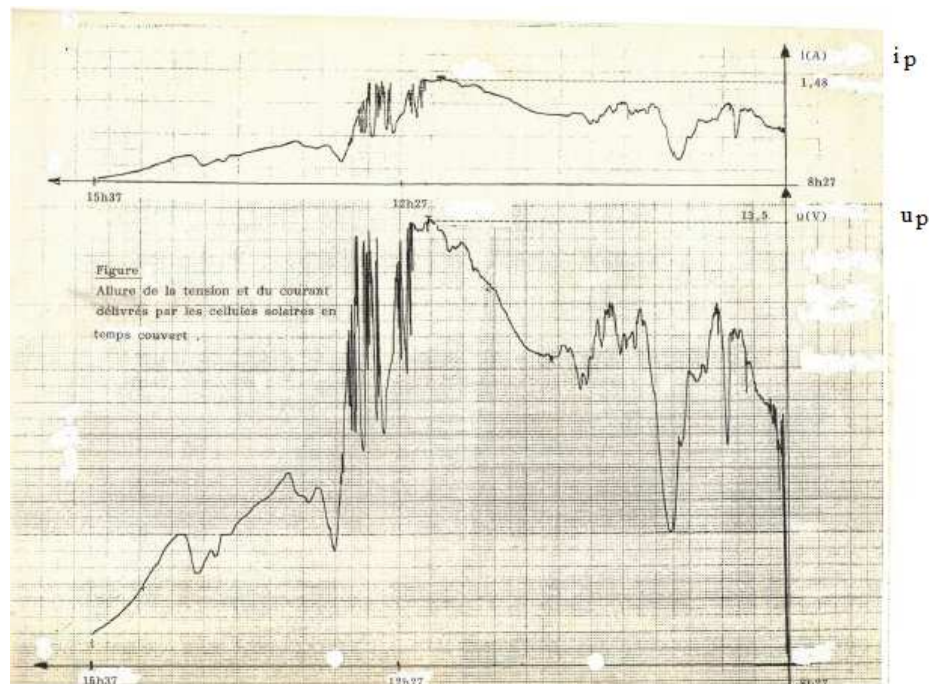


Figure 31 : Relevés de u_p et de i_p en temps couvert

Ici, les allures de u_p et de i_p sont fortement perturbées par le passage des nuages ; l'énergie calculée est estimée à :

$$W_{es} = 1,3 * 10 * 4 = 52 [Wh]/\text{jour par panneau}$$

Équation 10

Ces valeurs calculées aideront à dimensionner une installation solaire aux alentours de la ville d'Antsiranana.

Dans la pratique, il est judicieux de mettre en place un compteur d'énergie afin que l'utilisateur sache l'énergie disponible stockée dans les batteries. D'ailleurs, l'installation réelle est toujours dotée d'un indicateur de l'énergie restante. L'utilisateur est alors averti par un signal sonore si l'énergie restante est inférieure à une valeur fixée par le constructeur. Ce principe évite de décharger complètement les batteries.

Photos du convertisseur

La photo de l'appareil est représentée à la *figure 32*.

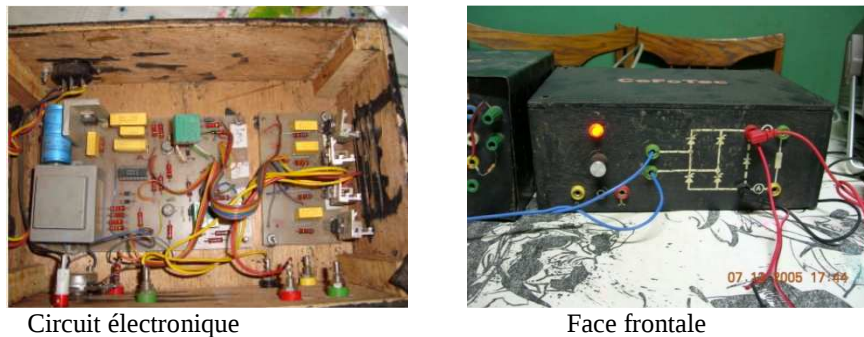


Figure 32 : Photos du redresseur monophasé PD2 et son circuit de commande

Caractéristiques électriques de notre prototype :

Tension d'entrée max: 220V / 50 Hz

Ich max: 7 A

Les essais ont été effectués dans le laboratoire d'Electronique Industrielle de l'ESP d'Antsiranana pendant les travaux de mémoire d'ingénieur et le convertisseur a été mis au point et mis en boîtier au CeFoTec d'Antananarivo.

II.2.3. Convertisseur bidirectionnel à thyristors

Le but ici est de réaliser un système d'entraînement d'un portail semi-automatique de dimensions réduites. Pour ce faire, nous utilisons un convertisseur de courant bidirectionnel qui va alimenter un moteur à courant continu afin d'ouvrir et de fermer notre portail.

II.2.3.1. Principe de fonctionnement

Le schéma de puissance se trouve à la *figure 33*. De l'étude de son fonctionnement, nous déduisons le circuit électronique de commande des thyristors.

Ce type de convertisseur est la mise en *antiparallèle* de deux redresseurs à thyristors.

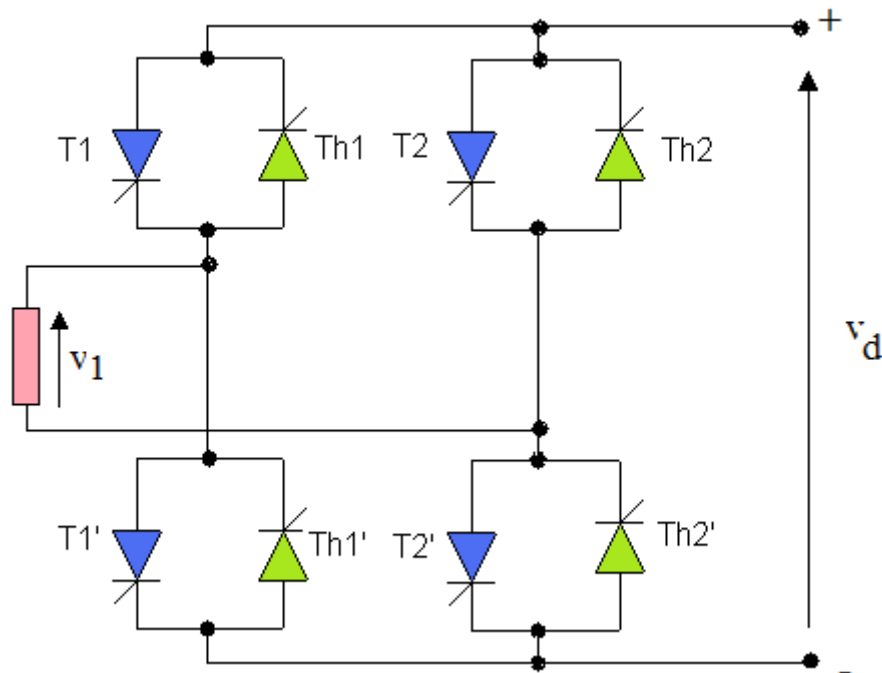


Figure 33 : Montage bidirectionnel PD2 monophasé

Le premier convertisseur délivre une tension positive qui entraînera le moteur dans un sens. Le second donne une alimentation négative qui entraînera le moteur dans le sens contraire.

II.2.3.2. Conception du circuit de commande

En tenant compte du fonctionnement, nous proposons le schéma bloc de la figure 34 :

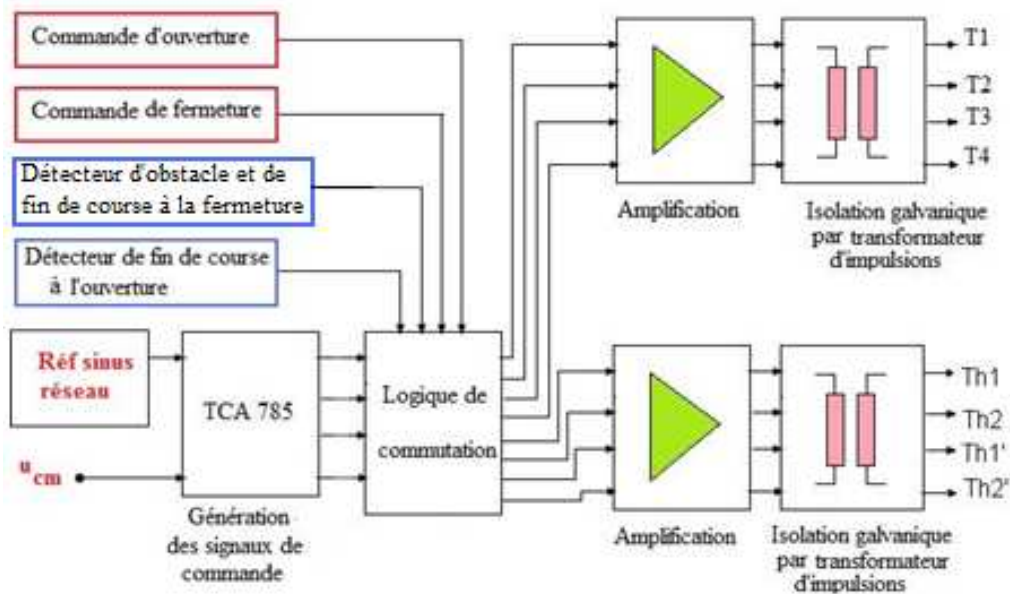


Figure 34 : Schéma bloc du circuit de commande du convertisseur bidirectionnel

Ce schéma bloc dérive du circuit de commande du redresseur à thyristors PD2 déjà utilisé dans le paragraphe précédent. Il suffit d'ajouter une logique de commutation qui assure les fonctions suivantes :

- Inverseur du sens de rotation du moteur à courant continu qui assurera les commandes d'ouverture et de fermeture du portail
- Détecteur de fin de course à l'ouverture
- Détecteur de fin de course à la fermeture.
- Un temporisateur pour la fermeture automatique
- Un détecteur d'obstacle qui assure la sécurité lors de la fermeture automatique

II.2.3.3. Résultats pratiques et photos

La *figure 35* montre les allures des tensions aux bornes de l'induit lors de l'ouverture et de la fermeture du portail. Lors de l'ouverture la valeur moyenne de la tension est positive tandis que lors de la fermeture elle est négative.

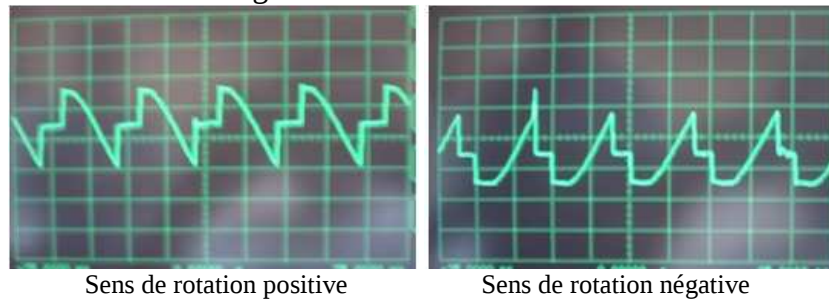


Figure 35 : Allure de la tension aux bornes du moteur

La *figure 36* montre la face frontale et l'intérieur de notre convertisseur. La photo de la *figure 37* montre le banc d'essai présentant le système complet.

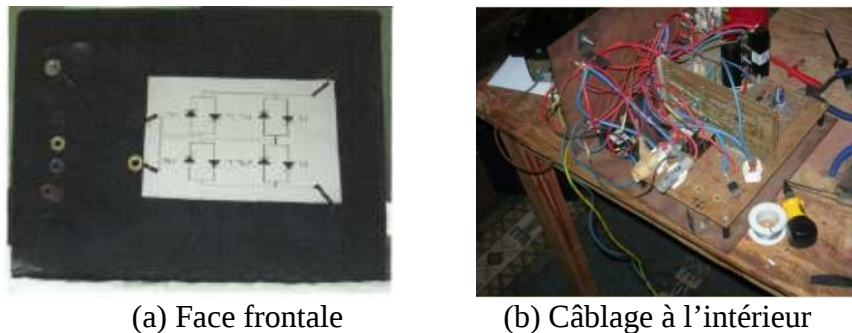


Figure 36 : Photos du convertisseur bidirectionnel

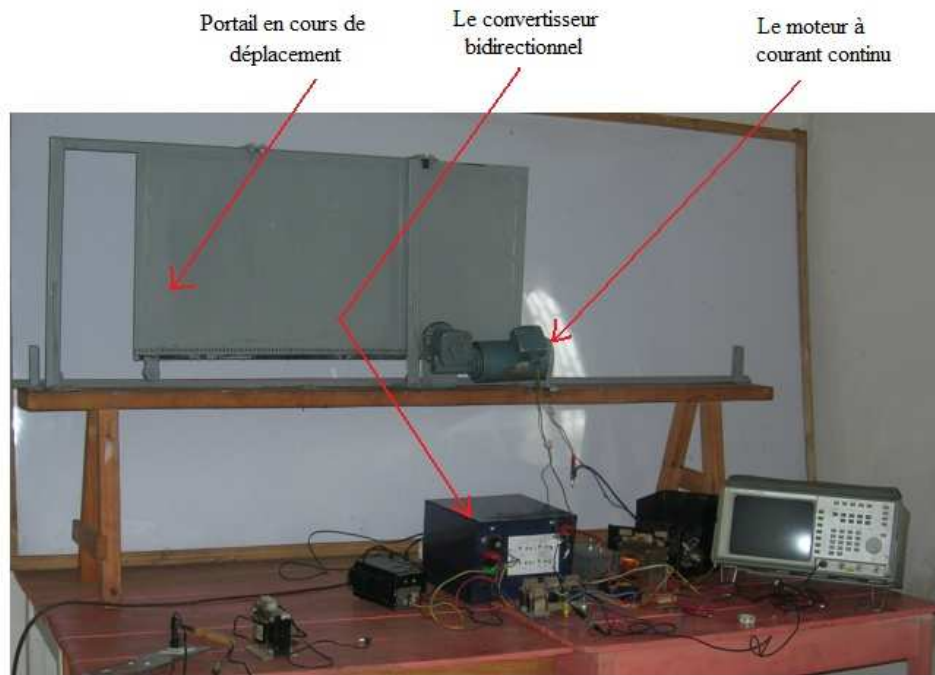


Figure 37 : Photo de l'installation complète

Caractéristiques du moteur à courant continu

$P=180\text{ W}$

$U=170\text{ V}$

CONCLUSION ET DEVELOPPEMENTS

Dans ce chapitre, nous avons décrit un redresseur à thyristors destiné à délivrer une tension continue variable. Nous profitons de la variation de l'angle d'amorçage pour atteindre ce but. Nous avons alimenté une résistance pure et changé progressivement la puissance consommée tout en gardant la résistance fixe.

Un tel montage trouve son application dans une microcentrale hydroélectrique où la puissance mécanique fournie par la turbine reste constante durant son fonctionnement.

Si la puissance consommée du côté utilisateurs diminue, la régulation consiste à commuter les puissances non utilisées vers les résistances fixes en agissant sur l'angle d'amorçage des thyristors. La turbine fournit alors la même énergie. La microcentrale délivre ainsi un réseau stabilisé en fréquence et en tension dont les précisions dynamiques et statiques dépendent des constantes de temps des régulateurs.

Le redresseur à thyristors fournit une tension continue variable. Nous l'avons utilisé pour alimenter à vitesse variable un moteur à courant continu.

Actuellement, plusieurs laboratoires disposent d'une alimentation continue variable conçue avec des redresseurs à thyristors pour effectuer des expérimentations. La puissance peut aller jusqu'à des centaines de kilowatts.

Une autre application du redresseur à thyristors est de le faire travailler en onduleur non autonome où l'énergie venant d'une source indépendante est récupérée puis injectée vers le réseau électrique.

Citons quelques exemples d'utilisations :

Premier exemple

Pour une voiture électrique qui utilise une machine à courant continu, quand elle roule sur un plan horizontal ou monte, la machine à courant continu se comporte comme un moteur. Nous retrouvons le cas du paragraphe II.2.2.3.1. où le redresseur à thyristors alimente le moteur.

Quand la voiture descend, la machine à courant continu se comporte comme une génératrice. Nous retrouvons le cas du paragraphe II.2.2.3.2. Elle joue alors le rôle de la source indépendante et le convertisseur travaille en onduleur non autonome. Le système renvoie alors de l'énergie vers le réseau pour charger les batteries de stockage. C'est la récupération d'énergie.

En résumé, le même redresseur à thyristors joue alternativement les deux rôles :

- Il alimente le moteur si la voiture nécessite la puissance nécessaire pour monter. Le montage travaille en redresseur.
- La machine à courant continu joue le rôle de la source indépendante et le montage assure la récupération d'énergie quand la voiture descend.

L'électronique de commande et le système de régulation gèrent le bon fonctionnement du système.

Deuxième exemple

Deux endroits différents peuvent être liés électriquement par deux convertisseurs et échanger de l'énergie électrique.

Le premier convertisseur qui se trouve dans le premier endroit joue le rôle de redresseur. Il peut fournir de l'énergie électrique selon le paragraphe & II.2.2.3.1.

Il va jouer le rôle de la source indépendante pour le deuxième convertisseur.

Le deuxième convertisseur fonctionne en onduleur non autonome selon le paragraphe II.2.2.3.2. Il peut alors récupérer de l'énergie en se servant de la tension délivrée par le premier convertisseur qui assurera le rôle d'une source indépendante.

L'un fonctionnera en redresseur et l'autre travaillera en onduleur non autonome. Donc, suivant la situation, en cas de nécessité, la première centrale peut intervenir pour stabiliser le réseau de la seconde qui se trouve en difficulté et vice versa.

L'électronique de commande et le système de régulation gèrent le bon fonctionnement du système.

Troisième exemple

Dans une région bien ensoleillée, où le réseau électrique est présent, l'énergie électrique fournie par les panneaux solaires peut être récupérée et injectée au réseau.

Dans ce cas, la tension continue fournie par les panneaux solaires remplace la source indépendante (& II.2.2.3.2).

Ce principe s'applique uniquement en présence du réseau car la conception de l'électronique de commande fait intervenir la fréquence du réseau. Cette commande est synchronisée à la fréquence du réseau.

La même technique s'applique pour une installation éolienne qui fournit une tension continue. Si la machine accouplée avec l'éolienne fournit directement une tension alternative, il est nécessaire d'insérer un redresseur à diodes avec une régulation de tension. Ainsi la tension est constante et indépendante de la vitesse du vent. Cette tension régulée va remplacer notre source indépendante.

Si la machine accouplée à l'éolienne fournit directement une tension continue, il reste à implanter le système de régulation de la tension pour éviter toutes fluctuations de la tension dues à la vitesse du vent. Cette tension régulée remplace notre source indépendante. Ce principe diminue le coût de la consommation en électricité.

Quatrième exemple

Citons comme dernier exemple la cascade hyposynchrone où l'énergie rotorique du moteur asynchrone à rotor bobiné est injectée au réseau via l'onduleur non autonome.

Notre dernière réalisation consiste à alimenter de manière réversible un moteur à courant continu.

Cette technique est utilisée pour alimenter les moteurs des trains électriques. La commande réversible permet aux têtes de trains de rouler dans un sens et dans l'autre.

Nos réalisations peuvent s'appliquer à tous les exemples cités, il suffit d'apporter quelques modifications au niveau de l'électronique de commande et de recalculer les caractéristiques des thyristors et des transformateurs pour qu'elles fonctionnent à la puissance de l'installation.

CHAPITRE III

CONVERTISSEURS DC-DC

ETUDE, CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS

Ce chapitre est consacré à la présentation des résultats pratiques relatifs aux convertisseurs dc-dc et leurs applications.

Les mémoires d'ingénieurs et les projets d'étudiants effectués à l'Ecole Normale Supérieure d'Antsiranana, à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo, à l'IST d'Antananarivo, à l'ESPA d'Antsiranana et au CeFoTec d'Antananarivo ont abouti à ces réalisations.

Nous étudions dans un premier temps les théories [9] [16] sur tous les types de hacheurs en abordant les différentes topologies à transistors, à thyristors et avec les transformateurs.

Nous passons ensuite aux conceptions suivies des réalisations selon le plan ci-dessous :

- Simulation par Matlab Simulink de tous les hacheurs à transistor ;
- Conception et réalisations d'un hacheur à transistor avec l'électronique de commande. L'isolation galvanique est assurée par des *optocoupleurs* ;
- Conception et réalisations du programme en assembleur à implanter dans le microcontrôleur pour commander les transistors et le hacheur en pont à quatre transistors. Dans cette expérimentation, l'isolation galvanique est assurée par des *fibres optiques* ;
- Conception de l'électronique de commande et réalisation d'un hacheur à thyristors où l'isolation galvanique est assurée par des *transformateurs d'impulsions*.

Dans toutes les applications pratiques, ces hacheurs alimentent des moteurs à courant continu. Notre chapitre se termine par des essais expérimentaux.

III.1. THEORIES SUR LES CONVERTISSEURS DC- DC

Les convertisseurs dc-dc permettent de faire varier la valeur moyenne d'une tension continue aux bornes d'un récepteur. Cette variation est obtenue en agissant sur le rapport cyclique du circuit de commande des interrupteurs électroniques.

Nous verrons successivement les différents types de hacheurs, leur fonctionnement et quelques domaines d'utilisation. Les applications sont très vastes. Nous ne signalons que les applications courantes.

Un hacheur peut être réalisé par l'association des éléments :

- Soit par un Interrupteur - Diode – Condensateur - Inductance (IDCL)
- Soit par un Interrupteur – Diode – Condensateur - Transformateur (IDCT)

Selon le montage, on distingue trois variantes:

- Hacheur abaisseur
- Hacheur élévateur
- Hacheur inverseur de tension

Notons que nous nous limiterons à l'étude du fonctionnement de chaque montage et de quelques relations fondamentales.

Dans la pratique, les interrupteurs seront remplacés soit par un transistor, soit par un thyristor avec son circuit auxiliaire, soit par un GTO ou encore par un IGBT.

Pour les hacheurs à thyristors, nous parlerons uniquement des hacheurs séries.

Domaines d'utilisation

Le domaine d'utilisation est encadré par les trois paramètres « tension-courant- puissance » :

- Pour la tension $2 < U < 10^5$ [V]
- Pour le courant $0,5 < I < 5.10^3$ [A]
- Pour la puissance $10 < P < 10^6$ [W]

L'application importante est l'alimentation des moteurs à courant continu avec régulation de courants, du couple et de la vitesse.

Le hacheur est très répandu dans le domaine de la traction électrique à courant continu, par exemple sur des engins de traction pour chemin de fer, tram, trolley bus et véhicules à batteries (locomotives de mines, voitures électriques).

Nous pouvons signaler que le hacheur a des montages dérivés très utilisés tels que les onduleurs autonomes et les hacheurs réversibles.

III.1.1. Hacheur abaisseur a transistor

Le montage de la *figure 38* présente la structure d'un hacheur abaisseur.

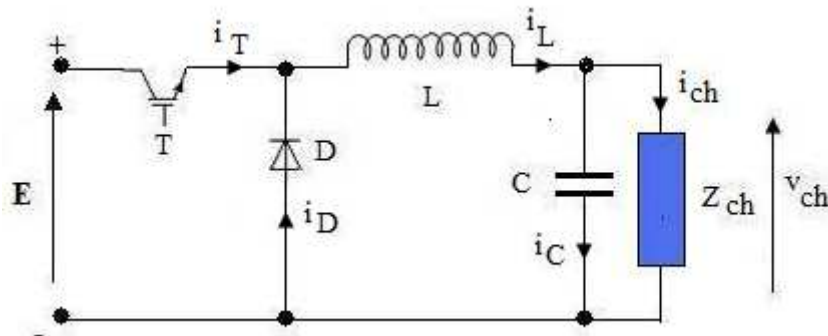


Figure 38 : Circuit abaisseur avec le triplet IDLC

III.1.1.1. Principe de fonctionnement

Quand l'interrupteur est fermé, le courant qui traverse l'inductance charge le condensateur et circule à travers la charge.

Quand l'interrupteur est ouvert, le condensateur se décharge à travers la charge, la diode et l'inductance. De plus, le courant dans l'inductance tend à devenir égal à zéro. Le système fonctionne soit à fréquence fixe et la durée de conduction du transistor est variable, soit à fréquence variable et c'est la durée de conduction qui est fixe.

III.1.1.2. Relations fondamentales

On démontre que [13] :

$$v_{ch} = E \cdot \frac{T_1}{T} \quad \text{Équation 11}$$

Avec T = Fréquence de commutation de l'interrupteur
 T_1 = Durée de conduction de l'interrupteur

Nous définissons le rapport cyclique α_T tel que :

$$\alpha_T = \frac{T_1}{T} < 1 \quad \text{Équation 12}$$

Puisque le rapport cyclique est inférieur à 1, v_{ch} est toujours inférieure à la tension d'entrée E .

III.1.1.3. Conditions de fonctionnement correct

Pendant l'intervalle de conduction de la diode, on a la relation :

$$i_D = i_L = i_c + i_{ch} \quad \text{Équation 13}$$

De cette équation, on déduit le critère de charge minimale au cas où elle est résistive [13]:

$$R_{min} = \frac{2L}{T(1-\frac{v_{ch}}{E})} \quad \text{Équation 14}$$

III.1.2. Hacheur élévateur a transistor

La figure 39 montre le schéma d'un hacheur élévateur.

III.1.2.1. Principe de fonctionnement

Quand l'interrupteur est fermé, l'inductance emmagasine de l'énergie d'après l'équation:

$$W_L = \frac{1}{2} Li^2 \quad \text{Équation 15}$$

Quand l'interrupteur est ouvert, cette énergie a tendance à s'évacuer à travers la diode. En même temps, le condensateur se charge.

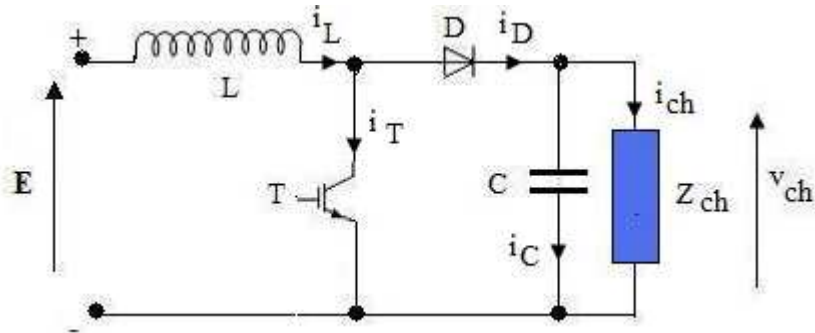


Figure 39 : Circuit élévateur avec le IDCL

III.1.2.2. Relation fondamentale

Théoriquement, nous avons [13]:

$$v_{ch} = \frac{E}{(1-\frac{T_1}{T})} = \frac{E}{1-\alpha} \geq E \quad \text{Équation 16}$$

La tension à la sortie est supérieure à la tension d'entrée.

III.1.2.3. Condition à respecter pour une charge résistive pure

Nous avons la relation :

$$R_{max} = \frac{v_{ch}}{E^2} * \frac{2L}{(1-\frac{E}{v_{ch}})} * \frac{1}{T} \quad \text{Équation 17}$$

III.1.3 Hacheur inverseur de tension a transistor

Le schéma de montage est dessiné sur la *figure 40*.

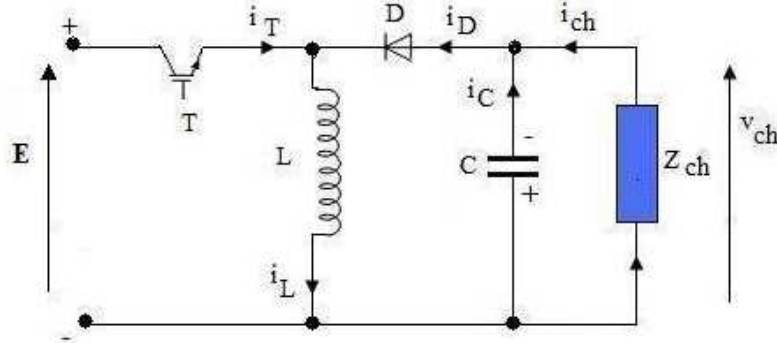


Figure 40 : Inverseur de tension avec le hacheur IDLC

III.1.3.1. Fonctionnement

Quand l'interrupteur est fermé, l'inductance emmagasine de l'énergie.

Quand l'interrupteur est ouvert, l'énergie tend à s'évacuer et polarise le condensateur comme le montre la *figure 40*. En même temps, le courant i_{ch} circule à travers la charge.

La tension aux bornes de la charge change de polarité.

III.1.3.2. Relation fondamentale

$$v_{ch} = -E * \left(\frac{T_1}{T - T_1} \right) \quad \text{Équation 18}$$

III.1.4. Hacheur série a transistor

Son schéma de principe est représenté à la *figure 41*.

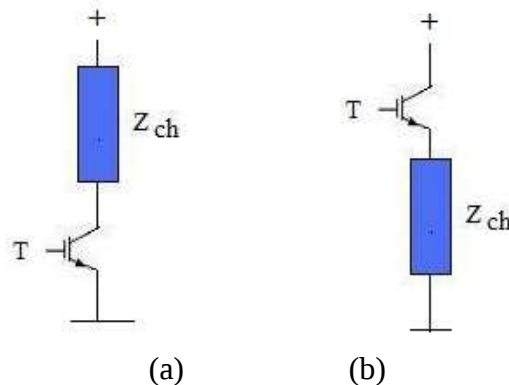


Figure 41 : Hacheur série à transistor

Dans le premier cas, la charge se trouve au collecteur tandis que dans le deuxième, elle est placée du côté émetteur.

Le fonctionnement est très simple, mais l'extension aboutit à la conception de montages dérivés très exploités tels que les onduleurs autonomes, les hacheurs réversibles et les hacheurs à transformateurs.

III.1.5.Hacheur a transformateur

Ce hacheur utilise un transformateur dont le primaire est mis en série avec l'interrupteur (figure 42).

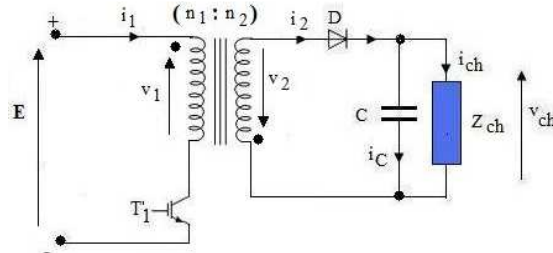


Figure 42 : Hacheur à transformateur abaisseur ou élévateur ou IDTC

La conservation de l'énergie dans l'inductance impose la conservation instantanée du flux lors d'une commutation.

Suivant la valeur du rapport de transformation $r_T = n_2/n_1$ du transformateur, le système fonctionne en élévateur ou en abaisseur.

En général, la fréquence de commutation de l'interrupteur est de l'ordre de 15 kHz.

Ce type de hacheur est très utilisé dans les alimentations à découpage régulées dans les appareils électroniques (téléviseurs, lecteur DVD, etc...), ou pour produire les THT des postes téléviseurs, ou encore pour l'allumage des bobines des voitures à essence.

III.1.5.1. Principe de fonctionnement

Phase 1 : (durée T_1)

Quand l'interrupteur est fermé, nous avons

$$v_1 = E = n_1 \frac{d\phi}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad \text{Équation 19}$$

ϕ = flux qui traverse le circuit magnétique d transformateur

$$v_2 = n_2 \frac{d\phi}{dt} = E \frac{n_2}{n_1} \quad \text{Équation 20}$$

Phase 2 : (durée $T-T_1$)

Quand l'interrupteur est ouvert, au moment de la commutation, la diode conduit :

$$-v_2 = -n_2 \frac{d\phi}{dt} = v_{ch} \quad \text{Équation 21}$$

$$v_1 = n_1 \frac{d\phi}{dt} = n_1 \frac{v_2}{n_2} = -v_{ch} \frac{n_1}{n_2} \quad \text{Équation 22}$$

III.1.5.2. Relation fondamentale

Suivant le montage de la diode dans la figure 42, en direct ou en inverse, la tension v_{ch} est positive ou négative. Nous déduisons la relation :

$$|v_{ch}| = E * \frac{n_2}{n_1} * \frac{T_1}{T-T_1} \quad \text{Équation 23}$$

III.1.6. Hacheur a thyristors

Ces hacheurs sont surtout utilisés pour alimenter les moteurs à courant continu à vitesse variable ou pour fournir des alimentations continues variables de grandes puissances. Il existe plusieurs schémas de hacheur à thyristors, mais nous nous intéressons à celui de la figure 43.

Le circuit comporte un thyristor principal T_p et un circuit auxiliaire formé par un thyristor T_a , une inductance L_c , une diode D_c et un condensateur d'extinction C .

La diode D_b s'appelle diode de blocage et la diode D joue le rôle de diode de roue libre.

La résistance R_c sert à polariser initialement le condensateur C .

$L_\sigma = L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2} =$ Inductances de connexion

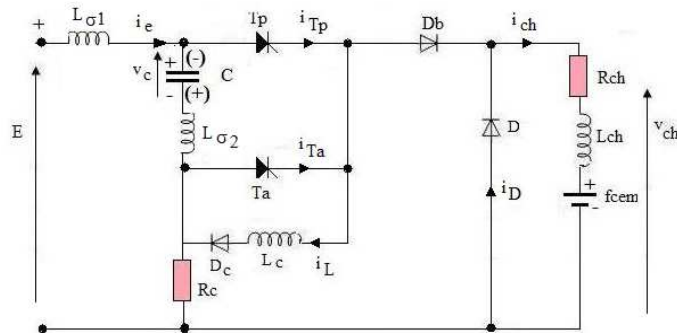


Figure 43 : Hacheur à thyristors en série avec la charge

III.1.6.1. Fonctionnement

Quand T_p conduit, le courant circule à travers la charge.

Quand on allume T_a , T_p se bloque et la diode D joue le rôle de roue libre.

L'allure de la tension aux bornes de la charge ainsi que les impulsions i_p et i_a qui débloquent T_p et T_a sont dessinés à la figure 44.

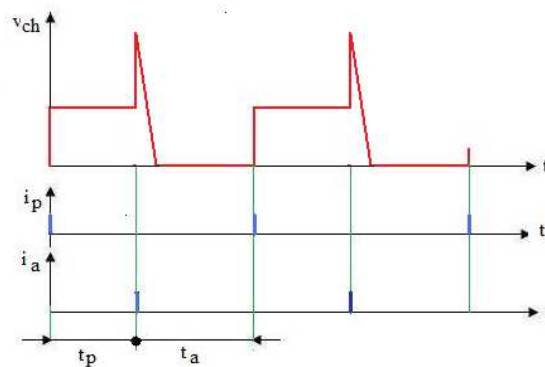


Figure 44 : Allure de v_{ch} et durée de conduction de T_p et de T_a

Signalons la présence d'une surtension au blocage de T_a qui est due à la commutation forcée. Cette surtension augmente la valeur moyenne de v_{ch} .

III.1.6.2. Dimensionnement du circuit d'extinction

III.1.6.2.1. Calcul du condensateur d'extinction C

Le bon fonctionnement de notre hacheur est lié à la valeur du condensateur d'extinction. Selon la bibliographie [9], cette valeur se calcule à l'aide de l'expression suivante :

$$C = \frac{I_{ch_max}}{E} \left[t_{fmin} - \frac{L_\sigma}{2} \frac{I_{ch_max}}{E} \left(\sqrt{1 + 4 \frac{E t_{fmin}}{I_{ch_max} L_\sigma}} - 1 \right) \right]$$

Équation 24

Où

I_{ch_max} = valeur maximale du courant qui traverse la charge

t_{fmin} = temps de protection minimal pour éteindre le courant continu I_{ch_max}

III.1.6.2.2. Calcul de l'inductance L_c

$$L_c = C \left(\frac{V_{co_max}}{\hat{I}_{c_adm}} \right)^2$$

Équation 25

Où

V_{co_max} = Valeur maximale de la tension aux bornes de C

$\hat{I}_{c_adm}$ = Valeur maximale admissible du courant qui charge le condensateur C

Après avoir passé en revue ces théories, nous montrerons dans le paragraphe suivant des résultats pratiques.

III.2. CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS

Dans cette section, nous allons voir successivement :

- Une simulation sous MATLAB SIMULINK dont le but principal est de prévoir l'influence des trois paramètres principaux, à savoir le condensateur C, l'inductance L et la fréquence de commutation sur la tension délivrée à la sortie du hacheur à transistors, qu'il soit du type abaisseur, élévateur ou inverseur de tension.
- La réalisation suivie des essais expérimentaux effectués d'un hacheur à transistors utilisant l'optocoupleur pour l'isolation galvanique
- Les résultats expérimentaux obtenus avec un prototype de hacheur à thyristors
- Le pilotage par PIC d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur à transistors montés en H utilisant des fibres optiques pour l'isolation galvanique.

III.2.1. Simulation avec Matlab simulink

Ce paragraphe est les fruits des travaux en collaboration avec un groupe d'élèves ingénieur de l'IST Antananarivo (2009).

III.2.1.1. Hacheur abaisseur

Nous rappelons que le schéma de montage est dessiné sur la *figure 38*.

III.2.1.1.1. Etude de l'influence de la capacité

D'après l'équation 11, v_{ch} dépend uniquement du rapport cyclique α_T . Essayons de voir l'influence du condensateur C par simulation :

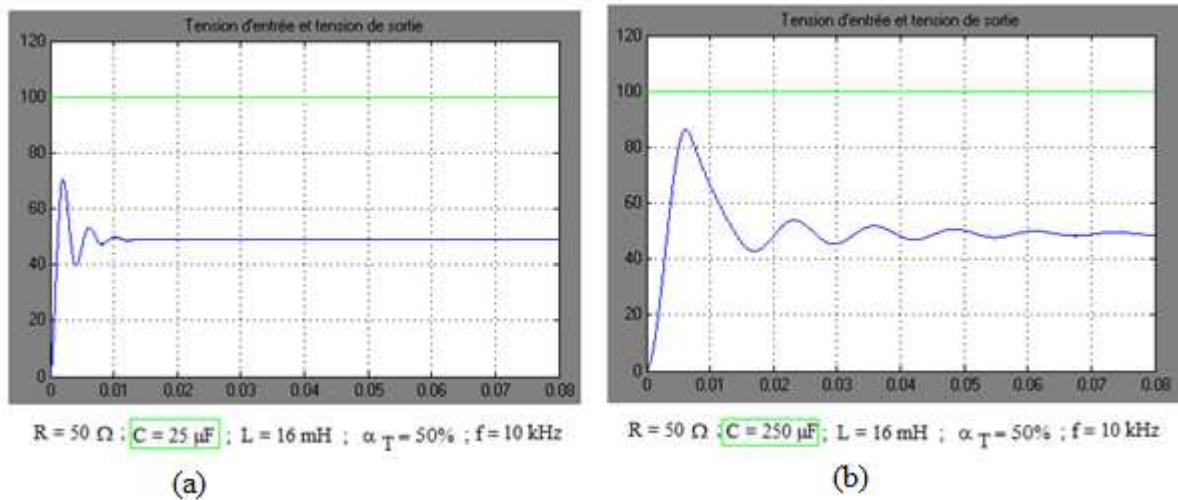


Figure 45 : Influence de la capacité

Interprétation des résultats :

Augmenter la valeur de C ne modifie pas la valeur moyenne de v_{ch} en régime établi mais influe sur la durée du régime transitoire. D'après la *figure 45a* le régime permanent est atteint après $t=0.015 \text{ s}$ pour $C=25 \mu F$.

Par contre ce régime n'est atteint qu'après 0.08 s pour $C=250 \mu F$ (*figure 45b*). Donc, augmenter la valeur de C ne fait que rendre coûteuse l'installation et retarder le régime établi.

III.2.1.1.2. Etude de l'influence de l'inductance

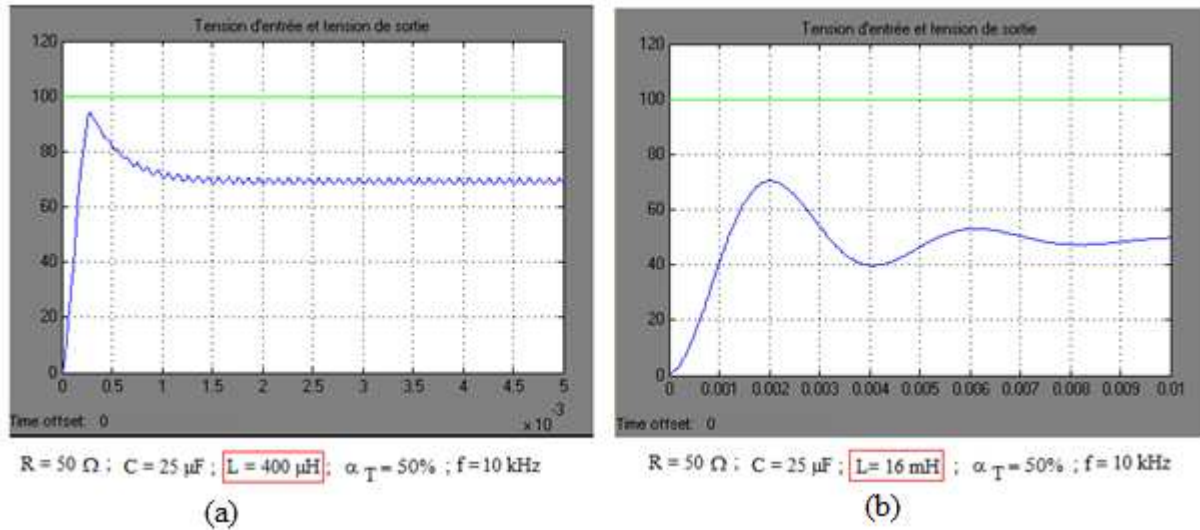


Figure 46 : Influence de l'inductance sur la tension de sortie

Les figures 46a et 46b nous montrent que plus la valeur de l'inductance est petite, plus la valeur moyenne à la sortie du hacheur abaisseur est élevée, sans toutefois dépasser la valeur de la tension d'entrée.

III.2.1.1.3. Influence de la fréquence de commutation

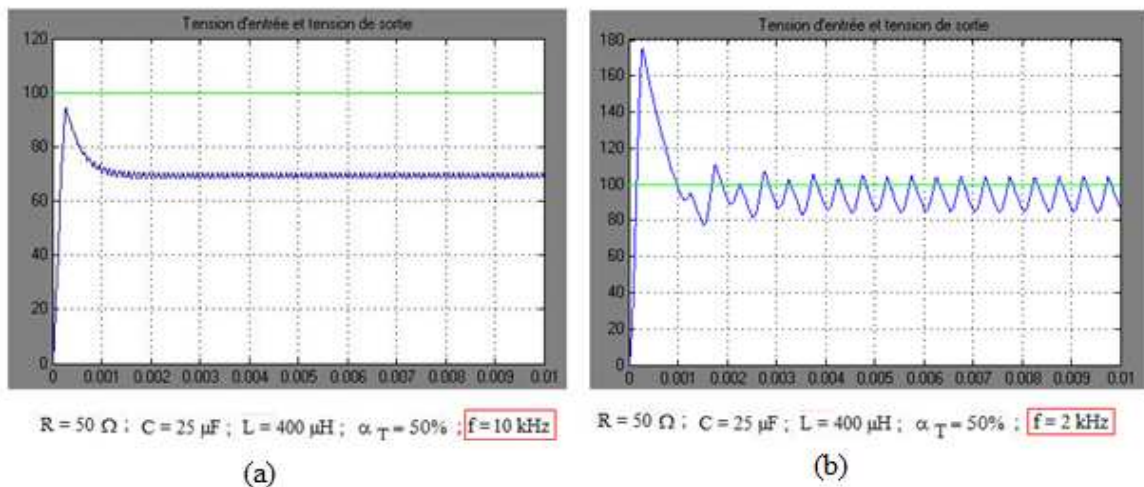


Figure 47 : Influence de la fréquence de commutation des transistors

D'après les figures 47.a et 47.b, l'ondulation de la tension est faible si la fréquence de commutation est élevée (10kHz), mais la valeur moyenne de la tension, ici égale à 70 V, est inférieure par rapport à celle obtenue pour une fréquence de commutation plus faible (2 kHz) où cette tension est égale à 95 V.

III.2.1.1.4. Influence du rapport cyclique

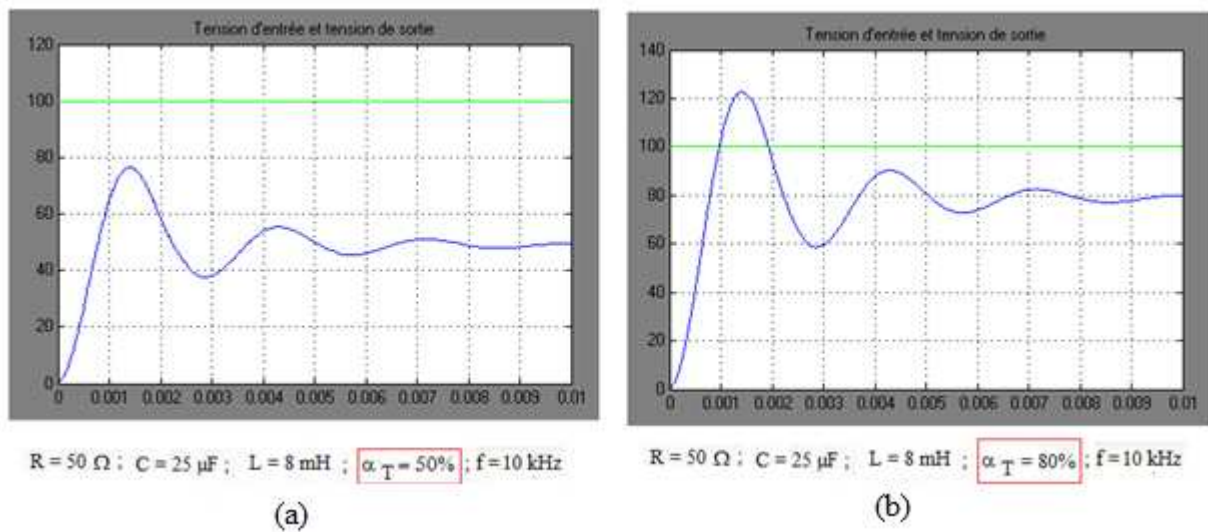


Figure 48 : Influence du rapport cyclique

La comparaison des figures 48.a et 48.b confirment la relation 11 qui dit que la valeur moyenne de la tension de sortie est proportionnelle au rapport cyclique.

La durée du temps d'établissement reste la même car elle ne dépend que de C et de L.

La différence se trouve au niveau de la surtension transitoire. Ce pic de tension est de 75V pour $\alpha_T = 50\%$ tandis qu'elle vaut 13 V pour $\alpha_T = 80\%$.

Cette variation du rapport cyclique nous offre une possibilité de régler la tension continue d'où l'application d'un tel montage aux alimentations à découpage avec régulation de la tension.

III.2.1.2. Hacheur élévateur

III.2.1.2.1. Influence de la capacité

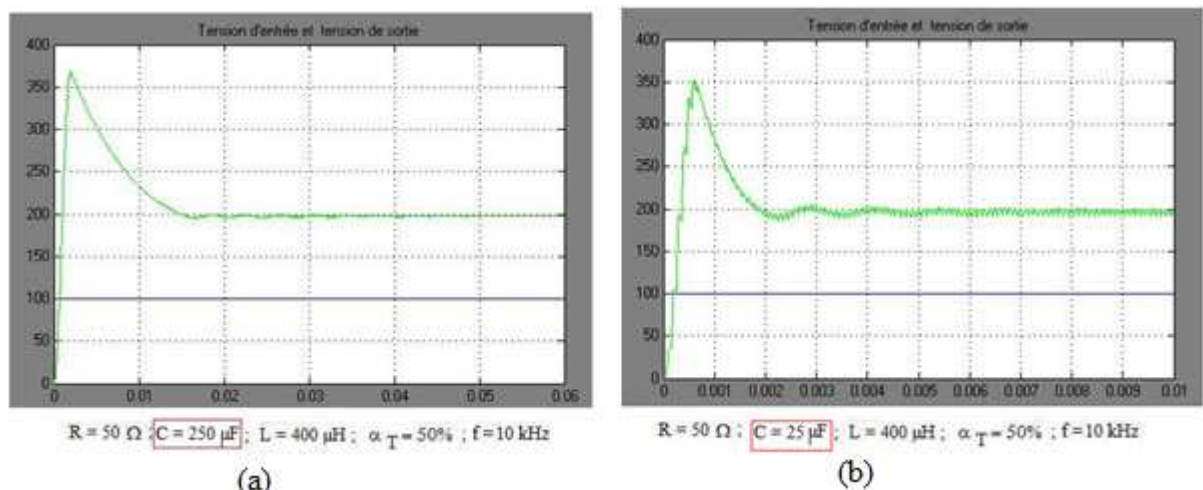


Figure 49 : Influence de la capacité

Comme en montage abaisseur, C ne modifie pas la valeur moyenne de la tension de sortie. Il influe sur l'ondulation de la tension.

III.2.1.2.2. Influence de l'inductance

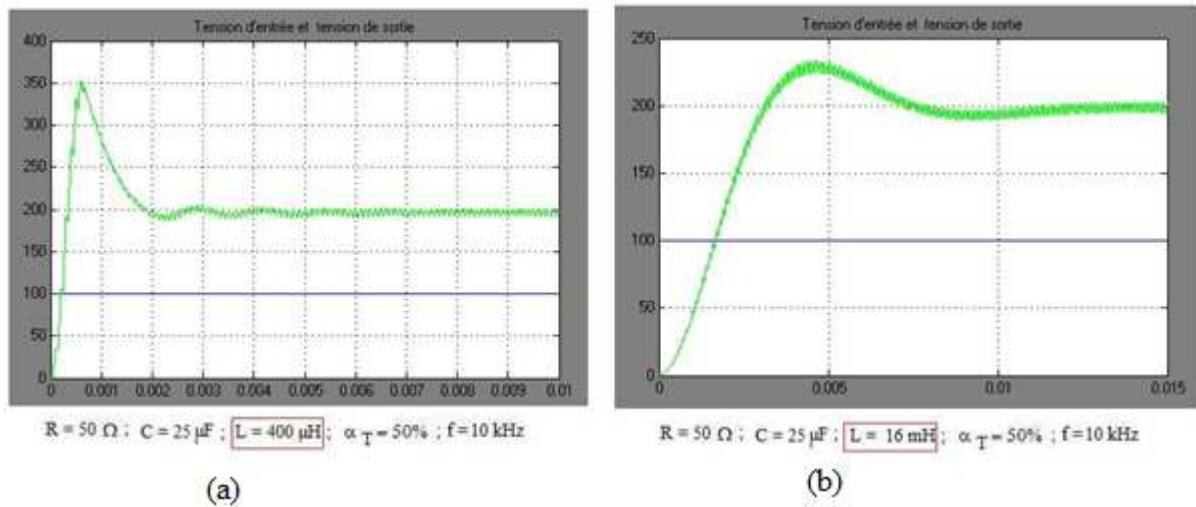


Figure 50 : Influence de l'inductance

L'inductance limite la surtension transitoire. Pour 400µH, cette surtension vaut 350 V. Pour $L=16\text{mH}$, cette surtension ne vaut que 225 V. Par contre elle n'affecte pas la valeur moyenne de la tension de sortie en régime permanent.

III.2.1.2.3. Influence de la fréquence de commutation

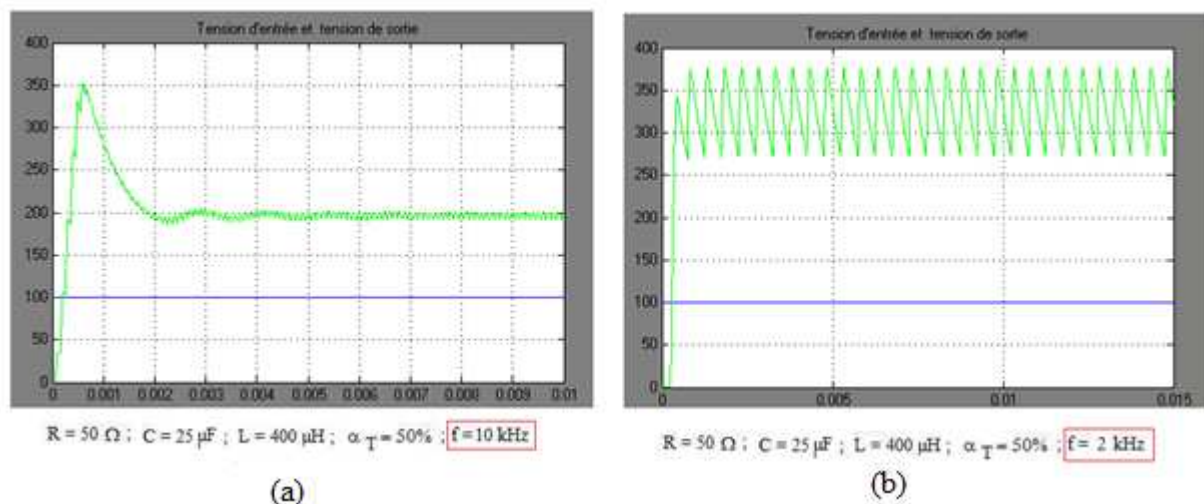


Figure 51 : Influence de la fréquence de commutation des transistors

Si la fréquence est élevée, l'ondulation en tension est faible, il en est de même pour la valeur moyenne en régime permanent.

Si la fréquence est basse, le taux d'ondulation est élevé, mais la valeur moyenne de la tension est élevée.

III.2.1.2.4. Influence du rapport cyclique

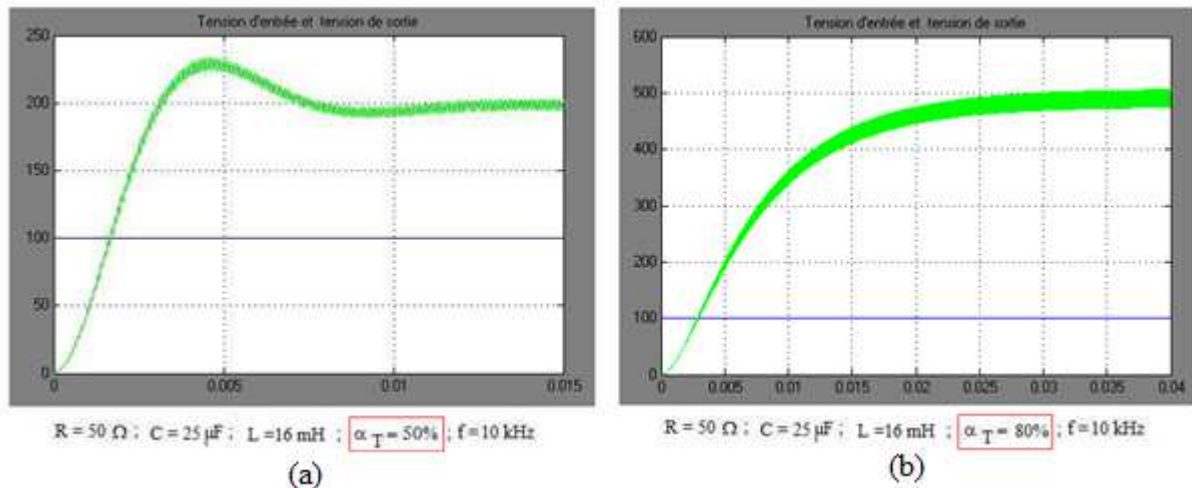


Figure 52 : Influence du rapport cyclique

Ce résultat est compatible avec l'équation 16. Plus le temps de conduction du transistor est élevé, plus la tension à la sortie est élevée car l'énergie emmagasinée dans l'inductance est grande.

Pour $\alpha_T = 80\%$, la tension à la sortie en régime permanent tend vers 500 V, or, pour $\alpha_T = 50\%$, cette tension tend vers 200 V.

III.2.1.3. Hacheur inverseur

Le schéma de montage est présenté à la figure 40.

Avec Matlab Simulink, la tension à la sortie du hacheur est négative par rapport à la polarité de la tension d'entrée. Ce qui est conforme avec l'équation 18.

Voyons maintenant les influences des différents paramètres.

III.2.1.3.1. Influence de la capacité

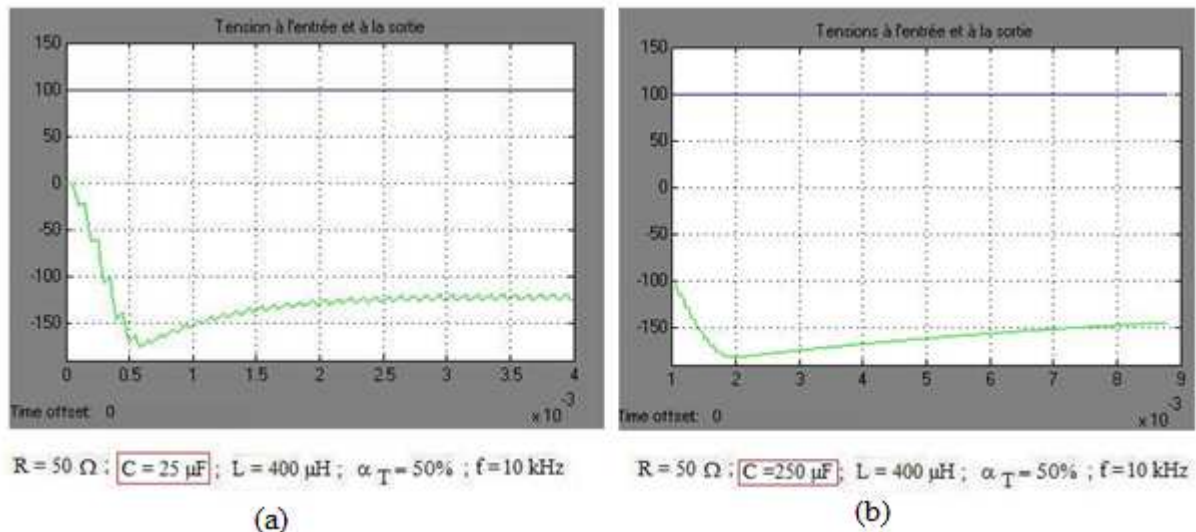


Figure 53 : Influence de la capacité

D'après les courbes 53.A et 53.b, la valeur moyenne de la tension à la sortie du hacheur augmente avec la valeur du condensateur C.

Ici, pour $C = 25 \mu F$, $v_{ch} = -125 \text{ V}$ et pour $C = 250 \mu F$, $v_{ch} = -150 \text{ V}$.

III.2.1.3.2. Influence de l'inductance

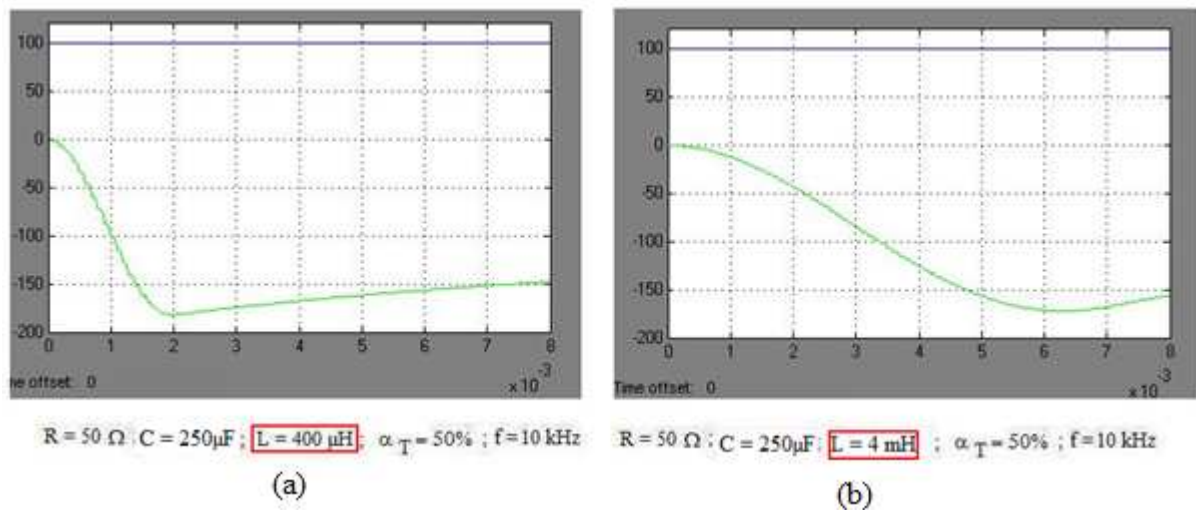


Figure 54 : Influence de l'inductance

La valeur de l'inductance influe sur le régime transitoire et non sur la valeur moyenne quand le régime est établi.

Sur la figure 54a, pour une valeur de l'inductance $L = 400 \mu H$, le régime établi est atteint après un temps $t_0 = 7 \text{ ms}$ et la surtension négative transitoire apparaît dès l'instant $t_1 = 2 \text{ ms}$. La valeur de la tension en régime établi vaut -150 V . La tension à l'entrée du hacheur est égale à 100 V .

Avec les mêmes conditions d'expérimentation, mais en utilisant une inductance $L = 4 \text{ mH}$, nous obtenons : $t_0 > 8 \text{ ms}$; $t_1 = 6,5 \text{ ms}$; la tension négative en régime établi est toujours égale à -150 V .

D'après ces résultats, l'inductance L ne modifie pas la valeur de la tension en régime établi. Par contre, elle prolonge le régime transitoire.

III.2.1.3.3. Influence de la fréquence de commutation

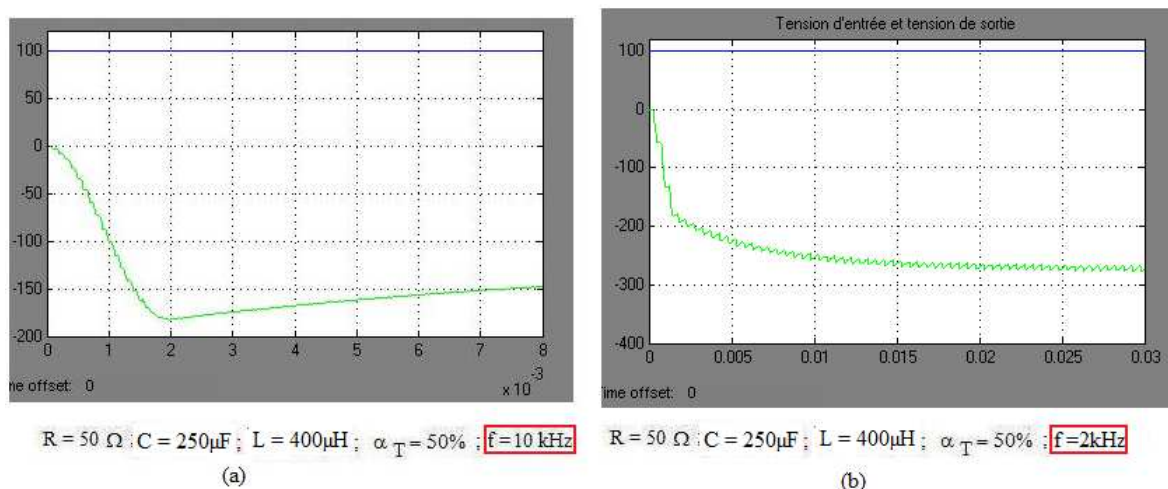


Figure 55 : Influence la fréquence de commutation

D'après les figures 55.a et 55.b, la valeur moyenne en régime établi est supérieure en valeur absolue si la fréquence de commutation est faible.

III.2.1.3.4. Influence du rapport cyclique

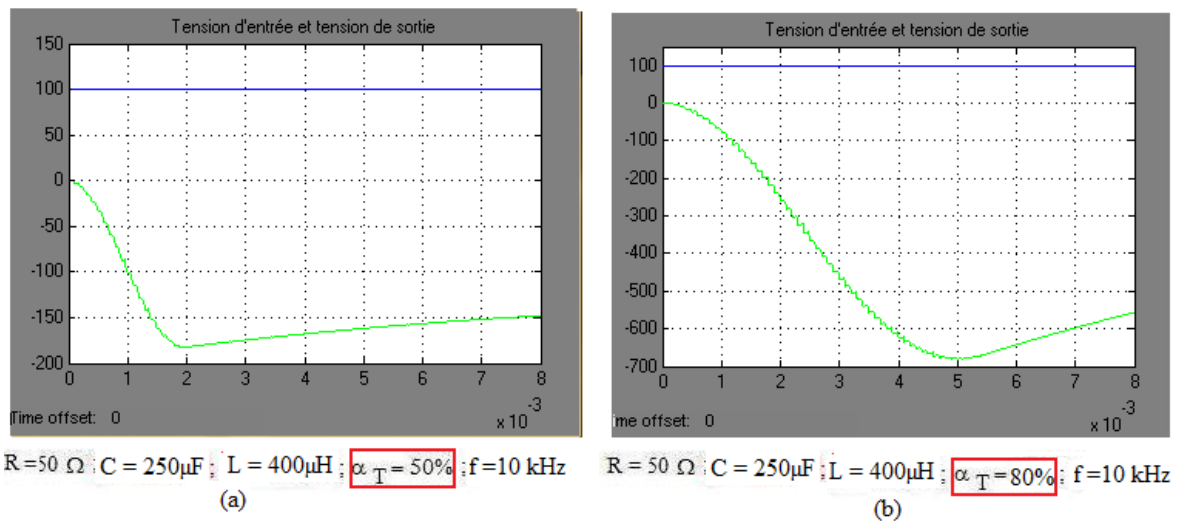


Figure 56 : Influence du rapport cyclique

Comme nous l'indiquent les figures 56.a et 56.b, la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge augmente avec le rapport cyclique α_T .

III.2.2. Expérimentations sur le hacheur abaisseur a transistor

Les résultats pratiques que nous présentons dans ce paragraphe sont les fruits des travaux de mémoire d'ingénieurs et des projets d'élèves ingénieurs [29][59][86][87].

III.2.2.1. Conception du circuit de commande

III.2.2.1.1. Schéma bloc

Le schéma de principe de l'électronique de commande est représenté à la figure 57.

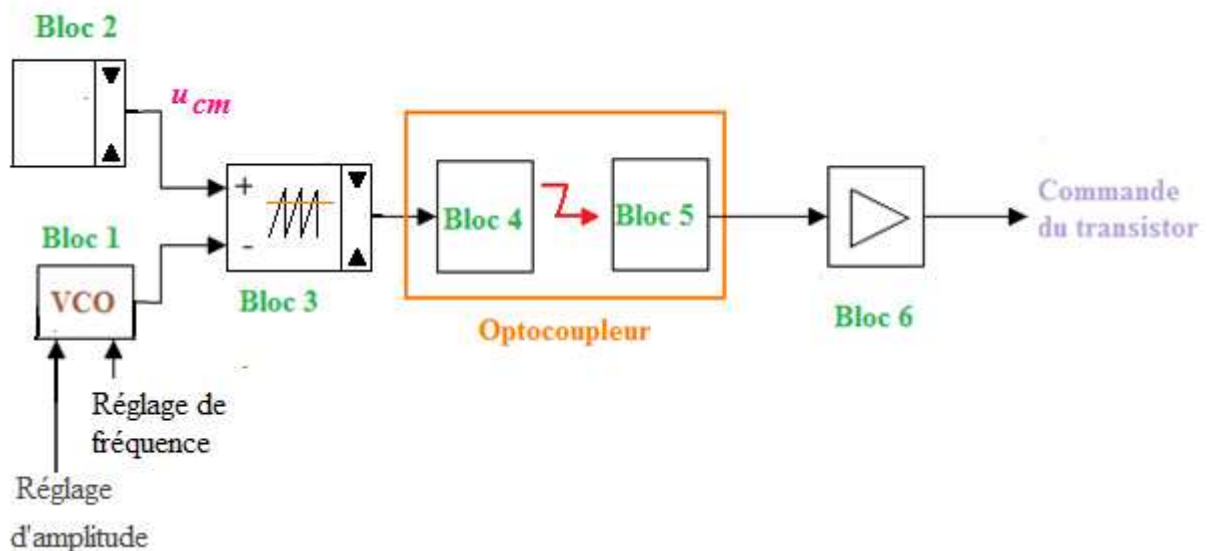


Figure 57 : Schéma bloc du circuit de commande

III.2.2.1.2. Description

Bloc 1 : C'est un circuit VCO à partir duquel nous pouvons aussi régler l'amplitude du signal en dent de scie. Nous utilisons le circuit intégré spécial ICL 8038

Bloc 2 : Il fournit une tension continue variable avec un circuit limiteur que nous appelons tension de commande u_{cm} .

Bloc 3 : A ce niveau s'effectue la comparaison entre le signal en dent de scie et la tension continue pour fournir les signaux qui vont commander le transistor.

Bloc 4 et Bloc 5 : Ils forment le couple émetteur et récepteur infrarouge. C'est l'optocoupleur qui isole galvaniquement le circuit de commande du circuit de puissance. Nous utilisons l'optocoupleur *hp 2N 636*.

Bloc 6 : Il amplifie le signal sortant de l'optocoupleur avant d'attaquer le transistor.

III.2.2.1.3. Fonctionnement

A l'aide de ce circuit de commande, nous avons trois possibilités pour varier la valeur moyenne de la tension continue qui alimente la charge.

1^{ère} possibilité :

u_{cm} et l'amplitude du signal en dent de scie restent fixes. Quand nous varions la période, α_T suit cette variation. Par conséquent, d'après l'équation 11, la valeur moyenne de la tension varie.

2^{ème} possibilité

Si on garde constante la période T et l'amplitude de la dent de scie, quand nous agissons sur la tension de commande, c'est la durée de conduction du transistor qui change, donc α_T suit la variation. Par conséquent, la valeur moyenne de la tension qui alimente la charge suit la variation.

3^{ème} possibilité

Si u_{cm} et la fréquence restent fixes, quand nous agissons sur l'amplitude, nous obtenons le même résultat.

Cependant, nous optons sur la 2^{ème} possibilité car la valeur moyenne de la tension délivrée par le hacheur est linéaire en fonction de la tension de commande. Ceci permet de réguler la tension par l'action sur le rapport cyclique.

III.2.2.2 Résultats expérimentaux

Nous avons réalisé le montage de la *figure 58* :

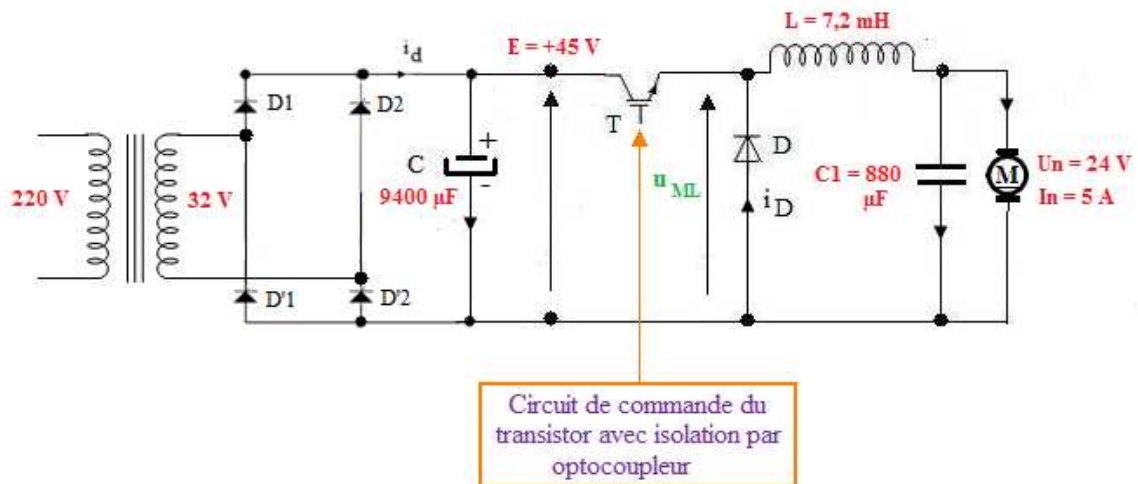


Figure 58 : Montage expérimental

Les valeurs des éléments lors des essais :

$C = 9400 \mu\text{F}$; $C1 = 880 \mu\text{F}$; $L = 7,2 \text{ mH}$

Caractéristiques électriques

Moteur à courant continu : $U_n = 24 \text{ V}$ – $I_n = 5 \text{ A}$

Transformateur : 220V / 32V

La photo sur la figure 59 montre le banc d'essai :



Figure 59 : Banc d'essai du hacheur

Les figures 60a et 60b montrent le hacheur à transistor avec son circuit de commande.



a. Face frontale du hacheur



b. Circuit de commande

Figure 60 : Le hacheur à transistor et son circuit de commande

La visualisation à l'oscilloscope de la tension u_{ML} aux bornes du moteur et de l'inductance est donnée à la figure 61 :

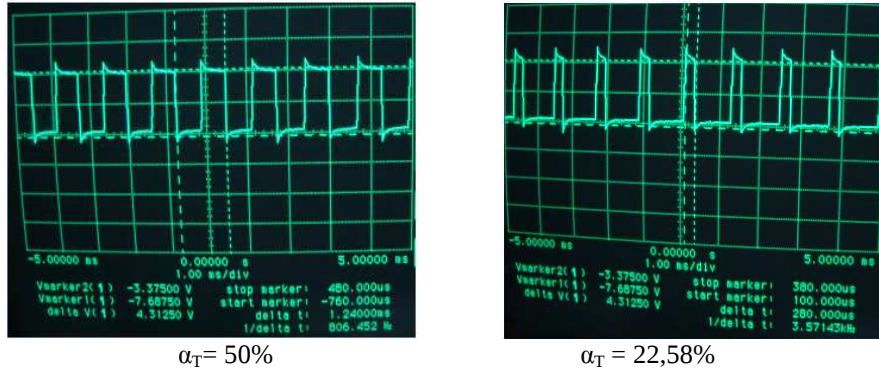


Figure 61 : Allures de u_{ML} pour deux valeurs de α_T

Interprétation

Quand le transistor conduit, la tension E se retrouve aux bornes du moteur et l'inductance en série donc

$$u_{ML} = E - \Delta u_T$$

u_{ML} désigne la tension aux bornes du moteur et de l'inductance en série.

Δu_T est la chute de tension aux bornes du transistor

Quand le transistor est bloqué, la tension u_{ML} est égale à zéro.

Les figures 59.a et 59.b sont les allures de la tension aux bornes du moteur en série avec l'inductance pour deux valeurs de α_T .

Ici, effectivement la valeur moyenne de la tension qui alimente le moteur varie, par conséquent nous avons un variateur de vitesse d'un m.c.c.

Les essais ont été réalisés au laboratoire du CeFoTec en 2008.

III.2.3. Expérimentations sur le hacheur à thyristors

Les résultats présentés dans ce paragraphe sont les fruits des travaux de mémoire à l'ENS d'Antsiranana [81][87], à l'ESP d'Antananarivo [93] et des travaux de collaboration avec l'IST Antananarivo [133].

Le schéma du circuit de puissance est celui de la figure 43.

III.2.3.1. Conception du circuit de commande

III.2.3.1.1. Schéma bloc

Notre circuit de commande doit générer les signaux qui débloquent alternativement les deux thyristors, à savoir le thyristor principal T_p et le thyristor auxiliaire T_a . Nous allons adopter le schéma bloc de la figure 62 :

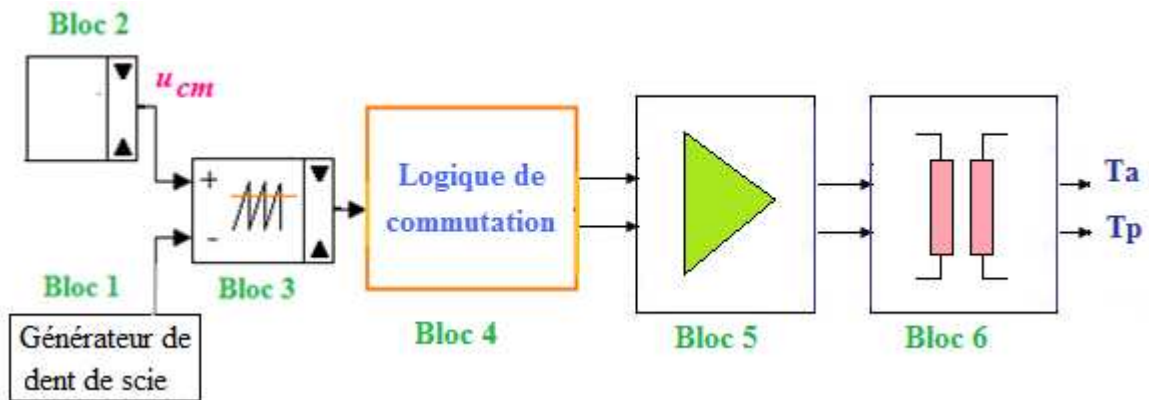


Figure 62 : Schéma bloc du circuit de commande des gâchettes

III.2.3.1.2. Description et fonctionnement

Bloc 1 : Ce bloc génère un signal en dent de scie à fréquence fixe.

Bloc 2 : Ce bloc délivre la tension de commande u_{cm} qui varie d'une valeur minimale u_{min} à une valeur maximale u_{max} .

Bloc 3 : A ce niveau s'effectue la comparaison entre la tension de commande u_{cm} et le signal en dent de scie pour fournir le signal à rapport cyclique variable. Ce signal est aussi limité par deux valeurs extrêmes pour éviter la disparition totale des impulsions de gâchette.

Bloc 4 : A ce niveau s'effectue le démultiplexage des signaux qui vont attaquer les gâchettes des thyristors T_a et T_p .

Bloc 5 : Ce bloc amplifie les signaux pour alimenter les primaires des transformateurs d'impulsions.

Bloc 6 : Ce sont les transformateurs d'impulsions qui assurent la séparation galvanique entre l'électronique de commande et le circuit de puissance. Ce bloc délivre les signaux T_a et T_p qui vont attaquer les gâchettes des thyristors.

III.2.3.2. Résultats expérimentaux

III.2.3.2.1. Schéma du montage réel

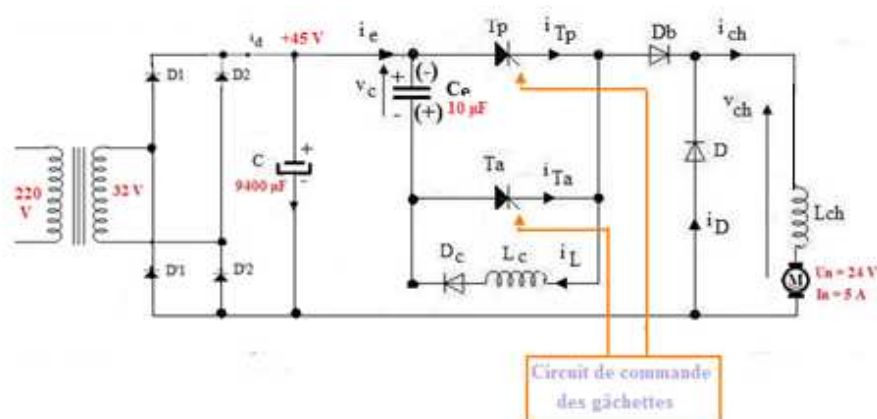


Figure 63 : Schéma du montage expérimental

Lors des essais nous utilisons :

$C = 9400 \mu\text{F}$; $C_e = 10 \mu\text{F}$; $L_{ch} = 7,2 \text{ mH}$;

Moteur à courant continu : $U_n = 24 \text{ V}$; $I_n = 5 \text{ A}$



Figure 64 : Photo du banc d'expérimentation du hacheur à thyristors

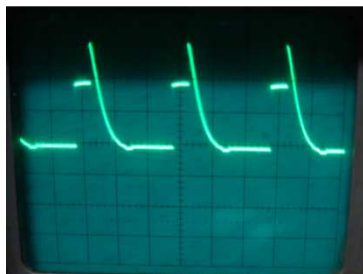
La photo du prototype est présentée sur la figure 65.



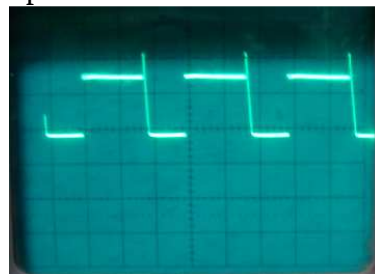
Figure 65 : Photo du prototype Hacheur à thyristors

III.2.3.2.2. Relevés des courbes

La figure 64 montre les allures relevées à l'oscilloscope :



66a.



66b.

Figure 66: Allures de la tension v_{ch} pour deux valeurs de du rapport cyclique α_T

Sur la figure 66a le rapport cyclique $\alpha_T = 17\%$. La valeur moyenne de la tension aux bornes du moteur à courant continu vaut alors $V_{ch} = 7,85 \text{ V}$ car la tension à l'entrée du hacheur est égale à 45 V .

La vitesse de rotation du moteur est faible. Elle est inférieure à la vitesse nominale car le moteur tourne à une vitesse nominale si la tension d'alimentation est égale à sa tension nominale qui vaut 24V.

Sur la figure 66b le rapport cyclique $\alpha_T = 60\%$. La valeur moyenne aux bornes du moteur à courant continu vaut $V_{ch} = 27 \text{ V}$. Cette valeur est supérieure à la tension nominale. La vitesse de rotation du moteur est donc supérieure à la vitesse nominale.

Par variation progressive du rapport cyclique, la vitesse de rotation du moteur passe d'une vitesse inférieure à la vitesse nominale à une vitesse supérieure à la vitesse nominale. Cette augmentation de vitesse est linéaire.

Les essais ont été réalisés au laboratoire du CeFoTec en 2009.

III.2.4. Pilotage par un microcontrôleur d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur en pont à transistors

Les résultats obtenus dans ce paragraphe sont les fruits des travaux de mémoire d'ingénieurs et d'un stage effectué à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne-Suisse [5][8][45][70][86][87].

Dans ce paragraphe, notre but est de commander de manière réversible et à vitesse variable un moteur à courant continu. Pour ce faire, nous avons besoin d'un circuit de puissance qui délivre une tension dont la polarité peut s'inverser et un courant ayant la possibilité de changer de sens. Ici, nous allons tirer profit d'un montage dérivé du hacheur à transistor, c'est le hacheur en pont, appelé aussi le pont en H.

Avec un circuit de commande bien adapté, ce montage remplit toutes les conditions requises pour le bon fonctionnement de notre installation.

Dans un premier temps, nous étudions le fonctionnement du hacheur réversible. Nous en déduisons les signaux nécessaires pour commander les transistors. Puis nous ferons un bref rappel sur le moteur à courant continu.

Dans la pratique, nous allons recourir à un microcontrôleur pour générer ces signaux. Le programme écrit en assembleur sera implanté dans le PIC 16F84A à l'aide d'un programmeur. Des logiciels et des matériels sont prévus à cet effet.

Pour isoler la partie électronique du circuit de puissance, nous utilisons les fibres optiques. Ces dernières transmettront les signaux qui commandent les transistors de puissance. Bien que la longueur des fibres optiques puissent aller jusqu'à des centaines de kilomètres tout en restant fidèles aux transmissions de données, notons que dans notre application, cette distance est limitée par nos moyens financiers.

Les résultats expérimentaux et les photos du banc d'essai sont présentés à la fin du paragraphe.

