

Notations

- a : nombre de voies en parallèle
- α_1 et α_2 : angles d'allumage des ponts 1 et 2 (tout thyristors)
- β : coefficient d'amplification en courant
- $C_{d,max}$: capacité parasite d'une diode
- C_{ISS} : capacité grille-source C_{GS}
- D_m : diode de roue libre à la fermeture
- D_{rl} : diode de roue libre
- E : fém. du moteur en [V].
- $e(t)$: signal à l'entrée du trigger
- I : courant de l'induit du moteur à courant continu
- I_B : courant de base
- I_C : courant de collecteur
- I_{CB} : courant collecteur à courant de base nul
- I_{Csat} : courant du collecteur à la saturation
- I_d : courant de charge
- I_{d1} : courant délivré par le pont 1
- I_{d2} : courant délivré par le pont 2
- I_D : courant du drain
- I_F : courant direct continu
- $I_{F(AV)max}$: courant direct continu maximal
- I_{FSMmax} : courant direct accidentel maximal
- I_G : courant de gâchette
- I_H : courant de maintien
- I_K : courant traversant le semiconducteur
- I_{Lmax} : valeur maximale du courant primaire du capteur de courant (en valeur efficace)
- I_N : courant primaire nominal du capteur de courant (en valeur efficace)
- I_M : courant de sortie analogique du capteur de courant
- i_s : courant de phase secondaire
- $k = \frac{2p}{2a}n$: constante caractéristique du moteur.
- k_I : gain du capteur de courant
- k_V : gain du dynamo tachymétrique
- L : inductance de charge
- L_{ins} : inductance d'insertion du bobinage primaire du capteur de courant

L_M : inductance de limitation
 m_c : rapport de transformation des bobinages primaire et secondaire du capteur de courant
 n : nombre de brins actifs
 N : vitesse de rotation du moteur en $[tr/s]$
 N_1 : nombre de spires du bobinage primaire du capteur de courant
 Ω : vitesse angulaire de l'arbre en $[rd/s]$
 p : nombre de paires de pôles.
 P : puissance utile absorbée par le moteur en $[W]$.
 P_{TOT} : puissance dissipée maximale à courant maximal
 Φ : flux par pôle en $[Wb]$.
 R_{ch} : résistance de la charge
 $R_{DS\ on}$: résistance drain-source à l'état passant
 R_{Mmin} et R_{Mmax} : résistances minimale et maximale de mesure à la sortie du capteur de courant
 $R_{th\ (j-c)}$: résistance thermique jonction-boîtier
 $s_1(t)$: sortie d'un trigger inverseur
 $s_2(t)$: sortie d'un trigger non inverseur
 T : couple électromagnétique du moteur à courant continu
 tf : durée de la commutation
 $t_{rr\ max}$: temps de recouvrement maximal
 U : tension d'alimentation de l'induit
 u_{d1} : tension délivrée par le pont 1
 u_{d2} : tension délivrée par le pont 2
 V : valeur efficace de la tension simple du secondaire du transformateur
 V_b : seuil de basculement au niveau bas du trigger
 V_{CE} : tension collecteur - émetteur
 $V_{CE\ 0}$: tension collecteur - émetteur au blocage
 V_{CEsat} : tension collecteur - émetteur à la saturation
 V_e : tension d'alimentation
 V_{GS} : tension grille - source
 V_h : seuil de basculement au niveau haut du trigger
 V_{DSM} : tension de pointe non répétitive à l'état bloquée
 V_{DS} : tension drain - source
 V_{DSS} : tension grille-source à l'état bloqué
 V_K : tension anode - cathode $V_{RRM\ max}$: tension inverse répétitive maximale

V_{RSM} : tension de claquage ou tension inverse de pointe non répétitive

$V_{(TO)}$: tension de seuil

Listes des figures :

- fig.1-1** Circuit r-C de limitation en alternatif (cas d'une diode)
- fig.1-2** Circuits de limitation de surtension (cas du transistor bipolaire)
- fig.1-3** Circuit d'aide à la commutation (cas du transistor bipolaire)
- fig.1-3-a)** CALC à l'ouverture
- fig.1-3-b)** CALC à la fermeture
- fig.1-3-c)** Transistor muni du CALC
- fig.1-4** Schéma de simulation
- fig.1-5** Visualisation des résultats de simulation en utilisant View Tool tensions VM1, U"TR1", U"E1"
- fig.2-1** Schéma de simulation avec une charge ($R=30 [\Omega]$, $L=10 [mH]$)
- fig.2-2** Tension redressée VM1
- fig.2-3** Tension aux bornes d'une diode
- fig.2-4** Courant I"AM1" dans la charge
- fig.2-5** Courants dans les diodes D1 et D3
- fig.2-6** Courant I"L'1" de la phase R
- fig.2-7** Schéma de simulation avec une charge ($R=30 [\Omega]$, $L=10 [mH]$)
- fig.2-8** Graphe de commande
- fig.2-9** Tension redressée VM1"
- fig.2-10** Tension aux bornes d'un thyristor
- fig.2-11** Courant I"AM1" dans la charge
- fig.2-12** Courants dans TH1 et TH3
- fig.2-13** Courant I"L'1" de la phase R
- fig.2-14** Schéma de simulation avec une charge ($R= 200 [\Omega]$, $L=10 [mH]$)
- fig.2-15** Tensions VM1 (redressée), U"C1" (aux bornes de C) ainsi que la consigne
- fig.2-16** Tensions U"TR1" et U"D1" aux bornes de T1 et de D1
- fig.2-17** Courants dans T1, D1, D2, T2
- fig.2-18** Courants dans la charge et dans le condensateur C ($2 \cdot I"AM1"$ et $0.1 \cdot I"C"$)
- fig.2-19** Courants I"L'1", I"L'2", I"L'3" des 3 phases secondaires avec les références x, y, z
- fig.2-20** Analyse spectrale de I"L'1" (rang en abscisses et T (%) en ordonnées) - D (%)=25.767%
- fig.2-21** Analyse spectrale de la tension redressée ($1 \cong 0 [Hz]$, $7 \cong 300 [Hz]$, $13 \cong 600 [Hz]$)
D (%)=7.43%)
- fig.2-22** Analyse spectrale du courant de phase (D (%)=32.09%)
- fig.2-23** Analyse spectrale de la tension redressée ($1 \cong 0 [Hz]$, $7 \cong 300 [Hz]$, ainsi de suite),
D (%)=26.36%)
- fig.2-24** Analyse spectrale de I"L'1" (D (%)=6.013%)
- fig.2.25** Schéma de principe du redresseur quatre quadrants
- fig.3-1** Fonctionnement dans les quatre quadrants : réseaux de droites $N = f(T)$ avec U prise comme paramètre
- fig.3-2** Sens du couple et de la vitesse selon le signe du produit (U.I)
- fig.3-3** Schémas de principe du hacheur réversible
- fig.3-3-a)** Hacheur à thyristors

fig.3-3-b) Hacheur à transistors

fig.3-4 Schéma de principe du redresseur onduleur

fig.3-5 Montage antiparallèle

fig.3-6 Montage croisé

fig.3-7 Structure de l'onduleur MLI

fig.3-8 Fonctionnement normal en redresseur

fig.3-9 Fonctionnement en onduleur lors de la récupération

fig.4-1 Schéma du principe de fonctionnement

fig.4-2 Schéma du circuit de puissance

fig.4-3 Modulation de largeur d'impulsions utilisant un signal modulant sinusoïdal

fig.4-4 Modulation de largeur d'impulsions avec un trigger symétrique ($V_h = -V_b > 0$, $H = -2V_b$ avec $-V_{sat} = 0$)

fig.4-5 Trigger à hystérésis

fig.4-5-a) Schéma de principe

fig.4-5-b) Caractéristiques de transfert

fig.5-1 Synoptique de commande et de la régulation du courant

fig.5-2 Schéma général de commande et de régulation des 2 ponts

fig.5-3 Schéma du limiteur

fig.5-4 L'AD734 (Analog Device)

fig.5-5 Amplificateur non inverseur

fig.5-6 Le capteur de courant

fig.5-7 Capteur muni de l'ampli de gain 5 et du pont diviseur

fig.5-9 Trigger symétrique

fig.5-10 Synoptique du circuit d'interface

fig.5-11-b) Circuit d'anti-chevauchement

fig.5-12 Circuit d'isolation galvanique et de commande du transistor de puissance

fig.5-13 Obtention des tensions de références

fig.5-14 Synoptique du circuit logique d'inversion

fig.5-15 Chronogrammes

fig.5-16-a) Synoptique pour le pont 1

fig.5-16-b) Synoptique de commande du pont 2

fig.6-1 Schéma de principe de la régulation en ne considérant qu'un seul pont

fig.6-2 Schéma bloc de la régulation

fig.6-3 Schéma fonctionnel de la régulation

fig.6-4 Schéma unifilaire du système à réguler

fig.6-5 Diagramme Bode du système en boucle ouverte sans correction

fig.6-6 Illustration du critère de revers

fig.6-7 Lieu de Nyquist du système en boucle ouverte avec correction

fig.6-8 Diagramme de Bode du système en boucle ouverte avec correction

fig.6-9 Structure du correcteur PI

fig.6-10 Acquisition de la consigne et du signal de retour

- fig.7-1** Schéma de simulation du circuit de puissance
- fig.7-2** Schéma de la régulation
- fig.7-3** Modélisation de la logique d'inversion
- fig.7-4** Entrée **SUM2_2** et seuils **op1** et **op2** de ZPH1 (trigger), impulsions de sortie de ZPH1 et impulsions **cs1** et **cs2** (circuit de commande)
- fig.7-5** Impulsions **cs1**, signal logique **p1**, sortie **cnrt1** (commande de TR7 du pont 1), signal logique **p2**, sortie **cnrt11** (commande de TR1 du pont 2), signaux logiques **p1aux** et **p2aux** (commande des transistors auxiliaires)
- fig.7-6** Tension de sortie **VM2**, consigne **U**, courant de charge **I"AM1"**, courants **I"L1"**, **I"D7"**, **I"TR7"** (quadrant I)
- fig.7-7** Tension de sortie **VM2**, consigne **U**, courant de charge **I"AM1"**, courants **I"L1"**, **I"D1"**, **I"TR1"** (quadrant III)
- fig.7-8** Quadrant I (0 à 298 [ms]) : tension **VM2** aux bornes de la charge, courant de charge **I"AM1"** positif
- fig.7-9** Quadrant III (300 à 600 [ms]) : **VM2<0**, **I"AM1"<0**
- fig.7-10** Courants **I"D1"**, **I"TR1"**, **I"TR2"**, **I"D2"** courant de phase **I"L1"** et courant de charge **I"AM1"**
- fig.7-11** Courants de phase **I"L1"**, **I"L2"**, **I"L3"** et les références **x**, **y**, **v** (*10) associées)
- fig.7-12** Tensions **U"TR7"** et **U"D72"**
- fig.7-13** Commutation dans le transistor TR7 (tension **U "TR7"**, courant **I"TR7"** (*2), signal de commande **cs1** (*10))
- fig.7-14** Courant **I "C1"** et tension **U "C1"** du condensateur (avec le courant de charge **I"AM1"**)
- fig.7-15** Analyse spectrale du courant de phase **I"L1"** (fréquence [Hz] en abscisses et amplitude [A] des harmoniques en ordonnées)
- fig.7-16** Analyse spectrale de la tension **VM2** en régime permanent (fréquence [Hz] en abscisses et amplitude des harmoniques en [V] en ordonnées)
- fig.8-1** Onde fondamentale, harmoniques et onde résultante déformée
- fig.8-2** Allure de la tension V_{12} déformée par les encoches de commutation
- fig.8-3** Schéma équivalent simplifié d'une portion de ligne
- fig.8-4** Constitution du filtre passe-bas
- fig.8-5** Condensateur de compensation muni d'une self anti-harmonique
- fig.8-6** Filtre résonant
- fig.8-7** Filtre amorti

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : caractéristiques de la diode de signal 1N4148

Tableau 1-2 : caractéristiques du transistor petits signaux 1N2222

Tableau 1-3 : caractéristiques du transistor MOS de puissance BUZ71A

Tableau 1-4 : caractéristiques du thyristor à usage général TYN058, G, K

Tableau 1-5 : caractéristiques du triac à usage général TLC116B

Tableau 1-6 : ressources matérielles et logicielles pour l'installation de Simplorer 4.1

Tableau 4-1 : caractéristiques de la diode de puissance BYV31

Tableau 4-2 : caractéristiques du transistor MOSFET de puissance APT8024JLL

Sommaire

Remerciements

Abstract

Notations

Listes des figures

Listes des tableaux

Sommaire

Introduction.....2

Chapitre 1 : Etudes préliminaires.....2

I.1 Les composants usuels en électronique de puissance

I.1.1 Diode

I.1.1-a) Symbole

I.1.1-b) Caractéristique tension – courant $I_K = f(V_K)$

I.1.2 Transistor bipolaire

I.1.2-a) Symbole

I.1.2-b) Caractéristique tension – courant $I_C = f(V_{CE})$

I.1.3 Transistor MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor).....

I.1.3-a) Symbole

I.1.3-b) Caractéristique tension – courant $I_D = f(v_{DS})$

I.1.4 Thyristor.....

I.1.4-a) Symbole

I.1.4-b) Caractéristique tension – courant $i_K = f(v_K)$

I.1.5 Thyristor GTO (Gate Turn Off Thyristor).....

I.1.5-a) Symbole

I.1.5-b) Caractéristique

I.1.6 Le triac

I.1.6-a) Symbole

I.1.6-b) Caractéristique

I.1.7 Quelques références de composants fournies par les fabricants

I.1.7-a) Diode de signal 1N4148

I.1.7-b) Transistor petits signaux 1N2222

I.1.7-c) Transistor MOS FET de puissance BUZ71A

I.1.7-d) Thyristor à usage général TYN058, G, K

I.1.7-e) Triac à usage général TLC116 B

I.2 Limitation de surtension et circuit d'aide à la commutation :.....

I.2.1 Circuit de limitation de surtension

- en alternatif.....

- en continu.....

I.2.2 Circuit d'aide à la commutation ou CALC

I.3 Convertisseurs statiques

I.4 Présentation du logiciel Simplorer 4.1

I.4.1 Introduction

I.4.2 Fonctions principales du logiciel

I.4.3 Création de projet et modèle

I.4.4 Exemple de simulation

Chapitre 2 : Les montages redresseurs.....

II.1	Choix des montages redresseurs
II.1.1	Pont parallèle double triphasé à diodes
II.1.1-a)	Schéma de simulation
II.1.1-b)	Résultats de la simulation
II.1.1-c)	Interprétations
II.1.2	Pont parallèle double triphasé à thyristors
II.1.2-a)	Schéma de simulation
II.1.2-b)	Graphe de commande des thyristors
II.1.2-c)	Résultats de la simulation (pour $\alpha=35^\circ$).....
II.1.2-d)	Interprétations.....
II.1.3	Redresseur MLI (Modulation de largeurs d'impulsions).....
II.1.3-a)	Schéma de simulation
II.1.3-b)	Résultats de la simulation :.....
II.1.3-c)	Interprétations :.....
II.2	Analyse harmonique du courant de la phase secondaire et de la tension redressée.....
II.2.1	Transformée de Fourier Rapide ou Fast Fourier Transform (FFT).....
II.2.2	Algorithme de Cooley-Turkey
II.2.3	Organigramme de traçage des spectres
II.2.4	Résultats de l'analyse spectrale
II.2.4-a)	Pour le montage à diodes
II.2.4-b)	Pour le montage à thyristors
II.2.4-c)	Pour le redresseur MLI
II.2.5	Interprétations
II.3	Principe du redresseur quatre quadrants

Chapitre 3 : Structure des convertisseurs fonctionnant dans les quatre quadrants.....

III.1	Fonctionnement dans les quatre quadrants
III.1.1	Plan couple-vitesse.....
	- du couple.....
	- de la vitesse
III.1.1-a)	Inversion du couple
III.1.1-b)	Inversion de la vitesse
	- équation de la fém E
	- équation du couple T
III.1.2	Freinage par récupération
III.2	Convertisseurs quatre quadrants
III.2.1	Hacheur réversible
III.2.1-a)	Schéma de principe
III.2.1-b)	Principe de fonctionnement
III.2.2	Redresseur onduleur
III.2.2-a)	Schéma de principe
III.2.2-b)	Principe de fonctionnement
III.2.3	Redresseur quatre quadrants
III.2.3-a)	Le montage à circulation de courant
III.2.3-b)	Le montage sans circulation de courant
	- le montage à bande morte.....
	- le montage à logique de basculement.....
III.2.4	Redresseur MLI quatre quadrants
III.2.4-a)	Principe de fonctionnement.....
	- Réversibilité de l'onduleur MLI
	- Redresseur MLI quatre quadrants
III.2.3-b)	Schéma de principe

Chapitre 4 : Conception du circuit de puissance du redresseur quatre quadrants.....

IV.1	Principe de fonctionnement du pont redresseur MLI
------	---

IV.1.1 Equations des courants et des tensions

IV.1.2 Rôle du condensateur de filtrage ou condensateur tampon C	
IV.2 Conception du circuit de puissance	
IV.2.1 Cahier des charges du redresseur quatre quadrants	
IV.2.2 Schéma du circuit de puissance du redresseur quatre quadrants	
IV.2.3 Choix et dimensionnement des composants de puissance	
IV.2.3-a) Choix des transistors	
IV.2.3-b) Choix des diodes	
IV.2.4-c) Dimensionnement	
IV.2.4-d) Choix du condensateur et du transformateur	
IV.3 Commande à modulation de largeur d'impulsions	
IV.3.1 Principe de la commande	
IV.3.1-a) Commande utilisant une référence sinusoïdale	
IV.3.1-b) Modulation de largeur d'impulsions utilisant un signal aléatoire	
IV.3.2 Le trigger à hystérésis	

Chapitre 5 : Conception du circuit de commande et de régulation du courant.....

V.1 Principe du circuit de commande	
V.2 Conception du circuit de commande	
V.2.1 Le limiteur de courant	
V.2.2 Le multiplieur	
V.2.3 Le capteur de courant	
V.2.4 Le comparateur	
V.2.5 Le montage trigger.....	
V.2.6 Le circuit d'interface	
V.2.6-a) Le circuit d'anti-chevauchement	
V.2.6-b) Le circuit d'isolation galvanique et amplificateur	
V.2.7 Les tensions de références	
V.4 Schéma synoptique du circuit de commande pour les 12 transistors	

Chapitre 6 : La régulation de la tension.....

VI.1 Principe de la régulation	
VI.1.1 Schéma de principe de la régulation	
VI.1.2 Schéma bloc de la régulation	
VI.2 Fonctions de transfert du système	
VI.2.1 Fonction de transfert de l'organe de commande	
VI.2.2 Fonction de transfert du système à réguler	
VI.2.3 Synthèse du régulateur.....	
VI.2.3-a) Synthèse	
VI.2.3-b) Stabilité du système par le critère de revers	
VI.2.3-c) Dimensionnement des éléments du régulateur	
Remarque	

Chapitre 7 : Simulation du redresseur quatre quadrants.....

VII.1 Généralités sur la simulation	
VII.1.1 Circuit de puissance	
VII.1.2 Circuit de commande et de régulation	
VII.1.2-a) Régulation	
VII.1.2-b) La logique d'inversion.....	
VII.1.3 Schéma de simulation du circuit de puissance	
VII.1.4 Schémas de simulation du circuit de commande	
VII.1.4-a) Schéma de la régulation	
VII.1.4-b) Logique d'inversion et acquisition de la consigne	
VII.2 Résultats de la simulation	
VII.2.1 Simulation du circuit de commande	
VII.2.1-a) Signaux à la sortie de la boucle de régulation	

VII.2.1-b) Signaux fournis par la logique d'inversion et les portes OU	
VII.2.2 Simulation du circuit de puissance	
VII.2.2-a) Simulation en régime permanent dans le quadrant (I) (0 à 298 [ms])	
VII.2.2-b) Simulation en régime permanent dans le quadrant (III) (300 à 600 [ms])	
VII.2.2-c) Simulation relative au fonctionnement d'un pont (pont 2)	
- Courants dans un transistor, une diode, la charge et dans une phase secondaire	
- Courants dans les 3 phases avec leur référence respective :	
- Tensions aux bornes d'un transistor et d'une diode :	
- Commutation dans un transistor :	
- Tension et courant du condensateur tampon en régime permanent (quadrant I)	
- Analyse spectrale du courant de phase secondaire et de la tension redressée en régime permanent :	
VII.3 Interprétations:	

Chapitre 8 : Impacts environnementaux

VIII.1 Harmoniques	
VIII.1.1 Harmoniques de courant:	
VIII.1.2 Harmoniques de tension:	
VIII.2 Réactions des harmoniques	
VIII.2.1 Réactions sur le réseau	
VIII.2.2 Réactions sur les appareils	
VIII.2.2-a) Réactions des harmoniques de courant	
VIII.2.2-b) Réactions des harmoniques de tension	
VIII.3 Filtrage	
VIII.3.1 Filtre passe-bas:	
VIII.3.2 Self anti-harmoniques	
VIII.3.3 Les filtres anti-harmoniques:	
VIII.3.3-a) Filtre résonant	
VIII.3.3-b) Filtre amorti	

Conclusion

Annexes

Bibliographies

Résumé

Introduction

L'électronique de puissance qui englobe les convertisseurs statiques est une discipline qui fournit aux utilisateurs de nombreuses possibilités pour exploiter selon leurs besoins l'énergie électrique fournie par le réseau alternatif.

Dans plusieurs domaines tels que l'industrie, les télécommunications, l'électroménager, bon nombre d'applications exigent de la part de la charge (moteur dans la plupart du temps) un fonctionnement réversible du point de vue tension et du point de vue courant. Une des structures qui offrent cette possibilité est le redresseur quatre quadrants. C'est ce qui fait l'objet du présent mémoire.

Une telle structure est constituée de l'association de ponts redresseurs réversibles à thyristors ou à transistors (appelés aussi redresseurs à commande MLI). Un des principaux critères pour choisir un pont, à part les fonctions auxquelles il est destiné est le taux d'harmoniques qu'il injecte au réseau et éventuellement à la charge.

Tout au long de l'étude, on travaillera en simulation et on utilisera pour cela les fonctionnalités offertes par le logiciel *Simplorer 4.1* qui traite de l'électrotechnique et de l'électronique, en particulier de l'électronique de puissance.

Pour mieux cerner le sujet, le travail est divisé en huit chapitres :

- le premier chapitre est consacré aux études préliminaires comprenant entre autres la présentation du logiciel *Simplorer 4.1* tandis le deuxième chapitre consiste à la simulation de trois montages redresseurs triphasés en vue du choix du montage à adopter pour la structure quatre quadrants.

- dans le troisième chapitre, on fait un bref aperçu sur les convertisseurs quatre quadrants et le quatrième chapitre établit le cahier des charges du redresseur quatre quadrants et la conception de son circuit de puissance pour dimensionner les composants qui lui sont associés.

- le cinquième chapitre étudie la conception du circuit de commande.

- le sixième chapitre se penche sur la régulation de la tension et du courant.

- le septième chapitre consiste à la simulation du redresseur quatre quadrants proprement dit.

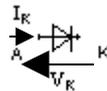
- le dernier chapitre traite l'impact environnemental incluant les réactions des harmoniques sur le réseau et sur les appareils ainsi que les solutions à adopter.

1.1 Les composants usuels en électronique de puissance :

Pour les interrupteurs non commandés, on distingue principalement la diode et pour les interrupteurs commandés, les plus courants sont le transistor bipolaire, le transistor MOSFET, le thyristor, le thyristor GTO et le triac.

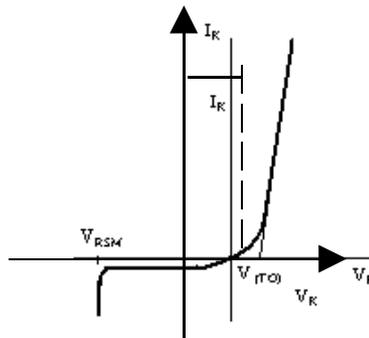
1.1.1 Diode :

1.1.1-a) Symbole :



Symbole général

1.1.1-b) Caractéristique tension – courant $I_K = f(V_K)$:



Caractéristiques tension – courant $I_K = f(V_K)$

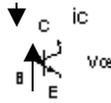
On observe 2 fonctionnements distincts :

- si $V_K > 0$, la diode est polarisée en direct et elle conduit. La chute de tension anode-cathode est faible.

- si $V_K < 0$, la diode est polarisée en inverse, elle est bloquée et n'est traversée que par un courant de fuite très faible.

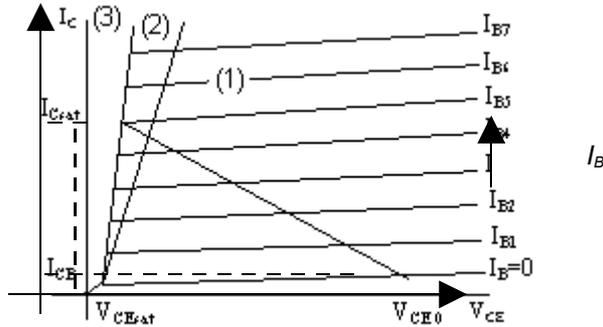
1.1.2 Transistor bipolaire :

1.1.2-a) Symbole :



Symbole général (transistor NPN)

1.1.2-b) **Caractéristique tension – courant** $I_C=f(V_{CE})$:



Caractéristique tension – courant $I_C=f(V_{CE})$ à I_B constante

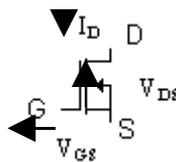
Le transistor est commandé par le courant de base I_B . On observe 3 zones de fonctionnement :

- la zone linéaire (1) : $I_C=\beta \cdot I_B$ (β est le coefficient d'amplification en courant)
- la zone de quasi - saturation (2): β diminue très rapidement
- la zone de saturation (3) : le transistor travaille en interrupteur. I_C est indépendant de β .

A l'état bloqué, on a $V_{CE} = V_{CE0}$ et $I_C=I_{CB}$. A l'état saturé, ($V_{CE}=V_{CEsat}$, $I_C=I_{Csat}$).

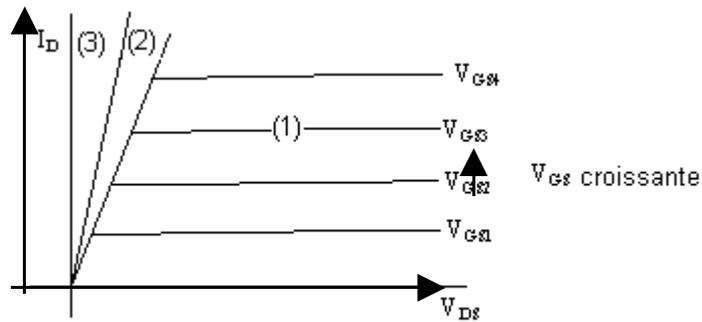
1.1.3 **Transistor MOSFET** (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor)

1.1.3-a) **Symbole** :



Symbole (MOSFET à canal N)

1.1.3-b) **Caractéristique tension – courant** $I_D=f(V_{DS})$:

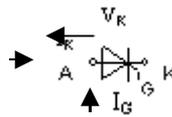


Caractéristique tension – courant $I_D = f(v_{DS})$ à v_{GS} constante

Le transistor MOS est commandé en tension par la tension v_{GS} . On observe les 3 zones de fonctionnement comme pour le transistor bipolaire. En électronique de puissance, le transistor MOS travaille essentiellement dans la zone de saturation (3).