III.2.4.1. Le hacheur réversible

Le fonctionnement du hacheur en pont se résume à partir du schéma de la *figure 67* ci-dessous où les transistors sont symbolisés par des interrupteurs K1, K'1, K2 et K'2

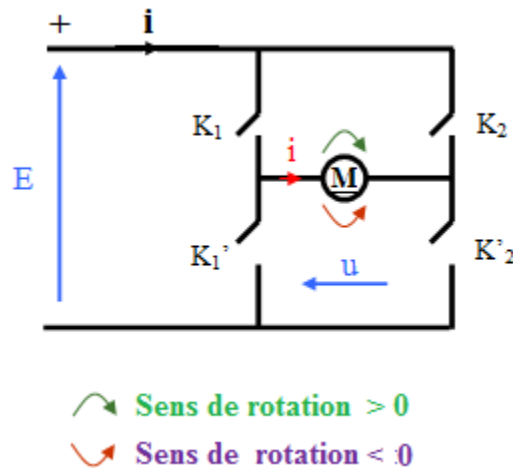


Figure 67: Schéma de principe du hacheur réversible, u = tension d'induit, i = courant d'induit

- Cas où u et i ont les mêmes signes :
 - Si K_1 et K'_2 sont fermés, $u > 0$, $i > 0$, le m.c.c. tourne dans le sens positif
 - Si K_2 et K'_1 sont fermés, $u < 0$ et $i < 0$, le m.c.c. tourne dans le sens négatif
- Aux cas où u et i n'ont pas les mêmes signes il faut introduire les diodes de roues libres pour le bon fonctionnement du hacheur. Ces phénomènes existent si la charge est fortement inductive.
- A tout instant, nous évitons les conductions simultanées des interrupteurs (K_1 , K'_1) et des interrupteurs (K_2 , K'_2).

Dans la pratique, pour que notre montage respecte le bon fonctionnement, nous adoptons le montage de la figure 68.

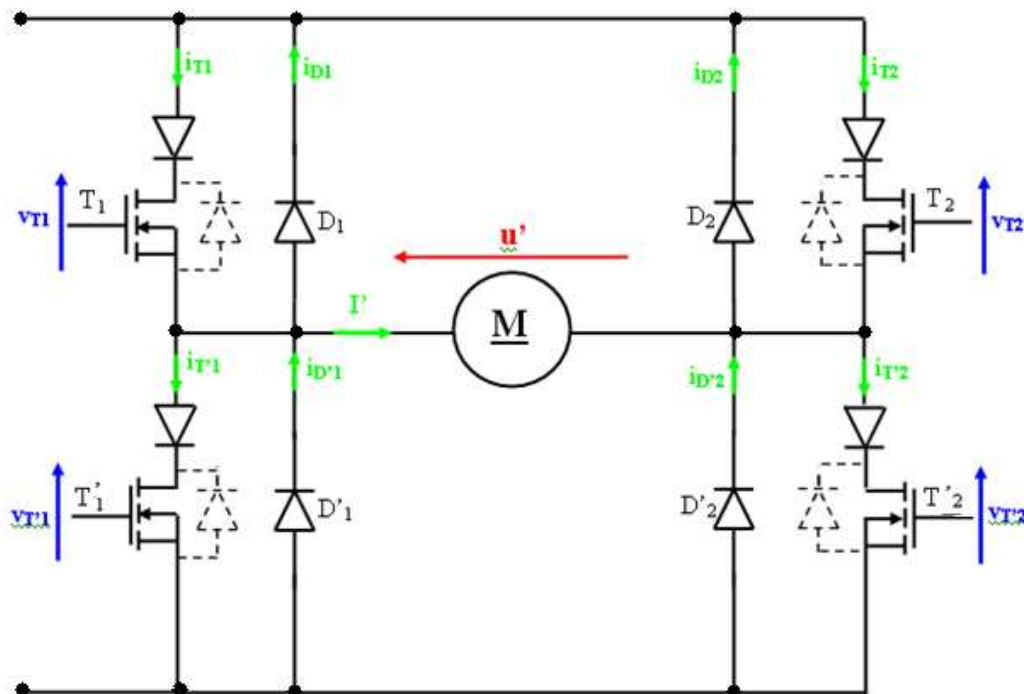


Figure 68 : Le hacheur en pont

III.2.4.2. Schéma du montage réel et principe et fonctionnement

La figure 69 ci-dessous montre le schéma bloc de l'installation.

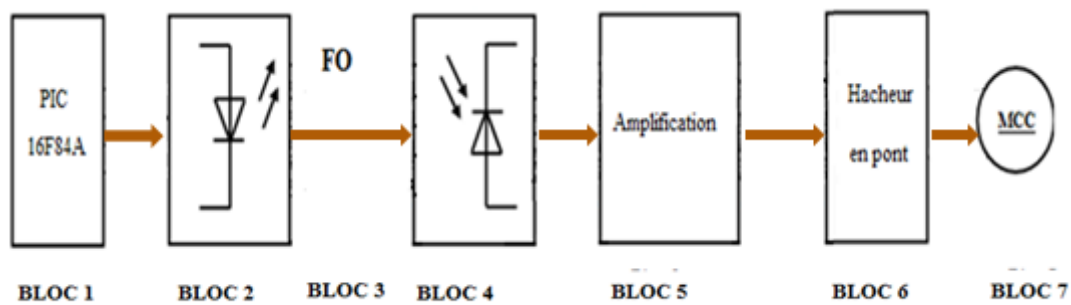


Figure 69 : Schéma bloc de l'installation

Bloc 1 :

Avec ses circuits environnants, le PIC 16F84A génère les signaux pour commander les transistors. Notons qu'initialement un programme en assembleur compatible au fonctionnement est installé dans le microcontrôleur.

Bloc 2 :

Il constitue le circuit émetteur de données dans les fibres optiques. A l'intérieur de ce bloc, la réception de données s'effectue par un système à infra rouge. Il convertit les impulsions de tension en puissance lumineuse envoyée à l'entrée des fibres optiques.

Bloc 3 :

Ce sont des fibres optiques qui acheminent les données sous forme de lumière vers le bloc 4. Elles assurent aussi l'isolation galvanique entre le circuit de commande et la partie puissance.

Bloc 4 :

C'est le circuit récepteur. Il reçoit la puissance lumineuse dans les fibres optiques et la transforme en impulsions de tension par l'intermédiaire d'une photodiode. A ce niveau, les signaux délivrés par le PIC sont reconstitués.

Bloc 5 :

Les signaux ainsi reconstitués seront ensuite amplifiés dans le bloc 5 avant d'attaquer les éléments de puissance du pont en H.

Bloc 6 : C'est le hacheur en pont.

Bloc 7 : C'est le moteur à courant continu à aimants permanents.

III.2.4.3. Conception du circuit de commande

Le chronogramme de fonctionnement de l'électronique de commande est dessiné à la figure 70.

Dans la première demi-période, T1 est alimenté en permanence tandis que T'2 reçoit des signaux à largeur variable. T'1 et T2 restent bloqués.

Le moteur commence à tourner dans le sens positif, s'accélère puis décélère avant de s'arrêter complètement.

A la fin de la demi-période, le moteur est non alimenté pendant une courte durée. Cette durée est calculée de telle sorte que le moteur ait le temps de s'arrêter complètement.

Dans la deuxième demi-période, Ce sont T_1 et T_2 qui sont alimentés et les deux autres transistors sont bloqués.

Comme dans le cas précédent, le moteur commence à tourner, mais cette fois-ci dans le sens négatif. Il s'accélère puis se décélère avant de s'arrêter complètement.

A la fin de la période, le moteur reste non alimenté pendant un court instant puis redémarre dans le sens contraire et ainsi de suite.

Finalement, à l'aide de cette commande, notre moteur démarre avec une vitesse faible qui augmente progressivement puis passe par un maximum et diminue régressivement jusqu'à la vitesse nulle. Le moteur reste non alimenté pendant une durée de 3β et redémarre dans l'autre sens en suivant la même procédure et ainsi de suite...

L'arrêt du moteur se fait manuellement par un bouton poussoir.

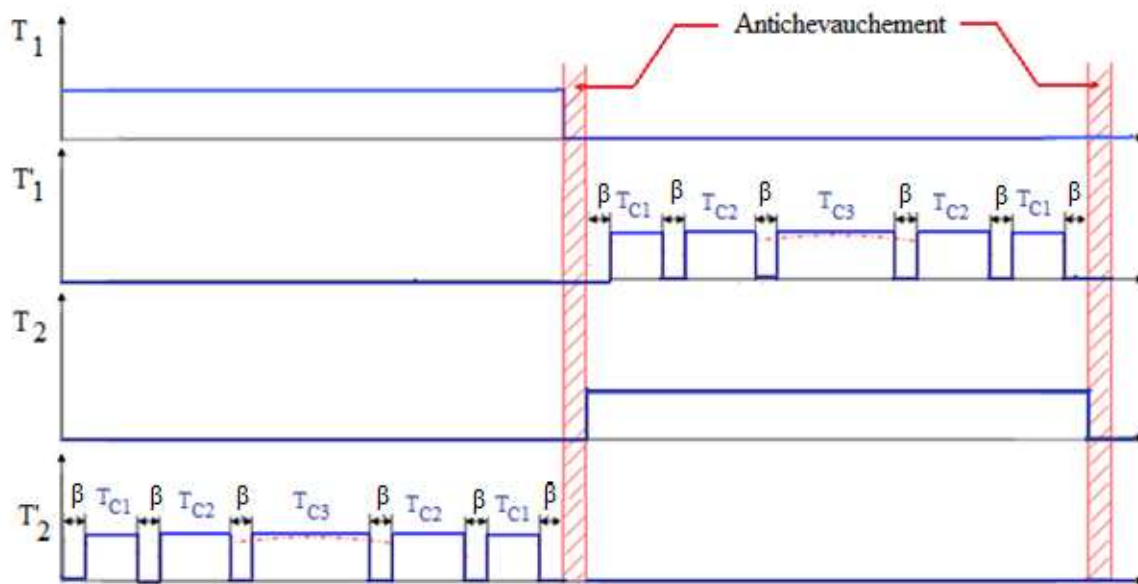


Figure 70 : Allures des signaux qui commandent les transistors

Le fonctionnement du moteur est schématisé par l'organigramme de la *figure 71*.

L'organigramme du programme implanté dans le PIC est représenté à la *figure 72*.

Se référant à cet organigramme, compte tenu des phénomènes d'anti chevauchement et de la variation de la vitesse du moteur, nous prévoyons plusieurs temporisations dont les durées sont multiples de β . L'organigramme de la *figure 72* permet d'exécuter ces séquences. Notons que RA0 à RA1 mentionnés dans cet organigramme sont les bits de sortie de du PIC.

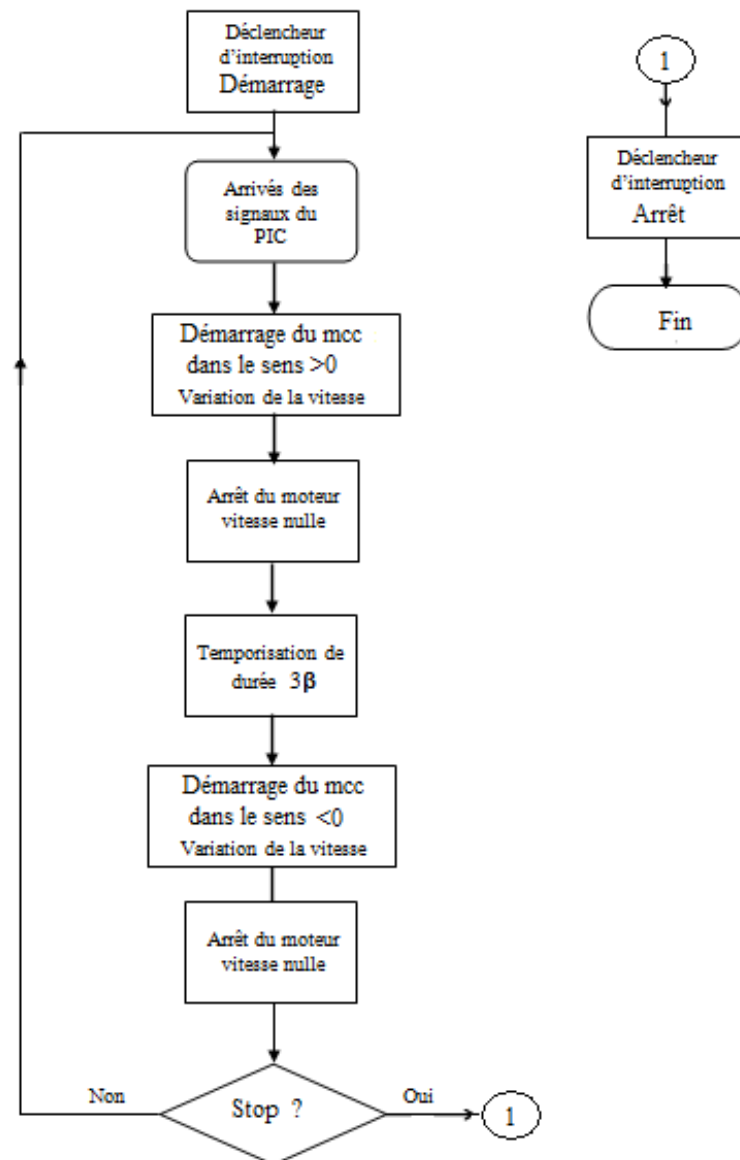


Figure 71 : Organigramme général de fonctionnement du système

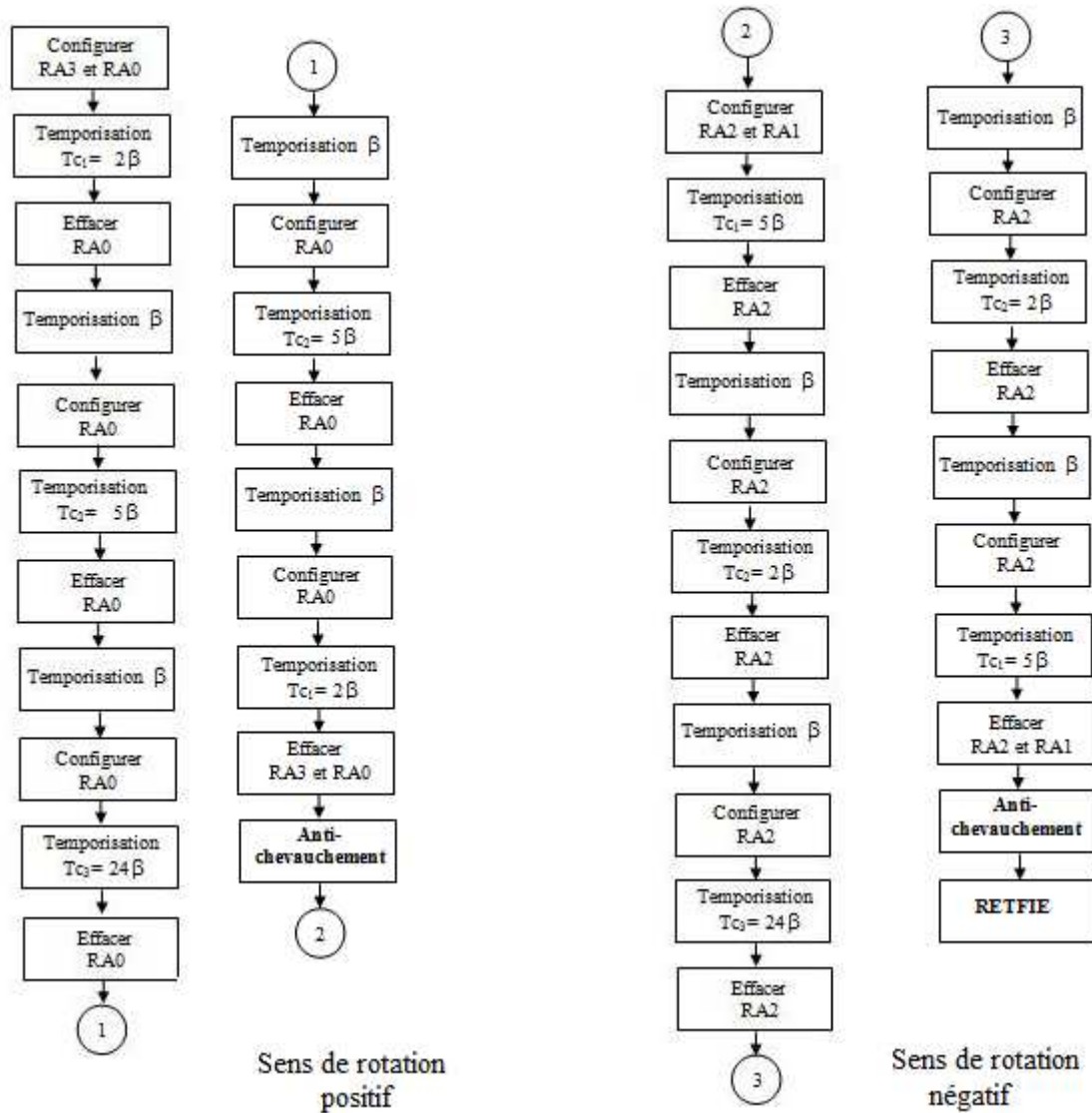


Figure 72 : Organigramme du sous-programme pour la rotation à droite et à gauche

III.2.4.4. Photos des réalisations

Les photos de réalisations se trouvent sur les figures 73 et 74.



Figure 73 : Circuit de puissance du hacheur en pont avec le récepteur fibre optique



Figure 74 : Le PIC avec son circuit environnant et l'émetteur de données à fibre optique

Dans ce travail, le programme que nous avons réalisé permet au moteur d'effectuer un mouvement réversible. Mais notons qu'en gardant exactement le même circuit de puissance, et les mêmes circuits de commande, il suffit de changer le programme pour obtenir un onduleur monophasé autonome.

Nous pouvons conclure que notre montage est universel car il peut effectuer plusieurs tâches par simple changement du programme chargé dans le microcontrôleur le PIC16F84A.

III.2.4.5. Choix du convertisseur

Puisque nous nous intéressons à un mouvement réversible et à vitesse variable du mcc, nous choisissons le hacheur en H. Ce montage autorise une inversion de la polarité de la tension aux bornes du moteur et en même temps permet le changement du sens de courant.

III.2.4.6. Expression de la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu

La vitesse de rotation n d'un moteur à courant continu est proportionnelle à la tension d'induit U_i et inversement proportionnelle au flux d'induction Φ . Son expression s'écrit :

$$n = K_m \frac{U_i}{\Phi} \quad \text{Équation 26}$$

Où K_m est une constante liée au moteur.

D'après cette équation 26, pour varier la vitesse de rotation d'un mcc, nous avons deux possibilités :

- Soit changer la polarité de la tension d'induit U_i
- Soit agir sur le flux Φ en variant le courant d'excitation

Pour inverser le sens de rotation, il faut inverser la polarité de la tension ou le sens du courant d'excitation de l'inducteur.

Dans notre application, puisque nous avons à disposition un moteur à courant continu à aimants permanents, nous agissons du côté du circuit d'induit.

CONCLUSION

Ici nous avons étudié successivement les hacheurs à transistors, les hacheurs utilisant des transformateurs et les hacheurs à thyristors.

L'utilisation du logiciel Matlab Simulink nous permet d'analyser l'influence des différents paramètres sur les réponses temporelles du hacheur à transistors. Ces analyses sont appliquées aux trois types de hacheur : le hacheur abaisseur, le hacheur élévateur et le hacheur inverseur de polarité.

Dans la conception et la réalisation des circuits de commande, les méthodes analogiques et les commandes programmées sont utilisées. Actuellement, les deux types de commande sont très sollicités. L'un est aussi important que l'autre.

La commande analogique est une méthode très ancienne mais elle n'est pas abandonnée car les résultats obtenus restent acceptables. Son inconvénient est que sa réalisation est laborieuse et chaque modification dans la conception nécessite une opération pratique au niveau des circuits électroniques.

Par contre, la commande programmée présente l'avantage d'être souple. A partir du moment où la conception et la réalisation des circuits électroniques sont terminées, toute modification au niveau de la commande s'effectue par simple programmation. Il suffit d'avoir à disposition les matériels nécessaires et de savoir programmer avec le langage approprié.

Ici nous avons réalisé le hacheur abaisseur à transistor et le hacheur à thyristors en utilisant les commandes analogiques.

Nous avons réalisé également un hacheur réversible (ou hacheur en H) avec sa commande programmée.

Dans toutes les réalisations nous n'avons pas négligé les isolations galvaniques. Elles sont nécessaires pour que l'alimentation de puissance ne vienne pas perturber le circuit de commande.

Dans toutes nos applications, nous avons alimenté un moteur à courant continu pour varier la vitesse de rotation.

Cependant, l'application de ces hacheurs est très variée. Signalons par exemple la mise en série du hacheur avec les onduleurs autonomes où le hacheur assure la variation de la tension à l'entrée de l'onduleur. Il s'ensuit une modification de la tension efficace à la sortie de l'onduleur.

CHAPITRE IV

CONVERTISSEURS ALTERNATIFS - ALTERNATIFS

ETUDE, CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS

Ce chapitre est consacré à la présentation des résultats de recherches relatifs aux convertisseurs ac-ac et leurs applications.

Après des rappels sur la théorie des régulations analogiques classiques [6] et celle des convertisseurs ac-ac [9][16], nous présentons les résultats pratiques de nos réalisations.

Ces résultats ont été obtenus lors des encadrements des travaux de mémoires et de projets d'étudiants effectués à l'Ecole Normale Supérieure d'Antsiranana, à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo, à l'Institut Supérieur de Technologie d'Antananarivo, à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antsiranana et au Centre de Formation Technique d'Antananarivo [27][28][34][49][109][124].

IV.1. METHODES DE REGLAGE CLASSIQUE

Généralités sur l'Automatisme [17]

Automatisme

Un automatisme désigne, en général, le dispositif assurant le fonctionnement, avec un minimum d'intervention humaine, d'une machine ou d'une installation de production.

On distingue globalement deux types d'automatisme :

- L'automatisme en chaîne ouverte
- L'automatisme en chaîne fermée

Dans un automatisme en chaîne ouverte ou en boucle ouverte, le système fonctionne selon un programme établi à l'avance. Il n'y a pas de contrôle de résultats d'une action ou d'une séquence.

Les automatismes en boucle ouverte sont souvent établis comme fonction du temps : c'est un système chronométrique qui règle l'évolution du cycle. On peut citer par exemple la commande des feux de carrefour ou la commande d'un lave-linge.

Un automatisme est dit en boucle fermée lorsque la sortie est contrôlée par un capteur qui renvoie l'information à l'entrée : il y a donc retour de l'information de la sortie vers l'entrée, c'est le principe de rétroaction.

Asservissement

Un système automatisé est dit asservi si une au moins des grandeurs physiques mesurables de sortie du système est astreinte à suivre l'évolution d'une autre grandeur physique mesurable sur laquelle on peut agir et appelée consigne ou entrée.

Un tel système peut être soumis à l'action d'un certain nombre de grandeurs physiques extérieures, appelées perturbations, qui perturbent le but recherché et dont l'évolution n'est pas toujours prévisible.

Régulation

Lorsque l'asservissement correspond à la recherche de l'égalité avec la valeur de la consigne, on parle de régulation.

Régulation par correspondance

Le but est de faire évoluer la grandeur réglée en suivant les variations de la grandeur de référence. L'asservissement a pour principale tâche d'assurer la fidélité de la transmission de l'information de l'entrée vers la sortie quelle que soit la grandeur de référence.

Régulation de maintien

Dans ce cas l'asservissement a pour but essentiel de rendre la grandeur réglée indépendante de la perturbation.

Ici, nous nous intéressons surtout au comportement dynamique et au comportement statique du système sous l'influence des perturbations.

Dans tous les cas, la régulation doit contribuer à l'amélioration du comportement intrinsèque du processus du point de vue dynamique en garantissant une bonne stabilité, une bonne précision et une rapidité de réaction suffisante pour obtenir la qualité de fonctionnement.

Plusieurs cas peuvent être cités, comme par exemple la nécessité de garder constante la vitesse de rotation d'une turbine qui entraîne un alternateur dans une centrale hydroélectrique. Sans la régulation de vitesse, une grande variation de la charge du côté utilisateurs augmente le couple résistant de la turbine et entraîne une variation de vitesse de rotation provoquant ainsi une instabilité de la fréquence délivrée par le réseau. Des perturbations perturbent tous les systèmes synchronisés à cette fréquence.

Un autre exemple consiste à maintenir constante la température dans une chambre froide où l'ouverture d'une porte est une source de perturbation.

Pour terminer nos exemples, l'automatisation est irremplaçable dans les situations où le fonctionnement du système nécessite des opérations complexes qu'on ne peut pas confier à l'homme, comme le pilotage automatique d'un avion, l'envoi des missiles nucléaires téléguidés à moyenne ou à longue portée pour atteindre des cibles, le fonctionnement des radars pour la poursuite automatique d'un objet à identifier...

En bref, la commande automatique a deux objectifs principaux :

- Substituer la machine à l'homme dans des opérations répétitives pour atteindre un fonctionnement normal.
- Réaliser les opérations complexes et délicates.

Les techniques fréquentes de régulation automatique seront étudiées, concernant notamment :

- Les systèmes programmés où la structure bouclée n'intervient pas ;
- Les systèmes asservis fonctionnant en régulation de maintien qui exige une structure bouclée ;
- Les systèmes asservis fonctionnant en régulation par correspondance qui exige également une structure bouclée ;
- Le réglage en cascade où la limitation des valeurs de consignes internes est exigée ;

IV.1. 1. Systèmes automatiques sans boucle de retour

Dans ce cas, le système est schématisé par la *figure 75*

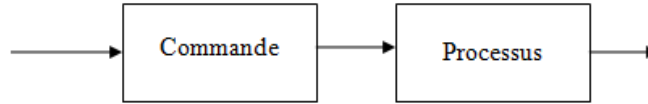


Figure 75 : Structure d'un système automatique non bouclée

Ce système comprend deux parties :

- La commande qui pilote le système
- Le processus qui obéit à toutes les séquences imposées par la commande

Après le démarrage le système s'arrête automatiquement quand toutes les tâches demandées sont effectuées.

IV.1.2. Schéma fonctionnel et modèle mathématique d'un système en boucle fermée

Introduction

Un système en boucle ouverte fonctionne normalement quand l'électronique de puissance ne présente aucune anomalie, mais les perturbations imprévues modifient les objectifs à atteindre. Très souvent, les comportements réels s'éloignent des résultats souhaités. Pour pallier ces problèmes et pour améliorer les performances du comportement dynamique, la régulation automatique s'avère obligatoire dans toute pratique industrielle. Le comportement du processus restera alors dans une marge d'erreur acceptable.

IV.1.2.1. Schéma fonctionnel d'un système avec une contre-réaction

Pour un tel système, la structure bouclée est schématisée par la figure 76.

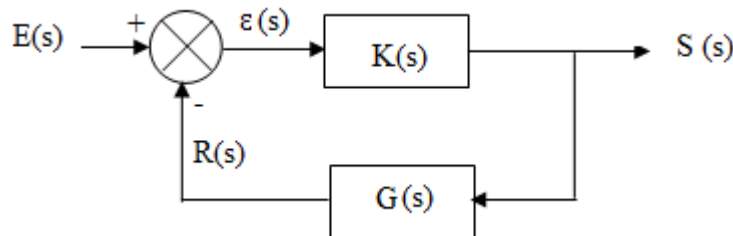


Figure 76 : Schéma fonctionnel d'un système bouclé

Où

s désigne la variable de Laplace ;

$E(s)$ est la grandeur de consigne ;

$\epsilon(s) = E(s) - R(s)$ = erreur entre la consigne et l'image de la grandeur réelle à régler

$S(s)$ est la grandeur à régler ou grandeur de sortie.

$K(s)$ est la fonction de transfert du système en boucle ouverte. Elle décrit mathématiquement le système en boucle ouverte. Cette fonction est le quotient de la grandeur de sortie et la grandeur d'entrée.

$G(s)$ est la fonction de transfert de la contre réaction.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$T(s) = \frac{S(s)}{E(s)} = \frac{K(s)}{1 + K(s).G(s)} \quad \text{Équation 27}$$

IV.1.2.2. Schéma fonctionnel d'un système avec une contre-réaction unitaire

La structure bouclée est schématisée par la figure 77.

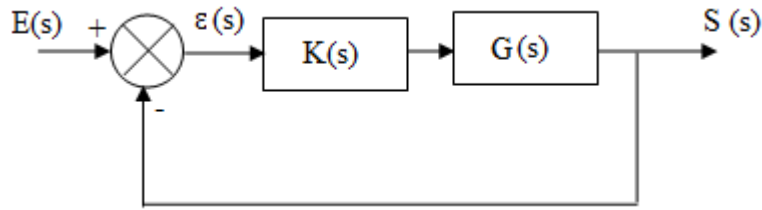


Figure 77 : Système asservi

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$T(s) = \frac{S(s)}{E(s)} = \frac{K(s).G(s)}{1+K(s).G(s)} \quad \text{Équation 28}$$

IV.1.2.3. Système avec perturbations

La figure 78 montre une structure bouclée avec des perturbations.

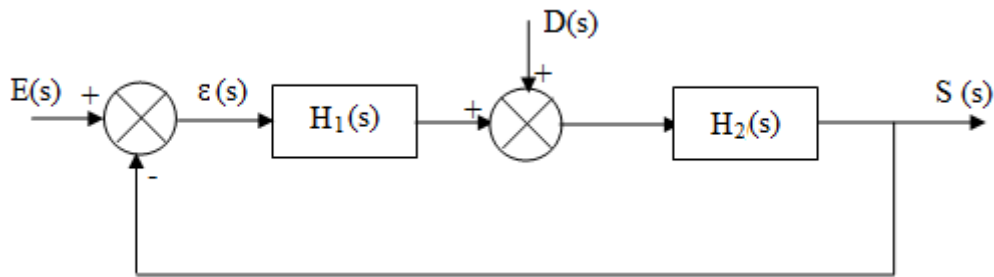


Figure 78 : Structure bouclée avec perturbations

$D(s)$ représente les perturbations ;

Pour un tel système, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$S(s) = \frac{H_1(s).H_2(s)}{1 + H_1(s).H_2(s)} \cdot E(s) + \frac{H_2(s)}{1 + H_1(s).H_2(s)} \cdot D(s) \quad \text{Équation 29}$$

Généralisation

Selon le degré du polynôme au dénominateur, un système peut être classé en système du premier ordre ou du second ordre.

Certains systèmes peuvent avoir un ordre supérieur à deux mais l'étude se ramène à une combinaison des systèmes de premier ordre et du second ordre [6][10][17].

IV.1.2.4. Régulation en cascade avec limitation de grandeurs internes

Régler un processus industriel revient à régler la sortie sur une valeur préétablie tout en effectuant des limitations sur d'autres grandeurs internes afin d'éviter les surcharges. Un

circuit de réglage pour la limitation de certaines valeurs internes sera alors superposé au circuit de réglage principal comme nous le montre la *figure 79* ci-dessous [6] :

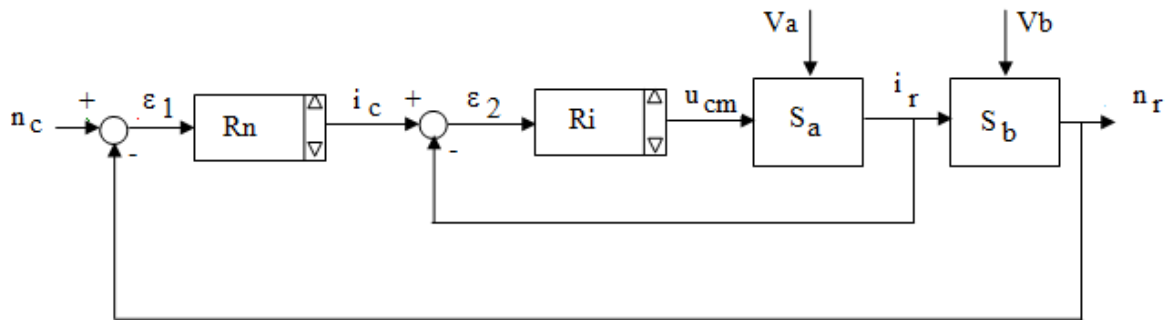


Figure 79 : Réglage en cascade avec limitation d'une grandeur interne

Ici, nous avons un réglage de vitesse avec limitation de courant d'induit i_r . Le système est donc composé de deux régulateurs dont le premier, R_i , sert à limiter le courant d'induit et l'autre mis en cascade, R_n , est introduit pour la régulation de vitesse.

- n_r = l'image de la vitesse réelle
- n_c = l'image de la vitesse de consigne
- $\varepsilon_1 = n_c - n_r$ = erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse réelle
- $\varepsilon_2 = i_c - i_r$ = erreur entre le courant de consigne et le courant réel
- i_r = image du courant réel, la grandeur interne à limiter
- V_a = perturbation qui intervient sur le réglage de courant
- V_b = perturbation qui intervient sur le réglage de la vitesse
- i_c = Sortie du régulateur de vitesse qui devient la grandeur de consigne en courant
- S_a et S_b sont les systèmes à régler

A l'aide de l'algèbre des schémas fonctionnels, la fonction de transfert du système global fermé est donnée par :

$$G_F(s) = \frac{R_n(s) K_i(s) S_b(s)}{1 + R_n(s) \cdot K_i(s) \cdot S_b(s)}$$

Équation 30

Avec

$$K_i(s) = \frac{1}{1 + R_i(s) S_a(s)}$$

où

$R_n(s)$ = Fonction de transfert du régulateur R_n

$S_b(s)$ = Fonction de transfert du système S_b

$S_a(s)$ = Fonction de transfert du système S_a

$R_i(s)$ = Fonction de transfert du régulateur R_i

$K_i(s)$ = Fonction de transfert du premier système bouclé

$G_F(s)$ = Fonction de transfert du système global fermé

IV.1.3. Les régulateurs standards

IV.1.3.1. Rôle

La régulation automatique consiste à délivrer la tension de commande u_{cm} à la sortie du régulateur modélisé mathématiquement par la fonction de transfert $G_R(s)$ représentée à la *figure 80* quand ce dernier reçoit à son entrée l'erreur $\varepsilon = u_c - u_r$.

Cette erreur est la différence entre l'image de la grandeur de consigne u_c et l'image de la grandeur réelle à régler u_r . Le principe est représenté à la *figure 80* ci-dessous.

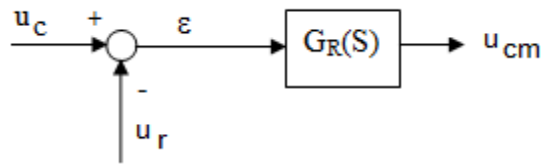


Figure 80 : Principe pour délivrer la tension de commande issue du régulateur

Grâce à un choix adéquat du régulateur, on obtient une tension de commande u_{cm} qui satisfait toutes les spécificités du cahier de charges.

Les régulateurs standards peuvent être du type :

- Tout ou rien
- A hystérèse
- Proportionnel P
- Intégral I
- Dérivateur D
- Proportionnel intégrateur PI
- Proportionnel intégrateur Dérivateur PID
- Avance et Retard de Phase (ARP)

Dans la pratique, les régulateurs les plus utilisés sont les régulateurs I, PI et PID.

Il existe d'autres types de régulateurs mais nous limitons ce bref rappel à ceux que nous utilisons.

IV.1.3.2. Les expressions algébriques du régulateur $G_R(s)$ [6][17]

IV.1.3.2.1. Le régulateur tout ou rien

Pour le réglage de type tout ou rien ou à deux positions, la commande se fait uniquement en considérant le signe de l'erreur ε . Ainsi, le régulateur joue le rôle d'un simple interrupteur.

IV.1.3.2.2. Le régulateur à hystérèse

L'hystérésis déplace son point de commutation en fonction de la variation de l'erreur en introduisant une forme de retard de commutation.

IV.1.3.2.3. Le régulateur proportionnel

L'action proportionnelle crée un signal de commande $u_{cm}(t)$ proportionnel au signal d'erreur. Nous pouvons écrire :

$$u_{cm}(t) = K_p(u_c - u_r) = K_p \cdot \epsilon(t) \quad \text{Équation 31}$$

Dans la pratique, il assure la rapidité.

IV.1.3. 2.4. L'action intégrale

L'action intégrale crée un signal de commande $u_{cm}(t)$ qui s'écrit:

$$u_{cm}(t) = K_I \int_0^t \epsilon(t) dt \quad \text{Équation 32}$$

La fonction de transfert peut s'écrire :

$$G_R(s) = \frac{K_I}{s} = \frac{1}{sT_i} \quad \text{Équation 33}$$

Où

K_I = gain permanent du correcteur

$T_i = 1/K_I$ = Constante de temps d'intégration

La réponse indicielle montre qu'un correcteur à action purement intégrale est lent. Ce correcteur est utilisé lorsqu'une erreur permanente doit être annulée.

IV.1.3.2.5. L'action dérivée

Cette action crée un signal de commande $u_{cm}(t)$ qui est la dérivée du signal d'erreur : Nous pouvons écrire :

$$u_{cm}(t) = K_D \cdot \frac{d\epsilon(t)}{dt} \quad \text{Équation 34}$$

La fonction de transfert s'écrit :

$$G_R(s) = K_D \cdot s = s \cdot T_d \quad \text{Équation 35}$$

où

K_D = gain permanent du correcteur

T_d = constante de temps de dérivation

La réponse indicielle montre qu'un correcteur à action exclusivement dérivée ne permet pas la transmission d'un signal. Ce correcteur n'est donc jamais utilisé seul.

IV.1.3. 2.6. L'action proportionnelle et intégrale ou PI

Cette action crée un signal de commande $u_{cm}(t)$ qui est la somme des effets proportionnel P et intégral I. Son expression s'écrit :

$$u_{cm}(t) = K_p \cdot \epsilon(t) + K_I \int_0^t \epsilon(t) dt \quad \text{Équation 36}$$

La transmittance globale est :

$$G_R(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = \frac{1+s\frac{K_p}{K_I}}{sT_i} = \frac{1+sT_n}{sT_i} \quad \text{Équation 37}$$

Où

$T_n = K_p / K_I$ est le dosage de corrélation d'intégrale

T_i = Constante de temps d'intégration

La réponse indicielle montre qu'un correcteur PI assure une transmission instantanée du signal d'erreur, suivie d'une intégration de ce signal. Un tel correcteur est à utiliser chaque fois qu'une erreur permanente est à annuler.

IV.1.3.2.7. Action proportionnelle et dérivateur ou PD

Cette action crée un signal de commande $u_{cm}(t)$ qui est la somme des effets proportionnel P et dérivateur D. Son expression est :

$$u_{cm}(t) = K_p \cdot \epsilon(t) + K_D \cdot \frac{d\epsilon(t)}{dt} \quad \text{Équation 38}$$

La fonction de transfert peut s'écrire :

$$G_R(s) = K_p(1 + s \cdot T_d) \quad \text{Équation 39}$$

Où

T_d = Constante de temps de dérivation

K_p = gain statique

La réponse indicielle montre qu'un correcteur à action proportionnelle et dérivée assure une transmission instantanée du signal d'erreur augmenté de sa dérivée. Un tel correcteur est à utiliser chaque fois que le système corrigé doit être rapide.

IV.1.3.2.8. Action proportionnelle, intégrale et dérivée ou PID

L'action PID crée un signal de commande $u_{cm}(t)$ qui est la somme des effets P, I et D. Son expression s'écrit :

$$u_{cm}(t) = K_p \cdot \epsilon(t) + K_I \int_0^t \epsilon(t) dt + K_D \cdot \frac{d\epsilon(t)}{dt} \quad \text{Équation 40}$$

La transmittance globale est :

$$G_R(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad \text{Équation 41}$$

Après quelques transformations, on obtient :

$$G_R(s) = \frac{(1+sT_n)(1+sT_v)}{sT_i} \quad \text{Équation 42}$$

Où :

$T_i = K_p/K_I$ = Constante de temps d'intégration

$$T_n = \frac{1}{2K_I} [K_p + (K_p^2 - 4K_D K_I)^{1/2}] = \text{dosage de la corrélation d'intégrale}$$

$$T_n = \frac{1}{2K_I} [K_p - (K_p^2 - 4K_D K_I)^{1/2}] = \text{dosage de la corrélation de dérivée}$$

K_p = gain permanent du correcteur

La réponse indicielle montre qu'un tel correcteur assure une transmission instantanée du signal d'erreur augmenté de son intégrale et de sa dérivée.

Ce correcteur permet d'annuler l'erreur statique et d'avoir une réponse relativement rapide.

IV.1.3.2. Méthode de détermination des coefficients des régulateurs

Les méthodes de Ziegler-Nichols permet d'ajuster avec une seule expérience les coefficients du régulateur.

IV.1.3.2.1. Première méthode

La méthode consiste à établir la réponse indicielle du système sans le régulateur et de l'approximer à une droite de pente « a » et passant par l'abscisse « L » :

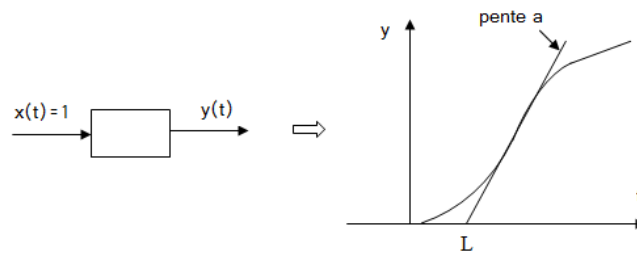


Figure 81 : Méthode d'approximations de Ziegler-Nichols 63

On obtient les résultats suivants selon Ziegler-Nichols :

Régulateur proportionnel P :

$$K_p = \frac{1}{aL} \quad \text{Équation 43}$$

Régulateur proportionnel intégral PI :

$$K_p = \frac{0,9}{aL} \quad T_i = 3,3L \quad \text{Équation 44}$$

Régulateur proportionnel intégrateur dérivateur PID :

$$K_p = \frac{1,2}{aL} \quad T_i = 2L \quad T_d = 0,5L \quad \text{Équation 45}$$

IV.1.3.2.2. Deuxième méthode

La seconde méthode utilise la limite de pompage du système bouclé par un régulateur P. C'est-à-dire que le système est monté avec sa contre-réaction et un régulateur proportionnel (que ce soit en schéma de réglage, soit en asservissement).

Ensuite, on augmente le gain du régulateur jusqu'à rendre le système instable. Il oscille avec une période T_0 . Le gain est g_0 . Nous avons:

Régulateur proportionnel P :

$$K_p = 0,5g_0 \quad \text{Équation 46}$$

Régulateur proportionnel intégral PI :

$$K_p = 0,45g_0 \quad T_i = 0,83T_0 \quad \text{Équation 47}$$

Régulateur proportionnel intégrateur dérivateur PID :

$$K_p = 0,6g_0 \quad T_i = 0,5T_0 \quad T_d = 0,125T_0 \quad \text{Équation 48}$$

CONCLUSION

Bien que la technique de régulation analogique ait fait preuve d'une efficacité irréfutable dans la pratique, l'apparition de nouvelles méthodes améliorent les performances des systèmes réglés.

Ici, citons le réglage d'état et le réglage par mode de glissement.

IV.2 : THEORIES SUR LES GRADATEURS

IV.2.1. Généralités sur les gradateurs

IV.2.1.1. Schéma de principe

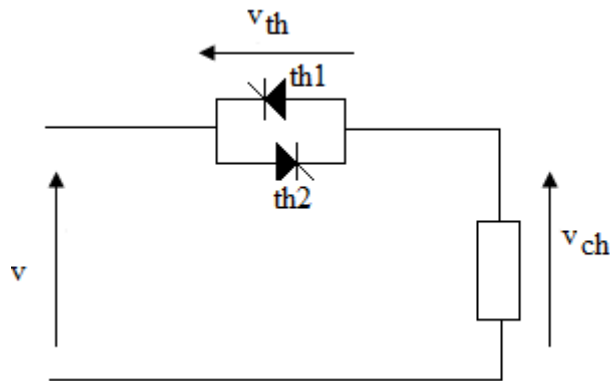


Figure 82 : Gradateur monophasé formé par deux thyristors montés en antiparallèle

Un gradateur monophasé est formé par deux thyristors montés en antiparallèle. Le fonctionnement est équivalent à celui d'un triac.

Grâce à la possibilité de modifier l'angle de retard d'amorçage α des thyristors, nous arrivons à changer la valeur efficace de la tension alternative aux bornes de la charge ainsi que le courant qui traverse cette dernière et par conséquent, la puissance active et réactive.

En quelques mots, le convertisseur ac-ac permet de délivrer une tension alternative variable à partir d'un réseau alternatif dont la valeur efficace est fixe..

IV.2.1.2. Modes de fonctionnement

Il existe deux modes de fonctionnement :

- La marche en interrupteur ou contacteur de courant alternatif où les thyristors fonctionnent en tout ou rien.
- La marche en gradateur ou variateur de courant alternatif. Dans ce cas, la variation de l'angle de retard d'allumage joue un grand rôle car il donne au gradateur la fonction de variateur de valeur efficace du courant et de la tension.

IV.2.1.3. Domaines d'application

La marche en interrupteur peut couper les alimentations en courant alternatif de très grande puissance sans prendre aucun risque car l'isolation de la gâchette permet d'agir au niveau du circuit de puissance en intervenant sur l'électronique de commande.

La marche en gradateur peut :

- régler la luminosité des lampes d'éclairage ;
- régler le courant dans les appareils électriques (résistance chauffante...) ;
- alimenter à vitesse variable les moteurs asynchrones monophasés ou triphasés ;
- régler les puissances réactives dans les réseaux électriques. Dans ces cas, ces puissances s'étendent jusqu'à des centaines de MVar.

IV.2.2. Gradateur monophasé

[9] [16]

Le schéma d'un gradateur monophasé est déjà présenté dans la *figure 82*.

IV.2.2.1. Cas où les charges sont résistives

A tout instant, nous avons la relation :

$$i = \frac{V_m}{R} \sin \omega t \quad \text{Équation 49}$$

L'intervalle $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ est valable pour th1 et l'intervalle $\pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi$ est relatif à th2.

$v = V_m \sin \omega t$ est la tension instantanée

α = angle de retard d'allumage des thyristors ou angle d'amorçage

De l'équation 49, nous déduisons la valeur efficace I_{eff} [16] :

$$I_{eff} = \frac{V}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad \text{Équation 50}$$

Sur la *figure 83*, nous montrons les allures théoriques des tensions et des courants [9].

L'allure du courant et celle de la tension dans la charge sont identiques.

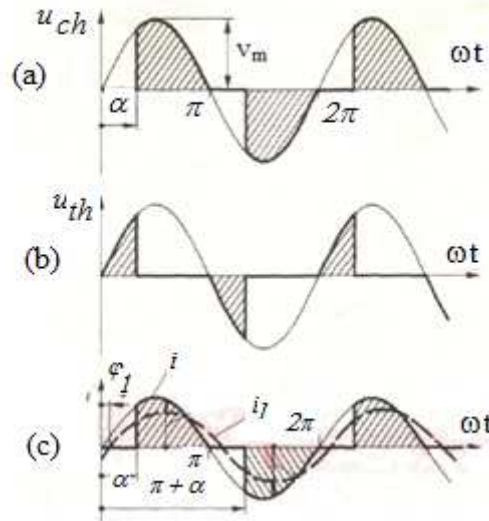


Figure 83 : Allures de tensions et des courants d'un récepteur résistif

Où

i_1 = onde fondamentale du courant

ϕ_1 = le déphasage de l'onde fondamentale par rapport à la tension du réseau

IV.2.2.2. Cas des charges inductives pures

Pour une charge purement inductive, nous avons, à tout instant, l'équation différentielle :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_m \sin \omega t \quad \text{Équation 51}$$

Par intégration, nous obtenons [9] :

$$i(\omega t) = \frac{V_m}{L\omega} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad \text{Équation 52}$$

Cette équation est valable uniquement dans les intervalles de conduction des thyristors. D'après la figure 84 le calcul de la valeur efficace du courant nous donne:

$$I_{eff} = \frac{V_m}{L\omega\sqrt{2}} \frac{\sqrt{2(\pi - \alpha)(2 + \cos 2\alpha) + 3\sin 2\alpha}}{\sqrt{\pi}} \quad \text{Équation 53}$$

Notons les points particuliers suivants :

1. A partir du moment où le thyristor commence à conduire, le courant augmente jusqu'à une valeur maximale. Cette valeur maximale est atteinte pour $\omega t = \pi$.

$$i_{max} = i(\pi) = \frac{V_m}{L\omega} (1 + \cos \alpha) \quad \text{Équation 54}$$

2. Puis le courant commence à descendre et tombe de nouveau à zéro à l'instant [9] :

$$\beta = 2\pi - \alpha \quad \text{Équation 55}$$

Après avoir calculé ces points particuliers, nous déduisons les conditions de bon fonctionnement du gradateur alimentant une charge inductive pure.

Première condition :

L'instant d'arrivée de l'impulsion sur le deuxième thyristor devrait avoir lieu après l'instant β . Donc le courant est prêt à devenir négatif, on aura

$$\beta \leq \pi + \alpha \quad \text{Équation 56}$$

En remplaçant β par son expression, on obtient :

$$\alpha \geq \frac{\pi}{2} \quad \text{Équation 57}$$

C'est la première condition pour le fonctionnement normal d'un gradateur alimentant une charge inductive pure.

Deuxième condition :

Dans la pratique, d'après le paragraphe III.4 du chapitre précédent, un angle d'amorçage doit être inférieur à 150° , d'où la relation $\alpha \leq 150^\circ$.

Finalement, ces deux conditions se résument par l'expression :

$$\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq 150^\circ \quad \text{Équation 58}$$

Remarques

1. Si $0 < \alpha < \pi/2$, le fonctionnement est anormal car le courant reste toujours positif. Le thyristor th2 ne peut pas se mettre en conduction car il n'est pas polarisé en direct. Par conséquent l'impulsion qui arrive sur sa gâchette est inutile.
2. Le courant $i(\omega t)$ n'est plus sinusoïdal.
3. Si $\alpha = \pi/2 = 90^\circ$, le courant devient sinusoïdal pur.

La figure 84 montre les tensions et le courant pour un fonctionnement normal où $\alpha > 90^\circ$.

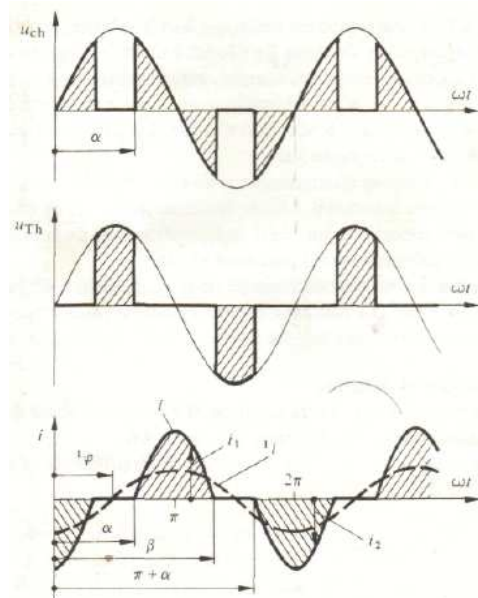


Figure 84 : Allures des tensions et des courants pour un gradateur alimentant une charge inductive

Fonctionnement normal

La figure 85 montre le cas où le fonctionnement est anormal.

On voit bien qu'au moment où le deuxième thyristor reçoit son impulsion de commande à l'instant $(\pi + \alpha)$, le courant dans la charge est encore positif. Le courant ne pouvant pas devenir négatif, le thyristor th2 reste bloqué. Cette impulsion a été inutile.

Quand le courant tombe à zéro, à l'instant β , il n'existe pas d'impulsion qui commande th2. Ce dernier reste bloqué. La prochaine impulsion arrive sur th1 qui devient conducteur. Finalement, le courant dans la charge est impulsionnel et reste toujours positif.

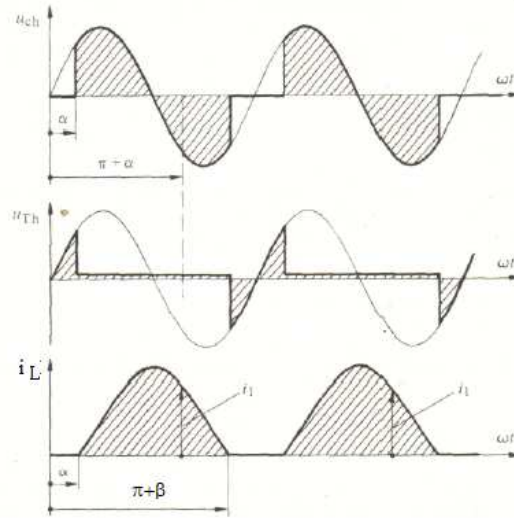


Figure 85 : Allures des courbes pour un gradateur ayant une charge inductive

Fonctionnement anormal

IV.2.2.3. Cas des charges (R, L) série

Le montage est représenté à la figure 86.

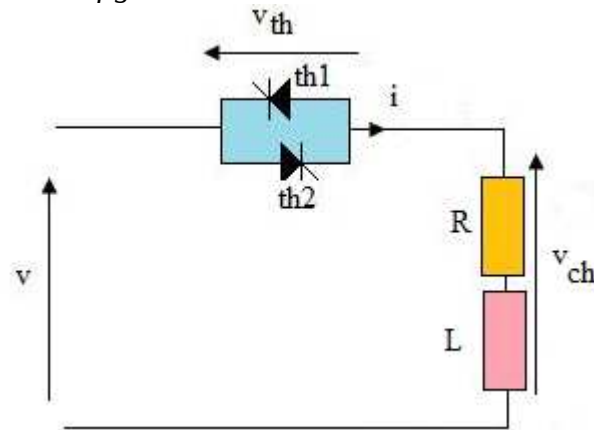


Figure 86 : Un gradateur monophasé alimentant une charge (R, L) en série

A tout instant, nous avons une équation différentielle du premier ordre telle que:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V_m \sin \omega t \quad \text{Équation 59}$$

Nous définissons les paramètres suivants :

- La constante de temps électrique

$$\tau = \frac{L}{R} \quad \text{Équation 60}$$

- Le déphasage tension-courant ψ d'une charge R, L alimentée par un courant sinusoïdal pur :

$$tg\psi = \frac{L\omega}{R} \quad \text{Équation 61}$$

Le thyristor th1 est allumé à l'instant α .

Le courant tombe à zéro à l'instant β' .

Le thyristor th2 sera allumé à l'instant $(\pi+\alpha)$.

La résolution de l'équation 59 nous donne [9] :

$$i(\omega t) = \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \psi) - \sin(\alpha - \psi)e^{-\frac{R}{L\omega}(\omega t - \alpha)}] \quad \text{Équation 62}$$

Pour tracer $i(\omega t)$, deux cas doivent être étudiés :

- **Premier cas : $\beta' < (\pi+\alpha)$**

Dans ce cas, le fonctionnement en gradateur est normal, c'est-à-dire que les thyristors conduisent au moment où ils reçoivent leurs impulsions de commande ; ce cas apparaît si $\alpha > \psi$

- **Deuxième cas : $\beta' > (\pi+\alpha)$**

Dans ce cas, le fonctionnement n'est pas normal. Le deuxième thyristor rate son impulsion ; ce cas apparaît si $\alpha < \psi$.

Pour dessiner les courbes v_{RL} , v_{th} et i_{RL} , il est alors nécessaire de calculer les instants ψ et β' . Le calcul de β' se déduit de l'équation 21 en remplaçant ωt par β' , on écrit :

$$\sin(\beta' - \psi) - \sin(\alpha - \psi)e^{-\frac{R}{L\omega}(\beta' - \alpha)} = 0$$

Équation 63

Connaissant R , L et α , le calcul de β' est possible à l'aide d'un ordinateur ou d'une calculatrice programmable. Dans la pratique, la valeur de β' est comprise entre π et 2π .

Allures théoriques pour les trois cas possibles qui sont:

- $\pi+\alpha > \beta'$ pour un fonctionnement est normal *figure 87*
- $\alpha = \beta'$ où le fonctionnement est normal et le courant est purement sinusoïdal.

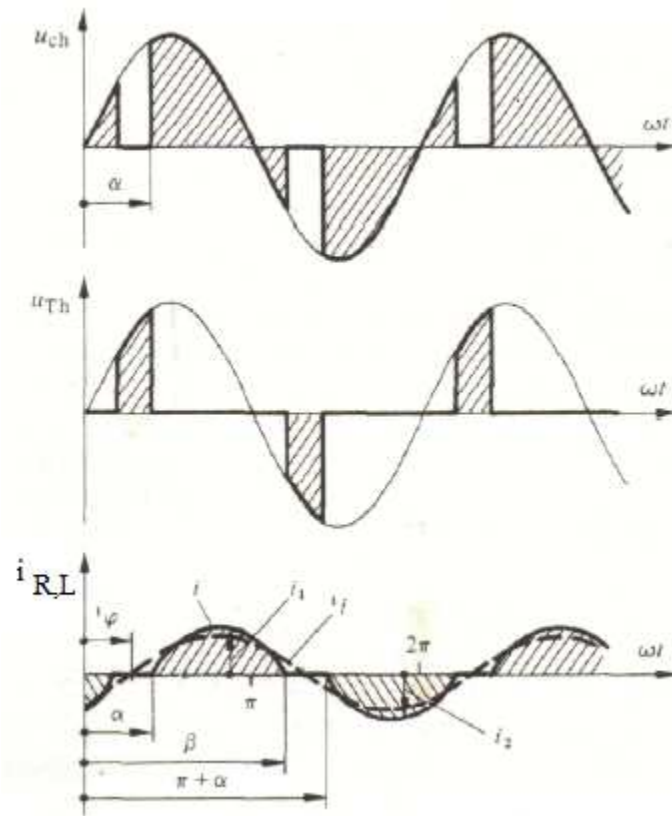


Figure 87 : Fonctionnement normal $\alpha > \psi$

- $\pi + \alpha < \beta'$ pour le fonctionnement est anormal (figure 88)
-

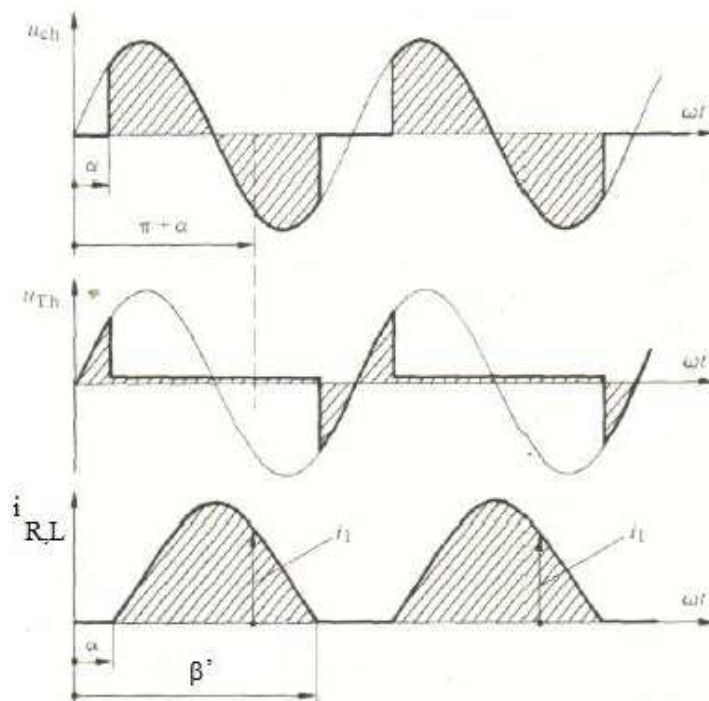


Figure 88 : Fonctionnement anormal $\alpha < \psi$, $\pi + \alpha < \beta'$

Ce fonctionnement est anormal car le courant n'est plus alternatif mais unidirectionnel.

IV.2.3. Gradateur triphasé

Il existe plusieurs types de montages mais nous ne citons ici que les plus fréquents [9][16].

IV.2.3.1. Premier type de montage

On place un gradateur monophasé sur chaque phase. Les trois charges sont montées en étoile (figure 89).

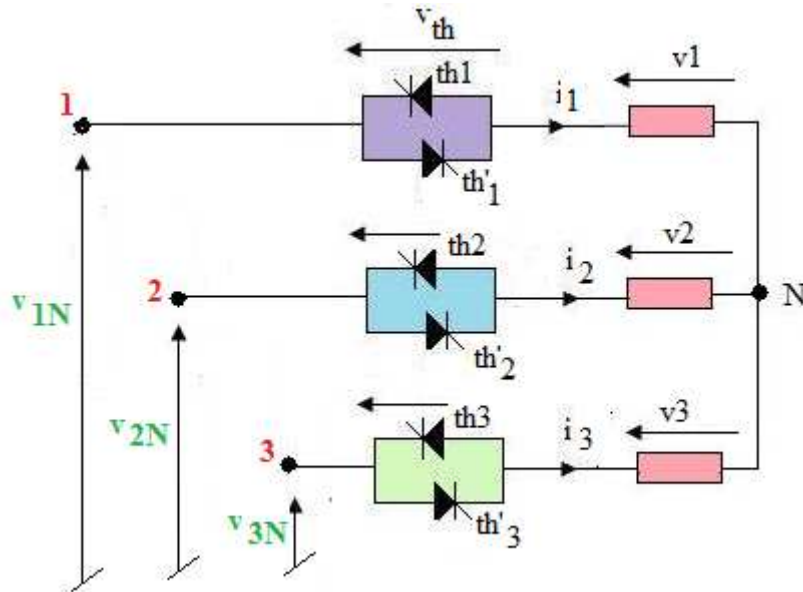


Figure 89 : Charge triphasée montée en étoile, un gradateur monophasé sur chaque phase

v_{iN} = tension phase neutre, i varie de 1 à 3.

IV.2.3.1.1. Charge résistive pure : Démarrage et fonctionnement

1. Pour enclencher le gradateur triphasé, il est nécessaire d'appliquer en même temps une impulsion au thyristor d'une phase pour créer un courant positif et à celui d'une autre phase pour créer un courant négatif, sinon le courant ne peut pas circuler ;
2. Lorsque seuls les thyristors de deux phases conduisent, la tension simple aux bornes de la charge ohmique est égale à la moitié de la tension composée du réseau triphasé correspondante aux phases conduisant le courant ;
3. Lorsque les thyristors des trois phases conduisent en même temps, la tension simple aux bornes de la charge est égale à la tension simple du réseau triphasé, à condition que la charge triphasée soit équilibrée. C'est le cas d'une charge triphasée en étoile ;
4. Le courant a la même allure que la tension simple, avec un facteur de proportionnalité $k=1/R$;
5. Le courant n'est pas sinusoïdal, il possède une allure assez compliquée et ne peut être construit que par tronçons successifs en tenant compte des conditions dans les deux autres phases ;
6. En augmentant l'angle de retard, $\alpha > 90^\circ$, il n'y a que deux phases qui conduisent simultanément. Le courant présente une interruption pendant chaque demi-période ;

7. Pour un angle de retard d'allumage $\alpha > 150^\circ$, le courant est nul. Dans ce domaine, la tension composée des deux phases enclenchées simultanément par des impulsions d'allumage, est négative. Par conséquent, la tension anode-cathode des thyristors concernés est négative et les thyristors ne s'allument pas.

La figure 90 montre un exemple pour $\alpha = 45^\circ$. [9]

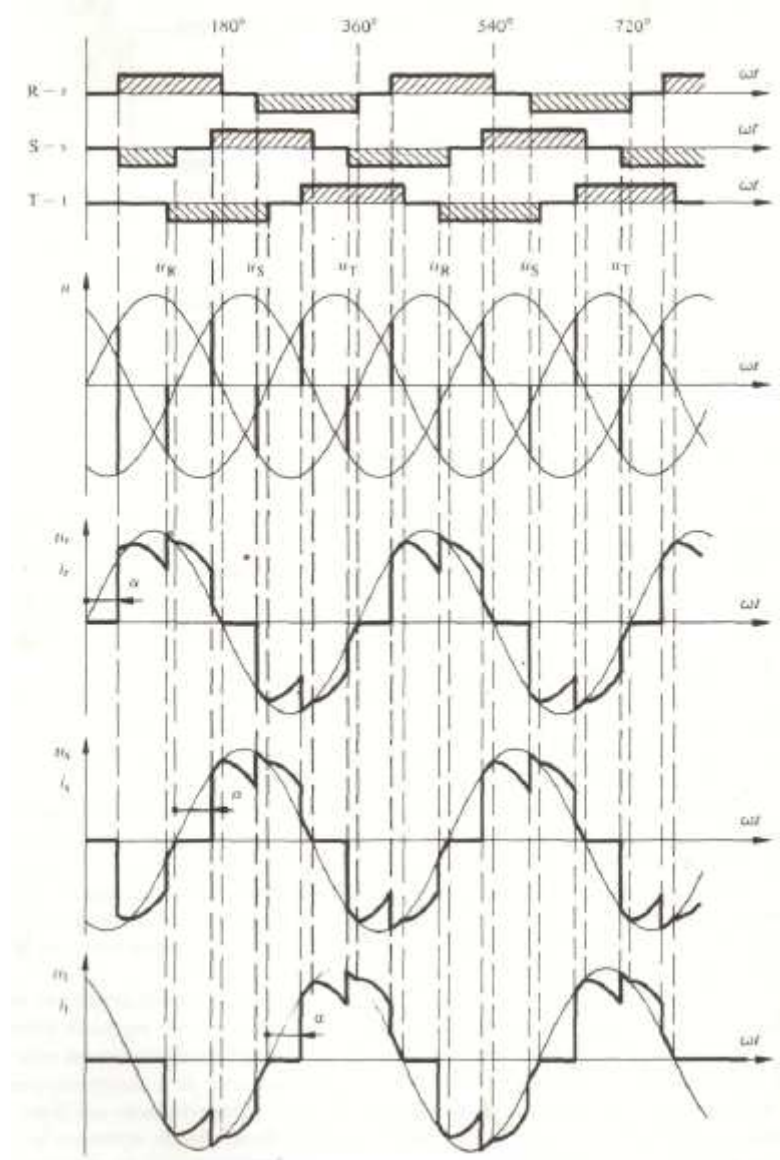


Figure 90 : Allures des tensions, des courants et la durée de conduction des thyristors pour $Z=R$ pure et $\alpha=45^\circ$

IV.2.3.1.2. Charge inductive

1. Le courant est composé de sections de sinusôides décalées verticalement et retardées de 90° par rapport aux sections correspondantes à la tension sinusoïdale d'origine ;
2. La charge étant inductive, le courant ne peut pas varier brusquement. A l'instant de changement du signe de la tension, le courant ne présente donc pas de discontinuité ;
3. La tension simple aux bornes de la charge est égale à la moitié de la tension composée des deux phases du réseau triphasé lorsque seulement deux thyristors sont conducteurs ;

4. La tension simple aux bornes de la charge est égale à la tension composée du réseau lorsque les trois phases sont conducteurs ;
5. Lors du premier enclenchement, l'allure des trois courants ne prend pas tout de suite la forme permanente ; celle-ci s'établit à partir du moment où chacune des trois phases a conduit une fois le courant ; le courant présente une forme presque trapézoïdale et il est nul pendant un certain laps de temps ;
6. La condition sur α est la même que sur le réseau monophasé :

$$90^\circ < \alpha < 150^\circ$$

Équation 64

- a. $\alpha < 150^\circ$ car la tension composée aux bornes des thyristors est négative et ces derniers restent bloqués ;
7. Si $\alpha = 90^\circ$, le courant est sinusoïdal.

La figure 91 nous montre un exemple pour $\alpha = 105^\circ$. [9]

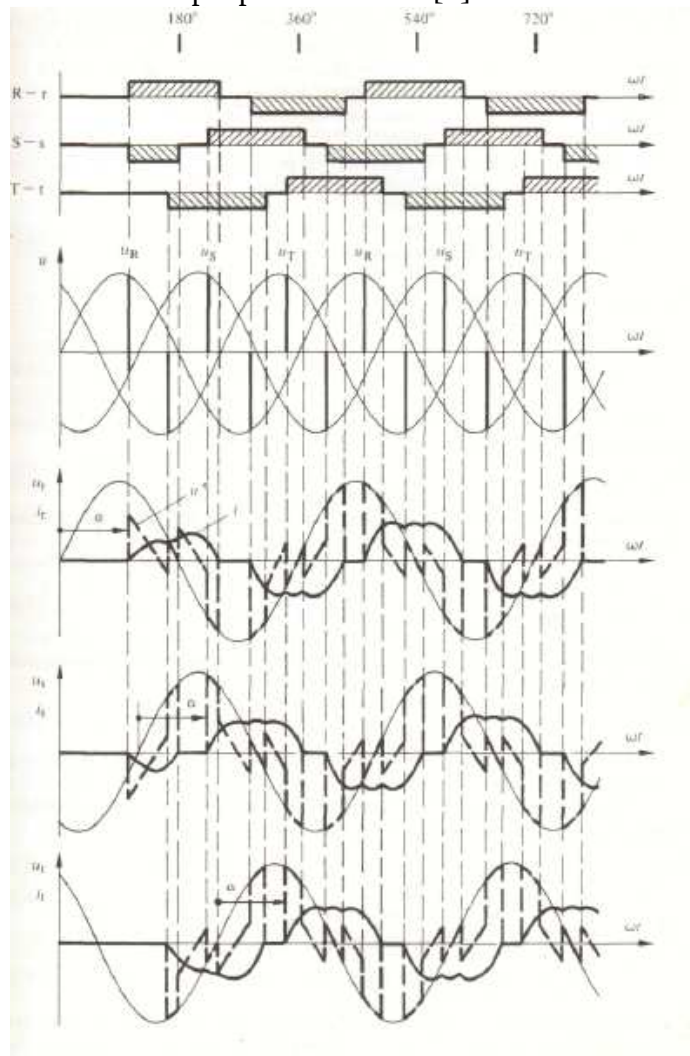


Figure 91 : Allures des tensions, des courants et la durée de conduction des thyristors pour $Z = L$ pure et $\alpha = 105^\circ$

IV.2.3.1.3. Charge R-L série

Pour déterminer l'allure du courant dans chaque intervalle, on doit résoudre le système d'équations différentielles pour les trois phases :

$$u_i = L \frac{di_i}{dt} + Ri_i \quad \text{Équation 65}$$

Avec $i = 1, 2$, et 3

De plus, nous avons les relations

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad \text{Équation 66}$$

et

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0 \quad \text{Équation 67}$$

On conclut que :

- La somme des trois tensions instantanées aux bornes des trois branches de la charge est toujours nulle ;
- Les tensions aux bornes des trois branches de la charge sont égales à la tension simple du réseau d'alimentation quand les trois phases conduisent simultanément et si les trois charges sont identiques ;
- Comme en monophasé, pour que le système fonctionne normalement, l'angle α doit satisfaire les conditions :

$$\psi < \alpha < 150^\circ \text{ avec } \tan \psi = L\omega / R \quad \text{Équation 68}$$

- Pour $\alpha = \psi$, le courant est purement sinusoïdal.

IV.2.3.2. Deuxième type de montage

Les trois gradateurs monophasés sont montés en étoile (figure 92)

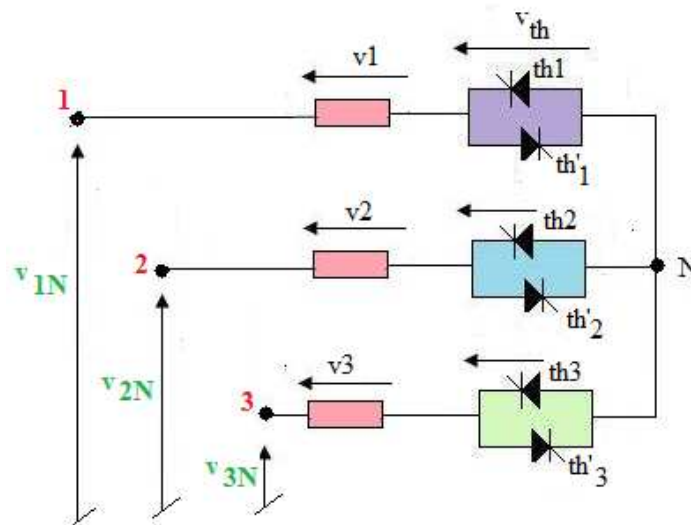


Figure 92 : Trois gradateurs monophasés montés en étoile

IV.2.3.3. Troisième type de montage

Un gradateur monophasé sur chaque phase, la charge est montée en triangle (figure 93)

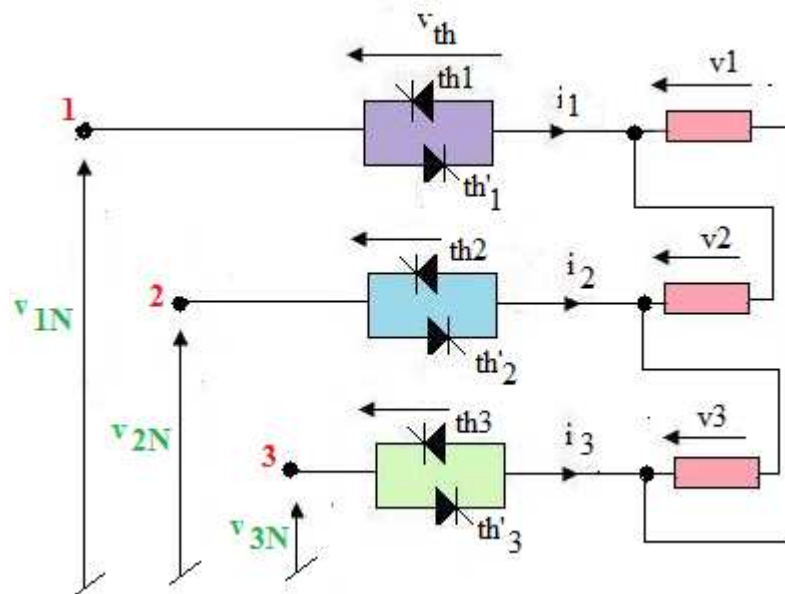


Figure 93 : Gradateur monophasé sur chaque phase, charge montée en triangle

IV.2.3.4. Quatrième type de montage

Les trois gradateurs sont montés en triangle (figure 94).

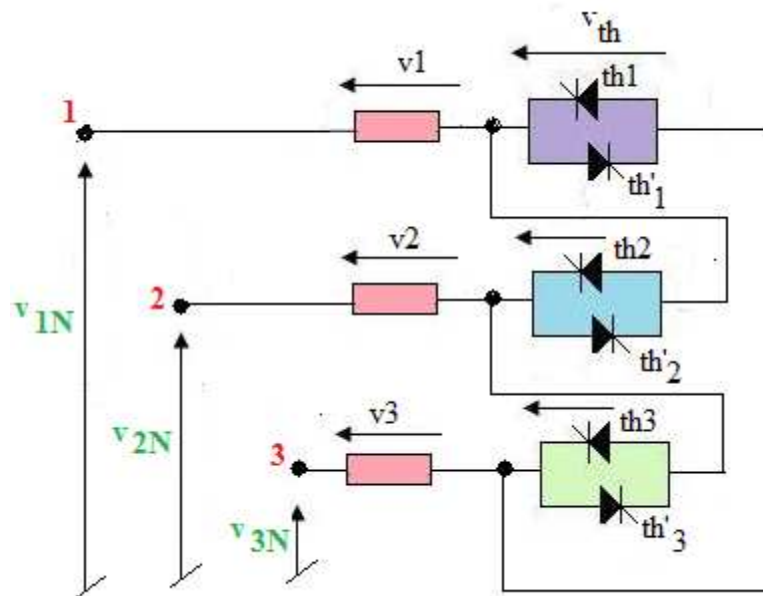


Figure 94 : Gradateur triphasé monté en triangle

IV.2.3.5. Cinquième type de montage

Un gradateur est monté en série sur chaque phase montée en triangle (figure 95).

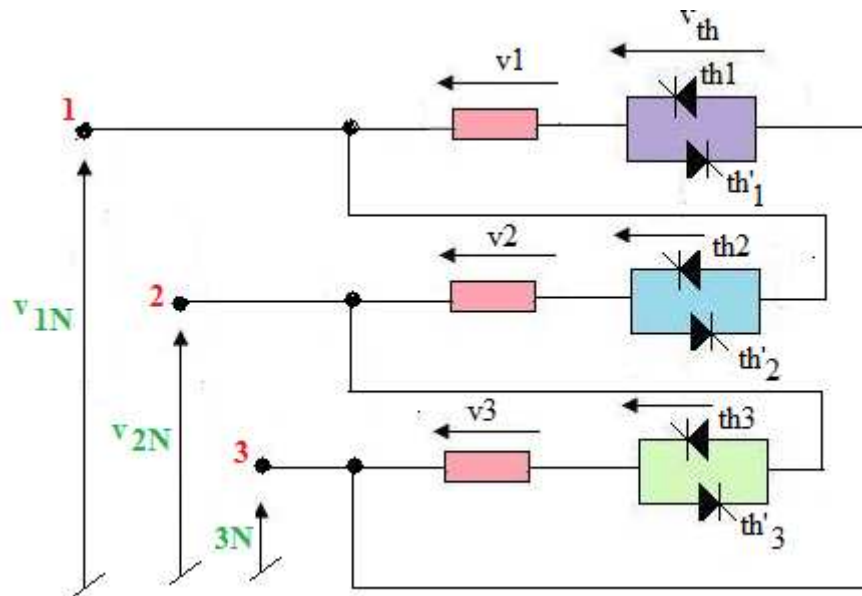


Figure 95 : Gradateur – charge en série monté en triangle

Pour conclure, le gradateur a beaucoup d'applications industrielles, citons par exemple la variation de glissement par la réduction de la tension statorique d'un moteur asynchrone.

IV.3 : CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS

Ici, nous allons présenter successivement :

- Une simulation de fonctionnement du gradateur monophasé sous Matlab Simulink
- Un logiciel qui calcule les paramètres d'un gradateur monophasé
- La réalisation d'un prototype appliqué à la variation de la luminosité d'une lampe et entraîne à vitesse variable un moteur asynchrone monophasé
- Un gradateur commandé par un microordinateur pour actionner un banc d'automatisme hydraulique
- L'alimentation par un courant impulsionnel d'un mcc où une régulation de vitesse est superposée à un réglage de courant.

IV.3.1. Simulation de fonctionnement avec Matlab simulink

Ce travail a été effectué dans le cadre d'un projet d'étudiants [130].

La simulation avec Matlab Simulink nous permet d'obtenir les allures des courants et des tensions et donne des informations sur les puissances actives et réactives.

Cas où la charge est résistive pure :

Sur la *figure 96*, la simulation donne les allures théoriques décrites dans la partie 1 de ce chapitre. Nous simulons le fonctionnement du gradateur pour deux valeurs de l'angle avec deux valeurs différentes de l'angle α en utilisant une charge résistive pure.

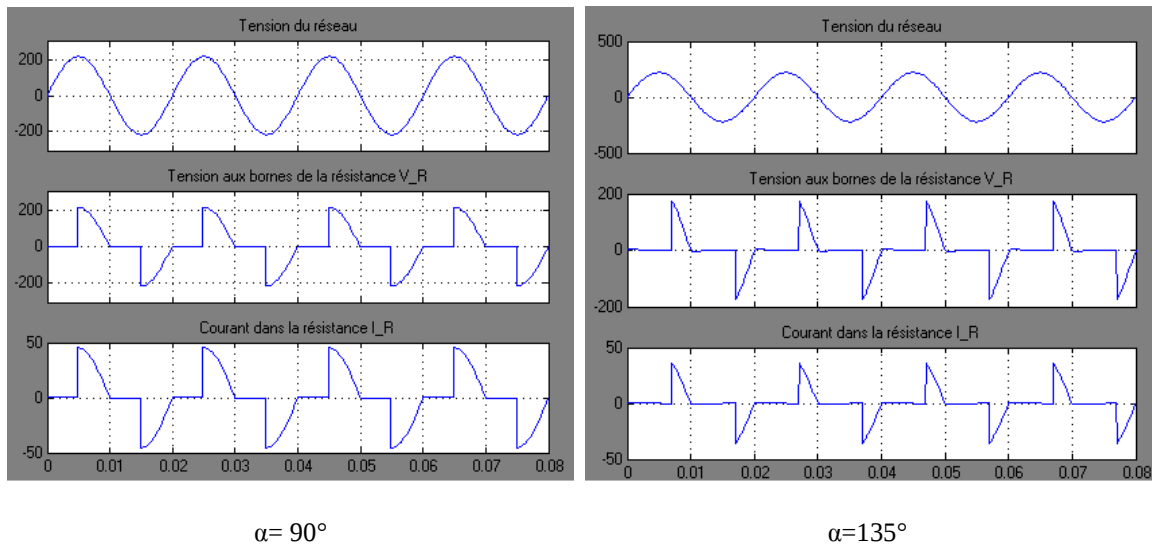


Figure 96 : Allures de de la tension du réseau, v_R et i_R pour deux valeurs de α

La figure 97 nous renseigne sur les puissances mises. Elle montre que la puissance réactive est importante à partir de $\alpha=90^\circ$. Pour $\alpha=135^\circ$, en valeur absolue, la valeur de la puissance réactive dépasse celle de la puissance active.

Une telle situation dénonce une faible valeur du facteur de puissance. C'est l'inconvénient majeur et non négligeable d'un gradateur. Nous verrons que ce problème est résolu avec le nouveau convertisseur ac-ac.

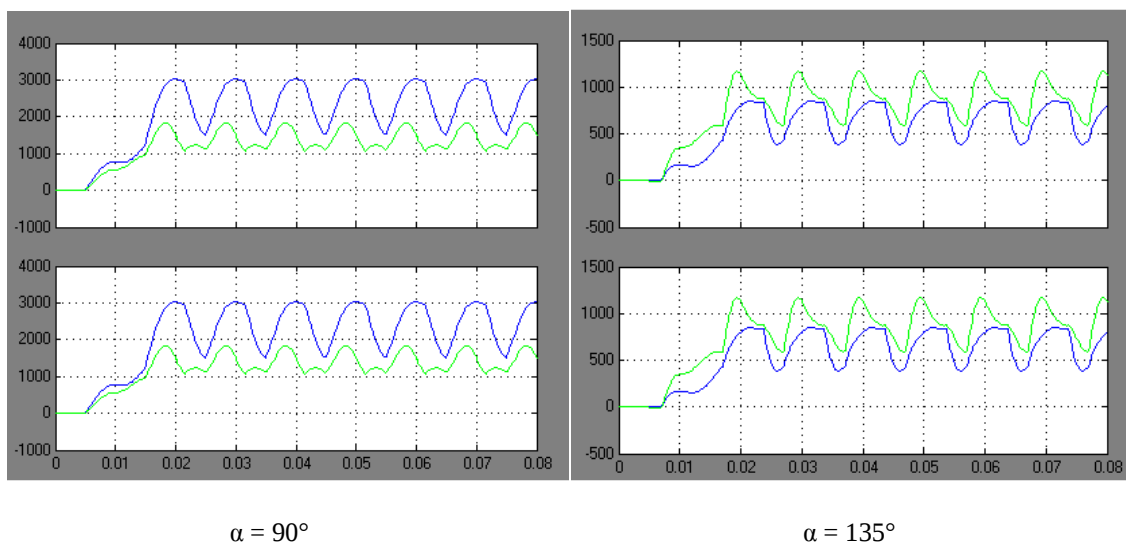


Figure 97 : Allures des puissances actives P (en bleu) et réactives Q (en vert) pour deux valeurs de α

IV.3.2. Logiciel de dimensionnement d'un gradateur et simulation de fonctionnement

Les projets d'étudiants ont permis de trouver ces résultats [27].

L'objectif est de tracer les tensions et les courants pour étudier le gradateur quand on fixe la valeur de l'angle de retard d'allumage α .

Selon la nature et la valeur de la charge, le logiciel calcule les valeurs efficaces des tensions et des courants.

Les impulsions de gâchette sont également positionnées sur le graphique. Cette technique facilite la compréhension du fonctionnement du gradateur.

L'interface graphique conviviale du logiciel est très facile à utiliser et à interpréter.

IV.3.2.1. Cas où la charge est une résistance pure

Notice d'utilisation

La valeur efficace de la tension et la valeur de la résistance R sont introduites dans les cases prévues sur l'interface graphique (*figure 98*).

L'angle d'amorçage est choisi par le positionnement du curseur.

Instantanément, les valeurs efficaces de la tension et du courant de charge sont affichées. En même temps, le logiciel dessine la tension et le courant dans la charge, la tension aux bornes des thyristors et les impulsions de gâchette.

Les courbes obtenues sont identiques à celles étudiées dans la partie théorique. Sur chaque graphique nous superposons toujours l'allure de la tension du réseau car elle est la courbe de référence.

Un exemple de résultat est monté sur la *figure 98*.

Nous saisissons la valeur de la tension d'alimentation $V=220\text{ V}$, et celle de la résistance de charge $R= 500\ \Omega$. Le choix de l'angle α s'effectue en faisant glisser le curseur, ici $\alpha = 45^\circ$. Le logiciel calcule la valeur efficace de la tension aux bornes de la résistance ainsi que la valeur efficace de du courant : $V_R = 209,76\text{ V}$ et $I_R = 0,41\text{ A}$.

Simultanément, le logiciel dessine les différentes courbes : les tensions aux bornes de R et des thyristors, le courant qui traverse la résistance ainsi que les impulsions qui arrivent sur les gâchettes.

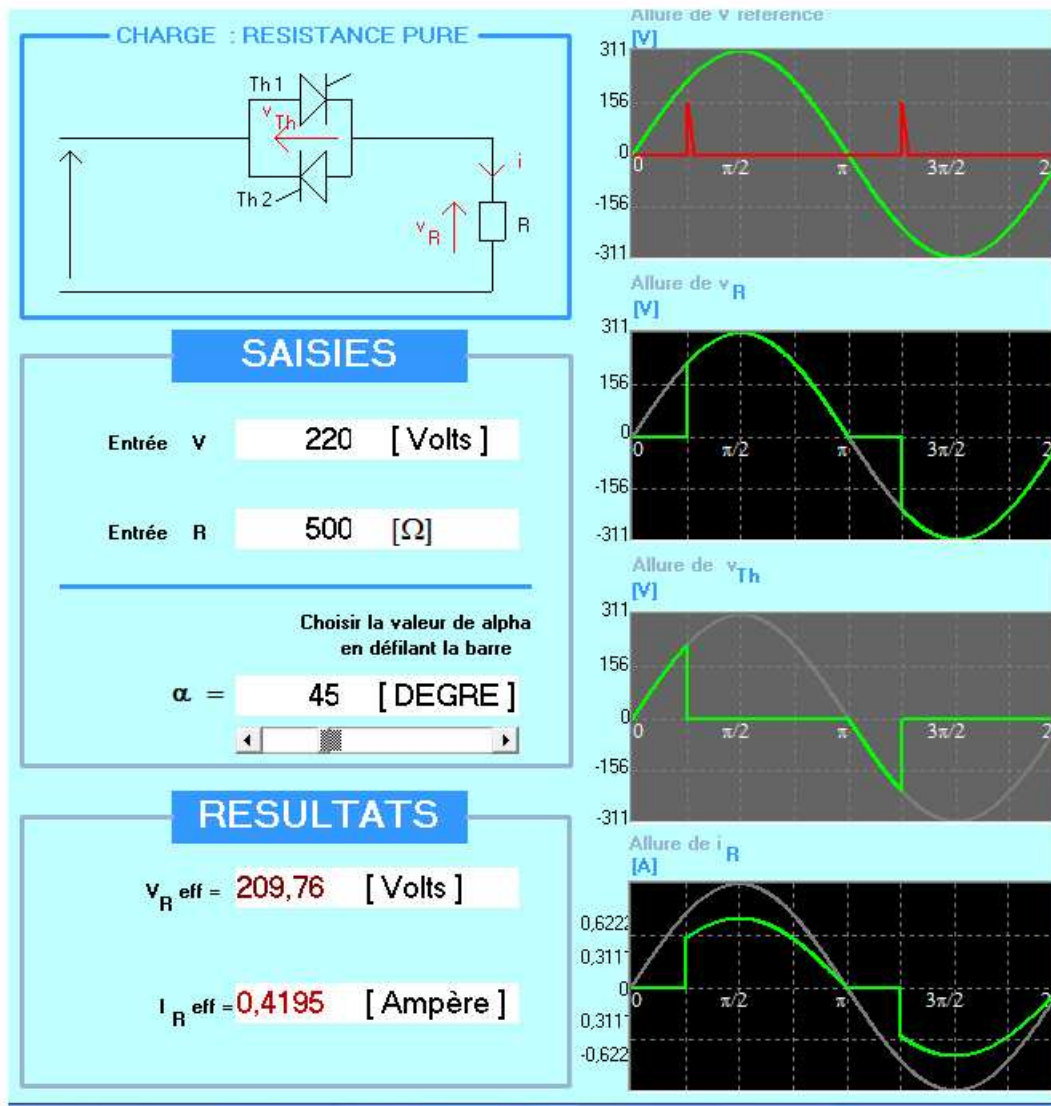


Figure 98 : Exemple de résultats obtenus avec le logiciel

IV.3.2.1. Cas où $Z = jL\omega$

Ici, il nous faut introduire la tension du réseau et la valeur de l'inductance. Le logiciel nous fournit la valeur de l'angle β , instant où le courant passe par zéro, et la valeur efficace de ce courant. Simultanément, le logiciel trace la tension et le courant de charge puis positionne les impulsions de gâchette référencées à la tension du réseau (figure 99).

- α est l'angle de retard d'allumage des thyristors
- β est l'instant où le courant tombe à zéro entre π et 2π
- i_L est la valeur efficace du courant

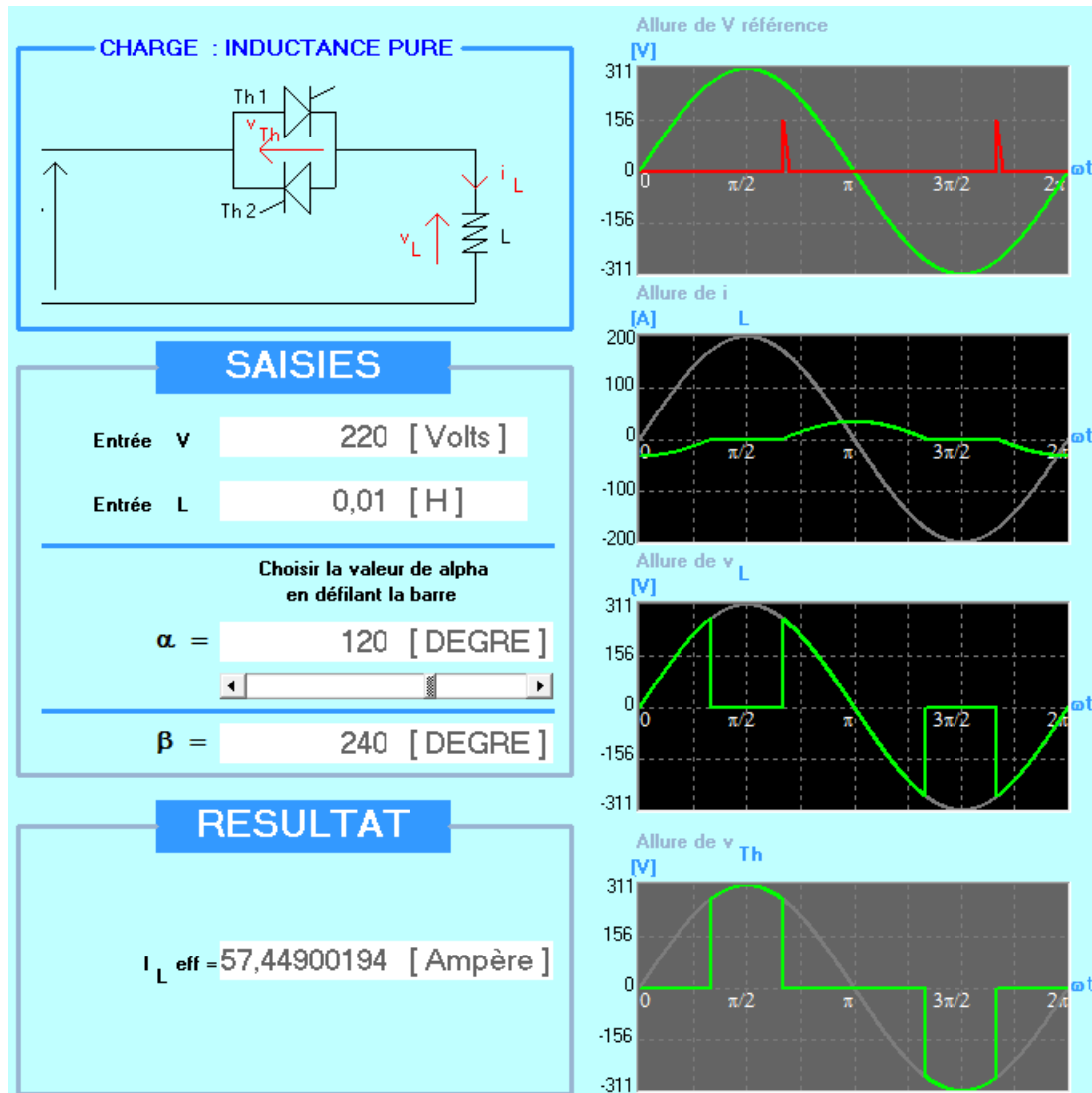


Figure 99 : Cas où $\alpha=120^\circ$, fonctionnement normal pour une charge inductive alimentée par un gradateur

Pour une valeur de $\alpha < 90^\circ$, le fonctionnement est anormal comme le montre la figure 100.

.Si nous comparons les résultats de la figure 99 et ceux de la figure 100, pour une même valeur de l'inductance L , la valeur efficace du courant est très élevé si l'angle est inférieur à 90° (cas anormal). Durant les essais pratiques, nous tiendrons compte de ces résultats.

Sur la figure 100, le courant dans l'inductance est unidirectionnel, c'est-à-dire, ne possède pas d'alternance négative bien que la tension d'alimentation soit alternative. C'est pourquoi, nous le considérons comme un cas de fonctionnement anormal.

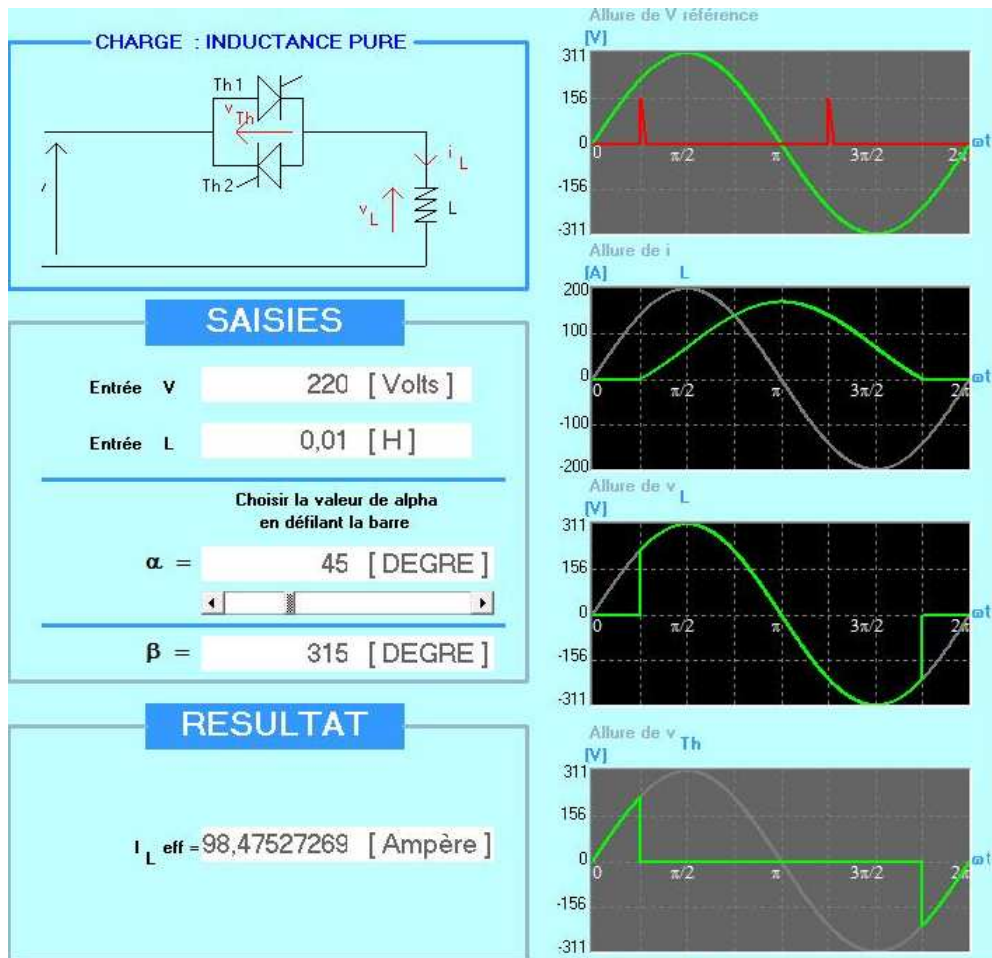


Figure 100 : Cas où $\alpha=45^\circ$, fonctionnement anormal

Le courant est purement sinusoïdal si $\alpha=90^\circ$ (figure 101)

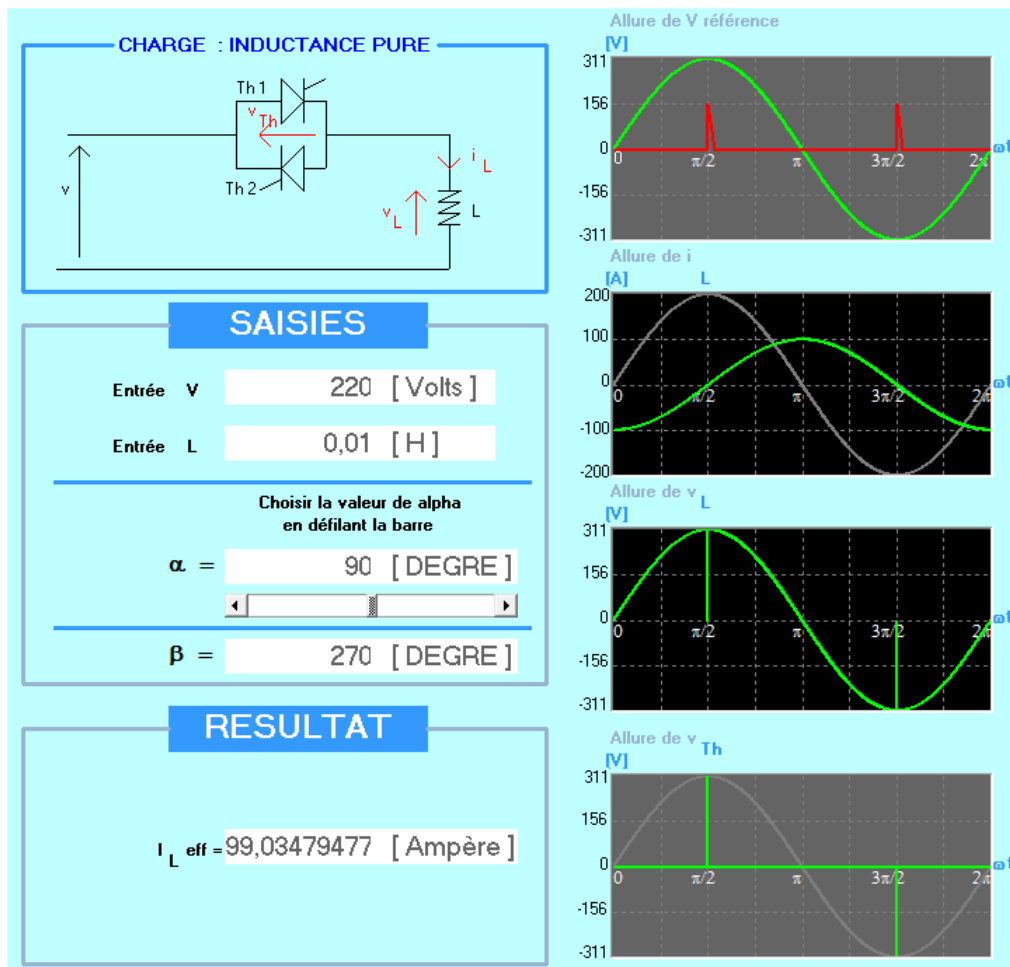


Figure 101 : $Z=L$ pure, le courant est sinusoïdal pour $\alpha=90^\circ$

IV.3.2.3. Cas où $Z = R + jL\omega$

La figure 113 montre l'interface utilisateur pour dessiner les allures des tensions et du courant pour le cas d'une charge RL en série créant un déphasage ψ .

Nous avons trois cas :

1. Le fonctionnement normal si le déphasage ψ est inférieur à l'angle d'allumage α ;
2. Le fonctionnement anormal où le déphasage ψ est supérieur à l'angle d'allumage α ;
3. Le fonctionnement où le courant est sinusoïdal, cas où $\psi = \alpha$.

Prenons les exemples numériques suivants : $V_m=311$ V, $L=0,1$ H, $R=5\Omega$, $\psi=80,9570^\circ$ ou 1,4130 rd.

L'angle β' où le courant tombe à zéro est égal à $260,95^\circ$ ou 4,5545 rd.

La valeur de α sera choisie en fonction du cas à étudier.

L'interface graphique est représentée à la figure 102.

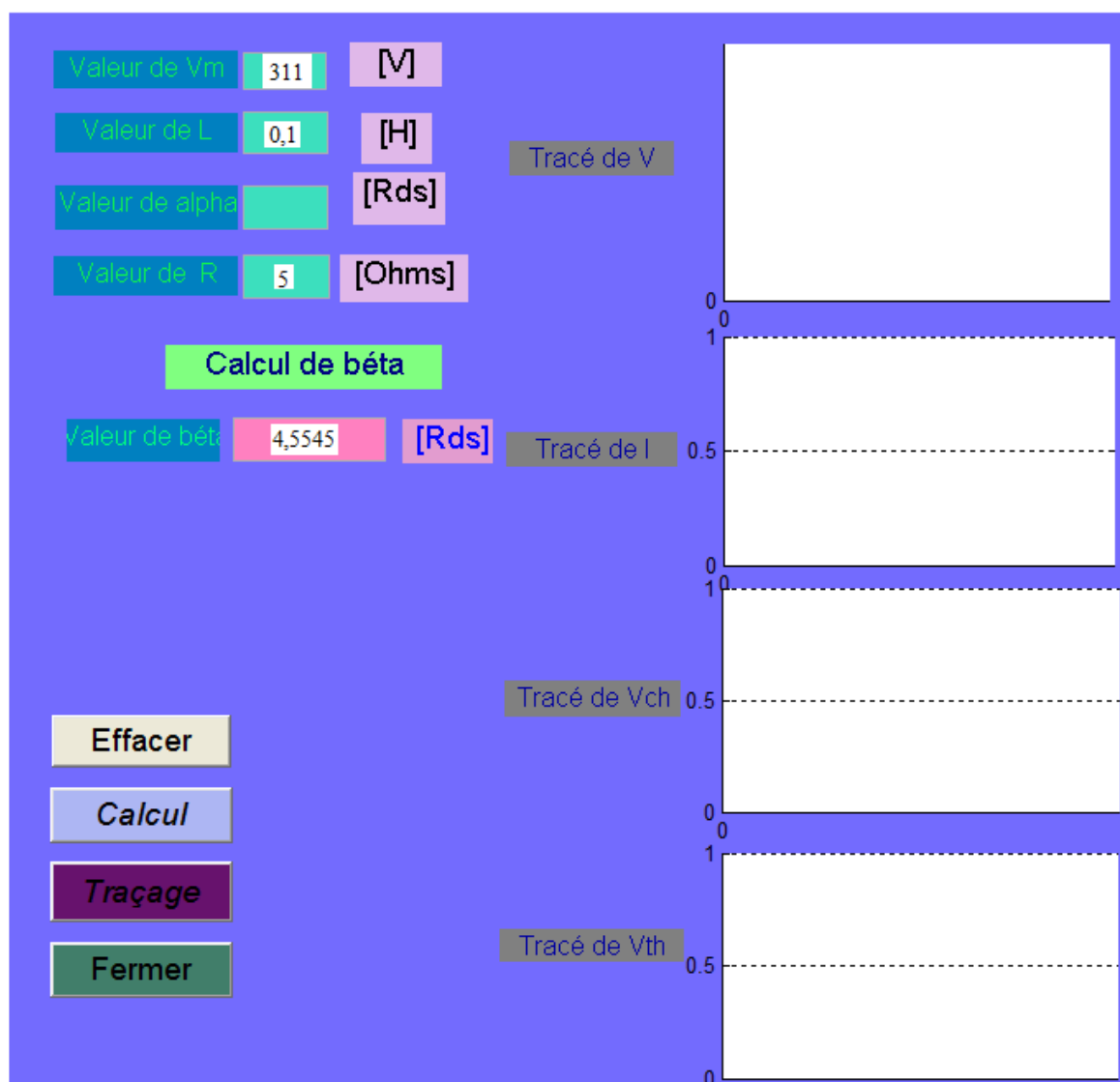


Figure 102 : Interface utilisateur pour les calculs des paramètres pour une charge $(R+jL\omega)$ en série

Cas où $\alpha > \psi$, fonctionnement normal

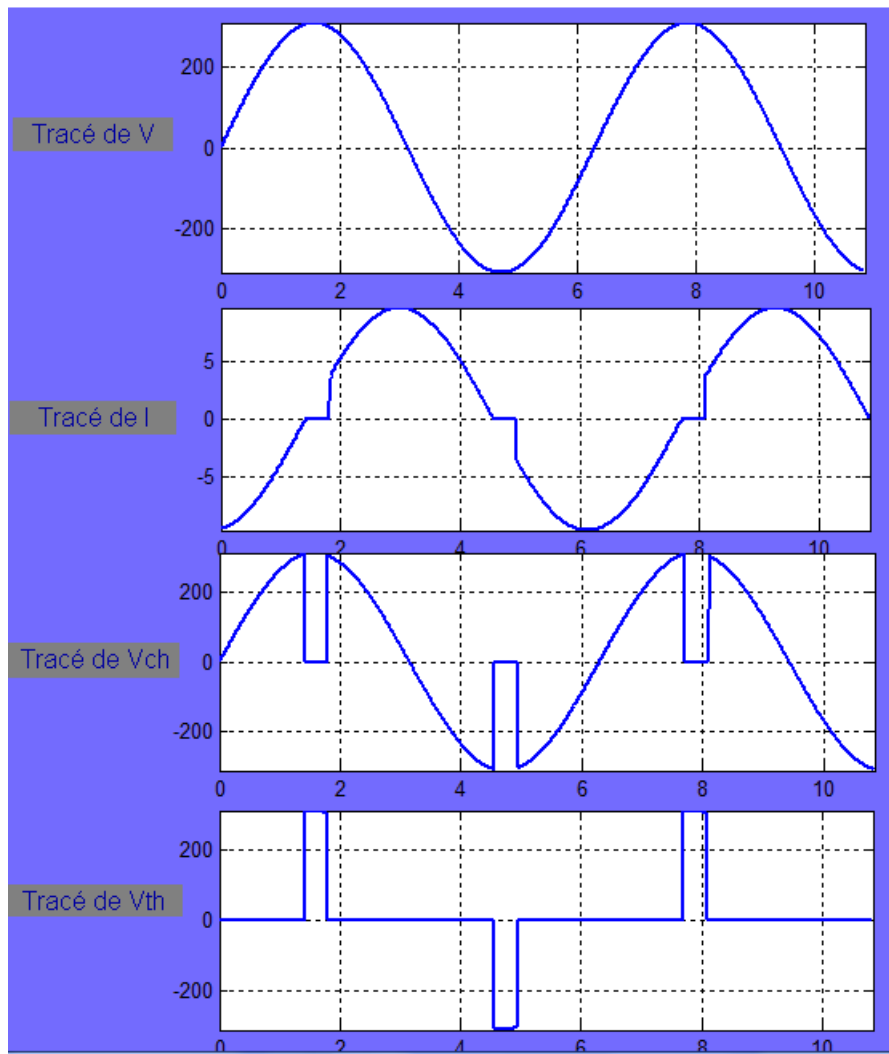


Figure 103 : Fonctionnement normal, $\alpha=1,8$ rd ou $103,13^\circ$

Ces allures ont été développées dans la partie théorique.

Cas où $\alpha < \psi$, fonctionnement anormal

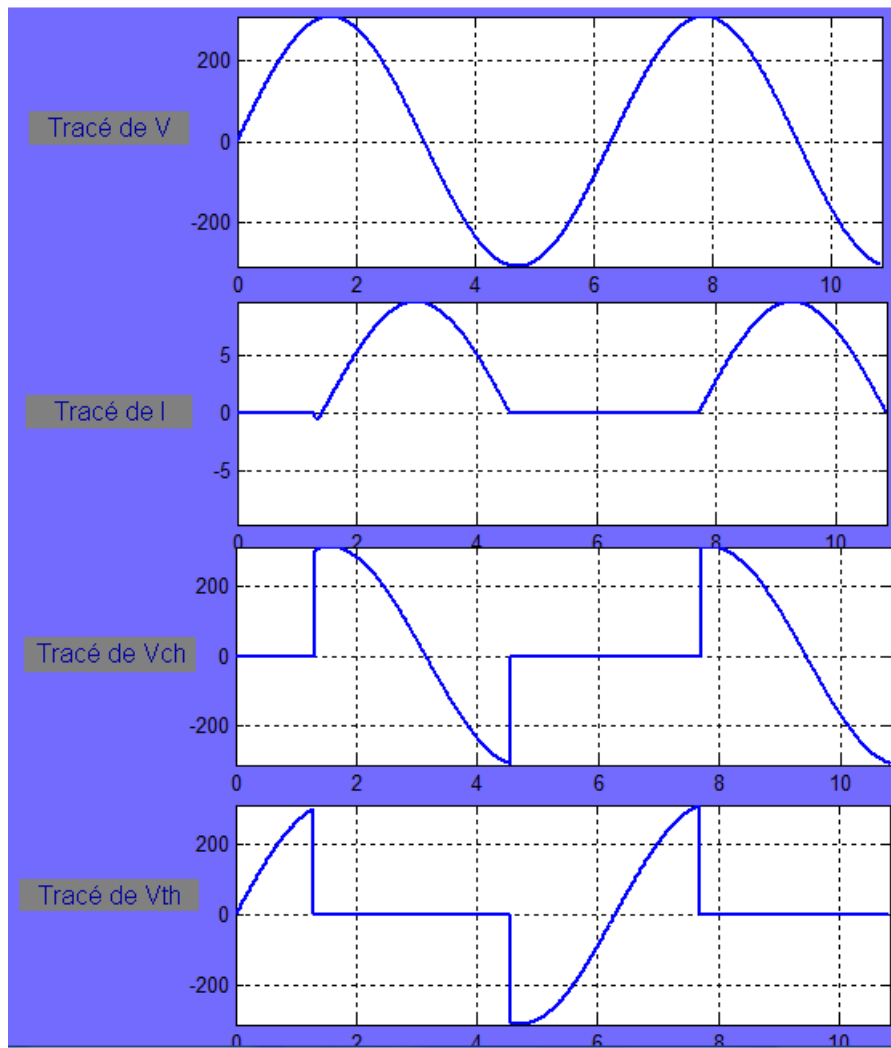


Figure 104 : $\alpha = 1,3$ rd ou $74,4845^\circ$, Fonctionnement anormal

Le courant de charge est unidirectionnel, ce qui n'est pas favorable pour une charge nécessitant un courant alternatif.

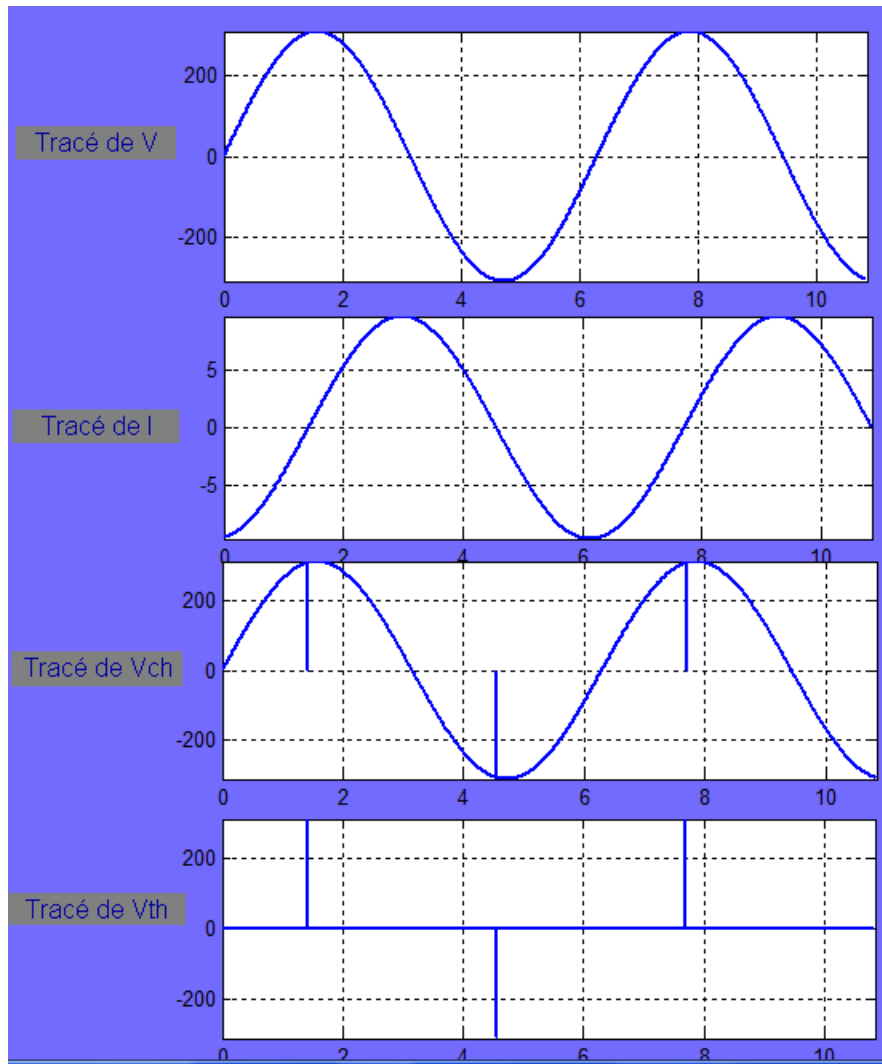


Figure 105 : Cas où $\alpha = \psi$, le courant est sinusoïdal

Ce cas correspond à l'alimentation de la charge par un réseau à courant alternatif sans l'existence du gradateur.

IV.3.2.4. Résultats expérimentaux

Les réalisations ont été fait dans le cadre de projet d'élèves ingénieurs [27][28]49].

Nous avons réalisé trois prototypes :

Le premier résultat sert à faire varier la luminosité d'une lampe de chevet dont les courbes sont à la *figure 106*. La photo de l'appareil est montrée à la *figure 107*.

Le second consiste à alimenter le primaire d'un transformateur, puis un moteur asynchrone monophasé. (*Figure 108 et 109*).

Le troisième résultat est un gradateur triphasé.

IV.3.2.4.1. $Z = R$ pure (Variateur de lumière)

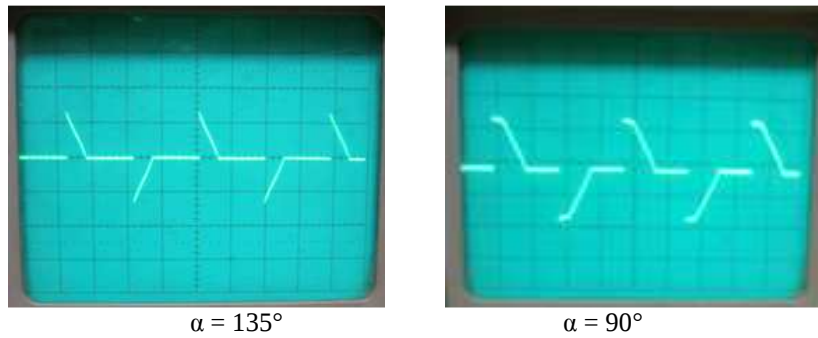


Figure 106 : Allures de v_{ch} pour deux valeurs différentes de α

Ces allures correspondent exactement aux allures théoriques développées dans la partie 1.



Figure 107 : Photo du variateur de lumière pour deux valeurs différentes de α

IV.3.2.4.2. $Z = jL\omega$ (primaire d'un transformateur)

L'allure de la tension aux bornes du transformateur est représentée à la figure 108. Conformément à la théorie, nous avons respecté la condition $\alpha > 90^\circ$ pour éviter de griller le transformateur.

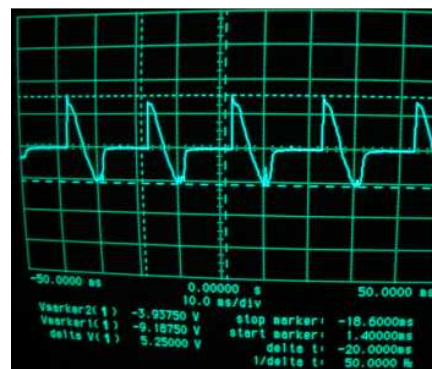


Figure 108 : Allures de v_{ch} pour $\alpha > 90^\circ$, condition à respecter

IV.3.2.4.3. La charge est un moteur asynchrone monophasé 250W

Ici, la tension n'est pas égal à zéro dans l'intervalle où les thyristors ne conduisent pas. Elle est égale à la tension induite du moteur. La figure 109a montre l'allure de la tension pour deux valeurs de α .

La figure 109b montre la photo du moteur asynchrone et le gradateur.

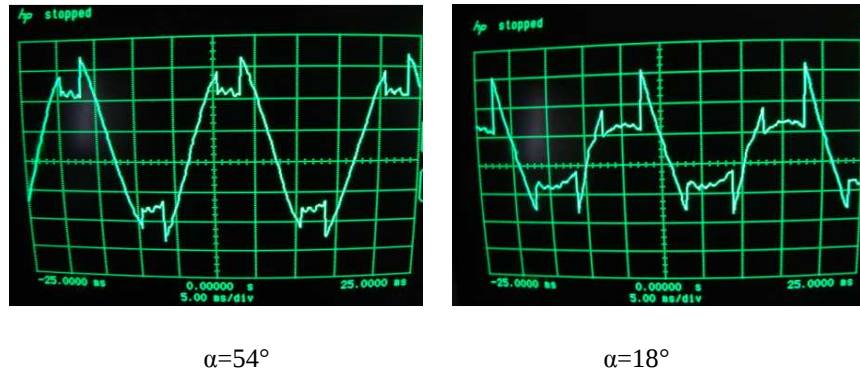


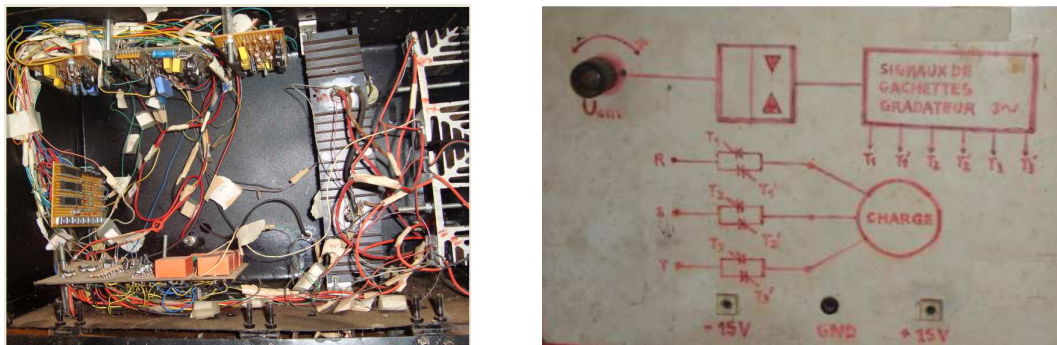
Figure 109a : Allures de v_{ch} pour deux valeurs différentes de α



Figure 109b : Photo du gradateur monophasé et le MAS 250W

IV.3.2.4.4. Conception et réalisation d'un gradateur triphasé avec son circuit de commande

Ce travail a été effectué dans le cadre des travaux de mémoire d'ingénieur [57][49][109]. Le but est d'alimenter un moteur asynchrone triphasé.



a. Les six thyristors avec le circuit de commande b. Face frontale du gradateur

Figure 110 : Photo de la face frontale (b) du gradateur triphasé et sa commande (a)

IV.3.3. Commande assistée par ordinateur d'un banc d'automatisme hydraulique

Ici les gradateurs réalisés travaillent comme des interrupteurs. Ils sont pilotés par un microordinateur.

Ce travail a été réalisé dans le cadre des travaux de mémoire d'ingénieur effectué à l'Institut Supérieur de Technologie à Antananarivo [5]. Cet établissement est rattaché à l'Université d'Antananarivo.

IV.3.3.1. Généralités et objectifs

L'utilisation d'un microordinateur personnel (ou PC) pour commander un système est identique à celle d'un automate programmable. Le PC est une entité généralement employée pour gérer et traiter une multitude d'informations. Sa grande capacité de stockage de données et ses possibilités d'effectuer des calculs sont dues aux microprocesseurs et aux circuits environnants tels que les mémoires ROM et RAM. A cet effet, le traitement est rapide, souple d'utilisation et a une grande précision. Le système de commande système à piloter est donc fiable.

Communément exploité pour le traitement de textes et autres applications dans le domaine relatif à la bureautique, le PC est devenu aujourd'hui un centre d'intérêt pour commander et piloter l'environnement extérieur.

Cette révolution technologique est récemment répandue dans tous les domaines : en modélisme, « domotique » (éclairage, maison animée...), en automatique (porte de garage,...), en robotique et dans les circuits ferroviaires (gestion des circuits ferroviaires,...).

Dans notre cas, en exploitant la propriété du gradateur qui travaille en interrupteur, nous commandons un Banc d'Automatisme Hydraulique, que nous appellerons par la suite BAH, et dont le principe est montré à la *figure 111*. Ce banc se trouve au laboratoire d'hydraulique de l'Institut Supérieur Technologie d'Antananarivo.

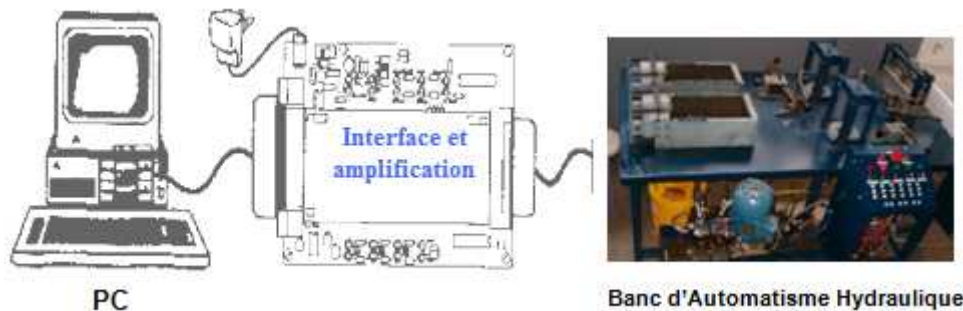


Figure 111 : Conception d'un système piloté par le PC

L'objectif du travail est de concevoir et de réaliser le circuit d'interface électronique, le circuit de puissance et d'élaborer le programme qui gère le fonctionnement du BAH.

Le banc est alors piloté par le PC par l'intermédiaire des circuits d'interface.

Compte tenu de son interface conviviale, de sa manipulation facile et de son atout incontestable par la visualisation sur écran en temps réels des diverses actions, le micro-ordinateur est l'outil idéal pour gérer le fonctionnement du processus.

L'intégration du PC a pour but de simplifier les différentes manipulations. Son utilisation permet de remplacer plusieurs composants logiques tels que les horloges programmables, la minuterie, le tableau électrique de commande..... Il a tous les atouts d'un automate programmable sans nuire à la performance.

Pour piloter le BAH avec un PC, les étapes suivantes devront être effectuées :

- Etude du fonctionnement du banc
- Elaboration d'un programme avec une interface graphique
- Conception et réalisation des circuits d'interface qui relie le PC au banc
- Les résultats expérimentaux et les essais terminent le travail

IV.3.3.2. Présentation du banc d'hydraulique

La *figure 112* montre une représentation schématique du banc.

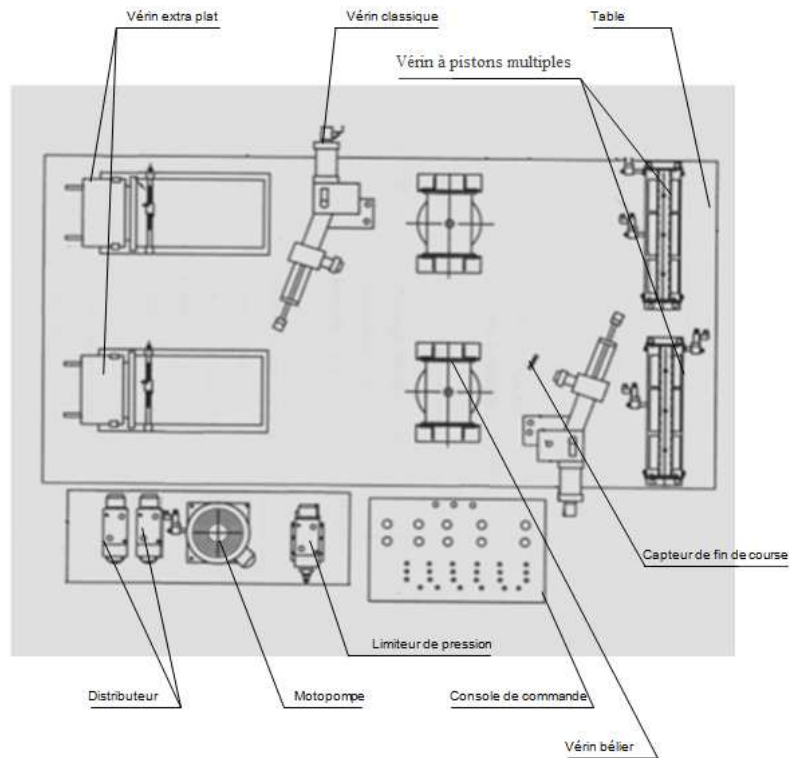


Figure 112 : Vue schématique du BAH

La *figure 113* montre la photo du banc qui est composé de :

- Une motopompe
- Une console de commande
- Plusieurs types de vérins (vérins extra plat, vérin bélier, vérin à pistons multiples, vérin classique)
- Un distributeur
- Un limiteur de pression

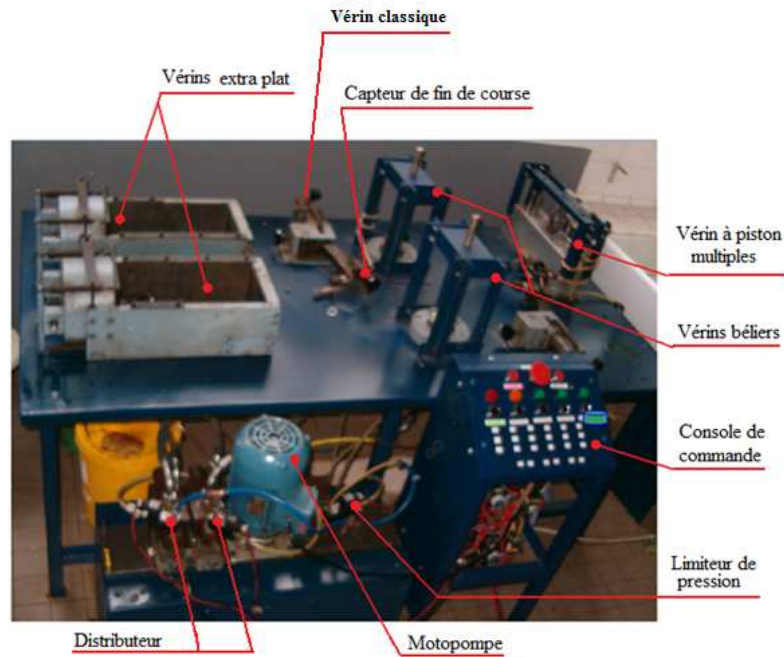


Figure 113 : Banc BAH de l'IST

IV.3.3.3. Etude du fonctionnement et la console de commande

Le tableau 2 détaille le rôle des boutons poussoirs de la console représentée à la figure 114 et décrit le fonctionnement du BAH.

N°	DESIGNATION	CODE	EFFET PRODUIT
1	Bouton d'arrêt d'urgence	AU	Coupure générale de l'électricité en cas de danger.
2	Bouton poussoir Marche	M	Mise en marche du moteur
3	Arrêt Général	AG	Coupure de l'alimentation
4	Bouton poussoir Mise en pression	S0	Mise en pression de l'installation
5	Arrêt Mise en pression	ACy	Coupure de la mise en pression
6	Bouton poussoir Cycle A	S1	Mise en marche du cycle A
7	Bouton poussoir Cycle B	S2	Mise en marche du cycle B
8	Bouton poussoir Cycle C	S3	Mise en marche du cycle C

Tableau 2 : Les organes et les actions relatives au fonctionnement

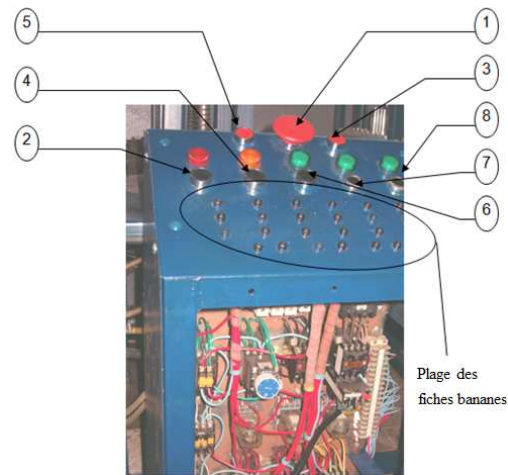


Figure 114 : Console de commande du BAH, repérage des boutons poussoirs

IV.3.3.4. Précisions sur les différents cycles

L'action sur chaque poussoir permet la mise en marche des vérins. Il existe trois cycles différents: cycle A, cycle B et cycle C.

- Cycle A

Par l'action sur le bouton poussoir S1, les vérins béliers et classiques seront actionnés et se mettent en mouvement.

- Cycle B

Le bouton poussoir S2 commande la sortie et le retour des deux vérins extra plats.

- Cycle C

Le troisième bouton poussoir S3 permet la sortie consécutive des trois groupes de vérins à piston multiples. Ce cycle C était en panne lors de nos expérimentations mais nous ne l'avons pas ignoré dans la conception de notre programme.

Normalement, un cycle se termine automatiquement sans recours au bouton poussoir d'arrêt.

La permutation de ces trois cycles donne lieu à six séquences selon le tableau 3.

POSSIBILITES	SEQUENCES		
P1	A	B	C
P2	A	C	B
P3	B	A	C
P4	B	C	A
P5	C	A	B
P6	C	B	A

Tableau 3 : Les différentes séquences

Ces permutations sont obtenues par connexion externe avec des fiches bananes.

L'organigramme de la *figure 115* montre le fonctionnement du BAH.

IV.3.3.5. Organigramme de fonctionnement du système

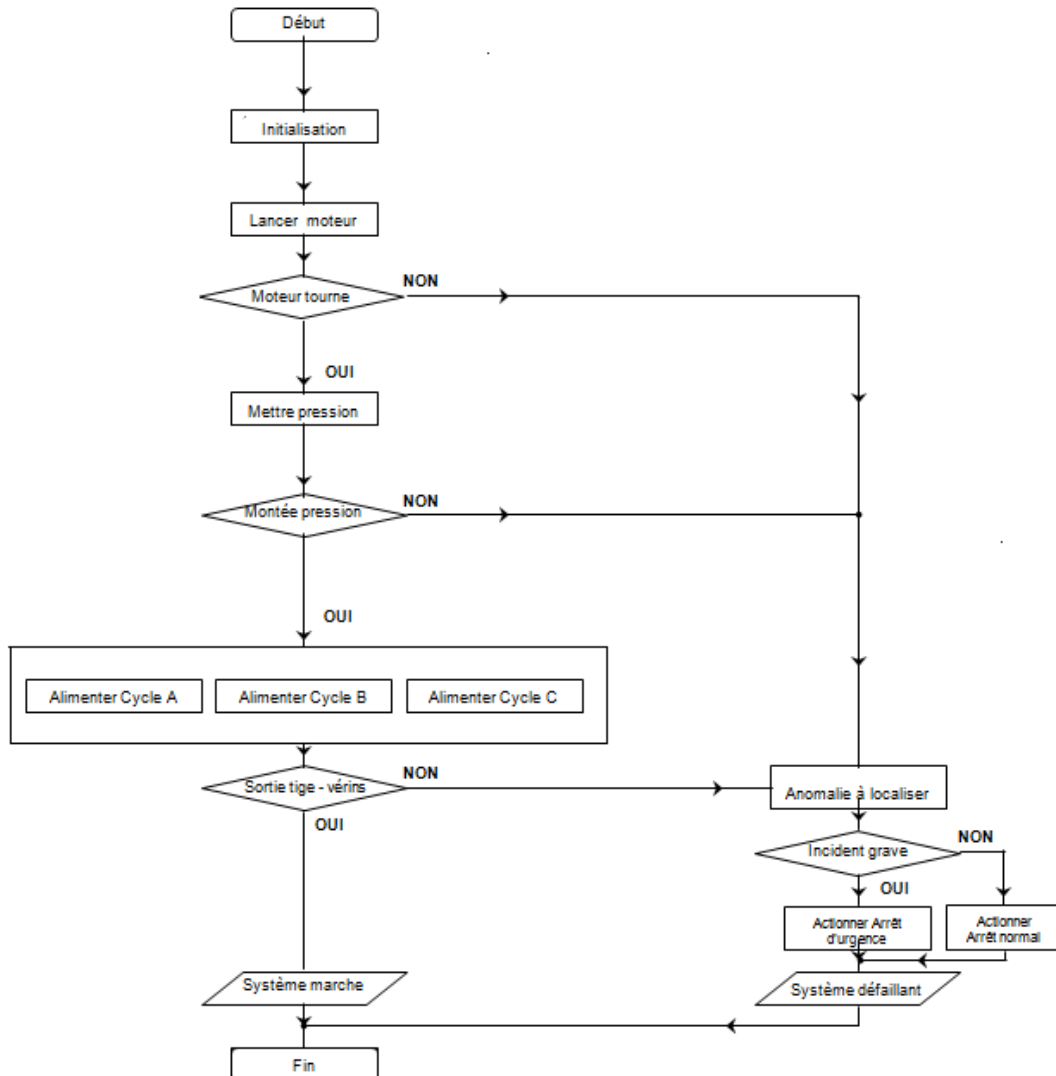


Figure 115 : Organigramme de fonctionnement du BAH

IV.3.3.6. Conception du programme

L'organigramme pour commander le BAH par le PC est représenté à la *figure 116*. Signalons que le PC et l'interface communiquent par le port parallèle, c'est-à dire par le connecteur DB25.

Le programme principal se caractérise par les fonctions et les procédures relatives au bon fonctionnement du programme.

Ce programme renferme toutes les actions de commande du BAH.

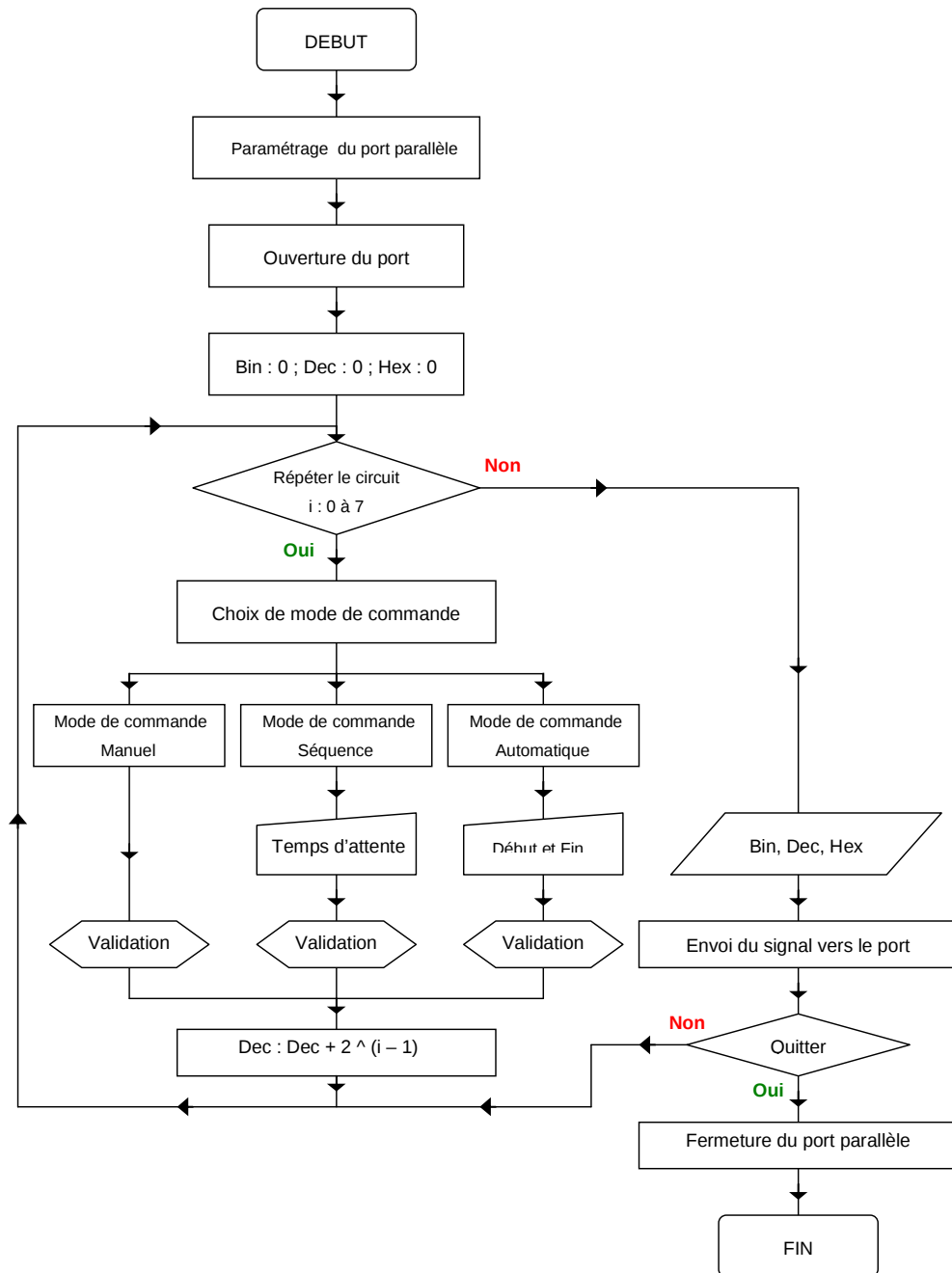


Figure 116 : Algorithme principal

IV.3.3.7. Interface utilisateur

L'interface utilisateur que nous avons conçu est représentée à la figure 117.

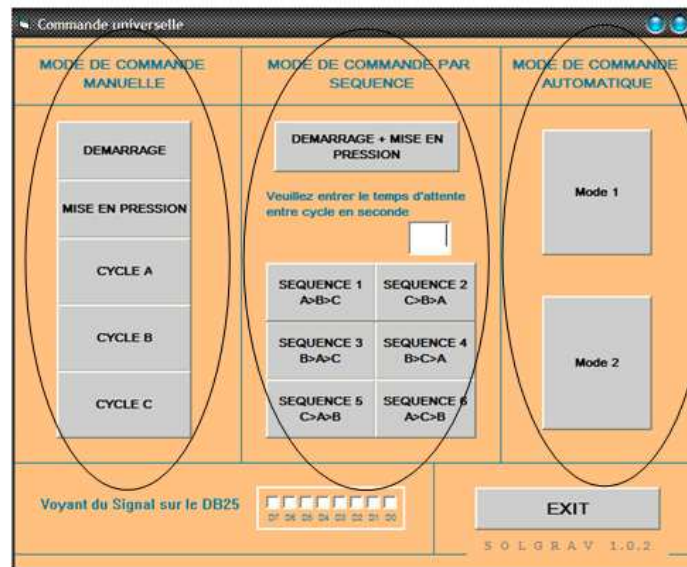


Figure 117 : Interface utilisateur pour le pilotage du BAH

IV.3.3.8. Fonctionnement selon le mode de commande

IV.3.3.8.1. Mode de commande manuelle

Dans cette option, toutes les entités ont leurs propres commandes et peuvent s'activer selon le besoin de l'opérateur.

Description des boutons

- **DEMARRAGE** : mise en route du moteur d'entraînement ;
- **MISE EN PRESSION** : déclenchement de la valve de décharges pour mettre en pression l'unité
- **CYCLE A** : activation du premier groupe de vérins bélier et de vérins classique puis après un laps de temps, activation du second groupe
- **CYCLE B** : activation du premier vérin extra plat puis après un laps de temps l'activation du second;
- **CYCLE C** : activation du premier groupe des vérins à pistons multiples puis du second.

IV.3.3.8.2. Mode de commande par séquences

Dans ce cas, nous groupons les cycles pour former une séquence.

Description des boutons

- **DEMARRAGE et MISE EN PRESSION**: mise en route du moteur d'entraînement puis, après temporisation, déclenchement de la valve pour mettre en pression l'unité ;
- **SEQUENCE 1** : le cycle A démarre le premier, il est suivi du cycle B et la séquence se termine par le cycle C ;
- **SEQUENCE 2** : le cycle C part en premier, il est suivi du cycle B et la séquence se termine par le cycle A ;

- **SEQUENCE 3** : le cycle B part en premier, il est suivi du cycle A et la séquence se termine par le cycle C ;
- **SEQUENCE 4** : le cycle B part en premier, il est suivi du cycle C et la séquence se termine par le cycle A ;
- **SEQUENCE 5** : le cycle C part en premier, il est suivi du cycle A et la séquence se termine par le cycle B ;
- **SEQUENCE 6** : le cycle A part en premier, il est suivi du cycle C et la séquence se termine par le cycle B ;

IV.3.3.8.3. Mode de commande automatique

Ce dernier type de commande résulte de l'assemblage des deux modes précédents.

Les durées des temporisations sont obtenues par chronométrage en temps réel de la vitesse d'activation de chaque entité du BAH.

Description des boutons

- **MODE 1** : Démarrage - *Temporisation* - Mise en pression - *Temporisation* - Cycle A - *Temporisation* - Cycle B - *Temporisation* - Cycle C
- **MODE 2** : Démarrage - *Temporisation* - Mise en pression - *Temporisation* - Cycle B - *Temporisation* - Cycle A - *Temporisation* - Cycle C
-

La *figure 118* montre la photo de la réalisation du circuit d'interface avec son alimentation. Le connecteur DB25 est à connecter à la sortie DB25 du PC.



Figure 118 : Réalisation de l'interface

Il ressort de cette étude que l'évolution incessante de la technologie de l'électronique et de l'informatique peut être mise à profit à des fins très larges. L'implication d'un système informatisé à la commande du BAH montre à quel point cette méthode est fiable, efficace et performante.

Puisque la conception de notre interface s'adapte à plusieurs applications, à partir ce travail, il serait possible de gérer une gamme de commandes très étendue voire une unité de production automatisée, tout simplement en multipliant le nombre de sorties du port actif à l'aide de circuits intégrés de démultiplexage. A cet effet, un dispositif de commande d'un système complexe est envisageable pour d'éventuelles applications.

Citons comme exemple la gestion d'atterrissage des avions dans un aéroport international où la gestion des pistes libres se fait à l'aide d'un programme. Il en est de même de la détection

d'une panne dans les centrales thermiques, hydroélectriques ou nucléaires où le travail est très complexe et ne peut être géré que par un centre informatique.

IV.4. ALIMENTATION AVEC REGULATION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU A AIMANTS PERMANENTS PAR UN COURANT IMPULSIONNEL

Ici, nous nous servons du gradateur pour alimenter un moteur à courant continu. Il sera mis en série avec un transformateur et un redresseur à diodes. Nous ferons intervenir le régulateur en cascade pour augmenter la performance des résultats.

Ce travail a été effectué dans le cadre d'un projet d'élève ingénieur [28] et d'un mémoire d'ingénieur [34].

Actuellement le moteur à courant continu à aimants permanents occupe encore beaucoup de place dans le domaine des entraînements avec régulation de courant et de vitesse du fait que ses caractéristiques mécaniques et électriques présentent les avantages suivants :

- Gamme de vitesse très étendue ;
- Rendement élevé ;
- Puissance allant de quelques watts à quelques centaines de kilowatts ;
- Variation de la vitesse s'effectuant simplement au moyen d'un changement progressif de la tension continue.

Notre conception montre qu'à l'aide d'un courant impulsionnel, nous obtenons des résultats possédant une réponse rapide, une bonne stabilité et une bonne qualité de réglage ainsi qu'une grande précision statique et dynamique tout en économisant de l'énergie électrique car la puissance n'est demandée que pendant un faible laps de temps. La vitesse du moteur reste constante pour une grande variation de charge.

Grâce à la mise en cascade de deux régulateurs dont la théorie a été traitée au paragraphe II.4, nous évitons une surintensité du courant d'induit.

Notre conception est validée par des expérimentations..

IV.4.1. Schéma de principe et fonctionnement

Reprenons le schéma fonctionnel de deux régulateurs en cascade à la *figure 119*.

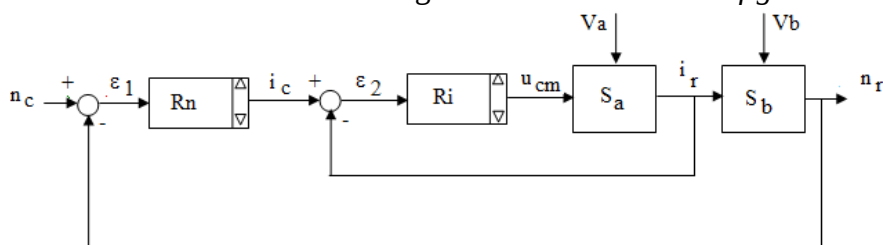


Figure 119 : Schéma bloc d'un réglage en cascade d'un système

IV.4.1.1. Schéma de principe

Le schéma de principe de notre banc est montré sur la *figure 120* :

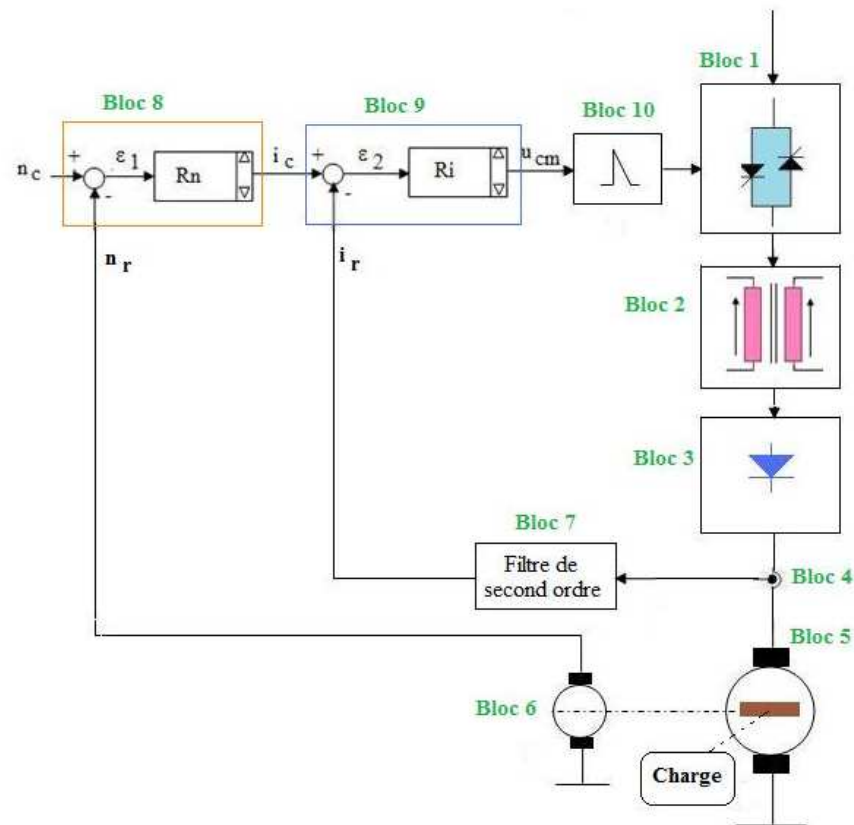


Figure 120 : Schéma de principe de l'installation

Légende

- Bloc1 : Gradateur
- Bloc 2 : Transformateur
- Bloc 3 : Redresseur à diodes
- Bloc 4 : Capteur de courant
- Bloc 5 : Moteur à courant continu à aimants permanents avec la charge
- Bloc 6 : Capteur de vitesse
- Bloc 7 : Filtre passe-bas de second ordre
- Bloc 8 : Régulateur de vitesse avec limitation
- Bloc 9 : Régulateur de courant avec limiteur
- Bloc 10 : Dispositif de commande des gâchettes

IV.4.1.2. Fonctionnement

Le circuit de puissance est formé par le trio « Gradateur-Transformateur-Redresseur à diodes » représenté par les blocs 1, 2 et 3. Nous appelons l'association de ces trois éléments par GTRD. Par la variation de l'angle d'amorçage du gradateur, nous injectons un courant alternatif à valeur efficace variable au primaire du transformateur. Ce dernier joue un double rôle : celui d'un transformateur proprement dit qui transmet le courant au secondaire, et celui d'une inductance de lissage. Ce courant sera redressé et se présente sous forme d'impulsions unidirectionnelles alimentant le moteur à courant continu.

Comme on l'a déjà expliqué dans la théorie sur les gradateurs, au cas où la charge est purement inductive, la condition du bon fonctionnement n'impose que l'angle d'amorçage des thyristors soit supérieur ou égal à 90° . Cette condition est respectée durant les expérimentations.

La variation de vitesse du moteur à courant continu est obtenue en agissant sur l'angle de retard d'allumage du gradateur.

Le courant issu du capteur de courant (bloc 4) est filtré pour délivrer l'image du courant réel i_r . Il est comparé au courant de consigne i_c pour délivrer ensuite l'erreur ε_2 .

L'erreur ε_2 entre dans le régulateur de courant qui délivrera à sa sortie la tension de commande u_{cm} . Le bloc 10 traite u_{cm} afin de fournir les impulsions de gâchettes du gradateur. Le régulateur de courant limite les surintensités lors des variations brusques de la charge du moteur.

Le bloc 6 capte la vitesse du moteur et donne l'image de la vitesse réelle n_r . Elle est comparée à la vitesse de consigne n_c pour fournir l'erreur ε_1 . Cette erreur entre ensuite dans le premier régulateur dont la sortie fournit la valeur de consigne du courant i_c .

L'ensemble fonctionnera en réglage de vitesse superposé à un réglage de courant.

IV.4.1.3. Choix des régulateurs

Après avoir élaboré les fonctions de transfert du système à régler, l'existence de deux constantes de temps dont l'une est dominante nous impose à utiliser un régulateur PI pour la régulation de courant. Un régulateur I suffit pour le réglage de vitesse.

IV.4.2. Résultats expérimentaux

Caractéristiques du moteur à courant continu à aimants permanents :

- Puissance nominale $P_n = 150 \text{ W}$
- Tension nominale $U_n = 40 \text{ V}$
- Courant nominal $I_n = 5 \text{ A}$
- Vitesse de rotation nominale $N_n = 6000 \text{ tr/mn}$
- Couple nominal $C_n = 0,27 \text{ Nm}$
-

Lors des essais, nous obtenons les courbes suivantes :

La *figure 121* montre les courbes de tension et de courant d'induit relevées lors des essais. Ils ont une forme impulsionnelle.

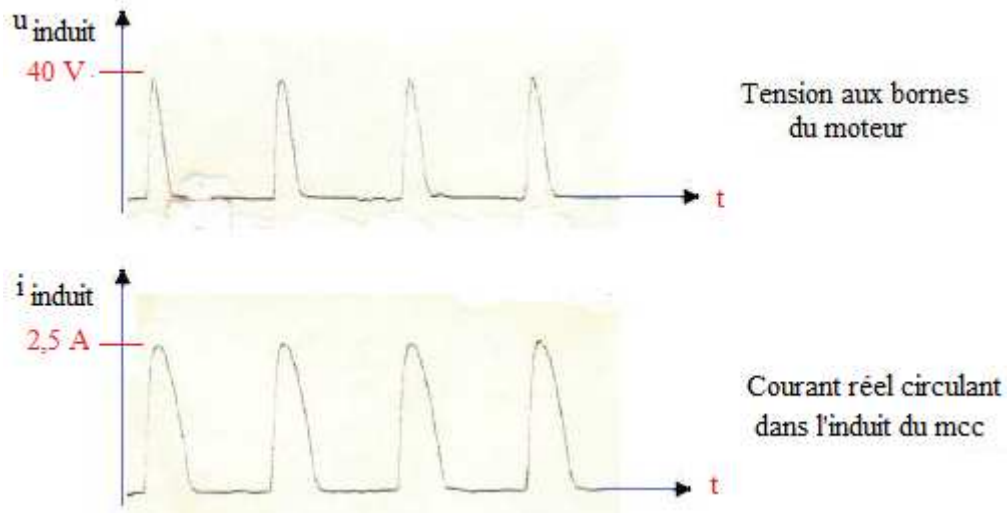


Figure 121 : Allures réelles de la tension et du courant d'induit

Dans la *figure 122*, nous avons l'image du courant réel filtré (en bas). Il est obtenu en utilisant un filtre d'ordre deux. Le courant est bien lissé pour obtenir une forme continue. Ainsi, la comparaison au niveau du régulateur s'effectue convenablement et fournit une tension de commande continue qui sera la valeur de consigne du courant i_c .

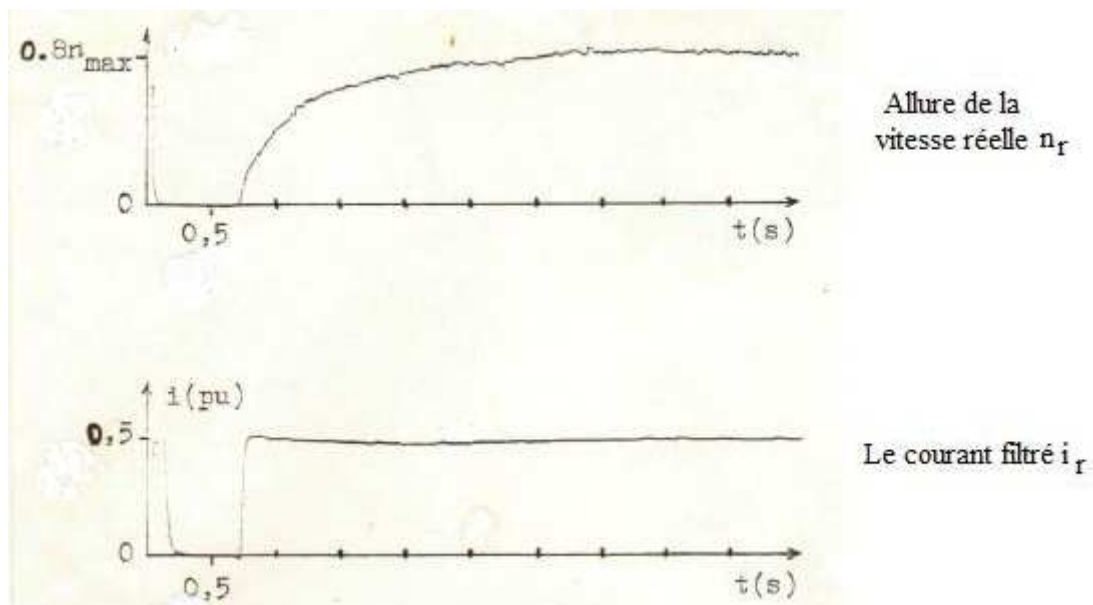


Figure 122 : Allures de n_r et de i_r lors d'une brusque variation de charge

L'allure de la vitesse réelle est représentée en haut de la *figure 122*.

Dans la *figure 123*, la vitesse reste constante même si nous avons une brusque variation de la charge. Ceci indique que notre régulation de maintien fonctionne parfaitement bien.

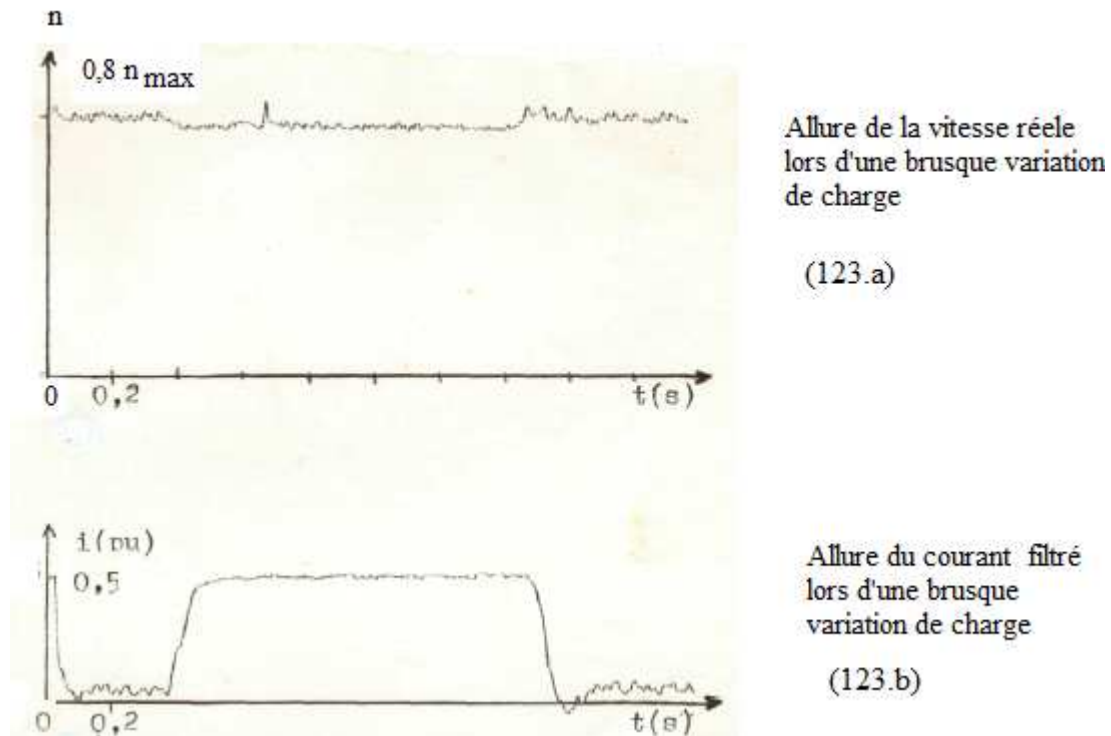


Figure 123 : Précision lors d'une régulation de maintien

CONCLUSION

Le moteur à courant continu garde encore une bonne performance dans le domaine des entraînements avec régulation à cause du faible coût de l'installation, de la simplicité de la commande et du réglage et de ses performances.

Si nous observons les courbes de la *figure 121*, les intervalles où la puissance $p=ui$ est différente de zéro ne durent qu'un temps très court dans une période. Cette durée vaut environ le quart de la période T du réseau. Et pourtant le moteur à courant continu continue à tourner à cause de l'inertie mécanique.

De plus, la *figure 123a* montre que la vitesse réelle reste constante même s'il y a une brusque variation de charge à cause de la régulation.

La surintensité est limitée par la présence du circuit de réglage en cascade du courant et de la vitesse.

Ce résultat présente ainsi un gain en puissance d'au moins 75% par rapport à la puissance demandée par le moteur à courant continu s'il est alimenté par une source continue.

Ce gain est obtenu grâce à la forme impulsionnelle de la tension et du courant.

Ici, par le fait d'être alimenté de façon discontinue, les contraintes thermiques de fonctionnement des transistors ne sont pas sévères. Le refroidisseur à utiliser sera moins cher.

Ce résultat pourrait donc concurrencer toute utilisation d'un moteur à courant continu tournant à vitesse constante supportant de fortes variations de charge.

Par rapport à d'autres techniques d'alimentation de moteur à courant continu, notre méthode est très concurrentielle car elle présente une économie d'énergie.

Notons qu'une légère modification au niveau du circuit de puissance, et par conséquent de la commande permet de rendre la rotation du moteur réversible. Cette conception ne présente aucune difficulté.

Chapitre V

LE NOUVEAU MODELE DE CONVERTISSEUR ALTERNATIF-ALTERNATIF

INTRODUCTION

Le convertisseur ac-ac de la *figure 125* a été l'objet d'études au GREEN [20] depuis l'année 2002.

Les transistors travaillaient en régime de court-circuit. Cette situation n'est pas favorable aux transistors car ils ne travaillent pas sous leurs caractéristiques nominales. Le montage profite des surintensités admissibles des composants pour fonctionner pendant une courte durée. Celle-ci est trop courte pour que le convertisseur puisse être exploité pour une utilisation domestique ou dans l'industrie.

En 2006, nous, chercheurs au GREEN-ENSEM-INPL, avons repris ce travail afin de rendre le montage opérationnel.

Le convertisseur est directement couplé au réseau et son principe de fonctionnement est basé sur le découpage de la tension alternative du réseau. Cette tension découpée alimente la charge. Le nombre de découpages pour une alternance de la tension dépend de la fréquence de commutation fixée par l'électronique de commande. Durant le fonctionnement le changement d'alternance de la tension est toujours imposé par le réseau.

Les composants de puissance utilisés qui jouent le rôle d'interrupteurs commandés sont des IGBT. Ces derniers travaillent en commutation forcée, que ce soit lors de la mise à la conduction ou lors du blocage. Notons aussi qu'un interrupteur bidirectionnel, formé par deux diodes et deux IGBT intervient dans le montage et joue le rôle de diode de roue libre.

Notre premier objectif consiste alors à améliorer les conditions de travail des composants en effectuant une étude minutieuse des commutations.

Une fois le schéma de puissance établi, nous concevons un circuit de commande bien adapté, visant à résoudre les problèmes déjà évoqués auparavant. Le montage étudié fonctionne ainsi en régime nominal et le régime de court-circuit qui a été le problème majeur disparaît.

Il reste enfin à exploiter le convertisseur. Nous dégageons deux principales applications :

- *Première application* : Nous alimentons une charge résistive fixe. En variant la puissance consommée à l'aide du rapport cyclique l'électronique de commande le facteur de puissance reste toujours au voisinage de l'unité.
La tension d'alimentation est maintenue constante durant toutes les expérimentations.
- *Deuxième application* : Avec une légère modification dans la conception du circuit de puissance, notre convertisseur joue le rôle de compensateur d'énergie réactive.

V.1. CIRCUIT DE PUISSANCE ET FONCTIONNEMENT

V.1.1. But

La tension aux bornes de la charge sera hachée.

Le courant aura une allure sinusoïdale, sauf au cas où la charge est purement résistive.

V.1.2. Circuit de puissance

L'élément essentiel constituant le convertisseur est l'interrupteur bidirectionnel dessiné à la *figure 124*. Il est constitué par deux transistors et deux diodes.

Son fonctionnement est simple :

- Si le courant est positif, il traverse le transistor T1 et la diode D2.
- Si le courant est négatif, il circule à travers T2 et D1.

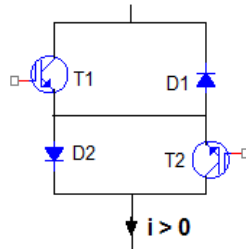


Figure 124 : Interrupteur bidirectionnel à commutation forcée constitué par deux diodes et deux IGBT

Le schéma de notre convertisseur est représenté à la *figure 125*. Il est composé de deux interrupteurs bidirectionnels.

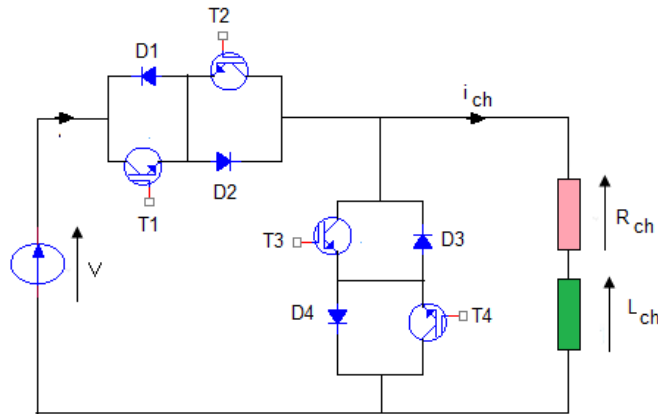


Figure 125 : du convertisseur alternatif-alternatif

Sur la *figure 125*, v est la tension du réseau. R_{ch} et L_{ch} représentent la charge.

V.1.3. Fonctionnement du convertisseur

1. Durant l'alternance positive de la tension:

- Quand le courant i_{ch} est positif, il circule à travers T1, D2, R_{ch} , L_{ch} et la source v . Le schéma équivalent, durant cette phase, est dessiné à la *figure 126*. Nous supposons que les chutes de tension aux bornes des éléments en conduction soient nulles.

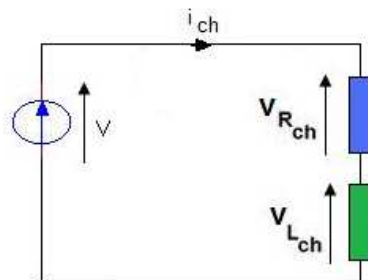


Figure 126 : Schéma équivalent quand T1 et D2 sont conducteur

Nous en déduisons l'équation 69 :

$$v = R_{ch}i_{ch} + L_{ch} \frac{di_{ch}}{dt} \quad \text{Équation 69}$$

- Quand T1 est bloqué, T4 sera allumé, et le courant qui ne change pas de signe passe à travers T4 et D3. Ces derniers jouent le rôle de diode de roue libre commandée. Le schéma équivalent, pendant cette phase, est représenté à la figure 127.

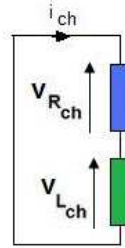


Figure 127 : Schéma équivalent où T4 et D3 jouent le rôle de diode de roue libre commandée

Nous en déduisons l'équation différentielle 70:

$$R_{ch}i_{ch} + L_{ch} \frac{di_{ch}}{dt} = 0 \quad \text{Équation 70}$$

- Quand T4 est bloqué, T1 sera allumé. Le courant traverse de nouveau le circuit principal. Le courant est régi de nouveau par l'équation 69. Et ainsi de suite jusqu'au moment où le courant change de signe.

2. Durant l'alternance négative de la tension :

- Quand i_{ch} est négatif, il circule à travers T2, D1, R_{ch} , L_{ch} et la source. La tension v alimente la charge. Nous obtenons le même schéma équivalent que la figure 126. Le circuit est géré par la même équation 69.
- Quand T2 est bloqué, T3 est allumé. Le courant, tout en restant négatif, ne change pas de signe et passe à travers T3 et D4. Les composants T3 et D4 jouent alors le rôle de diode de roue libre commandée. Nous obtenons de nouveau le schéma équivalent identique à la figure 127. Le courant est régi par l'équation 70.
- Quand T3 est bloqué, T2 est allumé. Le courant traverse de nouveau le circuit principal. Le courant est régi par l'équation 69. Et ainsi de suite jusqu'au moment où le courant change de signe.