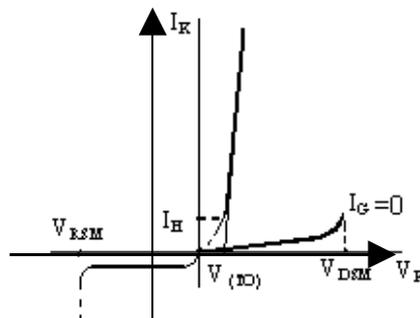
1.1.4 Thyristor :

1.1.4-a) Symbole :



Symbole général

1.1.4-b) Caractéristique tension – courant $i_K = f(v_K)$:

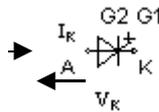


Caractéristique tension – courant $i_K = f(v_K)$

Le thyristor est commandé par l'impulsion de gâchette (ou courant de gâchette) I_G . Si sa tension anode – cathode est positive V_K lorsque la gâchette reçoit I_G , le thyristor est conducteur. Il se comporte alors comme une simple diode et les impulsions de gâchette n'ont plus aucune influence sur leur comportement. Pour bloquer un thyristor, il faut que V_K soit négative ou que I_K soit inférieur à I_H (courant de maintien).

1.1.5 Thyristor GTO (Gate Turn Off Thyristor):

1.1.5-a) Symbole :



Symbole général

1.1.5-b) Caractéristique :

C'est un thyristor à double gâchette. La particularité du GTO est qu'il est commandé à l'amorçage (impulsion positive sur G1) comme au désamorçage (impulsion négative sur G2). Cette propriété le privilégie par rapport au thyristor surtout lorsqu'on commute sur une source continue mais il est encore limité en puissance.

1.1.6 Le triac :

1.1.6-a) Symbole :



Symbole général

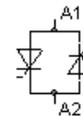


Schéma équivalent

1.1.6-b) Caractéristique :

Le triac est surtout utilisé en alternatif (pour les gradateurs en particulier). Il est équivalent à 2 thyristors montés en tête bêche avec une seule gâchette.

La gâchette reçoit deux impulsions par période, une pour l'alternance positive et une autre pour l'alternance négative avec un retard donné par rapport au passage à zéro. Il est utilisé pour les faibles et moyennes puissances.

1.1.7 Quelques références de composants fournies par les fabricants :

1.1.7-a) Diode de signal 1N4148 (Tableau 1-1)

Description	Valeurs à ne pas dépasser		t_{rr} [ns]	V_F max [mV] à I_F =100 [mA]	Cd .max [pF]	Repérage cathode
	V_R [V]	I_F [mA]				
Commutation rapide	200	75	4	1000	2	bande nire

I.1.7-b) Transistor petits signaux 1N2222 (Tableau 1-2)

Polarité	Boîtier	V_{CE0} [V]	I_C [mA]	P_{tot} [mW] à 25 °C	h_{fe} à $I_C = 150$ [mA]	Fr [MHz]	t_{off} [ns] à $I_C = 150$ [mA]
n-p-n	T018	30	800	500	100-300	250	285

I.1.7-c) Transistor MOS FET de puissance BUZ71A (Tableau 1-3)

V_{DSS} max [V]	I_D max [A]	$R_{DS(on)}$ [Ω]	C_{ISS} [pF]	P_{TOT} [W]	$R_{th(j-c)}$ [°C/W]	Boîtier
50	13	0.12	650	40	3.1	T0220

I.1.7-d) Thyristor à usage général TYN058, G, K (Tableau 1-4)

I_D [A]	$V_{RRM} = V_{DRM}$ [V]	t_{TSM} à $I_{TSM} = 1$ [ms]	I_{RM} à V_{RRM} [mA]	V_{GT} [V]	V_{GT} [V]	I_{TM}/I_{TM} [V/A]	v/dt à 67% de V_{DRM} [V/μs]	i/dt [mA]	Boîtier
5	50	80	2	1.5	1	1.6/1.6	50	50	T0220AB

I.1.7-e) Triac à usage général TLC116 B (Tableau 1-5)

V_{DRM} [V]	t_{TSM} à $I_{TSM} = 2$ [ms]	I_{DRM} à V_{DRM} [mA]	Suffixe	I_{GT} [mA]	V_{TM}/I_{TM} [V/A]	v/dt [V/μs]	v/dt à 67% de V_{DRM} [V/μs]	Boîtier
200	30	750	B	2.5, 2.5, 2.5, 5.0	1.85/4	40	200	T018L

1.2 Limitation de surtension et circuit d'aide à la commutation :

1.2.1 Circuit de limitation de surtension :

Lorsqu'on débite sur une charge inductive en continu ou en alternatif, l'inductance emmagasine de l'énergie électromagnétique qu'elle va restituer au circuit lors de l'ouverture de l'interrupteur du bras qui le contient. Si ce bras n'est pas maintenu fermé, il apparaît aux bornes de l'interrupteur une surtension. Pour limiter cette surtension, on adopte :

- **en alternatif**, un circuit r-C en parallèle avec le semi conducteur à protéger. C'est

le condensateur C qui limite la surtension et l'accroissement $\frac{dv}{dt}$ de la tension aux bornes de l'interrupteur. La résistance r série empêche une décharge brusque de C lors de

l'amorçage du semi conducteur. L'inductance L limite l'accroissement $\frac{di}{dt}$ du courant.

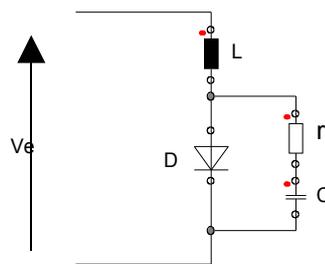


fig.1-1 Circuit r-C de limitation en alternatif (cas d'une diode)

- **en continu**, on utilise :

- soit un circuit r-C en parallèle avec la charge inductive (fig.1-2-a)
- soit une diode de roue libre D_{RL} toujours en parallèle avec la charge inductive : la charge est assimilée à une source de courant et lors du blocage, le semi-conducteur commute le courant de charge dans la diode . Le circuit diode - charge sera toujours maintenue fermée, ce qui évitera un accroissement $\frac{di}{dt}$ qui provoque la surtension(fig.1-2-b).
- soit un écrêteur constitué d'une diode Zener mis en parallèle avec le semiconducteur : la tension aux bornes du composant ne peut excéder une valeur caractéristique propre à l'écrêteur (fig.2-c).

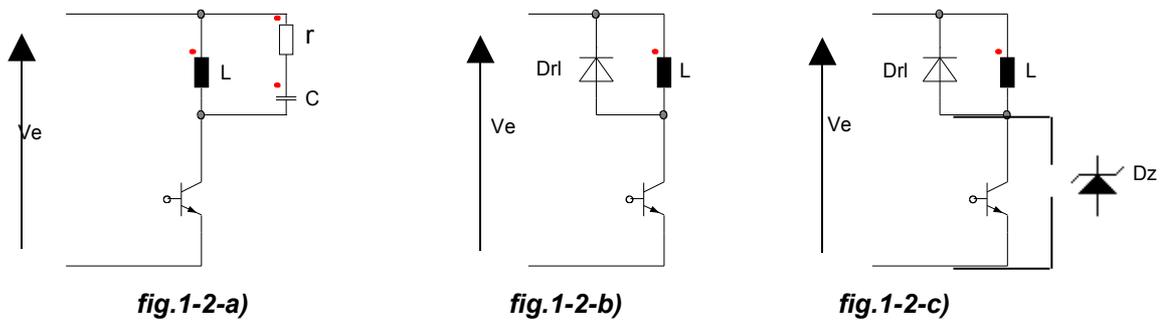


fig.1-2 Circuits de limitation de surtension (cas du transistor bipolaire)

1.2.2 Circuit d'aide à la commutation ou CALC :

Le rôle du circuit d'aide est de réduire la durée de la commutation dans le semi-conducteur principal pour minimiser l'énergie qu'il dissipe au niveau de cette commutation.

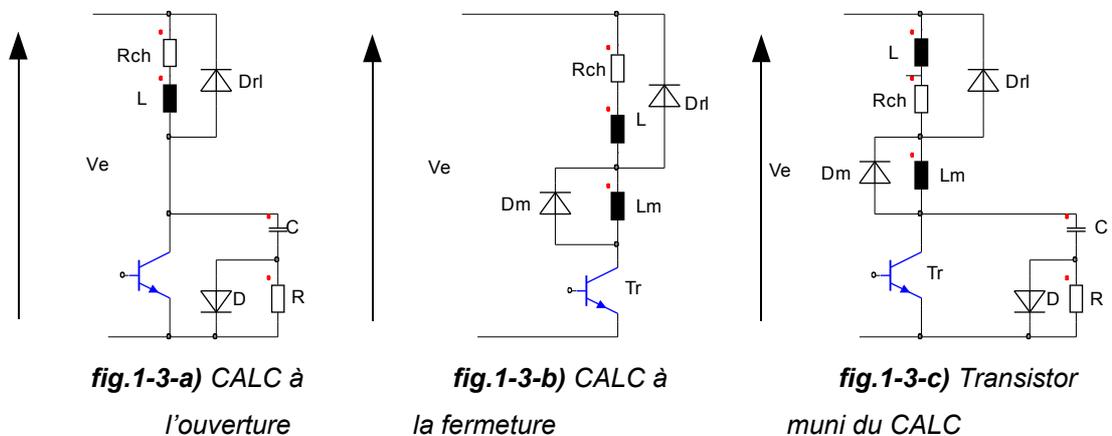


fig.1-3 Circuit d'aide à la commutation (cas du transistor bipolaire)

- CALC à l'ouverture (fig.1-3-a): le condensateur C commute le courant de charge

à l'ouverture et limite le $\frac{dv}{dt}$ aux bornes du semi-conducteur.

$$C \geq \frac{Id \cdot tf}{2 \cdot k \cdot Ve} \text{ avec } k=0.1 \text{ et } \tau = RC \text{ avec } \tau < \frac{T}{4} \text{ (} T \text{ est la période de découpage)}$$

- CALC à la fermeture (fig.1-3-b) : l'inductance L_m limite le $\frac{di}{dt}$ à la fermeture. La

diode D_m écoule l'énergie emmagasinée dans L_m à l'ouverture.

$$L_m \geq \frac{Ve}{Id} \cdot tf \text{ où } tf \text{ est la durée de la commutation pour le circuit sans CALC.}$$

Les diodes D et D_m doivent être au moins aussi rapides que le transistor et supporter le courant de charge.

1.3 Convertisseurs statiques :

Les convertisseurs statiques sont des dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence du signal électrique. On distingue deux sortes de sources de tension :

- sources de tension continue caractérisées par la valeur moyenne U de la tension.

- sources de tension alternative définies par les valeurs de la tension efficace V et de la fréquence f .

Il y a quatre principaux types de convertisseurs statiques :

- convertisseur alternatif (V_1 - f_1) – alternatif (V_2 - f_2) : si $f_1 = f_2$, on a un gradateur ou variateur de courant alternatif ; si $f_1 \neq f_2$, on a un cycloconvertisseur ou convertisseur de fréquence.

- convertisseur alternatif - continu : on a un redresseur ou convertisseur de courant continu.

- convertisseur continu (U_1) – continu (U_2) : on a un hacheur ou variateur de courant continu.

- convertisseur continu - alternatif : on a un onduleur.

1.4 Présentation du logiciel Simplorer 4.1 :

1.4.1 Introduction :

Le logiciel *SIMPLORER 4.1* est un logiciel de simulation conçu par des développeurs allemands en 1999. Il traite de plusieurs domaines scientifiques dont l'électronique analogique (des signaux faibles et de puissance) et numérique, l'électrotechnique et l'électromagnétisme, l'asservissement et la régulation.

Il comporte 2 versions :

- la version étudiante qui ne comporte que les fonctions de base;
- la version professionnelle qui est plus complète et est destinée aux professionnels.

Les ressources matérielles et logicielles nécessaires pour l'installation de la version de base sont résumées dans le tableau suivant :

CPU	PI 130 [Mhz] (200 [Mhz] conseillé)
RAM	64 [Mo] (128 [Mo] conseillé)
Disque dur	70 [Mo] (2 [Go] conseillé)

Systeme d'exploitation	Windows 95/98 et Windows NT
Version reseau	Novell 3.x/4.x et Windows NT
	Server

Tableau 1-6

I.4.2 Fonctions principales du logiciel :

La version de base comporte 7 applications :

- Schematic : création de modèle par des outils graphiques
- Editor : création de modèle à partir du langage de modélisation SML (Simplorer Modeling Language)
- Model agent : gestion des bibliothèques et des Macros
- Experiment : création et gestion de séquences de simulation
- Analytical FA : Analyse de réponse fréquentielle
- Postprocessor Day : analyse graphique et numérique des résultats de simulation
- DayOptim : analyse pour les séquences optimisées
- Documents :
- External Schematic : création de modèles en mode graphique à partir de schémas externes.

I.4.3 Création de projet et modèle :

Cette création de modèle se résume ainsi en utilisant Schematic :

Double-cliquer sur l'icône Simplorer dans le bureau/ Cliquer sur OK à l'apparition de l'invite/ Project/ New (création d'un projet)/ Create/ Schematic/ Double-cliquer sur New File (création d'un modèle).

A l'ouverture du nouveau fichier, les 11 bibliothèques de l'application sont visibles sur la gauche de l'écran. Ce sont : ACTIVE, DIGITAL, FUNCTBLS, INTERN, INTERN2, MAGNETIC, OPAMPS, SEMIKRON, SWITCHES, TRANSFORM, TYPEN

I.4.4 Exemple de simulation :

On va simuler un montage hacheur à transistor. On va pour cela utiliser les éléments disponibles dans *INTERN2* de *Schematic*. Pour cela, cliquer sur INTERN2, son contenu s'affiche en bas et à gauche. Pour choisir une résistance (par exemple), cliquer sur le + de *Resistor* et faire glisser *linear resistor* dans la fenêtre de travail. On fait de même pour les autres composants.

Pour la connexion, on peut soit cliquer directement sur *wire* du menu *Connect* de la barre d'outils soit faire un clic droit dans la fenêtre et cliquer sur *wire* du menu contextuel. Le curseur change d'apparence et devient une croix : pointer l'extrémité du composant, cliquer dessus et faire glisser tout en maintenant enfoncé le bouton gauche de la souris jusqu'à l'extrémité de l'autre composant et cliquer dessus pour terminer.

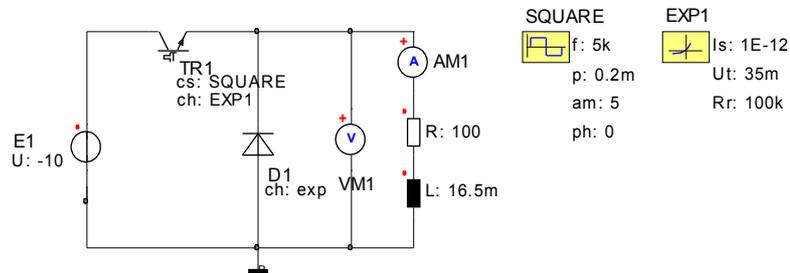


fig.1-4 Schéma de simulation

- TR1: transistor idéal dans *INTERN2/ semiconductor valve device/ transistor static character*
- D1 : diode idéale dans *INTERN2/ semiconductor valve device/ diode (ideal)*
- E1 : source de tension linéaire dans *INTERN2/ voltage source/ linear voltage source (E)*
- L : inductance linéaire dans *INTERN2/ inductor/ linear inductor (L)*
- AM1 : ampèremètre dans *INTERN2/ meter/ A-meter*
- VM1: voltmètre dans *INTERN2/ meter/ V-meter*
- SQUARE: dans *INTERN2/ Function Module (FML)/ Timing function (TFM)/ Square wave*
- EXP1: caractéristique exponentielle dans *INTERN2/ Function Module (FML)/ Characterstic curve (CFM)/ EXP*

Pour la simulation, on peut visualiser les résultats soit en utilisant *View Tool* de *INTERN2* qui est une fenêtre à part soit *Quick Graph* de l'application *ACTIVE* pour voir directement ces résultats dans la fenêtre de travail.

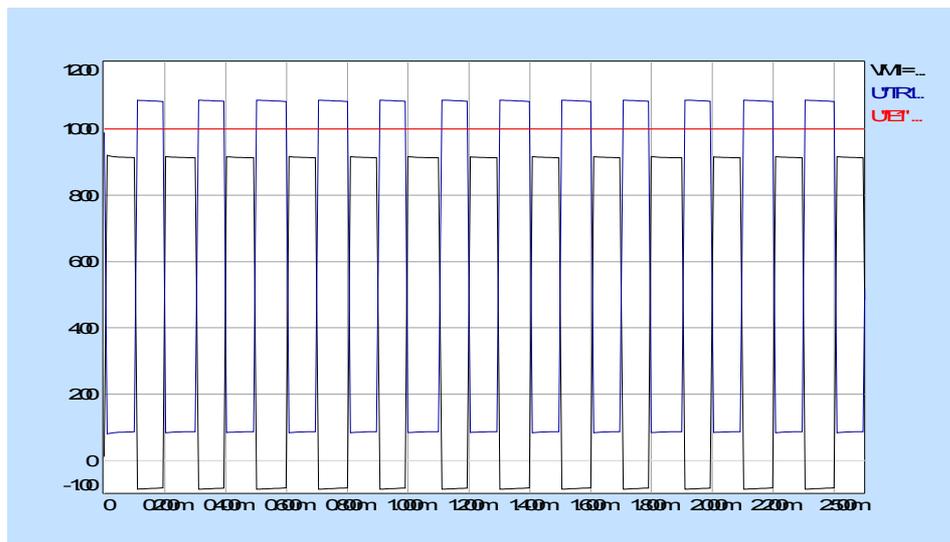


fig.1-5 Visualisation des résultats de simulation en utilisant View Tool tensions VM1, U''TR1, U''E1''

Chapitre

Les montages redresseurs

II.1 Choix des montages redresseurs :

On utilise généralement en triphasé les montages redresseurs :

- parallèles doubles à diodes ou à thyristors qui sont les montages classiques
- des ponts à transistors et à diodes appelés aussi redresseurs MLI utilisant la technique de la modulation de largeur d'impulsions pour la commande des transistors.

Dans ce chapitre, on simulera ces trois montages afin de pouvoir choisir celui que l'on va adopter pour la structure quatre quadrants.

Le principal critère de choix est, à part les fonctions auxquelles le montage est destiné (valable aussi pour les autres convertisseurs) le taux d'harmoniques de courant et de tension qu'il est susceptible d'injecter au réseau et éventuellement à la charge qu'il alimente.

II.1.1 Pont parallèle double triphasé à diodes :

II.1.1-a) Schéma de simulation :

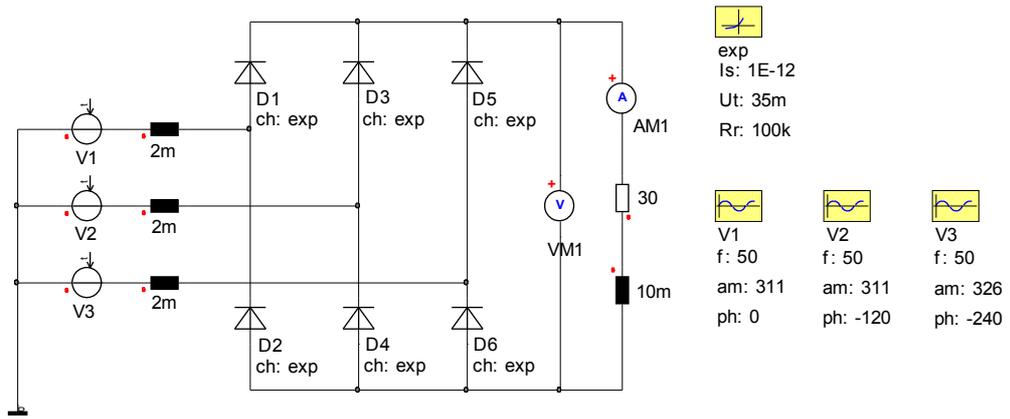


fig.2-1 Schéma de simulation

avec une charge ($R=30 [\Omega]$, $L=10 [mH]$)

II.1.1-b) Résultats de la simulation :

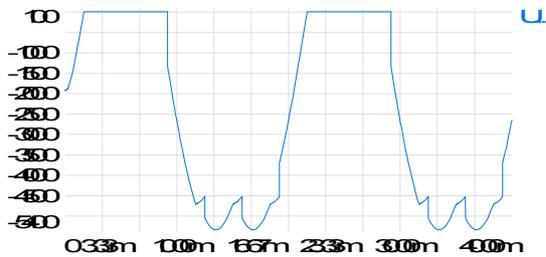
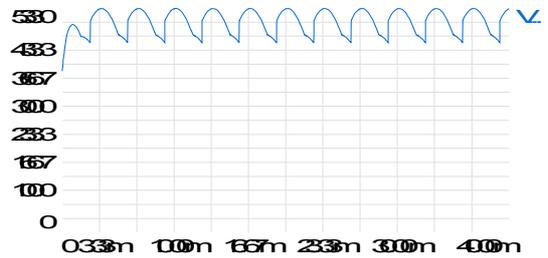


fig.2-2 Tension redressée VM1

fig.2-3 tension aux bornes d'une diode

diode

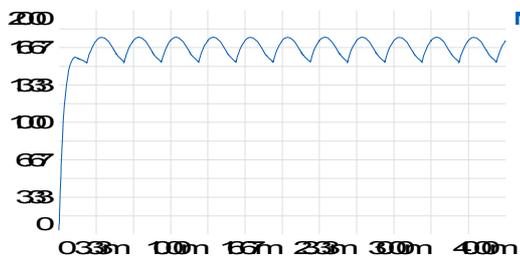


fig.2-4 Courant I"AM1" dans la charge

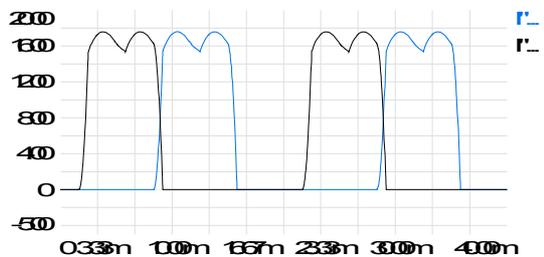


fig.2-5 Courants dans les diodes D1 et D3

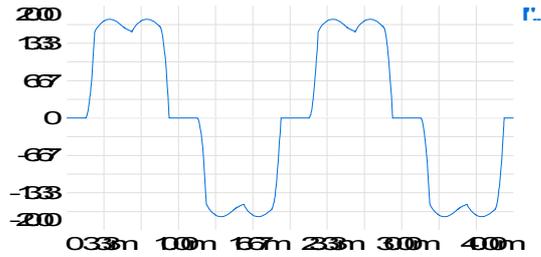


fig.2-6 Courant I'L'1' de la phase R

II.1.1-c) Interprétations :

La tension redressée est déformée à cause de l'empîement entre 2 diodes à électrodes communes lors de la commutation. Les tensions d'alimentation du transformateur présentent des encoches de commutation (ce sont des creux et des pics de tension avec des fronts raides) source d'harmoniques de tension injectées sur le réseau.

Le courant de phase est loin d'être sinusoïdal et il présente des fronts assez raides.