V.1.4. Conception du circuit de commande

Conformément au fonctionnement du circuit de puissance décrit précédemment, nous avons conçu l'électronique de commande selon le schéma bloc de la figure 128 ci-dessous :

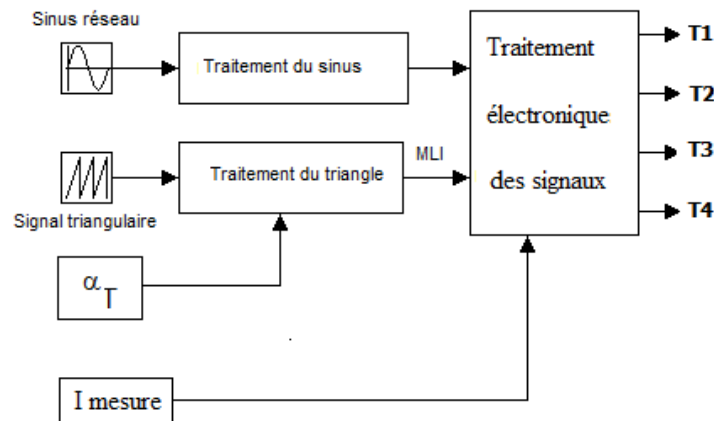


Figure 128 : Schéma bloc du circuit de commande du convertisseur

où

α_T = rapport cyclique du temps de conduction des transistors par rapport à la période de commutation. Sa valeur varie de 0 à 1.

I_{mesure} est l'image du courant réel qui traverse la charge.

Dans cette conception, nous avons deux générateurs de fréquences différentes, à savoir le signal sinusoïdal issu du réseau 50Hz via un transformateur abaisseur, puis le signal triangulaire ayant une fréquence de l'ordre de 1 kHz pour générer les signaux MLI.

Ces deux fonctions seront mélangées dans le bloc « Traitement électronique des signaux » qui délivrera les quatre signaux T1, T2, T3 et T4 destinés à commander les quatre transistors.

Pour éviter le court-circuit direct de la source, ces quatre signaux doivent respecter les conditions :

$$\begin{aligned} T1 &= \overline{T3} \\ T2 &= \overline{T4} \end{aligned}$$

De plus, en tenant compte du régime transitoire lors de la commutation des transistors nous introduisons un temps mort Δt entre ces signaux complémentaires. Nous évitons ainsi une conduction simultanée des transistors T1 et T3 ou des transistors T2 et T4 qui provoquerait un court circuit direct du réseau

Pour assurer une continuité du courant de charge lors de la commutation forcée de T1 vers T4 (cas où i_{ch} est > 0) puis de T3 vers T2 (cas où le courant $i_{ch} < 0$), nous introduisons une superposition de conduction des transistors dans la conception de l'électronique de commande.

V.1.5. Résultats expérimentaux

Les figures 129 et 130 nous montrent les temps morts Δt entre le blocage de T1 (ou T2) suivi de l'allumage de T3 (ou T4).

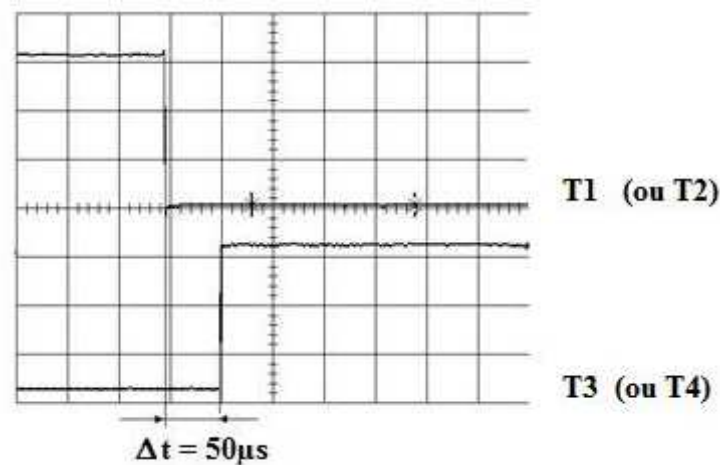


Figure 129 : Blocage de T1 (ou de T2) suivi de l'allumage de T3 (ou de T4) après un temps mort de 50μS

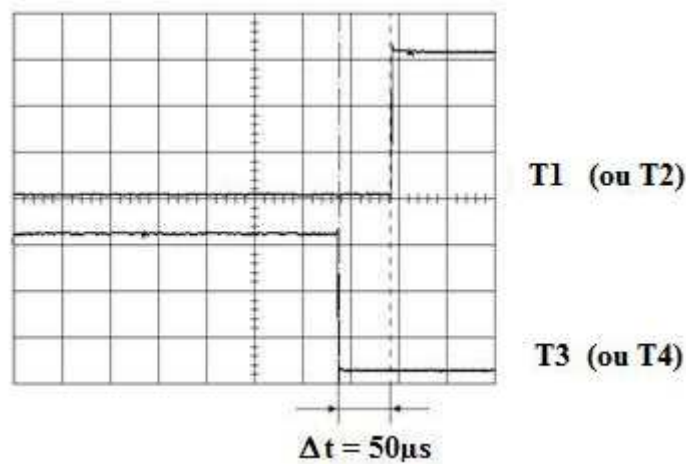


Figure 130 : Blocage de T3 (ou de T4) suivi de l'allumage de T1 (ou de T2) après un temps mort de 50μs

Pour illustrer le fonctionnement, nous visualisons simultanément les 4 signaux qui commandent les quatre transistors sur la *figure 131*.

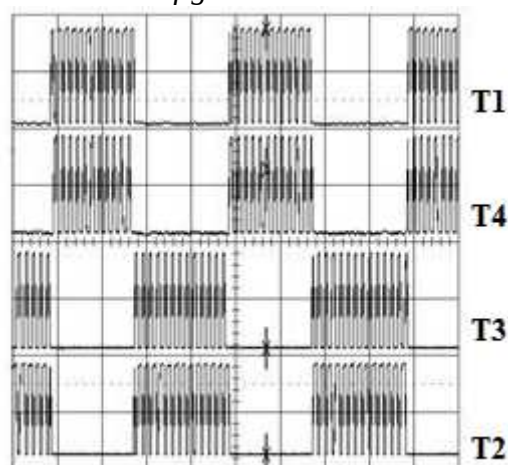


Figure 131 : Allures des quatre signaux T1, T2, T3, et T4

Pendant l'alternance positive de la tension v , lorsque T1 et T4 commutent alternativement de l'état bloqué à l'état conducteur et vice versa, T2 et T3 sont tous les deux bloqués. Ils sont au niveau zéro. Ce fonctionnement fournit les tensions hachées de l'alternance positive aux bornes de la charge.

De même, pendant l'alternance négative de la tension du réseau, T3 et T2 commutent alternativement de l'état bloqué à l'état conducteur et vice versa, tandis que T2 et T4 restent bloqués car ils sont portés au niveau bas. Ce fonctionnement fournit les tensions hachées de l'alternance négative aux bornes de la charge.

Le banc d'essai de notre installation est représenté à la *figure 132*. Notre charge est une résistance en série avec une inductance.

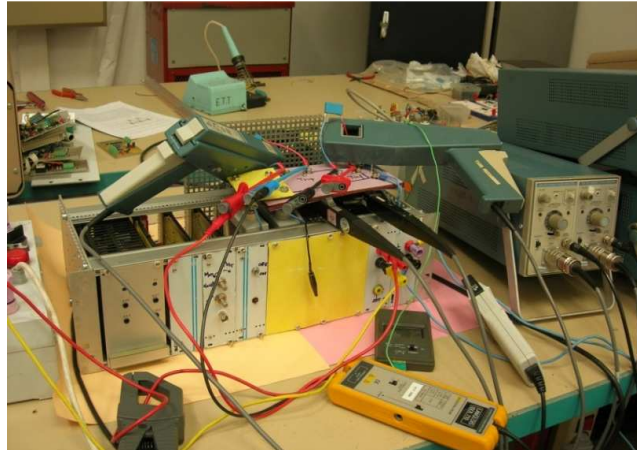


Figure 132 : Photo du banc d'essais

Après un premier essai, sous 125,1 V, nous obtenons les résultats de la *figure 133*.

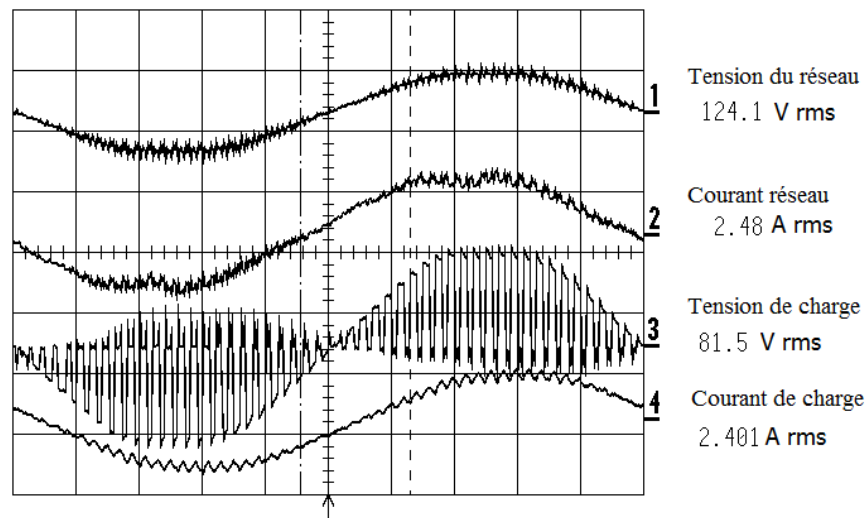


Figure 133 : Relevés expérimentaux : $V=125,1$ V sur une charge résistive inductive

La tension aux bornes de la charge présente une allure découpée conformément à la prévision théorique. De plus, le courant de charge possède une allure sinusoïdale présentant un taux d'harmoniques.

Un deuxième relevé a été fait sous pleine tension du réseau. Ici, la tension de charge suit l'évolution de la tension réseau (*figure 134*)

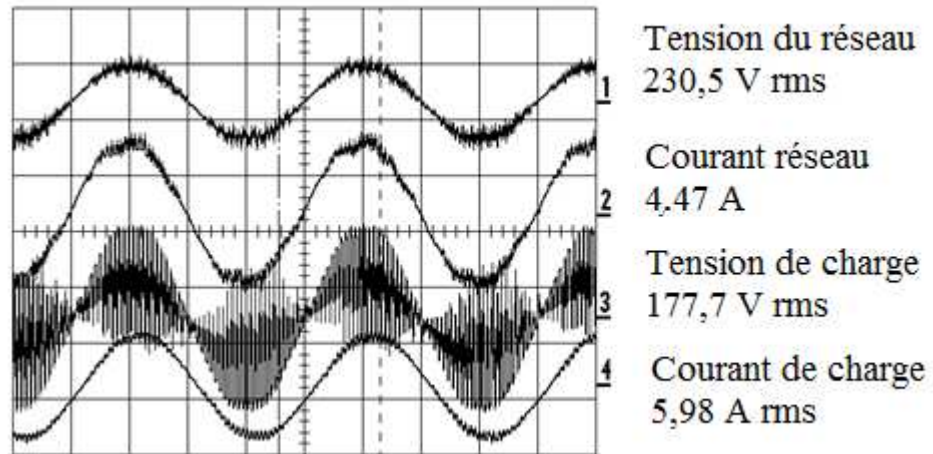


Figure 134 : Essais expérimentaux à pleine tension du réseau $V=230,5$ V

D'après les résultats des *figures 133* et *134*, le courant qui circule dans la charge est pratiquement sinusoïdal. Ce qui veut dire que les transistors ne travaillent plus en régime de court-circuit mais laisse passer le courant vers la charge.

Bien que ces résultats semblent satisfaisants, nous avons quand même constaté certaines anomalies de fonctionnement que nous allons développer dans le paragraphe suivant.

V.2. ANALYSE ET AMELIORATIONS

Dans la conception de notre circuit de commande (*figure 128*), les deux signaux, à savoir le signal sinusoïdal venant du réseau et le signal triangulaire nécessaire pour produire les signaux MLI, sont générés de façon indépendante. De plus, la fréquence de l'un n'est pas forcément un multiple ou un sous-multiple de l'autre. Par conséquent, entre ces deux signaux apparaît un phénomène de glissement : ils ne sont pas synchronisés.

A cause de ce glissement, les transistors commutés lors du changement de signe du courant i_{ch} ne sont pas toujours les mêmes, deux cas apparaissent. Nous classons la première possibilité comme un *cas favorable* et la seconde le *cas défavorable*.

V.2.1. Etude du cas défavorable

Analysons simultanément les *figures 135* et *136* ci-dessous.

Sur la *figure 135*, le courant i_{ch} est négatif avant l'instant t_0 .

Dans l'intervalle $[t_1, t_2]$, il est égal à zéro puis devient positif à partir de t_2 .

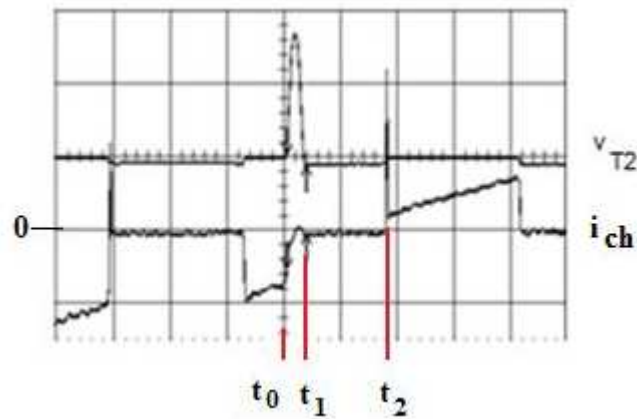


Figure 135 : Cas défavorable, surtension au blocage de T2 et surintensité à l'allumage de T1

v_{T2} = tension aux bornes de T2 ; i_{ch} = courant de charge

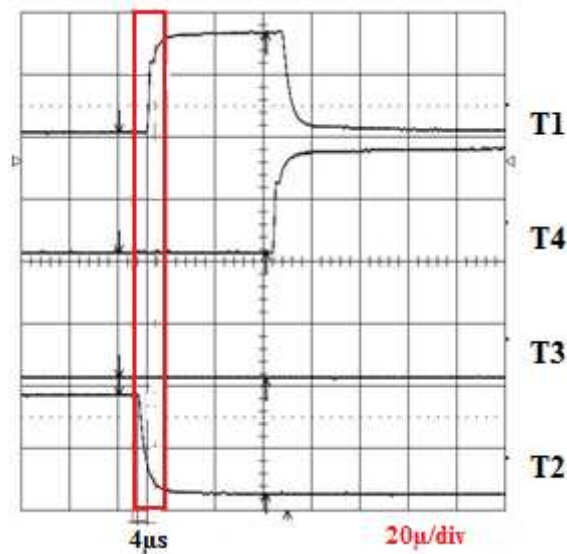


Figure 136 : Les signaux de commande des quatre transistors, cas défavorable encadré en rouge

D'après la *figure 136*, dans la partie encadrée, T2 se bloque car le signal de commande tombe à zéro. Immédiatement, ce blocage est suivi de l'allumage de T1 car celui-ci est porté au niveau 1.

Le schéma équivalent du circuit parcouru par le courant i_{ch} est représenté sur la *figure 137*.

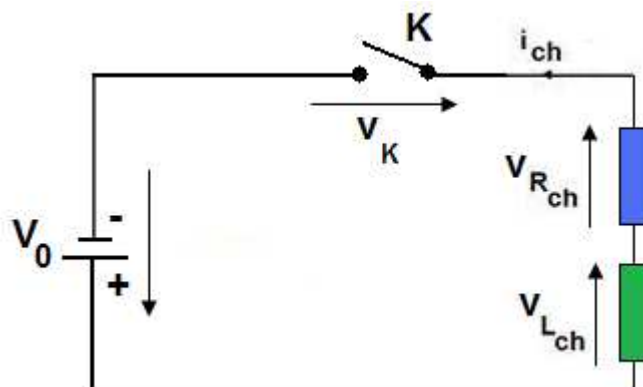


Figure 137 : Schéma équivalent pendant le cas défavorable

Le blocage de T2 correspond à l'ouverture brusque d'un interrupteur coupant le courant dans un circuit inductif. D'après la *figure 135*, il apparaît une surtension aux bornes de T2. La tension v_k sur la *figure 137* représente la tension v_{T2} aux bornes du transistor T2 qui se bloque.

Modèle mathématique de ce phénomène

Explicitons cette commutation à l'aide des équations :

L'alternance de la tension v est négative. La durée de conduction de T2 est courte, de l'ordre de

$$\Delta t = \frac{1}{2f_{sw}} \quad \text{Équation 71}$$

où f_{sw} est la fréquence de commutation des transistors. Durant ce petit laps de temps, la tension V peut être considérée comme constante et égale à V_0 . Sur la *figure 137*, nous la supposons égale à $+V_0$. Nous pouvons également estimer, dans cet intervalle, que le courant de charge est constant.

Juste avant le blocage de T2, l'équation électrique qui gère le circuit s'écrit :

$$Ri + L \frac{di}{dt} = v \quad \text{Équation 72}$$

Au moment de blocage du transistor, ce courant s'exprime par :

$$i_0 = \frac{E}{R} \quad \text{Équation 73}$$

A l'ouverture de l'interrupteur K, l'équation électrique s'écrit :

$$Ri + L \frac{di}{dt} + V_0 = v_k \quad \text{Équation 74}$$

Où v_k représente la tension aux bornes de l'interrupteur qui s'ouvre.

Dans le domaine Laplacien cette équation se traduit par :

$$RI(s) + L(-i(0) + sI(s)) + V_0(s) = V_K(s) \quad \text{Équation 75}$$

La résolution de cette équation nous donne l'expression de $v_k(t)$,

$$v_k(t) = L \frac{V_0}{R} \delta(t) + V_0 H_0(t) \quad \text{Équation 76}$$

Où $\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac
et $H_0(t)$ = tension de Heaviside

L'équation 76 explique la présence de la surtension aux bornes du transistor T2 quand il se bloque. Cette surtension est décrite par l'impulsion de Dirac $\delta(t)$. A cet instant, une énergie est stockée dans la capacité C_{GS} du transistor T1.

Quand le courant change de signe, l'allumage du transistor T1 s'accompagne d'une surintensité qui est due à la décharge de la capacité interne de l'IGBT.

Nous qualifions ce cas de **défavorable** car les surtensions et les surintensités sont indésirables pour les transistors. Elles diminuent considérablement la durée de vie de ces derniers et augmentent les pertes dues aux commutations.

Ce cas défavorable apparaît également pendant le blocage de T1 suivi brusquement de l'allumage de T2. La surtension apparaît aux bornes de T1 pendant son blocage, et une surintensité circule à travers T2 lors de son allumage.

V.2.2. Etude du cas favorable

Considérons la figure 138 ci-dessous :

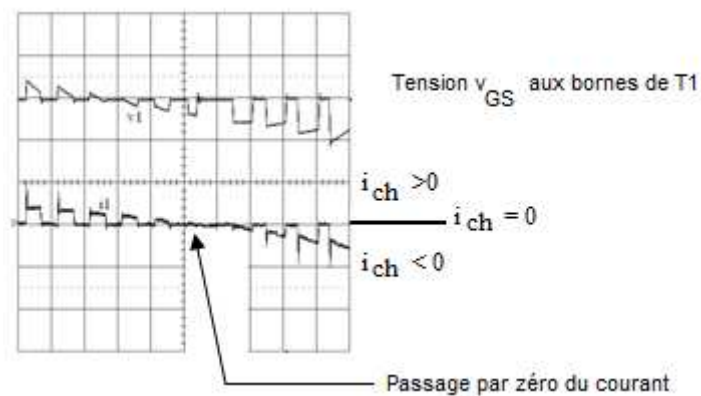


Figure 138 : Cas favorable, absence de la surtension et de la surintensité

Sur cette figure, le passage du courant par zéro ne présente aucune anomalie car la surtension aux bornes de T1 qui se bloque n'existe pas. Il en est de même pour la surintensité de i_{ch} lors de son changement de signe. Ici, le courant i_{ch} , qui était positif passe bien par zéro avant de devenir négatif.

Interprétation

Le courant i_{ch} circule à travers T1 puis T4 et tombe à zéro. Donc le courant s'éteint pendant qu'il circule à travers la diode de roue libre commandée T4 et D3.

A partir de cet instant, T2 peut être commandé afin d'assurer la circulation du courant négatif sans présenter aucune anomalie.

Ce changement de signe du courant est considéré comme **cas favorable** car il n'est accompagné ni d'une surtension aux bornes de T1 pendant son blocage et ni d'une surintensité à la mise à la conduction de T2.

Ce même phénomène se produit également lors du changement de signe du courant négatif au courant positif. Dans ce cas le courant passe dans T2 qui se bloque, puis dans T3 et D4, jouant le rôle de diode de roue libre, jusqu'à l'annulation du courant.

Pour assurer le changement de signe du courant, nous allumons T1 et le courant devient positif.

V.2.3. Solution proposée pour faire disparaître les cas défavorables

Les résultats de ces études nous amènent à conclure que pour éliminer les surtensions et les surintensités lors du changement de signe du courant, nous devons annuler le courant au moment où il circule dans la diode de roue libre commandée formée par un transistor et une diode.

Le transistor qui va assurer la circulation du courant dans le sens opposé se mettra ensuite à conduire sans aucune difficulté.

Les deux conditions suivantes s'imposent :

- Si le courant positif va devenir négatif, il faut imposer la séquence $T1 \rightarrow T4 \rightarrow T2$.
- Si le courant est négatif et va devenir positif, il faut la séquence $T2 \rightarrow T3 \rightarrow T1$.

Ces conditions nécessitent une modification au niveau du circuit de commande de la *figure 6*. Nous devons introduire les séquences imposées dans le schéma bloc. Nous en déduisons le nouveau schéma bloc de la *figure 139*.

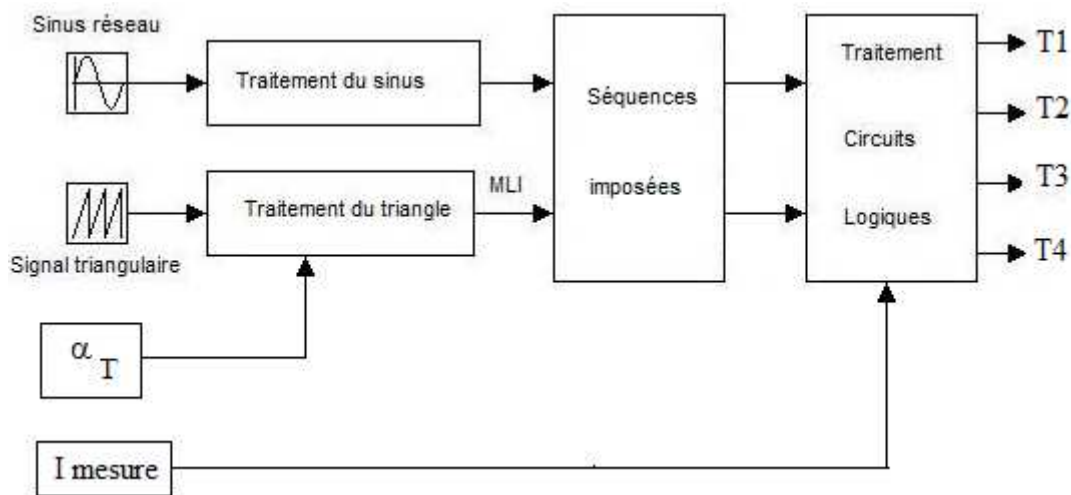


Figure 139 : Nouveau schéma bloc de commande

Le bloc « Séquences imposées » introduit les deux conditions:

- $T1 \rightarrow T4 \rightarrow T2$
- $T2 \rightarrow T3 \rightarrow T1$

Méthode adoptée pour imposer les deux séquences

Pour imposer ces séquences, nous détectons les instants avant et après le passage par zéro du courant. Ce principe nous délivre les signaux nécessaires pour imposer les transistors conducteurs. Ce phénomène est explicité sur la *figure 140*.

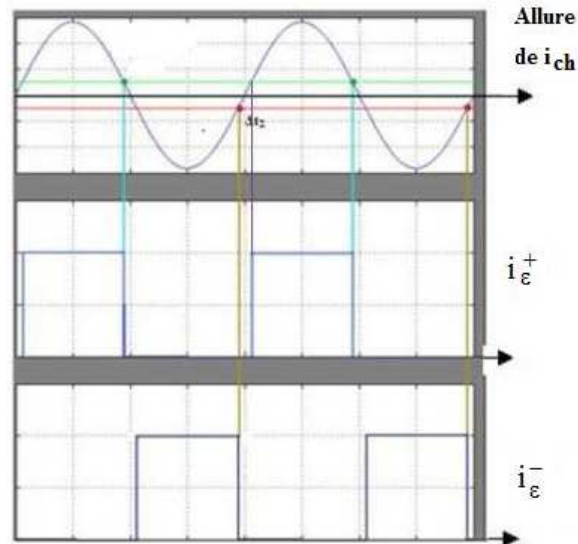


Figure 140 : Détection du signe du courant avant son passage par zéro

i_{ϵ}^{+} = C'est le signal qui renseigne sur le signe positif du courant avant de s'annuler

i_{ϵ}^{-} = C'est le signal qui renseigne sur le signe négatif du courant avant de s'annuler

V.2.4. Résultats obtenus avec Matlab Simulink

La figure 141a et 141b montrent les signaux obtenus en introduisant les séquences imposées dans le circuit.

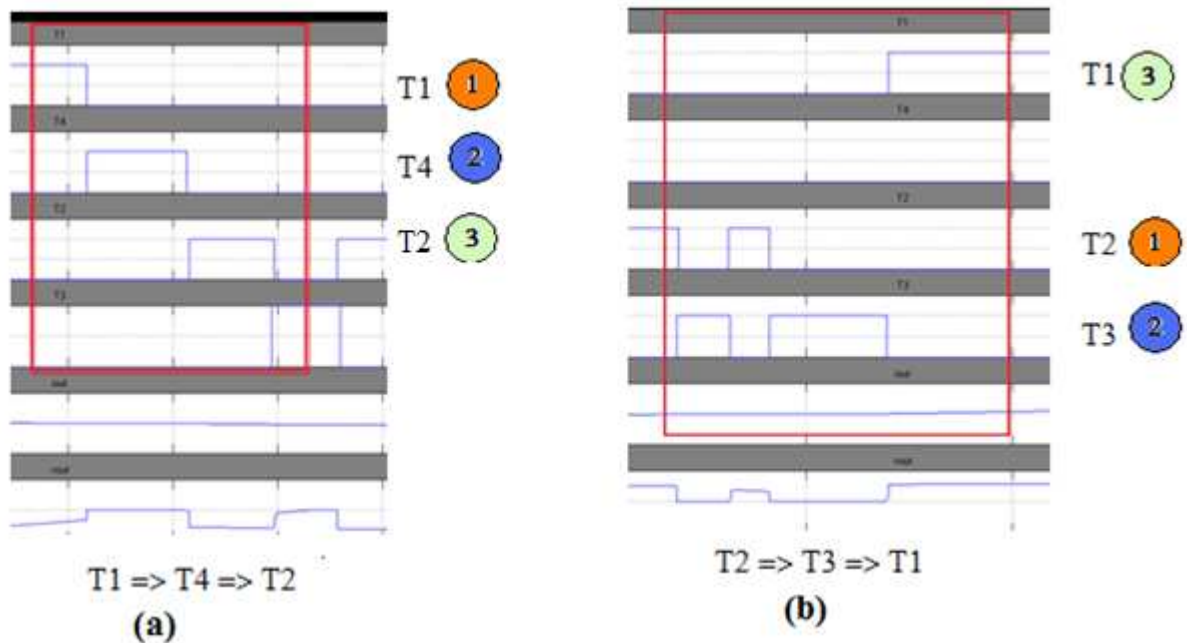
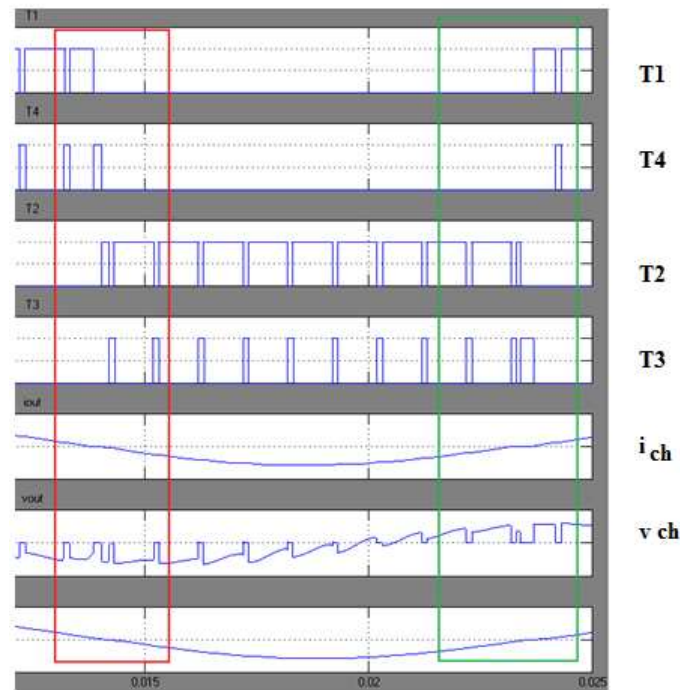


Figure 141 : Techniques pour l'obtention des séquences imposées

La figure 142 montre une vue simultanée des deux séquences lors des essais avec Matlab Simulink.



Séquence T1=>T4=>T2 Séquence T2=>T3=>T1

Figure 142 : Visualisation simultanée des séquences imposées

Finalement, notre circuit de commande dont le principe est dessiné sur la *figure 139* respecte les contraintes suivantes :

1. Les transitions imposées T1→T4→T2 et T2→T3→T1 ;
2. L'existence des temps morts entre le couple (T1, T3) et le couple (T2, T4) ;
3. Les superpositions de conduction lors de la commutation de T1-T4 et de T2-T3.

En respectant ces contraintes, les cas défavorables disparaissent. Le fonctionnement du convertisseur ac-ac est ainsi amélioré.

V.3. PREMIERE APPLICATION: ALIMENTATION D'UNE CHARGE FORTEMENT RESISTIVE A PUISSANCE VARIABLE ET A FACTEUR DE PUISSANCE ELEVE

Nous allons utiliser notre convertisseur pour alimenter des charges ayant un comportement résistif nécessitant une variation de puissance.

V.3.1. Equation fondamentale

Vu du réseau électrique, si le courant de ligne $i(t)$ comporte des harmoniques, le facteur de puissance est pratiquement égal à :

$$F_p \approx \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cdot \cos \varphi \quad \text{Équation 77}$$

où THD_i représente le taux de distorsion harmonique du courant de ligne. Rappelons que pour une onde purement sinusoïdale la valeur du THD_i est nulle, donc $F_p = \cos \varphi$.

V.3.2. Schéma de principe et fonctionnement

Le schéma de principe est représenté à la *figure 143*.

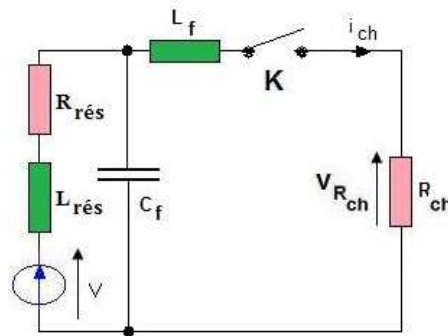


Figure 143 : Schéma de principe

La charge est alimentée par une tension $v_{ch} = v_{Rch}$ hachée via le nouveau convertisseur. Sur le schéma de principe représenté à la *figure 143*, notre convertisseur est remplacé par l'interrupteur K. Puisque la charge est fortement résistive, le courant i_{ch} aura la même allure. v_{ch} et i_{ch} présenteront un fort taux d'harmoniques qui induiront des pollutions au réseau. Par conséquent, les commutations au niveau du convertisseur créeront des harmoniques à la tension et au courant du réseau.

La mise en place d'un filtre passif formé par L_f et C_f va réduire le taux de ces harmoniques. De plus, ce filtre rendra le déphasage tension-courant réseau plus faible.

Le dimensionnement des éléments du filtre a été soigneusement étudié [40][78][95][100]. En agissant sur le rapport cyclique de la commande du convertisseur, nous arrivons à varier la puissance consommée par la charge.

Malgré la présence des harmoniques au niveau de la charge, le système fonctionnera avec un facteur de puissance qui tend vers l'unité vu par le réseau.

V.3.2.1. Simulation avec Simulink

Le schéma du montage est représenté à la *figure 144*.

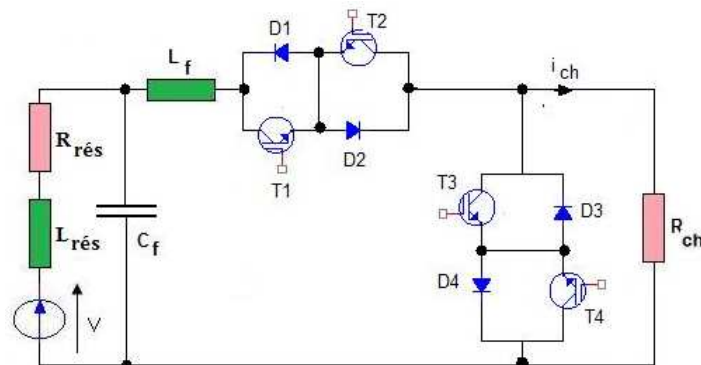


Figure 144 : Schéma du montage à simuler avec Matlab Simulink

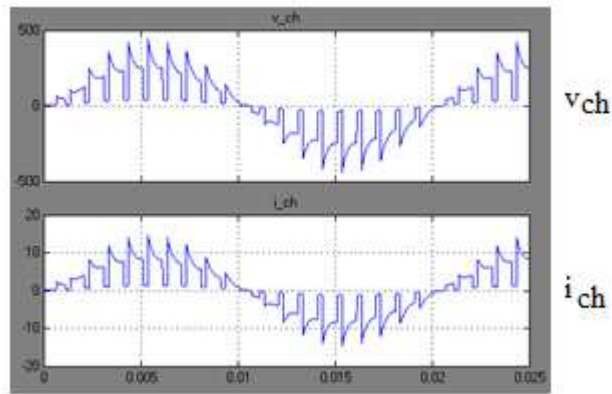


Figure 145 : Allures de v_{ch} et i_{ch}

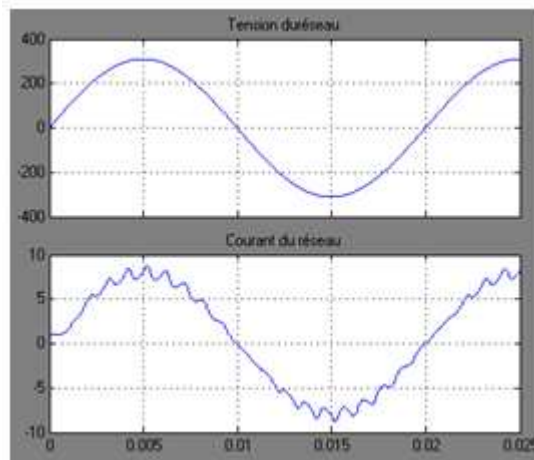


Figure 146 : Tension réseau et courant réseau

$R_{ch}=30\Omega$; $C_f=40\mu F$; $L_f=17mH$; $R_{rés}=20m\Omega$; $\alpha_T=0,5$; $I_{max}=8A$

Visualisons à l'aide de Matlab Simulink les puissances actives et réactives pour évaluer le rapport Q/P. Un résultat est montré sur la *figure 147*.

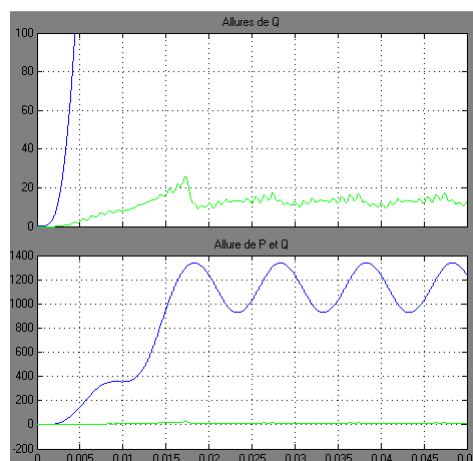


Figure 147 : Allure de P et Q avec $\alpha_T=5$. Les deux graphiques montrent les mêmes courbes mais avec deux échelles différentes

Ici, le rapport $Q/P=15/1150=1,3\%$.

D'après les normes en vigueur, ce rapport ne doit pas excéder 50%. Donc, nous nous trouvons loin du point de fonctionnement pénalisé.

Calculons approximativement le $\cos\varphi$ pour $\alpha_T = 0,5$:

$$S^2 = P^2 + Q^2 ; P = VI \cos\varphi ; Q = VI \sin\varphi ; \\ Q/P = \operatorname{tg}\varphi \rightarrow \varphi = \operatorname{arctg}(Q/P) = \operatorname{arctg}(0,013) \rightarrow \varphi = 0,013\text{rd} \rightarrow \cos\varphi = 0,999$$

En refaisant la même expérience avec $\alpha_T=0,8$, nous trouvons :

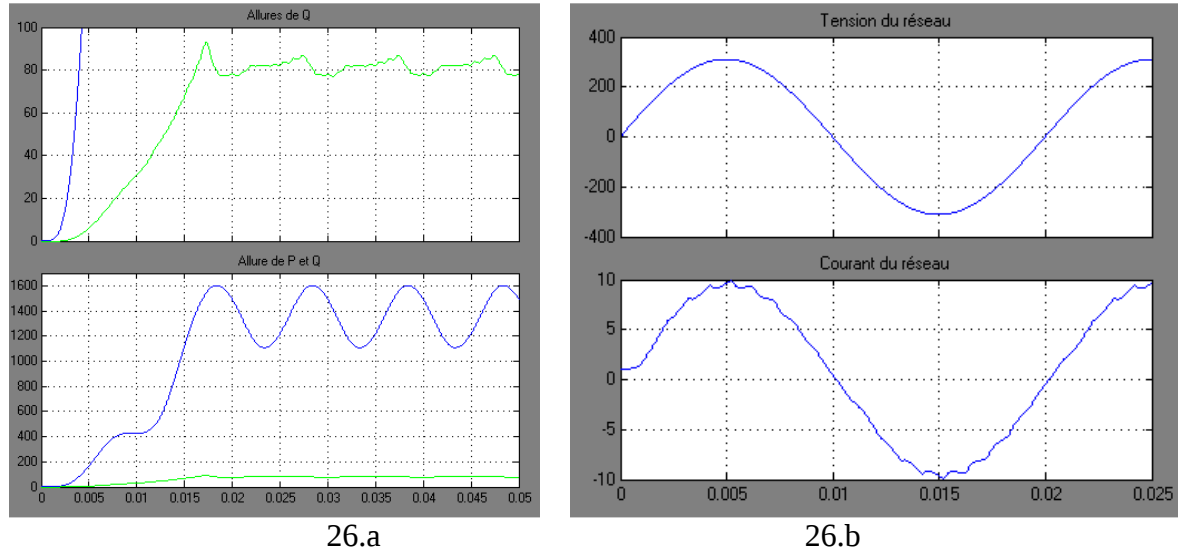


Figure 148 : $\alpha_T = 8$; $I_{\max}=10$ A ; $Q=80$ Var ; $P = 1400$ W $\rightarrow \cos\varphi= 0.998$

En reprenant les calculs avec les nouvelles données, nous trouvons $\cos\varphi = 0,998$.

En conclusion, pour une charge résistive constante alimentée sous une tension alternative dont la valeur efficace est constante et égale à 220 V, le facteur de puissance reste sensiblement égal à l'unité même si nous varions la puissance consommée par la charge en agissant sur le rapport cyclique du circuit de commande.

Signalons que ce résultat est publié chez EPF 2008 à Tours [1].

V.3.2.2. Etude comparative du nouveau ac-ac avec le gradateur classique

Dans les deux cas, nous pouvons varier la puissance active consommée par la charge purement résistive tout en gardant la tension d'alimentation constante.

Pour le gradateur classique, nous agissons sur l'angle de retard d'allumage des thyristors tandis que pour le nouveau convertisseur ac-ac nous changeons la valeur du rapport cyclique α_T .

La grande différence réside au niveau de la puissance réactive mise en jeu, donc sur la valeur du facteur de puissance de l'installation.

Au chapitre 4 de la partie 3 au paragraphe VII (figure 97), pour un gradateur classique, le résultat obtenu avec Matlab Simulink montre que le rapport Q/P commence à devenir supérieur à l'unité à partir du moment où l'angle de retard d'allumage dépasse les 90° , c'est-à-dire que le $\cos\varphi$ commence à se dégrader.

Par contre, avec notre nouveau convertisseur ac-ac, le $\cos\phi$ reste toujours autour de 0,99 d'où l'originalité de notre convertisseur.

V.4. DEUXIEME APPLICATION : NOUVEAU COMPENSATEUR REACTIF

Dans ce paragraphe, nous rappelons d'abord les inconvénients d'un mauvais facteur de puissance puis présentons brièvement les différentes solutions existantes [7].

Nous terminons le paragraphe par étudier le nouveau compensateur réactif dont l'élément principal est notre nouveau convertisseur ac-ac.

V.4.1. Rappels sur les inconvénients d'un mauvais facteur de puissance

Considérons une charge consommant une puissance active P , alimentée par une tension V . Soit D_i la densité de courant et R_L la résistance de ligne.

Exprimons tous les paramètres en fonction du $\cos\phi$ pour étudier leur comportement. Nous avons l'expression de la puissance active :

$$P = VI\cos\phi \quad \text{Équation 78}$$

Donc,

$$I = \frac{P}{V\cos\phi} \quad \text{Équation 79}$$

L'expression de la puissance apparente

$$S = \frac{P}{\cos\phi} \quad \text{Équation 80}$$

On en déduit :

V.4.1.1. Pertes joules

$$P_j = R_L I^2$$

$$P_J = R_L \left(\frac{P}{V\cos\phi} \right)^2 \quad \text{Équation 81}$$

P_J = Pertes joules en fonction de $\cos\phi$
 R_L = Résistance de ligne de transport

V.4.1.2. Chute de tension

$$\Delta U = R_L * I = R_L * \frac{P}{V\cos\phi} \quad \text{Équation 82}$$

V.4.1.3. La section du fil

Soit D_i la densité de courant en $[A/mm^2]$

$$D_i = I/s \quad s = I/D_i \quad \text{or } I = P/V\cos\phi$$

Donc

$$S = \frac{P}{D_i V \cos \varphi} \quad \text{Équation 83}$$

V.4.1.4. La puissance réactive

Elle s'exprime en fonction du $\cos \varphi$ par :

$$Q = VI\sqrt{1 - \cos^2 \varphi} \quad \text{Équation 84}$$

car $Q = VI \sin \varphi$

Pour des valeurs constantes de P et de V, dessinons les courbes $I(\cos \varphi)$, $P_J(\cos \varphi)$, $\Delta U(\cos \varphi)$, $Q(\cos \varphi)$, section du fil $s(\cos \varphi)$ et la puissance apparente $S(\cos \varphi)$.

V.4.1.5. Récapitulation et interprétations des courbes

Pour tracer les courbes de la figure 149, nous avons choisi $P=100$ kW et $V= 1000$ V, $D_i = 4$ A/mm², $R_L = 1,5 \Omega$

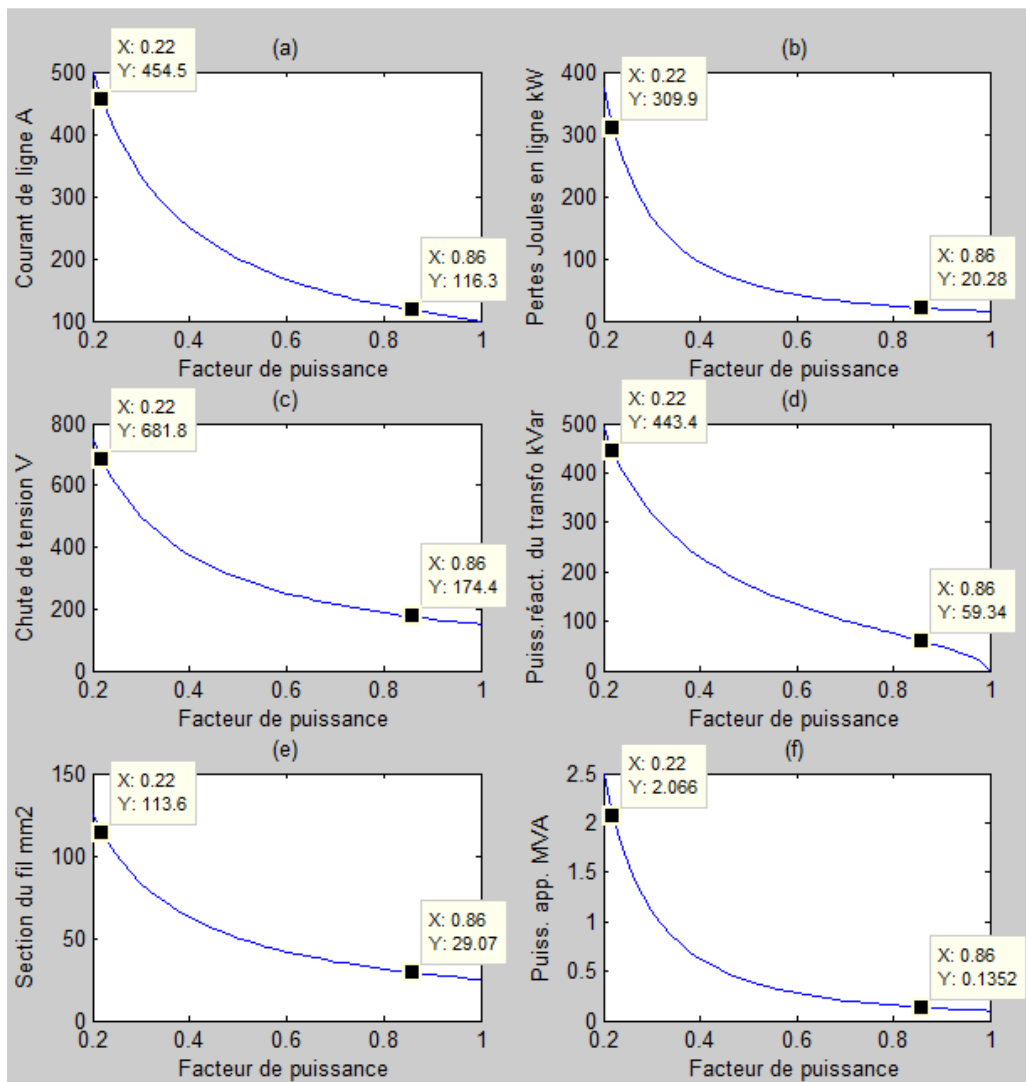


Figure 149 : Comportement des paramètres en fonction du $\cos \varphi$

1. La courbe $I(\cos\varphi)$

Cette courbe est tracée sur la figure 149a.

Dans une installation, le courant est élevé si le FP est trop faible. Nous avons intérêt à travailler avec un FP élevé. Ce courant de ligne trop élevé aura ses conséquences directes sur les autres paramètres de l'installation.

2. La courbe $P_f(\cos\varphi)$

Cette courbe est tracée sur la figure 149b.

Les pertes joules P_f diminuent si le FP est grand. Travailler avec un FP élevé présente donc beaucoup d'intérêt.

3. La courbe $\Delta U(\cos\varphi)$

Elle est tracée à la figure 149c. La chute de tension diminue si le FP augmente.

4. La courbe $Q(\cos\varphi)$

Elle est tracée à la figure 149d.

L'énergie réactive nécessaire augmente si le FP est faible. Donc, pour diminuer la valeur de la puissance réactive mise en jeu, nous avons intérêt à travailler avec un facteur de puissance élevé.

5. La courbe $s(\cos\varphi)$

Elle est tracée à la figure 149e.

Cette courbe montre que la section du fil à utiliser diminue quand le FP augmente.

En transport d'énergie, les fils sont très longs et peuvent atteindre des centaines de kilomètres, le coût de l'installation est fortement touché par cette section, plus la section est grande, plus le coût est élevé. Pour réduire le coût de l'installation, nous avons intérêt à travailler avec un FP élevé.

6. La courbe $S(\cos\varphi)$

Elle est tracée sur la figure 149f.

Cette courbe montre que pour fournir une même puissance active, la puissance apparente du transformateur à utiliser diminue si le FP est élevé.

Conclusion

Les six courbes sont décroissantes quand le FP varie de 0.2 à 1.

Dans tous les cas, nous avons intérêt à travailler avec un $\cos\varphi$ élevé. Une convention internationale fixe la valeur minimale du FP= 0.856 pour tout utilisateur.

Note : Interprétation physique de l'énergie réactive :

- Il s'agit de la puissance utilisée par certains appareils pour créer un champ électromagnétique. Cette puissance s'exprime en kvar.
- La consommation d'énergie réactive est caractéristique des appareils électriques qui utilisent les propriétés inductives d'un champ électromagnétique alternatif, essentiellement les moteurs et les transformateurs.
- La puissance réactive est distincte de la puissance utile (ou active), qui, exprimée en kW, est transformée en travail et en chaleur.
- La puissance électrique totale d'un appareil est la différence vectorielle des deux composants de puissance (puissance active - puissance apparente).
- Le phénomène de consommation peut avoir de fortes implications pour les utilisateurs haute tension.

Les inconvénients de l'énergie réactive

La puissance réactive ne délivre aucun travail utile. De plus, un rapport puissance réactive/puissance active trop important génère de multiples inconvénients:

- Une demande totale de courant accrue
- Une charge supplémentaire, non efficace, des lignes et des transformateurs
- Le besoin de renforcer l'installation électrique (ce qui représente un investissement improductif)
- Une situation de fonctionnement qui s'approche des seuils d'enclenchement des dispositifs de sécurité
- L'augmentation des déperditions thermiques
- Une baisse de la tension d'alimentation
- La possibilité d'un renvoi d'énergie réactive dans le réseau, ce qui provoque une surtension nuisible à la durée de vie des installations et un échauffement des câbles

V.4.2. Quelques valeurs du FP des appareils courants

Puisque notre objectif est d'appliquer le compensateur dans le milieu domestique et industriel, nous sommes intéressés aux différentes valeurs du $\cos \varphi$ pour les appareils usuels suivant leur mode de fonctionnement et d'utilisation.

Le tableau ci-dessous nous renseigne sur ces sujets.

APPAREIL		$\cos \varphi$	$T_g \varphi$	OBSERVATIONS
Moteurs asynchrones ordinaires chargés à :	• 0% • 25% • 50% • 75% • 100%	• 0,17 • 0,55 • 0,73 • 0,8 • 0,85	• 5,8 • 1,52 • 0,94 • 0,75 • 0,62	
Lampes à incandescence		1	0	
Lampes à fluorescence		0,5	1,73	Ces lampes sont généralement compensées. Le FP est alors satisfaisant.
Lampes à fluorescence compensées		0,93	0,39	
Fours à résistances		1	0	Sauf si le réglage est assuré par gradateur à thyristors
Fours à induction		0,85	0,62	Cette valeur suppose une compensation par condensateurs prévue par le constructeur.
Machines à souder à résistances		0,8 à 0,9	0,75 à 0,48	
Postes statiques monophasés de soudage à l'arc		0,5	1,73	Sauf si la compensation a été prévue par le constructeur.
Chaudières à thermoplongeurs		1	0	Sauf si la régulation est assurée par des thyristors fonctionnant à angle de phase; les thyristors à trains d'onde ne modifiant pas le facteur de puissance.

Tableau 4 : Quelques valeurs du facteur de puissance pour les appareils courants

V.4.3. Méthodes utilisées pour améliorer le FP

La compensation d'énergie réactive peut se faire :

- par condensateurs **fixes** (si la puissance des condensateurs est inférieure à 15% de la puissance du transformateur)
- par batteries de condensateurs à **régulation automatique** (si la puissance des condensateurs est supérieure à 15% de la puissance du transformateur), qui permettent l'adaptation immédiate de la compensation aux variations de la charge

La compensation peut être :

- **globale**, en tête d'installation
- **partielle**, par secteur, au niveau du tableau de distribution
- **locale**, aux bornes de chaque récepteur inductif

La compensation idéale est celle qui permet de produire l'énergie réactive à l'endroit même où elle est consommée et en quantité ajustée à la demande (compensation locale).

V.4.4. Calcul de la capacité des condensateurs à installer

En monophasé

La relation ci-dessous nous aide à calculer la valeur du condensateur [7]:

$$C = \frac{P(tg\varphi - tg\varphi')}{\omega V^2} [F] \quad \text{Équation 85}$$

Où $\cos\varphi'$ est le nouveau facteur de puissance et $\cos\varphi$ l'ancien.

En triphasé

En triphasé nous tenons compte du couplage.

Si les condensateurs sont montés en triangle [7]:

$$C_{\Delta} = \frac{P(tg\varphi - tg\varphi')}{3\omega U^2} [F] \quad \text{Équation 86}$$

Avec U = La tension composée

Si les condensateurs sont montés en étoile :

$$C_y = \frac{P(tg\varphi - tg\varphi')}{3\omega V^2} [F] \quad \text{Équation 87}$$

V = La tension simple

Dans la pratique, les condensateurs sont montés en triangle car la valeur de la capacité est trois fois plus petite d'après la relation :

$$C_{\Delta} = \frac{C_y}{3} [F] \quad \text{Équation 88}$$

Remarque :

La mise en service d'un condensateur équivaut à un court-circuit pendant son temps de charge ou de décharge. Les disjoncteurs de protection sont donc choisis avec **déclencheurs à seuil instantané élevé**.

V.4.5. Quelques variantes de compensateurs réactifs actuels [7]

Actuellement les compagnies d'électricité cherchent à augmenter la puissance que peuvent transporter les lignes existantes, sans pour autant compromettre à leur fiabilité et à leur stabilité. Idéalement, une tendance est de les charger à la limite de la capacité thermique des conducteurs, et utiliser toutes les lignes pour porter les charges électriques.

Un de problèmes majeurs est que dès l'apparition d'un défaut (court-circuit ou ouverture intempestive d'une ligne, etc.), un grand réseau peut être déstabilisé en moins d'une seconde. Aujourd'hui, l'utilisation des lignes actives est très exploitée en ce sens qu'elles peuvent réagir presque instantanément pour remédier à ces défauts.

Cette réaction rapide est rendue possible grâce aux thyristors et aux GTO qui peuvent contrôler des courants de quelques milliers d'ampères sous des tensions de quelques milliers de volts. Donc, cette technique est appliquée à des installations dont la puissance va jusqu'à quelques mégawatts.

Dans le paragraphe suivant nous rappelons brièvement quelques contrôleurs à semi-conducteurs qui ont été développés spécialement pour les réseaux alternatifs à savoir :

- Les compensateurs statiques à thyristors (SVC, Static Var Compensator)
- Capacitance série commandée par thyristors (TCSC, Thyristors Controlled Series Capacitor)
- Compensateur statique synchrone à commutation forcée (STATCOM, Static Synchronus Compensator)
- Contrôleur de puissance universelle (UPFC, Unified Power Flow Controller)

V.4.5.1. Les compensateurs statiques à thyristors (SVC)

Nous savons que la tension d'une ligne de transport peut augmenter ou diminuer en branchant un condensateur ou une inductance shunt pour générer ou absorber de la puissance réactive. Cette méthode est rendue automatique en utilisant le compensateur statique.

Le principe est explicité à partir du schéma de la *figure 150* ci-dessous en considérant un réseau monophasé, l'extension en triphasé ne poserait aucun problème.

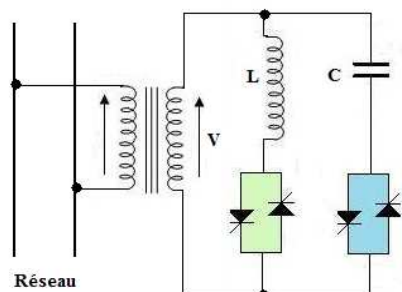


Figure 150 : SVC monophasé

Le compensateur statique est constitué d'un transformateur abaisseur de tension connecté à une inductance L et un condensateur C. Ces charges réactives sont respectivement branchées et débranchées par des contacteurs. D'après notre schéma, il s'agit des gradateurs monophasés dont le fonctionnement d'un tel montage a été développé au chapitre 4.

D'une part, en faisant varier l'angle d'amorçage des thyristors le courant inductif varie de zéro à une valeur maximale calculée à partir de la relation :

$$I_L = \frac{V}{X_L} \quad \text{Équation 89}$$

Où X_L est la réactance inductive et V tension au secondaire du transformateur. La puissance réactive s'écrit :

$$Q = X_L \cdot I_L^2 \quad \text{Équation 90}$$

D'autre part, la valeur maximale du courant capacitif s'exprime par la relation :

$$I_C = \frac{V}{X_C} \quad \text{Équation 91}$$

Où X_C est la réactance capacitive.

La puissance réactive due à la capacité s'écrit :

$$Q = X_C \cdot I_C^2 \quad \text{Équation 92}$$

La courbe V-I du compensateur

Soit I_{Cmax} la valeur maximale de I_C et I_{Lmax} la valeur maximale de I_L . La courbe L montre la relation entre le courant I_L et la tension V , tandis que la courbe C montre la relation entre le courant I_C et la tension V . Sur la *figure 151*, il est d'usage d'apposer le signe négatif à I_C .

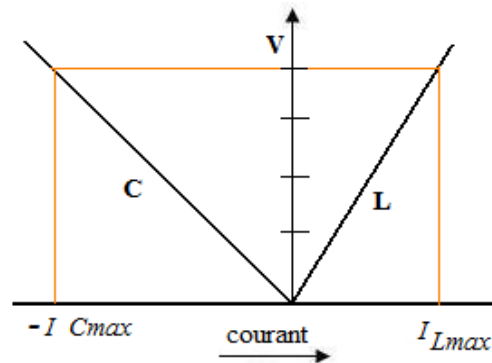


Figure 151 : Courbe V du compensateur

Les droites L et C forment ensemble une courbe en « V » qui correspond aux limites inductives et capacitives du compensateur statique.

Pour augmenter la performance du compensateur, il est possible de mettre en parallèle plus de deux branches comportant des condensateurs en série avec son gradateur.

V.4.5.2. Capacitance série commandée par thyristors

(TCSC, Thyristors Controlled Series Capacitor)

Nous savons qu'il est possible d'augmenter la puissance transitée par une ligne triphasée en y ajoutant une capacitance fixe en série avec chaque phase. Ceci a pour effet de réduire la réactance inductive de la ligne. La puissance active totale deux régions est donnée par [7] :

$$P = \frac{V_A V_B}{X_{eff}} \sin \delta \quad \text{Équation 93}$$

Où

P = Puissance active totale transportée [MW]

V_A = Tension entre phase à l'extrémité A en [kV]

V_B = Tension entre phase à l'extrémité B en [kV]

X_{eff} = Réactance effective de la ligne, par phase [Ω]

δ = Déphasage entre les tensions aux deux extrémités de la ligne en [$^\circ$]

La TCSC permet de varier la puissance P en agissant sur la valeur de X_{eff} .

Le schéma de principe est dessiné à la figure 152.

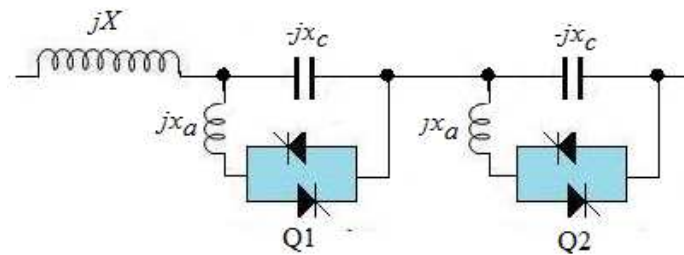


Figure 152 : Une phase d'une ligne avec compensation série TCSC

Où

X = réactance de la ligne

x_c = réactance capacitive

x_a = réactance inductive auxiliaire

Dans cet exemple, suivant la fermeture et l'ouverture des interrupteurs Q1 et Q2, la réactance effective de la ligne peut prendre trois valeurs.

Si Q1 et Q2 sont bloqués,

$$X_{eff} = X - 2x_c \quad \text{Équation 94}$$

Si Q1 seul est allumé,

$$X_{eff} = X + \frac{x_c x_a}{x_c - x_a} - x_c \quad \text{Équation 95}$$

Si Q1 et Q2 sont allumés en même temps, la réactance effective s'écrit :

$$X_{eff} = X + 2 \frac{x_c x_a}{x_c - x_a} \quad \text{Équation 96}$$

Le TCSC peut produire trois valeurs de X_{eff} . Par conséquent, pour un angle de déphasage δ donné entre deux régions, la puissance transmise peut aussi avoir trois valeurs distinctes.

Le changement d'une puissance à l'autre s'effectue en moins d'un demi-cycle.

Ce changement rapide de la puissance constitue un avantage lorsqu'on doit maintenir la stabilité de l'une ou l'autre des deux régions.

La plage de réglage de puissance augmente avec le nombre de capacités mises en série.

V.4.5.3. Compensateur statique synchrone à commutation forcée

(STATCOM ou Static Synchronous Compensator)

Le compensateur est formé par un condensateur alimenté en courant continu, un onduleur triphasé qui ne contient que des composants de puissance des IGBT, des thyristors ou des GTO selon la puissance demandée.

Ci-dessous nous présentons l'onduleur triphasé en pont qui peut jouer ce rôle.

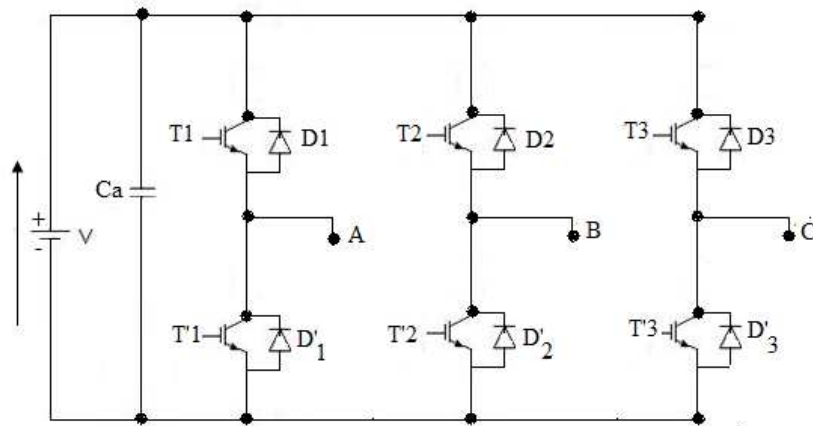


Figure 153 : Convertisseur STATCOM dans sa forme la plus simple

Nous savons que la tension délivrée par ce convertisseur dépend des séquences de commande des interrupteurs.

La figure 154 montre un schéma d'installation de STATCOM :

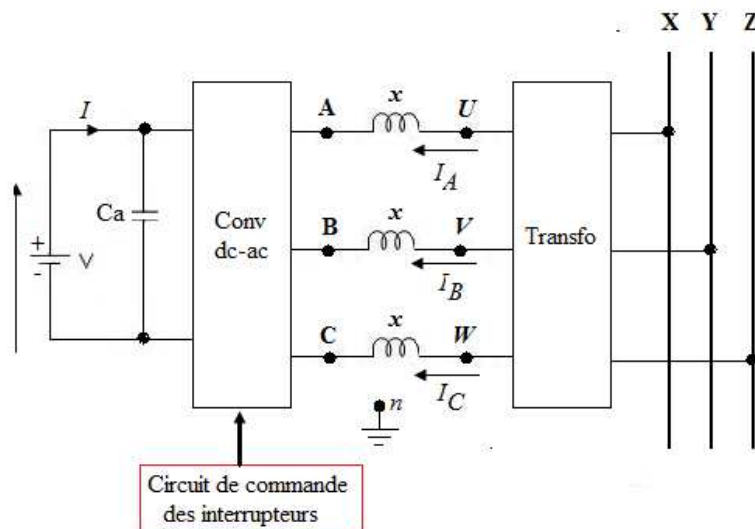


Figure 154 : Principe de fonctionnement d'un STATCOM

où

XYZ représentent le réseau triphasé

UVW sont les secondaires du transformateur

x représente la réactance du transformateur

ABC sont les sorties du convertisseur
 $I_A I_B I_C$ sont les courants dans chaque phase

Fonctionnement

Considérons uniquement la phase A.

Comme le convertisseur doit générer ou absorber de la puissance réactive, le courant I_A doit être en avance ou en retard de 90° par rapport à la tension U_{An} . Pour ce faire, il faut ajuster l'angle de U_{An} par rapport à U_{Un} .

L'expression de I_A s'écrit :

$$I_A = \frac{U_{Un} - U_{An}}{x} \quad \text{Équation 97}$$

Trois cas peuvent se présenter :

- Si $U_{An} = U_{Un}$ le courant I_A est nul, donc la compensation est nulle.
- Si $U_{An} < U_{Un}$ un courant I_A circule dans la réactance x . Ce courant sera en retard de 90° par rapport à U_{Un} . Le compensateur absorbe de la puissance réactive de la ligne. Le compensateur se comporte comme une bobine.
- Si $U_{An} > U_{Un}$ le courant I_A sera en avance de 90° par rapport à U_{Un} , le convertisseur fournit de la puissance réactive à la ligne. Le compensateur se comporte comme un condensateur.

Avec un circuit de commande approprié, il est possible de fournir ou d'absorber la puissance réactive requise par l'installation.

V.4.5.4. Contrôleur de puissance universelle (UPFC, Unified Power Flow Controller)

Le contrôleur UPFC permet de commander à la fois la puissance active et la puissance réactive transportées sur une ligne.

Le fonctionnement est explicité à partir de la figure 155.

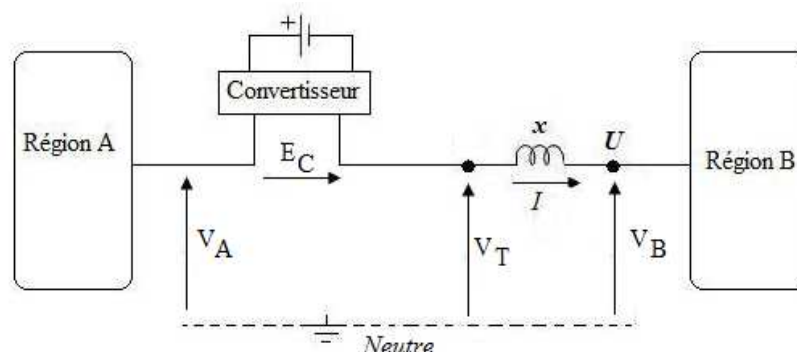


Figure 155 : Introduction d'un compensateur en série avec la ligne

Où x représente l'impédance de la ligne.

Principe

- Si les tensions de ligne V_A et V_B sont égales et en phase, le courant de ligne sera nul car la différence de potentiel entre les deux extrémités est zéro ;
- Si une région A dispose d'un surplus de puissance, ce surplus sera bénéfique pour la région B ;
- La perturbation qui apparaît dans la région A serait moins néfaste si la région B pouvait lui venir en aide.

Pour atteindre ces objectifs, on intercale un convertisseur dc-ac du côté de la région A. Il fournit la tension E_C . Il s'ensuit le diagramme vectoriel de la *figure 156* :

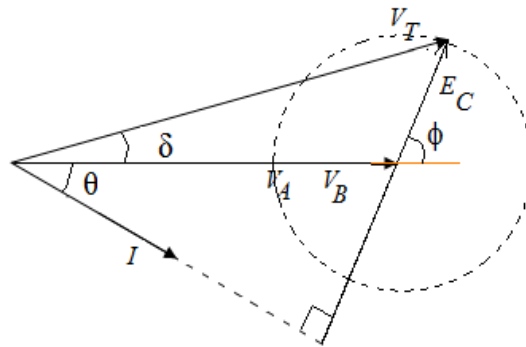


Figure 156 : Diagramme vectoriel du compensateur UPFC

La tension résultante V_T s'écrit :

$$\vec{V}_T = \vec{V}_A + \vec{E}_C \quad \text{Équation 98}$$

Si le déphasage entre V_T et V_B est égal à δ , il s'ensuit qu'une puissance active sera transportée sur la ligne. Cette puissance est donnée par :

$$P = \frac{V_T V_B}{X} \sin \delta \quad \text{Équation 99}$$

Le diagramme vectoriel montre les conditions lorsque V_C est en avance sur V_A et V_B d'un angle ϕ . Il s'ensuit que V_T sera en avance sur V_B d'un angle δ .

Si l'on fait varier l'angle ϕ de la tension V_C générée par le convertisseur tout en gardant l'amplitude de V_C constante, l'extrémité de V_C décrira un cercle. L'extrémité de V_T décrira ce cercle en pointillé.

Par conséquent, l'angle δ changera progressivement d'une valeur maximale positive à une valeur maximale négative en passant par une valeur nulle. Ainsi, selon l'équation 27, la puissance portée par la ligne peut être positive ou négative. De plus, on peut faire varier la puissance en faisant varier l'amplitude de V_C .

Notons que si V_A et V_B sont égales et en phase, le vecteur I sera toujours en retard de 90° par rapport à V_C . Sa valeur est donnée par

$$I = \frac{V_C}{X} \quad \text{Équation 100}$$

Dans ces circonstances, aucune puissance active n'est débitée ni absorbée par le convertisseur.

Cependant, le convertisseur fournit une puissance réactive égale à :

$$Q_C = V_C I \text{ [Var]} \quad \text{Équation 101}$$

Cela correspond précisément à la puissance absorbée par la réactance x de la ligne.

Conséquence sur les régions A et B :

- Si $\phi = 90^\circ$, la région A débitera une puissance active.
- Si $\phi = 270^\circ$, une puissance active de la même valeur débitera de la région B vers la région A
- Lorsque ϕ est ajustée à 0° ou à 180° , on peut forcer la circulation d'une puissance réactive importante de la région A vers la région B et vice versa.

V.5. NOUVEAU COMPENSATEUR REACTIF

L'élément principal de notre nouveau compensateur est le nouveau convertisseur ac-ac déjà étudié. Nos essais ont été limités à 220V/7 A.

V.5.1. Schéma bloc

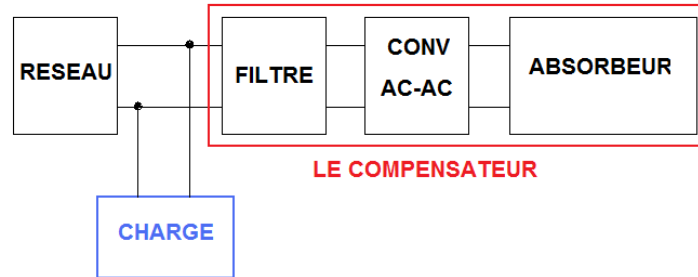


Figure 157 : Schéma bloc du compensateur statique

V.5.1.1. Description

Notre compensateur est composé de trois éléments :

- Un filtre passif passe bas de Butterworth d'ordre deux composé d'une inductance et d'un condensateur.
- Le convertisseur ac-ac récemment étudié.
- L'absorbeur composé d'une résistance en série avec une inductance.
-

Le compensateur est branché en parallèle au réseau avec la charge.

V.5.1.2. Fonctionnement

Initialement, la charge a un facteur de puissance noté f_{pi} . Le but de notre application consiste à ramener le facteur de puissance de la charge à une valeur égale à l'unité à l'aide du compensateur réactif.

Puisque le convertisseur travaille à une fréquence de commutation de l'ordre de 750 Hz, il injectera inévitablement au réseau des harmoniques d'ordres supérieurs. Cette pollution étant indésirable pour tout utilisateur du réseau, la mise en place d'un filtre passe bas s'avère nécessaire.

L'impédance équivalente de l'ensemble filtre-absorbeur va influencer le facteur de puissance de l'installation.

La mise en place d'un condensateur est nécessaire pour compenser l'énergie réactive. Puisque la charge est variable suivant les utilisateurs, ou selon l'enclenchement ou le déclenchement des différents appareils, nous agissons sur le rapport cyclique du circuit de commande du convertisseur pour varier l'énergie réactive générée par un condensateur.

V.5.1.2.1. Importance de la variation du rapport cyclique α_T sur le $\cos\phi$

Tirées des expérimentations, les figures 158 et 159 nous montrent les effets du rapport cyclique sur le déphasage tension courant de réseau en fonction de α_T .

A la figure 31, pour $\alpha_T = 0,83$, et $C=30\mu F$ le courant est en retard par rapport à la tension.

A la figure 32, pour une autre valeur de $\alpha_T = 0.25$, $C=30\mu F$, le courant en avance.

Notons au passage que le déphasage est nul pour $\alpha_T = 0.65$.

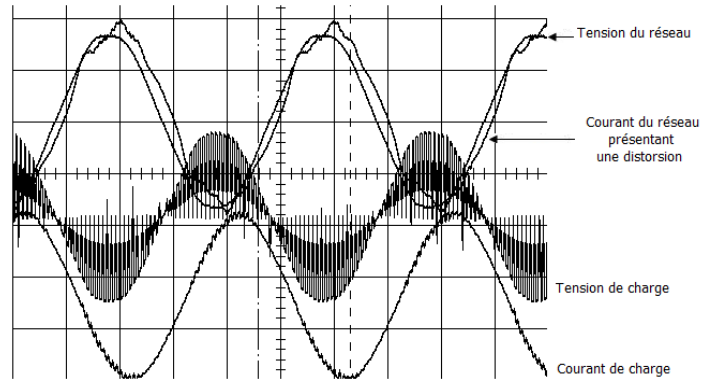


Figure 158 : Pour $\alpha_T = 0.83$, $C=30\mu F$. Le courant est en retard par rapport à la tension

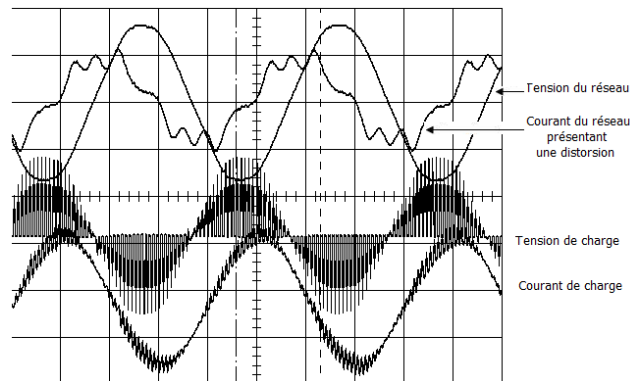


Figure 159 : Pour $\alpha_T = 0.25$, $C=30\mu F$. Le courant est en avance par rapport à la tension

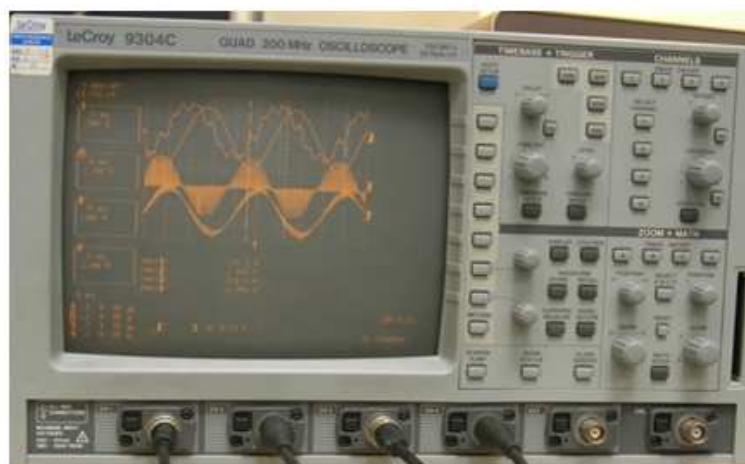


Figure 160 : Allures des tensions et des courants sur l'oscilloscope

Conclusion

Les figures 158 et 159 nous montrent que nous pouvons régler le facteur de puissance en agissant sur le rapport cyclique α_T tout en gardant constante la valeur du condensateur.

V.5.1.2.2. Ordre de grandeur de la valeur du C pour ramener le FP à 1 pour une charge donnée

Notre objectif est de calculer la valeur du condensateur pour ramener le facteur de puissance de l'ensemble charge-compensateur égal à 1.

Dans un premier temps, nous pouvons calculer le condensateur en considérant le cas où la tension est sinusoïdale.

Pour lire simultanément les trois paramètres (P, cosφ, C)
où

P = puissance de la charge

cosφ = facteur de puissance

C = la capacité du condensateur qui ramène le facteur de puissance égal à l'unité,

nous dessinons la courbe en 3D. Ici, nous utilisons le logiciel Matlab 7.3.

Pour cela il suffit d'exprimer l'expression de la capacité en fonction de P et du cosφ ;
Nous trouvons :

$$C = \frac{P\sqrt{1-\cos^2\varphi}}{\omega V^2 \cos\varphi} \quad \text{Équation 102}$$

En posant X=cosφ, nous obtenons l'équation

$$C = \frac{P\sqrt{1-X^2}}{\omega V^2 X} \quad \text{Équation 103}$$

Nous obtenons un abaque programmable dessiné à la *figure 161*:

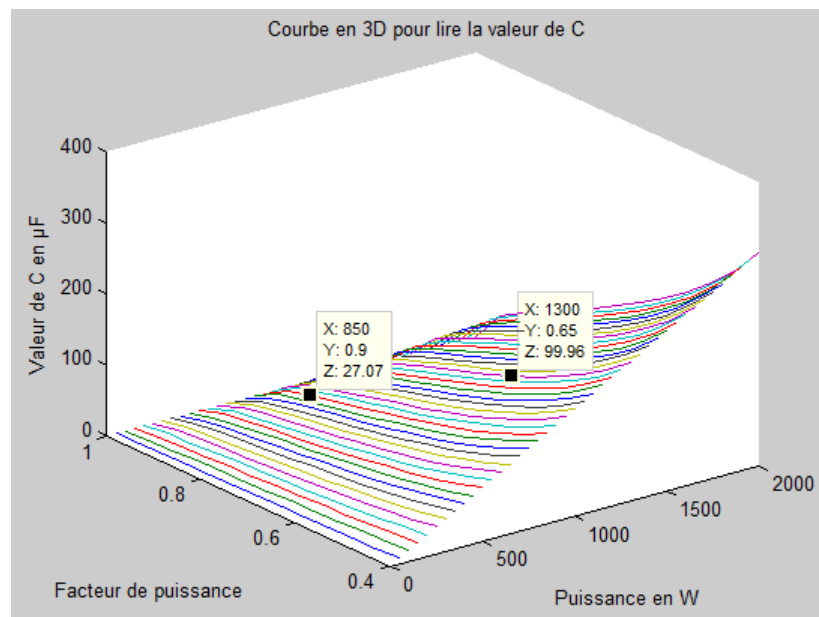


Figure 161 : Courbe en 3D des paramètres (P, cosφ, C), ici nous lisons deux points de fonctionnement:

(P=850 W ; cosφ=0,9 ; C=27,70 µF) et (P=1300 W ; cosφ=0,65 ; C=99,96 µF)

Cet abaque nous renseigne sur :

- les valeurs de C et du facteur de puissance à P constante
Exemples de points de fonctionnement lus :

Puissance en W	cosφ	C en μF
350	0,8	17,26
350	0,85	

Tableau 5 : Lecture de l'abaque à P constante

- les valeurs de C et de P à cosφ constant

cosφ	Puissance en W	C en μF
0,85	1300	61,14
0,85	1150	46,87

Tableau 6 : Lecture de l'abaque à FP constant

Nous tirons deux résultats de ces tableaux :

- La valeur du condensateur diminue quand le FP augmente à puissance constante ;
- La valeur du condensateur augmente avec la puissance à FP constant.

D'après le *tableau 5*, pour compenser l'énergie réactive et garder la même valeur du FP, nous sommes obligés de changer la capacité.

L'intérêt du nouveau convertisseur consiste à garder la même capacité en agissant sur le rapport cyclique de la commande effectuer cette compensation d'énergie réactive.

V.5.2. Etude du filtre de Butterworth [40][78][95]

V.5.2.1. Calcul de l'ordre du filtre

L'ordre du filtre est calculé à partir de l'équation 104, on trouve :

$$n \geq \frac{\log(10^{-\frac{T_n}{10}} - 1)}{2 \cdot \log x} \quad \text{Équation 104}$$

V.5.2.2. Calcul des éléments du filtre

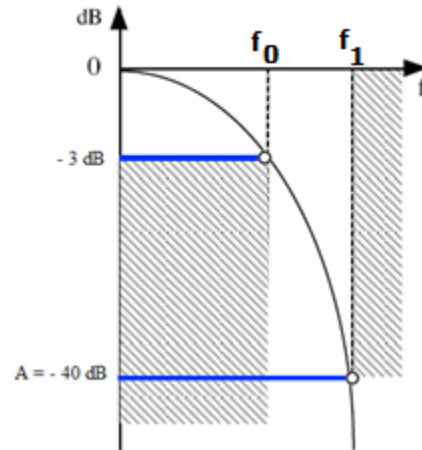


Figure 162 : Gabarit du filtre passif

Dans notre cas, $f_0 = 750$ Hz.

Pour choisir f_1 , nous étudions le comportement du filtre à partir des équations du gain en tension et du gain en courant.

V.5.2.3. Calcul du courant de court-circuit (gain en courant)

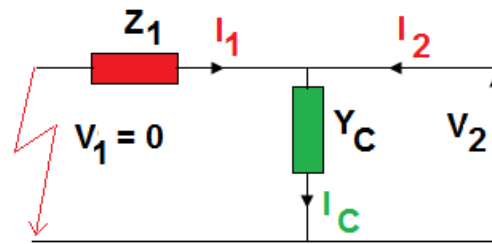


Figure 163 : Schéma équivalent en court-circuit primaire

Les équations qui régissent le système :

$$Z_1 = R + jL\omega ; Y_c = jC\omega ;$$

$$\overline{Y_{cc}} = \frac{\overline{I_1}}{I_2} = \frac{1}{(1 - LC\omega^2) + jRC\omega}$$

Équation 105

$$AN : R = 20 \times 10^{-3} [\Omega] ; L = 3 \times 10^{-3} [H] ; C = 15 \times 10^{-6} [F] ;$$

Le gain en courant est représenté à la figure 164.

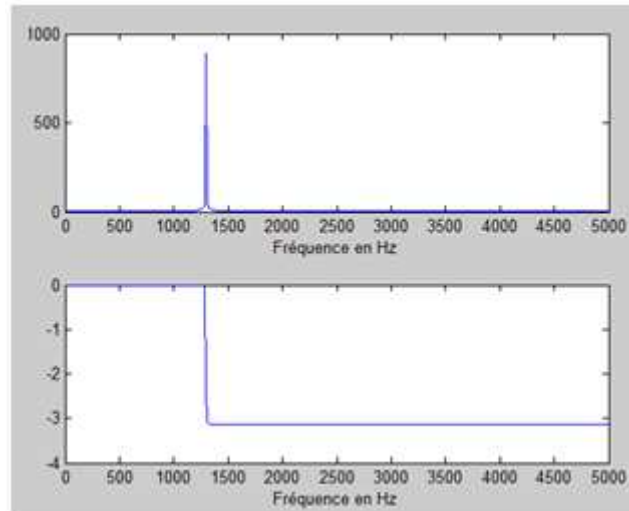


Figure 164 : Gain Y_{cc} pour $R=20e-3\Omega$; $L=20e-3$ H; $C=50e-6\mu F$

Cette courbe montre que la surintensité existerait vers les 1250Hz si le condensateur est de $50\mu F$. Donc la puissance de la charge peut aller jusqu'à 1250 W.

V.5.2.4. Calcul du gain en tension

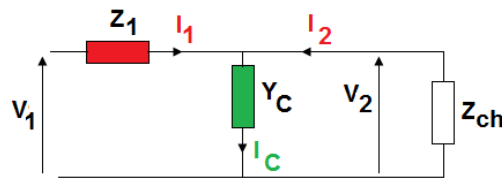


Figure 165 : Schéma équivalent pour calculer le gain en tension

$$Z_1 = R + jL\omega ; Y_c = jC\omega ; Z_{ch} = R_{ch} + jL_{ch}\omega$$

$$\overline{Y_v} = \frac{\overline{V_2}}{\overline{V_1}} = \frac{1}{(1 - LC\omega^2) + jRC\omega + \frac{R + jL\omega}{R_{ch} + j\omega L_{ch}}}$$

Équation 106

Exemples numériques :

$$R=10e-3[\Omega] ; L=10e-3[H] ; C_1=3e-6[F] ; C_2=10e-6[F] ; R_{ch}=10[\Omega] ; L_{ch}=10e-3[H] ;$$

Le diagramme de Bode est dessiné à la figure 166.

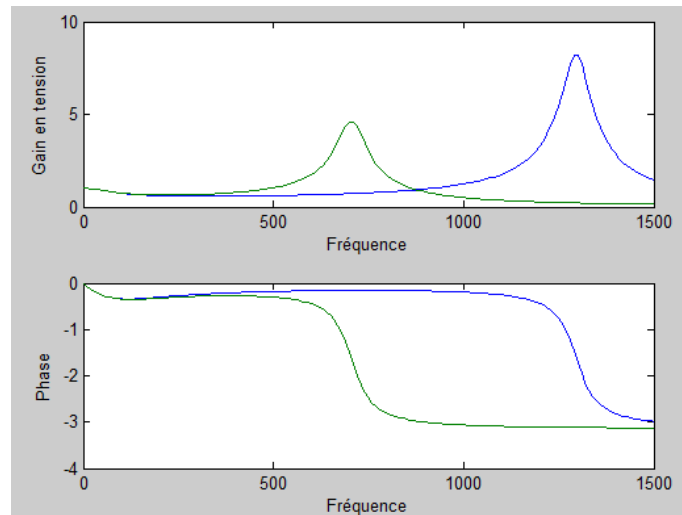


Figure 166 : Diagramme de Bode de Y_v pour deux valeurs différentes du condensateur

$$C1=3\mu F ; C2=10\mu F$$

Plus la valeur du condensateur est élevée, plus la fréquence à laquelle la surtension apparaît diminue. Ici nous avons :

$C=3\mu F$, la surtension apparaît vers 1300 Hz

$C=10\mu F$, la surtension apparaît vers 750 Hz

D'après nos calculs, un condensateur de $10\mu F$ correspond à une puissance de 175 W. Or, nous aimerions travailler jusqu'à une puissance de 1000W.

Nous en déduisons le schéma de notre système :

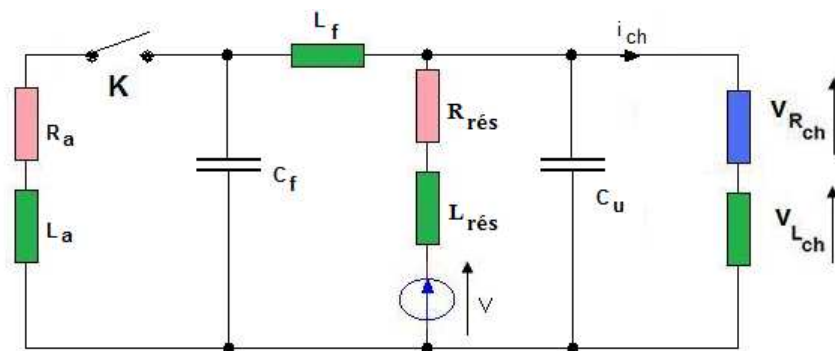


Figure 167 : Schéma de principe du système

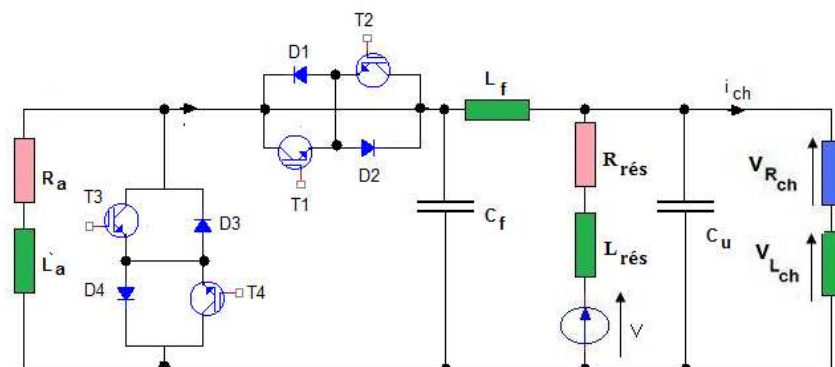


Figure 168 : Schéma de montage convertisseur-charge

C_u = Valeur de la capacité pour ramener le FP à un en régime harmonique

R_a = Résistance de l'absorbeur

L_a = Inductance de l'absorbeur

L_f = Inductance du filtre

C_f = Capacité du filtre

$R_{rés}$ = Résistance du réseau

$L_{rés}$ = Inductance du réseau

V.5.2.5. Calculs des éléments du filtre

En tenant compte des études précédentes, nous choisissons f_1 et nous obtenons le tableau ci-dessous :

Fréquence f_0 en Hz	Fréquence f_1 en Hz	Ordre du filtre	C_f μF	L_f mH
750	6000	2	15	3.0
750	5000	2	15	3.0

Tableau 7 : Quelques valeurs de L_f et C_f selon le choix de f_1

V.6. SIMULATION SOUS MATLAB SIMULINK

Nous simulons avec Matlab Simulink le schéma de la *figure 168*.

Exemples numériques :

$R_a = 10 \Omega$; $L_a = 55 \text{ mH}$; $R_{ch} = 15,48 \Omega$; $L_{ch} = 37$; $C_f = 15 \mu F$; $L_f = 3 \text{ mH}$; $C_{tot} = 220 \mu F$;

$L_{rés} = 3 \text{ mH}$; $R_{rés} = 0.02 \Omega$

Exemple 1 : Pour $\alpha_T = 0,5$

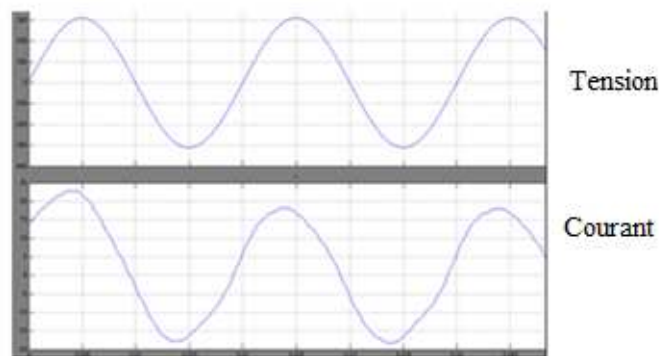


Figure 169 : Allures de v et de i pour $\alpha_T = 0.5$, Le courant est avance par rapport à la tension.

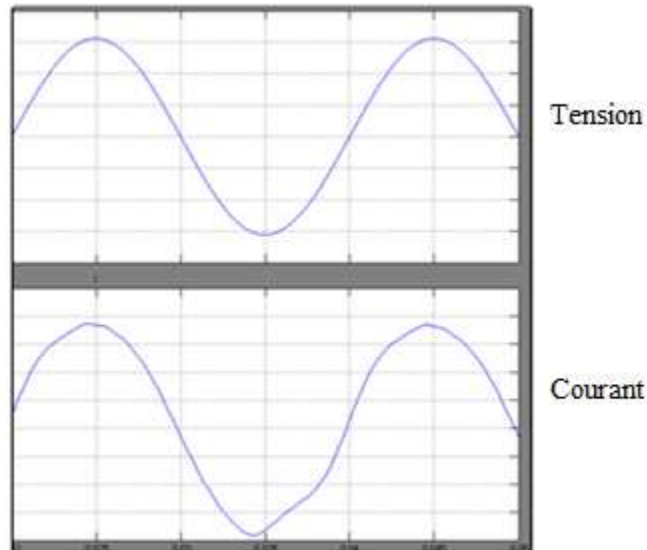


Figure 170 : Allures de v et de i pour $\alpha_T = 0,8$. Le déphasage courant tension est presque nul

Les deux figures (169 et 170) montrent bien que le déphasage courant tension peut être commandé par la valeur du rapport cyclique α_T .

V.7. AVANTAGES DU NOUVEAU COMPENSATEUR ET ETUDES COMPARATIVES

Premier avantage :

Au paragraphe IV.5 nous avons rappelé le fonctionnement de quelques types de compensateurs réactifs à thyristors. Leur utilisation a amélioré les performances techniques de la régulation de tension en réglant les puissances réactives mises en jeu dans une ou plusieurs installations, que ce soit pour des installations isolées ou des installations interconnectées. La rapidité de l'intervention automatique des compensateurs est exploitée.

Cependant, en analysant de près le fonctionnement de gradateurs, qui sont les montages les plus utilisés par ces compensateurs, nous pouvons mettre en évidence la meilleure performance qu'apporte notre nouveau modèle de compensateur.

Pour le gradateur, à partir du moment où un thyristor se met à conduire, ce dernier se bloque naturellement quand le courant qui le traverse s'annule et veut devenir négatif.

Au cas où le compensateur devrait intervenir, il faut attendre la prochaine alternance du courant, c'est-à-dire que l'intervention ne sera effective que sur l'action du deuxième thyristor.

Donc, en cas de défaut, une correction s'exécute dans la deuxième demi-période en bloquant le second thyristor.

Avec notre nouveau compensateur, à l'aide de notre interrupteur bidirectionnel à IGBT, une intervention est possible à tout instant car nous arrivons à effectuer un blocage ou un allumage forcé sans attendre que le courant s'annule de façon naturelle. En termes de réponse indicielle notre compensateur est ainsi plus rapide.

En cas de défaut, nous agissons immédiatement sans attendre ni l'annulation du courant ni le changement d'alternance de la tension.

Deuxième avantage :

Pour les compensateurs réactifs existants chaque gradateur s'enclenche ou se déclenche suivant la valeur de la puissance réactive à compenser,. Plus la plage de cette puissance réactive est grande, plus le nombre d'interrupteurs en série avec un condensateur est élevé (&IV.5).

Avec le nouveau convertisseur, la mise à la conduction et le blocage de l'interrupteur bidirectionnel sont indépendants du signe d'alternance du réseau. Autrement dit, la commutation forcée des IGBT est un atout particulier.

De plus, par une variation de la valeur de α_T , nous élargissons la plage de puissance réactive à régler pour une même valeur de condensateur. Nous diminuons donc fortement le nombre de convertisseurs à installer pour une plage de puissance élevée.

Cela n'exclut pas la mise en place de plusieurs condensateurs qui va encore augmenter la plage de variation des puissances réactives à compenser.

Troisième avantage :

Pour une même puissance réactive à compenser, la valeur du condensateur est faible avec le nouveau convertisseur ac-ac, d'où un autre intérêt de notre nouveau modèle celui de diminuer le coût de l'installation du compensateur réactif.

Pour terminer, précisons que l'utilisation en boucle fermée de notre compensateur reste encore une étude qui mérite d'être approfondie.

Quatrième avantage :

Le cas de fonctionnement anormal du gradateur n'existe pas.

V.8. RESPECT DES NORMES DE COMPATIBILITES ELECTROMAGNETIQUES [65][131]

La *figure 171* nous montre les cinq perturbations générées par un convertisseur. Il s'agit :

- Perturbations en mode commun à l'entrée : Entrée à Châssis
- Perturbations en mode commun à la sortie : Sortie à Châssis
- Perturbations en mode différentiel en Entrée
- Perturbations en mode différentiel en Sortie
- Rayonnements électromagnétiques des champs $\vec{E}$ et $\vec{H}$

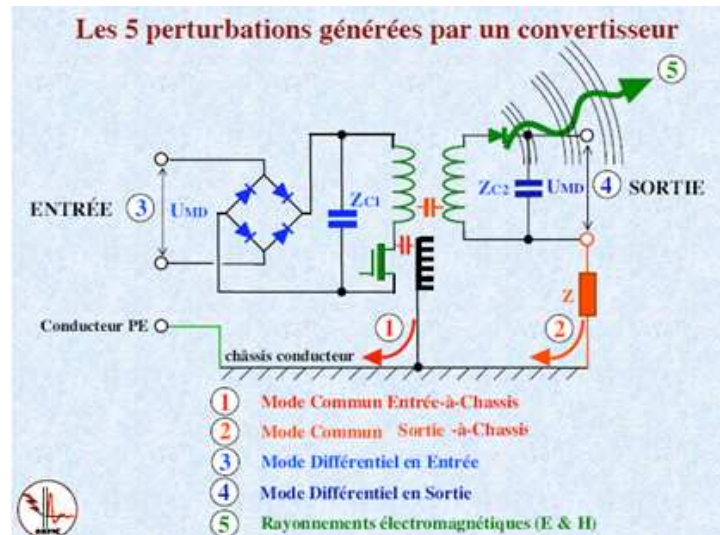


Figure 171 : Les cinq perturbations générées par un convertisseur

Puisque tous les convertisseurs génèrent ces cinq perturbations, ils doivent respecter les normes CEM pour éviter de perturber le fonctionnement des appareils numériques travaillant à haute fréquence.

Nous avons alors testé notre convertisseur qui est couplé directement au réseau s'il respecte ces normes.

Relevés expérimentaux

Nous avons utilisé l'appareil PMM7000 du GREEN pour tester notre nouveau convertisseur.

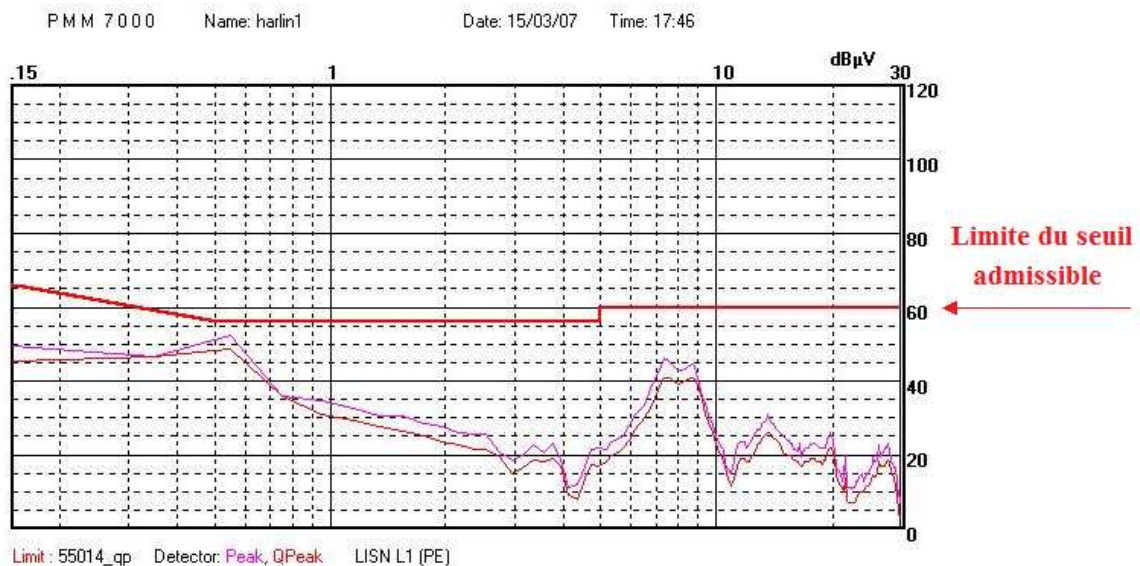


Figure 172 : Test de la compatibilité CEM

Les mesures de perturbations conduites sont données sur la *figure 172*. L'axe x donne la fréquence en échelle logarithmique et l'axe y le niveau de perturbation en dBμV.

Les paramètres du dispositif sont:

$E=230V$, rapport cyclique $\alpha_T = 0.25 ; 0.5 ; 0.75$, la charge $R_{ch} = 20 \Omega$, $L_{ch} = 19mH$.

Les allures générales des courbes obtenues sont à peu près identiques.

A partir de 1MHz, les émissions restent en dessous de la limite imposée par les normes. Ceci signifie que le dispositif présente un comportement acceptable vis-à-vis des pollutions électromagnétiques en mode commun conduit dans la gamme de fréquence 1MHz à 30MHz. Pour les émissions rayonnées des courants de mode différentiel, la structure du bus barre ne présente pas de boucle de courant de section significative (espace de 0.035mm entre les plaques de cuivre). Nous pouvons ainsi prédire que le niveau de ces émissions sera fortement atténué.

Câblage [19]

Nous utilisons un câblage avec des lames fines de cuivre d'épaisseur 0.5mm, séparées par des feuilles isolantes de 0.035mm. Une étude antérieure [19] a montré que si on connecte à la terre les deux plaques extérieures, le comportement de mode conduit commun du dispositif est amélioré. Cela consiste à connecter des éléments passifs de type capacitif et non fictif entre les lames du bus barre et le radiateur.

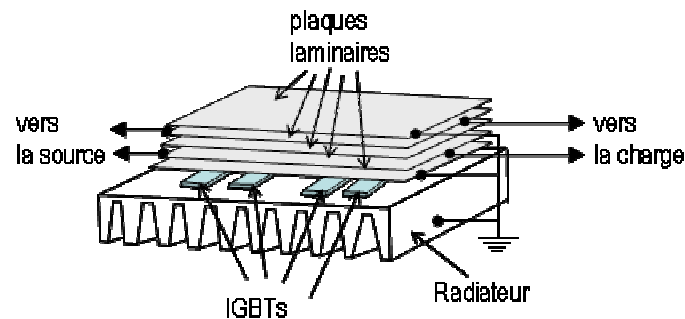


Figure 173 : Câblage avec des lames de cuivre

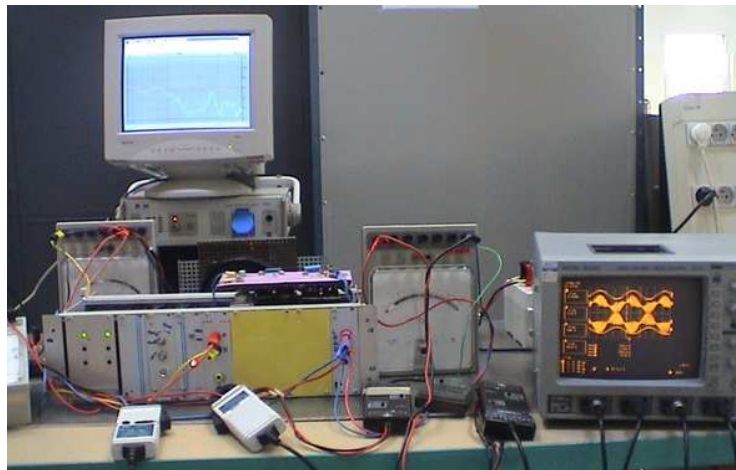


Figure 174 : Photo du banc d'essai de mesure CEM

CONCLUSION

Les résultats obtenus nous permettent de conclure que le convertisseur ac-ac fonctionnera avec un rendement maximal si on respecte toutes les conditions imposées au circuit de commande. Ces contraintes ont été développées au paragraphe V.2.

Le point fort est que la solution proposée est simple. Les composants utilisés sont bon marché. Le prix du convertisseur est très compétitif dans ses applications domestiques ou industrielles. Son utilisation améliorera le facteur de puissance d'une installation domestique ou industrielle, par conséquent il y aura une diminution de la puissance à fournir pour les fournisseurs d'énergie électrique, c'est-à-dire diminution des puissances apparentes des transformateurs et des alternateurs accompagnée d'une augmentation du nombre d'utilisateurs.

L'exploitation de ce convertisseur a certainement un avenir dans la société car une diminution de 10%, par exemple, de la consommation dans un foyer représente une économie de puissance considérable si on estime que des millions de foyer puissent de notre nouveau compensateur.

Mais pour chiffrer cette énergie avec une approximation plus proche de la réalité, il est nécessaire d'avoir à disposition un appareil enregistreur d'une période minimale de 24 heures. Cet appareil n'était pas disponible au moment des expérimentations.

Pour améliorer la qualité de notre compensateur réactif, pour une utilisation de grande envergure, c'est-à-dire à une échelle industrielle, nous proposons la méthode numérique pour générer les signaux de commande des interrupteurs. Dans ce cas, les dérives thermiques des valeurs de composants disparaissent et ne perturbent pas le bon fonctionnement de l'installation. De plus, le passage au système triphasé ne présente pas beaucoup de difficultés si les signaux de commande sont générés numériquement.

L'insertion d'un circuit de régulation du rapport cyclique en fonction de la variation du facteur de puissance des utilisateurs rendra encore plus efficace notre compensateur.

Chapitre VI

CONVERTISSEURS CONTINU-ALTERNATIF

ETUDE, CONCEPTION, REALISATION ET APPLICATIONS DES ONDULEURS AUTONOMES

Dans ce chapitre, nous étudions les onduleurs autonomes classiques. Après avoir passé en revue les différents types d'onduleurs couramment utilisés ainsi que les formes d'ondes délivrées à leur sortie selon la conception du circuit de commande, nous abordons la théorie de réglage par mode de glissement et celle du réglage en cascade que nous appliquerons à l'alimentation d'un moteur synchrone à aimants permanents par un onduleur triphasé en pont.

Le réglage des courants s'effectuent par mode de glissement tandis que le réglage de couple fait appel au régulateur classique.

Ce travail a été effectué en collaboration avec le Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne-SUISSE.

Les expérimentations ont été effectuées dans ce même laboratoire.

VI.1. THEORIES GENERALES SUR LES ONDULEURS AUTONOMES ET ANALYSES HARMONIQUES DES FORMES D'ONDES

VI.1.1. Généralités sur les onduleurs autonomes

Les onduleurs autonomes sont des convertisseurs qui transforment une tension continue en une tension alternative et dont les principaux constituants sont des composants électroniques de puissance qui travaillent en commutation. Par conséquent, la tension alternative obtenue ne sera pas sinusoïdale mais aura, soit une forme rectangulaire, soit une forme en MLI, technique fréquemment utilisée aujourd'hui pour obtenir une onde qui s'approche de l'harmonique fondamental.

Ces techniques de conversions d'énergie nécessitent un examen minutieux de toutes les parties constituantes du convertisseur, à savoir la conception de son circuit de commande, les régimes de commutations des interrupteurs (IGBT par exemple) et leurs « drivers ».

La performance de l'onduleur dépend de la conception du circuit de commande et du choix des composants de puissance.

En réalité, nous sommes intéressés aux tensions purement sinusoïdales. Or, dans la pratique, un onduleur fournit une tension qui comporte des harmoniques. Les taux de ceux-ci sont exprimés par rapport à l'harmonique fondamental.

Deux termes sont prépondérants à cet effet : le taux de distorsion harmonique du courant ou THDi et le taux de distorsion harmonique en tension ou le THDv. Ils sont définis comme suit :

Le taux de distorsion harmonique en tension :

$$THD_v = \frac{\sqrt{v_2^2 + v_3^2 + \dots + v_n^2}}{v_1}$$

Équation 107

Le taux de distorsion harmonique en courant :

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \quad \text{Équation 108}$$

Où

I_n est la valeur en rms de l'harmonique en courant de rang n

V_n est la valeur en rms de l'harmonique en tension de rang n

I_1 est la valeur en rms de l'harmonique fondamental

V_1 est la valeur en rms de l'harmonique fondamental

L'expression de la valeur en RMS s'exprime de la manière suivante :

$$RMS(f(t)) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{(t-T)}^t f(t)^2 dt} \quad \text{Équation 109}$$

où

$f(t)$ = signal périodique contenant des harmoniques

T = fréquence fondamentale

Pour les études théoriques, nous allons exploiter le logiciel Matlab Simulink. Il nous permet de dessiner de façon correcte et précise les allures des tensions et des courants qui traversent la charge pour un montage donné et facilite les analyses harmoniques.

Au cas où une allure purement sinusoïdale est exigée à la sortie de l'onduleur, l'introduction du filtre passif est nécessaire.

Par convention, notons que dans tous les schémas, nous remplaçons les interrupteurs par des IGBT.

VI.1.2. Présentation et symbole

Les onduleurs sont symbolisés par :

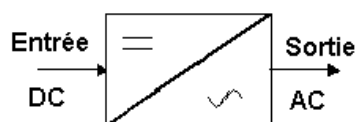


Figure 175 : Représentation symbolique d'un convertisseur dc-ac

Ils reçoivent à leur entrée une tension continue et délivrent à leur sortie une tension alternative qui n'est pas forcément sinusoïdale.

VI.1.3. Les onduleurs autonomes monophasés

Il existe trois types de montages :

- L'onduleur à deux interrupteurs séries
- L'onduleur à deux interrupteurs parallèles
- L'onduleur monophasé en pont

Les deux premiers ne nécessitent que deux interrupteurs tandis que l'onduleur en pont monophasé nécessite quatre interrupteurs.

VI.1.3.1. Onduleur à deux interrupteurs séries

Ce type est représenté dans la *figure 176* :

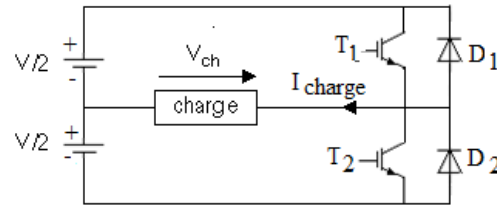


Figure 176: Onduleur à deux interrupteurs séries

Les deux transistors T_1 et T_2 sont assimilables à deux interrupteurs commandés K_1 et K_2 . Leurs commandes doivent être complémentaires pour éviter la mise en court-circuit de la source continue. Les deux diodes assurent la continuité du courant aux cas où la charge est inductive.

Comme nous le savons, l'allure de la tension aux bornes de la charge dépend de la conception du circuit de commande. Sur la *figure 177* ci-dessous, nous présentons la tension et le courant obtenus à partir d'une commande carrée.

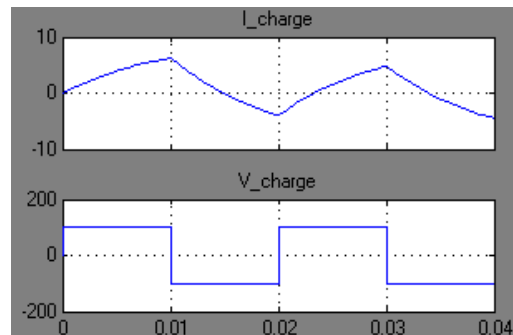
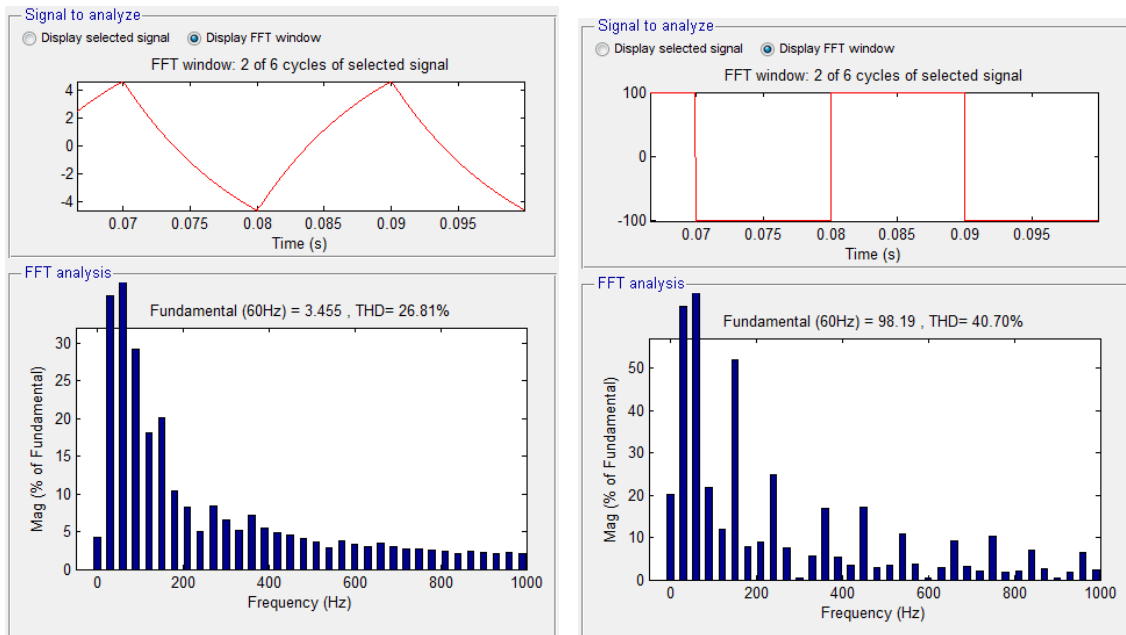


Figure 177 : Allures de I_{charge} et de V_{charge} obtenues avec une commande carrée, $R=10\Omega$ en série avec $L=100\text{mH}$

Les analyses harmoniques du courant et de la tension sont représentées sur la *figure 178*.



(a) Analyse harmonique en courant (b) Analyse harmonique en tension
Figure 178 : Analyses harmoniques en courant THDi = 26,81% et en tension THDv = 40,70%

Ces résultats montrent qu'un tel montage avec sa commande fournit une tension et un courant ayant des THD trop élevés. Dans la pratique, cette commande est donc rarement utilisée.

Au cas où nous utilisons un circuit de commande en PWM, nous obtenons les courbes de la figure 179.

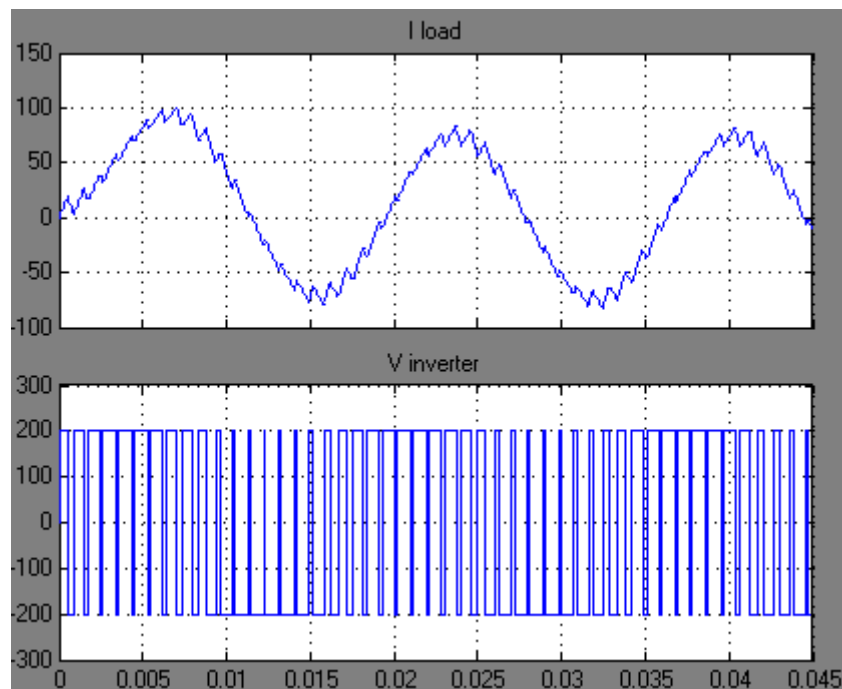
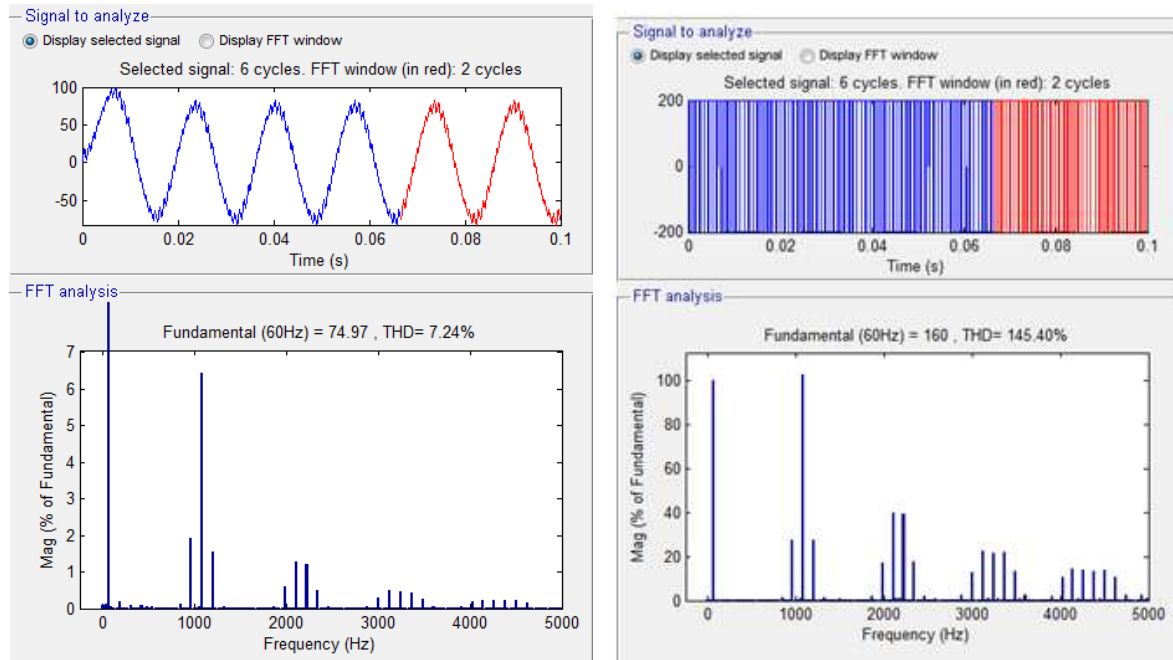


Figure 179 : Allures de i_{ch} (en haut) et de v_{ch} (en bas)

Dans la figure 180, nous présentons les analyses harmoniques du courant et de la tension.



a. Analyse harmonique en courant

b. Analyse harmonique en tension

Figure 180 : Analyses harmoniques

Dans ce cas, le THDi est très faible tandis que le THDv est élevé. Ce montage peut alimenter des charges ayant besoin d'un courant qui s'approche du fondamental et dont le fonctionnement n'est pas perturbé par les harmoniques induites par la tension.

VI.1.3.2. Onduleur à deux interrupteurs en parallèles

Ce schéma est représenté à la figure 181.

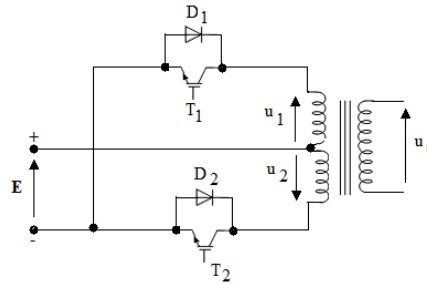


Figure 181 : Onduleur à deux interrupteurs parallèles

Selon le circuit de commande, on peut obtenir les mêmes résultats que les précédents.

VI.1.3.3. Onduleur monophasé en pont

Le montage comprend deux bras d'onduleur (figure 182).

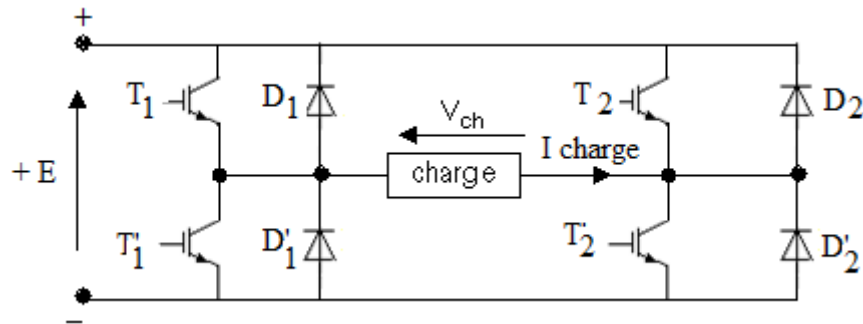


Figure 182 : Onduleur en pont monophasé

En utilisant une commande en PWM, nous obtenons les courbes de la tension et du courant de la *figure 183*.

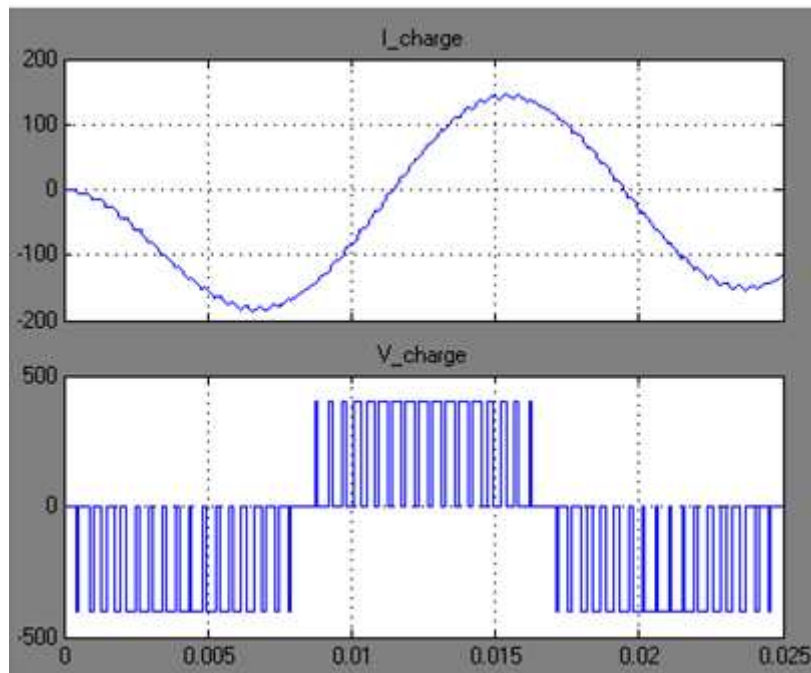
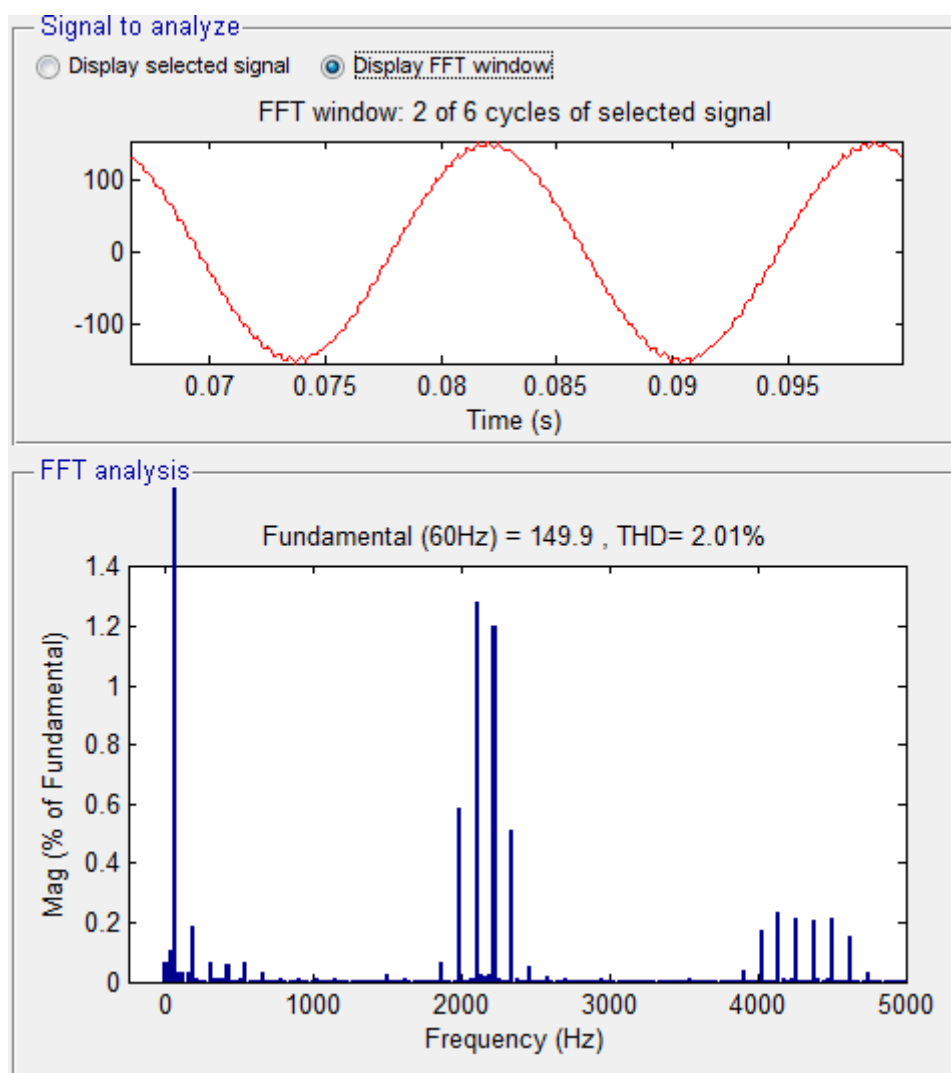


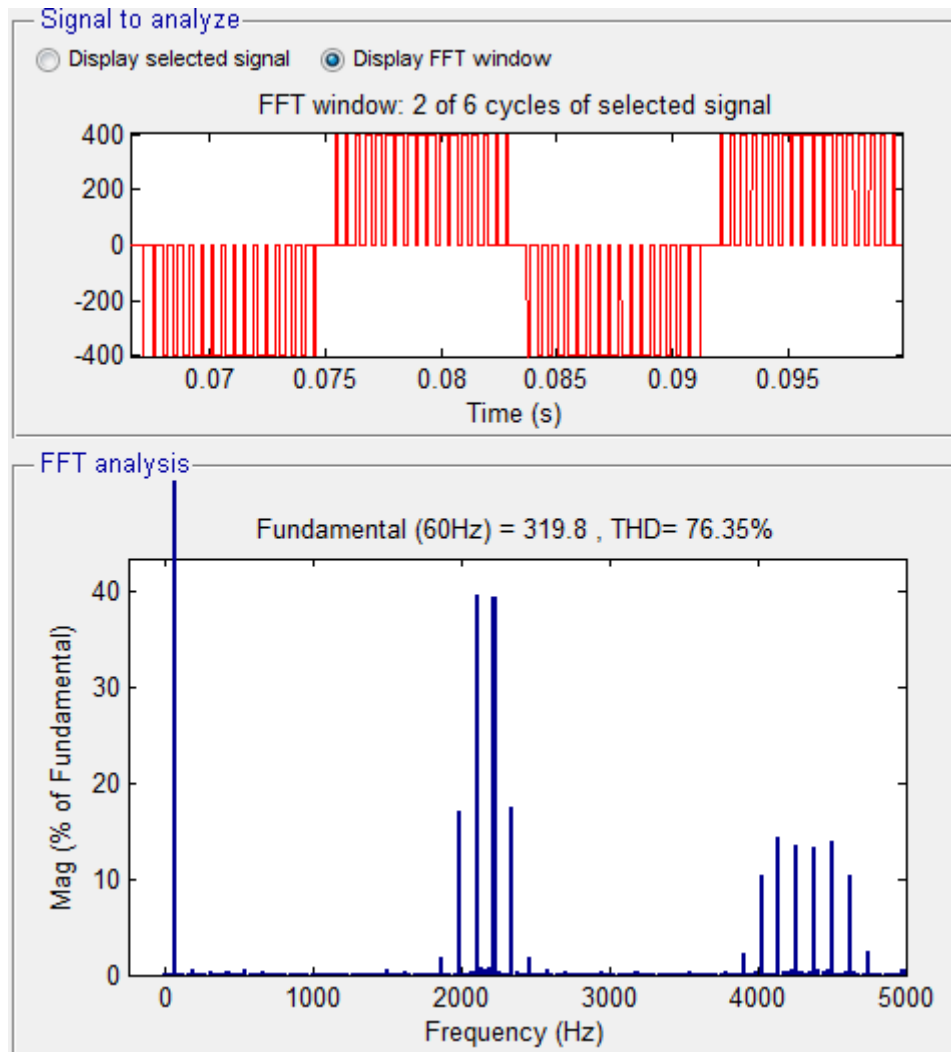
Figure 183 : Allure du courant et de la tension aux bornes de la charge

Les analyses harmoniques sont présentées sur la *figure 184*.

Puisque les interrupteurs travaillent en commutation, la présence des harmoniques est inévitable.



184 a .Analyses harmoniques du courant



184 b. Analyses harmoniques en tension

Figure 184 : Analyses harmoniques du courant et de la tension aux bornes de la charge

De mêmes que les résultats précédents, le taux des harmoniques en courant est faible tandis que celui de la tension est très élevé.

VI.1.4. Onduleur triphasé en pont

L'onduleur en pont triphasé est formé par trois bras. Il comporte six transistors. Comme nous l'avons déjà mentionné, les formes du courant et de la tension dépendent de la conception du circuit de commande.

VI.1.4.1. Schéma de l'onduleur

L'onduleur triphasé en pont est représenté à la figure 185.

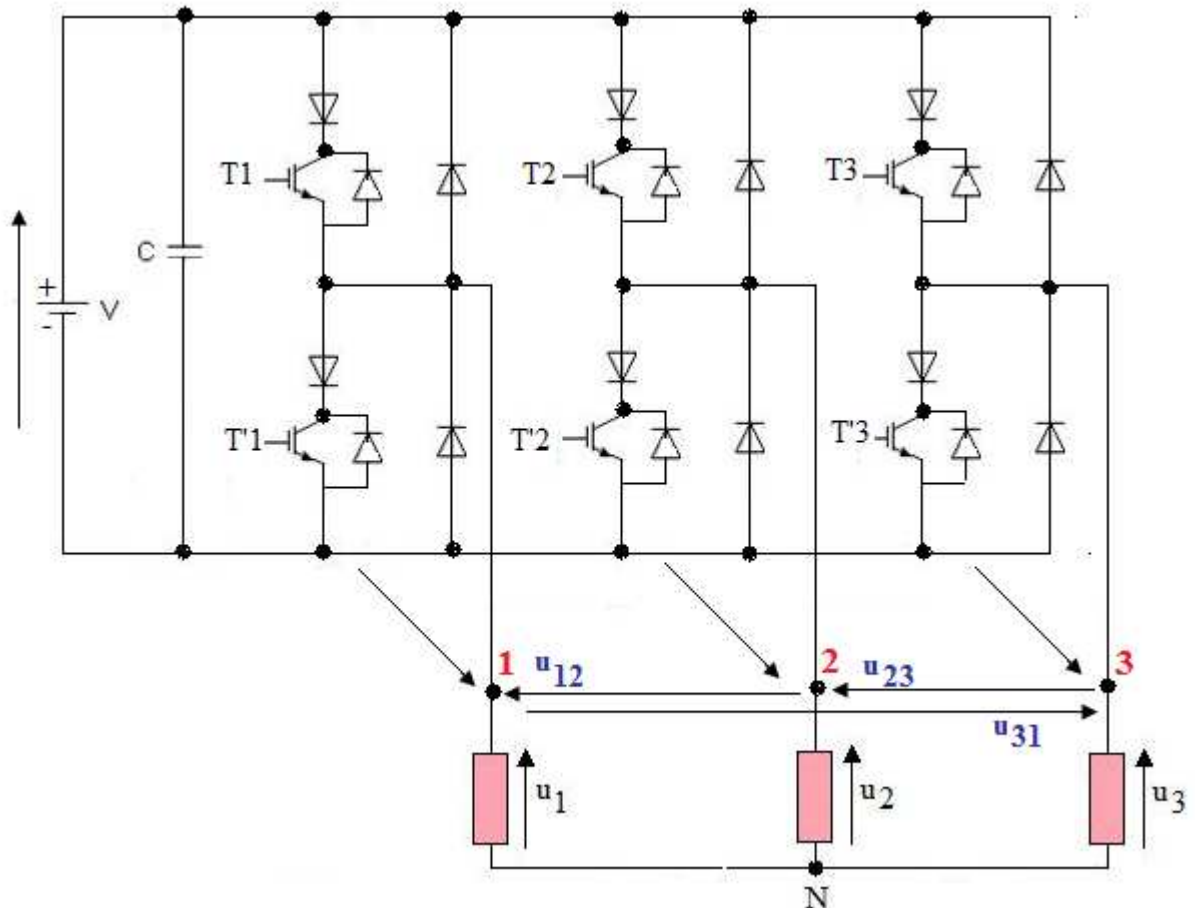


Figure 185 : Schéma de l'onduleur en pont

VI.1.4.2. Exemple et analyse des harmoniques

Utilisons la technique PWM pour commander les six transistors, et utilisons une charge triphasée équilibrée RL série pour chaque phase avec : $R=10\ \Omega$; $L=10\text{ mH}$

Nous obtenons les allures de la tension et du courant sur la *figure 186*:

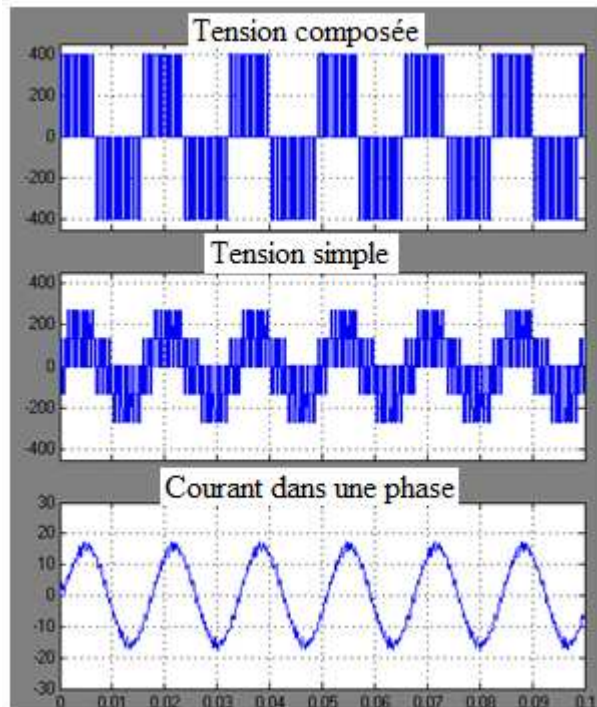


Figure 186 : u_{12} =tension composée, u_1 = tension de phase, i_1 = courant de phase

Analyses harmoniques :

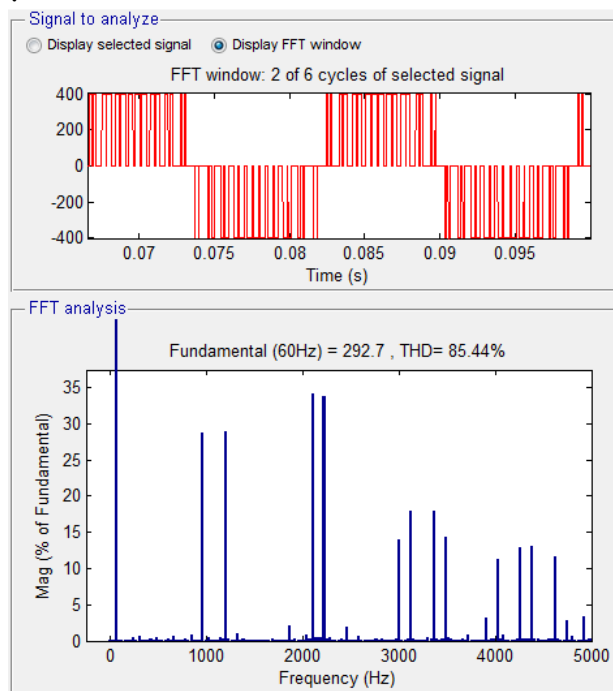
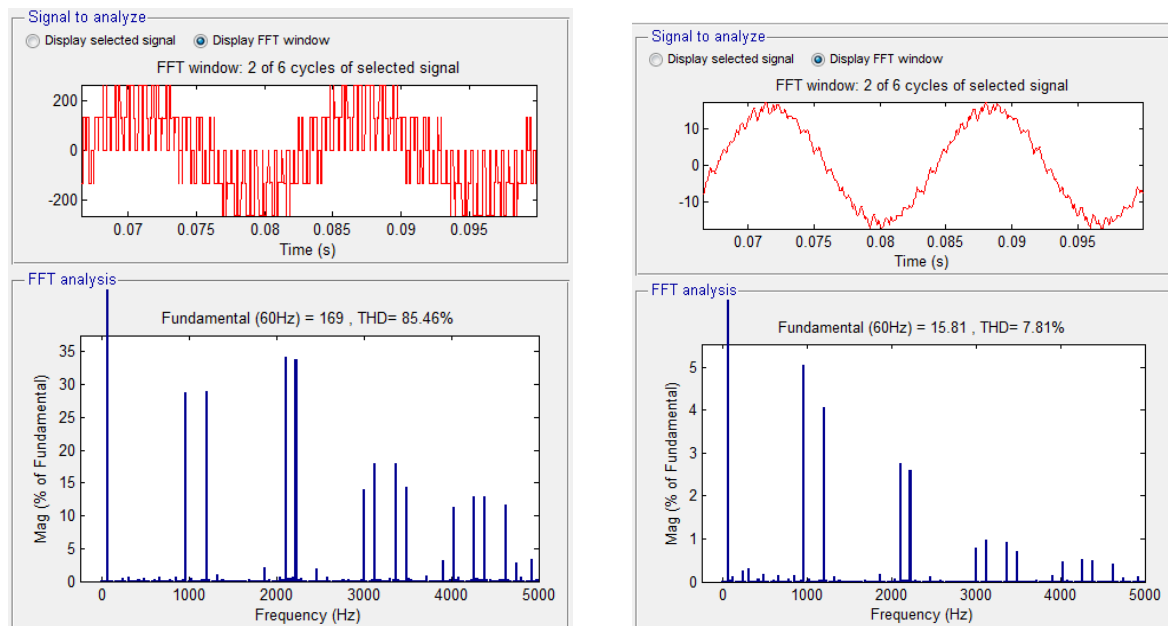


Figure 187 : Analyse harmonique de la tension composée u_{12} $THD_v = 85,44\%$



a. Analyse harmonique de la tension simple
b.

b. Analyse harmonique du courant

Figure 188 : Analyses de la tension et du courant aux bornes de la phase 1

D'après les figures 187 et 188a, les deux valeurs de THD_v sont très élevées, c'est-à-dire que les harmoniques perturbent fortement la tension d'alimentation. Par contre, le THD_i n'est que 7,81% (figure 188b).

Dans une telle situation c'est le courant qui traverse la charge qui a la plus grande importance durant le fonctionnement. L'allure de la tension importe peu.

Sur la figure 189, nous visualisons simultanément les trois courants de phase :

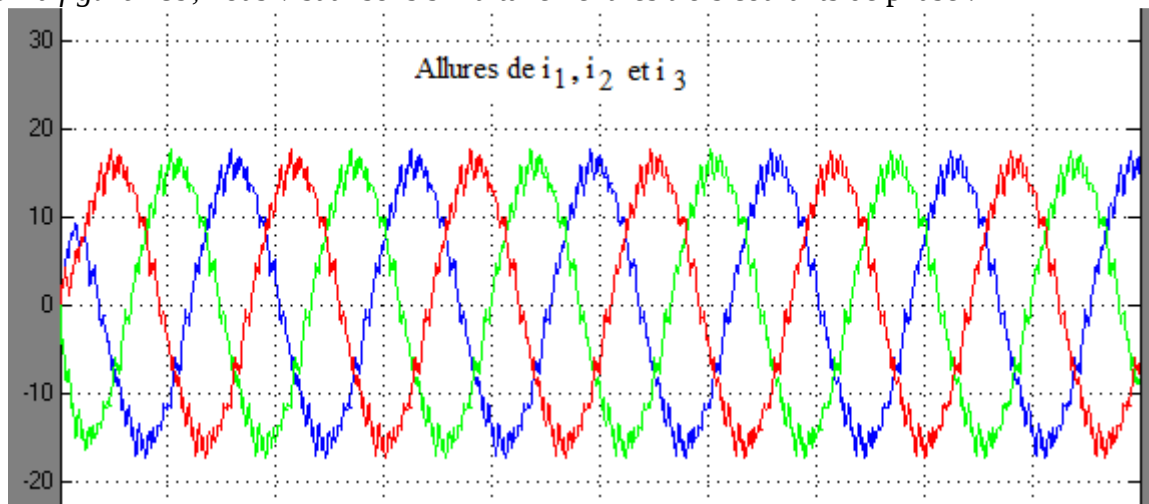


Figure 189 : Allures des trois courants de phase

Si pour une utilisation particulière, la tension ayant un très faible taux d'harmonique est exigée, il faut insérer un filtre entre la charge et le convertisseur. On obtient sur la figure 190 le résultat avec le logiciel Matlab Simulink :

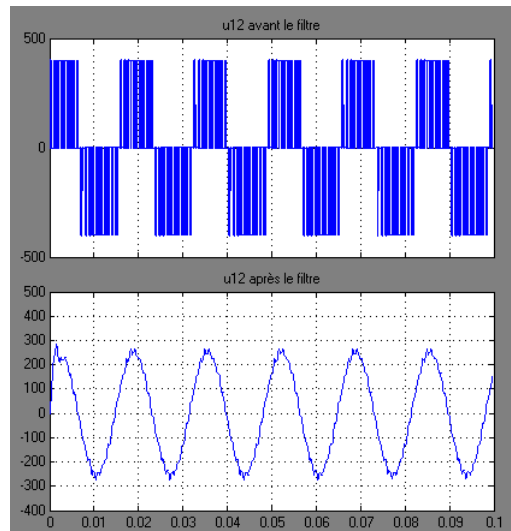


Figure 190 : Tension composée avant le filtre (en haut) et après le filtre (en bas)

Analyses harmoniques :

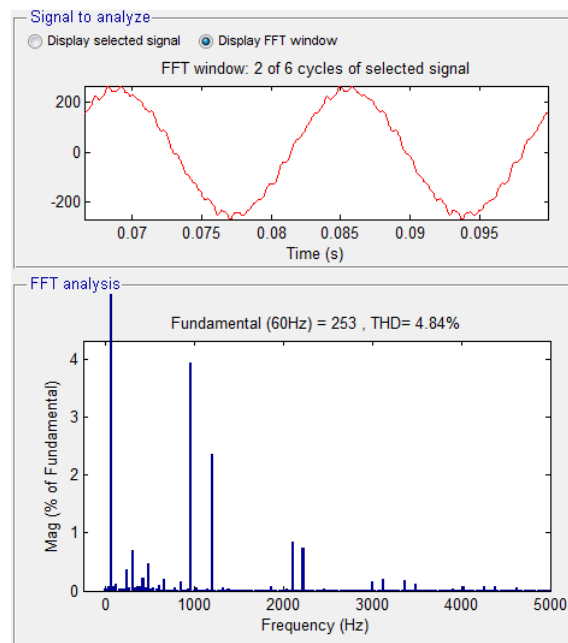


Figure 191 : Analyse harmonique de la tension composée $THD_v = 4,84\%$

La comparaison du résultat de la *figure 187* ($THD_v = 85\%$) avec celui de la *figure 191*, où le $THD_v = 4\%$ montre l'importance du filtre.

Selon le besoin, on impose à la charge un courant proche du sinus ou une tension proche du sinus ou les deux à la fois.

Nous avons résumé le fonctionnement des onduleurs autonomes. Nous avons également mis en évidence l'importance des taux de distorsion harmoniques en courant et en tension. Ce sont des paramètres qui influent beaucoup dans les applications de ces convertisseurs.

Précisons que la forme d'ondes à la sortie de l'onduleur dépend de la conception des séquences de commandes des interrupteurs.

Nous verrons plus tard que le fonctionnement en boucle fermée influe également sur les formes d'ondes à la sortie des onduleurs autonomes.

VI.2. THEORIES GENERALES SUR LE REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

VI.2.1. Les deux configurations

Nous entamons l'étude d'une nouvelle méthode de régulation que nous appliquerons lors de la réalisation. Il s'agit du réglage par mode glissement.

C'est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable où il existe deux configurations possibles [24]:

1. La première configuration repose sur le changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable selon la *figure 192* où le comportement à chaque instant du système à régler est décrit par le vecteur d'état x_s .

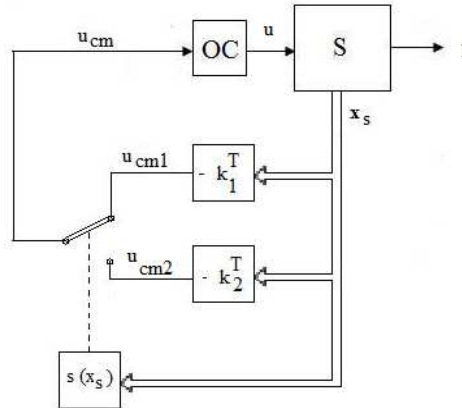


Figure 192 : Changement de structure par commutation d'une contre réaction d'état variable

Le choix de la contre réaction d'état par le vecteur ligne $-k_1^T$ ou $-k_2^T$ se fait à l'aide de la loi de commutation $s(x_s)$. Nous avons :

$$u_{cm} = u_{cm1} = -k_1^T x_s \text{ pour } s(x_s) > 0$$

Équation 110

$$u_{cm} = u_{cm2} = -k_2^T x_s \text{ pour } s(x_s) < 0$$

Équation 111

Le comportement dynamique du système est déterminé par la condition

$$s(x_s) = 0$$

Équation 112

2. La seconde configuration repose sur le changement de structure par commutation au niveau de l'organe de commande selon la *figure 193* où l'organe de commande doit être conçu de telle sorte que la grandeur de commande ne prenne que les deux valeurs constantes $u_{\max}$ et $u_{\min}$.

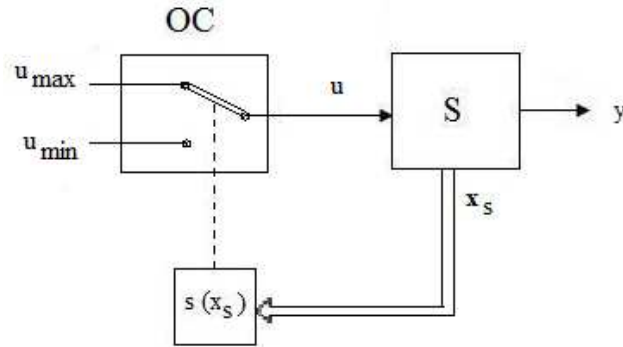


Figure 193 : Changement de structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Nous avons :

$$u = u_{\max} \text{ pour } s(x_s) > 0 \quad \text{Équation 113}$$

$$u = u_{\min} \text{ pour } s(x_s) < 0 \quad \text{Équation 114}$$

Il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée : on dit alors que le système de réglage travaille en mode de glissement.

Le comportement dynamique du système est déterminé par la condition :

$$s(x_s) = 0 \quad \text{Équation 115}$$

VI.2.2. Choix de la configuration

A la figure 192, l'organe de commande reçoit deux tensions de commande u_{cm1} ou u_{cm2} . Cette situation peut provoquer de fortes sollicitations de l'organe de commande qui rendent difficile la réalisation de cette configuration.

A la figure 193, la configuration correspond à deux positions. Avec une loi de commutation rapide d'une position à une autre de l'organe de commande u , c'est-à-dire $u_{\max}$ ou $u_{\min}$, la réalisation est possible s'il existe un montage capable de satisfaire toutes les exigences nécessaires, c'est-à-dire que les commutations soient rapides et les composants de puissance supportent bien les états transitoires.

L'électronique de puissance met à disposition cet organe de commande qui répond parfaitement à ces critères. Notre choix est alors orienté vers cette deuxième configuration.

VI.2.3. Relations générales

On choisit pour loi de commutation la relation suivante :

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + k_w w \quad \text{Équation 116}$$

Où

x_s = vecteur d'état du système à régler de dimension s

k_s^T = vecteur ligne de dimension n_s qui contient les coefficients de contre-réaction d'état

w = grandeur de consigne

k_w = coefficient de l'intervention directe de la valeur de consigne

Le système peut être décrit par les équations d'état :

$$\dot{x}_s = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \quad \text{Équation 117}$$

$$y = c_s^T x_s \quad \text{Équation 118}$$

Où

v = grandeur de perturbation

y = grandeur de sortie

c_s^T = vecteur ligne contenant les coefficients qui lient la grandeur de sortie y et les grandeurs internes $x_{s1}, x_{s2}, \dots$, du vecteur d'état x_s .

VI.2.4. Condition d'existence du mode de glissement

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre $u_{\max}$ et $u_{\min}$ comme le montre la figure 194.

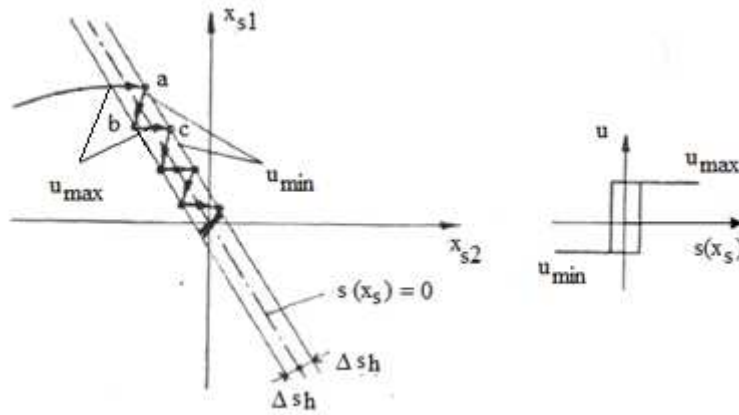


Figure 194 : Existence du mode glissement

Dans ce cas, nous considérons un système à régler de deuxième ordre avec deux grandeurs d'état x_{s1} et x_{s2} . Ce sont les composantes du vecteur d'état x_s .

En admettant une hystérèse sur la loi de commutation $s(x_s) = 0$, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta s_h$.

Sur la figure 194, la trajectoire de u subit des basculements entre les valeurs extrêmes $u_{\max}$ et $u_{\min}$.

Pour faciliter les études théoriques, on suppose une hystérèse infiniment petite. Dans ce cas, la loi de commutation décrit des sauts de faibles amplitudes autour de

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + k_w w = 0 \quad \text{Équation 119}$$

VI.2.5. Grandeur de commande équivalente

Lorsque le système de réglage à structure variable fonctionne en mode de glissement, la condition suivante est toujours satisfaite [24]:

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + k_w w = 0 \quad \text{Équation 120}$$

Donc,

$$\dot{s}(x_s) = 0 \quad \text{Équation 121}$$

C'est à dire

$$\dot{s}(x_s) = -k_s^T \dot{x}_s + k_w \dot{w} = 0 \quad \text{Équation 122}$$

D'après l'équation d'état

$$\dot{x}_s = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \quad \text{Équation 123}$$

Nous écrivons :

$$\dot{s}(x_s) = -k_s^T [A_s x_s + b_s u + b_{sv} v] + k_w \dot{w} = 0$$

En posant $u = u_{eq}$, nous déduisons l'expression de la commande équivalente

$$u_{eq} = -\frac{1}{k_s^T b_s} k_s^T [A_s x_s + b_{sv} v] + \frac{1}{k_s^T} k_w \dot{w} \quad \text{Équation 124}$$

Pour que u_{eq} prenne une valeur finie, il est indispensable que

$$k_s^T b_s \neq 0 \quad \text{Équation 125}$$

C'est une condition intrinsèque pour l'apparition du mode de glissement avec

$$u_{min} \leq u_{eq} \leq u_{max} \quad \text{Équation 126}$$

La figure 195 montre l'allure de u_{eq} .

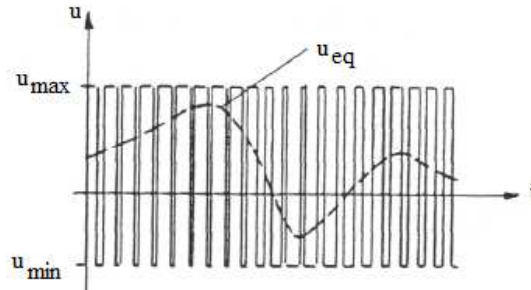


Figure 195 : Grandeur de commande équivalente

VI.2.6. Equation d'état en mode de glissement

Dans l'équation d'état 117, posons $u = u_{eq}$ et remplaçons u_{eq} par son expression suivant l'équation 124.

Après un développement et en faisant une analogie avec l'équation 127,

$$\dot{x}_s = A_s^* x_s + b_{sv}^* v + b_{sw}^* \dot{w} \quad \text{Équation 127}$$

Nous trouvons

$$A_s^* = [1 - \frac{1}{k_s^T b_s} b_s k_s^T] A_s \quad \text{Équation 128}$$

$$b_{sv}^* = [1 - \frac{1}{k_s^T b_s} b_s k_s^T] b_{sv} \quad \text{Équation 129}$$

$$\mathbf{b}_{sw}^* = \frac{1}{k_s^T \mathbf{b}_s} \mathbf{k}_{ws} \mathbf{b}_s \quad \text{Équation 130}$$

VI.2.7. Solution de l'équation d'état

Nous supposons que w et v sont constants. Il s'en suit que

$$\dot{\mathbf{w}} = \mathbf{0} \quad \text{Équation 131}$$

On tire l'expression du vecteur d'état

$$\mathbf{x}_s(s) = (s \cdot \mathbf{1} - \mathbf{A}_s^*)^{-1} [\mathbf{x}_s(0) + \mathbf{b}_{sv}^* \frac{v}{s}] \quad \text{Équation 132}$$

Puisque nous avons à régler par mode de glissement les trois courants statoriques du MSAP, nous nous trouvons au cas d'un système multivariable. Rappelons brièvement ci-dessous les équations fondamentales d'un système multivariable.

VI.2.8. Système multivariable

VI.2.7.1. Equation d'état et loi de commutation

Nous considérons uniquement le cas d'une configuration avec une loi de commutation par contre - réaction d'état sans régulateur intégrateur multivariable selon la *figure 196*.

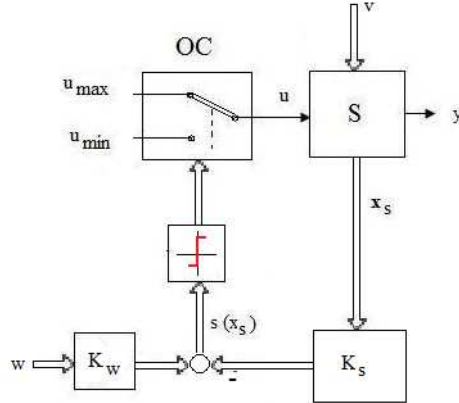


Figure 196 : Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état d'un système multivariable

Pour le système à régler, les équations d'état suivantes sont toujours valables:

$$\dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_s \mathbf{u} + \mathbf{B}_{sv} \mathbf{v} \quad \text{Équation 133}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s \quad \text{Équation 134}$$

Où

$\mathbf{x}_s$ = le vecteur d'état de dimension n_s

$\mathbf{u}$ = le vecteur de commande de dimension m

$\mathbf{v}$ = vecteur de perturbation de dimension q

$\mathbf{y}$ = vecteur de sortie de dimension p (dans notre cas $p=m$)

$\mathbf{A}_s$ = Matrice de système

$\mathbf{B}_s$ = Matrice d'entrée

$\mathbf{B}_{sv}$ = Matrice d'intervention directe de la grandeur de perturbation

C_s = Matrice dont les coefficients lient les éléments du vecteur de sortie y et les éléments du vecteur d'état x_s

La loi de commutation devient :

$$s(x_s) = -K_s x_s + K_w w \quad \text{Équation 135}$$

Où

$s(x_s)$ = le vecteur de dimension m

x_s = vecteur d'état du système à régler de dimension s

K_s = Matrice qui contient les coefficients de contre-réaction d'état

w = grandeur de consigne

K_w = Matrice d'intervention directe du vecteur de consigne

Chaque élément u_k du vecteur de commande u dépend de l'élément $s_k(x_s)$ de la loi de commutation selon :

$$u_k = u_{kmax} \text{ pour } s_k(x_s) > 0 \quad \text{Équation 136}$$

$$u_k = u_{kmin} \text{ pour } s_k(x_s) < 0 \quad \text{Équation 137}$$

Avec $k = 1$ à m

VI.2.7.2. Vecteur de commande équivalente

Pour que le système fonctionne en mode de glissement, la condition suivante devrait être satisfaite :

$$s(x_s) = 0 \quad \text{Équation 138}$$

C'est-à-dire :

$$s_k(x_s) = 0 \text{ avec } k = 1 \text{ à } m \quad \text{Équation 139}$$

Ceci implique

$$\dot{s}(x_s) = -K_s \dot{x}_s + K_w \dot{w} = 0 \quad \text{Équation 140}$$

En introduisant l'équation d'état dans cette équation et en remplaçant u par u_{eq} nous déduisons la nouvelle expression de u_{eq} :

$$u_{eq} = -(K_s B_s)^{-1} K_s [A_s x_s + B_{sv} v] + (K_s B_s)^{-1} K_w \dot{w}$$

$$\text{Équation 141}$$

Il s'en suit que la condition :

$$(K_s B_s)^{-1} \neq 0$$

s'impose pour qu'apparaisse le mode de glissement.

VI.2.7.3. Equation d'état en mode de glissement

On déduit l'équation d'état en mode de glissement en introduisant l'expression de u_{eq} selon l'équation 141 dans l'équation d'état 133 du système multivariable. Nous écrivons :

$$\dot{x}_s = A_s^* x_s + B_{sv}^* v + B_{sw} w \quad \text{Equation 142}$$

Où

$$A_s^* = [1 - B_s(K_s B_s)^{-1} K_s] A_s \quad \text{Equation 143}$$

$$B_{sv}^* = [1 - B_s(K_s B_s)^{-1} K_s] B_v \quad \text{Equation 144}$$

$$B_{sw}^* = B_s(K_s B_s)^{-1} K_w \quad \text{Equation 145}$$

Le réglage par mode de glissement sera appliqué au réglage des trois courants statoriques d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents.

VI.3. ALIMENTATION D'UN MOTEUR SYNCHRON A AIMANTS PERMANENTS PAR UN ONDULEUR TIPHASE EN PONT AVEC REGULATION DE COURANTS ET DE COUPLE

Nous résumons ici les résultats obtenus lors d'une recherche effectuée en collaboration avec le Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne en Suisse, sous la direction du Professeur Hansruedi BUHLER [8].

Pour situer le contexte pédagogique de cette collaboration, parlons brièvement de la Coopération Technique Suisse.

La Coopération Technique Suisse

De 1976 à 1994, la Coopération Technique Suisse (CTS) a soutenu l'Ecole Supérieure Polytechnique de Diégo Suarez (ville appelée actuellement Antsiranana).

Ce soutien est surtout axé sur le programme d'enseignement, des aides apportées par des coopérants techniques suisses et la formation des enseignants malgaches qui prendront la relève plus tard. Il s'agit alors :

- D'envoyer des enseignants de l'EPFL (Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne) ou de l'EPFZ (Ecole Polytechnique Fédérale de Zurich) à Antsiranana pour une durée de deux ans renouvelables ;
- De donner des matériels lourds tels que les machines outils, des oscilloscopes, des photocopies, des machines électriques..., des matériels de TP aux différents laboratoires tels que le laboratoire des Résistances des Matériaux, le laboratoire thermique, laboratoire d'hydraulique...En tout, il existait onze laboratoires qui contribuent à la formation des quatre filières existantes : Electronique, Electricité, Hydraulique et Mécanique.
- De fournir des produits consommables (composants électroniques, matériaux à usiner, différents produits ...)
- D'offrir des bourses pour la formation des enseignants malgaches en vue de l'obtention des diplômes de DEA et de Doctorat Ingénieur

- ...

La Coopération a financé les onze laboratoires locaux. Chaque responsable gère son propre budget. Le montant alloué à chaque laboratoire varie selon le budget proposé par chaque responsable à la Coopération.

Pour ma part, j'ai été nommé Responsable du Laboratoire d'Electronique de Puissance et de Commande et de Réglage (ou Laboratoire d'Electronique Industrielle LEI, appellation de l'EPFL).

Dans ce cadre, les étudiant-enseignants qui réussissent leur examen théorique en DEA bénéficient d'une bourse pour effectuer un stage de 6 mois à l'EPFL pour finaliser leurs travaux de mémoire.

Toujours dans ce même cadre, la Coopération offre une bourse à ceux qu'elle juge apte à terminer leur thèse de doctorat ingénieur.

Le choix du candidat appartient uniquement au Professeur avec qui le stagiaire a travaillé pendant son mémoire de DEA.

Dans ce cadre, j'ai bénéficié d'une bourse pour préparer ma thèse de doctorat d'ingénieur.

L'objectif de mon travail consiste à alimenter un moteur synchrone triphasé à aimants permanents par un onduleur triphasé en pont ayant une puissance de 3 kW sous une tension de 400V. Ce moteur entraînera une génératrice à courant continu ayant une charge variable.

Sous la direction de Monsieur Hansruedi BUHLER, Professeur à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, mes travaux consistaient à :

1. Concevoir et réaliser l'onduleur triphasé en pont avec la commande des transistors (*figure185*). La fréquence de commutation des transistors peut atteindre les 20 kHz. C'est une condition imposée pour le bon fonctionnement de l'installation qui travaille en boucle fermée ;
2. Concevoir et réaliser le réglage par mode de glissement des trois courants statoriques du moteur en considérant un système multivariable selon le modèle d'état ;
3. Concevoir et réaliser le réglage de couple de la machine superposé au réglage des courants.

VI.3.1. Schéma bloc général, description et fonctionnement

VI.3.1.1. Description

Le schéma bloc de l'installation est représenté à la figure 197.

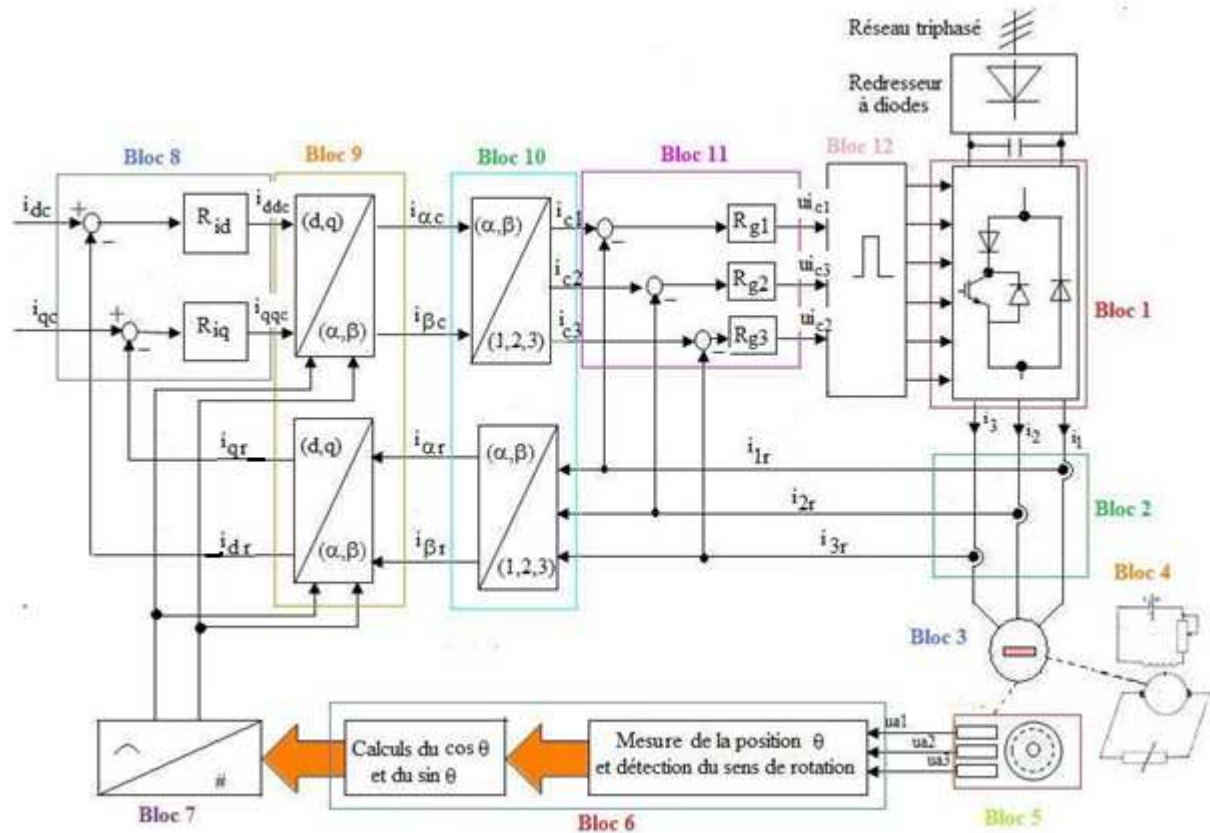


Figure 197 : Schéma bloc de l'installation

Bloc 1 : L'onduleur en pont est formé par six transistors et douze diodes ;

Bloc 2 : Il comporte trois capteurs de courant. Chaque phase a son propre capteur de courant

i_{1r} = image du courant réel dans la phase 1

i_{2r} = image du courant réel dans la phase 2

i_{3r} = image du courant réel dans la phase 3

Bloc 3 : Moteur synchrone triphasé à aimants permanents (MSAP, 3kW-400V))

Bloc 4 : Génératrice à courant continu représentée avec la charge

Bloc 5 : Capteur de position fixé sur le rotor du MSAP et indicateur du sens de rotation.

Bloc 6 : Traitement numérique de la position θ du rotor avec les calculs du $\cos\theta$ et du $\sin\theta$ sous forme digitale

Bloc 7 : Convertisseur numérique analogique (CNA)

Bloc 8 : Régulateurs du couple recevant à ses entrées les images des valeurs de consigne et les valeurs réelles de i_d et de i_q . De plus, il délivre les signaux i_{ddc} et i_{qqc} qui entreront dans le bloc 9.

- i_{dc} = image de la valeur de consigne du courant i_d
- i_{qc} = image de la valeur de consigne du courant i_q
- i_{dr} = image de la valeur réelle du courant i_d
- i_{qr} = image de la valeur réelle du courant i_q
- i_{ddc} = sortie du régulateur de i_d . Il est en même temps l'une des entrées de la conversion de coordonnées $(d,q) \rightarrow (\alpha,\beta)$ dans le sens direct
- i_{qqc} = sortie du régulateur de i_q . Il est en même temps l'une des entrées de la conversion de coordonnées $(d,q) \rightarrow (\alpha,\beta)$ dans le sens direct

Bloc 9 : Les conversions de coordonnées $(\alpha,\beta) \rightarrow (d,q)$ et son inverse

- $i_{\alpha c}$ = image de la valeur de consigne de courant i_α suivant les axes (α,β)
- $i_{\beta c}$ = image de la valeur de consigne de courant i_β suivant les axes (α,β)

Bloc 10 : Les conversions de coordonnées $(1,2,3) \rightarrow (\alpha,\beta)$ et son inverse

- i_{c1} = image de la valeur de consigne du courant dans la phase 1
- i_{c2} = image de la valeur de consigne du courant dans la phase 2
- i_{c3} = image de la valeur de consigne du courant dans la phase 3

Bloc 11 : Régulateur par mode glissement des trois courants statoriques

- uc_{i1} = tension de commande à la sortie du régulateur du courant de la phase 1
- uc_{i2} = tension de commande à la sortie du régulateur du courant de la phase 2
- uc_{i3} = tension de commande à la sortie du régulateur du courant de la phase 3

Bloc 12 : Circuits de mise en forme, de temps mort, d'initialisation et de protection contre les surintensités

VI.3.1.2. Fonctionnement

Notre système fonctionne en boucle fermée. Nous avons un réglage en cascade : un réglage de courants superposé à un réglage de couple.