II.1.2 Pont parallèle double triphasé à thyristors :

II.1.2-a) Schéma de simulation :

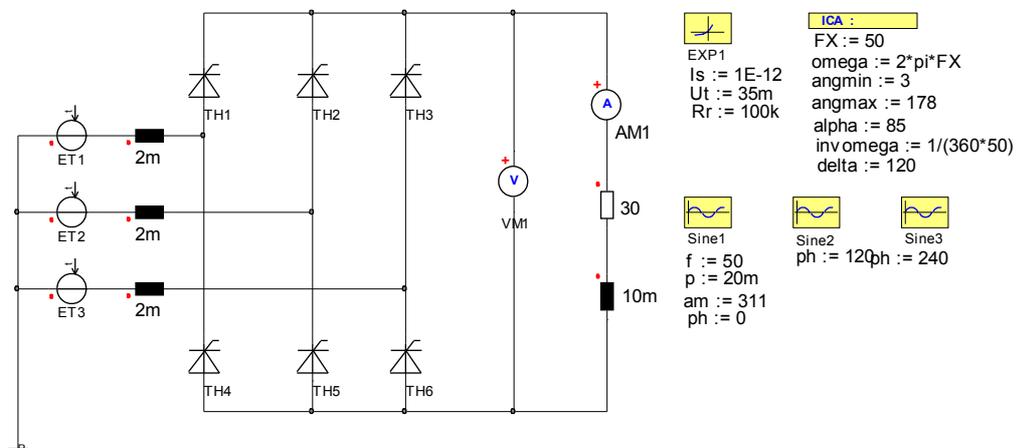


fig.2-7 Schéma de simulation avec une charge ($R=30 [\Omega]$, $L=10 [mH]$)

II.1.2-b) Graphe de commande des thyristors :

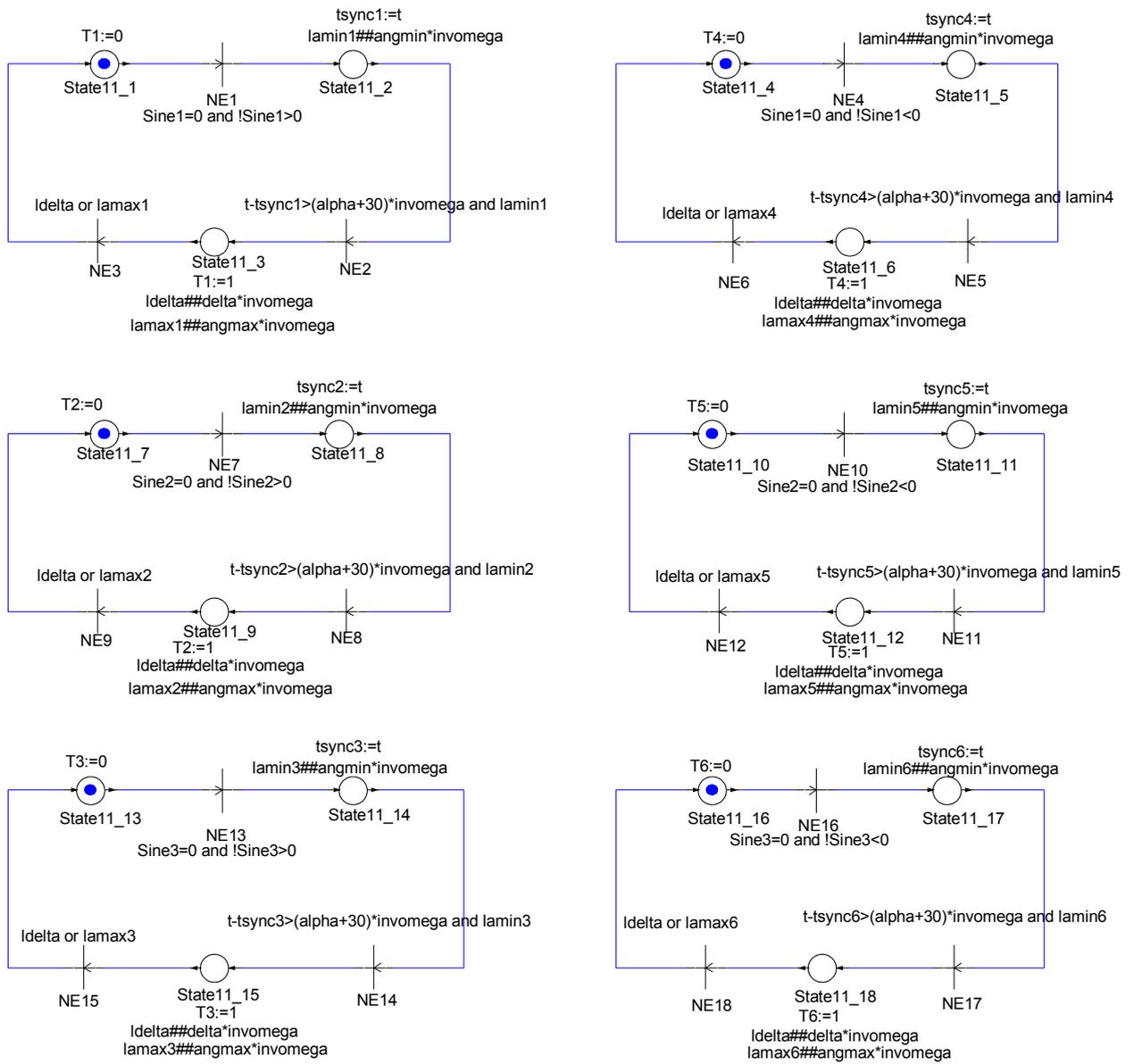


fig.2-8 Graphe de commande

II.1.2-c) Résultats de la simulation (pour $\alpha=35^\circ$):

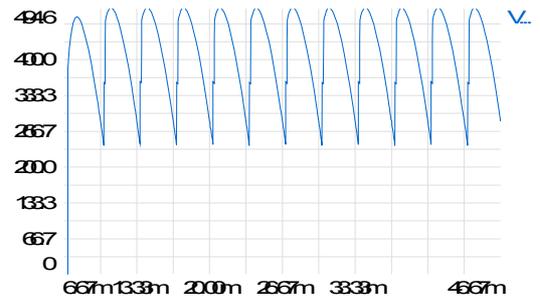


fig.2-10 Tension aux bornes d'un thyristor

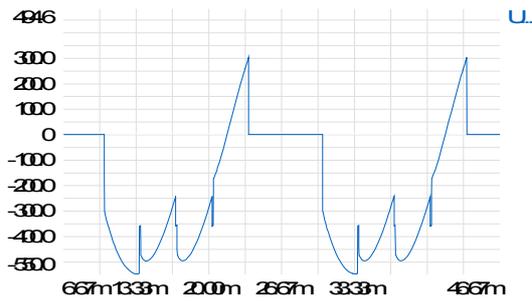


fig.2-9 Tension redressée VM1"

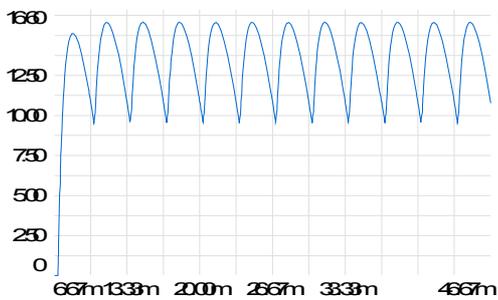


fig.2-11 Courant i'_{AM1} dans la charge

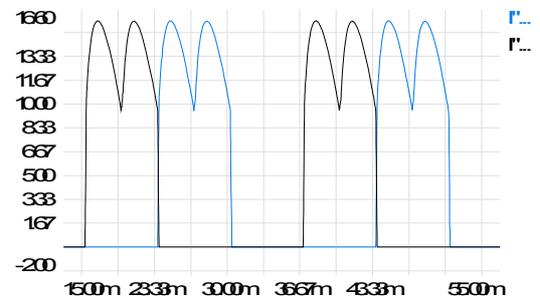


fig.2-12 Courants dans TH1 et TH3

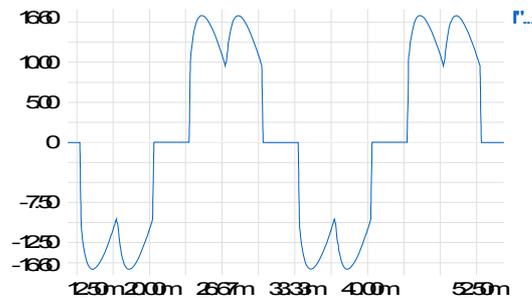


fig.2-13 Courant i'_{L1} de la phase R

II.1.2-d) *Interprétations :*

La tension redressée est marquée par l'angle de retard α à l'allumage des thyristors. Les thyristors s'empêtent toujours mais la durée diminue avec α .

II.1.3 Redresseur MLI (Modulation de largeurs d'impulsions)

II.1.3-a) Schéma de simulation :

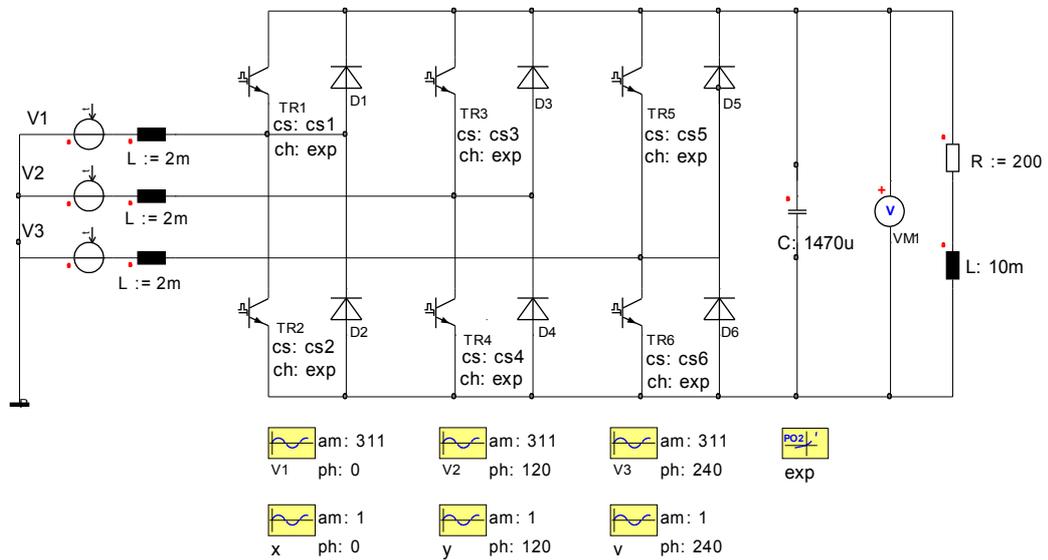


fig.2-14 Schéma de simulation avec une charge ($R= 200 [\Omega]$, $L=10 [mH]$)

La commande des transistors ainsi que le réglage de la tension et du courant de sortie sont abordés dans les prochains chapitres.

II.1.3-b) Résultats de la simulation :

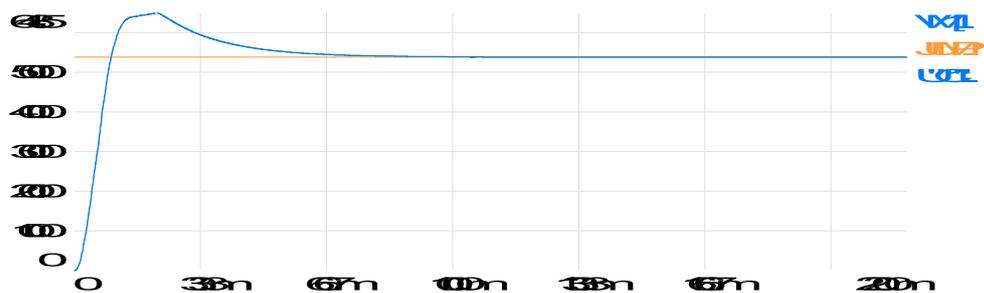


fig.2-15 Tensions VM1 (redressée), U_{C1} (aux bornes de C) ainsi que la consigne

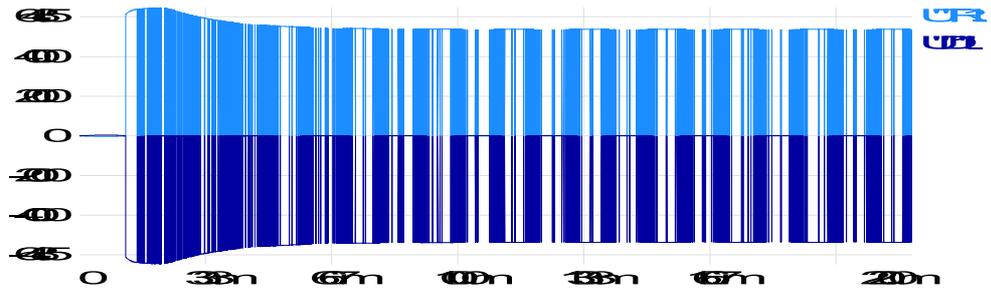


fig.2-16 Tensions $U''TR1$ et $U''D1$
aux bornes de T1 et de D1

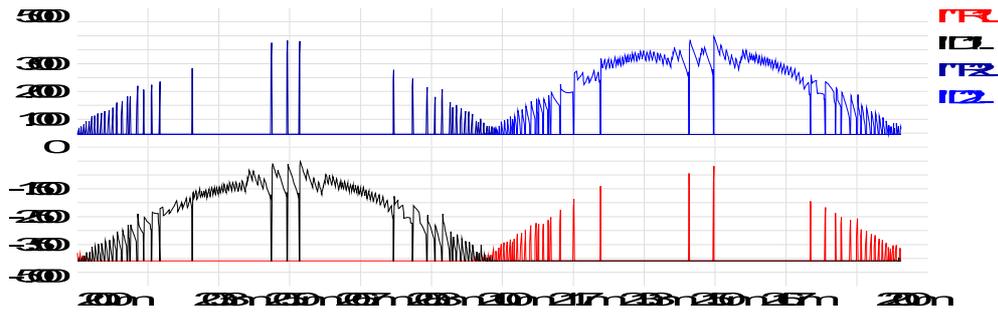


fig.2-17 Courants dans T1, D1, D2, T2

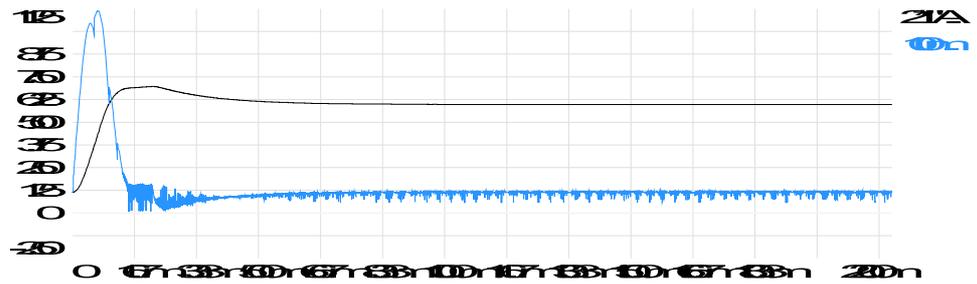


fig.2-18 Courants dans la charge et dans
le condensateur C ($2 \cdot I''AM1$ et $0.1 \cdot I''C$)

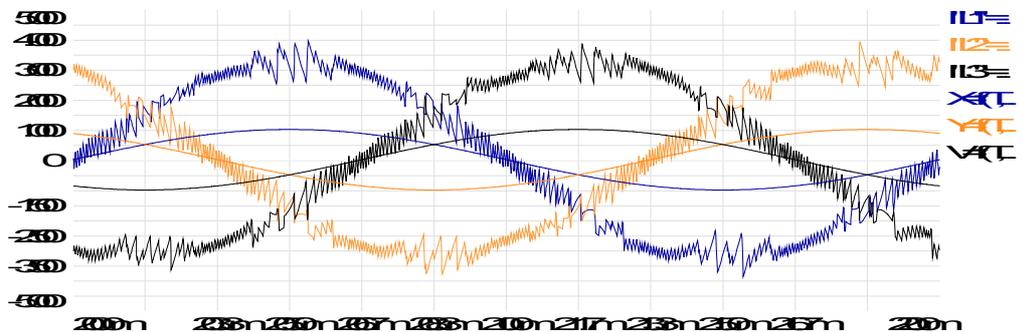


fig.2-19 Courants $I''L1$, $I''L2$, $I''L3$ des 3 phases
secondaires avec les références x, y, z

II.1.3-c) *Interprétations :*

On peut avoir à la sortie du montage une tension de sortie réglable et continue en suivant une consigne. Les diodes et les transistors ne s'empiètent pas.

Les courants des trois phases secondaires suivent eux aussi à une distorsion près, les références sinusoïdales synchronisées avec les tensions simples d'alimentation.

II.2 Analyse harmonique du courant de la phase secondaire et de la tension redressée :

Le but de l'analyse harmonique d'un signal donné est d'évaluer l'importance de chaque composante harmonique qu'il contient par rapport au fondamental (composante utile) ainsi que l'influence globale de la totalité de ces harmoniques sur ce fondamental.

Pour calculer l'amplitude et la fréquence des harmoniques qu'un signal contient, on a recours à la Transformée de Fourier Rapide TFR (ou FFT) associée à l'algorithme de Cooley-Turkey.

II.2.1 Transformée de Fourier Rapide ou Fast Fourier Transform (FFT)

Une fonction f de la variable t , périodique de période T est décomposable en une série de fonctions sinusoïdales dont la période est de kT . Cette décomposition se traduit par :

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k \cdot e^{jk \frac{2\pi}{T} t} \quad (2,1)$$

Les coefficients C_k sont donnés par :

$$C_k = \frac{1}{T} \int_a^{a+T} f(t) \cdot e^{-jk \frac{2\pi}{T} t} \cdot dt \quad (2,2)$$

Généralement, f est connue en N points échantillonnés dans le temps. Pour n boucles (avec $N=2^n$) comportant chacune N calculs, on effectuera en FFT $N \cdot \frac{\ln N}{\ln 2}$ calculs.

Le principe est de diviser l'intervalle de la période T en intervalles élémentaires Δt . On a :

$$\Delta t = \frac{T}{N} \quad (2,3)$$

Le signal est représenté par des points échantillonnés $t = \Delta t \cdot i$ et les coefficients C_k de (2,2) peuvent alors s'écrire sous la forme:

$$C_k = \frac{\Delta t}{T} \sum_{i=0}^{N-1} f(i) e^{-j \cdot k \cdot i \cdot \Delta t \cdot \frac{2\pi}{T}}$$

ou encore :

$$C_k = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} f(i) e^{-j.k.i.\Delta t.\frac{2\pi}{T}} \quad (2,4)$$

Connaissant les coefficients C_k , on peut effectuer la transformée inverse :

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k e^{j.k.\frac{2\pi}{T}.t} \quad (2,5)$$

Et si l'on pose toujours $t = \Delta t.i$ et $\Delta t = \frac{T}{N}$, on a :

$$f(i) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k e^{j.k.i.\frac{2\pi}{N}} \quad (2,6)$$

Si les coefficients C_k sont connus de $C_{-\frac{N}{2}}$ à $C_{\frac{N}{2}}$ et que les autres peuvent être négligés, on a :

$$f(i) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} C_k e^{j.k.i.\frac{2\pi}{N}} \quad (2,7)$$

et en remarquant que $C_{N-k} = C_{-k}$, on peut finalement écrire :

$$f(i) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j.k.i.\frac{2\pi}{N}} \quad (2,8)$$

Le résultat $f(i)$ donne la décomposition en une somme des composantes sinusoïdales de la fonction f par échantillonnage de celle-ci au cours d'une période.

II.2.2 Algorithme de Cooley-Turkey :

Que l'on désire calculer la transformée directe $X(k)$ ou inverse $Y(i)$, on est amené à calculer des formules du type :

$$Y(i) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k).W^{ik} \quad (2,9)$$

avec $W^{ik} = e^{j\frac{2\pi}{N}.ik}$ et $0 \leq k \leq N-1$

On choisit pour N une puissance de 2, soit $N=2^n$. On peut exprimer i et k selon la puissance de 2 :

$$i = i_{n-1}.2^{n-1} + i_{n-2}.2^{n-2} + \dots + i_1.2^1 + i_0.2^0 \quad (2,10)$$

$$k = k_{n-1}.2^{n-1} + k_{n-2}.2^{n-2} + \dots + k_1.2^1 + k_0.2^0 \quad (2,11)$$

Compte tenu du fait que k_s vaut 0 ou 1 et que $W^N = 1$, la relation donnant $Y(i)$ peut s'écrire :

$$Y(i = i_{n-1}.2^{n-1} + i_{n-2}.2^{n-2} + \dots + i_1.2^1 + i_0.2^0) = \sum_{k_{n-1}=0}^1 \sum_{k_{n-2}=0}^1 \dots \sum_{k_0=0}^1 XW \quad (2,12)$$

Le calcul est fastidieux mais une autre méthode consiste à séparer les échantillons pairs et impairs de la séquence originale.

$$f_1(n) = f(2n) \quad \text{avec } n=0,1,\dots, \frac{N}{2}-1$$

(2,13)

$$f_2(n) = f(2n+1) \quad \text{avec } n=0,1,\dots, \frac{N}{2}-1$$

(2,14)

On pose $W_N = e^{j\frac{2\pi}{N}}$

On peut alors écrire :

$$f(i) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} f(2n) \cdot W_N^{2ni} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} f(2n+1) \cdot W_N^{(2n+1)i}$$

(2,15)

On remarque que : $W_N^2 = W_{\frac{N}{2}}$

On a alors :

$$f(i) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} f_1(n) \cdot W_{\frac{N}{2}}^{ni} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} f_2(n) \cdot W_{\frac{N}{2}}^{ni}$$

(2,16)

Soit :

$$f(i) = f_1(i) + f_2(i) \quad \text{avec } i=0,1,\dots,N-1$$

(2,17)

Les 2 transformées $f_1(i)$ et $f_2(i)$ ont pour longueur $\frac{N}{2}$. Il faut donc $(\frac{N}{2})^2$ multiplications pour construire les $f(i)$.

Si $N \gg 1$, on économise pratiquement un facteur de 2 sur le temps de calcul.

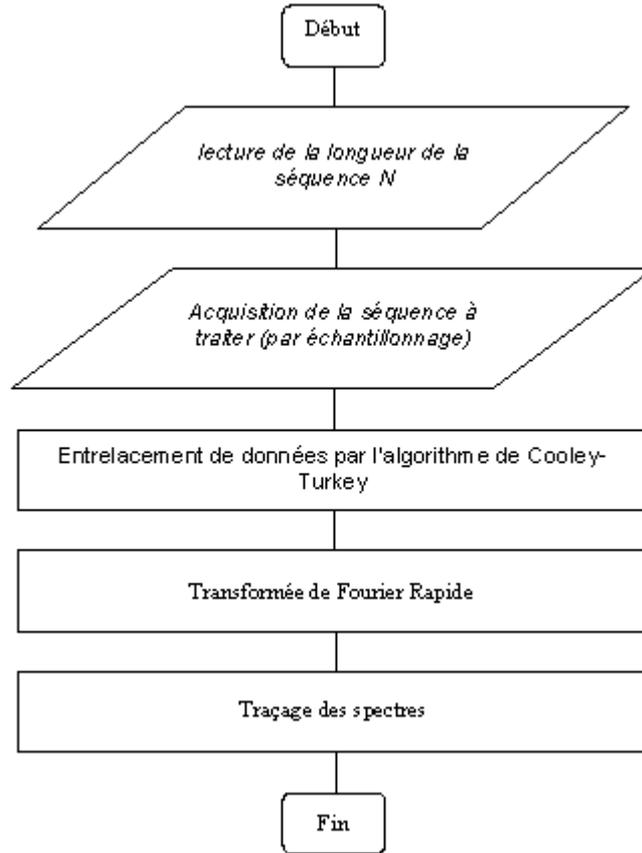
Les $f_1(i)$ et $f_2(i)$ sont définies seulement sur $(\frac{N}{2}-1)$ points alors que $f(i)$ est définie sur N points.

On remarque que $W_N^{\frac{N}{2}+i} = -W_N^i$:

- pour $i < \frac{N}{2}-1$, $f(i) = f_1(i) + W_N^i f_2(i)$
- pour $i > \frac{N}{2}-1$, $f(i) = f_1(i - \frac{N}{2}) + W_N^{i - \frac{N}{2}} f_2(i - \frac{N}{2})$

Cette notation permet de garder à $f(i)$ et $f_2(i)$ un argument appartenant à leur ensemble de définition.

II.2.3 Organigramme de traçage des spectres :



Organigramme du traçage des spectres

II.2.4 Résultats de l'analyse spectrale :

II.2.4-a) Pour le montage à diodes :

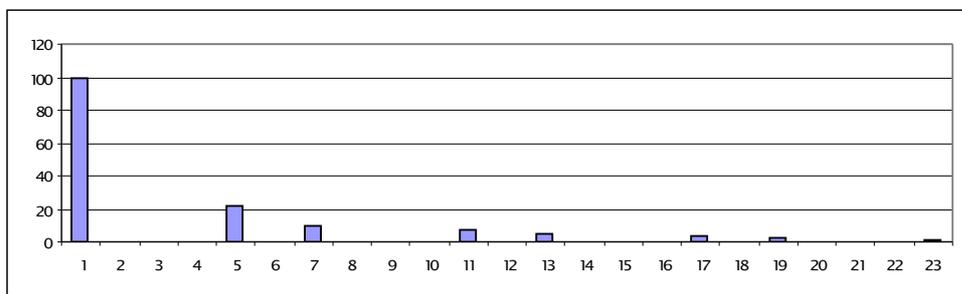


fig.2-20 Analyse spectrale de l'"L1"

(rang en abscisses et T (%) en ordonnées) - D (%)=25.767%

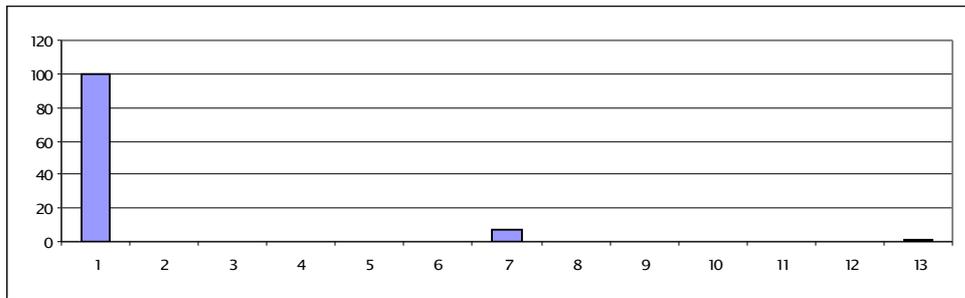


fig.2-21 Analyse spectrale de la tension redressée

(1 ≅ 0 [Hz], 7 ≅ 300 [Hz], 13 ≅ 600 [Hz]) D (%)=7.43%

$T (\%) = (x_p / x_1) \cdot 100$ est le taux individuel d'harmoniques

$$D (\%) = \sqrt{\frac{\sum_{p=2}^n x_p^2}{x_1^2}} \cdot 100 : \text{taux de distorsion global}$$

II.2.4-b) Pour le montage à thyristors :

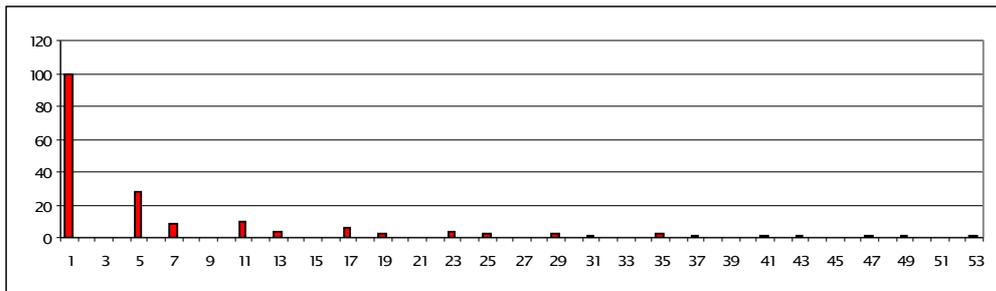


fig.2-22 Analyse spectrale du courant de phase

D (%)=32.09%

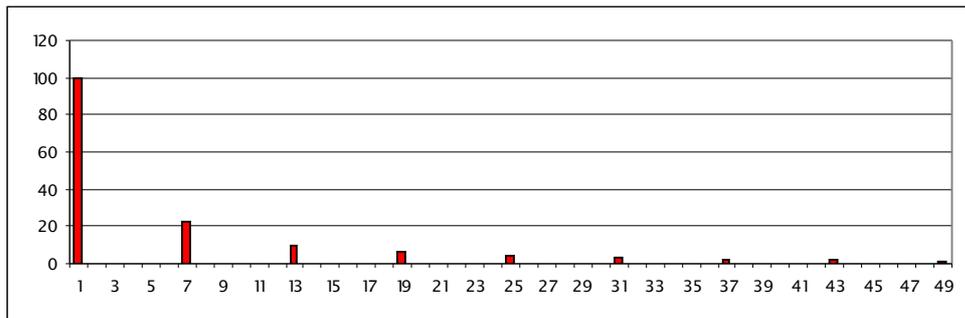


fig.2-23 Analyse spectrale de la tension redressée

(1 ≅ 0 [Hz], 7 ≅ 300 [Hz], ainsi de suite)

D (%)=26.36%

II.2.4-c) Pour le redresseur MLI :

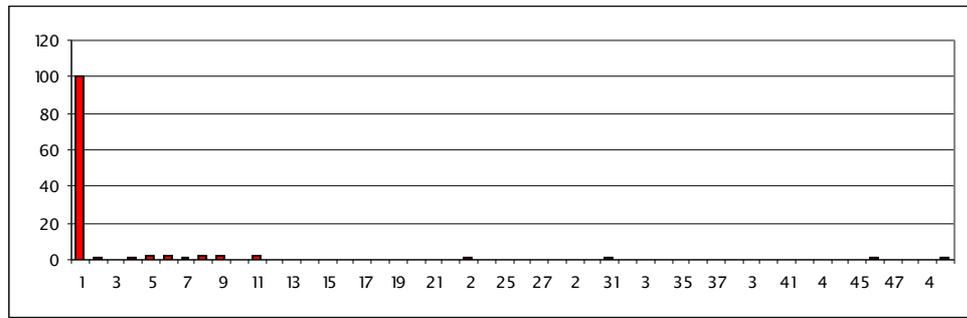


fig.2-24 Analyse spectrale de I_{L1}

$$D (\%) = 6.013\%$$

On n'a plus effectué l'analyse de la tension redressée pour ce type de montage vu qu'elle est continue en régime permanent.