La valeur de consigne i_{dc} du réglage de couple est introduite à l'aide d'un potentiomètre, de même pour la valeur de consigne i_{qc} .

Les sorties des régulateurs R_{iq} et R_{id} nous fournissent les valeurs de consigne des courants suivant les axes d et q : i_{ddc} et i_{qqc} .

Grâce au capteur incrémental représenté par le bloc 5, nous obtenons la position θ du rotor. Nous en déduisons les valeurs de $\cos\theta$ et de $\sin\theta$, paramètres utiles pour effectuer les conversions de coordonnées $(d,q) \rightarrow (\alpha,\beta)$ et son inverse représenté par le bloc 9.

A la sortie du bloc 9 nous obtenons les grandeurs de consignes $i_{\alpha c}$ et $i_{\beta c}$ qui entrent dans le bloc 10.

Grâce à la conversion de coordonnées $(\alpha, \beta) \rightarrow (1, 2, 3)$ nous obtenons les grandeurs de consignes triphasées i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} à la sortie du bloc 10.

Ces grandeurs entrent dans le bloc 11 où s'effectuent les réglages par mode par glissement des trois courants statoriques car ce bloc reçoit également les valeurs réelles des trois courants statoriques. Les sorties des régulateurs fournissent les trois signaux de commande u_{ic1} , u_{ic2} et u_{ic3} .

Les signaux u_{ic1} , u_{ic2} et u_{ic3} seront ensuite traités dans le bloc 12 pour fournir les six signaux de commandes des transistors. A ce niveau, nous introduisons aussi les temps morts, les circuits d'initialisation et de protection contre les surintensités.

Les trois capteurs de courant du bloc 2 fournissent les images des courants statoriques réels i_{1r} , i_{2r} et i_{3r} . Ces trois grandeurs traversent successivement les convertisseurs de coordonnées inverses $(1, 2, 3) \rightarrow (\alpha, \beta)$ puis $(\alpha, \beta) \rightarrow (1, 2, 3)$ pour fournir les grandeurs réelles suivant les axes d et q : i_{dr} et i_{qr} . Ces grandeurs sont introduites dans les régulateurs de courants suivant les axes d et q.

VI.3.2. Principe général du réglage de couple

Les représentations magnétiques et électriques suivant les axes d et q de la machine permettent d'écrire des équations qui aboutissent à une expression du couple électromagnétique en fonction du flux et des courants statoriques d'après l'équation [6] :

$$m_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad \text{Équation 146}$$

où

m_e = Couple électromagnétique en valeur relative

i_q = Courant statorique suivant l'axe q en p.u.

i_d = Courant statorique suivant l'axe d en p.u.

ψ_d = Flux total à travers la bobine équivalente au stator suivant l'axe d

ψ_q = Flux total à travers la bobine équivalente au stator suivant l'axe q

Pour avoir un couple maximum à tout instant, à l'aide du régulateur, nous imposons $i_d = 0$.

Donc, l'équation 49 s'écrit :

$$m_e = \psi_d i_q \quad \text{Équation 147}$$

Puisque [6]

$$\psi_d = \theta_a + M_{dD} i_D \quad \text{Équation 148}$$

Où

- θ_a = potentiel magnétique de l'aimant

- M_{dD} = Inductance mutuelle entre les amortisseurs et l'inductance statorique suivant l'axe d

Le flux ne dépend que de l'interaction entre l'enroulement équivalent statorique suivant l'axe d et l'aimant. Nous savons que le courant i_D qui traverse les amortisseurs n'intervient que pendant le démarrage. Donc, en régime permanent, le flux vaut :

$$\psi_d = \theta_a \quad \text{Équation 149}$$

L'expression du couple s'écrit :

$$m_e = \theta_a i_q \quad \text{Équation 150}$$

Puisque θ_a est constant, le couple est proportionnel au courant i_q . Cette équation est fondamentale dans la conception du fonctionnement de l'installation.

D'après la *figure 197*, imposer un couple à la machine revient à donner une valeur au courant i_d .

Le système se comporte alors comme un moteur à courant continu sans collecteur.

VI.3.3. Application au réglage des courants par mode de glissement

Principe

Nous avons un moteur synchrone triphasé à aimants permanents alimenté par un onduleur triphasé en pont dont les trois courants statoriques seront à régler par mode de glissement. D'après [24], la mise en équation du système à régler nous donne son équation d'état du système :

$$\dot{\mathbf{i}}_k = \mathbf{A}_s \mathbf{i}_k + \frac{1}{r} \mathbf{A}_s \mathbf{u}_{ik} - \frac{1}{r} \mathbf{A}_s \mathbf{u}_k \quad \text{Équation 151}$$

Où

$$\mathbf{A}_s = \begin{pmatrix} -\frac{1}{rT_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{rT_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{rT_s} \end{pmatrix} \quad \text{Équation 152}$$

$\mathbf{i}_k$ = vecteur d'état dont les éléments sont les trois courants statoriques i_1 , i_2 et i_3

$\mathbf{u}_k$ = vecteur de commande dont les éléments sont les tensions de phase à la sortie de l'onduleur u_1 , u_2 et u_3 .

u_{ik} est la tension induite de transformation. Elle intervient comme une grandeur de perturbation:

$$u_{ik} = \sum_{l=1,2,3} L_{kl} \frac{di_l}{dt} + \frac{dM_{mk}}{dt} \theta_a \text{ avec } l \neq k$$

$$\text{Équation 153}$$

Où

L_{kl} = Inductance mutuelle entre les deux phases k et l

M_{mk} = Inductance mutuelle entre un enroulement de la phase k du stator et l'aimant

$r = \frac{R}{\hat{U}_{sn}/\hat{I}_{sn}}$ = Résistance relative statorique

R = Résistance statorique

$\hat{U}_{sn}$ = Valeur de crête de la tension nominale

$\hat{I}_{sn}$ = Valeur de crête nominale du courant

L = Inductance statorique

$T_s = \frac{L}{R}$ = Constante de temps électrique

Par analogie avec l'équation d'état d'un système multivariable, nous pouvons régler par mode de glissement le vecteur d'état i_k si la condition sur la loi de commutation est satisfaite, c'est-à-dire $s(i_k) = 0$.

Nous déduisons de cette analogie la configuration représentée à la *figure 198*.

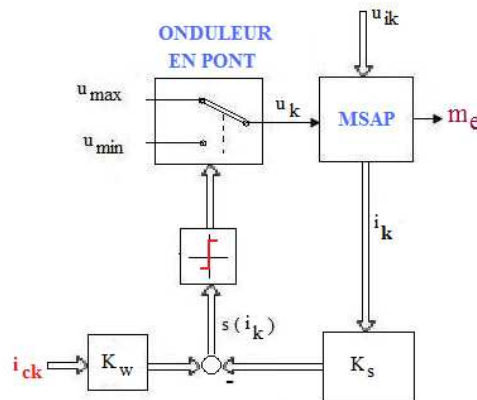


Figure 198 : Configuration du réglage par mode de glissement des courants statoriques du MSAP

Cette figure est identique à la *figure 196* en procédant aux substitutions suivantes :

- Organe de commande → Onduleur triphasé en pont
- Système à régler S → MSAP
- Vecteur d'état x_s → Les courants de phase i_k
- La loi de commutations(x_s) → La loi de commutation $s(i_k)$
- La grandeur de commande w → Le vecteur i_{ck} .

Dans notre système ces trois courants de consigne sont les paramètres de sortie du réglage de couple.

- Le vecteur de perturbation → Les tensions induites de transformation u_{ik}
- La grandeur de sortie y → Le couple électromagnétique m_e

VI.3.3.1. Loi de commutation

Dans notre cas, d'après la *figure 198* la loi de commutation s'écrit :

$$s(i_k) = -K_s i_k + K_w i_{ck} \quad \text{Équation 154}$$

où K_s est la matrice de contre-réaction d'état et K_w la matrice de l'intervention directe de la grandeur de consigne.

Dans la pratique, un régulateur à action à deux positions effectue le réglage par mode de glissement. Ainsi, la loi de commutation possède une hystérèse comme nous le voyons sur la figure 199.

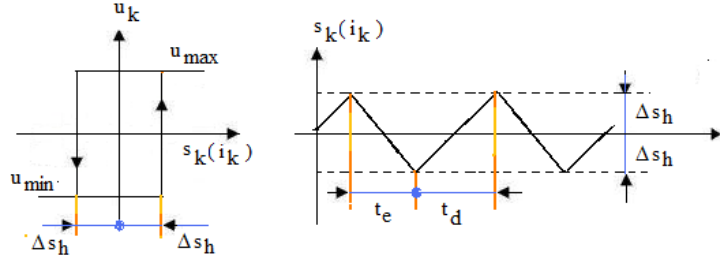


Figure 199 : Loi de commutation avec hystérèse

Cette loi s'écrit :

$$s_k(i_k) = \pm \Delta s_h \quad \text{Équation 155}$$

venant du fait que dans un système triphasé équilibré

$$\sum_{k=1}^3 i_k = 0 \quad \text{Équation 156}$$

le courant de phase commute entre les deux valeurs limites imposées par Δs_h et d'autre part élément u_{ki} du vecteur de commande u_k dépend de l'élément $s_k(i_k)$ de la loi de commutation selon la règle :

$$u_k = u_{kmax} \text{ pour } s_k(i_k) > 0 \quad \text{Équation 157}$$

$$u_k = u_{kmin} \text{ pour } s_k(i_k) < 0 \quad \text{Équation 158}$$

VI.3.4. Résultats expérimentaux

Toutes les légendes sont relatives à la figure 197. Durant tous les essais, la génératrice à courant continu est chargée.

Sur la figure 200 la valeur de consigne passe d'une valeur positive à une valeur négative. Cela se traduit par un changement de sens de rotation du moteur. Nous voyons aussi la précision dynamique due aux commutations $\pm \Delta s_h$ de l'hystérèse.

Pendant, la descente du signal de consigne, la valeur réelle de i_{cq} s'écarte de la consigne. Cela vient d'une valeur inappropriée de la constante de temps du régulateur qui a besoin d'être ajustée expérimentalement.

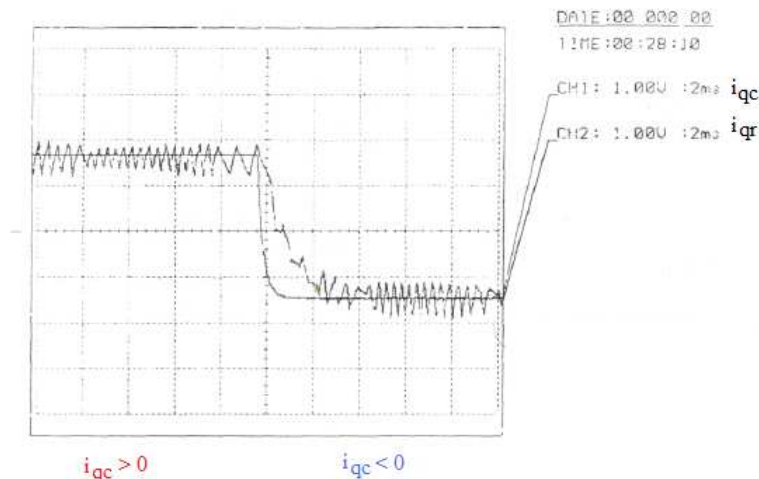


Figure 200 : Comportement du régulateur lors d'un saut de consigne de i_{qc} .

Sur la *figure 201*, nous visualisons les trois courants réels et le courant de consigne de la phase 1 qui sort du bloc de conversion de coordonnée (α, β) $\rightarrow$ (a,b,c).

Ici, le phénomène de glissement est bien visible et est caractérisé par les ondulations des courants très accentuées dans certains intervalles. Ces accentuations différentes viennent des caractères différents des composants électroniques (transistors de puissance, les amplificateurs opérationnels, les mémoires et les convertisseurs analogiques numériques utilisés...).

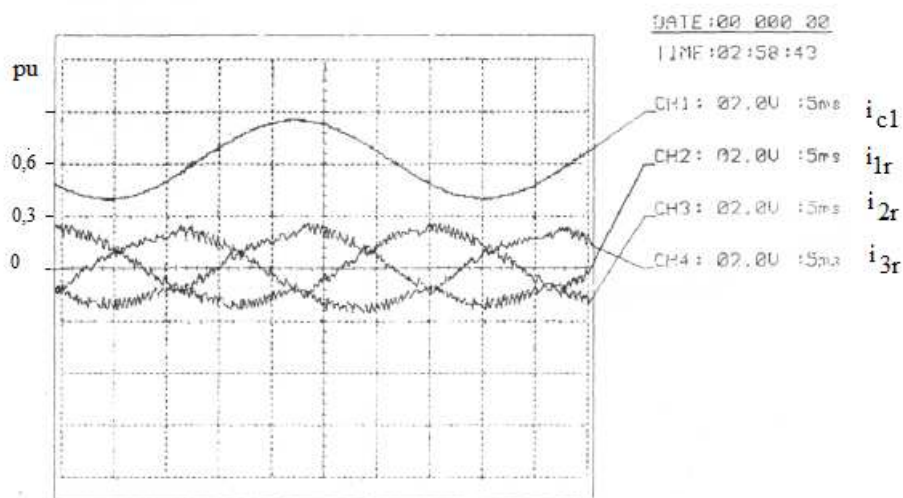


Figure 201 : Les trois consignes de courants qui entrent dans les régulateurs, $i_{cq} = \text{constant}$ et $i_{cd} = 0$

Sur la *figure 202*, nous voyons également la superposition de i_{qr} (valeur réelle de i_q) et de i_{qc} (valeur de consigne de i_q). i_{qr} varie autour de la valeur de consigne i_{qc} . Ici, le phénomène de glissement est bien visible. Nous voyons aussi la valeur de consigne et le courant réel de la phase 1 : i_{c1} et i_{1r} .

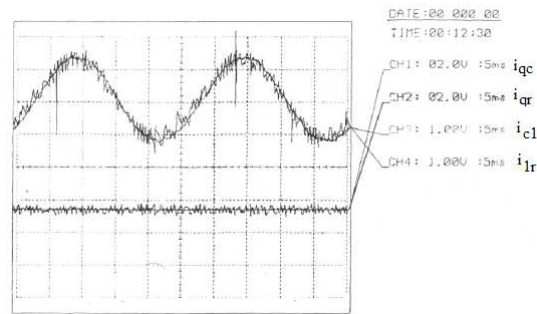


Figure 202 : Allures des courants statoriques pour $\pm\Delta s_H=0,06$ pu

En fin de compte, le réglage du couple du MSAP est équivalent au réglage du couple d'un moteur à courant continu sans collecteur.

Plusieurs applications industrielles sont donc envisageables, par exemple, l'alimentation des moteurs synchrones à faible taux d'harmoniques, l'utilisation d'un tel moteur dans une voiture électrique, dans la robotique...

Notre moteur synchrone triphasé, ainsi alimenté, se comporte comme un moteur à courant continu sans collecteur.

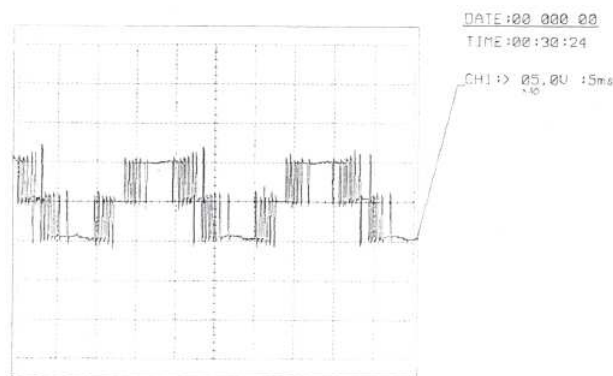


Figure 203 : Tension composée aux bornes du MSAP, $i_{cq} = \text{constant}$ et $i_{cd} = 0$

Par la suite, la mise en place d'un circuit de régulation de vitesse ne poserait aucun problème.

VI.3.5. Interprétation à l'aide d'un régulateur d'état

Nous avons conçu un logiciel sur le réglage d'état avec lequel nous allons comparer les résultats obtenus précédemment.

Notre logiciel utilise la structure optimale de réglage d'état avec découplage selon la figure 204 ci-dessous [15] :

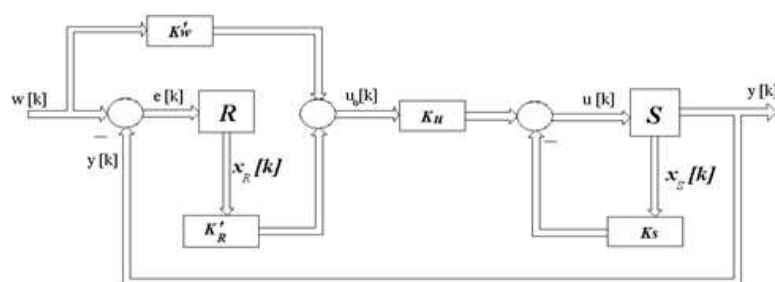


Figure 204 : Structure de réglage d'état avec découplage

où R = régulateur S = système à régler

K'_w est la matrice d'intervention directe de la grandeur de consigne, K'_R est la matrice de contre réaction d'état du régulateur, K_s est la matrice de contre-réaction d'état, K_u est la matrice d'entrée de découplage, $w[k]$ est le vecteur de consigne, $y[k]$ est le vecteur de sortie, $u[k]$ est la grandeur de commande, $x_s[k]$ est le vecteur d'état.

Le logiciel calcule les coefficients des matrices K_s , K'_R , K'_w et K_u puis dessine les réponses indicielles.

Premier exemple d'utilisation

Nous choisissons des pôles à partie réelle négative afin d'assurer la stabilité :

$p_1 = -50$ (pôle réel) $p_2 = -50 \pm j25$ $p_3 = -50 \pm j50$ $p_4 = -50 \pm j70$.

La page d'accueil est représentée sur la figure 205 :

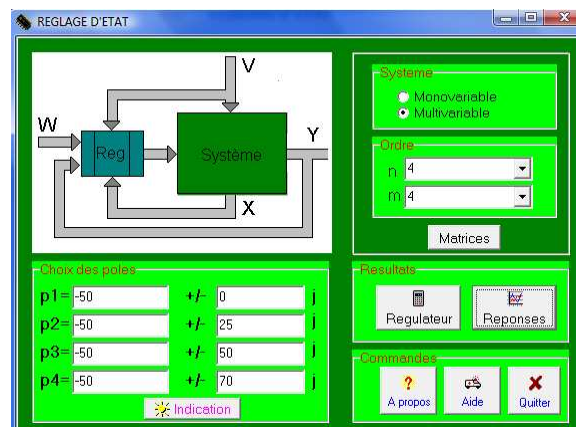


Figure 205 : Page d'accueil pour saisir les pôles imposés

Le programme nous dessine les réponses indicielles suivantes :

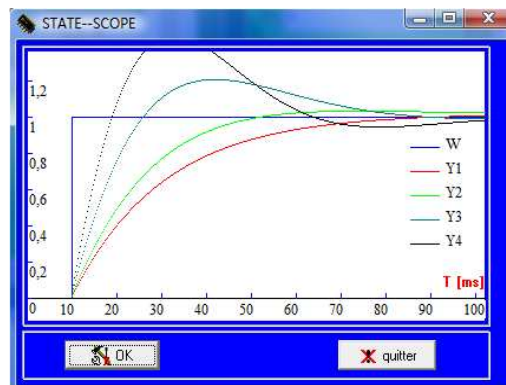


Figure 206 : Réponses indicielles

Interprétation :

1. Si le pôle est réel pur, la réponse ne présente aucun dépassement par rapport à la valeur de consigne (courbe en rouge).
2. Si le module de la partie imaginaire est inférieur au module de la partie réelle, nous observons un léger dépassement (courbe en vert).
3. Si le module de la partie imaginaire est égal au module de la partie réelle, le dépassement est plus accentué (courbe en bleu).
4. Si le module de la partie imaginaire est supérieur au module de la partie réelle, le dépassement est excessif et le régime transitoire présente des oscillations.

De ces résultats nous déduisons que le mode de glissement n'apparaît que si le pôle imposé possède une partie imaginaire dont le module ne dépasse pas celui de la partie réelle. Le réglage du couple du MSAP correspond donc à un réglage d'état monovariable.

Deuxième exemple :

Prenons les pôles $p_1 = -50 \pm j50$ $p_2 = -50 \pm j100$ $p_3 = -50 \pm j150$ $p_4 = -50 \pm j200$
 Nous obtenons les réponses de la figure 207.

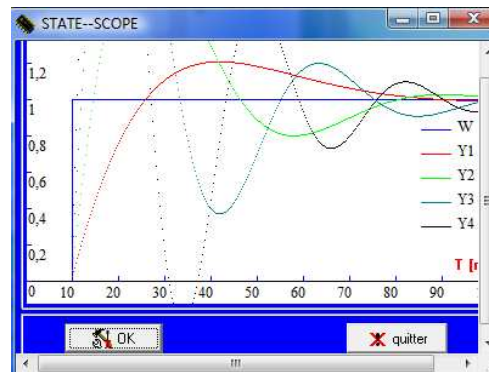


Figure 207 : Réponses indicielles correspondant au deuxième exemple

Ce résultat nous impose qu'il est déconseillé de choisir des pôles dont le module de l'imaginaire dépasse le double du module de la valeur réelle pour tout système multivariable sinon le régime transitoire sera fortement perturbé. Ce qui entraînerait un surdimensionnement du circuit de puissance.

Ce résultat nous amène aussi à conclure que le réglage par mode de glissement des trois courants statoriques est un réglage d'état multivariable dont les pôles imposés sont des pôles complexes dont les modules des imaginaires ne dépassent pas les modules de la valeur réelle.

Remarques

Comme la formulation des équations d'état reste un calcul très compliqué, surtout pour les systèmes présentant des interactions internes, nous proposons deux logiciels qui nous fournissent les matrices A_s , B_s et C_s pour les systèmes décrits par des fonctions de transfert ou des équations différentielles dans les annexes 1 et 2.

Dans l'annexe 3, nous proposons aussi le principe du régulateur avec observateur d'état.

VI.4. CIRCUIT DE COMMANDE D'UN MOTEUR PAS A PAS TRIPHASÉ

Pour tous montages triphasés de puissance, il est indispensable d'introduire des tensions de référence triphasées dans le circuit de commande afin de générer les signaux nécessaires pour bloquer et débloquer les thyristors ou les transistors. D'habitude, trois transformateurs monophasés abaisseurs de tension fournissent les trois tensions de références triphasées. Mais ce principe s'applique pour les systèmes synchronisés à la fréquence du réseau. A partir du moment où la conception exige une commande à fréquence variable, pour les onduleurs autonomes triphasés par exemple, disposer d'un générateur de tensions triphasées est un atout, d'où la conception et la réalisation de notre générateur BF triphasé ;

Ce résultat est obtenu dans le cadre des travaux de mémoires et de projets d'étudiants [25][26][37][49][54][57][61][84][99][104][107][108][109][113][116][129].

Cet appareil a les avantages suivants :

- Les trois signaux sont déphasés de $2\pi/3$ quelle que soit la fréquence choisie
- Les amplitudes peuvent varier de 2V à 7V crête à crête
- Il permet de fournir des signaux de commande des composants de puissance pouvant alimenter des moteurs à courants alternatifs à fréquence variable
-

Le générateur triphasé joue un rôle important pour simplifier les essais au laboratoire.

VI.4.1. Schéma bloc du générateur

Le schéma bloc de notre générateur est représenté à la figure 208 :

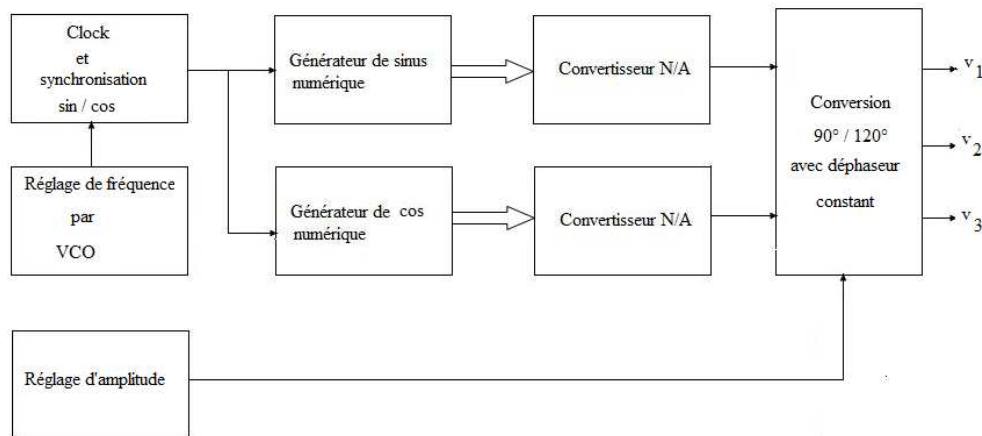


Figure 208 : Schéma bloc du générateur BF triphasé

Le principe consiste à stocker dans une mémoire les valeurs des fonctions sinus et cosinus. Par un circuit VCO, on règle la fréquence.

Les sorties des mémoires seront converties en signaux analogiques par deux convertisseurs numériques analogiques.

Le circuit de réglage d'amplitude est combiné avec le déphaseur constant pour générer les trois signaux analogiques déphasés de $2\pi/3$.

L'appareil fournit trois signaux analogiques triphasés à fréquence variable et à amplitude variable.

VI.4.2. Résultats expérimentaux

La figure 209 nous montre les trois signaux triphasés déphasés de $2\pi/3$ deux à deux.

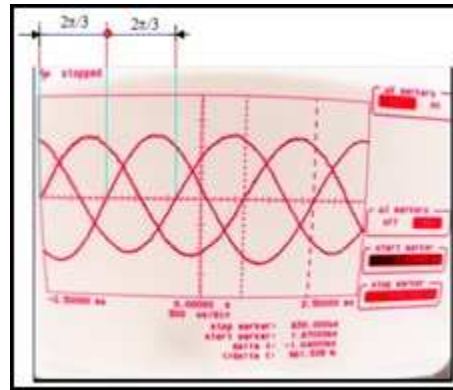


Figure 209 : Les trois signaux déphasés de $\frac{2\pi}{3}$ deux à deux

Sur la *figure 210*, nous utilisons un oscilloscope à double base de temps. Il nous permet de voir les paliers introduits par la numérisation à l'intérieur de l'appareil.

Sur la figure, en haut, nous voyons les trois signaux v_1 , v_2 et v_3 avec une base de temps de 500 μs/div.

En bas, nous agrandissons l'intervalle Δt avec une base de temps égale à 55 μs/div. Ici, nous observons bien le maintien d'une valeur numérique durant une période d'échantillonnage.

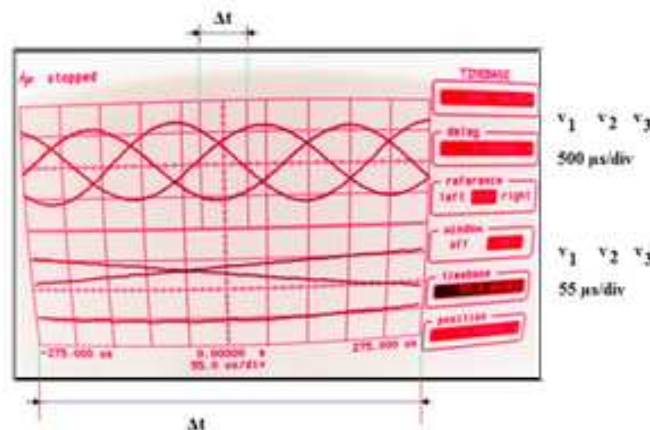


Figure 210 : Visualisation des paliers dus aux numérisations avec un oscilloscope à double base de temps

La photo de l'appareil est sur la *figure 211*.



Figure 211 : Plaque frontale du Générateur BF triphasé

La *figure 212* montre les circuits électroniques à l'intérieur de l'appareil.

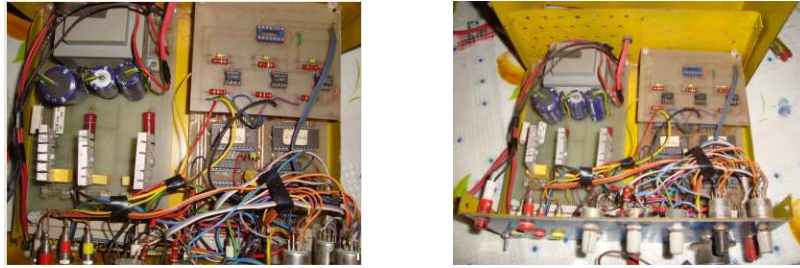


Figure 212 : Câblage à l'intérieur du Générateur triphasé

Notre appareil a été utilisé pour générer les tensions de commande des transistors qui alimentent un moteur pas à pas à trois phases.

Autres domaines d'utilisation :

- Travaux pratiques pour l'étude d'un système triphasé
- Source de tensions triphasées pour la production des signaux qui commandent les thyristors dans un montage triphasé (PD3 à thyristors ou gradateur triphasé)
- Démarrage d'un moteur synchrone à fréquence variable

Caractéristiques électriques

- $F = 10 \text{ [Hz]} \text{ à } 10 \text{ [kHz]}$
- Amplitude : $1 \text{ [V]} \text{ à } 10 \text{ [V]}$

CONCLUSION

Nous avons conçu l'alimentation d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents par un onduleur triphasé en pont et le générateur BF triphasé qui est à la base du circuit de commande d'un moteur pas à pas.

Il est incontestable que l'utilisation des onduleurs autonomes est très connue du grand public et des industriels. Citons entre autres les onduleurs de secours pour les ordinateurs, l'alimentation des disques durs d'ordinateurs, l'électrification autonome par les panneaux solaires dans les régions isolées, l'alimentation des moteurs synchrones utilisés dans les voitures électriques.

Nous avons montré la performance d'un onduleur triphasé en pont qui, malgré la complexité du circuit de commande et les régulations associées, trouverait sa place dans plusieurs secteurs industriels.

Une utilisation possible de notre moteur synchrone ainsi alimenté est l'application à la technique de robotisation. Le système guidera la main d'un robot pour travailler dans un endroit difficilement accessible.

En ajoutant un circuit de réglage de vitesse, ces résultats trouveront encore plus d'applications industrielles telles que l'usinage à vitesse constante d'une pièce mécanique. Signalons que l'ajout du circuit de régulation de vitesse ne nécessite qu'un petit circuit électronique et ne présente aucune difficulté.

Jusqu'ici, nous supposons que l'onduleur ne présente aucun défaut. Cependant, il serait intéressant d'étudier et de réaliser un onduleur triphasé en pont avec un circuit qui gère les défauts. Par exemple, en cas de défaillance d'un transistor, le système prévoit à l'avance des pièces de rechanges qui prennent automatiquement la relève. Pour ce faire, l'utilisation d'un calculateur de processus rend l'exploitation plus souple. Le fonctionnement est ainsi géré par programmation. L'implantation d'un microcontrôleur est aussi envisageable car il diminuerait le coût de l'installation et la rendrait autonome.

Dans la dernière partie, nous avons alimenté un moteur pas à pas. Mais ce qui attire notre attention est le générateur BF triphasé qui est un outil universel pour toute conception de circuit de commande d'un système triphasé. La spécificité de ce matériel est qu'il est autonome, à fréquence et à amplitude variables.

D'habitude, quand un circuit de référence triphasé est exigé dans une installation, la solution repose sur trois transformateurs monophasés abaisseurs placés sur chaque phase du réseau. Son inconvénient est le fait que la fréquence est fixe car le système ne fournit que la fréquence du réseau.

Une autre méthode très utilisée aussi est de programmer les trois tensions triphasées puis les générer à partir d'un PC. Mais dans ce cas, il faut prévoir un circuit d'interface. En quelques mots, obtenir une source triphasée à amplitude et à fréquence variables n'est pas toujours facile, d'où l'intérêt pratique de notre générateur.

CHAPITRE VII

LES ONDULEURS MULTINIVEAUX ET LE NOUVEAU MODELE

Nous avons commencé l'étude des onduleurs multiniveaux au Laboratoire d'Electricité (Département Génie Industriel) de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo en 2004. Lors des travaux de mémoire d'élève ingénieur, nous avons abordé une vue générale de différentes topologies [110]. Le logiciel de simulation *Simplorer Version Etudiant 6* a été mis à profit pour déterminer les allures des tensions et des courants de charge.

Lors d'un stage effectué au sein du GREEN en 2006_2007, l'amélioration de l'électronique de commande de l'installation existante a permis d'approfondir les connaissances dans ce domaine et a abouti à quelques résultats expérimentaux à savoir l'alimentation d'un moteur asynchrone triphasé par un onduleur multiniveau triphasé NPC avec un contrôle de courant par hystérésis modulée (VII.6.3 du présent rapport).

Vers la fin de l'année 2007, à l'aide du logiciel de simulation plus performant *Matlab Simulink 7.3* lors des travaux de mémoire d'élève ingénieur [70] nous avons conçu de meilleurs circuits de commandes d'interrupteurs en utilisant la méthode intersective.

Puis en collaboration avec un laboratoire privé, le Centre de Formation Technique en Electronique Industrielle d'Antananarivo (CeFoTec), nous avons réalisé un circuit de commande d'onduleur multiniveau NPC triphasé en utilisant un circuit programmable tel que le microcontrôleur le PIC 16F84A où nous avons implanté un programme en assembleur. Le circuit chargé fournira les douze signaux qui commandent les douze transistors de l'onduleur triphasé multiniveau NPC (VII.5 du présent rapport) [70].

Enfin, les travaux de recherches en collaboration avec des chercheurs au GREEN ont abouti à la conception d'un nouveau modèle d'onduleur multiniveau.

INTRODUCTION

L'évolution de l'Electronique de puissance et le développement des organes numériques programmés, tels que les microprocesseurs et les microcontrôleurs, ont contribué à la mise au point de nouvelles topologies d'onduleurs nommés *onduleurs multiniveaux*. Ceux-ci ont été conçus afin de faciliter la commande des interrupteurs et d'obtenir un meilleur rendement tant sur le plan de la réduction des harmoniques que sur le contrôle du fondamental à la sortie. Ils permettent également d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au delà des limites des semi-conducteurs.

Depuis plusieurs années, on assiste à un regain d'intérêt pour l'étude des techniques de conversions multiniveaux dont le principe est basé sur une combinaison parallèle/série des composants de puissance, permettant ainsi de contourner le problème lié à la limite maximale de la tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance. Ces techniques assurent une alimentation haute tension suivant les applications de moyenne et forte puissance. Elles constituent un secteur de recherche récent et demandent encore beaucoup de développements et d'optimisation : étude de fonctionnement de différents modèles, calculs de différentes pertes de puissance et amélioration du rendement, association de différents modèles, application de la commande MLI...

Ce chapitre est divisé en quatre parties.

Dans la première, nous abordons les différentes topologies multiniveaux avec leurs avantages et leurs inconvénients.

Dans la deuxième, nous exposons les stratégies de commande des onduleurs multiniveaux en boucle ouverte et en boucle fermée. Ces domaines étant très étendus, nous nous limitons aux théories en rapport avec nos travaux.

Dans la troisième, nous présentons nos résultats expérimentaux à savoir :

- La simulation par Matlab Simulink de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux réalisé dans le cadre des travaux de mémoire d'ingénieur à l'ESP Antananarivo [70]
- La conception et la réalisation d'un circuit de commande de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux par un microcontrôleur PIC 16F84A également réalisé dans le cadre des travaux pour l'obtention du diplôme d'ingénieur [70]
- L'amélioration du circuit de commande analogique de l'onduleur triphasé NPC trois niveaux existant au Laboratoire GREEN-ENSEM-INPL-FRANCE et l'application du contrôle de courant par hystérésis modulée. Ce travail a été réalisé en collaboration avec des chercheurs du GREEN-ENSEM-INPL.

La quatrième et dernière partie sera consacrée à la conception du nouveau modèle d'onduleur multiniveau [2 3 4]. Celui-ci est réalisé également en collaboration avec une équipe de chercheurs au GREEN.

THEORIES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

VII.1. LES DIFFERENTES TOPOLOGIES D'ONDULEURS MULTINIVEAUX

VII.1.1. Structure de base des onduleurs multiniveaux à potentiel distribué (NPC)

$(n-1)$ capacités sont nécessaires pour obtenir une tension de n -niveaux.

Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à $E/(n-1)$, E étant la tension d'entrée de l'onduleur.

Chaque couple d'interrupteurs (S_{XY}, S'_{XY}) forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire.

La *figure 213* représente la structure d'un convertisseur triphasé à potentiel distribué à 5 niveaux où on utilise 4 condensateurs. La tension d'alimentation générale $+E$ est divisée en quatre par les quatre condensateurs $C1, C2, C3$, et $C4$. Aux bornes des condensateurs on obtient successivement les potentiels : $E/4, E/2, 3E/4$ et E .

Les diodes sont utilisées pour réaliser la connexion par rapport au point de référence O .

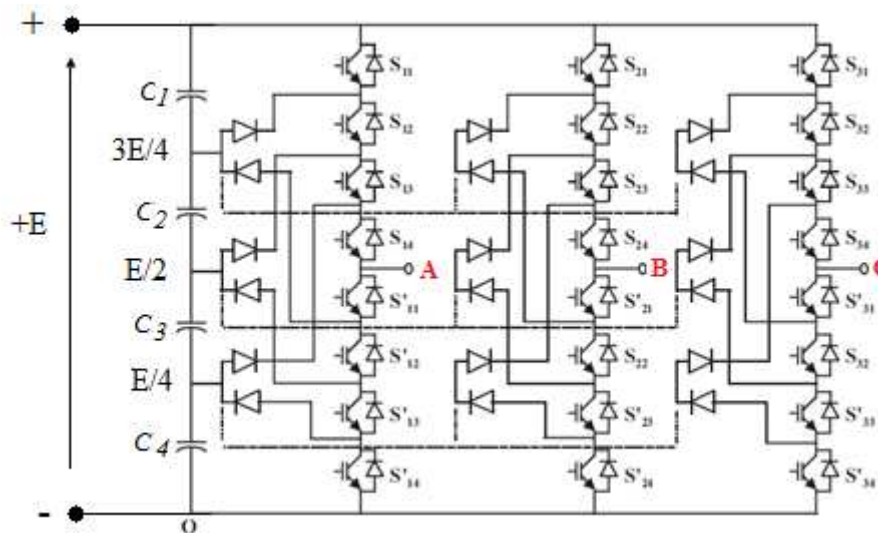


Figure 213 : Onduleur multiniveau triphasé à potentiel distribué à 5 niveaux

Chaque branche du convertisseur est vue comme un commutateur dont les positions permettent de modifier le potentiel de la sortie où sera branchée la charge.

Comme le montre la *figure 214a*, ce point A est connecté à l'une des tensions aux bornes des condensateurs selon les séquences de commande des interrupteurs.

Deux exemples de configuration sont montrés aux *figures 214b* et *214c*. Les interrupteurs en traits discontinus sont ouverts.

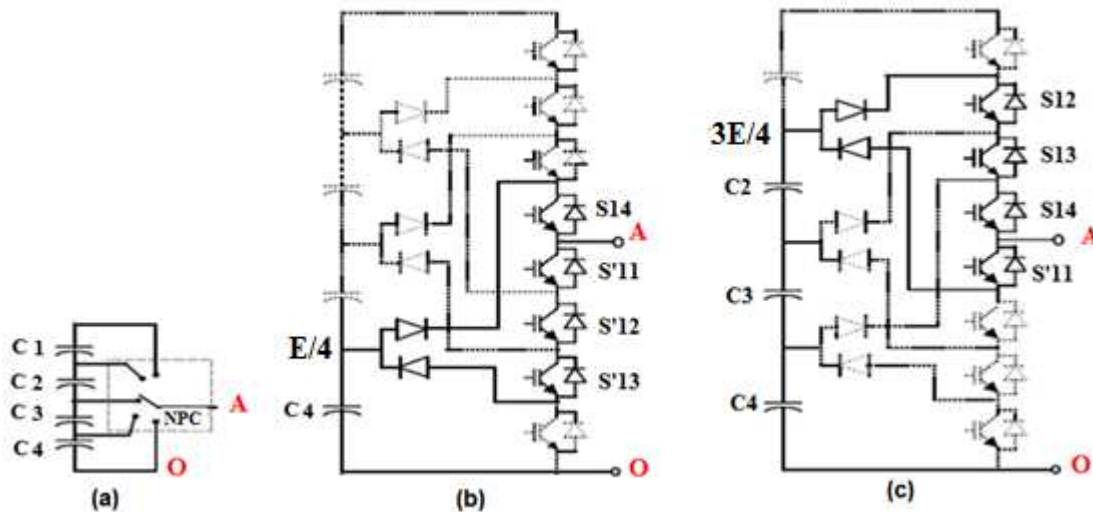


Figure 214 : Topologie à potentiel distribué, principe et exemples de mécanismes de commutation

A la *figure 214b*, le point A est porté au potentiel $E/4$ car l'interrupteur S_{14} est fermé. A la *figure 214c*, il est porté au potentiel $3E/4$ car l'interrupteur S'_{11} est fermé.

VII.1.1.1. Avantages et inconvénients de la topologie NPC à potentiel distribué

Elle présente plusieurs avantages dont quelques uns sont énumérés ci-dessous :

- La topologie est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur ; celle-ci est donnée par $E/(n - 1)$. Ceci offre la possibilité de travailler à des tensions très élevées.
- Plus le nombre de niveau est élevé, plus la tension aux bornes de la charge s'approche du sinus

Cependant, la topologie NPC à potentiel distribué possède certains inconvénients :

- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très difficile
- La tension inverse supportée par chaque diode n'est pas égale, elle dépend de la position de chacune dans le montage.

VII.1.1.2. Topologie d'un bras d'onduleur NPC à potentiel distribué à trois niveaux

La structure NPC à potentiel distribué est essentiellement utilisée sous sa forme à trois niveaux afin d'éviter les problèmes liés à la commande des interrupteurs. La *figure 215* représente un bras d'onduleur NPC à trois niveaux.

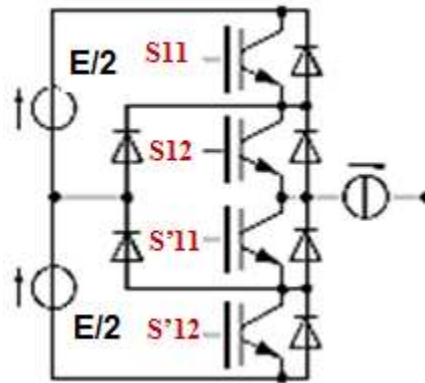


Figure 215 : Une cellule NPC 3 niveaux

La génération d'une forme d'onde trois niveaux se fait en réalisant une commande complémentaire sur les couples d'interrupteurs S_{11} , S_{12} et S'_{11} , S'_{12} .

Pour éviter le court-circuit des sources, trois combinaisons sont interdites :

- S_{11} , S_{12} , S'_{11} , S'_{12} ne doivent pas être simultanément fermés ;
- S_{11} , S_{12} , S'_{11} ne doivent pas être simultanément fermés ;
- S_{12} , S'_{11} , S'_{12} ne doivent pas être simultanément fermés.

VII.1.2. La topologie basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés

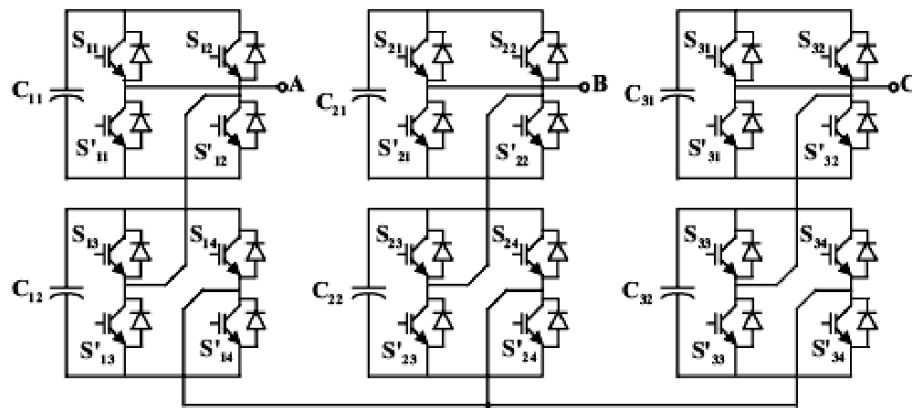


Figure 216 : Mise en série de deux onduleurs monophasés par phase

Chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue indépendante. Toutes les sources ont la même valeur et doivent être galvaniquement isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit lors de leur mise en série.

Les figures 217a et 217b montrent deux exemples de commutation.

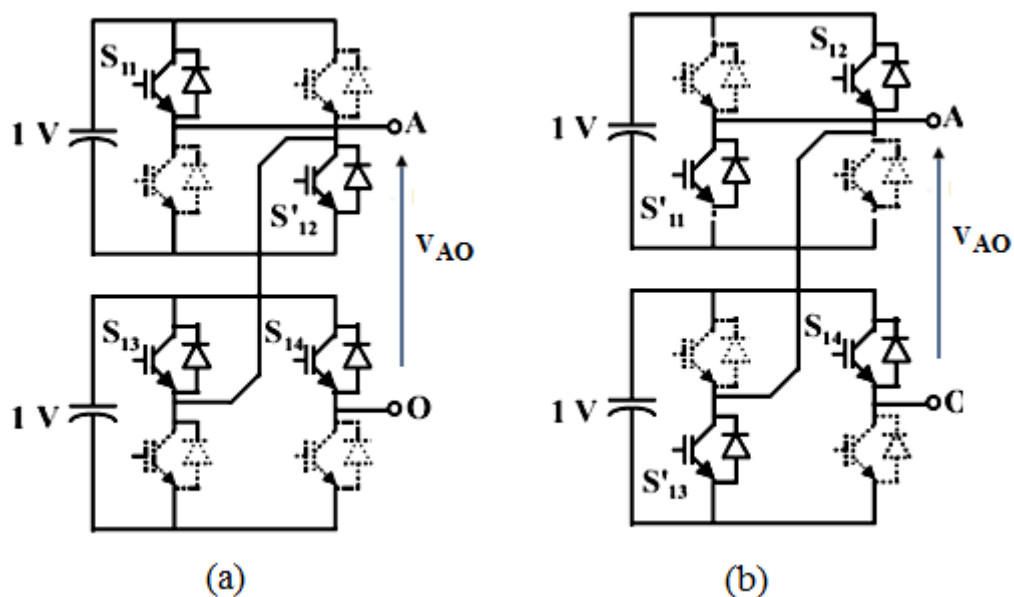


Figure 217 : Exemples de commutation de la mise en série de deux onduleurs monophasés par phase

(a) $V_{AO} = +1V$ (b) $V_{AO} = -2V$

Avantages et inconvénients de la mise en série

- o La structure permet facilement son extension à un nombre élevé de cellules sur chaque phase, sans complexité supplémentaire
- o L'équilibrage naturel des tensions est réalisé grâce aux sources galvaniquement isolées
- o Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.

Ces avantages rendent possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension ; c'est d'ailleurs l'avantage de la topologie multiniveau.

Par contre l'inconvénient majeur est la nécessité de disposer de plusieurs sources de tensions isolées. L'onduleur devient volumineux et coûteux.

VII.1.3. La topologie multicellulaire (ou *Flying capacitors multilevel inverter*)

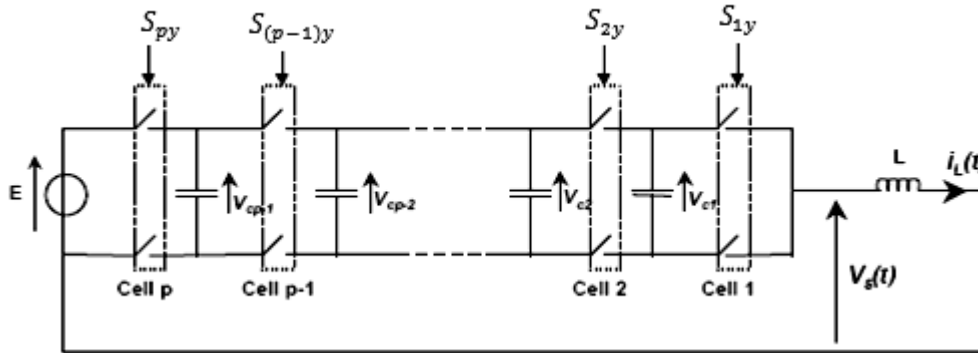


Figure 218: Bras multicellulaire possédant p cellules de commutation

Une cellule comporte deux interrupteurs et un condensateur. La tension de sortie générée par l'onduleur ayant p cellules peut évoluer sur (p+1) niveaux.

L'état du convertisseur est déterminé par p ordres de commande, représentés par les fonctions temporelles

Par convention, nous définissons les fonctions de connexion de la manière suivante :

- ❖ $u_k = 1 \Rightarrow$ L'interrupteur du haut de la $k^{\text{ième}}$ cellule est passant, et l'interrupteur du bas est bloqué.
- ❖ $u_k = 0 \Rightarrow$ L'interrupteur du haut de la $k^{\text{ième}}$ cellule est bloqué, et l'interrupteur du bas est passant.

Dans l'hypothèse où les tensions flottantes sont bien équilibrées à leurs valeurs respectives, la tension de sortie s'exprime simplement suivant les fonctions de connexion :

— —

Équation 159

La figure 219 nous montre le cas où $p = 2$.

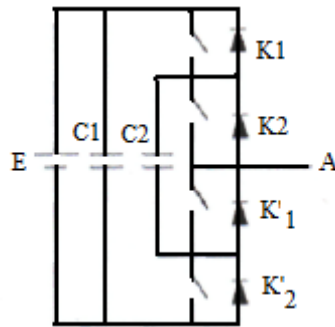


Figure 219 : Bras à deux cellules de commutation, trois niveaux

Avantages et inconvénients de la topologie multicellulaire

- o La tension de blocage des interrupteurs est partout la même.
- o L'extension à un nombre élevé de niveaux ne présente pas de difficulté;
- o les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre élevé de condensateurs.

VII.1.4. La topologie hybride

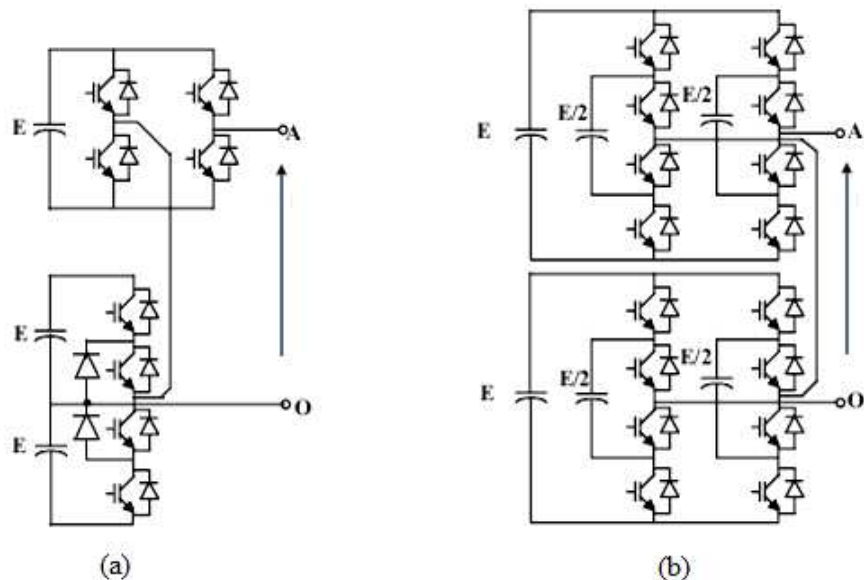


Figure 220 : Topologie hybride

(a) Mise en série d'un NPC et d'un pont en H,

(b) Mise en série de deux onduleurs à cellules imbriquées

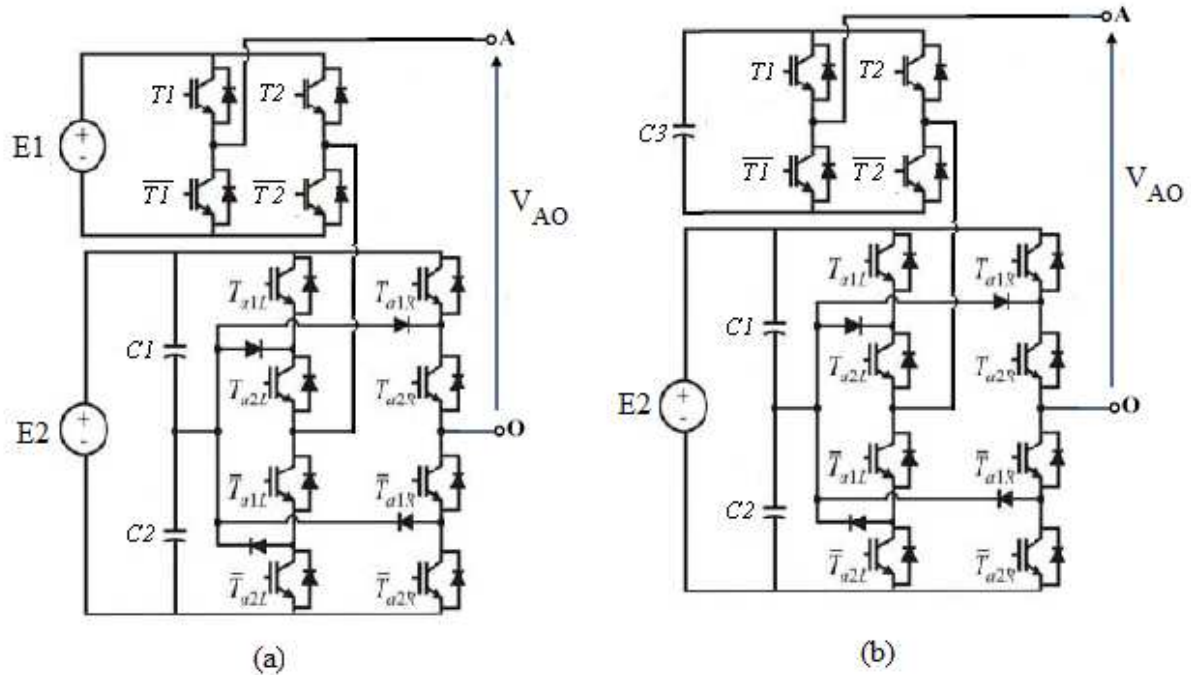


Figure 221 : (a) Topologie hybride avec des alimentations différentes ;
(b) Topologie avec une source et des condensateurs

Le convertisseur hybride génère une tension avec moins d'harmoniques. Par contre le choix des stratégies de commande est un peu plus complexe et peut poser des problèmes au niveau des échanges énergétiques entre convertisseurs.

VII.2. STRATEGIES DE COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE

Le contrôle d'un onduleur s'effectue à partir d'une commande analogique, d'une commande digitale ou d'une commande mixte. Le principe de commande jouera un rôle majeur dans les performances du dispositif.

L'onduleur est commandé en boucle ouverte lorsqu'aucune boucle de rétroaction ne vient contrôler les variables d'état du système.

Les ordres de commande des composants de puissance sont donnés par une stratégie de modulation de largeur d'impulsions (MLI), tandis que le signal de sortie de l'onduleur est livré à lui-même.

VII.2.1. Commande par modulation de largeur d'impulsions ou MLI

La technique MLI est classée en deux grandes familles :

- Les MLI instantanées qui correspondent à des cas pour lesquels la fréquence de découpage F_d est grande devant la fréquence fondamentale F_s :

$$n = F_d/F_s \geq 20$$

Équation 160

- Les MLI calculées qui sont utilisées particulièrement pour éliminer des composantes harmoniques bien définies.

VII.2.1.1. Le modulateur analogique

Il fonctionne par comparaison d'une porteuse triangulaire ou en dent de scie avec une consigne analogique (figure 222). C'est la MLI « **intersective** ». La fréquence de la porteuse détermine la fréquence de découpage et une variation de la consigne induit une variation de la largeur d'impulsion au plus tard après une période de découpage.

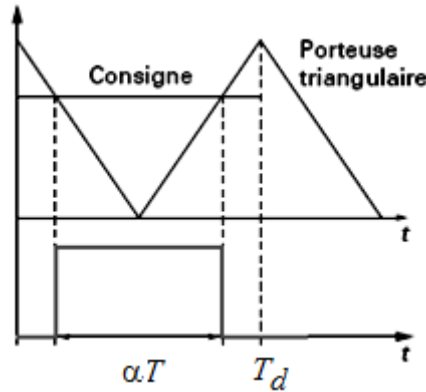


Figure 222 : MLI intersective

T = période de la porteuse

αT = temps de conduction des interrupteurs

VII.2.1.2. Le modulateur numérique

Il est réalisé à partir de compteurs programmables pilotés par une fréquence d'horloge F_H supérieure à la fréquence de découpage F_d d'après la relation :

$$F_H = n' F_d$$

Équation 161

n' est une constante

La figure 223 explique le fonctionnement:

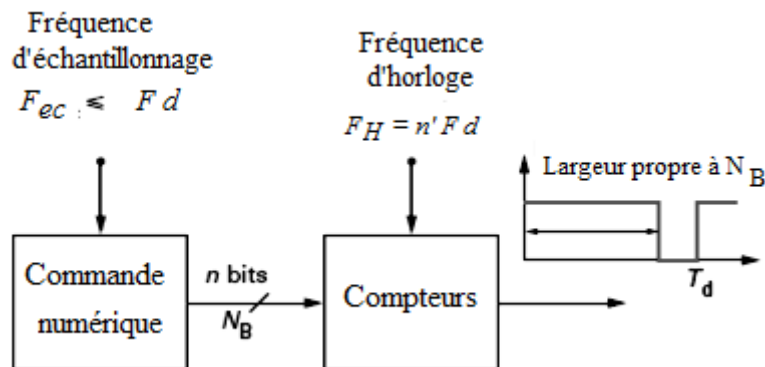


Figure 223 : Principe du modulateur numérique

Ces compteurs génèrent des impulsions dont la largeur dépend du mot binaire N_B fourni par une commande numérique. F_{ec} est la fréquence d'échantillonnage de la commande numérique. En prenant l'exemple d'un onduleur multicellulaire, sa commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il y a de cellules à commander.

De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles : dans le cas d'un onduleur à p cellules, la porteuse n°2 aura un déphasage retard de $2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1, la porteuse n°3 est déphasé de $4\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1 et ainsi de suite.

Ce déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres est utile pour deux raisons.

D'une part, il permet à la tension multiniveau de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteraient en même temps et seraient dans le même état de conduction. La tension de sortie n'atteindrait alors que ses valeurs extrêmes.

D'autre part, le déphasage régulier permet aussi de multiplier la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie dont chaque motif élémentaire a une durée $\frac{T_d}{p}$. Autrement dit, la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie vaut pF_d .

En appliquant ce principe à la commande en boucle ouverte d'un onduleur multicellulaire, on obtient le schéma de principe de la *figure 224*.

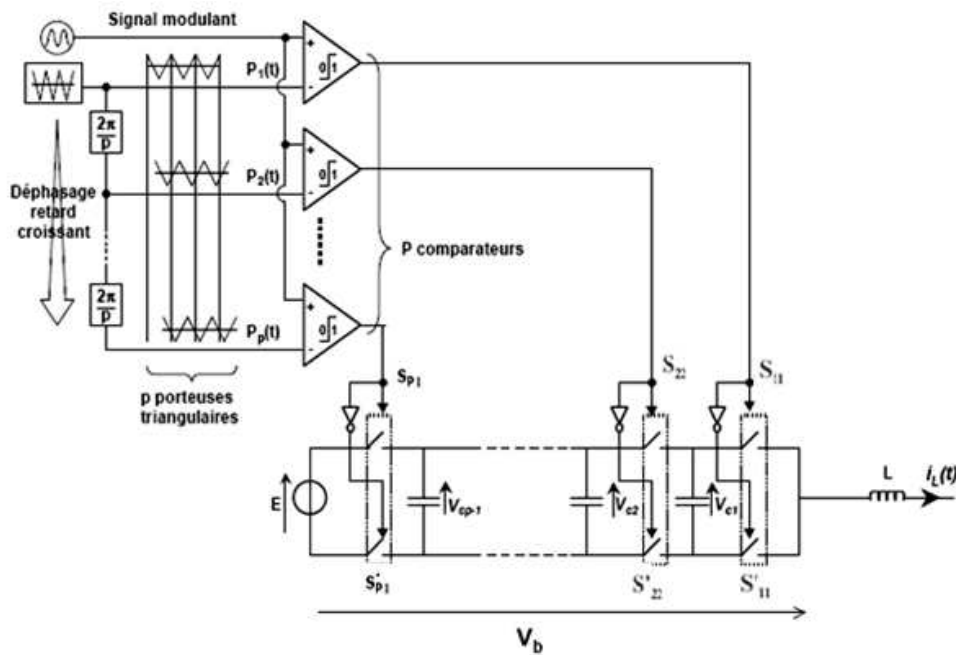


Figure 224 : Commande en boucle ouverte par MLI d'un onduleur multicellulaire.

La *figure 225a* montre la forme d'onde typique de la tension découpée obtenue en sortie d'un onduleur monophasé multiniveau. Si E représente la source continue, alors chaque front montant ou descendant de V_s est d'une amplitude égale à $\frac{E}{p}$. La durée de chaque motif élémentaire vaut $\frac{T_d}{p}$, T_d étant la période de découpage de chaque interrupteur.

La *figure 225b* montre le spectre harmonique.

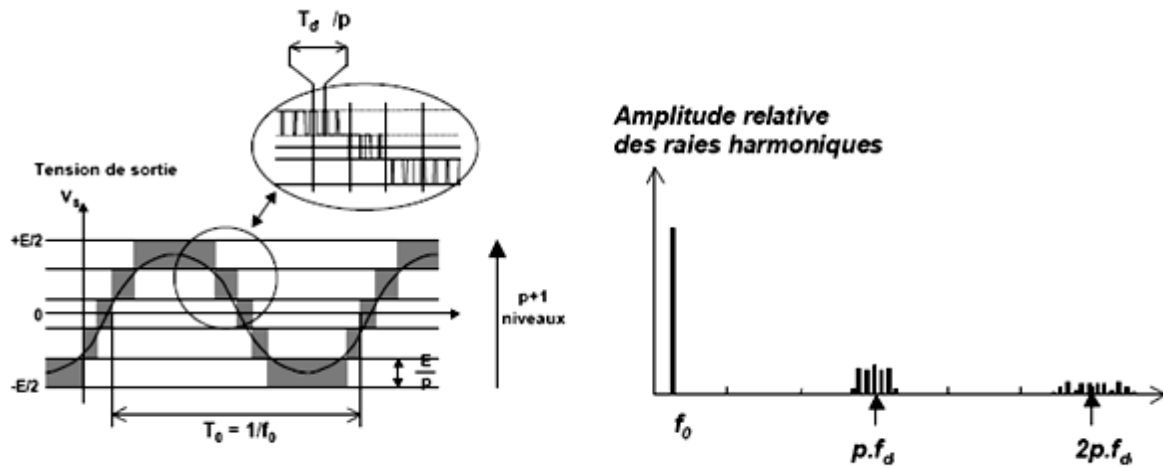


Figure 225 : a) Allure générale de la tension de sortie d'un onduleur ayant p cellules

b) Spectre correspondant.

VII.2.3. Commande par MLI calculées

Cette technique est utilisée lorsque le rapport entre la fréquence de découpage et la fréquence fondamentale est faible, ce qui est fréquent en forte puissance.

La présence des composantes harmoniques de rang inférieur indésirables est inévitable. On cherche à les éliminer ou à les minimiser en exploitant au mieux le nombre d'impulsions disponibles sur la période fondamentale.

Cette commande consiste à calculer les instants de commutations des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Pour atteindre cet objectif, on détermine a priori des formes d'ondes optimisées. On en déduit des séquences de fonctionnement des interrupteurs qui sont alors mémorisées et restituées cycliquement pour assurer la commande.

Les objectifs principaux étant :

- L'élimination des harmoniques de rangs spécifiés
- L'élimination des harmoniques dans une bande de fréquence spécifiée

Cette méthode consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeur variable (Figure 226).

Généralement, on utilise une onde qui présente une double symétrie par rapport au quart et à la moitié de la période. Cette onde est caractérisée par le nombre de créneaux n_c ou d'impulsions par alternance.

n_c angles suffisent pour déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux ; n_c représente aussi le nombre d'angles de commutation par quart de période. Ces angles de commutation sont déterminés de telle façon à éliminer certains harmoniques.

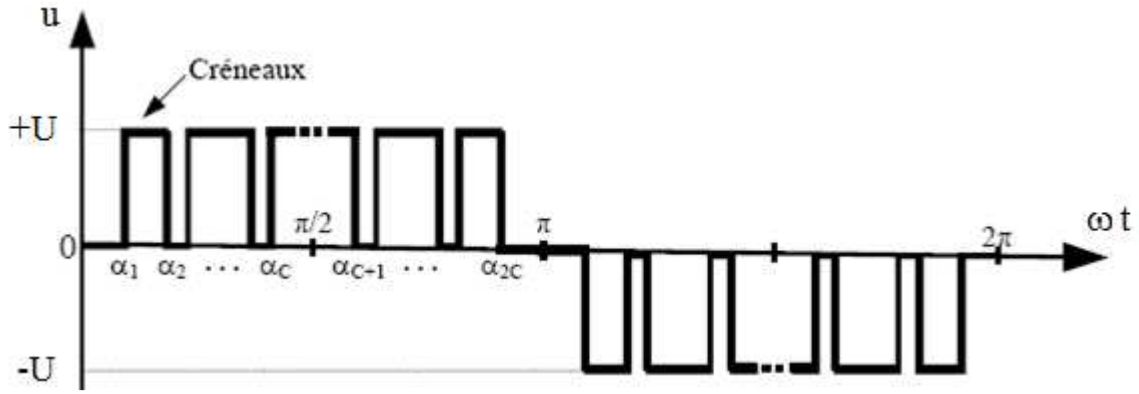


Figure 226 : Courbe généralisée à trois niveaux

En prenant la figure 226 représentant la tension à la sortie d'onduleur monophasé, comme elle est périodique et présente une symétrie de glissement, la décomposition en série de Fourier montre l'existence des harmoniques impairs. Nous avons les équations :

$$u(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad \text{Équation 162}$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(t) \sin(n\omega t) dt \quad \text{Équation 163}$$

Après intégration, et moyennant quelques calculs, on aboutit à un système algébrique d'équations non linéaires admettant plusieurs solutions.

La méthode de Newton-Raphson est la plus employée pour résoudre un tel système, qui devient, en posant le changement de variable $\alpha = \omega t$:

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + K \pm \cos(\alpha_C) = \frac{\pi}{4U} h_1 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + K \pm \cos(5\alpha_C) = \frac{5\pi}{4U} h_5 \\ \dots \\ \cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + K \pm \cos(n\alpha_C) = \frac{n\pi}{4U} h_n \end{cases}$$

Équation 164

n : rang d'harmonique, nombre impair (cas monophasé) et impair non multiple de trois (cas triphasé)

U : Tension d'alimentation

h_i : Composantes de l'harmonique de rang i

h_1 : Composante de l'harmonique fondamentale

α_i : Angle de commutation

Ce système, qui comporte un degré de liberté supplémentaire afin d'attribuer à l'harmonique fondamental une valeur désirée, permet d'éliminer (C-1) harmoniques de la courbe de la tension de sortie. Ce système devient par conséquent :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + K \pm \cos(\alpha_C) = \frac{\pi}{4}r \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + K \pm \cos(5\alpha_C) = 0 \\ \dots \\ \cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + K \pm \cos(n\alpha_C) = 0 \end{cases}$$

Équation 165

Avec :

La solution doit satisfaire l'expression suivante :

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_C < \frac{\pi}{2}$$

La résolution de ce système permet de trouver l'angle de commutation idéal.

VII.2.4. Commande par paliers ou par gradins

Pour des applications dont le signal a une amplitude et une fréquence fixe, l'onde fondamentale nous suffit pour générer une tension dont la distorsion harmonique est faible.

La méthode de commande par palier consiste à quantifier cette grandeur de référence, en un nombre déterminé de paliers, comme l'illustre la *figure 227*. Cette méthode de commande offre deux degrés de liberté à l'utilisateur :

Lorsqu'elle est appliquée à la commande d'un convertisseur multiniveau avec mise en série d'onduleurs monophasés, on constate que les différentes cellules n'ont pas une même durée de conduction. Il en résulte donc un déséquilibre dans la répartition des pertes par commutation et par conduction.

Le convertisseur peut être à pas uniforme, dans ce cas $E_1 = E_2 = \dots = E$.

Les p angles de commutations sur une période (θ_i , $i = 1..p/2$) peuvent donc être choisis de façon à atteindre certaines performances.

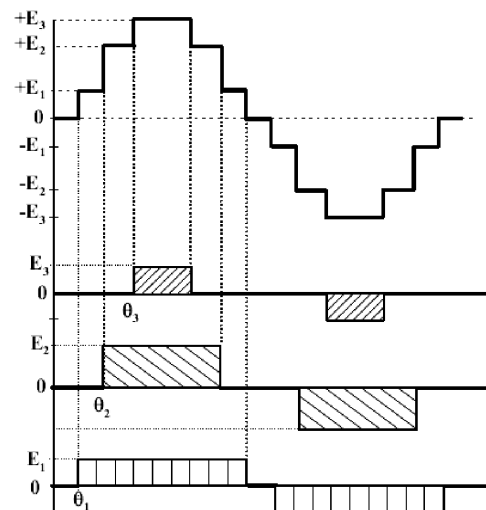


Figure 227 : Forme d'ondes multiniveau à sept niveaux, générées par une commande par paliers et tensions aux bornes de trois cellules en série sur une phase

VII.3. COMMANDES EN BOUCLE FERMÉE

Ici, nous nous intéressons au réglage et contrôle de courants. Il s'agit du :

- Du réglage et contrôle de courant par régulateurs à action à deux positions
- Du réglage et contrôle de courant par régulateurs à pulsation ou commande par hystérésis modulée

VII.3.2. Réglage et contrôle de courant par régulateurs à action à deux positions

Le principe est représenté sur la figure 228.

Principe de fonctionnement

Considérons un onduleur NPC triphasé 3 niveaux où nous avons douze transistors à commander. Les douze signaux sont notés T1 à T12.

La différence entre la valeur de consigne du courant i_{c1} et la valeur mesurée i_1 est appliquée à l'entrée d'un régulateur à action à deux positions R_1 .

Nous obtenons la figure 228.

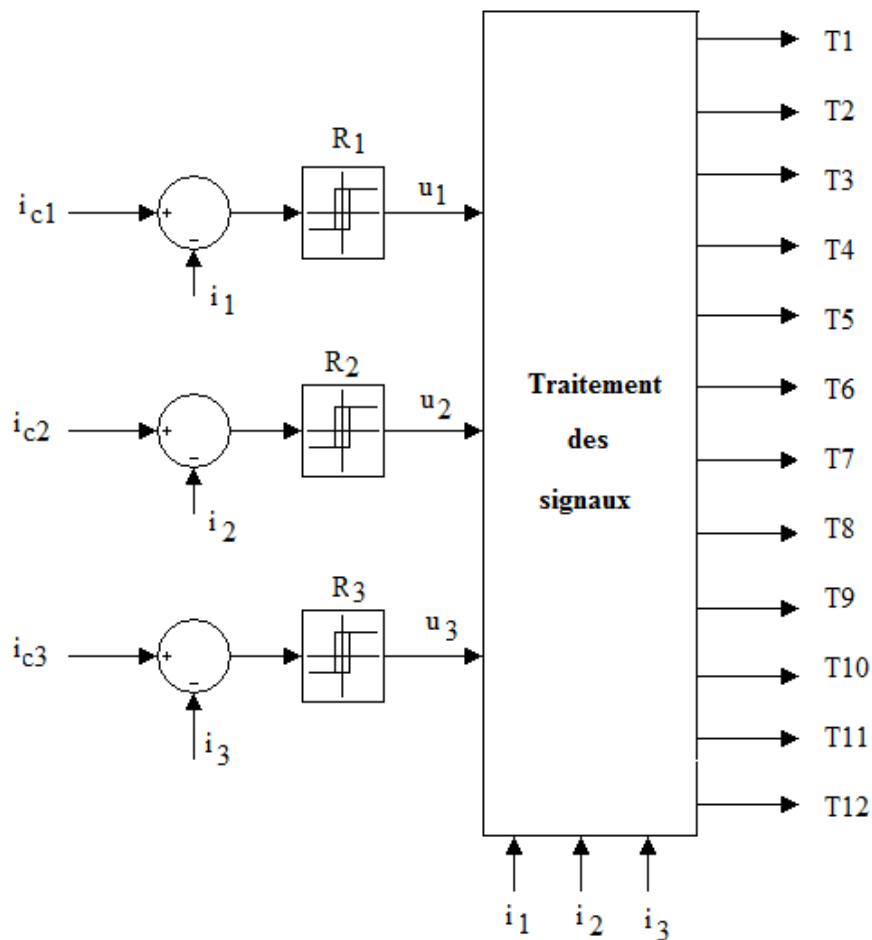


Figure 228 : Réglage et contrôle de courants par régulateurs à action à deux positions

Les trois régulateurs R_1 , R_2 et R_3 fournissent alors trois signaux logiques u_1 , u_2 , et u_3 . Ils indiquent que la tension de la branche correspondante doit être à 0 ou à 1.

Ils sont traités ensuite avec les trois courants réels i_1 , i_2 et i_3 dans le bloc « Traitement des signaux » pour fournir les douze signaux nécessaires pour commander les douze transistors. La *figure 229* montre l'allure du courant obtenu à partir d'un tel régulateur.

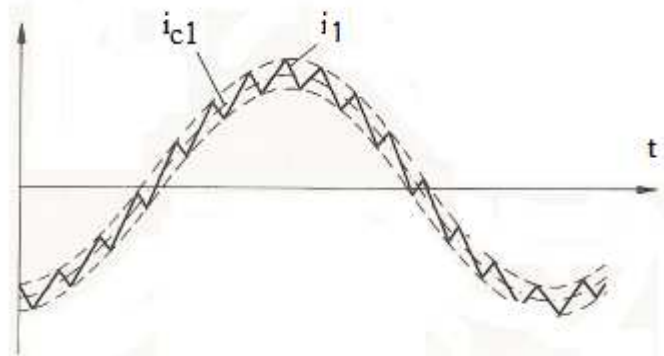


Figure 229 : Fonctionnement du réglage et de contrôle de courants par régulateurs à action à deux positions

Théoriquement, les trois courants statoriques auront les allures représentées à la *figure 230*.

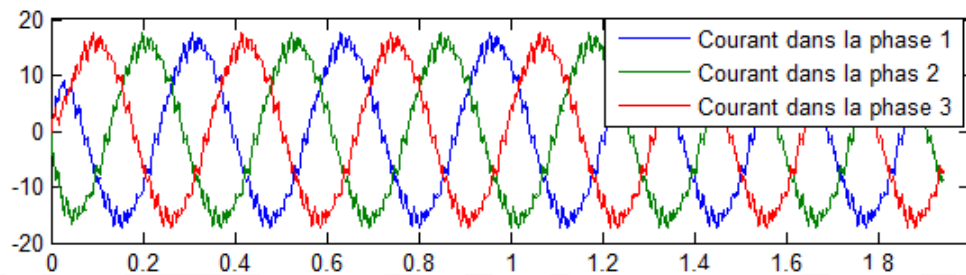


Figure 230 : Allures théoriques des trois courants statoriques réglés avec trois régulateurs à action à deux positions selon le principe de la figure 228

Les allures des tensions aux bornes de la charge dépendent de la conception du bloc Traitement des signaux (*figure 228*).

VII.3.3. Commande par hystérésis modulée

La *figure 231* montre le schéma de principe.

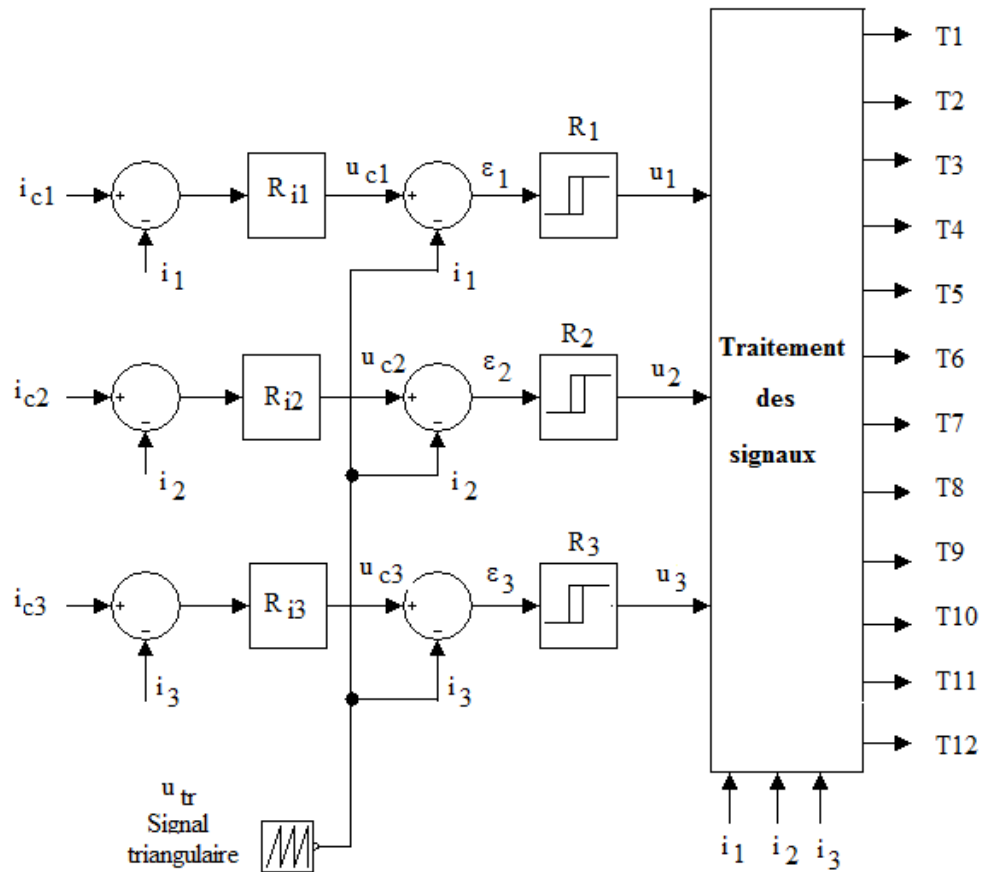


Figure 231 : Schéma de principe d'un réglage et contrôle de courant par hystérésis modulé

Principe de fonctionnement

Considérons un onduleur NPC triphasé trois niveaux où nous avons douze transistors à commander. Les douze signaux sont notés T1 à T12.

Dans ce paragraphe l'indice i est relatif aux trois phases 1, 2 et 3.

La valeur de consigne i_{ci} est comparée à l'image du courant réel i_i . La différence est introduite dans un régulateur standard qui est, en général, un régulateur I, PI ou PID.

Le régulateur fournit une tension de commande u_{ci} qui sera comparée à une tension auxiliaire u_{tr} . C'est un signal triangulaire dont la fréquence est constante. Elle fixe la fréquence de découpage souhaitée.

La différence ε_i est appliquée à l'entrée d'une bascule de Schmitt. Le signal de sortie u_i aura deux états résultant du signe de ε_i : $u_i = 1$ si $\varepsilon_i > 0$ et $u_i = 0$ si $\varepsilon_i < 0$.

Trois bascules de Schmitt fournissent trois signaux u_1 , u_2 et u_3 qui seront introduits au bloc « Traitement de signaux » avec les images des courants réels pour délivrer les douze signaux nécessaires pour commander les douze transistors.

La figure 232 illustre le comportement du courant réel. Ici, nous explicitons le fonctionnement sur une branche d'onduleur.

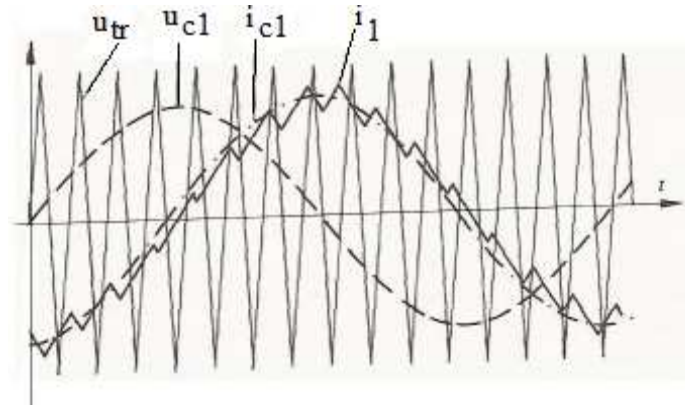


Figure 232 : Allure du courant obtenu du principe de réglage de courant par hystérésis modulé.

Les trois valeurs de consigne i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} sont des tensions sinusoïdales déphasées de $2\pi/3$. Par conséquent, les tensions de commande u_{c1} , u_{c2} et u_{c3} possèdent aussi une allure pratiquement sinusoïdale.

Les points d'intersection entre u_{ci} et u_{tr} déterminent les instants de commutation pour une branche d'onduleur.

Les trois courants réels i_1 , i_2 et i_3 présentent une allure presque sinusoïdale.

CONCEPTION, REALISATION ET APPLICATION DES ONDULEURS NPC 3-NIVEAUX

VII.4. SIMULATION D'UN ONDULEUR 3-NIVEAUX PAR MATLAB/SIMULINK

Ce paragraphe est la synthèse des travaux d'élèves d'ingénieur au sein d' l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antsiranana et de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo [37] [50] [54] [61] [70] [75] [83] [89] [110] [129].

Nous utilisons le SimPowerSystems de Matlab Simulink pour simuler le fonctionnement de l'onduleur triphasé NPC 3 niveaux.

VII.4.1. Modèle d'onduleur NPC à douze transistors

Notre onduleur NPC à douze transistors est représenté à la *figure 233*.

Les caractéristiques de l'onduleur sont :

- Tension entre phase de la source triphasée $V_{AB} = 400V$
- Fréquence de la porteuse $F_p = 1000Hz$
- Fréquence fondamentale $F_s = 50 Hz$

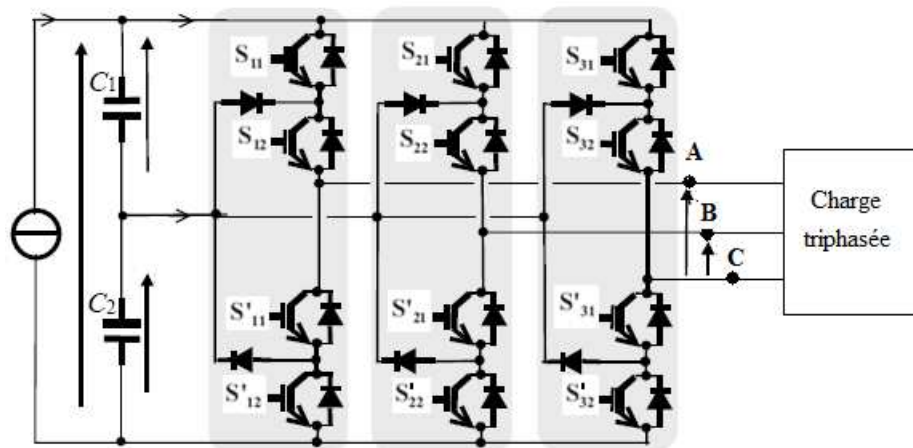


Figure 233 : Onduleur multiniveau NPC 3 niveaux

VII.4.2. Conception de l'électronique de commande

Le signal de commande est obtenu par comparaison de deux signaux : un signal sinusoïdal dont la fréquence doit être celle du fondamental de la tension de sortie qui est de 50Hz, et un signal en dents de scie de haute fréquence.