II.2.5 Interprétations :

L'analyse spectrale montre que c'est le redresseur MLI qui produit le moins d'harmoniques (de tension et de courant) parmi les 3 montages. Il présente à la fois l'avantage d'être réversible, donc se prête bien pour un fonctionnement dans les quatre quadrants et réglable.

On va ainsi adopter ce montage pour la suite. Avant d'aborder le chapitre sur les convertisseurs quatre quadrants, on va montrer brièvement le principe du redresseur quatre quadrants.

II.3 Principe du redresseur quatre quadrants :

Un redresseur quatre quadrants est constitué de 2 ponts redresseurs réversibles montés en tête bêche. Il est destiné principalement à alimenter un moteur à courant continu pour lui permettre de restituer au réseau de l'énergie lors de son freinage tout en lui donnant la possibilité de tourner dans les 2 sens de rotation. Chaque pont assure chacun le fonctionnement dans 2 quadrants. Les 2 ponts peuvent soit fonctionner en même temps ou soit fonctionner de manière alternée.

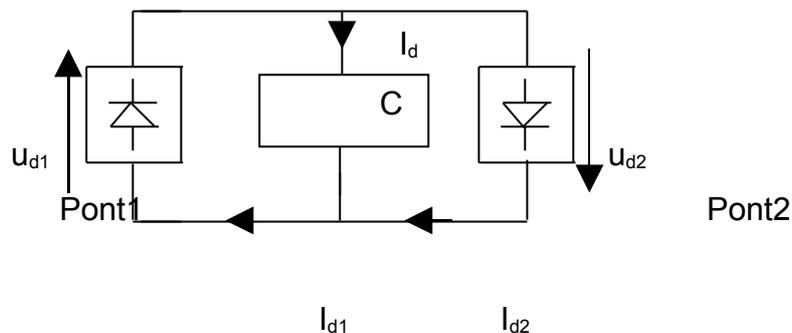


fig.2.25 Schéma de principe du redresseur

quatre quadrants

III.1 Fonctionnement dans les quatre quadrants :

Le fonctionnement dans les quatre quadrants est étroitement lié au plan couple-vitesse. Les signes du couple et de la vitesse dépendent respectivement de ceux de la tension U et du courant I .

III.1.1 Plan couple-vitesse : (cas d'un moteur à courant continu)

Le fonctionnement d'un moteur à courant continu dans les quatre quadrants se définit par la possibilité d'inversion :

- **du couple** : moteur entraînant la charge ou moteur entraîné par la charge (freinage par récupération).

- **de la vitesse** : rotation de l'arbre dans le sens direct ou dans le sens inverse.

Dans le plan couple-vitesse, les quatre quadrants correspondent chacun à un fonctionnement déterminé par le signe du produit UI (avec U la tension d'alimentation de l'induit et I le courant d'induit).

III.1.1-a) *Inversion du couple* :

L'inversion du couple se produit lorsque c'est la charge qui va se mettre à entraîner le moteur. Celui-ci se comporte ainsi en génératrice. Le freinage par récupération peut se produire selon deux cas :

- soit lors du freinage du moteur par la charge (cas de la traction).
- soit lors de la descente de la charge (cas du levage).

Dans les deux cas, le courant de l'induit ainsi que le couple change de signe alors que cela n'est pas nécessairement le cas pour la tension et la vitesse.

III.1.1-b) *Inversion de la vitesse* :

Pour la variation et/ou l'inversion de la vitesse, on part des équations caractéristiques d'un moteur à courant continu (cas à excitation séparée). On a les deux équations suivantes :

- **équation de la fém E** :

$$E = \frac{2p}{2a} n N \Phi = k N \Phi \quad (2,1)$$

- **équation du couple T** :

$$T = \frac{P}{\Omega} = \frac{EI}{2\pi \cdot N} = \frac{k}{2\pi} \Phi I \quad (2,2)$$

L'équation (2,2) montre la relation entre le couple T et le courant I .

Sachant que $E = U - (RI + e_B)$ avec R la résistance totale de l'induit et e_B la chute de tension balais-collecteur, la vitesse N peut prendre l'expression suivante :

$$N = \frac{U - (RI + e_B)}{k\Phi} \quad (2,3)$$

D'après cette équation, on peut pour un courant d'induit I donné faire varier et/ou inverser la vitesse N de deux manières :

- soit en variant la tension U et/ou en inversant son signe.
- soit en variant le flux Φ et/ou en inversant son signe.

Mais le couple étant directement proportionnel au flux Φ , il va diminuer rapidement lorsque l'on désire augmenter la vitesse N en agissant sur ce flux. La deuxième solution n'est donc pas envisageable lorsque l'on ne veut pas avoir de grandes variations du couple.

Il est ainsi plus commode même si plus difficile à réaliser de varier et/ou d'inverser la vitesse en agissant sur la tension d'alimentation de l'induit. Son avantage est que la vitesse diminue assez peu (selon l'expression (2,3)) avec le courant I et que l'on peut toujours atteindre le couple nominal pour une tension U donnée (fig.3-1).

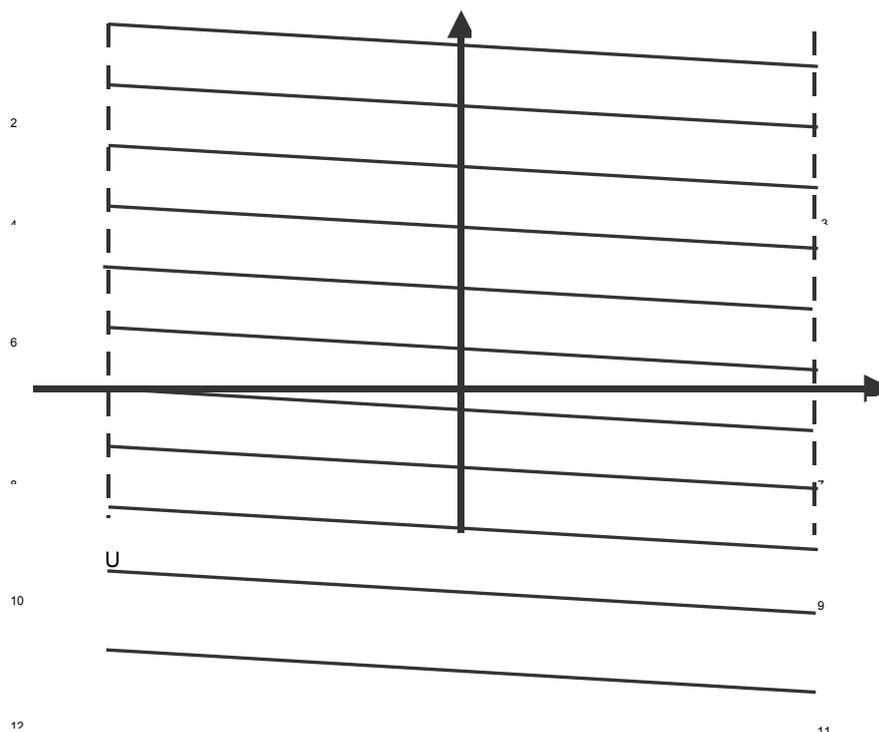




fig.3-1 Fonctionnement dans les quatre quadrants : réseaux de droites

$$N = f(T) \text{ avec } U \text{ prise comme paramètre}$$

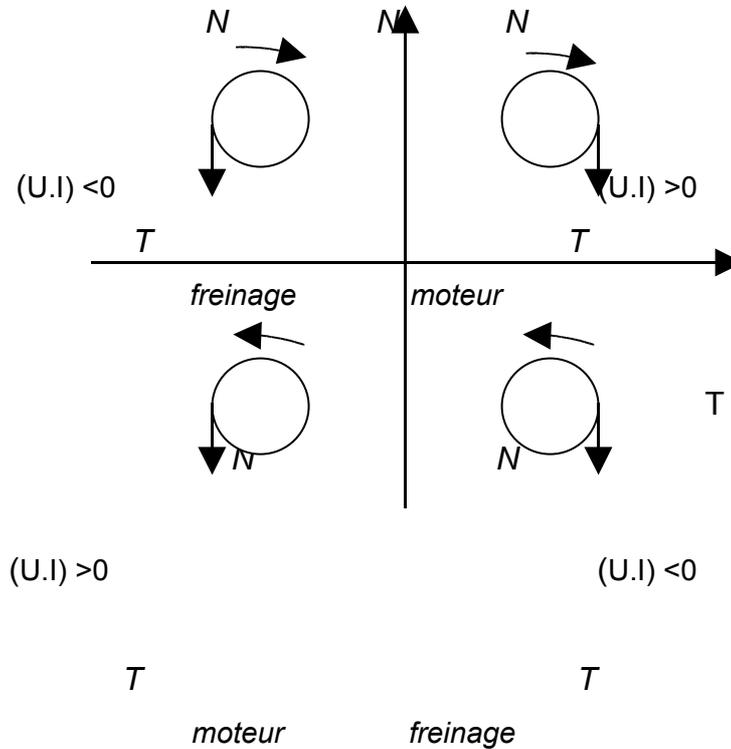


fig.3-2 Sens du couple et de la vitesse selon le signe du produit $(U.I)$

- quadrant (I) : fonctionnement en moteur dans le sens direct ;
- quadrant (II) : fonctionnement en génératrice dans le sens direct ;
- quadrant (III) : fonctionnement en moteur dans le sens inverse ;
- quadrant (IV) : fonctionnement en génératrice dans le sens inverse.

Lorsque le moteur (charge) fonctionne dans les quatre quadrants, il marche d'abord en moteur dans le sens direct (quadrant I) pendant un certain temps. Une condition extérieure lui impose à travailler en moteur en sens inverse (quadrant III) mais pour passer de (I) à (III), il fonctionne temporairement en génératrice (quadrant II). De même, pour revenir dans le quadrant (I), un fonctionnement momentané dans le quadrant (IV) s'impose.

III.1.2 Freinage par récupération :

Lors du fonctionnement en générateur, le moteur restitue de l'énergie à la source dans le cas où celle-ci le permet. C'est le cas entre autre des batteries d'accumulateur et des sources réversibles telles que les redresseurs à thyristors ou les redresseurs MLI. Dans le cas contraire, on peut faire du freinage rhéostatique en insérant une résistance en série avec un interrupteur commandé en parallèle à l'étage continu.

Dans le cas des commandes multi moteurs, la récupération vers la source ou dans une résistance n'est pas nécessaire parce qu'elle se fait par échange d'énergie entre les différentes machines.

III.2 Convertisseurs quatre quadrants :

Il existe plusieurs structures de convertisseurs statiques fonctionnant dans les quatre quadrants mais on n'en retiendra que 3 :

- le hacheur réversible ;
- le redresseur onduleur ;
- le redresseur quatre quadrants dont le redresseur MLI qui n'est autre qu'un onduleur MLI fonctionnant en redresseur.

III.2.1 Hacheur réversible :

On peut avoir soit un hacheur à thyristors soit un hacheur à transistors. Dans les 2 cas, le principe de fonctionnement et de commande est le même. Toutefois, le circuit de commande est plus simple pour le montage à transistors parce qu'on doit encore tenir compte du circuit auxiliaire de blocage lorsqu'on utilise des thyristors.

III.2.1-a) Schéma de principe :

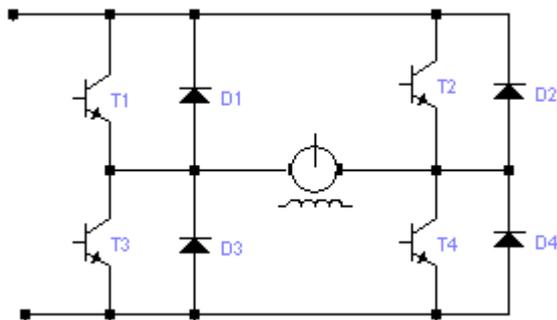
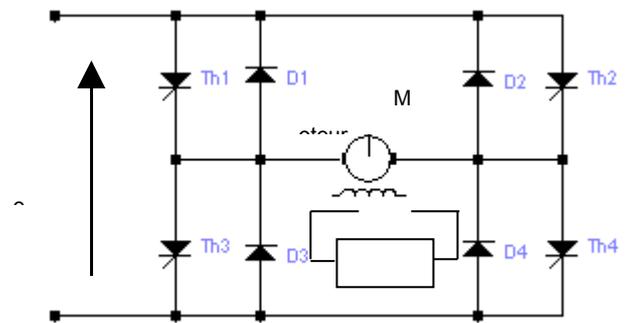
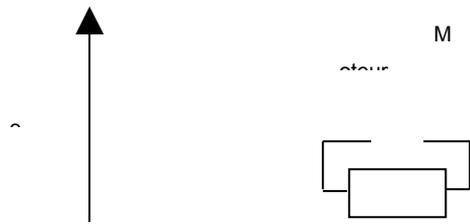


fig.3-3-a) Hacheur à thyristors

fig.3-3-b) Hacheur à transistors

type de moteur : moteur à excitation séparée.

Ce : circuit d'excitation

fig.3-3 Schémas de principe du hacheur réversible

III.2.1-b) Principe de fonctionnement :

Le moteur fonctionne dans le *quadrant (I)* lorsque les thyristors Th1 et Th4 reçoivent simultanément leur impulsion de gâchette. Th2 et Th3 sont alors bloqués. Lors du freinage (*quadrant (II)*), ce sont D1 et D4 qui assurent la récupération vers la source.

Dans le fonctionnement en moteur en sens inverse (*quadrant (III)*), c'est au tour de Th2 et Th3 de conduire. Les diodes D2 et D3 assurent la récupération (*quadrant (IV)*) lors du blocage de Th2 et Th3.

III.2.2 Redresseur onduleur :

Ce type de montage est constitué de 2 convertisseurs montés en pont de Graëtz et en tête bêche l'une de l'autre, reliés par un intermédiaire à courant continu. Cet étage est généralement constitué d'inductance de lissage. Un tel montage est utilisé pour alimenter les moteurs synchrones auto-pilotés fonctionnant à vitesse variable et dans les 2 sens de rotation.

III.2.2-a) Schéma de principe :

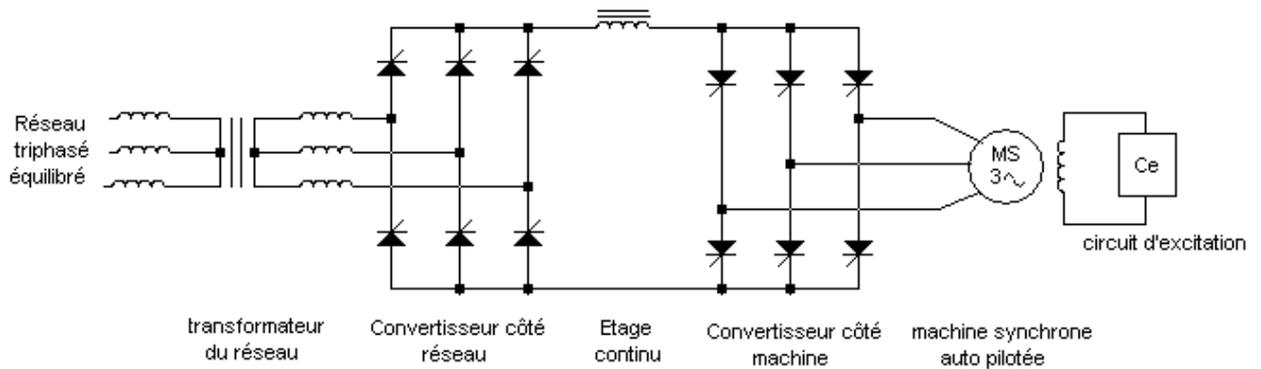


fig.3-4 Schéma de principe du redresseur onduleur

III.2.2-b) Principe de fonctionnement :

En fonctionnement moteur, le convertisseur côté réseau opère en redresseur et délivre de l'énergie active au circuit inductif intermédiaire. Le convertisseur côté machine fonctionne en onduleur non autonome piloté par la machine elle-même, d'où les termes "machine synchrone autopilotée" : c'est la machine qui auto détermine sa propre fréquence de rotation. Il fournit une tension continue redressée antagoniste, prend le courant continu et le commute périodiquement d'une phase du moteur à une autre : il joue ainsi le rôle de commutateur de courants à fréquence variable, de forme rectangulaire et de durée égale à 120° électrique qui fournissent le couple moteur. La commutation de l'onduleur est assurée par la tension aux bornes de la machine synchrone surexcitée de manière à fournir l'énergie réactive nécessaire à la commutation.

En fonctionnement en génératrice de la machine, le rôle est inversé pour les 2 convertisseurs. L'énergie provenant de la machine est ainsi renvoyée vers le réseau.

L'inversion du sens de marche s'effectue en changeant le sens de distribution des ordres de commande des semi-conducteurs côté machine.

III.2.3 Redresseur quatre quadrants :

Le principe d'un tel redresseur a été vu dans §II.3. Il y a 2 types de montage :

- le montage « à circulation de courant »
- le montage « sans circulation de courant ».

III.2.3-a) Le montage à circulation de courant :

Pour ce type de montage, les 2 ponts alimentent la charge simultanément. Il est adopté lorsqu'on utilise des ponts à thyristors. Les 2 ponts délivrent aux bornes du moteur 2 tensions de valeur moyenne redressée égale.

$$U_{d2} = -U_{d1} \text{ avec } \alpha_2 = \pi - \alpha_1$$

L'un des ponts opère donc en redresseur et l'autre en onduleur à chaque moment.

Le montage est dit à circulation de courant parce que si $U_{d2} = -U_{d1}$, la somme $u_{d1} + u_{d2}$ de la valeur instantanée n'est pas nulle à tout moment. Elle est en effet alternative et de fréquence égale à 6 fois celle du réseau (indice de pulsation $p=6$). C'est cette tension instantanée qui provoque la circulation de court circuit entre les 2 ponts. On élimine ou on limite tout au moins ce courant en insérant des inductances dans l'étage à courant continu ou en l'asservissant avec le courant du moteur.

Il y a 2 montages possibles selon le nombre d'inductances utilisées.

- le montage antiparallèle avec 4 inductances (fig.3-5)

- le montage croisé avec seulement 2 inductances mais qui nécessite un transformateur à 2 demi secondaires (fig.3-6).

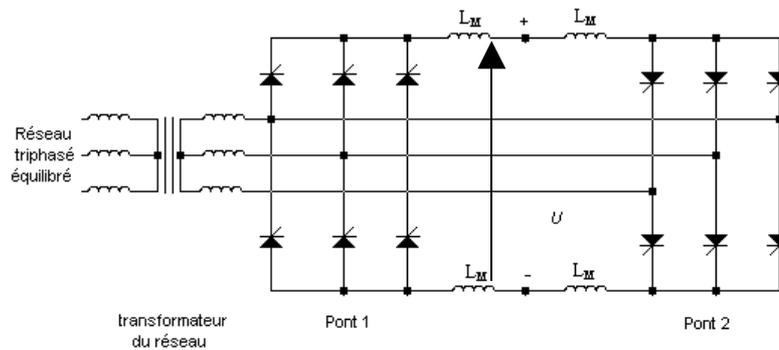


fig.3-5 Montage antiparallèle

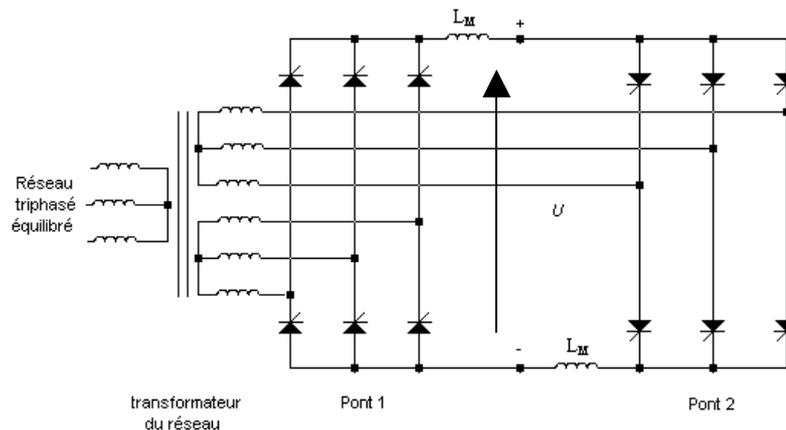


fig.3-6 Montage croisé

Le montage s'adapte bien à l'inversion du couple parce qu'il ne présente pas de temps mort.

III.2.3-b) **Le montage sans circulation de courant :**

Ce type de montage est valable que l'on utilise des ponts à thyristors ou des redresseurs MLI parce que seul un pont alimente le moteur à chaque instant. Il doit être associé à un circuit logique d'inversion. On a ainsi 2 variantes :

- le **montage à bande morte** : son principe est le même que pour le montage à circulation de courant sauf que l'on supprime le courant de circulation en le rendant unidirectionnel. Il convient seulement pour le cas du pont à thyristors. Pour cela, il suffit de commander les éléments redresseurs de l'un des ponts avec angle $\alpha = \pi$.

Pour l'inversion du couple et donc du courant de charge, un temps mort correspondant à la réduction rapide de α est nécessaire pour amener, lorsque le courant dans la charge s'annule, l'angle de retard du pont qui était inactif de π à la valeur qui lui permet d'alimenter la machine.

- le **montage à logique de basculement** : seul un pont est actif. Pour changer de pont actif, il faut s'assurer à inhiber les deux ponts pendant un laps de temps suffisant (30 [ms] environ) pour être sûr que le pont qui conduisait soit totalement inhibé pour éviter la circulation de courant entre les 2 ponts. Cette dernière variante se prête bien au redresseur quatre quadrants MLI.

III.2.4 Redresseur MLI quatre quadrants :

III.2.4-a) *Principe de fonctionnement* :

Ce type de redresseur utilise la structure et la réversibilité de l'onduleur à commande MLI (Modulation de largeur d'impulsions) réalisé à partir de transistors (MOSFET) et de diodes de commutation rapide.

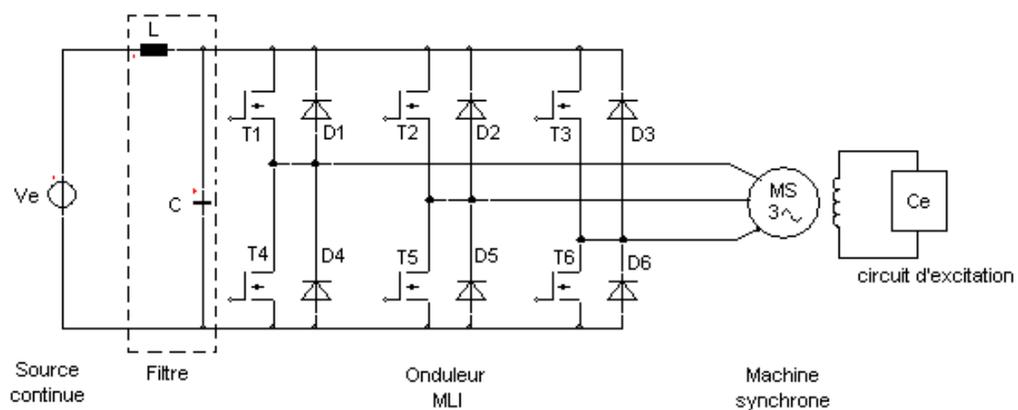


fig.3-7 Structure de l'onduleur MLI

- Réversibilité de l'onduleur MLI :

L'onduleur MLI est par nature réversible parce que le courant de la source continue peut prendre un signe quelconque :

- positif en fonctionnement normal : la puissance est transférée de la source continue vers l'étage alternatif qui n'est autre que la machine.

- négative pendant le freinage de la machine : la puissance est transférée vers la source continue et le montage fonctionne ainsi en redresseur. Ce sont les diodes qui assurent la récupération.

L'onduleur MLI est capable de fournir à la machine des courants proches de la sinusoïde. Les grandeurs que l'on peut contrôler sont la fréquence, l'amplitude du courant fourni au moteur, les harmoniques de courants. Le déphasage dépend de la charge.

- Redresseur MLI quatre quadrants :

En raisonnant de la même manière mais en inverse, on peut utiliser cette structure pour avoir un redresseur MLI en ayant cette fois en amont du convertisseur le réseau alternatif et en aval l'étage continu qui est le moteur à courant continu à alimenter. Le fonctionnement dans les quatre quadrants n'est possible qu'en disposant de 2 montages en tête bêche, ce qui n'est pas le cas de l'onduleur MLI.

Dans ce cas, le montage devrait être capable de prélever du réseau des courants proches de la sinusoïde et fournir à la charge un courant et une tension continus.

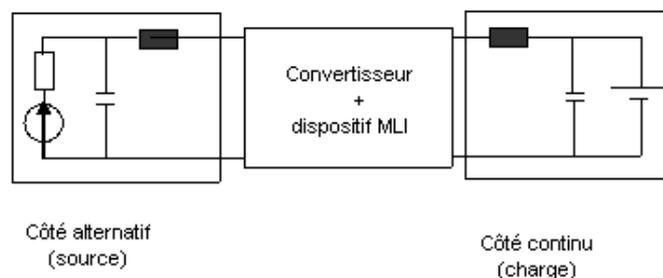


fig.3-8 Fonctionnement normal en redresseur

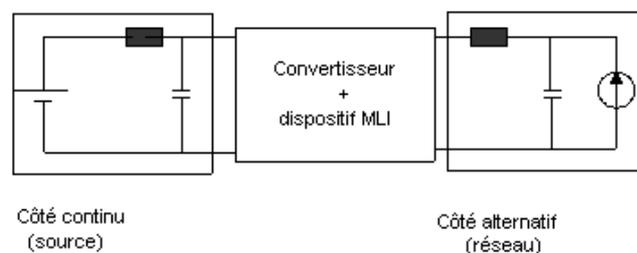
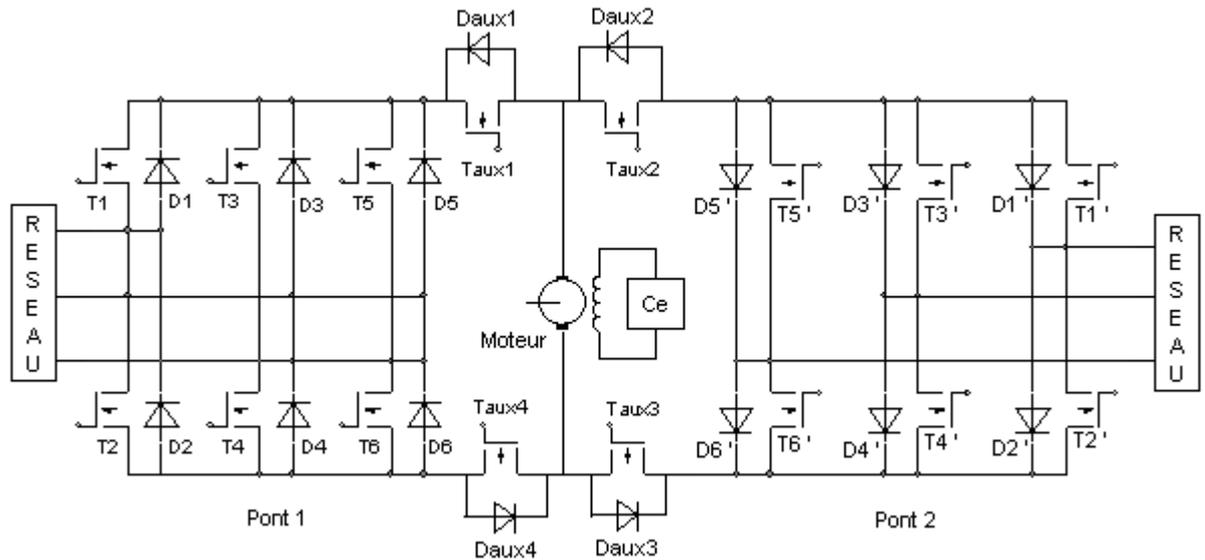


fig.3-9 Fonctionnement en onduleur
lors de la récupération

Selon la figure 3-8, le convertisseur fonctionne normalement en redresseur MLI. Lors du freinage du moteur à courant continu, il fonctionne en onduleur non autonome en restituant de la puissance vers le réseau. Dans ce cas, les grandeurs que l'on peut

contrôler sont l'amplitude des courants de phase, celle du courant de la charge et celle des harmoniques de courant.

III.2.3-b) Schéma de principe :



Taux1 à Taux4 : transistors auxiliaires

Daux1 à Daux4 : diodes auxiliaires

Type de moteur : moteur à excitation séparée

fig.12 Schéma de principe
du redresseur MLI quatre quadrants

Selon la structure de la figure, la logique de commande doit faire en sorte que seul un pont est actif, ce qui exclut le montage à circulation de courant et amène à adopter le montage à circuit logique d'inversion qui admet un court temps mort.

Lorsque le pont 1 est actif, les transistors auxiliaires T_{aux1} et T_{aux4} conduisent avec les transistors T1 à T6. Ces transistor auxiliaires restent conducteurs pendant le temps mort et se bloquent dès que les transistors du pont 2 entrent en conduction avec les transistors T_{aux2} et T_{aux3} qui agissent de la même manière que T_{aux1} et T_{aux4} .

Les diodes D_{aux1} à D_{aux4} protègent les transistors auxiliaires contre les surtensions.

Dans ce chapitre, on va effectuer une brève étude du fonctionnement du pont redresseur MLI. Ensuite, on va établir le cahier des charges du redresseur quatre quadrants afin de pouvoir dimensionner ses éléments.

IV.1 Principe de fonctionnement du pont redresseur MLI :

On va considérer le schéma de la figure suivante qui est celui d'un pont redresseur MLI.

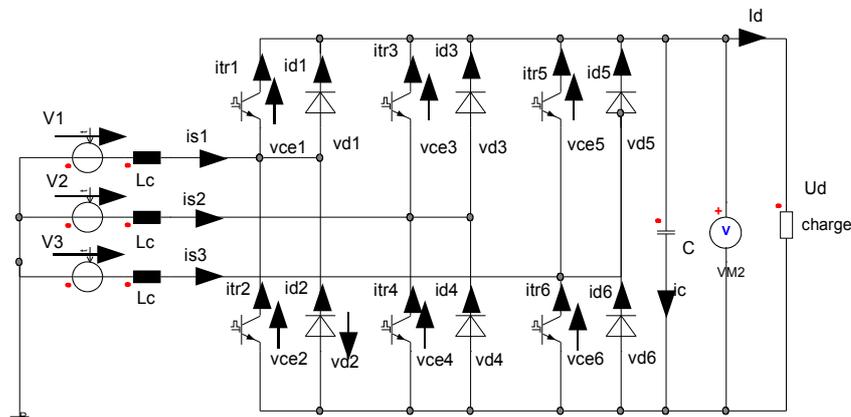


fig.4-1 Schéma du principe de fonctionnement

Le but du montage est :

- d'obtenir à la sortie une tension (qui suit une consigne) et un courant (dont la valeur dépend de la charge) redressés et réglables.
- avoir au secondaire et au primaire un courant de phase qui a une allure se rapprochant de celle d'une tension sinusoïdale.

IV.1.1 Equations des courants et des tensions :

Si l'on considère la tension V_1 et le courant i_{s1} de la phase R, pour que i_{s1} suive V_1 , les éléments redresseurs D1, T1, D2, T2 doivent se relayer i_{s1} tout au long de la période T de V_1 . Les expressions instantanées de i_{s1} et des tensions aux bornes des 4 semi conducteurs sont :

$$i_{s1} = i_{T1} + i_{D1} + i_{D2} + i_{T2} \quad (4,1)$$

$$v_{CE1} = -v_{D1} \quad , \quad v_{CE2} = -v_{D2} \quad (4,2)$$

Les transistors T1 et T2 d'une part et les diodes D1 et D2 d'autre part ne conduisent pas en même temps sinon il y aura un court-circuit entre phases. C'est la commande qui doit imposer cette condition et veiller à ce que les deux transistors reçoivent des signaux complémentaires.

Au cours de l'alternance positive de V_1 , ce sont T2 et D1 qui se commutent le courant i_{s1} (T1 et D2 sont alors bloqués). Le courant de phase i_{s1} a pour expression :

$$i_{s1} = i_{T2} \quad \text{ou} \quad i_{s1} = i_{D1} \quad (4,3)$$

Au cours de l'alternance négative de V_1 , ce sera au tour de T1 et D2 de prendre le relais (D1 et T2 sont alors bloqués). On aura alors :

$$i_{s1} = i_{T1} \quad \text{ou} \quad i_{s1} = i_{D2} \quad (4,4)$$

A chaque instant de la période T de V_1 , seul un de ces 4 commutateurs est conducteur avec un autre commutateur appartenant à l'une des 2 autres branches.

Si l'on suppose que D1 et D4 conduisent simultanément, on a les équations suivantes :

$$i_{s1} = i_{D1} \quad , \quad i_{s2} = i_{D4} \quad (4,5)$$

$$v_{D1} = -v_{CE1} = 0 \quad , \quad v_{D2} = -v_{CE2} = -u_D \quad (4,6)$$

$$-v_{D3} = v_{CE3} = u_D \quad , \quad -v_{D4} = v_{CE4} = 0 \quad (4,7)$$

$$u_D = v_1 - v_2 \quad (4,8)$$

On a la même forme d'équations pour les 2 autres phases restantes.

On peut dire en résumé que si l'on considère une phase, les transistors forcent la conduction alternée entre les 4 commutateurs alors que les diodes jouent le rôle de diode de roue libre.

En supposant que la tension à la sortie suive la consigne, u_D est la valeur instantanée de la tension redressée. Elle est formée de portions hachées des tensions sinusoïdales d'alimentation et est égale à sa valeur moyenne U_D . Les diodes doivent supporter une tension inverse maximale égale à $-U_D$ et les transistors une tension directe maximale U_D .

Le courant I_D quant à lui dépend de la charge et de U_D . L'amplitude du courant dans chaque commutateur devrait être celle du courant de charge mais la présence du condensateur C amène à avoir un courant allant de 1.5 à 2 fois I_D .

IV.1.2 Rôle du condensateur de filtrage ou condensateur tampon C :

Le condensateur filtre la tension u_D ainsi que le courant de charge I_D en court-circuitant leurs composantes hautes fréquences. Il limite aussi les surtensions qui surviennent lors du blocage des semi conducteurs.

IV.2 Conception du circuit de puissance :

IV.2.1 Cahier des charges du redresseur quatre quadrants :

La charge est un moteur à courant continu compensé à excitation séparée modèle : moteur LEROY, type 132 dont les caractéristiques sont les suivantes :

- puissance nominale : 3 [kW]
- tension d'alimentation U de l'induit : 220 [V]
- tension d'alimentation u_{exc} de l'inducteur : 220 [V]
- courant nominal I de l'induit : 13.65 [A]
- courant nominal i_{exc} de l'inducteur : 0.8 [A]
- résistance R (induit+pôles de compensation) : 1.5 [Ω]
- résistance r de l'inducteur : 275 [Ω]
- vitesse de rotation N : 1500 [tr/mn]

IV.2.2 Schéma du circuit de puissance du redresseur quatre quadrants :

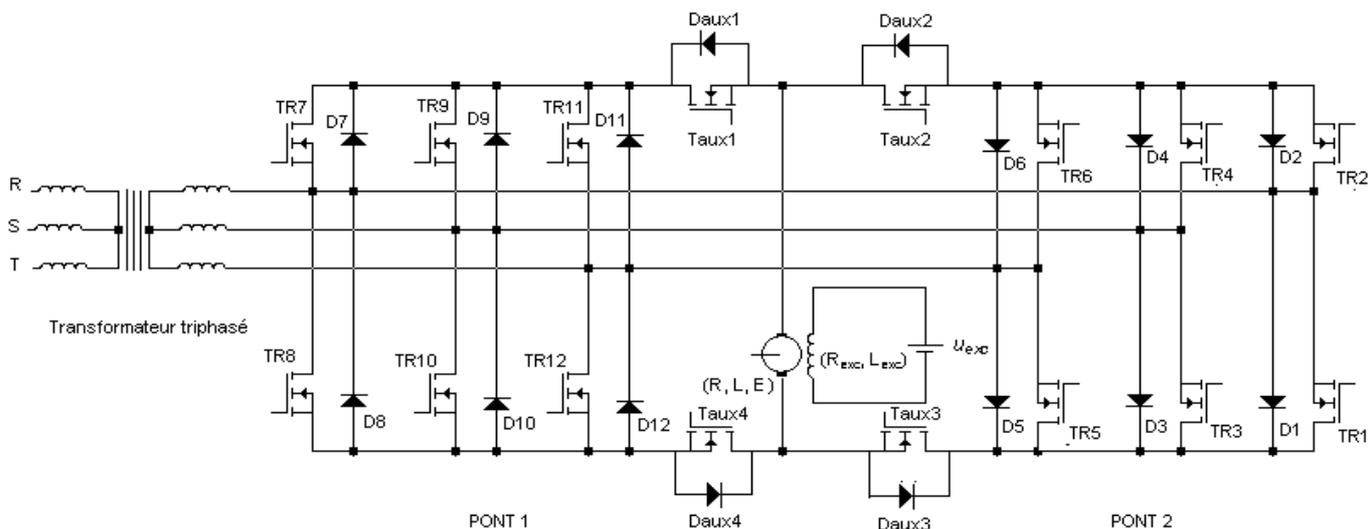


fig.4-2 Schéma du circuit de puissance

Le pont 1 est destiné au fonctionnement en moteur en sens direct et le pont 2 en fonctionnement moteur en sens inverse.

IV.2.3 Choix et dimensionnement des composants de puissance :

Dans le montage, les transistors et les diodes travaillent en commutation à une fréquence élevée (jusqu'à 20 [kHz]). Il est plus pratique d'utiliser des commutateurs rapides qui présentent de faible dissipation à l'état saturé comme à la commutation.

IV.2.3-a) Choix des transistors :

Compte tenu de ce qui est dit plus haut, on choisit des transistors MOS FET qui présentent les avantages suivants :

- la résistance à l'état passant est faible (jusqu'à 0.12 [m Ω]) : on a une faible dissipation à l'état saturé.
- la mise en parallèle est facile.
- le temps de commutation est très faible : l'énergie dissipée à la commutation est minime. A cela s'ajoute un coefficient de température négatif.
- l'attaque de la grille est simple: pour une tension v_{GS} suffisamment énergétique (12V par exemple), on peut commuter une large gamme de puissance.
- la chute de tension à l'état passant n'est que de 0.1 [V] si elle est de 0.4 [V] pour la diode Schottky qui, parmi les diodes présente la plus faible chute de tension à la saturation.

Ils présentent tout de même des inconvénients dont les principaux sont :

- une capacité d'entrée assez élevée.
- une sensibilité aux décharges électrostatiques.
- une diode parasite intrinsèque montée entre le drain et la source.

IV.2.3-b) Choix des diodes :

Pour les diodes, il faut choisir celles qui sont au moins aussi rapides que les transistors MOS FET. On opte pour les diodes ultra-rapides de type "épitaxié" qui supportent jusqu'à 60 [A] sous une tension v_{GS} égale à 600 [V] et un temps de recouvrement faible ($t_{rr\max} \leq 100$ [ns]).

On note que le temps de recouvrement d'un semi conducteur est le laps de temps qu'il met au blocage pour évacuer la charge électrique accumulée dans la jonction au cours de la conduction.

IV.2.4-c) Dimensionnement :

Pour un courant de charge nominal $I_N=13.65$ [A], on doit prévoir des transistors et des diodes qui supportent au moins 1,5. $I_N=20.5$ [A] sous une tension $U_D=220$ [V] pour les 2 ponts.

On choisit les mêmes types pour les diodes et les transistors auxiliaires parce qu'ils doivent supporter le courant I_N sous des tension directe et inverse maximales respectivement égales à U_D et $-U_D$.

On a ainsi choisi des transistors MOS FET de puissance de type APT8024JLL de *Advanced Power Technology* et des diodes de puissance ultra-rapides épitaxiées de type BYV31 dont les caractéristiques fournies par les fabricants sont données dans les tableaux suivants :

Diode BYV31 (Tableau 4-1)

I_F (AV) max [A]	V_{RRM} max [V]	I_{FSM} max [A]	t_{rr} max [ns]	$R_{th(j-c)}$ [°C/W]	Boîtier
28	500	300	50	1	DO-4

Transistor APT8024JLL de Advanced Power Technology (Tableau 4-2):

V_{DSS} max [V]	I_D max [A]	R_{DS} on [ζ]	C_{ISS} [pF]	$R_{th(j-c)}$ [°C/W]	Boîtier
800	29	0.24	5000	1	ISOTOP [J]

IV.2.4-d) Choix du condensateur et du transformateur :

Compte tenu de la valeur élevée de l'intensité du courant et de la tension (se référer dans la partie simulation du chapitre 7), on admettra un condensateur C de capacité suffisamment élevée supportant au moins 2 fois la tension redressée U_D . On choisit un condensateur électrochimique 1000 [μ F]/600 [V].

Pour une tension minimale redressée de $U_{d\min}=2.45.V$ [V], on prévoit d'utiliser un transformateur triphasé 220 [V]/72 [V] -5 [kVA].

Après avoir fini de dimensionner les composants du circuit de puissance, on va aborder le principe de la commande à modulation de largeur d'impulsions MLI avant de passer au chapitre suivant pour la conception du circuit de commande.

IV.3 Commande à modulation de largeur d'impulsions :

IV.3.1 Principe de la commande :

Le principe de cette technique est de comparer une tension de référence basse fréquence v_{BF} (signal modulant) avec un signal haute fréquence v_{HF} (signal modulé) de telle sorte qu'à la sortie du dispositif de modulation, on ait des impulsions de même amplitude mais de largeurs variables en fonction du signal d'entrée.

Le signal modulant peut être soit une référence sinusoïdale basse fréquence soit un signal aléatoire haute fréquence.

IV.3.1-a) Commande utilisant une référence sinusoïdale :

Dans ce cas, le signal modulé ou porteuse est soit un signal triangulaire soit un signal en dents de scie de fréquence au moins égale à 3 fois celle du signal basse fréquence. La figure 4.3 montre ce principe.

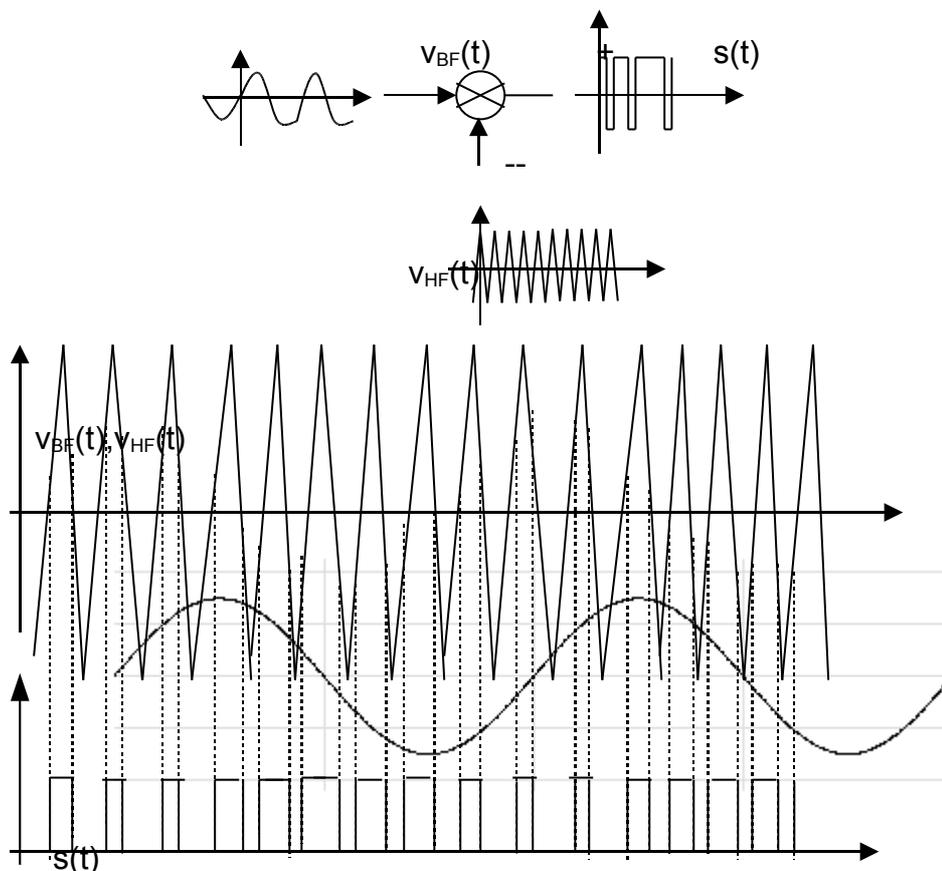


fig.4-3 Modulation de largeur d'impulsions
utilisant un signal modulant sinusoïdal

IV.3.1-b) Modulation de largeur d'impulsions utilisant un signal aléatoire :

Dans cette technique, le signal aléatoire d'entrée est généralement issu d'un régulateur. Le dispositif qui assure la modulation est un montage trigger de Schmitt de type symétrique caractérisé par une hystérésis $H=V_h-V_b$ dont V_h est le seuil de basculement niveau haut et V_b le seuil de basculement niveau bas.

L'entrée est généralement périodique et de fréquence variable pour avoir une largeur modulée des impulsions. Son franchissement de l'un des deux seuils fait basculer la sortie du trigger où l'on récupère les impulsions modulées en amplitude.

La figure 4.4 montre ce principe.

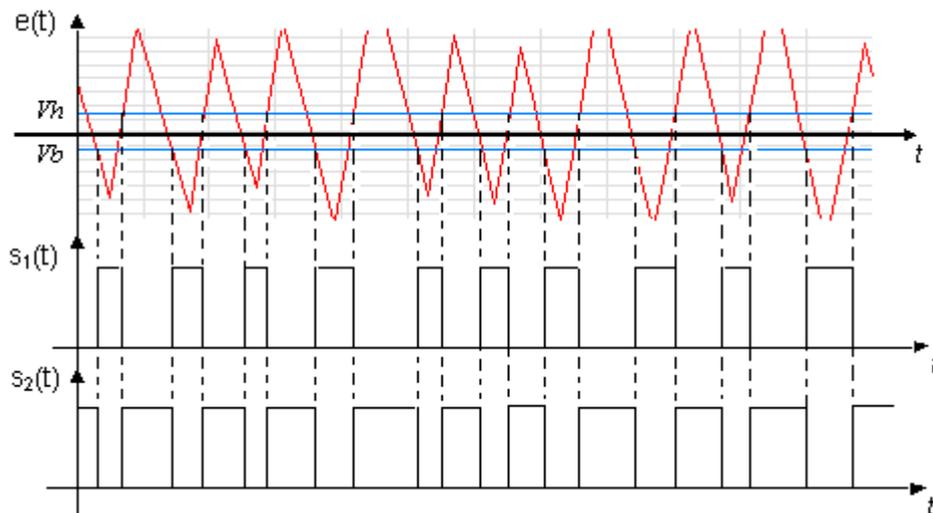


fig.4-4 Modulation de largeur d'impulsions avec un
trigger symétrique ($V_h = -V_b > 0$, $H = -2V_b$ avec $-V_{sat} = 0$)

IV.3.2 Le trigger à hystérésis :

Le schéma de principe avec les caractéristiques de transfert sont montrés sur la figure 4-5.

La valeur des seuils dépend des valeurs des résistances R_a et de R_b . Pour les trouver, on est amené à écrire les équations suivantes :

$$\frac{V_{réf} - V_a}{R_a} = \frac{V_a - V_s}{R_b} \text{ d'où l'on tire :}$$

$$V_a = V_{réf} \cdot \frac{R_b}{R_a + R_b} + V_s \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (4,9)$$

L'ampli-op fonctionne en tant que comparateur :

- si $e(t) > V_a$, $s(t)$ bascule à $-V_{sat}$, d'où le seuil de basculement niveau bas V_b tel que :

$$V_b = V_{réf} \frac{R_b}{R_a + R_b} - V_{sat} \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (4,10)$$

- si $e(t) < V_a$, $s(t)$ bascule à $+V_{sat}$, on tire le seuil de basculement niveau haut V_h tel que :

$$V_h = V_{réf} \frac{R_b}{R_a + R_b} + V_{sat} \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (4,11)$$

Pour avoir un trigger à seuils symétriques, il suffit de prendre $V_{réf} = 0$ et on a :

$$V_b = -V_{sat} \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (4,12)$$

$$V_h = +V_{sat} \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (4,13)$$

$$H = +2V_{sat} \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (4,14)$$

En imposant V_h , on détermine la résistance R_b en prenant $R_a \geq 10k\Omega$. Plus l'hystérésis H est petite, plus la fréquence de découpage est élevée.

Les impulsions de sortie du trigger correspondent à des signaux complémentaires utilisés pour la commande de deux transistors du même bras du montage.

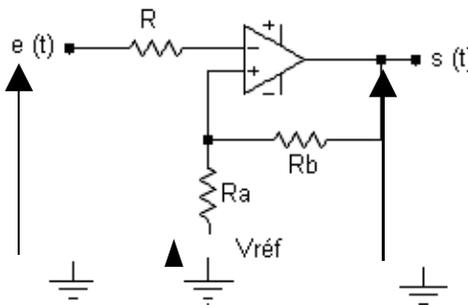


fig.4-5-a) Schéma de principe

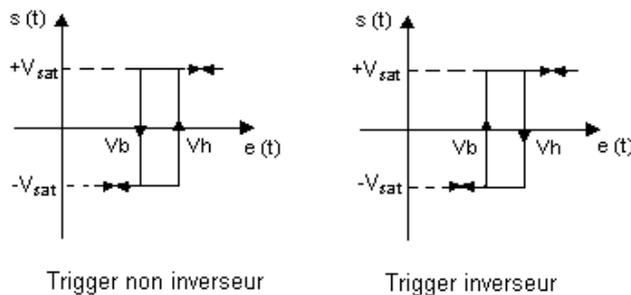


fig.4-5-b) Caractéristiques de transfert

fig.4-5 Trigger à hystérésis

V.1 Principe du circuit de commande :

La commande des 2 ponts est étroitement liée à la régulation de la tension et du courant, la figure 5-1 montre le synoptique de la régulation et de la commande relatif à une phase alors que celui de la figure 5-2 représente le schéma de principe de la régulation pour les 2 ponts réunis.

Pour chaque pont, on n'utilise qu'un seul régulateur compris dans la boucle de tension. Chaque phase comprend une boucle de courant. Les 3 capteurs de courant (un par phase) ainsi que le capteur de tension (dynamo-tachymétrique) sont commun aux 2 ponts.

Pour le pont 2, l'amplificateur de gain -1 à la sortie du capteur de tension permet d'injecter une consigne positive et de simplifier ainsi la commande étant donné que le capteur délivre une tension négative lorsque le moteur tourne en sens inverse.

Pour le courant, il s'agit de réguler à la fois le courant continu à la sortie dont l'amplitude dépend de la charge et celui des trois phases secondaires (et primaires).

Le principe est de comparer l'image du courant de chaque phase i_L à une tension sinusoïdale $V_{réf}$ de référence synchronisée avec chaque tension de phase du secondaire.

Les paramètres qu'il est possible de régler sont :

- l'amplitude du courant prélevé du réseau.
- son déphasage par rapport à la tension du réseau.
- son spectre d'harmoniques.

Sa fréquence est quant à elle imposée par le réseau.

La modulation s'effectue à l'aide d'un trigger symétrique.

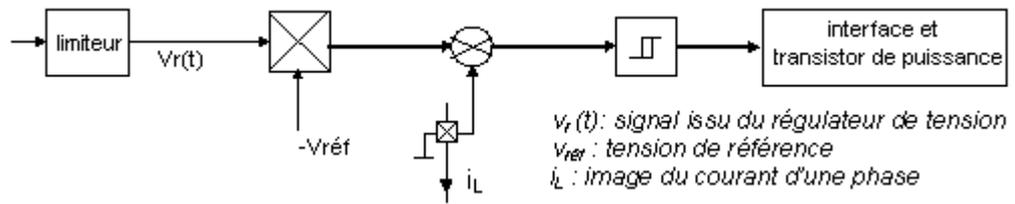


fig.5-1 Synoptique de commande et de la régulation du courant

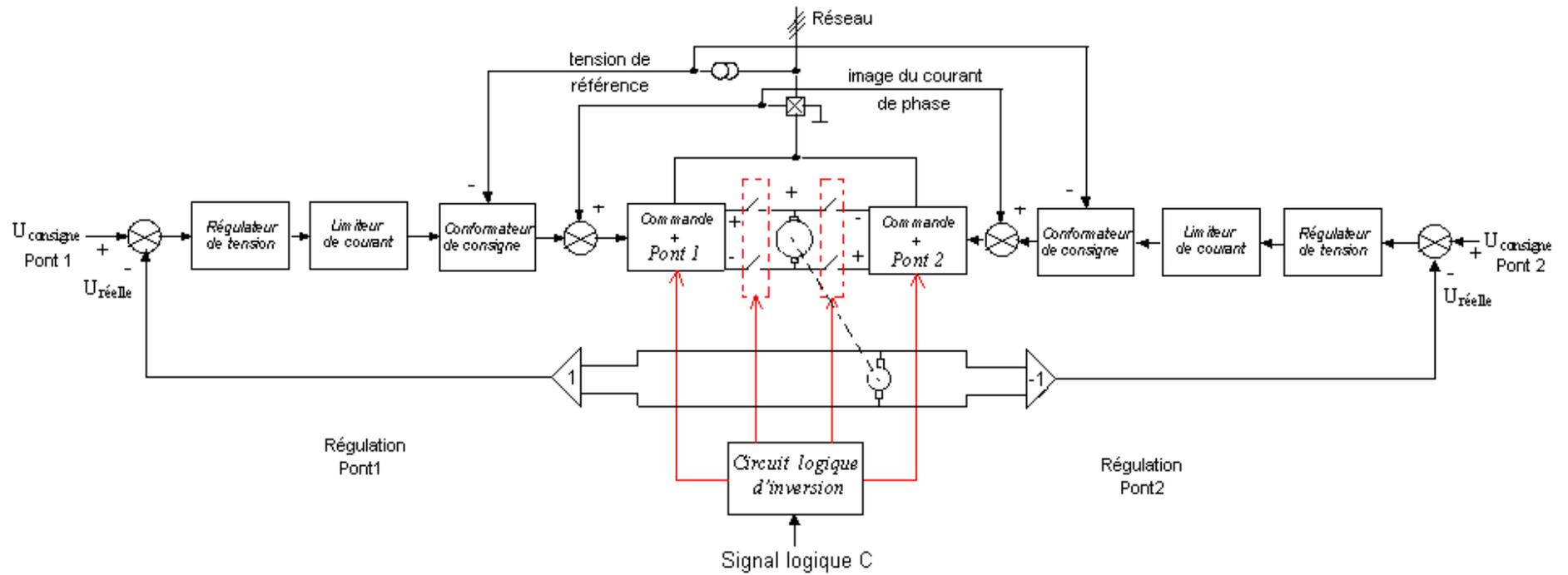


fig.5-2 Schéma générale de commande et de régulation des 2 ponts

Le synoptique de la figure 5-1 est constitué :

- d'un limiteur de courant qui fixe l'amplitude maximale du courant de phase et du courant de charge. Il est précédé du régulateur de tension.
- d'un multiplieur analogique qui mélange la sortie du limiteur avec la référence $V_{réf.}$
- d'un comparateur qui compare la sortie du multiplieur avec l'image du courant de phase i_L .
- d'un trigger symétrique à hystérésis.
- d'un circuit d'interface des transistors de puissance.
- d'un capteur de courant.