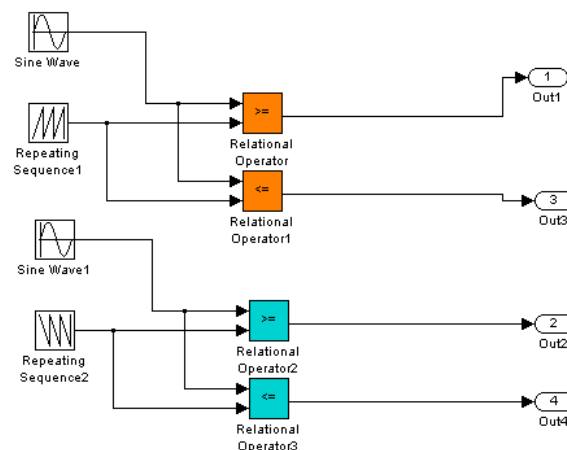


Figure 234 : Principe de la commande MLI intersective

L'allure des signaux de commande de la première et de la deuxième cellule du premier bras est représentée par la figure 235 :

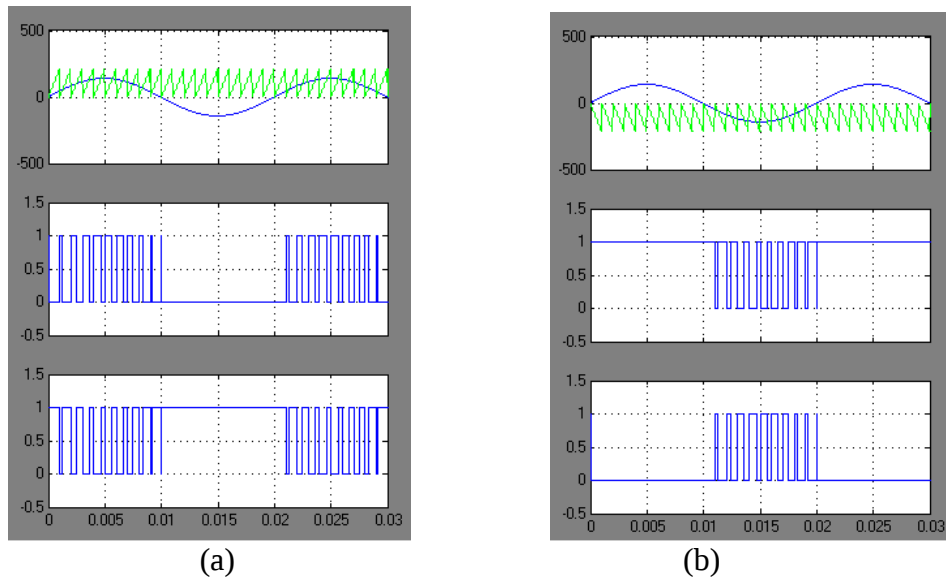


Figure 235 : Commande de la première et de la deuxième cellule

Le même principe est adopté pour les deux autres bras mais les signaux sinusoïdaux seront successivement déphasés de $2\pi/3$ et de $4\pi/3$ par rapport au signal sinusoïdal du premier bras. Nous générons ainsi les douze signaux qui commandent les douze transistors de l'onduleur multiniveau.

VII.4.3. Résultats de la simulation

La figure 236 montre la tension composée V_{AB} (en dessous) et la tension de phase (au dessus) à la sortie de l'onduleur ; la figure 237 montre les analyses harmoniques.

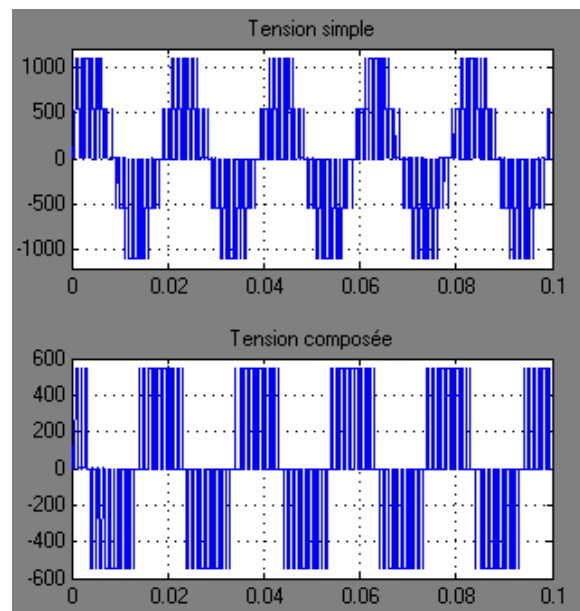


Figure 236 : Tension composée et tension simple à la sortie de l'onduleur

Analyses harmoniques

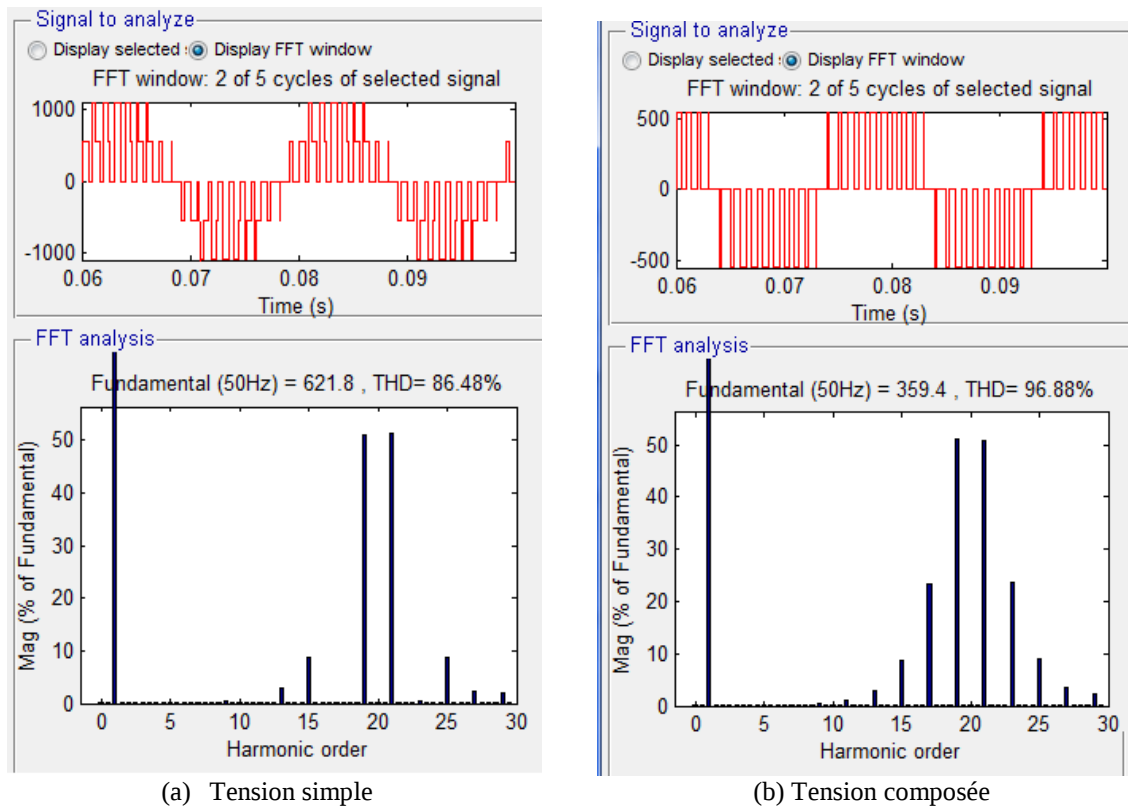


Figure 237 : Analyses harmoniques

La figure 237 représente les tensions et les taux des harmoniques.

Les harmoniques de rang inférieur tels que 3, 5, 7,... ont disparu.

Cette simulation montre l'intérêt de notre conception appliquée à l'onduleur NPC 3. Les tensions à la sortie présentent une forte atténuation des harmoniques jusqu'au rang 7 dont le taux par rapport au fondamental est inférieur à 1%.

Le résultat de cette simulation nous aide à concevoir par la suite une commande programmée avec le microcontrôleur PIC 16F84A.

VII.5. CONCEPTION DU CIRCUIT DE COMMANDE PAR UN MICROCONTROLEUR : LE PIC16F84A

Les différentes topologies de l'onduleur multiniveau montrent que le nombre d'interrupteurs à commander est toujours très élevé. En triphasé par exemple, le NPC 3 niveaux utilise douze transistors. Le circuit électronique de commande devient très vite compliqué si on n'utilise que des circuits logiques et combinatoires avec des amplificateurs opérationnels.

Dans le cadre d'un projet d'élève ingénieur [70], nous proposons de générer les signaux qui commandent les transistors à l'aide d'un microcontrôleur dont le nombre d'instructions est réduit. Pour le PIC 16F84A, il n'y en a que trente cinq.

A partir de la structure du PIC16F84A, de ses trente cinq instructions et des séquences de commande des transistors de l'onduleur NPC trois niveaux, nous avons conçu un circuit simple mais dont la performance répond parfaitement à nos besoins.

VII.5.1. Conception de la commande préprogrammée

Le PIC 16F84A possède deux ports bidirectionnels configurables en entrées et en sorties. Le port A a cinq bits tandis que le port B en possède huit. Ceux-ci transportent les données chargées dans le microcontrôleur vers les bases des transistors via les circuits électroniques, tandis que les trois bits du port A gèrent séquentiellement les signaux pour qu'ils arrivent aux mêmes instants sur les bases des transistors.

D'une manière générale, le microcontrôleur délivre par démultiplexage des données dont le nombre de bits est un multiple de huit. Puisque nous n'avons besoin que de douze bits pour les douze transistors, la mise en parallèle de deux circuits à verrou à huit bits (ou latch à huit bits) suffisent largement. Pour ce faire, nous proposons le schéma de principe de la *figure 238*.

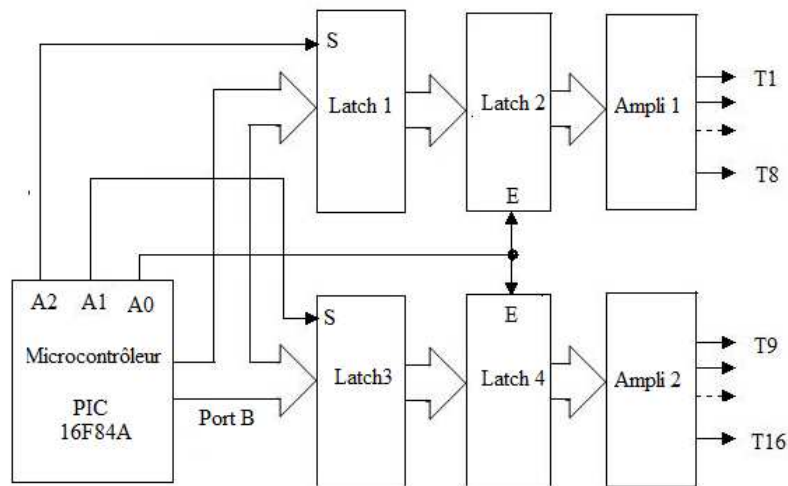


Figure 238 : Schéma de principe du circuit de commande avec un microcontrôleur

Fonctionnement

Un programme est inséré dans le microcontrôleur pour générer les douze signaux.

Les données sont transportées par le port B à huit bits vers le Latch et Latch 3.

Le Latch actif, c'est-à-dire celui qui va envoyer vers ses sorties les données présentes à ses entrées, est sélectionné par les bits A1 et A2 venant du port A. Cette sélection est nécessaire car les douze bits utiles pour les douze transistors arrivent par paquets de six aux entrées des Latch 1 et Latch 3.

Quand toutes les données sont présentes aux sorties des Latches 1 et 3, la sortie A0 du port A débloquent simultanément les Latches 2 et 4. Les signaux sont amplifiés avant d'attaquer les bases des transistors.

VII.5.2. Organigramme du programme implanté dans le PIC

Actuellement, des tensions obtenues à partir de la MLI calculée sont disponibles. (Figure 239a)

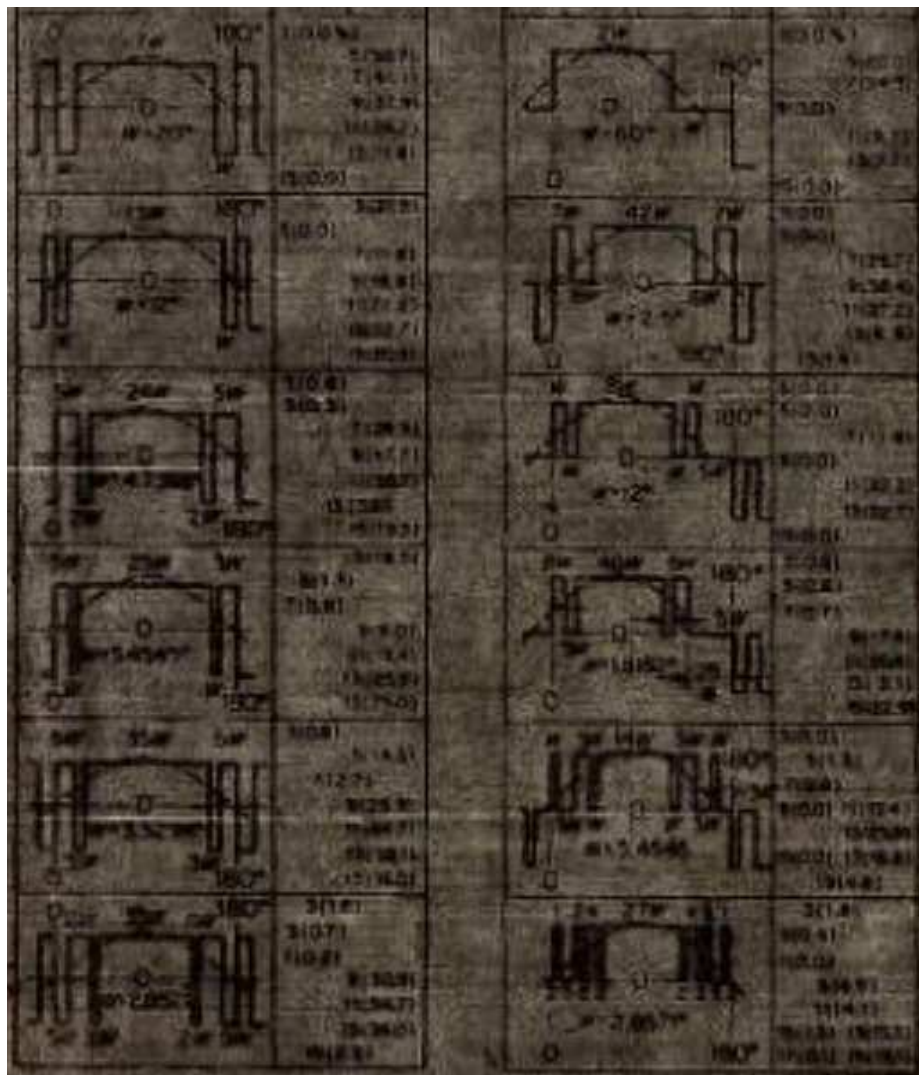


Figure 239a : Formes d'ondes programmées

Nous en avons choisi une qui est proche de celle que nous avons programmée avec Matlab Simulink. Cette tension est présentée sur la figure 239 b :

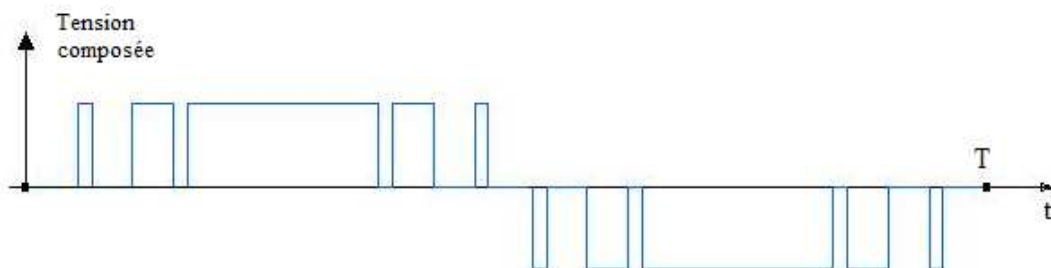


Figure 239b : Tension à programmer dans le microcontrôleur

L'organigramme principal est présenté sur la figure 240.

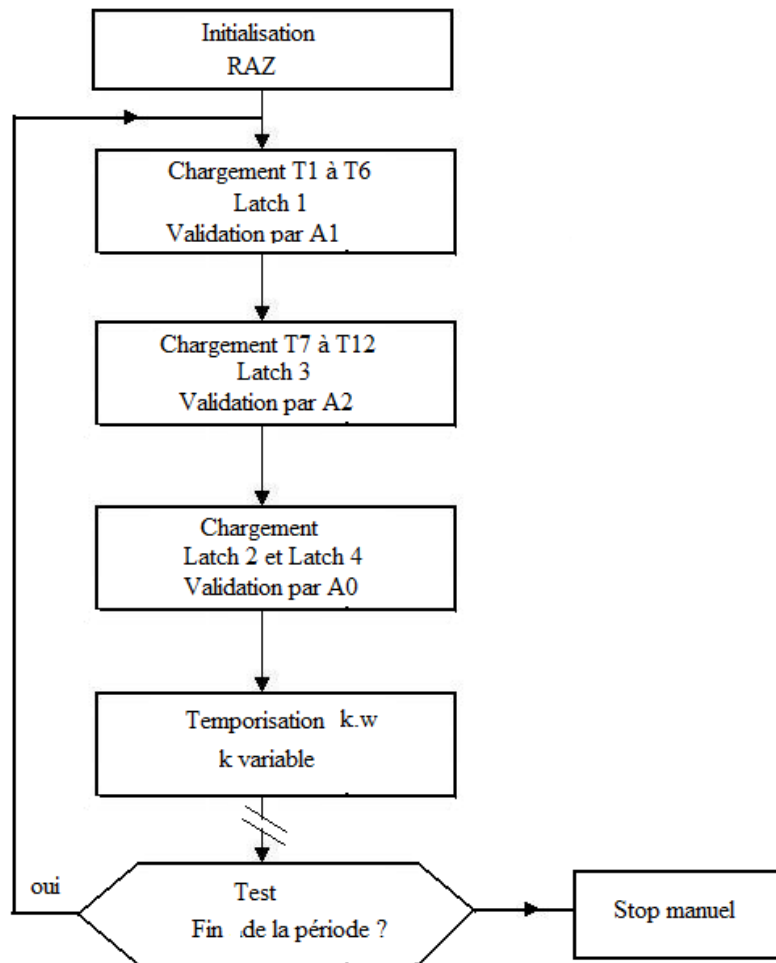


Figure 240 : Organigramme principal

VII.5.3. Conception et réalisations du circuit de commande préprogrammée

La figure 241 montre la réalisation de ce circuit électronique.

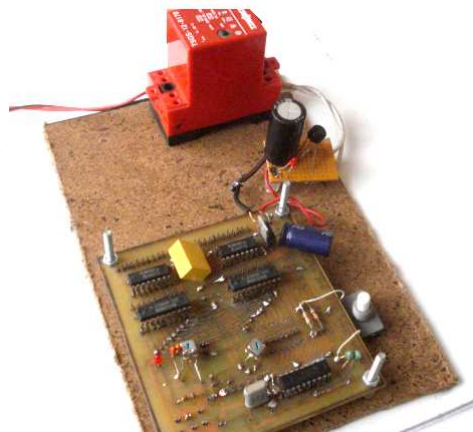


Figure 241: Le microcontrôleur PIC16F84A et ses circuits environnants avec l'alimentation

Le point fort de notre commande préprogrammée est qu'il est, au moins, cinq fois moins volumineux et moins compliqué que le circuit analogique classique. De plus, toute

modification au niveau des tensions désirées à la sortie de l'onduleur ne s'effectue que par programmation. Il n'y a donc aucune modification au niveau des circuits.

Notre technique programmée est souple d'utilisation et s'applique à tous circuits de puissance dont le nombre d'éléments de puissance est élevé.

Notre circuit de commande préprogrammée comporte :

- Un microcontrôleur PIC 16F84A avec ses circuits environnants
- Quatre latches 74LS574
- Deux circuits d'amplifications LN 2001 (qui ne sont pas présentés)
- Une petite alimentation +5V/200mA stabilisée

Note :

Pour faire les essais expérimentaux avec le NPC 3 niveaux, il faut prévoir un autre stage à l'ENSEM-INPL où ce circuit de puissance est déjà disponible.

VII.6. RESULTATS PRATIQUES DE L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX A DOUZE TRANSISTORS

Ce travail a été fait en collaboration avec une équipe de chercheurs au GREEN pendant mon stage en 2006-2007.

VII.6.1. Situation initiale

Au départ, nous avons à notre disposition un onduleur NPC triphasé à trois niveaux ayant 12 transistors avec tout son circuit de commande. Le schéma est déjà représenté sur la *figure 233* mais nous le rappelons ici pour faciliter la lecture :

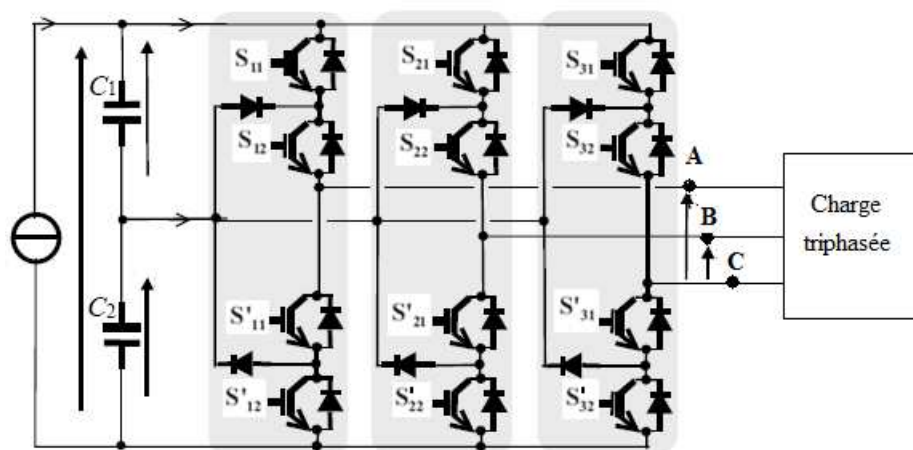


Figure 242 : L'onduleur NPC trois niveaux

La commande adoptée est la MLI intersective analogique dont la théorie a été développée au paragraphe VII.2.1.1.

Le schéma de principe du banc est représenté sur la *figure 243*.

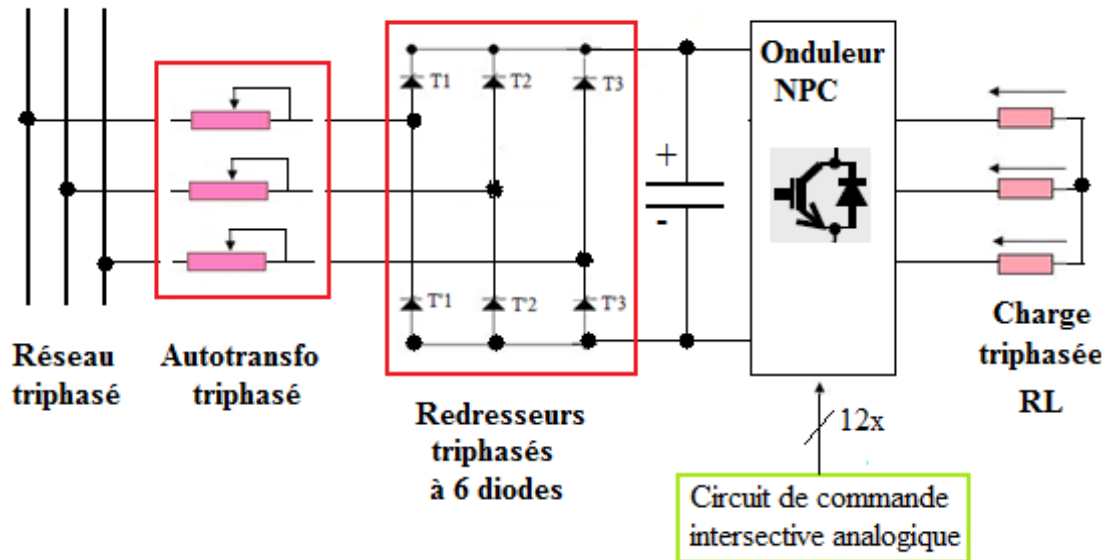


Figure 243 : Schéma de principe de notre montage

La tension continue qui alimente l'onduleur vient d'un redresseur triphasé à diodes qui reçoit à son tour la tension triphasée d'un autotransformateur.

Les expérimentations consistent à augmenter progressivement la tension continue à l'entrée de l'onduleur. Cette tension est filtrée par des condensateurs.

A chaque essai, la tension à la sortie de l'onduleur ne dépasse guère les 40 V. Cette valeur n'est que la dixième de la tension nominale. En bref, l'installation n'a jamais été opérationnelle.

La recherche des causes de ce dysfonctionnement nécessite un examen minutieux de toutes les parties constituant du convertisseur, à savoir son circuit de commande, les régimes de commutations des transistors IGBT et les composants constituant leurs drivers.

L'objectif de notre travail est de rendre l'onduleur opérationnel.

Nous introduirons ensuite un contrôle de courant par hystérésis modulée. A la fin du chapitre, nous présenterons les résultats pratiques.

VII.6.2. Amélioration de la commande

Test du circuit de commande

Avec la commande MLI intersective analogique existante, les quatre signaux qui commandent les quatre transistors du premier bras sont présentés sur la figure 244.

Les quatre autres signaux de commande du second bras ont exactement les mêmes allures mais ils sont déphasés de 120° et de 240°.

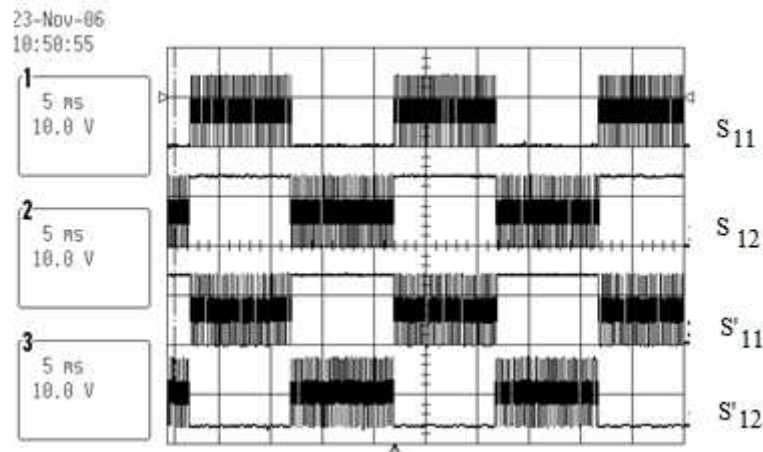


Figure 244 : Les signaux de commande des 4 transistors d'un bras

Nous visualisons à la *figure 245* les signaux de commande des trois transistors supérieurs relatifs aux trois bras pour vérifier le déphasage $2\pi/3$ entre deux bras.

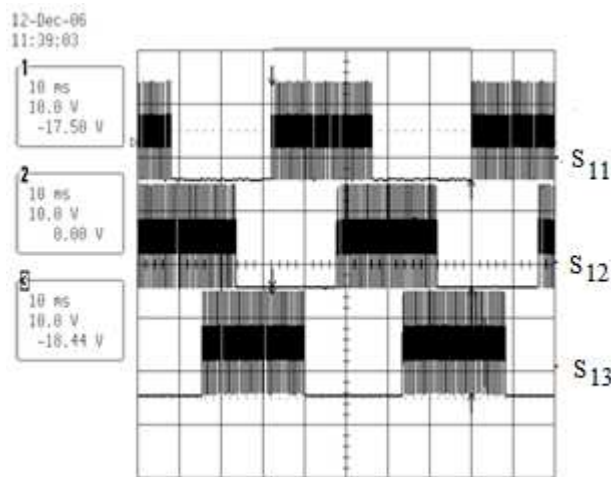


Figure 245 : Allures des signaux de commande des transistors pour les trois bras

Ainsi, les douze signaux respectent bien les conditions de bon fonctionnement d'un onduleur NPC trois niveaux. Ces critères ont été développés au paragraphe VII.1.1.2.

Cependant il existe encore des courts-circuits transitoires aux moments des commutations des transistors. La valeur des courants de court-circuit augmente avec la tension à l'entrée de l'onduleur. Quand ce courant de court-circuit atteint une certaine valeur, celle de la tension secondaire de l'autotransformateur ne peut plus augmenter car les pertes dues aux commutations sont trop excessives. C'est la raison pour laquelle nous ne pouvons pas atteindre la valeur nominale à la sortie de l'onduleur.

Notons que la commutation s'effectue de la manière suivante :

Quand un transistor se bloque, le courant qui le traverse ne s'annule pas instantanément mais décroît suivant une certaine pente. Si le transistor complémentaire commence à conduire au moment du blocage, les deux transistors conduisent simultanément pendant un laps de temps Δt . Un phénomène de court-circuit apparaît. Cette durée est d'autant plus longue que le temps

de blocage du transistor est long. La valeur des courants de court-circuit est élevée si la tension d'alimentation augmente.

Ce phénomène se produit à chaque commutation. Or, dans la conception de la commande intersective, le nombre de commutations dépend de la fréquence du signal triangulaire.

Dans la conception existante, la fréquence du signal en dents de scie est égale à 1kHz. Quand on compare ce signal avec une onde fondamentale de 50 Hz, le nombre de commutations est élevé, d'où les pertes de commutations excessives.

Nous avons alors à vérifier tous les signaux complémentaires de chaque branche.

Effectivement, dans la conception de ces signaux complémentaires, les temps morts n'ont pas été respectés.

Pour pallier ce problème nous avons ajouté sur les trois bras de l'onduleur un temps mort à la commande de tous les transistors dont les signaux sont complémentaires.

L'onduleur peut ainsi travailler à pleine tension. Notre onduleur NPC trois niveaux est maintenant opérationnel.

VII.6.3. Résultats expérimentaux

VII.6.3.1. Résultats en boucle ouverte

Avec notre onduleur NPC trois niveaux, nous avons alimenté une résistance en série avec une inductance puis un moteur asynchrone. Nous obtenons les allures de courant et de la tension sur les figures 246 et 247.

Note : Pour effectuer les mesures, nous utilisons une sonde multiplicatrice par 10. Il faut en tenir compte pour la lecture sur l'oscilloscope.

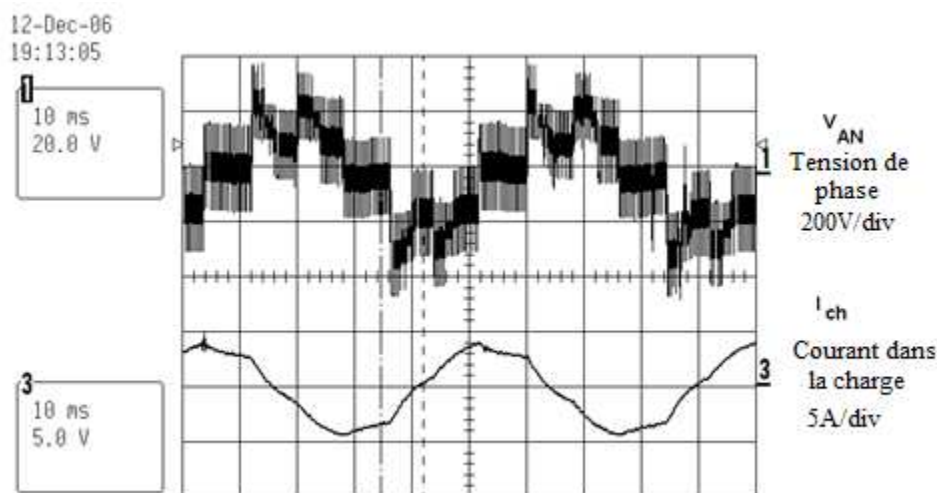


Figure 246 : Tension et courant débitant sur une charge R, L.

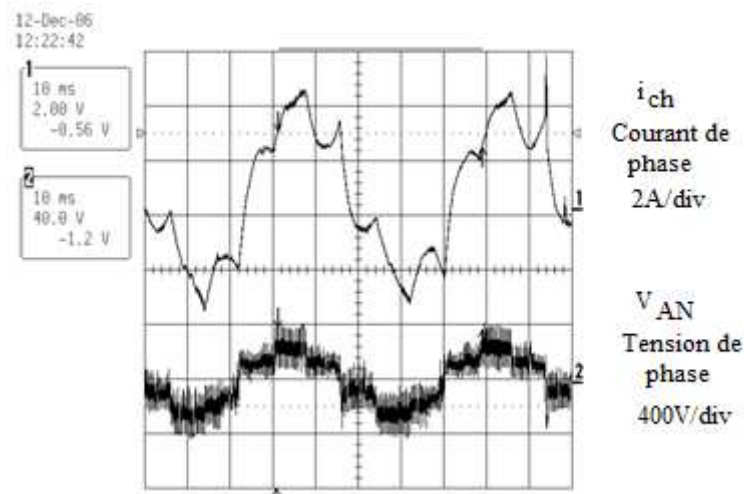


Figure 247 : Allure du courant de phase et de la tension aux bornes d'un moteur asynchrone triphasé

Ces courbes nous enseignent que notre onduleur NPC trois niveaux fonctionne bien à sa tension nominale de service.

Les essais ont été effectués au GREEN en décembre 2006.

VII.6.3.2. Résultats en boucle fermée

Nous avons ajouté à notre commande un contrôle de courant par hystérésis modulée dont la théorie a été développée au paragraphe VII.3.3.

La *figure 248* montre les allures de la tension composée, de la tension de phase et du courant de charge. La tension de phase présente plusieurs niveaux.

La tension composée est bien une tension à trois niveaux et le courant est pratiquement sinusoïdal.

Les essais ont été effectués dans la salle de TP de l'ENSEM-INPL-FRANCE en mars 2007.

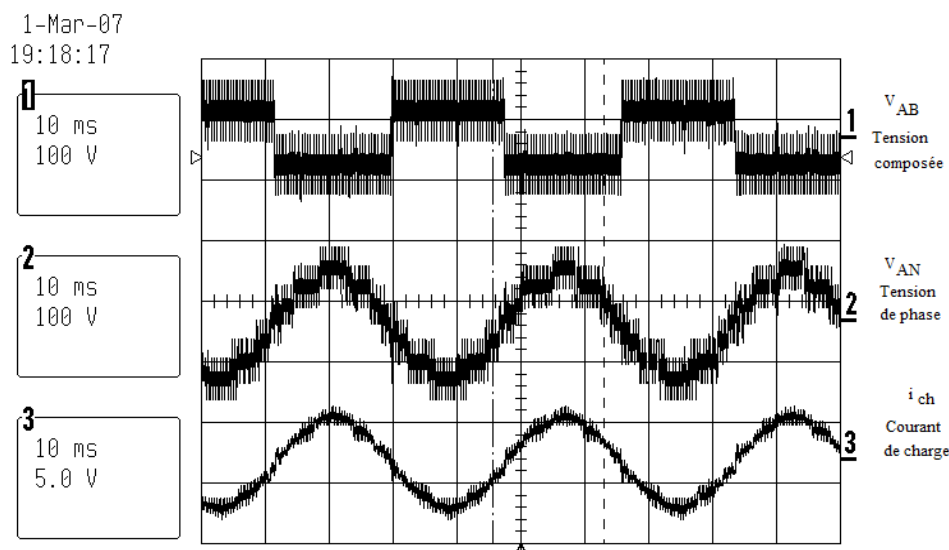


Figure 248 : Charge R,L alimentée par l'onduleur NPC trois niveaux avec contrôle de courant par hystérésis modulé

VII.6.3.3. Quelques photos de l'onduleur NPC trois niveaux

La photo de l'onduleur NPC_3 se trouve à la *figure 249*.



Figure 249 : Banc d'essais de l'onduleur NPC trois niveaux



Le rack démonté



Les douze IGBT avec leur driver



Les IGBT montés sur les refroidisseurs



Le rack vue de face



Le rack vue de derrière

VII.7. NOUVEAU MODELE D'ONDULEUR MULTINIVEAU

Nous proposons ici un nouveau type d'onduleur multiniveau sans diodes clamp [2][3][4].

Dans les onduleurs classiques, NPC ou MPC, à cause des diodes clamp, le schéma topologique est généralement compliqué et la conception de la technique de commande devient difficile .

Pour la structure NPC à n-niveaux, le montage nécessite (n-1) condensateurs, 2(n-1) transistors et 2(n-1) diodes clamp.

La structure présentée ne contient pas de diodes, quel que soit le nombre de niveau de l'onduleur. Elle comporte deux interrupteurs monodirectionnels, (n-1) condensateurs et (n-2) interrupteurs bidirectionnels.

La nouvelle structure développée dans ce travail présente une topologie associée à une commande MLI intersective en basse fréquence.

Le modèle ainsi développé est simple et économique. Le fonctionnement de ce dispositif et sa simulation par Matlab Simulink et SimPowerSystem sont décrits ci-dessous.

VII.7.1. Allures théoriques des tensions avec les différents schémas jusqu'à 5 niveaux

Notre nouveau modèle d'onduleur utilise l'interrupteur bidirectionnel déjà utilisé avec le nouveau convertisseur ac-ac développé au chapitre V. Cet interrupteur est représenté à la figure 250.

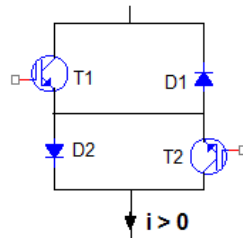


Figure 250 : Interrupteur bidirectionnel à deux IGBT et à deux diodes

Le nouveau modèle à trois niveaux

Le schéma de notre onduleur est représenté à la figure 251. Il est formé de deux transistors et d'un interrupteur bidirectionnel.

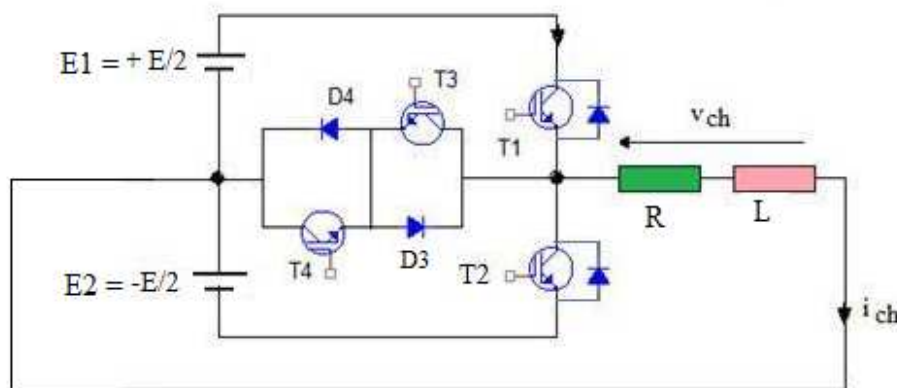


Figure 251 : Schéma du nouveau modèle d'onduleur à trois niveaux

Fonctionnement

Nous adoptons à nouveau la commande MLI intersective.

Nous supposons que la charge est fortement inductive.

Quand le courant dans la charge est positif, il passe à travers T1, la charge (R, L) en série et l'alimentation E1.

Quand T1 est bloqué, T4 est commandé pour assurer la circulation du courant dans la charge. Le courant passe à travers T4, D3. Il a une allure exponentielle décroissante.

Dans la première demi-période, T1 et T4 sont commandés alternativement.

Pour assurer la circulation dans le sens négatif, T1 est bloqué et T2 est allumé.

Durant la deuxième moitié de la période, T2 et T3 sont commandés alternativement.

L'allure théorique de la tension aux bornes de la charge est représentée sur la *figure 252*.

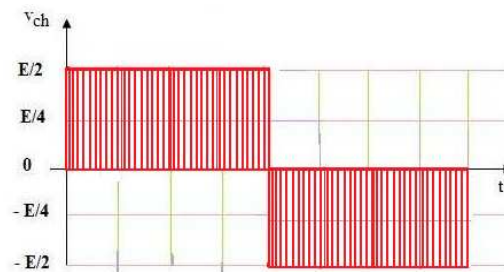


Figure 252 : Allure théorique de v_{ch} pour le fonctionnement à trois niveaux

Le nouveau modèle à quatre niveaux

Pour obtenir un onduleur à quatre niveaux, nous avons le schéma présenté sur la *figure 253*.

Le montage est composé de deux interrupteurs bidirectionnels et de deux transistors. Nous utilisons une alimentation départagée en quatre parties égales par quatre condensateurs.

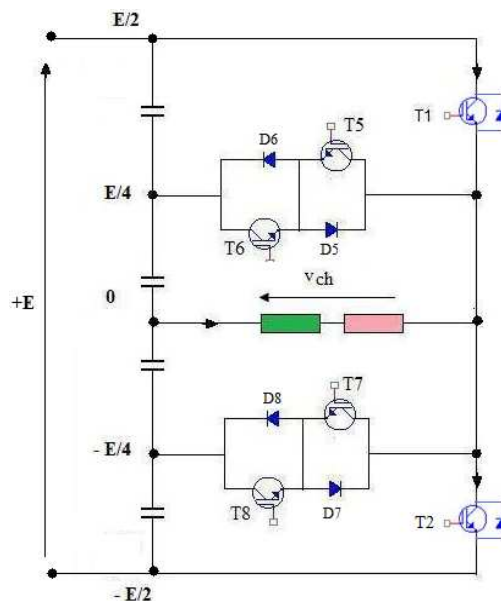


Figure 253 : Schéma du nouveau modèle d'onduleur à quatre niveaux

Fonctionnement

Pendant la première demi-période, quand T1 conduit et tous les autres transistors sont bloqués, la charge est alimentée par la tension $E/2$.

On bloque T1 et on allume T5. La diode D6 et le transistor T5 jouent le rôle de diode de roue libre commandée. La charge est ainsi alimentée par la tension $E/4$.

En commandant alternativement T1 et T5 durant la première demi-période, la tension commute entre $+E/2$ et $+E/4$.

Durant la deuxième demi-période, quand T2 conduit et tous les autres transistors du montage sont bloqués, la charge est alimentée par la tension $-E/2$.

Quand on bloque T2 et on allume T8, le couple (D7, T8) joue le rôle de la diode de roue libre commandée. La charge est alimentée par une tension égale à $-E/4$.

En commandant alternativement T2 et T8, la charge est alimentée par $-E/2$ et $-E/4$. L'allure de la tension aux bornes de la charge est représentée sur la *figure 254*.

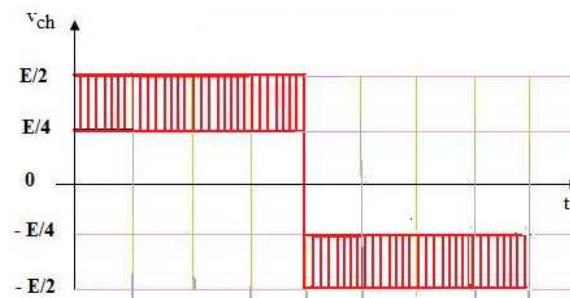


Figure 254 : Allure théorique de v_{ch} pour le fonctionnement à quatre niveaux

Le nouveau modèle à cinq niveaux

Le schéma du montage de l'onduleur nouveau modèle à cinq niveaux est représenté sur la *figure 255*. Il est composé de trois interrupteurs bidirectionnels et de deux transistors.

Nous utilisons encore une alimentation départagée en quatre parties égales par quatre condensateurs.

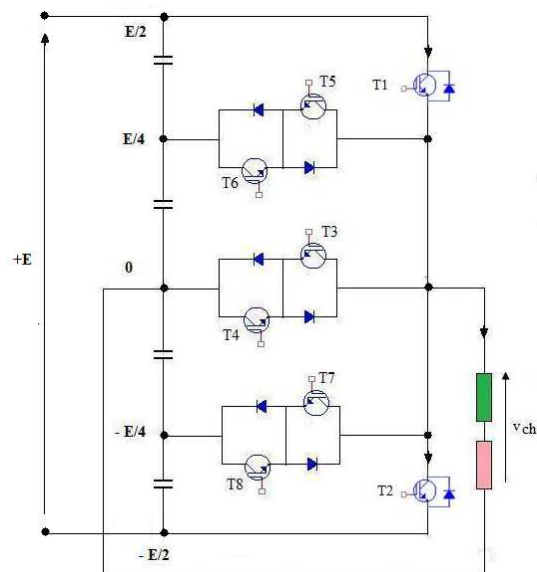


Figure 255 : Schéma du nouveau modèle d'onduleur à 5 niveaux

Fonctionnement

Nous utilisons toujours la commande intersective.

La période est divisée en huit intervalles égaux. Les transistors conducteurs dans chaque intervalle sont :

- $0 \leq t \leq T/4$: T6 et T4 reçoivent des commandes complémentaires
- $T/4 \leq t \leq 3T/8$: T6 et T1 reçoivent des commandes complémentaires
- $3T/8 \leq t \leq T/2$: T6 et T4 reçoivent des commandes complémentaires
- $T/2 \leq t \leq 5T/8$: T3 et T7 reçoivent des commandes complémentaires
- $5T/8 \leq t \leq 7T/8$: T7 et T2 reçoivent des commandes complémentaires
- $7T/8 \leq t \leq T$: T3 et T7 reçoivent des commandes complémentaires

L'allure théorique de la tension aux bornes de la charge est représentée sur la figure 256.

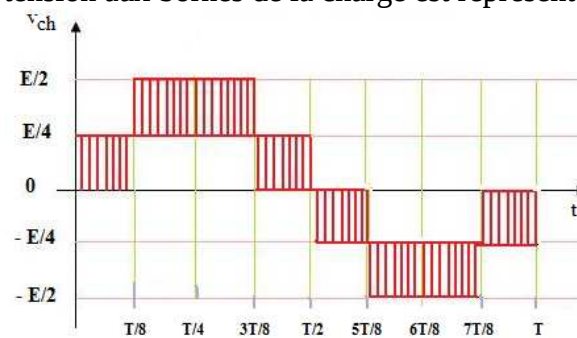


Figure 256 : Allure théorique de la tension v_{ch} pour le fonctionnement en cinq niveaux

En simplifiant le circuit de commande, notre nouveau modèle peut travailler en deux niveaux.

Le schéma est représenté sur la figure 257. L'allure théorique de la tension aux bornes de la charge est dessinée sur la figure 258.

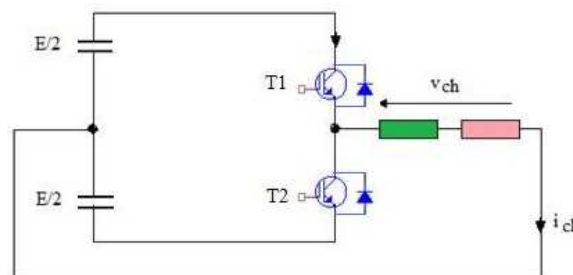


Figure 257 : Schéma de l'onduleur à deux niveaux

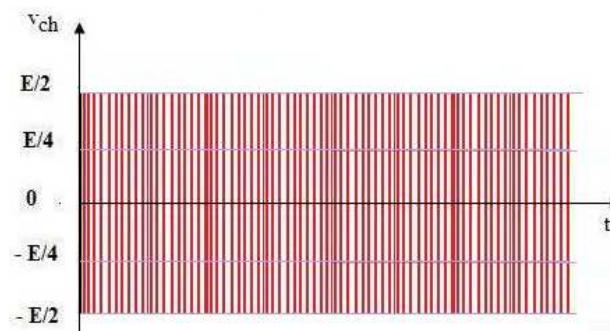


Figure 258 : Allure théorique de v_{ch} pour le fonctionnement à deux niveaux

VII.7.2. Simulation sous Matlab Simulink

VII.7.2.1. Résultats sur l'onduleur à deux niveaux

Pour le fonctionnement à deux niveaux nous obtenons les courbes de la figure 259 où nous avons utilisé : $R=3\ \Omega$; $L=10\text{ mH}$; $V = \pm 100\text{V}$; $f_{\text{triangulaire}} = 1\text{ kHz}$

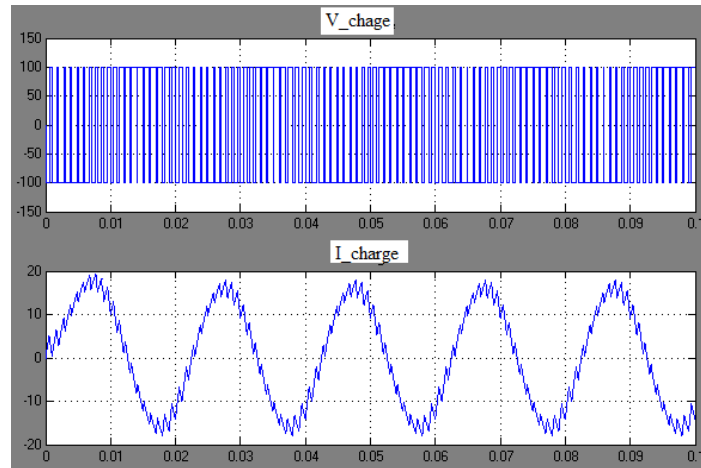


Figure 259 : Allures de V_{ch} et de I_{ch}

La figure 260 montre les analyses harmoniques du courant et de la tension. Nous obtenons : Pour le courant $THDi = 9,89\%$, pour la tension $THDv = 176,26\%$

D'après cette étude, les harmoniques de rang supérieur à deux disparaissent.

A partir du rang dix-huit, les harmoniques réapparaissent mais, dans la pratique, il est facile de les éliminer à l'aide des filtres passifs.

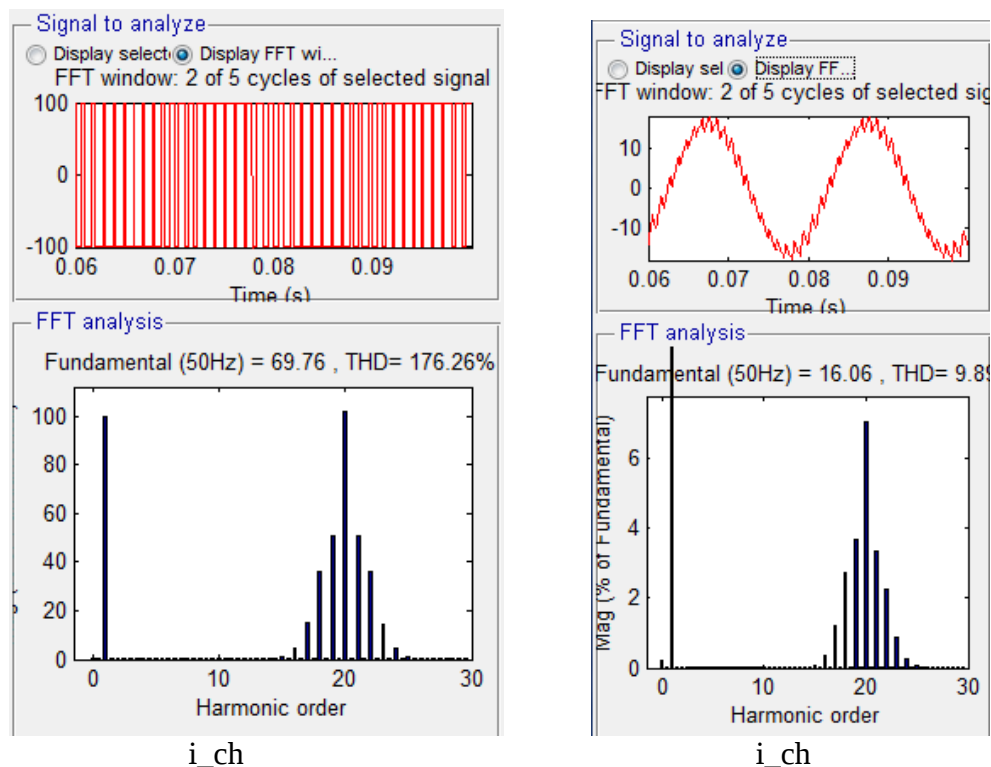


Figure 260 : Analyse harmoniques de v_{ch} et de i_{ch}

Sur la figure 261 nous reprenons la même charge en choisissant une fréquence plus élevée pour le signal en dents de scie, c'est-à-dire :

$R=3\ \Omega$; $L=10\text{ mH}$; $V = \pm 100\text{V}$; $f_{\text{triangulaire}} = 10\text{ kHz}$

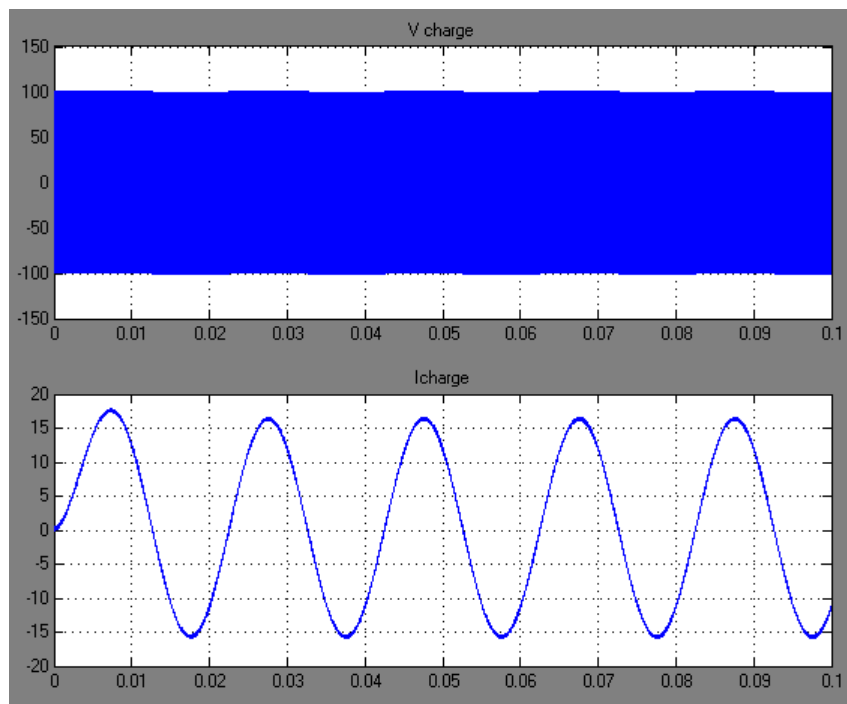


Figure 261 : Allure de V_{ch} (en haut) et de I_{ch} (en bas)

Les analyses harmoniques sont présentées sur la figure 262 où le $THD_i = 1\%$ et le $THD_v = 175,74\%$.

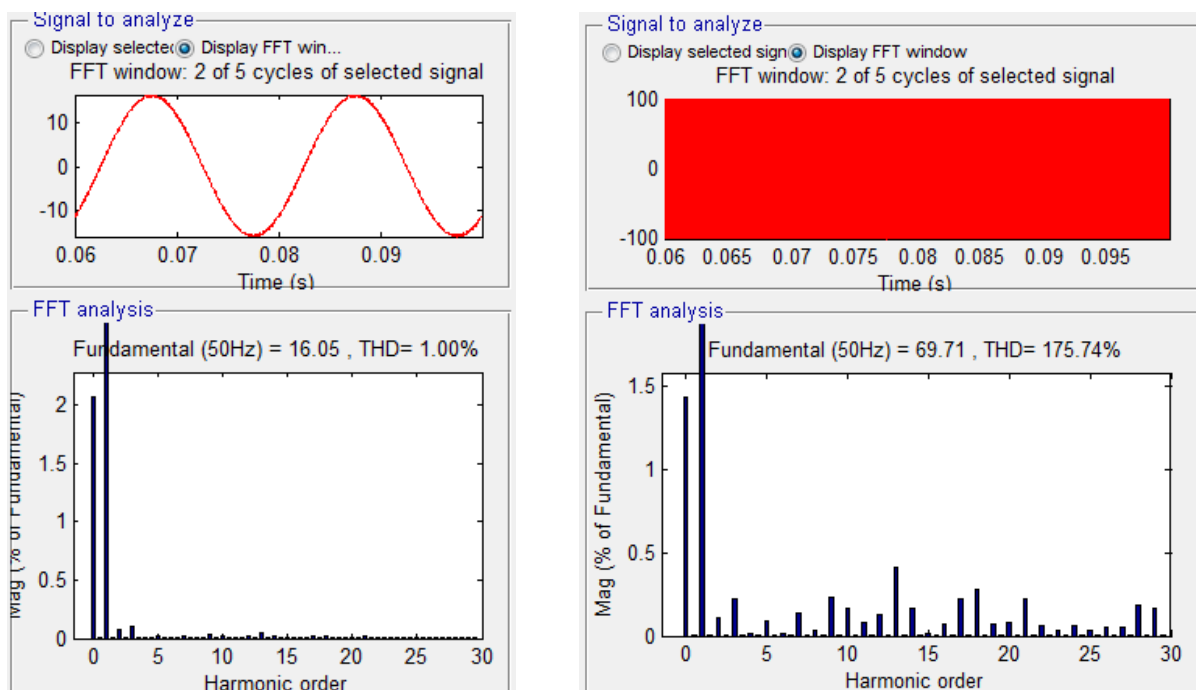


Figure 262 : Analyses harmoniques de V_{ch} et de I_{ch} pour $f_{\text{triang}}=10\text{kHz}$

VII.7.2.2. Résultats sur les onduleurs à trois niveaux

Nous avons choisi $R = 1\Omega$ $L = 10\text{ mH}$ $f = 1\text{kHz}$

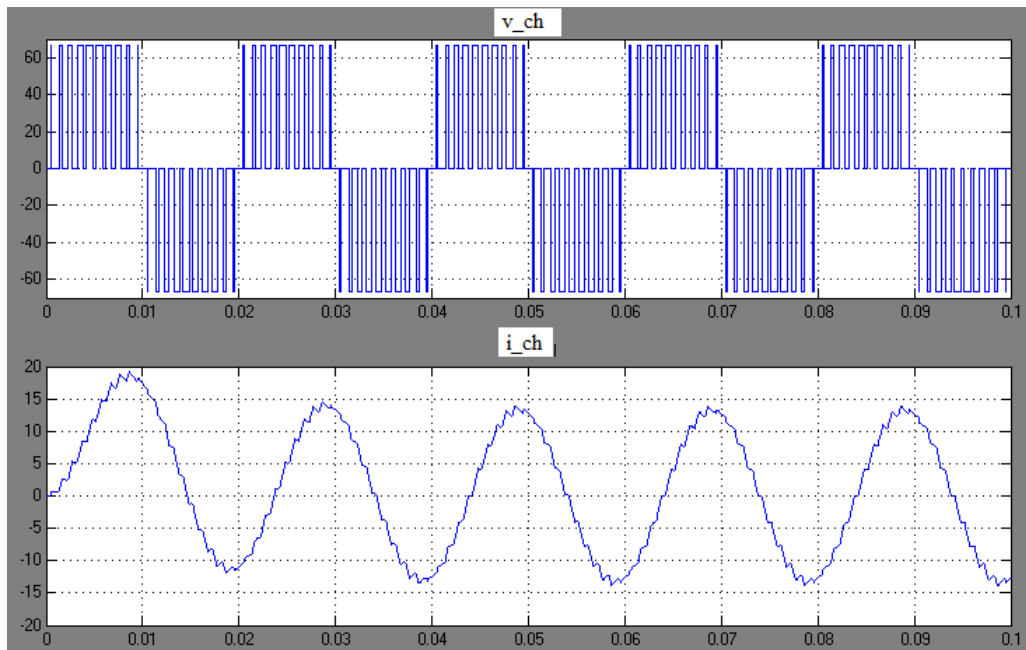


Figure 263 : Allures d v_{ch} et i_{ch}

La figure 264 montre les analyses harmoniques du courant et de la tension.

Nous avons $THDi = 4,36\%$ et $THDv = 97,04\%$

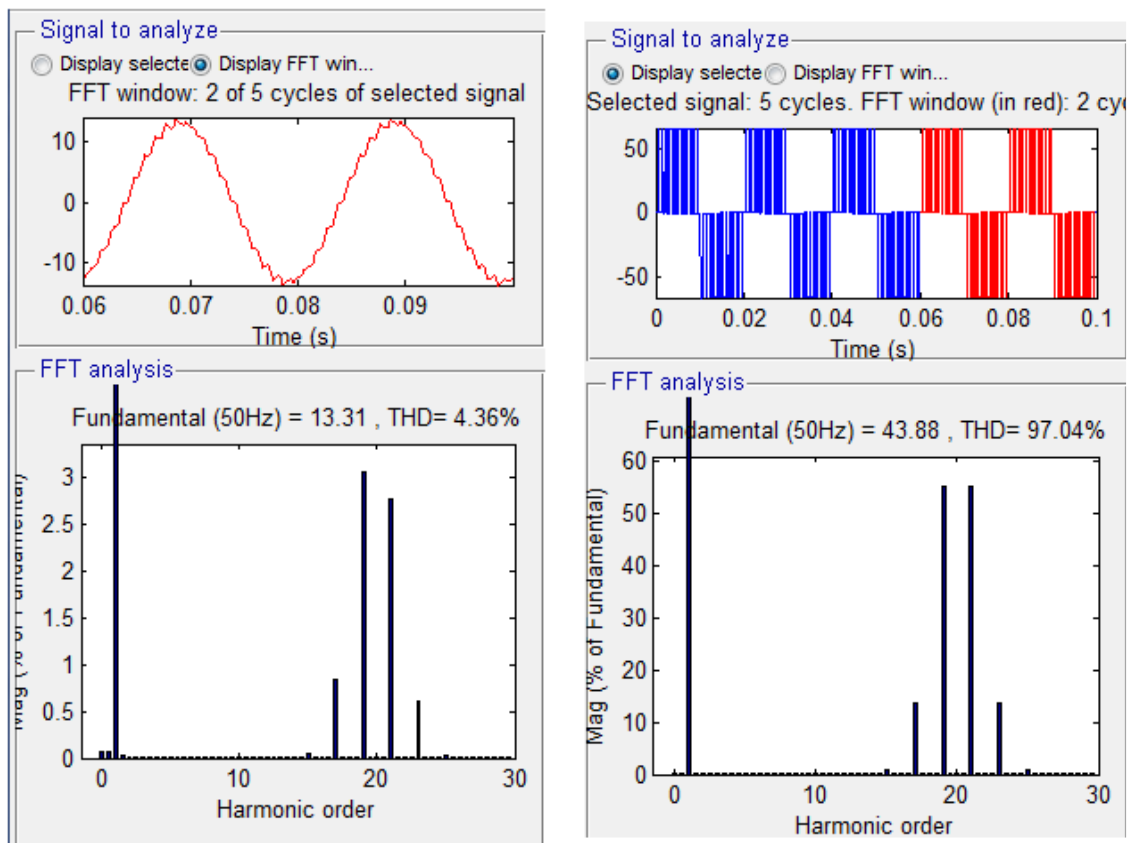


Figure 264 : Analyse harmonique de i_{ch} et v_{ch}

VII.7.2.3. Résultat sur les onduleurs à quatre niveaux

Charge R pure

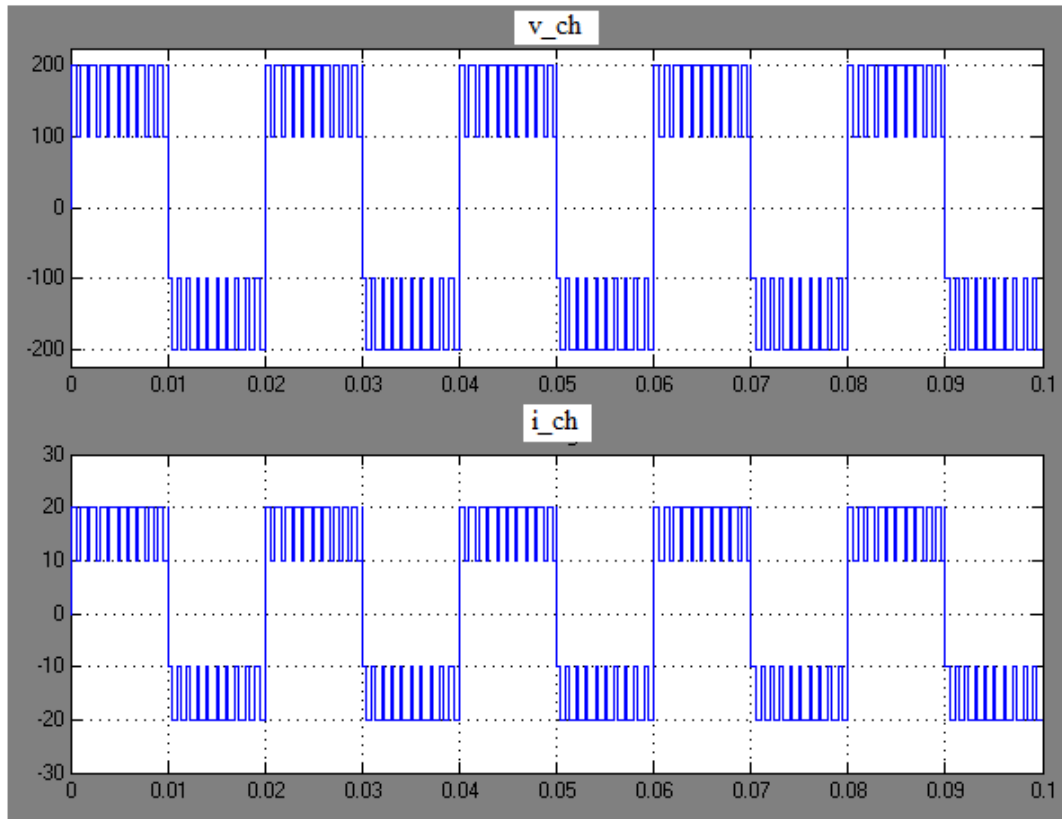


Figure 265 : $Z = R$ pure

La figure 266 montre les analyses harmoniques.

Le taux des harmoniques impair est élevé. Ceci montre que le montage présente peu d'intérêt en boucle ouverte.

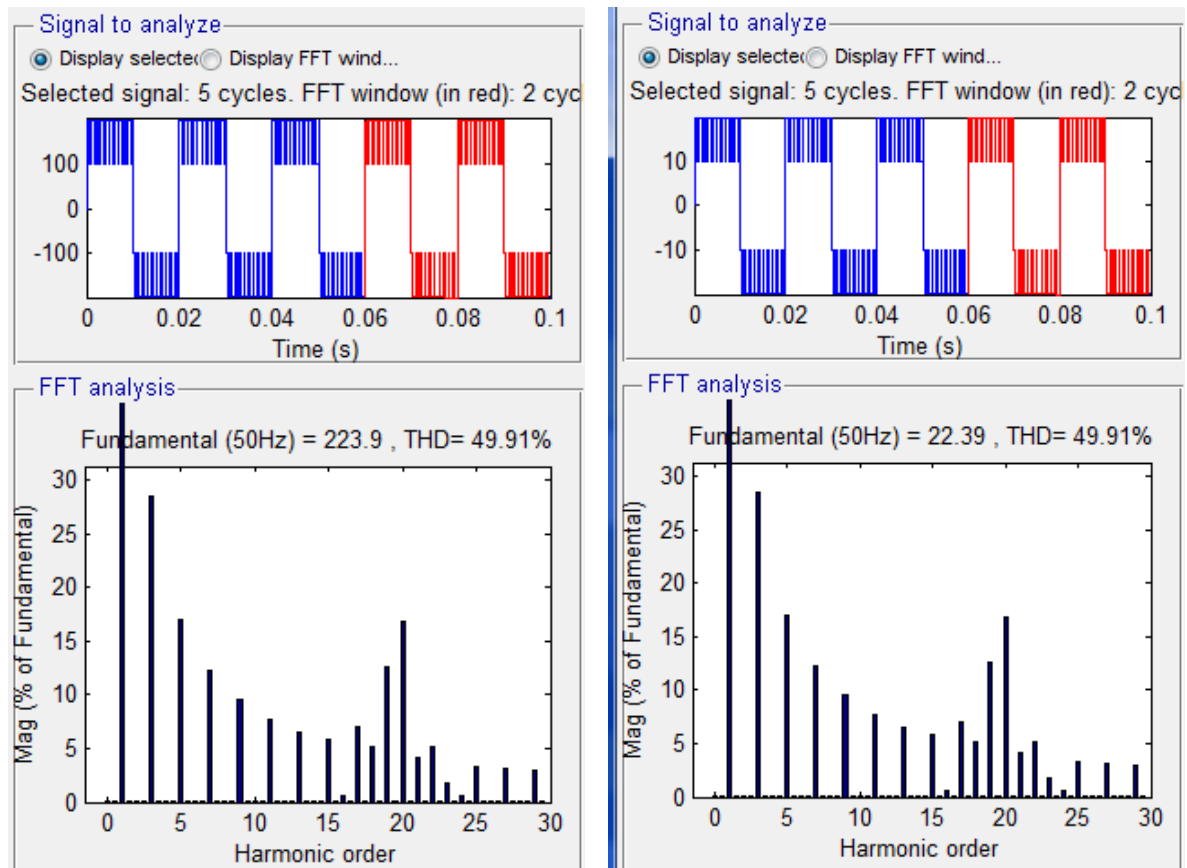


Figure 266 : Analyses harmoniques pour le montage 4-niveaux

VII.7.2.4. Résultats sur les onduleurs à cinq niveaux

VDC=400V, $f_{sw}=1\text{kHz}$, $L=19\text{ mH}$; $R=7,3\ \Omega$

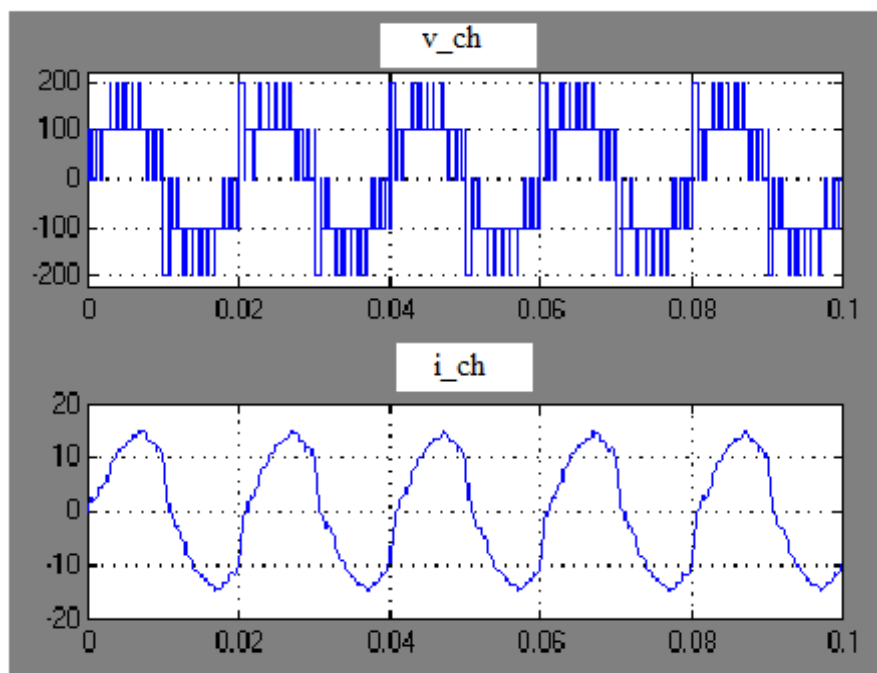


Figure 267 : Allures de v_{ch} et de i_{ch} pour le fonctionnement en boucle ouverte d'un onduleur à 5-niveaux

La figure 268 montre les analyses harmoniques.
Nous avons $THDi = 14,13\%$ et $THDv = 66,14\%$.

Le spectre des harmoniques nous montrent :

Pour v_{ch} : un taux de 21,56% pour l'harmonique trois et un taux de 16,46% pour l'harmonique cinq.

Pour i_{ch} : un taux de 10,52% pour l'harmonique trois et un taux de 5,05% pour l'harmonique cinq.

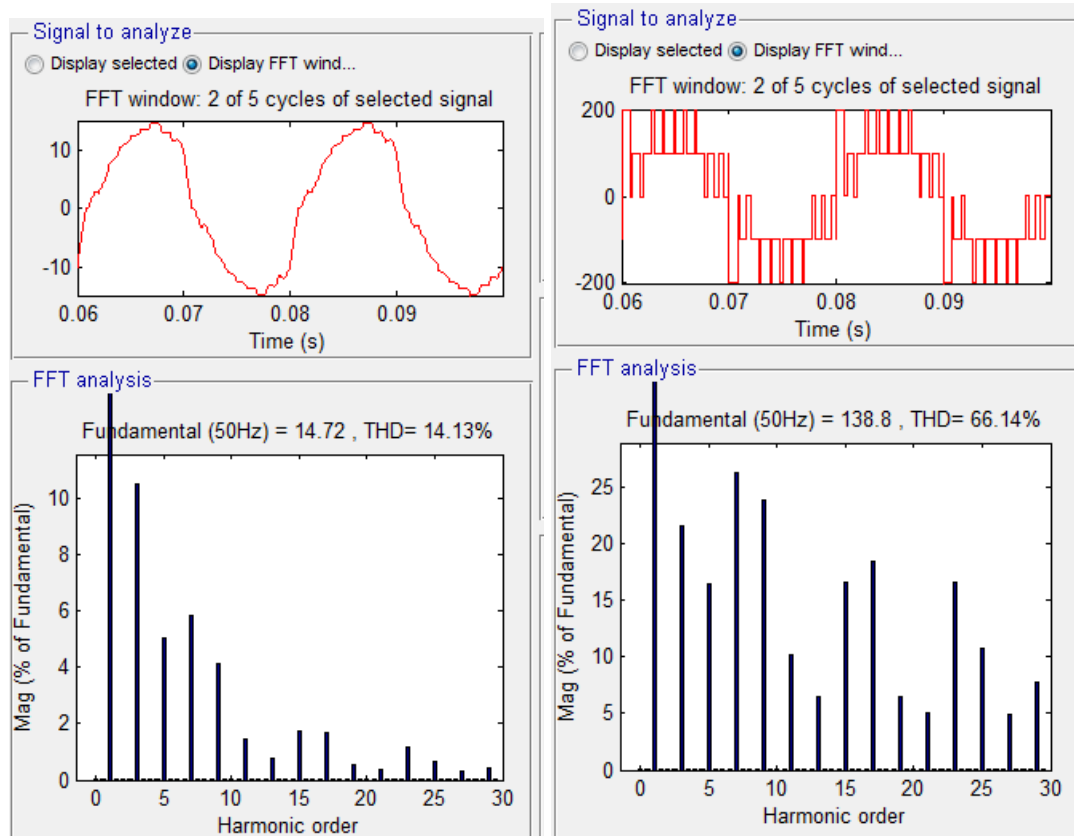


Figure 268 : Analyses harmoniques de v_{ch} et de i_{ch}

De cette étude, nous concluons que le fonctionnement en boucle ouverte n'est pas intéressant car le taux des harmoniques trois et cinq ne sont pas négligeables.

VII.7.3. Simulation sous Matlab Simulink avec contrôle de courant par hystérésis modulée

Le principe de régulation est rappelé ci-dessous :

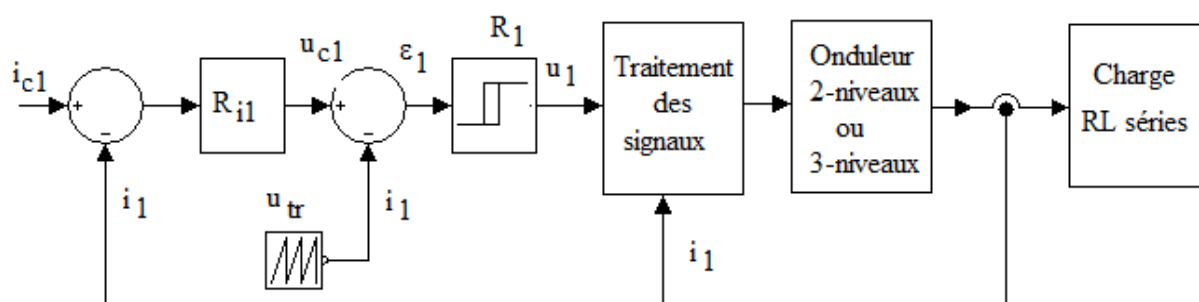
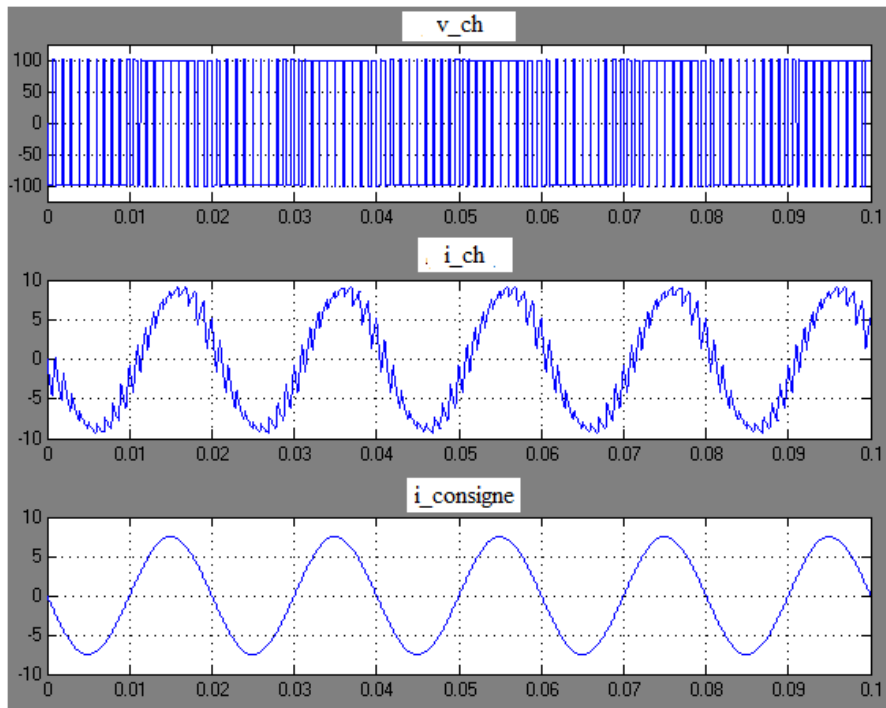


Figure 269 : Contrôle de courant par hystérésis modulée avec un onduleur multiniveau

En utilisant les paramètres suivants $R=10\Omega$; $L=10\text{ mH}$; $f_{tr}=1\text{ kHz}$;
Nous obtenons les allures de v_{ch} , i_{ch} (figure 270) .

Les figure 270.a et 270.b montrent que la tension aux bornes de la charge possède deux niveaux et le courant possède une allure sinusoïdale. Il suit la variation du courant de consigne.

De plus, le courant réel oscille autour de la valeur de consigne entre deux valeurs limites fixées par l'hystérèse.



270a

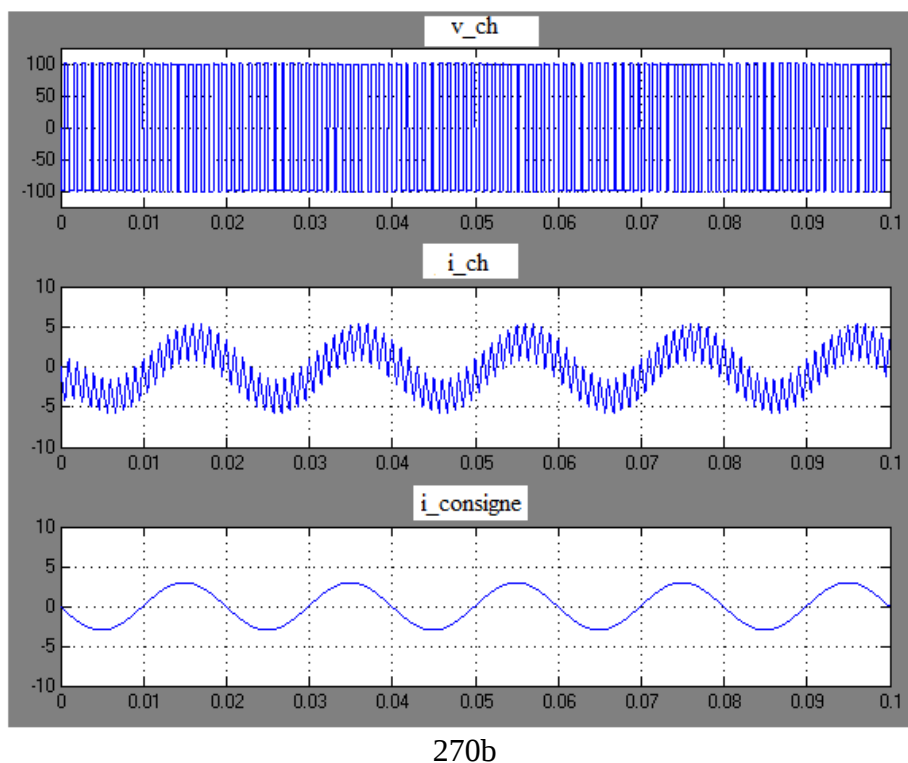
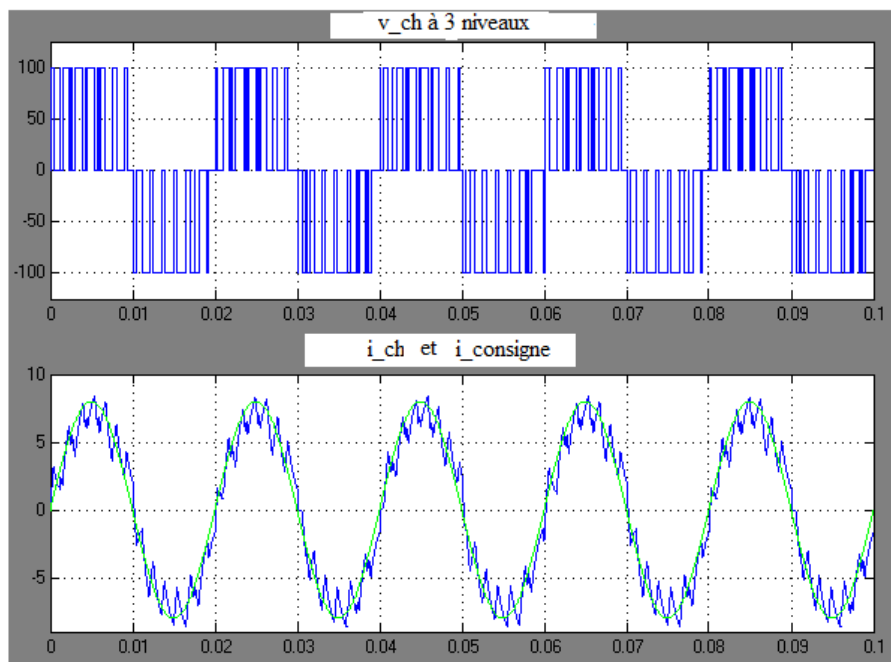
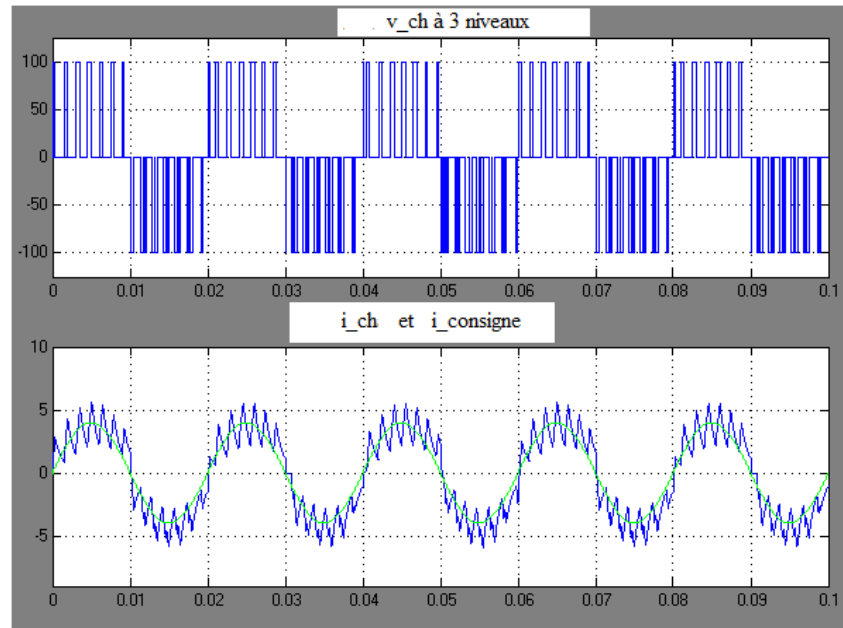


Figure 270 : v_{charge} , i_{charge} et $i_{consigne}$ $\hat{i} = 7,5$ A (270a), $\hat{i} = 2,5$ A (270b) ; 2-niveaux

Sur la *figure 271*, nous effectuons l'expérimentation avec un onduleur à 3 niveaux en donnant deux valeurs différentes au courant de consigne.