V.2 Conception du circuit de commande :

Dans ce paragraphe, on verra un à un chaque élément du circuit de commande. Les synoptiques et schémas sont relatifs à une phase. Le schéma d'ensemble de la commande du pont1, son bras TR7-TR8 et la nomenclature correspondante seront disponibles en annexes.

V.2.1 Le limiteur de courant :

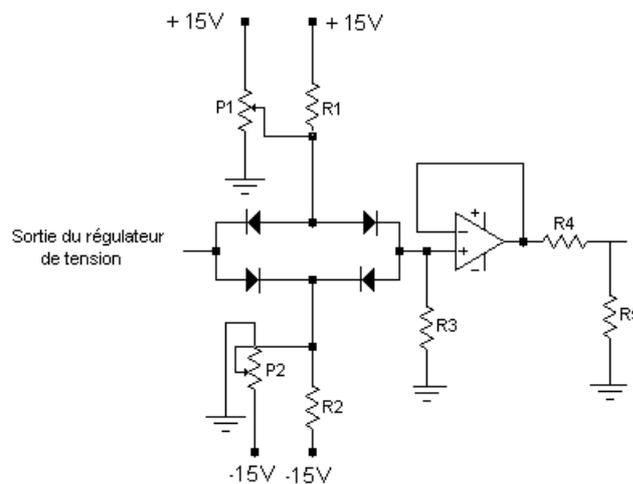
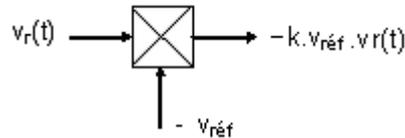


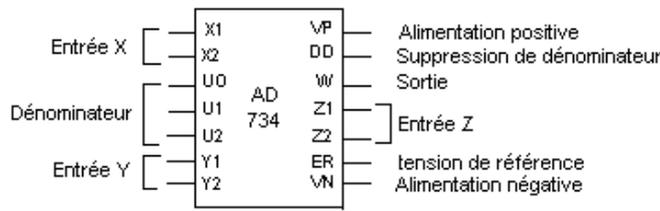
fig.5-3 Schéma du limiteur

Le pont diviseur à la sortie sert à abaisser le niveau de tension à l'entrée du multiplieur dont les entrées sont limitées à ± 10 [V]. Il faut tenir compte de ce pont à la sortie du capteur de courant pour être sûr d'avoir le même niveau de signal.

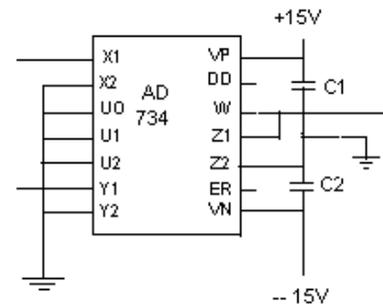
V.2.2 Le multiplieur :



On peut utiliser le multiplieur analogique AD734.



Brochage de l'AD734



L'AD734 câblé en multiplieur

fig.5-4 L'AD734 (Analog Device)

- **équation caractéristique :**

$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10} + Z2$$

Il faut prévoir l'amplificateur de gain 10 de la figure 5-4 pour ramener la sortie à $-v_r(t) \cdot v_{réf}(t)$.

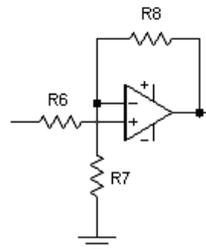


fig.5-5 Amplificateur non inverseur

V.2.3 Le capteur de courant :

On utilise un détecteur de courant à effet hall qui fonctionne à champ magnétique nul. Il est composé d'un circuit primaire, d'un circuit magnétique avec la sonde de Hall dans l'entrefer, et d'une bobine secondaire dont le nombre de spires est fixé à 1000. Le champ magnétique généré par le courant à mesurer est compensé par le champ magnétique créée par le bobinage secondaire.

Ce type de capteur mesure toutes les formes de courant (continu, alternatif, impulsionnel) avec une isolation entre primaire et mesure.

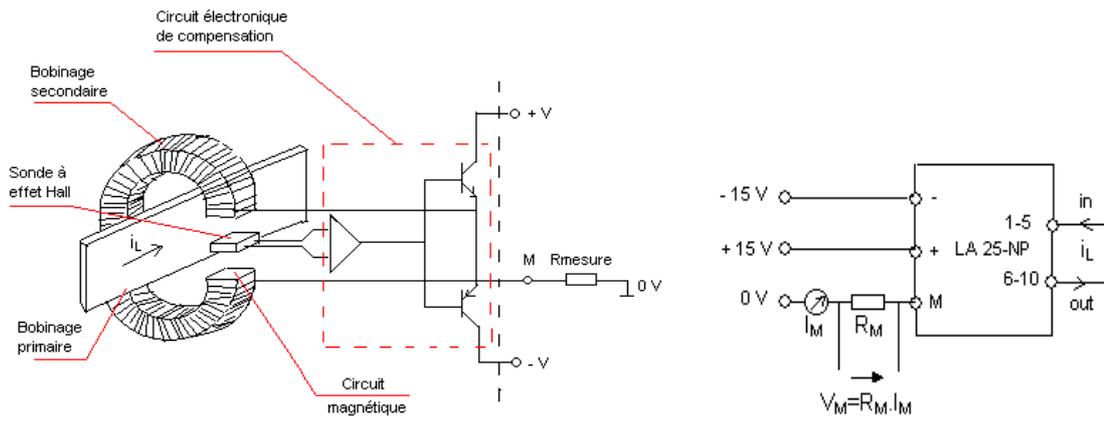


Schéma fonctionnel du capteur de courant

Schéma fonctionnel du LEM LA 25 NP

1 à 10 : numéros de straps

fig.5-6 Le capteur de courant

On a choisit le capteur de type LEM LA 25 NP multicalibre (5-6-8-12-25 [A] en valeur efficace) dont le choix se fait par straps.

Voici les références données par le fabricant pour le calibre 25 [A] (efficace). Les caractéristiques complètes seront données en annexes.

1	N	I	I	I	m	R	L	R	R	P
	N[A]	L _{max} [A]	M[mA]	c	P[ç]	ins[mH]	M _{min} [ç]	M _{max} [ç]	lage	
1	5	6	5	/1000	.3	.023	00	20	à 636	0

La caractéristique de transfert k_I du capteur (qui est aussi son gain) est :

$$k_I = \frac{V_M}{I_N} = R_M \cdot m_C$$

Pour une résistance de mesure $R_M=200$ [ç], on a un gain $k_I=0.2$ [V/A]. Il est plus pratique de ramener ce gain à 1. On réalise ainsi un amplificateur de gain égal à $\frac{1}{k_I}=5$.

On ne doit pas non plus oublier le pont diviseur R12/R13 comme celui à la sortie du

limiteur de courant.

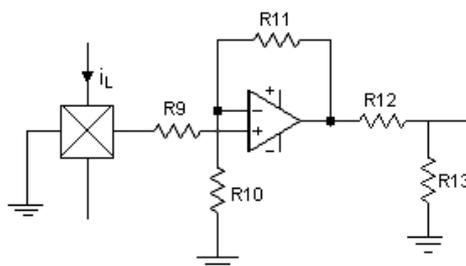


fig.5-7 Capteur muni de l'ampli de gain 5
et du pont diviseur

V.2.4 Le comparateur :

Compte tenu du signe moins affecté à la tension de référence, le comparateur utilisé est en fait un sommateur non inverseur.

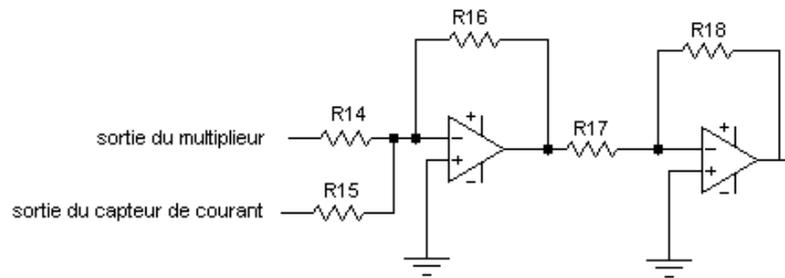


fig.5-8 Sommateur non inverseur

V.2.5 Le montage trigger :

On utilise un montage trigger symétrique. Les seuils de basculement sont fixés à 15 [mV] mais le potentiomètre P3 de la figure 5-9 donne une possibilité de réglage.

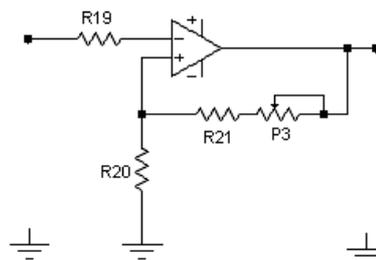


fig.5-9 Trigger symétrique

V.2.6 Le circuit d'interface :

Son synoptique est donné sur la figure 5-10.

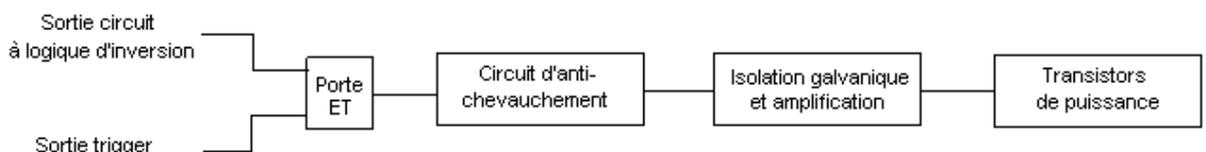


fig.5-10 Synoptique du circuit d'interface

V.2.6-a) Le circuit d'anti-chevauchement :

Le temps de recouvrement des semi conducteurs fait que la commutation entre deux transistors en commutation ne se passe pas de manière instantanée. Ils peuvent conduire simultanément, ce qui provoquerait un court circuit. Il est donc nécessaire de retarder la mise en conduction du transistor initialement bloqué afin de permettre à celui qui était conducteur de se bloquer complètement.

Les buffers inverseurs CD4049 inversent le signal logique issu du trigger pour

avoir 2 signaux complémentaires. Le réseau RC assure l'introduction du retard Δt en réglant les potentiomètres. Les buffers inverseurs à la sortie de ce réseau servent à obtenir un front raide à leur sortie. Le buffer non inverseur CD4050 fournit un courant suffisant à l'étage en aval.

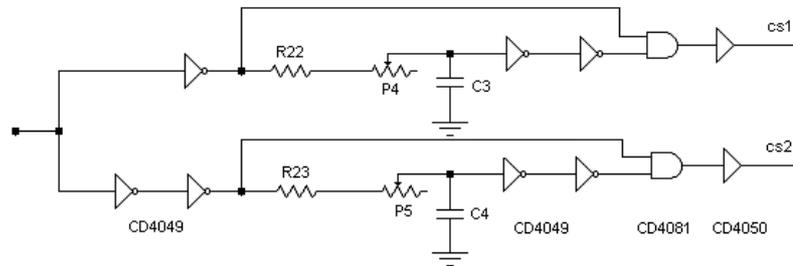


fig.5-11-b) Circuit d'anti-chevauchement

V.2.6-b) Le circuit d'isolation galvanique et amplificateur :

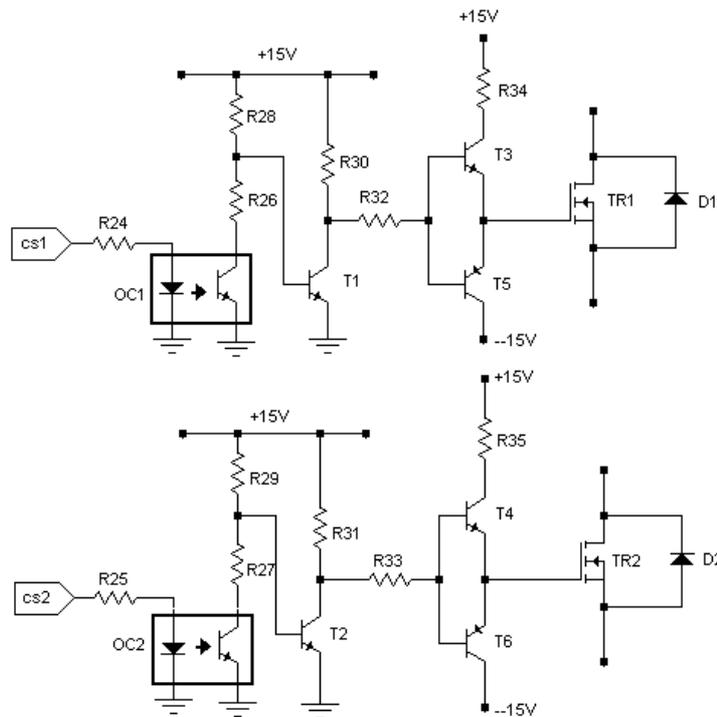


fig.5-12 Circuit d'isolation galvanique et de commande du transistor de puissance

Les opto-coupleurs évitent toute liaison électrique entre le circuit de commande (tension et courant faibles) et le circuit de puissance (convertisseur et réseau). Les transistors complémentaires T3-T5 (T4-T6) servent à charger (par T3 (T4) lors de la conduction de TR1 (TR2)) et à décharger (par T5 (T6) lors du blocage de TR1 (TR2)) rapidement la capacité d'entrée C_{GS} du transistor MOS. Le transistor T1 (T2) joue le rôle d'inverseur pour que TR1 (TR2) conduise lorsque le signal cs1 (cs2) à l'entrée de l'opto-coupleur OC1 (OC2) est au niveau logique 1.

V.2.7 Les tensions de références :

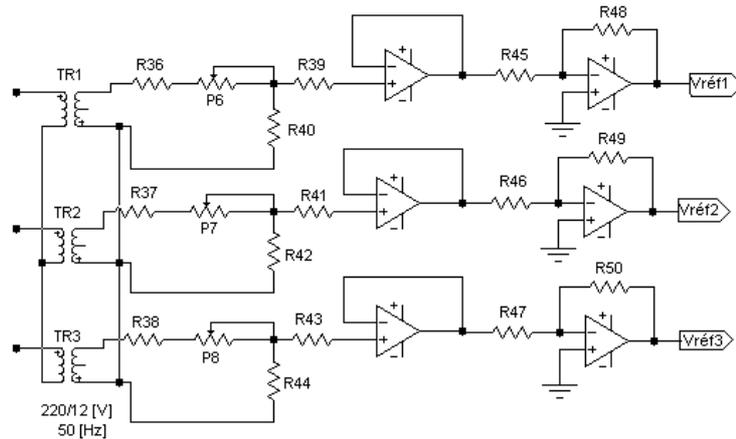


fig.5-13 Obtention des tensions de références

Les tensions de référence sont obtenues à l'aide de transformateurs 220[V]/12[V] et dont l'amplitude est réglée à 1 [V].

V.3 Le circuit logique d'inversion :

Son synoptique est montré sur la figure 5-14 et les chronogrammes s'y afférant sont sur la figure 5-15. La durée τ de la temporisation des monostables est réglée de façon à permettre toute la récupération lors du freinage et d'inhiber un pont quand l'autre est actif et les deux lorsque lors du passage à zéro du courant de charge.

Le signal logique C est fourni par un circuit auxiliaire lié aux conditions d'exploitation qui décident lequel des deux ponts doit conduire. Il est au niveau haut en fonctionnement direct ($C=1$, le pont 1 (fig.4-2) est actif effectivement pendant T_1) et au niveau bas en fonctionnement inverse ($C=0$, le pont 2 est actif pendant T_2). Le monostable1 est activé sur front montant de C et le monostable 2 sur front descendant. Les triggers sont des circuits logiques de type inverseur (CD 4093).

Le signal S1 (respectivement le signal S2) est combiné à l'aide de portes ET aux impulsions de commande à la sortie du trigger de modulation avant d'attaquer l'entrée du circuit d'anti-chevauchement des transistors TR7 à TR12 du pont 1 (respectivement des transistors TR1 à TR6 du pont 2).

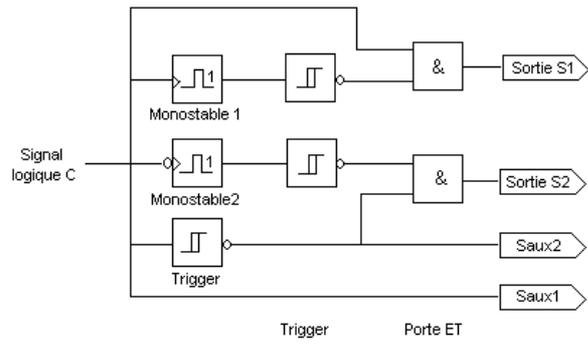


fig.5-14 Synoptique du circuit logique d'inversion

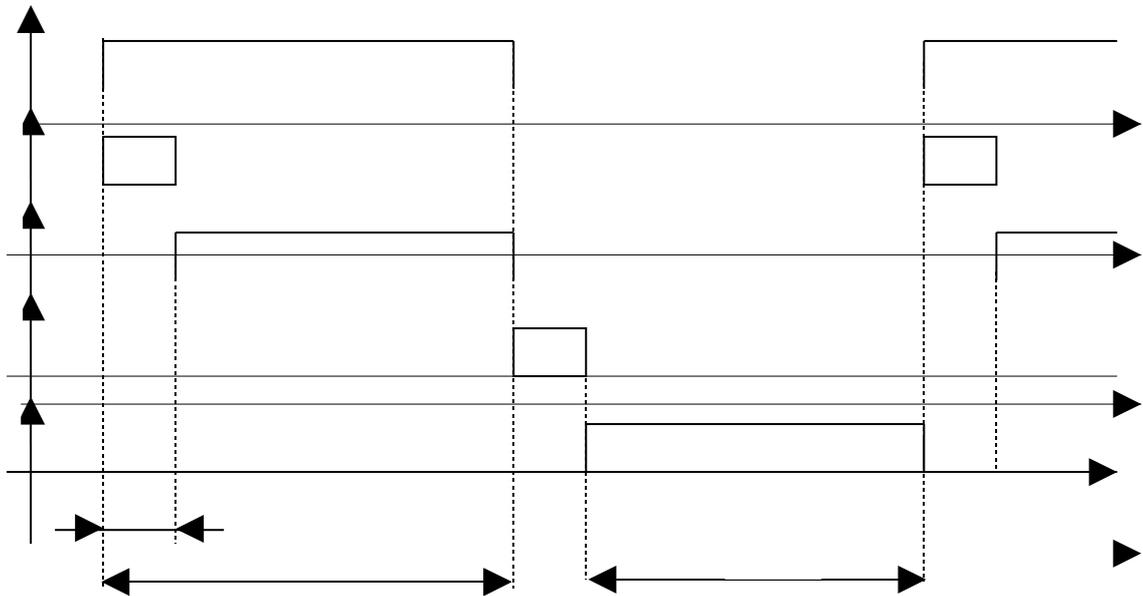
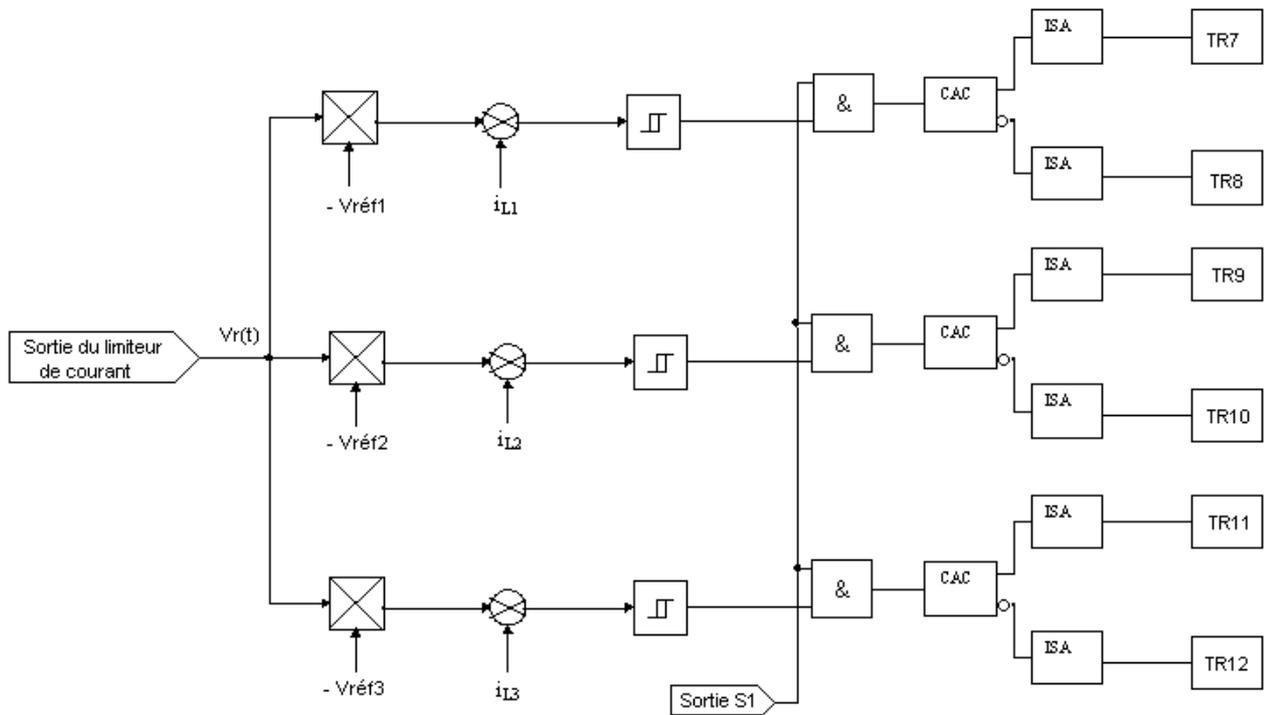


fig.5-15 Chronogrammes

Pour les transistors auxiliaires, les signaux logiques de commande S_{aux1} et S_{aux2} dépendent directement du signal logique C :

- pour T_{aux1} et T_{aux4} : $S_{aux1} = C$
- pour T_{aux2} et T_{aux3} : $S_{aux2} = \bar{C}$.

V.4 Schéma synoptique du circuit de commande pour les 12 transistors :



CAC : circuit d'anti-chevauchement

ISA : isolation galvanique et amplificateur

fig.5-16-a) Synoptique pour le pont 1

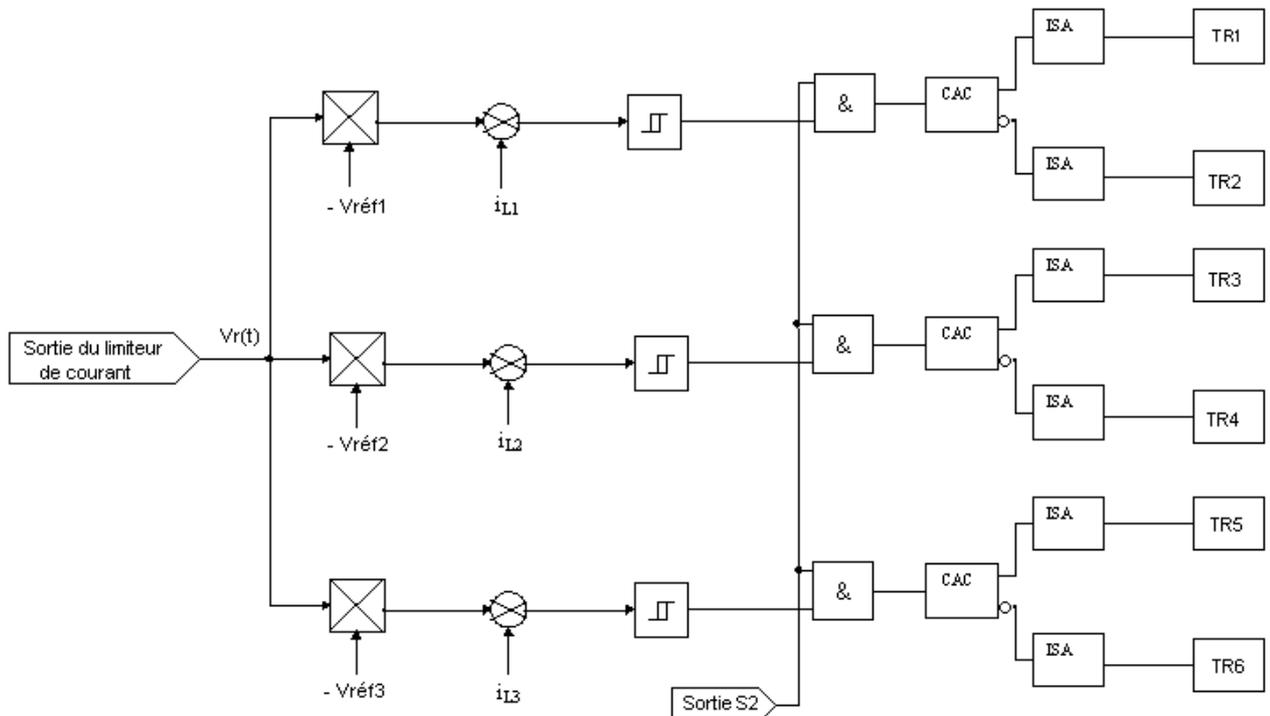


fig.5-16-b) Synoptique de commande du pont 2

VI.1 Principe de la régulation :

Dans ce paragraphe, on ne représentera que la régulation relative à un pont (pont 1 par exemple).

VI.1.1 Schéma de principe de la régulation :

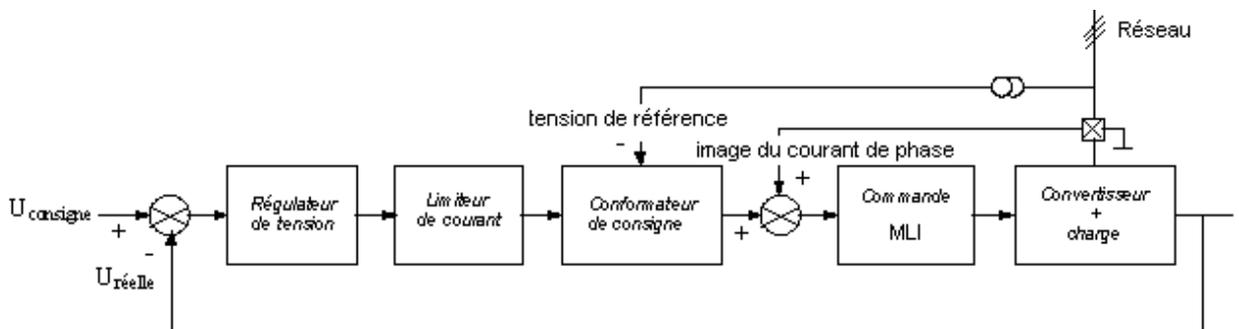


fig.6-1 Schéma de principe de la régulation
en ne considérant qu'un seul pont

Le schéma de principe comprend 2 boucles de régulation :

- une boucle de courant qui assure la commande directe du convertisseur comme on l'a vu dans le chapitre précédent. Le courant sur chaque phase suit une consigne sinusoïdale synchronisée avec la tension du réseau.

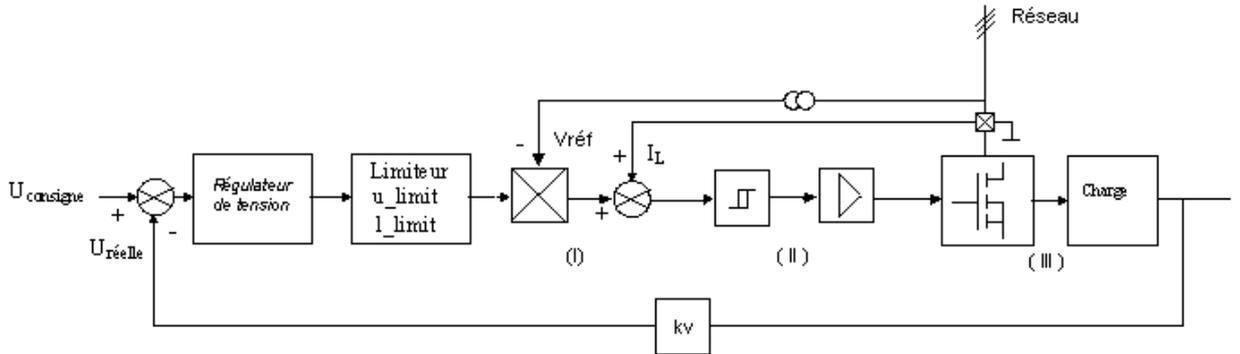
On rappelle aussi qu'on compte une boucle de courant par phase.

- une boucle de tension : elle assure la régulation de la tension de sortie en fonction de la variation de la charge et de la consigne de tension.

Cette boucle est associée au limiteur de courant placé après le régulateur qui est caractérisé par les valeurs limites inférieure I_limit et supérieure u_limit : si la consigne de tension est trop élevée ou que la charge absorbe un trop grand courant, la tension de sortie ne suivra plus la consigne parce que les courants de charge et de chaque phase seront limités aux valeurs I_limit et u_limit .

La tension maximale de sortie ainsi que le courant maximal pouvant circuler dans la charge dépendent donc du réglage de I_limit et de u_limit .

VI.1.2 Schéma bloc de la régulation :



(I) : conformateur de consigne

(II) : trigger et circuit d'interface

(III) : convertisseur + charge

fig.6-2 Schéma bloc de la régulation

Le capteur de tension est un dynamo tachymétrique de gain $k_v = 0.06$ [V/tour].

VI.2 Fonctions de transfert du système :

Pour faciliter l'étude du réglage de la tension, l'organe de commande est formé par le trigger et le circuit d'interface. Le système à réguler est l'ensemble convertisseur + charge.

Le régulateur de tension aura pour fonction de transfert $C(p)$, $G_c(p)$ pour le bloc commande et $G_s(p)$ pour le système à réguler.

Le schéma fonctionnel du système sera celui de la figure suivante :

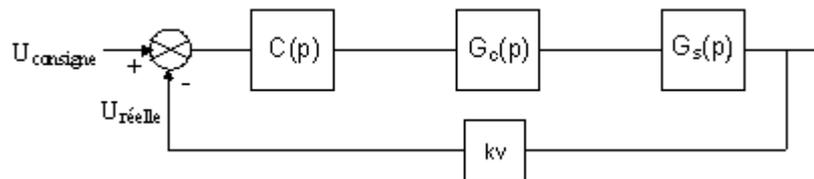


fig.6-3 Schéma fonctionnel de la régulation

VI.2.1 Fonction de transfert de l'organe de commande :

Les convertisseurs sont représentés en tant qu'amplificateur dont l'entrée est la tension de commande et la sortie la tension d'alimentation fournie (redressée ou hachée) qui peut être assimilée à sa valeur moyenne.

La commande n'agit effectivement qu'au moment de blocage ou d'amorçage des interrupteurs. Les convertisseurs fonctionnent par échantillonnage. Il se présente un retard entre l'instant où a lieu une variation de la tension de commande et celui où son effet arrive effectivement sur le convertisseur. Ce retard varie entre 0 et T_h (période d'échantillonnage, de hachage ou de pulsation).

L'organe de commande peut être ainsi modélisé par un système du premier ordre tel que :

$$G_c(p) = \frac{K_0}{1 + pTf} \quad (6,1)$$

Tf est appelé constante de temps statistique.

$$Tf = \frac{T_h}{2} \text{ avec } T_h = \frac{1}{Fh} \text{ où } Fh = 20 \text{ [kHz] est la fréquence d'échantillonnage.}$$

Pour avoir le gain statique K_0 , il faut ajouter 15 à 20% à la tension pour compenser les pertes et les chutes de tension au niveau des éléments de puissance.

On adopte généralement $K_0 = 1.2$.

La fonction de transfert a pour expression :

$$G_c(p) = \frac{1.2}{1 + p0.25 \cdot 10^{-4}}$$

VI.2.2 Fonction de transfert du système à réguler :

Pour déterminer la fonction de transfert du système à réguler, on considère le système entier :

- inductance de commutation L_c et sa résistance R_c .
- le pont redresseur+charge
- le condensateur tampon à la sortie C

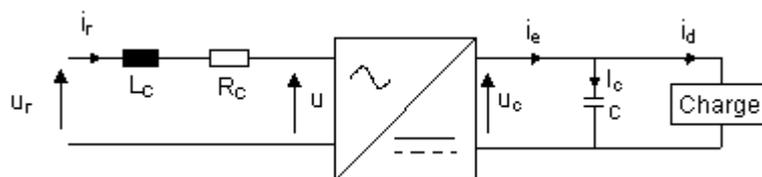


fig.6-4 Schéma unifilaire du système à réguler

La loi d'Ohm pour la partie en amont donne :

$$u_r(t) - u(t) = R_c \cdot i_r(t) + L_c \frac{di_r(t)}{dt} \quad (6,2)$$

La transformée de Laplace de (5,2) est :

$$U_r(p) - U(p) = R_c(p) \cdot I(p) + L_c(pI(p) - (0^+)) \quad (6,3)$$

où $i(0^+) = 0$

On pose les grandeurs relatives suivantes :

$$i = \frac{I(p)}{I_N} \quad (6,4)$$

$$u_r = \frac{U_r(p)}{U_N} \quad (6,5)$$

$$u = \frac{U(p)}{U_N} \quad (6,6)$$

$$rc = R_C \frac{I_N}{U_N} \quad (6,7)$$

$$lc = L_C \frac{I_N}{U_N} \quad (6,8)$$

En divisant (2) par U_N , on a :

$$\frac{U_r(p)}{U_N} - \frac{U(p)}{U_N} = \frac{R_C}{U_N} I(p) + p \frac{L_C}{U_N} I(p)$$

Soit en tenant compte des relations (5,4) à (5,8) :

$$u_r - u = rc \cdot i + p \cdot lc \cdot i \quad (6,9)$$

Le courant a alors pour expression :

$$i = \frac{u_r - u}{rc + p \cdot lc} \quad (6,10)$$

Cette expression donne en grandeur relative le courant d'entrée i en tenant compte de la chute de tension et de la constante de temps associées à un enroulement du transformateur.

En effectuant la variation du courant d'entrée par rapport à celle de la tension d'entrée, on obtient la fonction de transfert du système.

$$G_s(p) = \frac{\Delta i_r}{\Delta u_r} = \frac{1}{1 + pT_c} \quad (6,11)$$

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est :

$$G_o(p) = G_c(p) \cdot G_s(p)$$

Soit

$$G_o(p) = \frac{K_o}{1 + pT_f} \cdot \frac{1}{1 + pT_c} \quad (6,12)$$

Dans cette expression, on remarque que $T_f \ll T_c$.

Pour l'application numérique, on a les données suivantes :

$$f_h = 20[\text{kHz}], T_h = 0.025 \cdot 10^{-3} [\text{ms}], K_o = 1.2, L_c = 2[\text{mH}], R_c = 0.12[\Omega], \frac{I_N}{U_N} = 0.0455$$

$$\text{On a : } T_c = \frac{L_c}{R_c} = 1.668 \cdot 10^{-2} [\text{s}]$$

$$lc = 0.091 \cdot 10^{-3}$$

$$rc = 5.46 \cdot 10^{-3}$$

La fonction de transfert $G_o(p)$ a finalement pour expression :

$$G_o(p) = \frac{219.78}{(1 + 1.668 \cdot 10^{-2} p)(1 + 0.25 \cdot 10^{-4} p)}$$

Dans le diagramme de Bode de la figure 6-5, le système possède une assez grande réserve de phase de 72° .

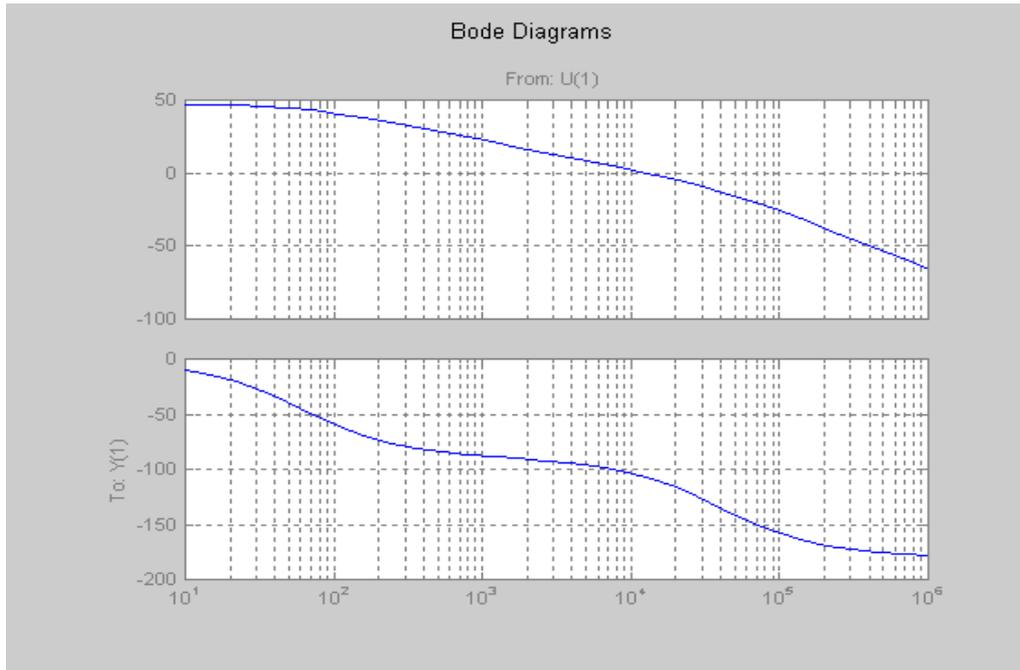


fig.6-5 Diagramme Bode du système en boucle ouverte sans correction

VI.2.3 Synthèse du régulateur :

VI.2.3-a) Synthèse :

Le système à régler comporte une constante de temps dominante

$T_c = 1.668 \cdot 10^{-2}$ [s]. Le type de régulateur utilisé doit être un régulateur proportionnel – intégral PI ou régulateur industriel dont la fonction de transfert est de la forme :

$$C(p) = \frac{1 + pT_n}{T_i p} = \frac{1}{T_i p} + \frac{T_n}{T_i} \quad \text{ou} \quad (5,13)$$

$$C(p) = K_p + \frac{K_I}{p} \quad (6,14)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système muni du correcteur $C(p)$ est :

$$H(p) = \frac{1}{T_n + p} \cdot \frac{1}{rc} \cdot \frac{K_0}{p \frac{T_i}{T_n} T_c (\frac{1}{T_c} + p) (1 + Tf)} \quad (6,15)$$

Il faut compenser le pôle dominant $\frac{1}{T_c}$ pour assurer la stabilité du système. On prend alors $T_n = T_c$. $H(p)$ est alors réduit à :

$$H(p) = \frac{K_0}{p T_i} \cdot \frac{1}{1 + p Tf} \quad (6,16)$$

La constante de temps d'intégration T_i sera dimensionnée à partir de la petite constante de temps équivalente : le système muni du régulateur doit être rapide (temps de réponse faible), précis et stable.

Pour avoir l'ajustement optimal des constantes de temps T_i et T_n du correcteur, on adopte la formule empirique :

$$T_i = 2KT_{pe} \quad (6,17)$$

où T_{pe} est la somme des petites constantes de temps du système (elle est égale à Tf dans notre cas) et $K = \frac{K_0}{r_c}$.

Tous calculs faits, le correcteur a pour fonction de transfert :

$$C(p) = \frac{1 + p1.668.10^{-2}}{p.9.67.10^{-3}} \quad (6,18)$$

ou

$$C(p) = 1.724 + \frac{103.41}{p} \quad (6,19)$$

Donc, on a $K_p = 1.724$ et $K_I = 103.41$

C'est cette 2^{ème} forme qui sera utilisée pour la simulation ainsi que pour le dimensionnement du régulateur.

La fonction de transfert en boucle ouverte $H(p)$ est :

$$H(p) = \frac{219.78}{9.67.10^{-3} p (1 + 0.25.10^{-4} .p)} \quad (6,20)$$

VI.2.3-b) **Stabilité du système par le critère de revers :**

- **Critère de revers** :

Ce critère permet en effectuant l'étude en boucle ouverte du système de déduire la stabilité en boucle fermée.

Soit $H(p) = C(p).G(p)$.

On trace le lieu de Nyquist pour $p = j\omega$ où ω qui est la pulsation varie de 0 à +: de façon croissante. Si en parcourant le plan complexe, le lieu de transfert d'un système en boucle ouverte dans le sens des ω croissants laisse le point critique $(-1, 0)$ à sa gauche, c'est que le système bouclé est stable. Il est instable dans le cas contraire.

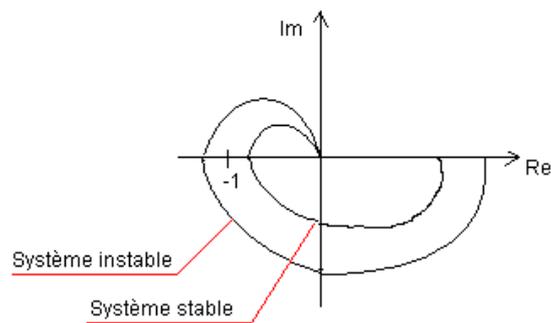


fig.6-6 Illustration du critère de revers

En considérant le lieu de Nyquist correspondant à la fonction de transfert en boucle ouverte $H(p)$ de du système à réguler (fig.6-7), on voit qu'il passe bien à droite du point critique. Le système est donc bien stable par le critère de revers. Les diagrammes de Bode de $H(p)$ sont donnés sur la figure 6-8. On a ramené la marge de phase à 63° .

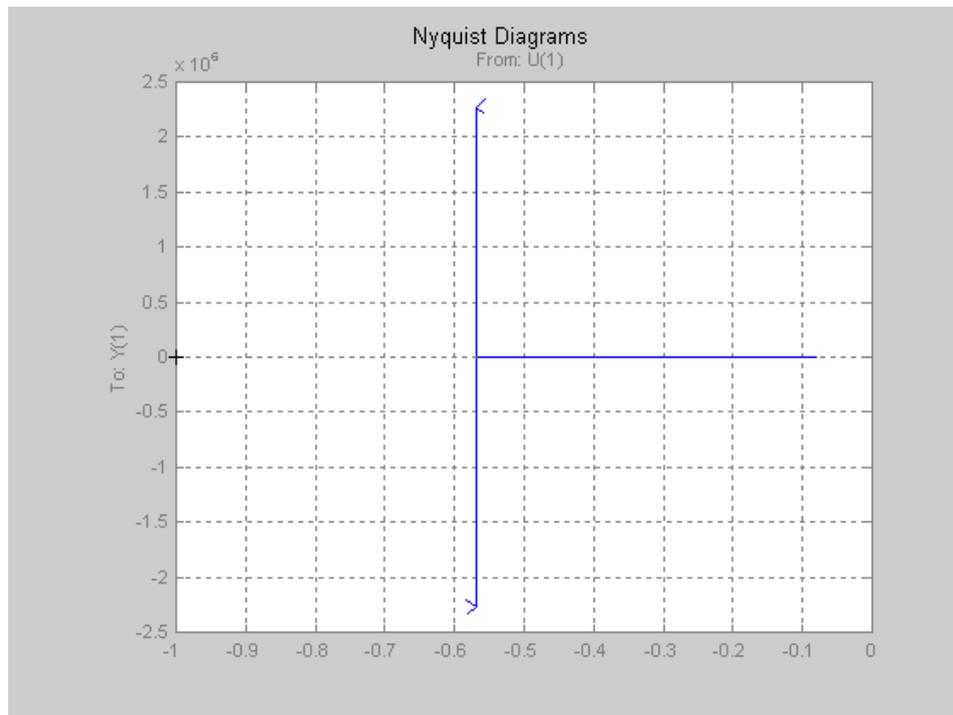


fig.6-7 Lieu de Nyquist du système en boucle ouverte

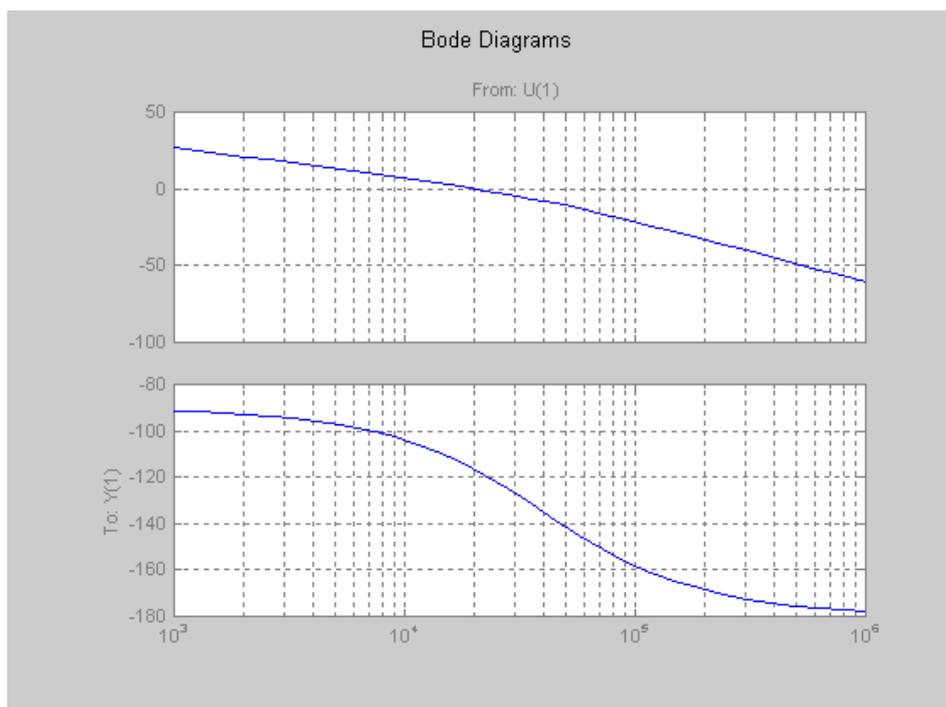


fig.6-8 Diagramme de Bode du système en boucle ouverte après correction

VI.2.3-c) Dimensionnement des éléments du régulateur :

La structure du régulateur PI est montrée sur la figure 6-9. L'action intégrale est modélisée par l'intégrateur inverseur R_{52}/C_5 tandis que l'action proportionnelle est représentée par le montage amplificateur inverseur $P_9-R_{53}-R_{54}-R_{55}$. Le dernier étage à

ampli-op effectue la sommation. Il est de gain 1. L'ajustable P₉ permet le réglage du gain du correcteur proportionnel.

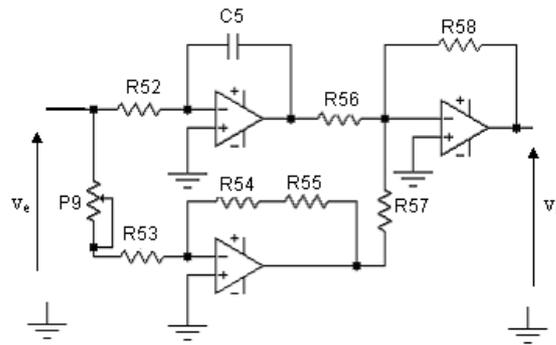


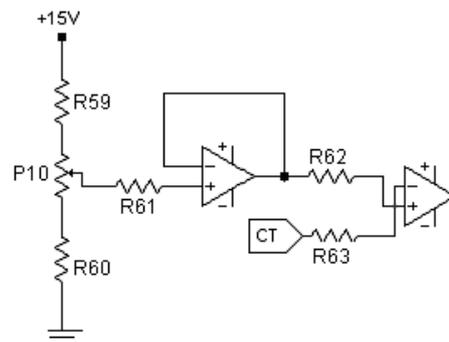
fig.6-9 Structure du correcteur PI

$$K_I = \frac{1}{R_{52}C_5} 1.724 \text{ et } K_P = \frac{R_{54} + R_{55}}{k.P_9 + R_{53}} = 103.41$$

En imposant la valeur du condensateur (1 [μF]) et de R53 (12 [kΩ]) et de P9 (2.2 [kΩ]), on trouve la valeur des autres résistances.

Remarque :

Le régulateur PI est naturellement précédé d'un circuit comparateur pour l'acquisition de la consigne et du signal fourni par le capteur de tension. Pour une tension de 220 [V], on doit avoir une consigne de 220.0.06=13.2 [V]. Ce circuit est représenté sur le schéma de la figure 6-10.



CT: sortie du capteur de tension

fig.6-10 Acquisition de la consigne et du signal de retour

Pour le pont 2, le signal à la sortie du capteur de tension est injecté à l'entrée d'un amplificateur inverseur de gain -1 avant d'attaquer l'entrée inverseuse du comparateur.

Chapitre

SIMULATION DU REDRESSEUR
QUATRE QUADRANTS

VII.1 Généralités sur la simulation :

VII.1.1 Circuit de puissance :

La figure 7-1 montre le schéma de simulation du circuit de puissance. La charge est un moteur à excitation séparée de *INTERN2/Electric circuit module/electrical machine/direct current machine (electrical)* dans *Schematic* et dont les caractéristiques contenues dans "**moteur**" sont conformes aux cahiers des charges. Il est affecté en plus de la caractéristique "**couple**" (pouvant être omis mais symbolisant la charge du moteur).

On n'a pas pu ajouter les diodes auxiliaires vue qu'on a atteint le nombre maximum de composants.

Les transistors et les diodes sont du type idéal de la bibliothèque *INTERN2* de l'application *Schematic* : *INTERN2/Electric circuit module (ECM)/semiconductor valve device/diode (ideal)*, affectés d'une caractéristique (on utilise souvent *EXP*, *PO2* ou *HYP*

de *INTERN2/Function module (FML)/characteristic curve (CFM)*). Pour les transistors, il faut en plus le signal de commande **cs**.

VII.1.2 Circuit de commande et de régulation :

VII.1.2-a) Régulation :

La figure 7-2 montre le schéma de la régulation de la tension et du courant. Les blocs utilisés sont contenus dans *INTERN2/Bloc diagram module (BDM)*. En réalité, il faut une régulation pour chaque pont. Mais étant donné que SIMPLORER 4.1 version étudiante ne peut supporter que 30 blocs, on s'est efforcé de commander les 2 ponts avec une seule boucle de régulation.

- le bloc « EXT » de BDM (*Intern2/ Block diagram module (BDM)/EXT*) est utilisé pour introduire dans la boucle un paramètre externe (exemples pour notre cas : la consigne **U** ; le retour de boucle **retour** ; les tensions de référence **x**, **y**, **v** ; les courants de phase **I'L1**, **I'L2**, **I'L3**). Il peut être muni d'un facteur d'adaptation.

- le correcteur PI est représenté par les blocs *P_PART* (action proportionnelle) et *I_PART* (action intégrale) réunies par le sommateur *SUM3* (sommateur à 3 entrées).

- le bloc *ZPH* est le trigger avec les seuils identifiés par "**op1**" et "**op2**".

- les blocs *NPG* à la fin de chaque boucle sont le circuit de mise en forme. Chaque boucle de courant comporte à son bout 2 blocs *NPG* délivrant des signaux complémentaires destinés aux 2 transistors d'un même bras (TR1 et TR2 par exemple). Les signaux qu'ils délivrent sont combinés avec ceux de la logique d'inversion pour commander les transistors.

Le cahier des charges pour le redresseur quatre quadrants est rappelé ci-dessous :

- puissance nominale : 3 [kW]
- tension d'alimentation U de l'induit : 220 [V]
- tension d'alimentation u_{exc} de l'inducteur : 220 [V]
- courant nominal I de l'induit : 13.65 [A]
- courant nominal i_{exc} de l'inducteur : 0.8 [A]
- résistance R (induit+pôles de compensation) : 1.5 [ζ]
- résistance r de l'inducteur : 275 [ζ]
- vitesse de rotation N : 1500 [tr/mn]

VII.1.2-b) *La logique d'inversion* :

Elle est représentée sur la figure 7-3. Elle est formée de 5 graphes construits à partir des éléments *NetElement (NE)* et *States de INTERN2/State graph module* associés au groupe de portes logiques *G_AND4* (association de 4 portes ET) et *G_OR* (portes OU) de la bibliothèque *DIGITAL (DIGITAL/digital models/basic gate without delay (logical))* de *Schematic* :

- le premier graphe réalise l'acquisition de la boucle de retour de la tension de sortie.

- le second fournit un signal logique ***tm*** utilisé pour la commande des transistors auxiliaires.

- le troisième et le quatrième fournissent les signaux complémentaires ***p1*** et ***p2*** qui valident la conduction respectivement du pont 1 et du pont 2 selon le signe de la consigne de tension.

- le dernier donne l'acquisition de la consigne : égale à 220 [V] de 0 à 298 [ms] (sens direct) et - 220 [V] de 300 à 600 [ms] (sens inverse). Le temps mort est réglé à 2 [ms] entre 298 et 300 [ms].

- les portes ET des blocs *G_AND4* combinent les sorties des blocs *NPG* avec ***p1*** et ***p2***. Ce sont leurs sorties qui commandent effectivement les 12 transistors des 2

ponts. Les 2 portes OU des blocs G_OR fournissent les signaux de commande des 4 transistors auxiliaires.