271.a



271.b

Figure 271 : v_{ch} , i_{ch} et $i_{consigne}$ avec $\hat{i} = 8$ A (271a); $\hat{i} = 4$ A (271b) ; 3-niveaux

Le courant est bien contrôlé car il suit la variation sinusoïdale du courant de consigne.

Dans ces expérimentations, le courant réel oscille à nouveau autour de la valeur de consigne tout en restant entre deux valeurs limites fixées par l'hystérèse.

VII.7.4. Résultats expérimentaux

Les essais expérimentaux effectués au GREEN, à l'ENSEM-INPL-NANCY-France ont été réalisés sur un onduleur monophasé à 2 niveaux et à 3 niveaux sous les conditions :

+E=400V, $f_{dents\ de\ scie} = 1\text{kHz}$; $L=50\text{mH}$ et la valeur de la résistance variable.

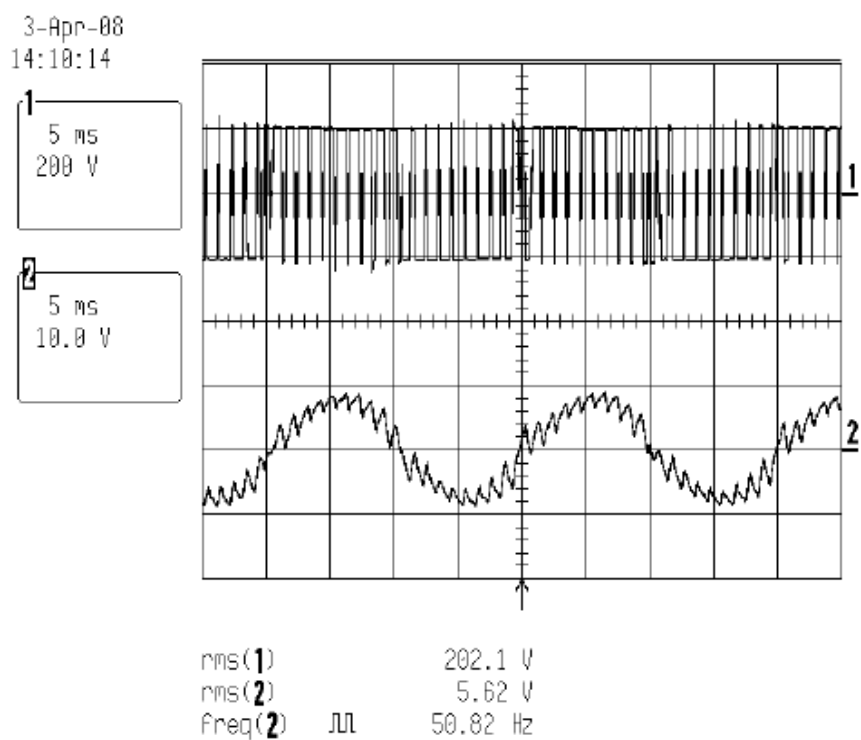


Figure 272 : Ondes expérimentales de tension et de courant de charge pour un fonctionnement à deux niveaux

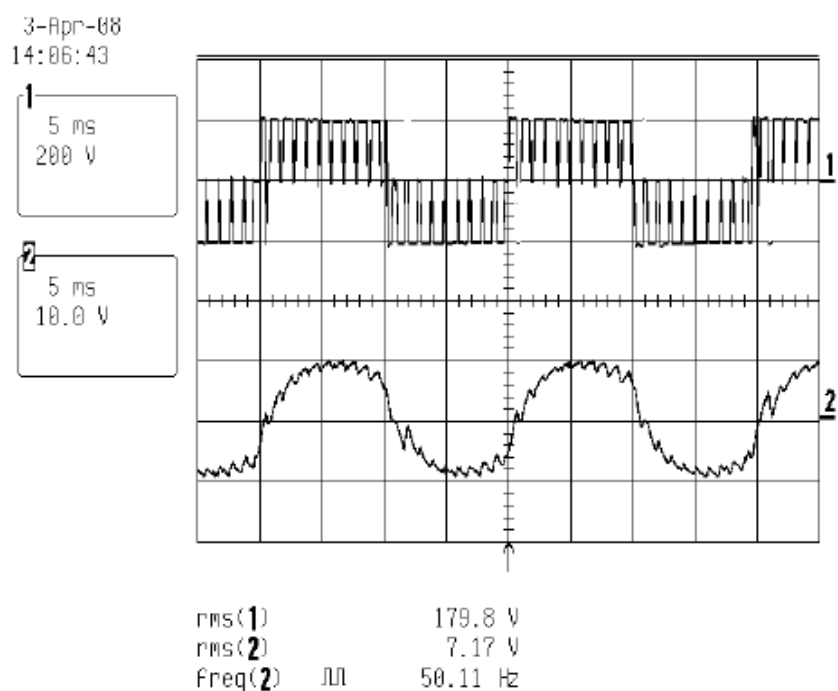


Figure 273 : Ondes expérimentales de tension et de courant de charge pour un fonctionnement à trois niveaux

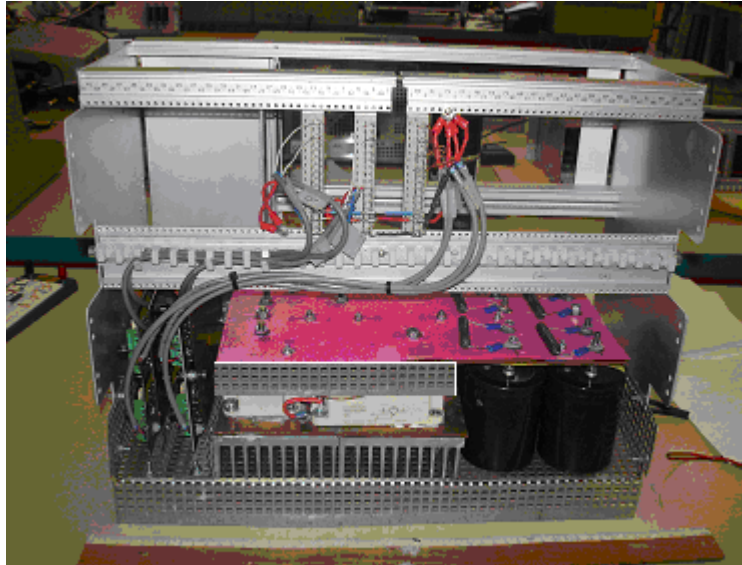


Figure 274 : Photo du banc d'essai

Les Figures 272 et 273 présentent les ondes expérimentales de la tension et du courant dans la charge et confirment effectivement le bon fonctionnement à deux et à trois niveaux du nouveau type d'onduleur avec le nouveau modèle d'onduleur.

Les courants de charge possèdent une allure pratiquement sinusoïdale et oscillent entre deux valeurs limites fixées par l'hystérèse dans l'électronique de commande.

Les essais ont été effectués dans la salle de TP de l'ENSEM-INPL-FRANCE en avril 2008.

CONCLUSION GENERALE

Vu le nombre incalculable des problèmes rencontrés tant au niveau domestique qu'au niveau industriel sur les alimentations des moteurs électriques, les résultats obtenus ici apportent quelques solutions adéquates.

Tous les résultats présentés sont les fruits des recherches personnelles.

Qu'il s'agisse d'une alimentation en boucle ouverte ou en boucle fermée, quatre types de moteurs sont touchés par nos résultats, à savoir les moteurs à courant continu, les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones et les moteurs pas à pas.

Les thèmes principaux traités sont les convertisseurs alternatif-continu, continu-continu, alternatif-alternatif et continu-alternatif. Mais les analyses de ceux-ci s'étendent jusqu'aux onduleurs multiniveaux.

Puis l'examen de leur fonctionnement respectif a abouti au développement de deux nouveaux modèles: le nouveau modèle de convertisseur alternatif-alternatif directement couplé au réseau et le nouveau modèle d'onduleur multiniveau.

Sachant que l'alimentation des moteurs électriques par les convertisseurs nécessite souvent une boucle de régulation, l'étude de quelques méthodes de réglages s'impose.

Plusieurs types de réglages interviennent alors dans nos réalisations : les réglages analogiques classiques intégrateur et proportionnel-intégrateur, le réglage en cascade, le réglage par mode de glissement, le contrôle de courant par hystérésis modulée, le réglage et contrôle de courant par régulateurs à actions à deux positions puis enfin le réglage d'état.

Chaque application s'appuie sur des bases théoriques qui sont brièvement rappelées.

Dans les réalisations, les types de commande utilisés sont très variés: la commande analogique, la commande numérique, la commande par des microcontrôleurs, la commande par un microordinateur, la commande MLI intersective, la commande MLI calculée

Pour effectuer les calculs et les simulations, plusieurs logiciels dont les langages sont évolués sont également variés. Le choix de chaque langage dépend du lieu et de l'endroit où le travail a été réalisé.

Matlab 7.3, Delphi 7, Visual basic 6, C++ Builder5 et le langage assembleur sont utilisés.

Matlab Simulink et le Simplorer Version Etudiant sont employés pour la simulation.

Pour le convertisseur alternatif-continu, trois applications ont été réalisées.

La première est un logiciel qui calcule les caractéristiques des composants de puissance et celles du transformateur à utiliser pour plusieurs types de montages monophasés et triphasés à thyristors. Le logiciel a été conçu avec une interface graphique qui rend facile l'utilisation l'interprétation des résultats.

La deuxième consiste à faire fonctionner le redresseur à thyristors en un onduleur non autonome. Le montage permet alors de récupérer de l'énergie à partir d'une source autonome et de l'injecter au réseau.

Cette technique est très utilisée dans une installation éolienne où la présence du réseau facilite la conception du circuit de régulation. Dans d'autres cas la source indépendante peut être des panneaux solaires.

Une des applications courantes de cette technique est aussi le transport de l'énergie électrique à courant continu.

La troisième est l'application d'un montage dérivé qui consiste à mettre en antiparallèle un deuxième convertisseur, c'est le convertisseur bidirectionnel. Il permet d'alimenter dans les deux sens de rotation un moteur à courant continu. Il est très exploité dans l'entraînement des voitures de chemin de fer qui peuvent rouler dans les deux sens de la marche.

Le chapitre III a été consacré à l'alimentation des moteurs à courant continu par des hacheurs à transistor puis à thyristors. Un montage dérivé tel que le hacheur en pont est aussi réalisé pour faire tourner le moteur dans les deux sens de rotation.

Le travail consiste d'abord à la conception des circuits de commande chaque hacheur puis viennent ensuite les réalisations.

La méthode analogique et la programmation des microcontrôleurs sont les méthodes utilisées.

Dans le chapitre IV, des gradateurs monophasés et triphasés ont été réalisés. Les commandes sont toutes analogiques.

En plaçant un redresseur à diodes en série avec le gradateur, nous avons alimenté un moteur à courant continu par des courants et des tensions sous formes impulsionnelles. Ici, l'application du réglage en cascade est nécessaire pour limiter les surintensités lors du réglage de vitesse.

Le résultat obtenu est très avantageux par rapport aux alimentations classiques des moteurs à courant continu car avec la même performance du réglage de vitesse, notre montage présente une économie d'énergie.

Grâce au logiciel de simulation Matlab Simulink, nous avons montré la dégradation du facteur de puissance due à l'augmentation de l'angle d'amorçage des thyristors. Ceci confirme le fait qu'actuellement le gradateur est l'un des facteurs majeurs qui polluent le réseau.

La dernière application consiste à piloter un Banc d'Automatisme Hydraulique par un microordinateur. Le langage utilisé est le Visual Basic 6. La conception et la réalisation de l'interface est alors nécessaire pour commander le banc via le gradateur.

Au chapitre V, nous proposons un nouveau modèle de convertisseur ac-ac. Il présente l'avantage de moins polluer le réseau par rapport à l'ancien convertisseur ac-ac même si la charge est fortement résistive.

Ce nouveau modèle sera ensuite utilisé comme un compensateur réactif si la charge n'est plus résistive. Des études comparatives avec d'autres compensateurs réactifs existants sont développées et mettent un accent sur les avantages du nouveau compensateur.

Dans le chapitre VI, nous avons réalisé un onduleur triphasé en pont qui alimente un moteur synchrone à aimants permanents triphasé. L'objectif est de régler le couple de la machine en insérant dans la commande le réglage par mode de glissement des courants statoriques.

Le moteur synchrone se comporte alors comme un moteur à courant continu sans collecteur.

Cette technique peut trouver son application dans les voitures électriques et dans les robotiques.

Un générateur triphasé a été mis au point. Ici nous l'utilisons pour concevoir et réaliser la commande d'un moteur pas à pas triphasé.

Au chapitre VII, nous étudions les onduleurs multiniveaux NPC-3. où nous avons apporté quelques modifications au circuit de commande existant. L'onduleur multiniveau devient ainsi opérationnel et alimente à pleine tension un moteur asynchrone triphasé.

En introduisant un circuit de contrôle de courant par hystérésis modulée, le courant de charge est pratiquement sinusoïdal et les tensions à 3 niveaux sont stables. La charge utilisée est une charge résistive en série avec une inductance.

Toujours dans ce chapitre VII, nous proposons un nouveau modèle d'onduleur multiniveau. Les essais en boucle ouverte avec Matlab Simulink ont été faits jusqu'à cinq niveaux. Puis les essais en boucle fermée sont arrêtés jusqu'à 3-niveaux. Il en est de même pour les expérimentations pratiques.

Ces résultats montrent l'efficacité des onduleurs multiniveaux qui peuvent travailler à des tensions élevées sans porter atteinte aux composants.

Le chapitre VIII fait appel à la méthode des équations d'état pour étudier les systèmes complexes où les variables internes présentent des interactions.

Trois logiciels sont alors proposés. Les deux premiers permettent de formuler les équations d'état à partir des fonctions de transfert ou des équations différentielles puis testent les critères de commandabilité, d'observabilité et de stabilité.

Le troisième détermine le comportement dynamique en utilisant le réglage d'état dans le cas des systèmes commandables découplés.

En conclusion, le but du travail a été conçu pour justifier et illustrer certaines approches modernes de la commande des moteurs électriques à côté des commandes traditionnelles.

Les résultats intéressent les spécialistes et les apprentis de l'électrotechnique, de l'électronique de puissance, de l'électronique de commande, l'électronique de réglage, la production et le transport d'énergie.

ANNEXES

La méthode usuelle pour étudier un système physique réel, est de le modéliser soit par une équation différentielle, soit à l'aide de sa fonction de transfert faisant intervenir la variable de Laplace.

Pour les systèmes complexes, l'utilisation des systèmes d'équations différentielles est inévitable. Si l'ordre de chaque équation différentielle est élevé, la résolution du système devient encore plus compliquée, d'où l'intérêt de s'orienter vers l'exploitation du modèle d'état où nous n'avons qu'à manipuler deux équations sous forme matricielles: l'équation d'état et l'équation de sortie.

Toutefois, la formulation des équations d'état reste toujours une étape fastidieuse, d'où l'intérêt de nos deux premiers logiciels car ils permettent d'obtenir avec une grande facilité les équations d'état.

De plus, ces logiciels nous renseignent directement sur les critères de commandabilité, d'observabilité et de stabilité sans avoir recours à un autre logiciel. Cette partie du programme évite de saisir les éléments des matrices As, Bs et Cs pour effectuer ces tests.

Par exemple, le logiciel Matlab 7.3 teste les critères de commandabilité, d'observabilité et de stabilité. Mais, il faut saisir les éléments des matrices As, Bs et Cs. Ce qui présente une lourde tâche si les rangs de ces matrices sont élevés.

ANNEXE 1 : Formulation de l'équation d'état des systèmes monovariabiles

Ce logiciel est le résultat obtenu lors de l'encadrement d'un mémoire d'ingénieur de l'ESP d'Antananarivo en 2001 [53]. Les documents de base [15][17][141]

Notre logiciel a deux objectifs :

- Formuler les équations d'état d'un système monovariable décrit par une fonction de transfert ou par une équation différentielle
- Tester la commandabilité, l'observabilité et la stabilité de ce système en utilisant les équations d'état

Il a été conçu avec son interface graphique afin de faciliter sa manipulation.

La page d'accueil est présentée à la figure 275

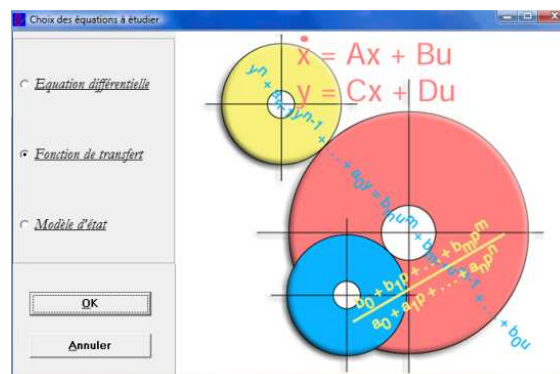


Figure 275 : Page d'accueil

On choisit à l'aide du « bouton radio » l'équation qui décrit le système. Nous avons trois possibilités :

1. Le système est décrit par son équation différentielle
2. Le système est décrit par sa fonction de transfert
3. Le système est décrit par son modèle d'état

Système décrit par une équation différentielle

1^{ère} étape

Un clic sur OK fait apparaître la *figure 276*. A l'aide du menu déroulant on choisit l'ordre n de l'équation différentielle et l'ordre de dérivation « m » de la tension de commande u .

Figure 276 shows a software window titled "Equation différentielle". It displays the general form of a differential equation: $a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \dots + a_0 y = b_m u^{(m)} + b_{m-1} u^{(m-1)} + \dots + b_0 u$. Below the equation, there are two dropdown menus: "Degré du premier membre : n =" with a value of 2, and "Degré du second membre : m =" with a value of 0. There are "OK" and "Annuler" buttons.

Figure 276 : Choix de « n » et de « m »

2^{ème} étape

Un clic sur OK fait apparaître la *figure 277* où on saisit les coefficients a_i et b_i de l'équation différentielle.

Figure 277 shows the same software window as Figure 276, but now it is for entering coefficients. It displays the same general form of the differential equation. Below the equation, there is a section titled "SAISIE DES COEFFICIENTS CONSTITUANT L'EQUATION DIFFERENTIELLE". It contains two tables for coefficients. The first table, "Coefficients du premier membre", has columns for a_0 , a_1 , and a_2 , with values 20, 0, and 1 respectively. The second table, "Coefficients du second membre", has a column for b_0 with a value of 0. There are also buttons for "Voir le modèle d'état" and "Annuler".

Figure 277 : Page de saisie des coefficients

Le nombre de cases correspondantes aux coefficients varie selon le choix de n et de m du menu déroulant de la *figure 276*.

Un clic sur *Voir le modèle d'état* fait apparaître la *figure 278* où on lit directement les coefficients de la matrice A , les éléments du vecteur *colonne* b et ceux du vecteur *ligne* c .

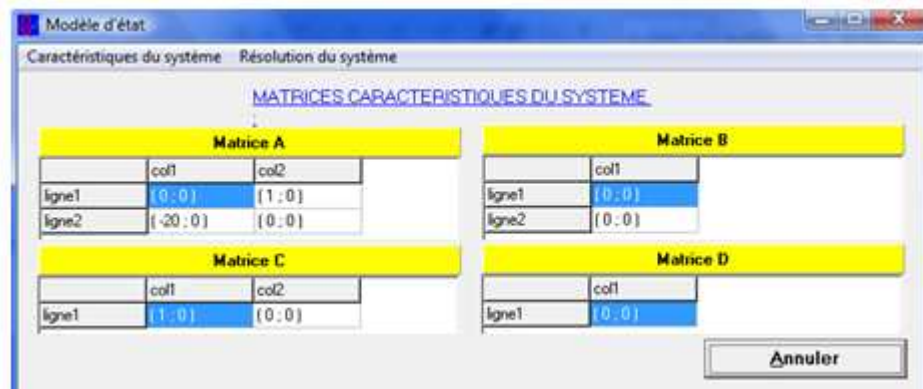


Figure 278 : Les éléments de la matrice A, et des vecteurs b et c

Exemple d'application :

Le mouvement d'un pendule simple est décrit par une équation différentielle du second ordre :

$$\ddot{y} + \frac{g}{l}y = 0$$

où g = accélération

l = longueur du pendule

AN : g=10 m/s² et l=50 cm

L'équation différentielle s'écrit :

$$\ddot{y} + 20y = 0$$

Quand nous utilisons le logiciel :

Les éléments de la matrice A, des vecteurs b et c sont affichés sur la *figure 279*.

Un clic sur « Caractéristiques du système » fait apparaître un menu pouvant étudier les critères de stabilité, de gouvernabilité ou d'observabilité..

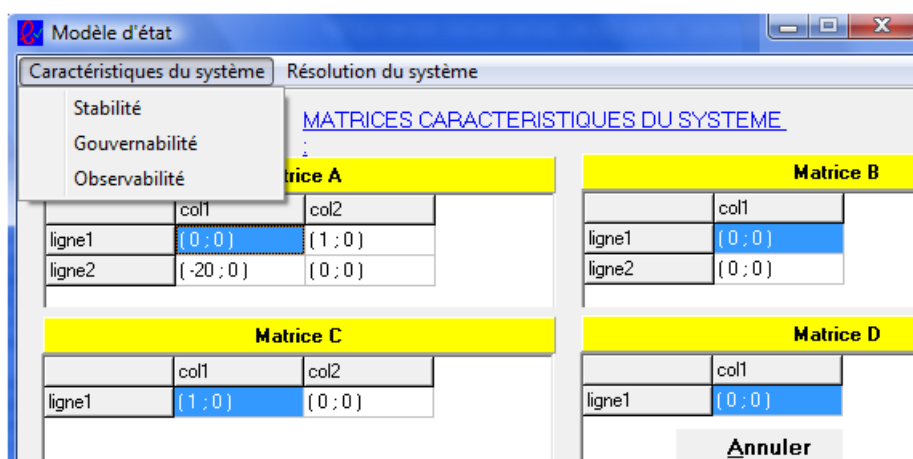


Figure 279 : Caractéristiques : Stabilité, Gouvernabilité, Observabilité

Quand on clique sur *Stabilité*, le logiciel renseigne sur la stabilité du système. On obtient le résultat suivant :

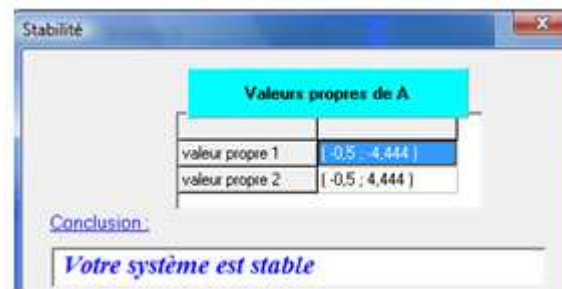


Figure 280 : Etude de la stabilité

On procède de la même manière pour étudier la Gouvernabilité et l'Observabilité.

Système décrit par une fonction de transfert

Dans la page d'accueil, nous choisissons le bouton radio *Fonction de transfert*.

Un clic sur OK fait apparaître la figure 281 où on doit choisir l'ordre m et n des polynômes du numérateur et du dénominateur.

FORME GENERALISEE DE LA FONCTION DE TRANSFERT

$$H(p) = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n}$$

Degré du dénominateur : n = 2

Degré du numérateur : m = 0

OK Annuler

Figure 281 : Choix de n et de m

Un clic sur OK fait apparaître la figure 282 :

FORME GENERALISEE DE LA FONCTION DE TRANSFERT

$$H(p) = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n}$$

Saisie des coefficients constituant la fonction de transfert

Coefficients du numérateur

b0: 1

Coefficients du dénominateur

a0: 1, a1: 2, a2: 1

Voir le modèle d'état Annuler

Figure 282 : Saisie des coefficients du numérateur et du dénominateur

Un clic sur *Voir le modèle d'état* fait apparaître les éléments de A, b et c.

Pour la suite, on procède de la même manière qu'au paragraphe précédent.

Exemple d'application

Prenons un système décrit par la fonction de transfert :

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + 2s + 1}$$

Nous obtenons :

Matrice A		
	col1	col2
ligne1	-1 ; 0	1 ; 0
ligne2	0 ; 0	-1 ; 0

Matrice B	
	col1
ligne1	0 ; 0
ligne2	1 ; 0

Matrice C		
	col1	col2
ligne1	1 ; 0	0 ; 0

Matrice D	
	col1
ligne1	0 ; 0

Annuler

Figure 283 : Affichage des éléments de A, b et c

Comme dans le paragraphe précédent, à partir du moment où nous obtenons le modèle d'état, nous pouvons étudier la commandabilité, l'observabilité et la stabilité du système.

ANNEXE 2 : Formulation des équations d'état des systèmes multivariables

Ce logiciel est le résultat obtenu lors de l'encadrement de deux mémoires d'ingénieur de l'ESP d'Antananarivo en 2005 [39] [91].

Considérations générales

Dans ce paragraphe, nous considérons un système possédant trois entrées et trois sorties.

Un tel système peut être présenté comme suit :

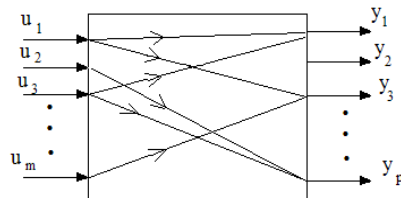


Figure 284 : Système multivariable à m entrées et p sorties

Nous limitons également à trois l'ordre le plus élevé de l'équation différentielle.

v_1, v_2 et v_3 représentent les vecteurs de perturbation.

Utilisation du logiciel

Page d'accueil



Figure 285 : Page d'accueil

Pour continuer, un clic sur « Système » fait apparaître la page suivante :

Figure 286 : Choix du système, du nombre des grandeurs d'entrée et de sortie

A l'aide des boutons radio, on choisit le modèle mathématique du système :

- 1^{er} cas : le système est décrit par un Système d'Equations Différentielles
- 2^{ème} cas : le système est un Système Continu décrit par son modèle d'état
- 3^{ème} cas : le système est un Système Echantillonné décrit par son modèle d'état

1^{er} cas : Formulation à partir d'un système d'équations différentielles

1. On clique sur le bouton radio «Systèmes d'équations différentielles ».
Quand le mot « Saisie » sur le cadre Equation différentielle devient rouge. Il est actif.

Figure 287 : Page d'accueil Equations différentielles

2. A l'aide des trois menus déroulants, on fixe l'ordre de l'équation différentielle, le nombre des grandeurs d'entrée et le nombre des grandeurs de sortie.

Equation différentielle

Ordre de l'équation différentielle :

Nombre d'entrées :

Nombre de sorties :

Figure 288 : Choix de l'ordre de l'équation différentielle, du nombre des grandeurs d'entrée et de sortie

Dans cet exemple, nous avons pris $n=3$ et $m=3$. N étant l'ordre de l'équation différentielle et m le nombre des grandeurs d'entrée.

- Un clic sur *Saisie* active les cases pour introduire les coefficients du système d'équations différentielles dont la forme générale est écrite ci-dessous :

Forme générale du système d'équations différentielles

$$\alpha_{11}y_1^{(3)} + \dots + \alpha_{14}y_1 = \beta_{11}y_2^{(2)} + \dots + \beta_{13}y_2 + \mu_{11}y_3^{(2)} + \dots + \mu_{13}y_3 + \lambda_{11}U_1 + \dots + \delta_{11}Uv + \dots$$

$$\alpha_{21}y_2^{(3)} + \dots + \alpha_{24}y_2 = \beta_{21}y_1^{(2)} + \dots + \beta_{23}y_1 + \mu_{21}y_3^{(2)} + \dots + \mu_{23}y_3 + \lambda_{21}U_1 + \dots + \delta_{21}Uv + \dots$$

$$\alpha_{31}y_3^{(3)} + \dots + \alpha_{34}y_3 = \beta_{31}y_1^{(2)} + \dots + \beta_{33}y_1 + \mu_{31}y_2^{(2)} + \dots + \mu_{33}y_2 + \lambda_{31}U_1 + \dots + \delta_{31}Uv + \dots$$

Les cases à remplir sont représentées ci-dessous :

Le nombre de cases à remplir est calculé selon le choix de la valeur de n et de celle de m .

Coefficients alpha

0.023	0.046	0.069	0.092
0.046	0.069	0.092	0.115
0.069	0.092	0.115	0.138

Coefficients beta

0.500	0.750
0.750	1.000
1.000	1.250

Coefficient mu

2.900	5.500
3.200	5.800
3.500	6.100

Coefficients Lambda (U)

2.340	3.120	3.900
3.900	4.680	5.460
5.460	6.240	7.020

Coefficients delta (Uv)

0.900	1.500	2.100
1.200	1.800	2.400
1.500	2.100	2.700

Figure 289 : Saisie des coefficients du système d'équations différentielles

- Un clic sur OK fait revenir sur la page précédente et fait apparaître en rouge les cases *MatF,H,C* et *MatA,B,C*. Ces dernières deviennent actives.

Equation différentielle

Ordre de l'équation différentielle :

Nombre d'entrées :

Nombre de sorties :

Saisie **Mat. F,H,C** **Mat. A,B,C**

Figure 290 : Choix du type traitement (continu ou échantillonné)

5. Un clic sur *Mat FHC* fait afficher les éléments des matrices F, H, C et Hv :

Elements des matrices F,H,C

Fichier Que voulez-vous faire?

Tester la commandabilité C

Tester l'observabilité O

Matrice F

1.000	0.002	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
-0.000	1.000	0.002	0.000	0.000	0.000	0.001	0.000	0.000
-0.001	-0.000	1.001	0.119	0.088	0.056	0.713	0.485	0.256
0.000	0.000	0.000	1.000	0.002	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	1.000	0.002	0.000	0.000	0.000
0.057	0.046	0.035	0.014	0.010	1.005	0.377	0.261	0.144
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.000	0.002	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.000	0.002
0.046	0.038	0.031	0.254	0.178	0.102	0.025	0.017	1.008

Matrice H

0.000	0.000	0.000
0.228	0.299	0.371
126.81	164.59	202.37
0.000	0.000	0.000
0.184	0.221	0.258
100.09	119.93	139.77
0.000	0.000	0.000
0.170	0.196	0.221
91.582	105.75	119.93

Matrice Hv

0.000	0.000	0.000
0.085	0.140	0.195
46.183	75.243	104.30
0.000	0.000	0.000
0.057	0.085	0.113
30.696	45.957	61.219
0.000	0.000	0.000
0.047	0.067	0.087
25.789	36.692	47.595

Matrice C

1.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	1.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.000	0.000

Figure 291 : Résultats des calculs

6. Un clic sur *Tester la commandabilité* exécute le test de commandabilité.

Le programme calcule la matrice de commandabilité, vérifie ce critère puis affiche les résultats comme suit :



Remarquons que la matrice de commandabilité possède 9 lignes et 27 colonnes.

- Un clic sur *Tester l'observabilité* exécute le test d'observabilité.

Le programme calcule la matrice d'observabilité, vérifie ce critère puis affiche les résultats comme suit :



Figure 292 : Résultat sur le critère l'observabilité

Remarquons que la matrice d'observabilité possède 27 lignes et 9 colonnes.

8. Les mêmes opérations peuvent être exécutées en cliquant sur *Mat A,B,C*. Dans ce cas, nous considérons que le système est continu.

A partir de ce logiciel, nous pouvons maintenant généraliser le programme en donnant à n et à m des valeurs supérieures à 3.

2^{ème} cas : Tests de la commandabilité et d'observabilité d'un système continu

Dans ce cas, on clique sur le bouton « *Système continu* ». On introduit les éléments des matrices A , B et C .

Le programme calcule les éléments des matrices F , H puis étudie les critères de commandabilité et d'observabilité.

3^{ème} cas : Tests de la commandabilité et d'observabilité d'un système échantillonné

On clique sur le bouton « *Système échantillonné* ». On introduit les éléments des matrices F , H et C .

Le programme calcule les matrices de commandabilité et d'observabilité puis renseigne sur ces critères.

ANNEXE 3 : Réglage avec observateur d'état

Ce type de réglage a été étudié lors de l'encadrement des travaux de mémoire d'ingénieur de l'ESP d'Antananarivo en 2007 [76][98].

Le réglage d'état système consiste à la mise en contre-réaction des grandeurs d'état, en lui imposant un certain comportement dynamique qui s'effectue par le placement des pôles afin d'obtenir les performances désirées tel que le temps de réponse, la stabilité et la précision.

Quelquefois, dans certains systèmes asservis, ces grandeurs d'état se trouvent difficiles à détecter, un observateur d'état s'avère très utile pour les reconstruire.

Ce cas est appliqué aux systèmes non observables.

L'observateur d'état ou *capteur virtuel* permet de remplacer des capteurs physiques coûteux. Il permet aussi de reconstruire une variable difficilement mesurable techniquement, voire même impossible.

Un algorithme de calculs sera installé dans le calculateur de processus et sera utilisé pour estimer les variables d'état du système à régler.

Principe

La figure 293 montre le diagramme structurel d'un système avec son observateur.

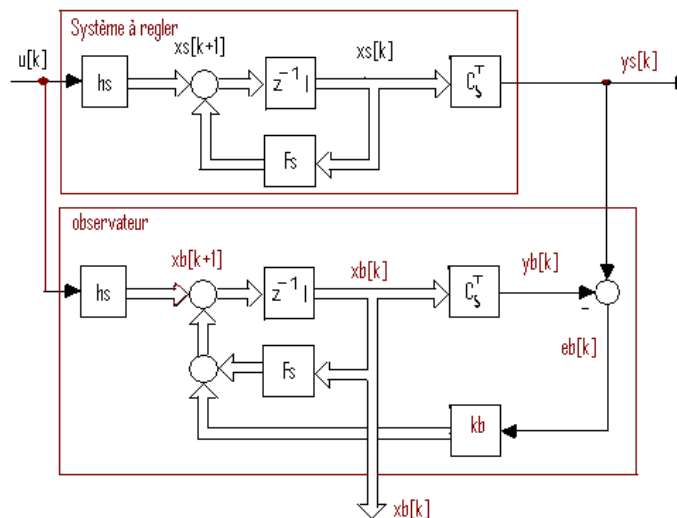


Figure 293 : Diagramme structurel du système à régler et de son observateur

L'observateur est un système discret à deux entrées $u[k]$, $y_s[k]$ et possédant une sortie $x_b[k]$. L'objectif consiste à déterminer ce vecteur d'état $x_b[k]$ en appliquant à l'observateur la loi de commande $u[k]$ et délivrant le signal de sortie $y_s[k]$.

Structure de réglage

Le schéma de réglage est représenté à la figure 294 en considérant le cas monovariante.

Par comparaison à la structure optimale de réglage d'état d'un système commandable [15], signalons la présence du bloc observateur O. Ici, au lieu d'utiliser directement le vecteur

d'état $x_s[t]$ en contre réaction, on calcule d'abord le vecteur $x_b[t]$ en fonction de deux termes : la grandeur d'entrée $u[k]$ et la grandeur de sortie $y_s[k]$.

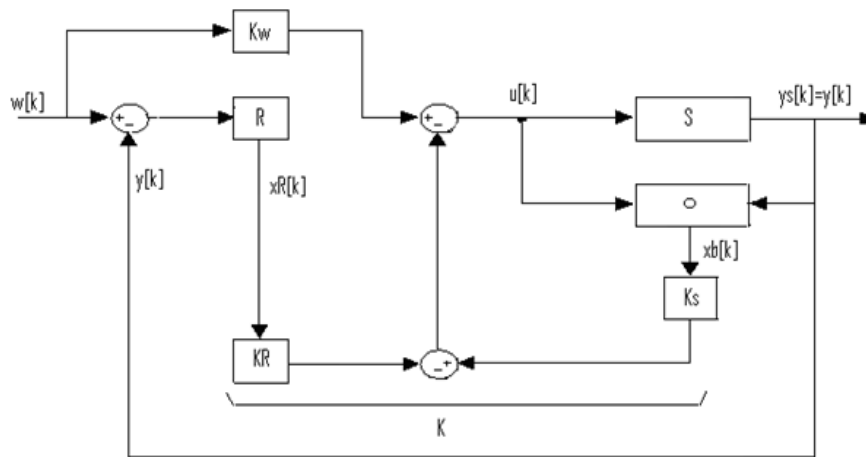


Figure 294 : Réglage d'état d'un système monovariante non observable

Pour les systèmes multivariables, les scalaires $u[k]$ et $y_s[k]$ sont remplacés par des vecteurs. De même, h_s et F_b sont à substituer par les matrices H_s et K_b .

Bibliographie

- [1] Harlin Andriatsihoarana, I. Rasoanarivo, K. Arab Tehrani, F. M. Sargos, "Une nouvelle génération de ballast électronique à facteur de puissance unitaire", EPF 2008.
- [2] K. Arab Tehrani, Harlin Andriatsihoarana, I. Rasoanarivo, F. M. Sargos, "A novel multilevel inverter model", 978-1-4244-1668-4/08/\$25.00 ©2008 IEEE.
- [3] K. Arab Tehrani, I. Rasoanarivo, H. Andriatsihoarana, *F. M. Sargos, "A new multilevel without np clamping diodes", 10.1109/IECON.2008.4757998, Volume, Issue , 10-13 Nov. 2008 Page(s):466 – 472.
- [4] K. Arab Tehrani, I. Rasoanarivo, H. Andriatsihoarana, *F. M. Sargos, "Un nouveau modèle d'onduleur sans diodes clamp", EPF 2008.
- [5] Solofoniaina Andriambolanoro, Harlin S. Andriatsihoarana, Commande programmée d'un système universel, IST_GIMP4, 2007.
- [6] Electronique de commande et de réglage, Hansruedi Buhler, Editions Georgi, Presses Polytechniques Romandes, 1981.
- [7] Electrotechnique, Théodore Wildi, Editions DeBoeck Université, 1999.
- [8] Réglage de couple d'un moteur synchrone à aimants permanents, Thèse de doctorat, Harlin Andriatsihoarana, Coopération Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne Suisse - Université d'Antsiranana Madagascar, 1989.
- [9] Electronique de puissance, Hansruedi Buhler, Editions Georgi, Presses Polytechniques Romandes, 1981.
- [10] Filtres électriques, H. Dedieu, C. Dehollain, M. Hasler, J. Neirynk, Presses Polytechnique et Universitaires Romandes, 1996.
- [11] Commande de moteurs à aimants permanents couplés en triangle par capteurs indirects de position, Andriatsihoarana Razafison Fanjanirina, Thèse pour l'obtention du diplôme de Docteur-Ingénieur, Coopération Suisse-Madagascar EPFL-ESP Antsiranana, 1992.
- [12] Technique, Réglage et Dépannage des téléviseurs à transistors, Ch. Darteville, Editions Radio, Paris, 1992.
- [13] Circuits et systèmes électroniques, Cours d'Electronique III, Michel Declerq, Lausanne, 1991.
- [14] Circuits électriques, Mahmood Nahvi, Joseph A. Edminister, Dunod Paris 2005.
- [15] Réglages échantillonnés, Volume 2, Traitement dans l'espace d'état, Hansruedi Buhler, Editions Georgi, Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [16] Electronique de puissance, G. Seguyer, Editions Bordas, Paris 1979.
- [17] Cours d'automatique, H. Andriatsihoarana, ESP Antsiranana, 1996.
- [18] Circuits électriques, Régimes continu, sinusoïdal et impulsif, Jean Paul Bancarel, Ellipses Edition Marketing S.A., 2001.
- [19] Z.Lounis, I. Rasoanarivo and B. Davat, "Minimisation of wiring inductance in high power IGBT inverter", *IEEE Transactions On Power Delivery*, April 2000, vol. 15, N°2, pp 551-555.
- [20] T. Raminosa, I. Rasoanarivo and F.M. Sargos, " Etude comportementale des transistors Mosfets en mode de court-circuit impulsif de courant", *EPF'2002*, pp.101-106, 13-14-15, Montpellier, France, 2002.
- [21] Commande vectorielle des convertisseurs multiniveaux : Analyse de fonctionnement en vue d'optimiser le facteur de puissance, DEA Protée, ENSEM-INPL, Rijaniaina Njakasoa Andriamalala, Ignace Rasoanarivo, 2005.
- [22] Alimentation d'un moteur synchrone triphasé par onduleur multiniveau, projet de fin d'études, INPL-ENSEM, ABISROR Axel, Ignace Rasoanarivo, 2006.

- [23] K. P. Louganski, J. Sheng, "Current phase lead compensation in Single-Phase PFC boost converters with reduced switching frequency to line frequency ratio", *IEEE Trans. On Pow. Elec.*, vol.22, N°1, pp.113-119, May 2007.
- [24] Réglage par mode de glissement, H. Buhler, Editions Georgi, Presses Polytechniques Romandes, 1988.
- [25] Flavio H. Rabenantoandro, Harlin S. Andriatsihoarana, Fanjanirina Razafison, Circuit de commande d'un redresseur triphasé en pont à thyristors Mémoire ESPA, 2003.
- [26] N. J. Rakotozanany, Harlin S. Andriatsihoarana, Fanjanirina V. S. Razafison, Alimentation d'un moteur à courant continu par un redresseur triphasé en pont à thyristors, Mémoire ESPA, 2003.
- [27] Andriamanambelo L., Rakotondranivo E., Ranjaranimaro P., H. Andriatsihoarana, Logiciel sur le gradateur monophasé, IST-Antananarivo, 2006.
- [28] Andrianatrehina Fanjaniaina, H. Andriatsihoarana, Réglage de vitesse d'un moteur à courant continu par variation de l'angle d'amorçage d'un gradateur, Projet ESPA Antsiranana, 1990.
- [29] B. Florian Marius, H. Andriatsihoarana, Réglage de courant d'un mcc alimenté par un hacheur abaisseur, Projet ESP Antsiranana, 1989.
- [30] Bikiny Annelyse, H. Andriatsihoarana, Capteur d'humidité, Projet ESP Antsiranana, 1998.
- [31] Etono Serge, H. Andriatsihoarana, Séquenceur de présence, Projet ESP Antsiranana, 2000.
- [32] Andriamisa Harinaivo, H. Andriatsihoarana, Mesure de distance par effets sonores, Mémoire ESP Antsiranana, 1997.
- [33] Andrianandrainy J. Bosco, H. Andriatsihoarana, Etudes de l'unité de traitement des eaux usées et détermination des paramètres de fonctionnement, Centrale thermique Mandrozeza, 2008.
- [34] Andrianatrehina Fanjaniaina, Harlin Andriatsihoarana, Alimentation réglée d'un mcc par un gradateur, Mémoire ESPA Antsiranana, 1990.
- [35] Andrianivo Voahirana, H. Andriatsihoarana, Stabilisation de la valeur efficace d'une tension alternative à usage domestique, Mémoire ESP Antsiranana, 1997.
- [36] Bénard Tsitongay, H. Andriatsihoarana, Les redresseurs à diodes, Mémoire ENSET Antsiranana, 1993.
- [37] Andriatsihoarana H., Onduleur triphasé pour une installation éolienne, Mémoire DEA, ESP Antsiranana, 1984.
- [38] Andriatsihoarana H., Raharimalala Voahangivola, Commande réversible de position de deux moteurs pas à pas, Mémoire d'Ingénieur, ESP Antsiranana, 1981.
- [39] Randriamandroatsaranga S. H., H. Andriatsihoarana, Etude des paramètres d'une MAS par la méthode des équations d'état, Mémoire ESP Antananarivo, 2005.
- [40] Randriamora Edmond, H. Andriatsihoarana, Module de travaux pratiques sur les filtres actifs, Mémoire ESP Antsiranana, 1994.
- [41] Randrianarisoa Hélintranto, H. Andriatsihoarana, Redresseurs à thyristors monophasés bidirectionnels, Mémoire ESPA Antsiranana, 1997.
- [42] Randrianarison Benja N. A., H. Andriatsihoarana, Réalisation d'un chargeur de batterie avec coupure automatique, Projet ESP Antsiranana, 1995.
- [43] Randrianarison Jean Clovis, H. Andriatsihoarana, Simulation par SIMPLORER 6 VERSION ETUDIANT de l'Entraînement d'une machine asynchrone à rotor bobiné, Cascade hyposynchrone, 2004.
- [44] Randrianimanana M., H. Andriatsihoarana, Conception et vente d'une alimentation d'un mcc par redresseur à thyristors monophasés, Mémoire HECMMA Antananarivo, 2003.

- [45] Randrianjafy Ismael H., H. Andriatsihoarana, Armoire de commande réversible d'un mcc, Mémoire ESP Antsiranana, 2000.
- [46] Raobijaona N. M. Sata, Harlin Andriatsihoarana, Ouverture et fermeture d'un portail avec une commande électrique électromécanique, Mémoire ESP Antananarivo, 2004
- [47] Rasamimanantsoa T.J., H. Andriatsihoarana, Stand Universel Pompe-Turbine radiale, Mémoire ESP Antsiranana, 1991.
- [48] Rasamison H. D., H. Andriatsihoarana, Circuit d'interface pour traceur de courbe et la mémoire pour oscilloscope, Mémoire, ESP Antsiranana, 1995.
- [49] Rasamoelison C., H. Andriatsihoarana, Circuit de commande d'un gradateur triphasé, Mémoire ESP Antananarivo, 2003.
- [50] Rasolofoniaina H. Rovasoa, H. Andriatsihoarana, Circuit de commande d'un onduleur monophasé, Mémoire Cefotec_Antananarivo, 2008.
- [51] Rasolofoniaina M. H. V., H. Andriatsihoarana, Transport par infrarouge d'un signal codé, Mémoire ESP Antsiranana, 1997.
- [52] Ratendrombohangy R. Njaka, H. Andriatsihoarana, Simulation par SIMPLORER Version 6 Etudiant de l'alimentation de puissance d'un moteur d'entraînement d'une locomotive, ESPA, 2004.
- [53] Ratsimbazafy Sandasahala G. N., H. Andriatsihoarana, Résolution des systèmes par la méthode des équations d'état, Mémoire ESP Antananarivo, 2001.
- [54] Raveloarison H. A., H. Andriatsihoarana, Circuit de commande d'un onduleur triphasé, Mémoire ESP Antananarivo, 2001.
- [55] Raveloarison Jaona A., H. Andriatsihoarana, Convertisseur de courant bidirectionnel sans courant de circulation, Mémoire ESP Antsiranana, 1990.
- [56] Razafimahefa J.J.R., H. Andriatsihoarana, Le transistor de puissance, applications aux variateurs à courant continu, Mémoire EN3, Antsiranana, 1990.
- [57] Razafimanantsoa L. Patrick, H. Andriatsihoarana, Razafison F., Alimentation à vitesse variable d'un moteur asynchrone triphasé, Mémoire ESP Antananarivo, 2003.
- [58] Razafinjatovo H. M. E. Y., H. Andriatsihoarana, Centrale interphone à sorties multiples, Mémoire ESP Antsiranana, 1997.
- [59] Razakamiary R., H. Andriatsihoarana, Alimentation à vitesse variable d'un mcc par un hacheur à transistors MOS, Mémoire ESP Antananarivo, 2001.
- [60] Razakandrany J., H. Andriatsihoarana, Le simulateur de présence, Mémoire ESP Antsiranana, 2000.
- [61] Razanakoto Martin, H. Andriatsihoarana, Mise au point du circuit de commande et de réglage d'un onduleur triphasé, Mémoire ESP Antsiranana, 1986.
- [62] Rivoheri Lovasoa, H. Andriatsihoarana, Analyseur de spectre, Mémoire ESP Antsiranana, 1997.
- [63] Roisonarison Pax M. R., H. Andriatsihoarana, Alimentation de secours, Mémoire ESP Antsiranana, 1986.
- [64] Solofoniaina Florent, H. Andriatsihoarana, Chargeur de piles à partir des cellules solaires, Projet ESP Antsiranana, 2000.
- [65] Tsarady Niva, H. Andriatsihoarana, Considération de la compatibilité électromagnétique lors de la conception des armoires de commande électrique, Mémoire IST Tana, 2006.
- [66] Nasolonjanahary M. F., H. Andriatsihoarana, Alimentation d'un orgue électronique à partir d'un panneau solaire, ESP Antsiranana, 2000.
- [67] Farantsa Fidinjanahary, H. Andriatsihoarana, Convertisseur 9-14V/ 24V - 2A, Projet ESP Antsiranana, 2000.
- [68] Rasamison H., H. Andriatsihoarana, Mémoire pour oscilloscope, Projet ESP Antsiranana, 1995.

- [69] Randriamiadana H.R, H. Andriatsihoarana, Traitements analogique et numérique des petits signaux, Mémoire ESP Antananarivo, 2003.
- [70] Randriamanantsoa Mihangy, H. Andriatsihoarana, Circuit de commande par PIC16F84A d'un onduleur multiniveau et simulation par Matlab/simulink, Mémoire ESPA Antananarivo, 2007.
- [71] Randriamanana F. Lanto, H. Andriatsihoarana, Etude de la machine synchrone en vue de dimensionner le régulateur d'une voiture légère, Mémoire ESP Antananarivo, 2003.
- [72] Randriamanampisoa.T. Louis, H. Andriatsihoarana, Convertisseurs Analogique Numérique et Numériques Analogiques, Applications, Mémoire ENSET, 1995.
- [73] Randriamampianina A., H. Andriatsihoarana, Redresseur monophasé à diodes et à thyristors, Mémoire ESP Antananarivo, 2001.
- [74] Randriamaherisoa J. Marcel, H. Andriatsihoarana, Récupération d'énergie à partir d'un éolienne, Projet ESP Antsiranana, 1993.
- [75] Ranaivosoa Rija M., H. Andriatsihoarana, Les onduleurs autonomes, Mémoire ESP Antananarivo, 2001.
- [76] Ranaivoarisoa Toky F., Harlin Andriatsihoarana, Calculs des paramètres d'observateur d'état, Mémoire ESP Antananarivo, 2007.
- [77] Ramiadamahefa Rejah, H. Andriatsihoarana, Système d'alarme par laser, Mémoire ETS Saint Michel, 2001.
- [78] Ramarovelos Sennen. A., H. Andriatsihoarana, Calculs des éléments des filtres passifs, Mémoire ESP Antananarivo, 2005.
- [79] Ramarojaona Jemison, H. Andriatsihoarana, Variteur de vitesse par cascade hyposynchrone, Mémoire ESP Antsiranana, 1991.
- [80] Ramanantsoa N. Olitiana, H. Andriatsihoarana, Auto-asservissement d'un moteur pas à pas à aimants permanents, Mémoire ESP Antsiranana, 1990.
- [81] Ramanantsoa A. Eugène, H. Andriatsihoarana, Hacheur à thyristors, Mémoire ENSET Antsiranana, 1997.
- [82] Ramahatandrina Solofoniaina, H. Andriatsihoarana, Analyseur de spectre à balayage, Projet ESP Antsiranana, 1996.
- [83] Ralaikoto Z., H. Andriatsihoarana, Onduleur autonome, Mémoire ENSET Antsiranana, 1993.
- [84] Rakotozanany H. J. N., H. Andriatsihoarana, Alimentation d'un mcc par un redresseur triphasé en pont à thyristors, Mémoire ESP Antananarivo, 2003.
- [85] Rakotovo A. R., H. Andriatsihoarana, Variation de la tension statorique d'une machine synchrone, Mémoire ESP Antsiranana, 1993.
- [86] Rakotoniaina Ny Ando N., H. Andriatsihoarana, Circuit de commande d'un hacheur élévateur, Cefotec, Mémoire 2008.
- [87] Rakotoniaina J. F., H. Andriatsihoarana, Hacheur réversible, Mémoire ENSET Antsiranana, 2000.
- [88] Rakotondravelo F.K.R, H. Andriatsihoarana, Poste soudure électrique avec régulateur de courant, Mémoire ETS Saint Michel Amparibe, 2001.
- [89] Rakotondramanana F.N., H. Andriatsihoarana, Onduleur de secours, Mémoire ESP Antsiranana, 1999.
- [90] Rakotonanahary Abel T., H. Andriatsihoarana, Système d'alarme par signal sonore, Mémoire ETS Saint Michel Amparibe, 2004.
- [91] Rakotomananandro .L., Ramarovahoaka M., H. Andriatsihoarana, Etude du système de commande de l'entraînement électrique d'un processus électromécanique à deux masses, Mémoire ESP, 2005.

- [92] Rakotomalalatiana Rindrarijaona Fetra , Harlin Andriatsihoarana, Réglage dans l'espace d'état, Mémoire ESPA Antananarivo, 2004.
- [93] Rakotoarivony Herisoa, H. Andriatsihoarana, Alimentation à vitesse variable d'un mcc par un hacheur à thyristors, Mémoire ESP Antananarivo, 2001.
- [94] Rakotoarivony Haja., H. Andriatsihoarana, Conception d'une commande programmée, Mémoire ESP Antananarivo, 2004.
- [95] Rakotoarinia A., H. Andriatsihoarana, Calcul numérique des filtres- Applications, Mémoire ESP Antsiranana, 1991.
- [96] Réalisation d'un prototype à modèle réduit, Mémoire ESPA Antananarivo, 2007.
- [97] Rajaonarivo Tsiory, H. Andriatsihoarana, Système d'entraînement électromécanique semi-automatique, 2007.
- [98] Rajaoarisoa Tokary A., Harlin Andriatsihoarana, Détermination des paramètres pour les nouvelles méthodes de réglage, Mémoire ESPA Antananarivo, 2007.
- [99] Rabenantoandro F. H., Razafison Fanjanirina, H. Andriatsihoarana, Circuit de commande d'un redresseur triphasé en pont à thyristors, Mémoire ESP Tanà, 2004.
- [100] Rabemiharison E., H. Andriatsihoarana, Logiciels de calculs de filtres RC-actifs, Mémoire ESP Antananarivo, 2003.
- [101] Nary Hery Manitra I., H. Andriatsihoarana, Commande électronique d'ouverture et de fermeture d'un portail, Mémoire HECMMA Antananarivo, 2002.
- [102] Mbello N. J. C., H. Andriatsihoarana, Monte-charge électrique avec détection de fin de course, Mémoire ESP Antsiranana, 1995.
- [103] Mampiandra J. J., H. Andriatsihoarana, Eolienne de pompage, Mémoire ETS Saint Michel Amparibe, 2004.
- [104] Léondaris Georges, H. Andriatsihoarana, Variateur de vitesse d'une Machine synchrone, Mémoire ESP Antsiranana, 1990.
- [105] Andriambolanoro S.N., H. Andriatsihoarana, Commande programmée d'un système universel, Mémoire IST Antananarivo, 2007.
- [106] Andriambinintsoa Samy, H. Andriatsihoarana, Réglage de couple d'un mcc, Ascenseur, Mémoire ESP Antananarivo, 2003.
- [107] Andriambelo S. N. H., H. Andriatsihoarana, Ratovoharisoa, Commande vectorielle d'une MAS triphasée sous Matlab, Simulink, Mémoire ESP Antananarivo, 2006.
- [108] Andriamanalina Hardy R., H. Andriatsihoarana, Entraînements réglés d'un moteur synchrone triphasé sous Matlab Simulink, Mémoire ESP Antananarivo, 2004.
- [109] Andriamampianaina Narison, Andrianirina C.B., H. Andriatsihoarana, Gradateur triphasé, Mémoire ESP Antsiranana, 1990.
- [110] Andriabanjimanalina Tendry Rinasoa , Harlin Andriatsihoarana, Les onduleurs multiniveaux, Mémoire ESP Antananarivo, 2004.
- [111] Razanakoto A., H. Andriatsihoarana, CAN et CNA d'un signal vidéo, Projet ESP Antsiranana, 1993.
- [112] Razakandriny J., H. Andriatsihoarana, Centrale clignotante électronique, Projet ESP Antsiranana, 1998.
- [113] Razafitiana V. Alain Zozime, H. Andriatsihoarana, Circuit de commande d'un convertisseur de fréquence triphasé, Projet ESP Antsiranana, 2000.
- [114] Ravokatrasolofo Herbert W., H. Andriatsihoarana, Temporisateur à consigne numérique, Projet ESP Antsiranana, 1995.
- [115] Rasolofoniaina Mamy H. V., Razafison Fanjanirina, H. Andriatsihoarana, Affichage numérique de la température ambiante, Projet ESP Antsiranana, 1996.
- [116] Rasandratra Solofo J. A., H. Andriatsihoarana, Amplificateur d'un générateur triphasé sinusoïdal, Projet ESP Antsiranana, 1991.

- [117] Randriantsoa Daorolala, H. Andriatsihoarana, Fréquencemètre à 5 digits, Projet ESP Antsiranana, 1991.
- [118] Randrianarisoa Helindranto, Harlin Andriatsihoarana, Calculs des paramètres d'un convertisseur bidirectionnel, Projet ESPA Antsiranana 1997.
- [119] Randriamasimanana Parfait, H. Andriatsihoarana, Séquenceur programmé pour diverses applications, Projet ESP Antsiranana, 1991.
- [120] Randriamamonjy R. Dellys, H. Andriatsihoarana, Commande des lampes par microprocesseurs, Projet ESP Antsiranana, 1987.
- [121] Ramaroso Gertude, H. Andriatsihoarana, Affichage numérique de la tension, Projet ESP Antsiranana, 1995
- [122] Ramahaleomiarantsoa Fanjason J., Razafison Fanjanirina, H. Andriatsihoarana, Installation d'une récupération d'énergie solaire, Projet ESP Antsiranana, 1995
- [123] Ralaivaoalandreo Eloi A., H. Andriatsihoarana, Tachymètre à affichage digital, Projet ESP Antsiranana, 1993.
- [124] Rakotondranivo E., Ralamboson A. A., Razakantoanina L. E., H. Andriatsihoarana, Logiciel de traitement d'un gradateur monophasé, IST-Tanà, 2006.
- [125] Rakotonandrainy I., H. Andriatsihoarana, Réalisation d'un circuit de commande d'alimentation d'un mcc, Projet ESP Antsiranana, 1990.
- [126] Rakotomahefa Raymond J. B., H. Andriatsihoarana, Alimentation à découpage, Projet ESP Antsiranana, 1996.
- [127] Rakotoharison J. A., H. Andriatsihoarana, Projet ESP Antsiranana, 1991.
- [128] Rabenarivo B., H. Andriatsihoarana, Elévateur de tension continue, Projet ESP Antsiranana, 1986.
- [129] Léondaris Georges, H. Andriatsihoarana, Circuit de commande d'un onduleur triphasé, Projet 1990.
- [130] Ralaivao Andriamanjato, Rakotoson Jerintsalama, Etude du gradateur par Matlab Simulink, projet IST Antananarivo, 2009.
- [131] Cours polycopiés sur les compatibilités électromagnétiques, I. Rasoanarivo, GREEN-INPL, 2009.
- [132] Rabehaja Robinson Hans, Raoelina Andrianjaka, H. Andriatsihoarana, Simulation du fonctionnement des hacheurs, Influence des différents paramètres sur les courbes de réponse des hacheurs par Matlab Simulation, Projet IST Antananarivo, 2009.
- [133] Razafison Fanjanirina V.S., H. Andriatsihoarana, Théories et expérimentations sur les hacheurs à thyristors, projet IST-ESPA Antananarivo, 2009.
- [134] Cyril Lander, Electronique de puissance, Mc Graw-Hill, 1989.
- [135] G.Seguir, R.Bausière, F.Labrique, Electronique de puissance, Dunod, Paris, 2004.
- [136] Rabehaja Robinson Hans, H. Andriatsihoarana, Influence des différents paramètres sur le nouveau convertisseur ac_ac, Mémoire d'ingénieur IST Antananarivo, 2009.
- [137] V.Guennegues, B. Gollenz, F. Meibody-Tabar, S.Raël, L.Leclere, A converter Topology for High Speed Motor Drive Application, EPE 2009, ISBN 9789075815009.
- [138] Jun-ichi Itoh, Ken-ichi Nagayoshi, A New AC Bidirectional Switch with Regenerative Snubber to Realize a Simple Series Connection for High Power AC/AC Direct Converters, 1-4244-0655-2/07/2007 IEEE.
- [139] Jun-ichi Itoh, Takashi Iida, Akihiro Odaka, Realization of High Efficiency AC link Converter System based on AC/AC Direct Conversion Techniques with RB-IGBT 1-4244-0136-4/06/2006 IEEE.
- [140] Junichi Itoh, Daisuke Matsumura, Seiji Kondo, Akihiro Odaka, Hideki Ohguchi, A Novel Control Strategy for High-Frequency Ac-link AC/AC Direct Converter based on Virtual Converter System, EPE 2005.
- [141] Pierre FELLER, Réglages analogiques modernes appliqués à la machine à courant continu et à la machine asynchrone, Thèse n°548 Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne SUISSE, 1984.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	2
CHAPITRE I.....	5
GENERALITES SUR L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE	5
I.1. ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	5
I.2. ELECTRONIQUE DE COMMANDE	6
I.3. LES ISOLATIONS GALVANQUES	7
I.3.1 Les transformateurs d'impulsions ou TI.....	8
I.3.2 Les optocoupleurs ou photocoupleurs	8
I.3.2.1 Fonctionnement.....	8
I.3.2.2 Les différents types	9
I.3.3 Les fibres optiques	9
I.3.3.1. Atténuation.....	10
I.3.3.2. Causes des atténuations.....	10
CHAPITRE II.....	13
CONVERTISSEURS ALTERNATIF – CONTINU	13
ETUDE, CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS	13
II.1. THEORIES GENERALES SUR LES CONVERTISSEURS AC-DC	13
II.1.1. Schéma de base.....	13
II.1.2. Définitions et fonctionnement	14
II.1.2.1. Définitions	14
II.1.2.2. Principe de fonctionnement	14
II.1.3. Les montages courants.....	14
II.1.4. Etude des tensions	17
II.1.5. Phénomènes d'empiètement	18
II.1.6. Fonctionnement en onduleur	18
II.1.7. Raté de commutation	19
II.1.8. Montages mixtes.....	20
II.1.9. Relations permettant de calculer les paramètres.....	20
II.2. CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS	20
II.2.1. Logiciel de dimensionnement.....	20
II.2.2. Réalisation du redresseur monophasé a thyristors.....	22
II.2.2.1. Schéma de puissance	22
II.2.2.2. Conception et réalisation du circuit de commande.....	22
II.2.3. Convertisseur bidirectionnel a thyristors	27
II.2.3.1. Principe de fonctionnement	27

II.2.3.2. Conception du circuit de commande	28
II.2.3.3. Résultats pratiques et photos	29
CONCLUSION ET DEVELOPPEMENTS	30
CHAPITRE III	33
CONVERTISSEURS DC-DC.....	33
ETUDE, CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS	33
III.1. THEORIES SUR LES CONVERTISSEURS DC- DC	33
III.1.1. Hacheur abaisseur a transistor.....	34
III.1.1.1. Principe de fonctionnement.....	34
III.1.1.2. Relations fondamentales.....	34
III.1.1.3. Conditions de fonctionnement correct	35
III.1.2. Hacheur élévateur a transistor	35
III.1.2.1. Principe de fonctionnement.....	35
III.1.2.2. Relation fondamentale.....	35
III.1.2.3. Condition à respecter pour une charge résistive pure.....	36
III.1.3 Hacheur inverseur de tension a transistor	36
III.1.3.1. Fonctionnement	36
III.1.3.2. Relation fondamentale.....	36
III.1.4. Hacheur série a transistor	36
III.1.5.Hacheur a transformateur	37
III.1.5.1. Principe de fonctionnement.....	37
III.1.5.2. Relation fondamentale.....	37
III.1.6. Hacheur a thyristors	38
III.1.6.1. Fonctionnement	38
III.1.6.2. Dimensionnement du circuit d'extinction	38
III.1.6.2.1. Calcul du condensateur d'extinction C	38
III.1.6.2.2. Calcul de l'inductance L_c	39
III.2. CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS.....	40
III.2.1. Simulation avec Matlab simulink.....	40
III.2.1.1. Hacheur abaisseur	40
III.2.1.2. Hacheur élévateur.....	42
III.2.1.2.1. Influence de la capacité	42
III.2.1.2.2. Influence de l'inductance	43
III.2.1.2.3. Influence de la fréquence de commutation	43
III.2.1.2.4. Influence du rapport cyclique.....	44
III.2.1.3. Hacheur inverseur	44
III.2.1.3.1. Influence de la capacité	44

III.2.1.3.2. Influence de l'inductance	45
III.2.1.3.3. Influence de la fréquence de commutation	45
III.2.1.3.4. Influence du rapport cyclique.....	46
III.2.2. Expérimentations sur le hacheur abaisseur a transistor.....	46
III.2.2.1. Conception du circuit de commande	46
III.2.2.2 Résultats expérimentaux.....	47
III.2.3. Expérimentations sur le hacheur a thyristors	49
III.2.3.1. Conception du circuit de commande	49
III.2.3.2. Résultats expérimentaux.....	50
III.2.4. Pilotage par un microcontrôleur d'un moteur a courant continu alimente par un hacheur en pont a transistors	52
III.2.4.1. Le hacheur réversible	52
III.2.4.2. Schéma du montage réel et principe et fonctionnement.....	53
III.2.4.3. Conception du circuit de commande	54
III.2.4.4. Photos des réalisations	57
III.2.4.5. Choix du convertisseur.....	58
III.2.4.6. Expression de la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu.....	58
CONCLUSION	59
CHAPITRE IV	60
CONVERTISSEURS ALTERNATIFS - ALTERNATIFS.....	60
ETUDE, CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS	60
IV.1. METHODES DE REGLAGE CLASSIQUE	60
Généralités sur l'Automatisme [17]	60
IV.1. 1. Systèmes automatiques sans boucle de retour	61
IV.1.2. Schéma fonctionnel et modèle mathématique d'un système en boucle fermée.....	62
Introduction	62
IV.1.2.1. Schéma fonctionnel d'un système avec une contre-réaction	62
IV.1.2.2. Schéma fonctionnel d'un système avec une contre-réaction unitaire	63
IV.1.2.3. Système avec perturbations.....	63
IV.1.2.4. Régulation en cascade avec limitation de grandeurs internes.....	63
IV.1.3. Les régulateurs standards	65
IV.1.3.1. Rôle	65
IV.1.3.2. Les expressions algébriques du régulateur $G_R(s)$ [6][17]	65
IV.1.3.2.1. Le régulateur tout ou rien.....	65
IV.1.3.2.2. Le régulateur à hystérèse.....	65
IV.1.3.2.3. Le régulateur proportionnel.....	66
IV.1.3. 2.4. L'action intégrale	66

IV.1.3.2.5. L'action dérivée	66
IV.1.3. 2.6. L'action proportionnelle et intégrale ou PI	66
IV.1.3.2.7. Action proportionnelle et dérivateur ou PD	67
IV.1.3.2.8. Action proportionnelle, intégrale et dérivée ou PID	67
IV.1.3.2. Méthode de détermination des coefficients des régulateurs	68
IV.1.3.2.1. Première méthode.....	68
IV.1.3.2.2. Deuxième méthode	68
CONCLUSION	69
IV.2 : THEORIES SUR LES GRADATEURS	69
IV.2.1. Généralités sur les gradateurs.....	69
IV.2.1.1. Schéma de principe	69
IV.2.1.2. Modes de fonctionnement	70
IV.2.1.3. Domaines d'application	70
IV.2.2. Gradateur monophasé	70
IV.2.2.1. Cas où les charges sont résistives	70
IV.2.2.2. Cas des charges inductives pures	71
IV.2.2.3. Cas des charges (R, L) série	73
IV.2.3. Gradateur triphasé	76
IV.2.3.1. Premier type de montage.....	76
IV.2.3.1.1. Charge résistive pure : Démarrage et fonctionnement.....	76
IV.2.3.1.2. Charge inductive	77
IV.2.3.1.3. Charge R-L série	79
IV.2.3.2. Deuxième type de montage	79
IV.2.3.3. Troisième type de montage	80
IV.2.3.4. Quatrième type de montage	80
IV.2.3.5. Cinquième type de montage.....	80
IV.3 : CONCEPTION, REALISATIONS ET APPLICATIONS	81
IV.3.1. Simulation de fonctionnement avec Matlab simulink.....	81
IV.3.2. Logiciel de dimensionnement d'un gradateur et simulation de fonctionnement	82
IV.3.2.1. Cas où la charge est une résistance pure	83
IV.3.2.1. Cas où $Z = jL\omega$	84
IV.3.2.3. Cas où $Z = R + jL\omega$	87
IV.3.2.4. Résultats expérimentaux	91
IV.3.2.4.1. $Z = R$ pure (Variateur de lumière)	92
IV.3.2.4.2. $Z = jL\omega$ (primaire d'un transformateur).....	92
IV.3.2.4.3. La charge est un moteur asynchrone monophasé 250W	92

IV.3.2.4.4. Conception et réalisation d'un gradateur triphasé avec son circuit de commande	93
IV.3.3. Commande assistée par ordinateur d'un banc d'automatisme hydraulique.....	93
IV.3.3.1. Généralités et objectifs.....	94
IV.3.3.2. Présentation du banc d'hydraulique.....	95
IV.3.3.3. Etude du fonctionnement et la console de commande.....	96
IV.3.3.4. Précisions sur les différents cycles.....	97
IV.3.3.5. Organigramme de fonctionnement du système.....	98
IV.3.3.6. Conception du programme.....	98
IV.3.3.7. Interface utilisateur.....	99
IV.3.3.8. Fonctionnement selon le mode de commande	100
IV.3.3.8.1. Mode de commande manuelle	100
IV.3.3.8.2. Mode de commande par séquences.....	100
IV.3.3.8.3. Mode de commande automatique	101
IV.4. ALIMENTATION AVEC REGULATION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU A AIMANTS PERMANENTS PAR UN COURANT IMPULSIONNEL.....	102
IV.4.1. Schéma de principe et fonctionnement	102
IV.4.1.1. Schéma de principe	102
IV.4.1.2. Fonctionnement.....	103
IV.4.1.3. Choix des régulateurs.....	104
IV.4.2. Résultats expérimentaux	104
CONCLUSION	106
Chapitre V	108
LE NOUVEAU MODELE DE CONVERTISSEUR ALTERNATIF-ALTERNATIF	108
INTRODUCTION.....	108
V.1. CIRCUIT DE PUISSANCE ET FONCTIONNEMENT	108
V.1.1. But	108
V.1.2. Circuit de puissance.....	109
V.1.3. Fonctionnement du convertisseur.....	109
V.1.4. Conception du circuit de commande	110
V.1.5. Résultats expérimentaux.....	111
V.2. ANALYSE ET AMELIORATIONS.....	114
V.2.1. Etude du cas défavorable.....	114
V.2.2. Etude du cas favorable	117
V.2.3. Solution proposée pour faire disparaître les cas défavorables	118
V.2.4. Résultats obtenus avec Matlab Simulink.....	119
V.3. PREMIERE APPLICATION: ALIMENATION D'UNE CHARGE FORTEMENT RESISTIVE A PUISSANCE VARIABLE ET A FACTEUR DE PUISSANCE ELEVE ...	120

V.3.1. Equation fondamentale	120
V.3.2. Schéma de principe et fonctionnement.....	121
V.3.2.1. Simulation avec Simulink	121
V.3.2.2. Etude comparative du nouveau ac-ac avec le gradateur classique	123
V.4. DEUXIEME APPLICATION : NOUVEAU COMPENSATEUR REACTIF	124
V.4.1. Rappels sur les inconvénients d'un mauvais facteur de puissance	124
V.4.1.1. Pertes joules.....	124
V.4.1.2. Chute de tension	124
V.4.1.3. La section du fil	124
V.4.1.4. La puissance réactive.....	125
V.4.1.5. Récapitulation et interprétations des courbes	125
V.4.2. Quelques valeurs du FP des appareils courants.....	127
V.4.3. Méthodes utilisées pour améliorer le FP	128
V.4.4. Calcul de la capacité des condensateurs à installer	128
V.4.5. Quelques variantes de compensateurs réactifs actuels [7]	129
V.4.5.1. Les compensateurs statiques à thyristors (SVC)	129
V.4.5.2. Capacitance série commandée par thyristors	130
V.4.5.3. Compensateur statique synchrone à commutation forcée	132
V.4.5.4. Contrôleur de puissance universelle (UPFC, Unified Power Flow Controller).....	133
V.5. NOUVEAU COMPENSATEUR REACTIF	136
V.5.1. Schéma bloc	136
V.5.1.1. Description	136
V.5.1.2. Fonctionnement	136
V.5.2. Etude du filtre de Butterworth [40][78][95].....	139
V.6. SIMULATION SOUS MATLAB SIMULINK	143
V.7. AVANTAGES DU NOUVEAU COMPENSATEUR ET ETUDES COMPARATIVES	144
V.8. RESPECT DES NORMES DE COMPATIBILITES ELECTROMAGNETIQUES [65][131].....	145
Relevés expérimentaux	146
CONCLUSION	147
Chapitre VI.....	149
CONVERTISSEURS CONTINU-ALTERNATIF	149
ETUDE, CONCEPTION, REALISATION ET APPLICATIONS DES ONDULEURS AUTONOMES.....	149
VI.1. THEORIES GENERALES SUR LES ONDULEURS AUTONOMES ET ANALYSES HARMONIQUES DES FORMES D'ONDES	149
VI.1.1. Généralités sur les onduleurs autonomes	149

VI.1.2. Présentation et symbole	150
VI.1.3. Les onduleurs autonomes monophasés	150
VI.1.3.1. Onduleur à deux interrupteurs séries	151
VI.1.3.2. Onduleur à deux interrupteurs en parallèles.....	153
VI.1.3.3. Onduleur monophasé en pont	153
VI.1.4. Onduleur triphasé en pont	156
VI.1.4.1. Schéma de l'onduleur.....	156
VI.1.4.2. Exemple et analyse des harmoniques.....	157
VI.2. THEORIES GENERALES SUR LE REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT ..	161
VI.2.1. Les deux configurations	161
VI.2.2. Choix de la configuration.....	162
VI.2.3. Relations générales	162
VI.2.4. Condition d'existence du mode de glissement.....	163
VI.2.5. Grandeur de commande équivalente.....	163
VI.2.6. Equation d'état en mode de glissement.....	164
VI.2.7. Solution de l'équation d'état	165
VI.2.8. Système multivariable	165
VI.2.7.1. Equation d'état et loi de commutation	165
VI.2.7.2. Vecteur de commande équivalente	166
VI.2.7.3. Equation d'état en mode de glissement.....	167
VI.3. ALIMENTATION D'UN MOTEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS PAR UN ONDULEUR TIPHASE EN PONT AVEC REGULATION DE COURANTS ET DE COUPLE	167
La Coopération Technique Suisse	167
VI.3.1. Schéma bloc général, description et fonctionnement.....	169
VI.3.1.1. Description	169
VI.3.1.2. Fonctionnement.....	170
VI.3.2. Principe général du réglage de couple	171
VI.3.3. Application au réglage des courants par mode de glissement	172
VI.3.3.1. Loi de commutation	173
VI.3.4. Résultats expérimentaux	174
VI.3.5. Interprétation à l'aide d'un régulateur d'état	176
VI.4. CIRCUIT DE COMMANDE D'UN MOTEUR PAS A PAS TRIPHASE	178
VI.4.1. Schéma bloc du générateur	179
VI.4.2. Résultats expérimentaux	179
CONCLUSION	181
CHAPITRE VII.....	183
LES ONDULEURS MULTINIVEAUX ET LE NOUVEAU MODELE	183

INTRODUCTION.....	183
THEORIES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX.....	184
VII.1. LES DIFFERENTES TOPOLOGIES D'ONDULEURS MULTINIVEAUX.....	184
VII.1.1. Structure de base des onduleurs multiniveaux à potentiel distribué (NPC)	184
VII.1.1.1. Avantages et inconvénients de la topologie NPC à potentiel distribué.....	185
VII.1.1.2. Topologie d'un bras d'onduleur NPC à potentiel distribué à trois niveaux ..	186
VII.1.2. La topologie basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés.....	187
Avantages et inconvénients de la mise en série	187
VII.1.3. La topologie multicellulaire (ou Flying capacitors multilevel inverter).....	188
Avantages et inconvénients de la topologie multicellulaire.....	189
VII.1.4. La topologie hybride.....	189
VII.2. STRATEGIES DE COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE	190
VII.2.1. Commande par modulation de largeur d'impulsions ou MLI	190
VII.2.1.1. Le modulateur analogique	191
VII.2.1.2. Le modulateur numérique.....	191
VII.2.3. Commande par MLI calculées.....	193
VII.2.4. Commande par paliers ou par gradins	195
VII.3. COMMANDES EN BOUCLE FERMEE	196
VII.3.2. Réglage et contrôle de courant par régulateurs à action à deux positions	196
VII.3.3. Commande par hystérésis modulée	197
CONCEPTION, REALISATION ET APPLICATION DES ONDULEURS NPC 3-NIVEAUX.....	199
VII.4. SIMULATION D'UN ONDULEUR 3-NIVEAUX PAR MATLAB/SIMULINK.....	199
VII.4.1. Modèle d'onduleur NPC à douze transistors	199
VII.4.2. Conception de l'électronique de commande.....	200
VII.4.3. Résultats de la simulation	201
VII.5. CONCEPTION DU CIRCUIT DE COMMANDE PAR UN MICROCONTROLEUR : LE PIC16F84A.....	202
VII.5.1. Conception de la commande préprogrammée	203
VII.5.2. Organigramme du programme implanté dans le PIC	204
VII.5.3. Conception et réalisations du circuit de commande préprogrammée.....	205
VII.6. RESULTATS PRATIQUES DE L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX A DOUZE TRANSISTORS	206
VII.6.1. Situation initiale.....	206
VII.6.2. Amélioration de la commande	207
VII.6.3. Résultats expérimentaux	209
VII.6.3.1. Résultats en boucle ouverte	209
VII.6.3.2. Résultats en boucle fermée	210

VII.6.3.3. Quelques photos de l'onduleur NPC trois niveaux.....	211
VII.7. NOUVEAU MODELE D'ONDULEUR MULTINIVEAU.....	213
VII.7.1. Allures théoriques des tensions avec les différents schémas jusqu'à 5 niveaux ..	213
VII.7.2. Simulation sous Matlab Simulink.....	217
VII.7.2.1. Résultats sur l'onduleur à deux niveaux.....	217
VII.7.2.2. Résultats sur les onduleurs à trois niveaux.....	219
VII.7.2.3. Résultat sur les onduleurs à quatre niveaux.....	220
VII.7.2.4. Résultats sur les onduleurs à cinq niveaux	221
VII.7.3. Simulation sous Matlab Simulink avec contrôle de courant par hystérésis modulée	222
VII.7.4. Résultats expérimentaux	225
CONCLUSION GENERALE	228
ANNEXES	231
Bibliographie	244

Titre **LES CONVERTISSEURS D'ENERGIE INTEGRES DANS L'AUTOMATISME INDUSTRIEL**
LES DEUX NOUVEAUX MODELES ET LEURS APPLICATIONS DANS :
 ✚ *L'OPTIMISATION DE L'UTILISATION DE L'ENERGIE ELECTRIQUE*
 ✚ *L'ELECTRIFICATION AUTONOME*

Auteur M. ANDRIATSIHOARANA Harlin Samuel

Adresse Lot II K 36C ter Mahatony Soavimasoandro Antananarivo 101

E-mail harlinfanja@yahoo.fr

Résumé

Ce mémoire est la synthèse d'un ensemble de travaux de recherches axés dans le domaine de L'Electronique Industrielle à savoir l'Electronique de puissance, l'Electronique de commande et l'Electronique de réglage.

Tous les types de convertisseurs classiques, tels que les ac-dc, ac-ac, dc-dc et dc-ac sont étudiés séparément dans quatre chapitres différents. Après un bref rappel des théories, des travaux de conceptions suivis de réalisations pratiques appliquées dans les secteurs privés et industriels terminent l'étude de chaque thème.

Suite aux travaux de recherche en Electronique de puissance, un nouveau modèle de convertisseur ac-ac est développé. Ce nouveau type de convertisseur apporte une nouvelle solution sur la compensation de l'énergie réactive et une solution également sur le variateur de puissance active à facteur de puissance unitaire pour les charges fortement résistives. Ce convertisseur satisfait aux exigences de la compatibilité électromagnétique.

Après avoir développé la conception et la réalisation de l'alimentation d'un moteur asynchrone triphasé par un onduleur multiniveau NPC avec un régulateur de courant par hystérésis modulée, un nouveau modèle d'onduleur multiniveau est également présenté. Le fonctionnement de ce nouveau modèle a été d'abord simulé avec Matlab Simulink puis les résultats ont été validés expérimentalement.

L'ouvrage se termine par la présentation de logiciels sur le réglage dans l'espace d'état.

Mots clés :

Electronique de puissance, Electronique de commande, Electronique de réglage, Compensateur réactif, Onduleur multiniveau, Compatibilité Electromagnétique, Matlab Simulink, Réglage d'état, Mode de glissement

Abstract

This report is the synthesis of a set of works in the field of the Power Electronics, the Control and Command.

This dissertation summarizes in set theoretical works followed by practical realizations of all types of classics converters, such as ac-dc, ac-ac, dc-dc and dc-ac.

Further, a new model of converter ac-ac is developed. It brings a new method on the compensation of the reactive energy and a solution on the variable of the active power with a high power factor for resistances loads. This converter satisfies the requirements of the electromagnetic compatibility.

Having developed the conception and the realization of the supply of a three-phase asynchronous engine by a multilevel inverter NPC with a control current, a new model of inverter multilevel is also presented. The functioning of this new model was simulated at first with Matlab Simulink then the results were experimentally validated.

To finish, this report presents software of regulating of the multivariables systems using the state space model.

Keywords:

Power Electronic, Current control, Active Compensator, Multilevel inverter, Electromagnetic Compatibility, Matlab Simulink, State space, Sliding mode.