VII.1.3 Schéma de simulation du circuit de puissance :

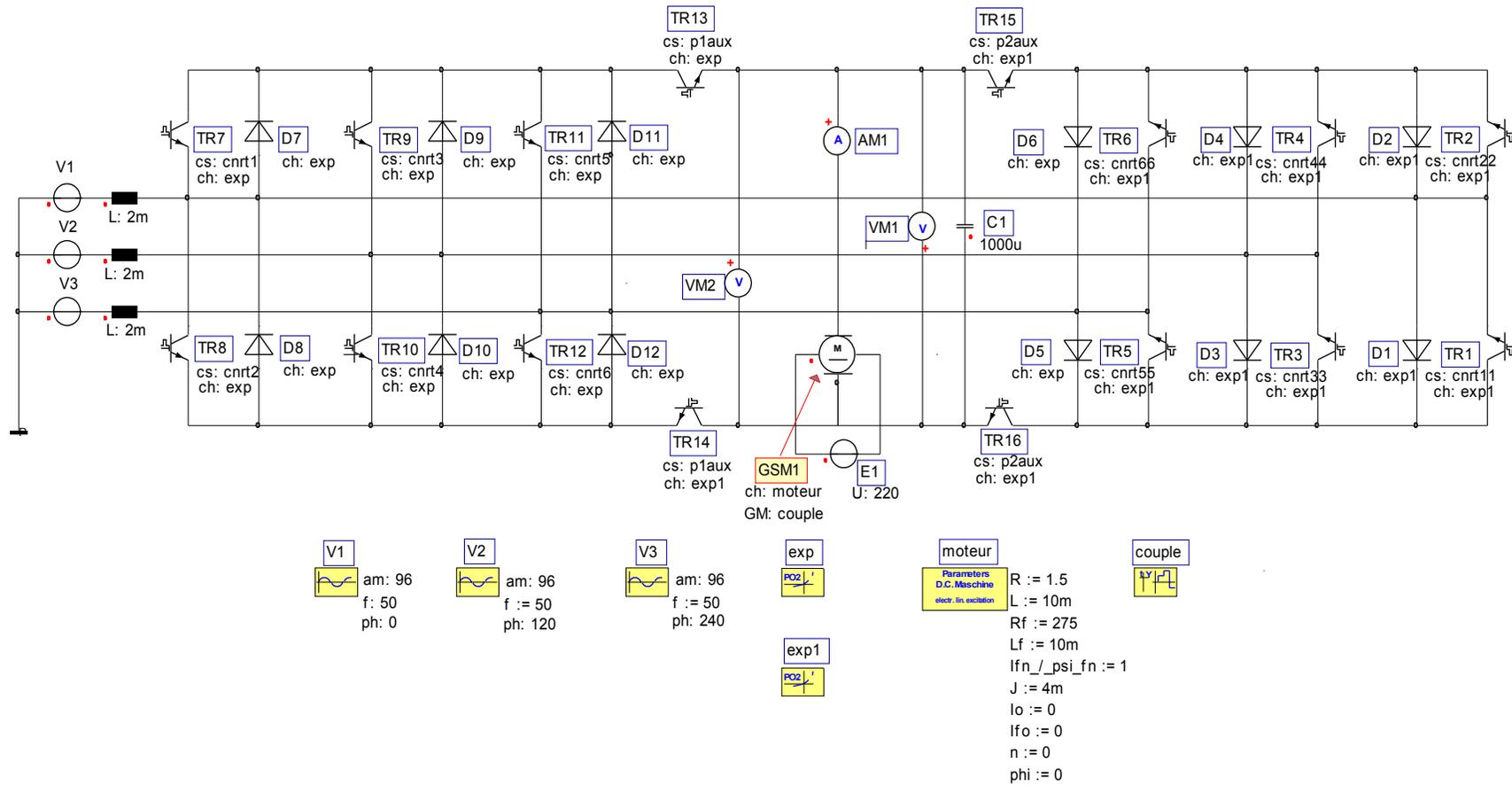


fig.7-1 Schéma de simulation du circuit de puissance

VII.1.4 Schémas de simulation du circuit de commande :

VII.1.4-a) *Schéma de la régulation* :

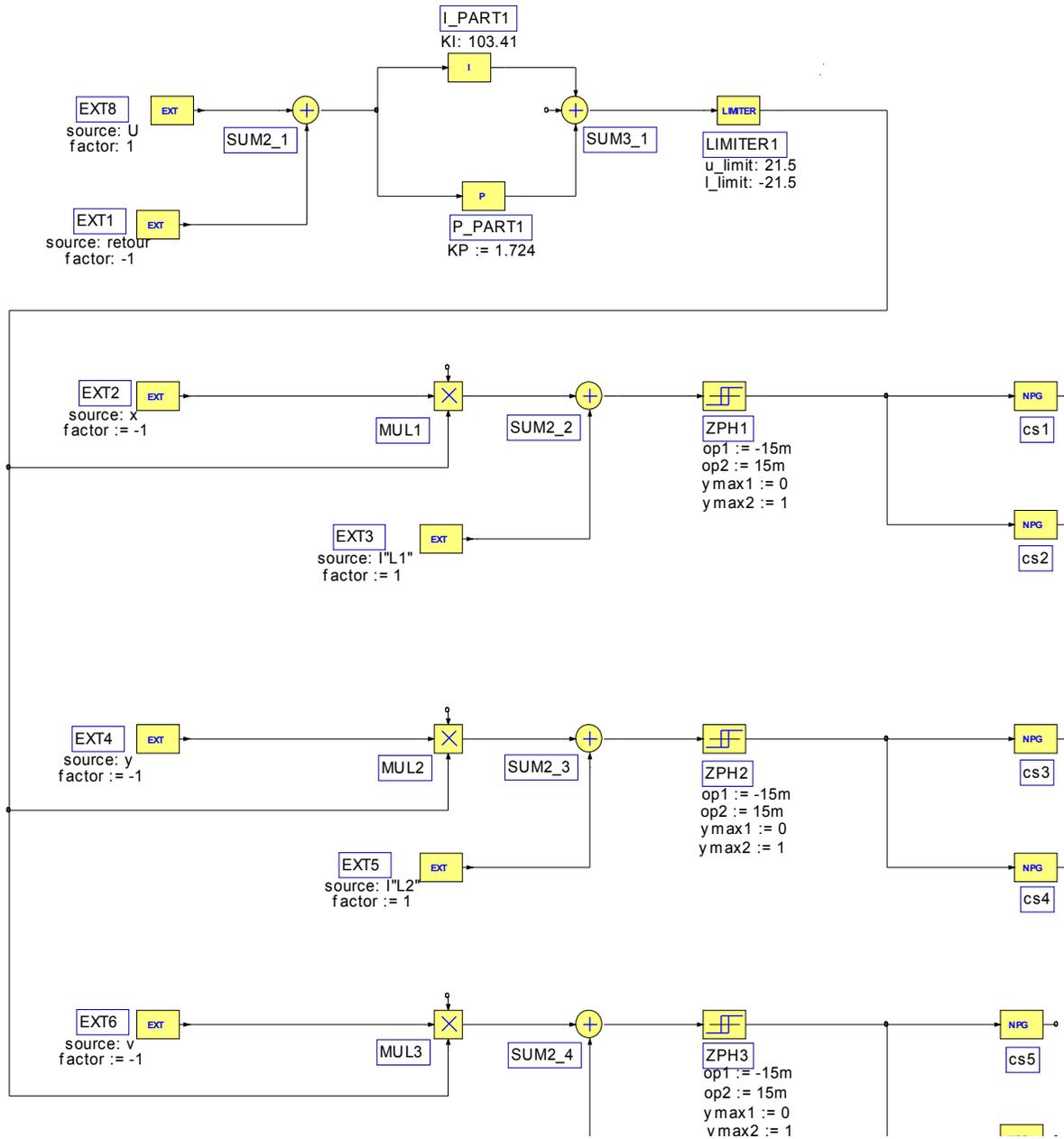


fig.7-2 Schéma de la régulation

VII.1.4-b) *Logique d'inversion et acquisition de la consigne :*

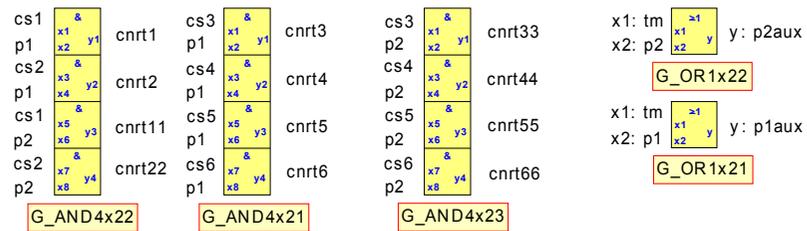
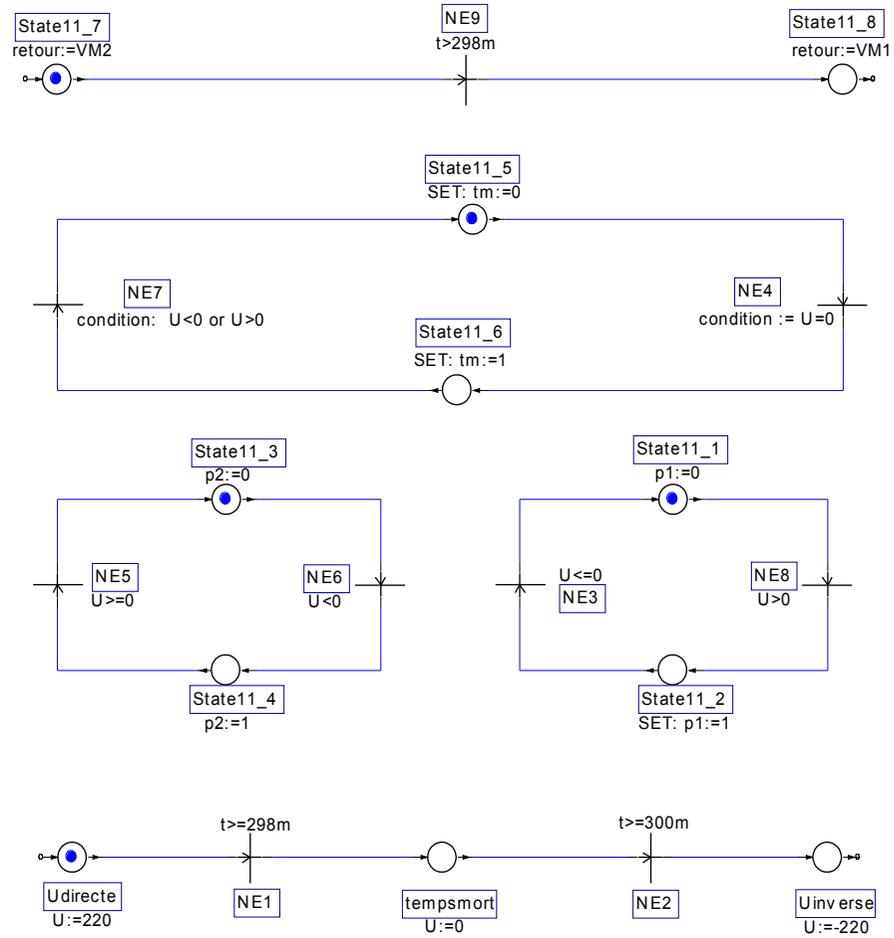


fig.7-3 Modélisation de la logique d'inversion

VII.2 Résultats de la simulation :

VII.2.1 Simulation du circuit de commande :

VII.2.1-a) *Signaux à la sortie de la boucle de régulation :*

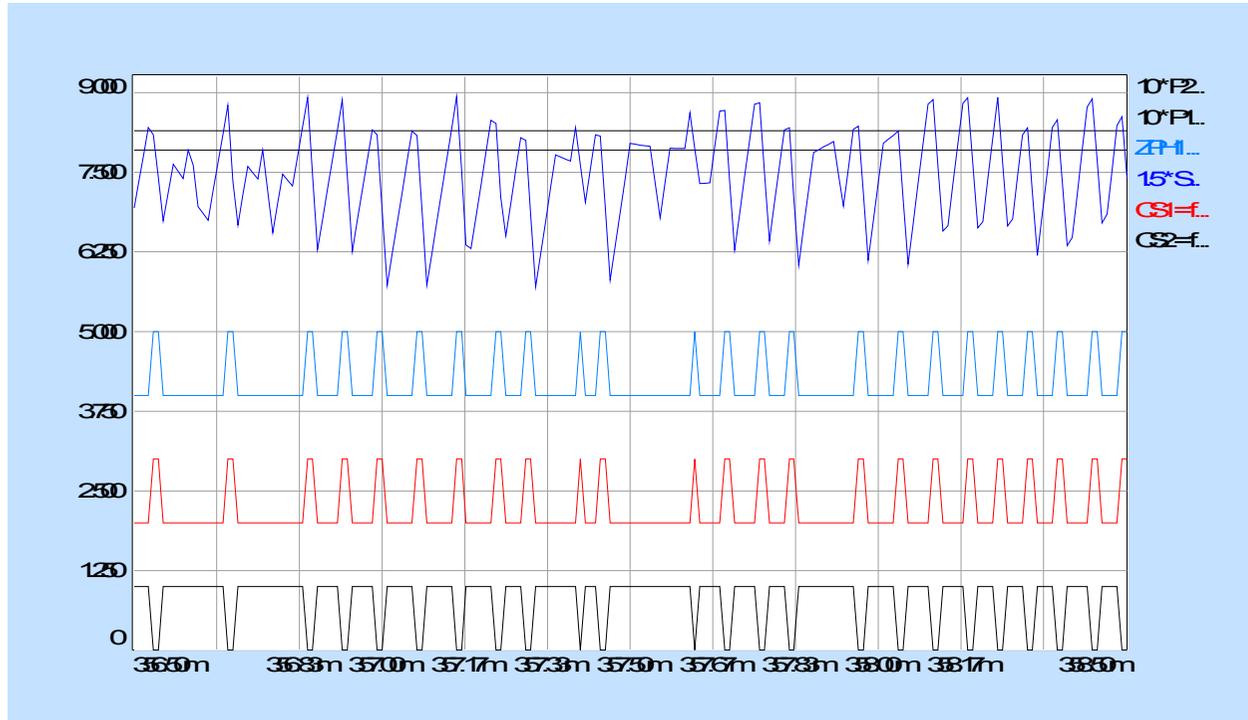


fig.7-4 Entrée **SUM2_2** et seuils **op1** et **op2** de ZPH1 (trigger),
impulsions de sortie de ZPH1 et impulsions **cs1** et **cs2** (circuit de commande)

VII.2.1-b) Signaux fournis par la logique d'inversion et les portes OU :

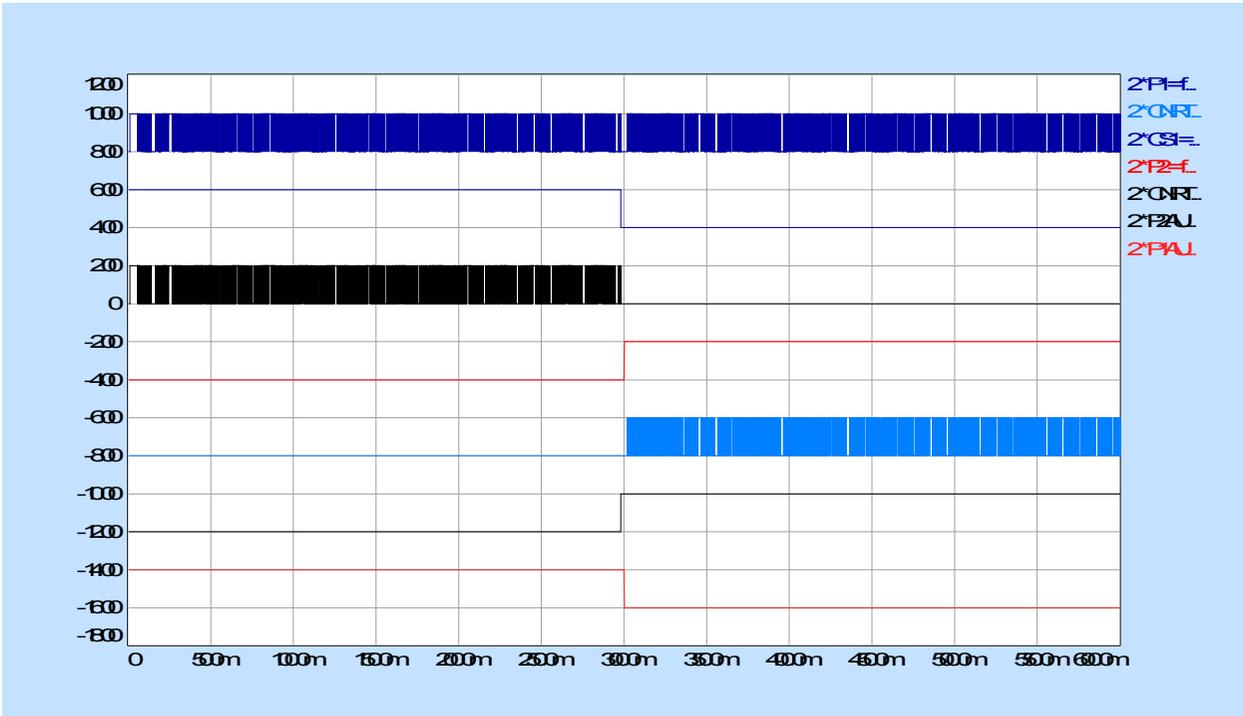


fig.7-5 Impulsions *cs1*, signal logique *p1*, sortie *crt1* (commande de TR7 du pont 1)
 signal logique *p2*, sortie *crt11* (commande de TR1 du pont 2),
 signaux logiques *p1aux* et *p2aux* (commande des transistors auxiliaires)

VII.2.2 Simulation du circuit de puissance :

VII.2.2-a) Simulation en régime permanent dans le quadrant (I) (0 à 298 [ms]) :

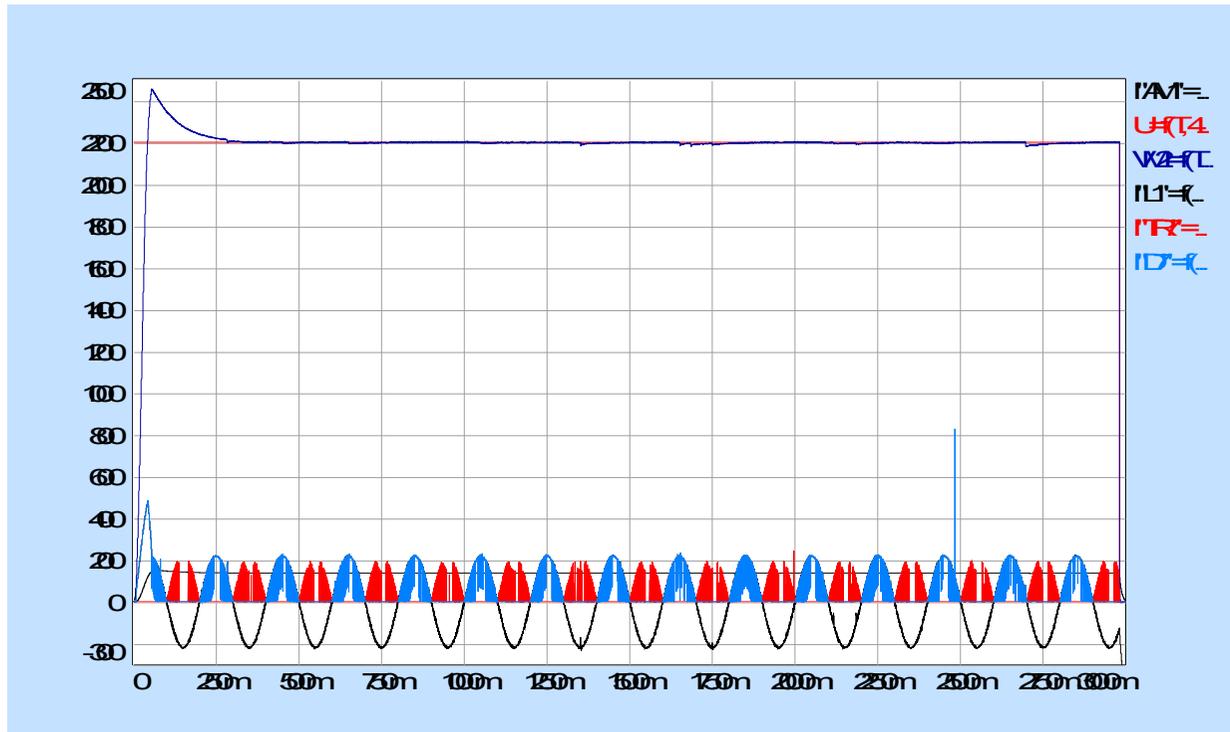


fig.7-6 Tension de sortie V_{M2} , consigne U^* , courant de charge I_{AM1} , courants I_{L1} , I_{D7} , I_{TR7} (quadrant I)

VII.2.2-b) Simulation en régime permanent dans le quadrant (III) (300 à 600 [ms]) :

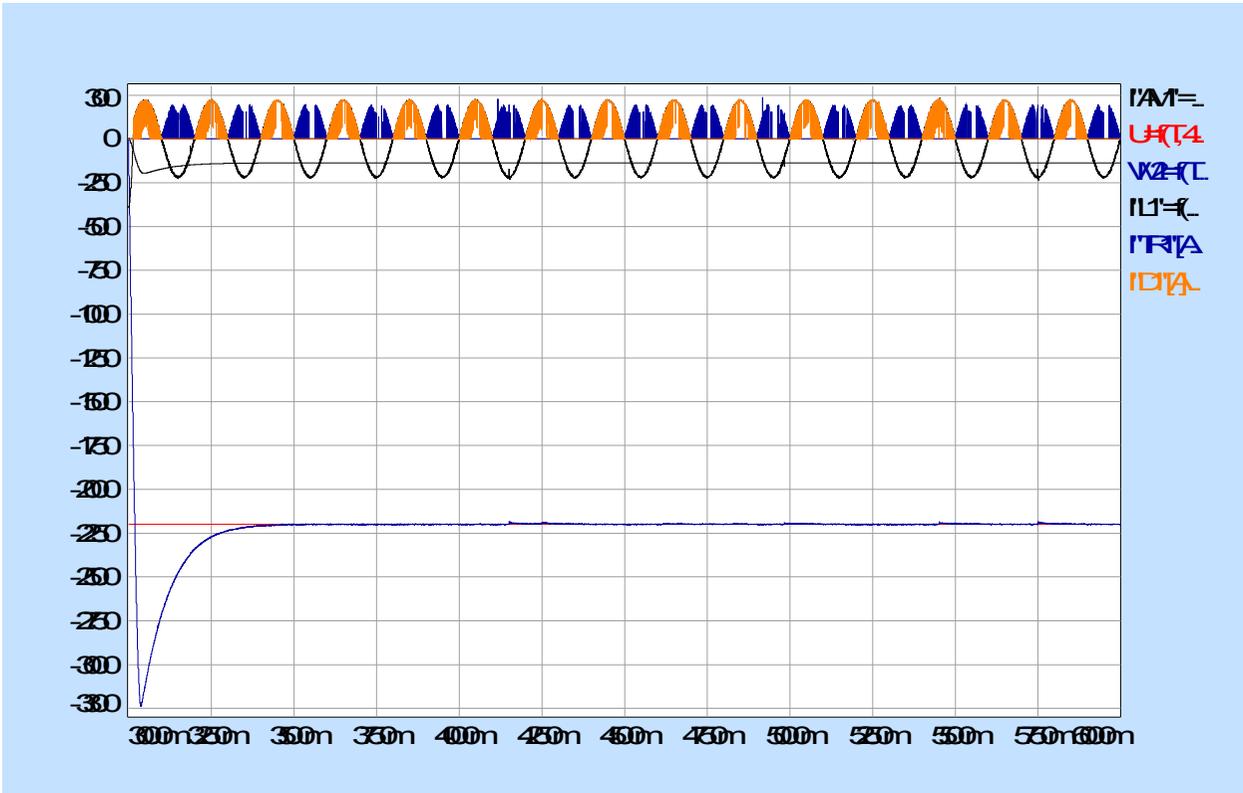


fig.7-7 Tension de sortie VM2, consigne U, courant de charge I'AM1",
courants I'L1', I'D1", I'TR1"(quadrant III)

Les impulsions *cnrt1* (commande de TR7 du pont 1) et *cnrt11* (commande de TR1 du pont 2 de la figure 7-5) montrent bien que les transistors (TR1 à TR6) du pont 2 sont inhibés pour $p1=1$ et $p2=0$ (signaux complémentaires issus du circuit logique d'inversion) et vice versa.

Dans les figures 7-6 et 7-7, le transistor TR7 du pont 1 et le transistor TR1 du pont 2 se relayent bien le courant phase "L1" dans le fonctionnement dans le *quadrant I* ($VM2>0, I''AM1''>0$) pour le premier et dans le *quadrant III* ($VM2<0, I''AM1''<0$) pour le second.

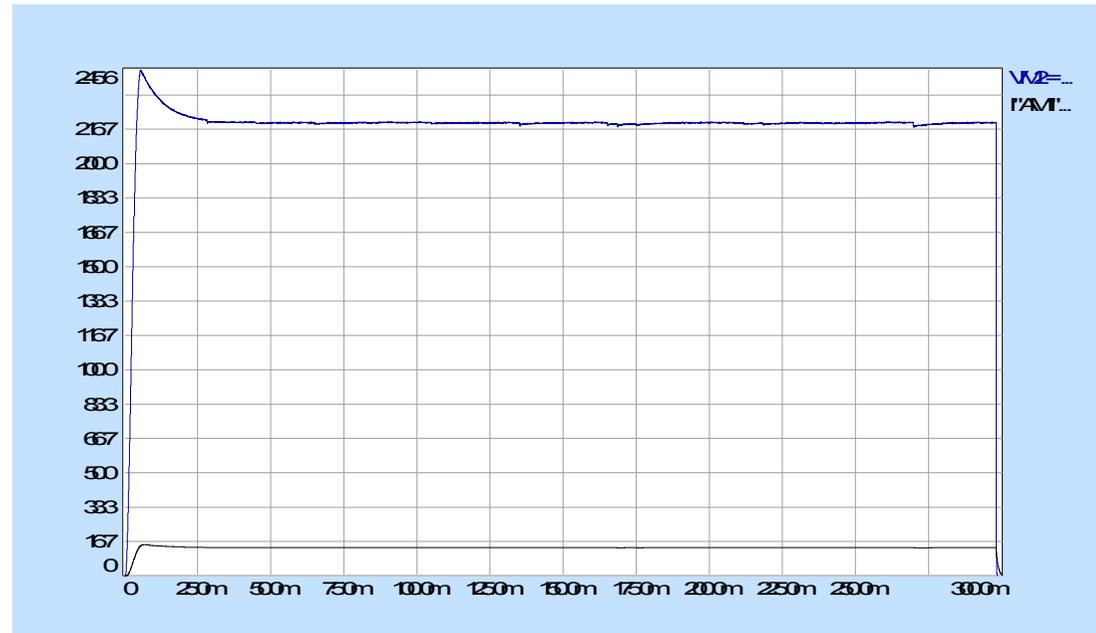


fig.7-8 Quadrant I (0 à 298 [ms])

tension $VM2$ aux bornes de la charge, courant de charge $I''AM1''$ positif

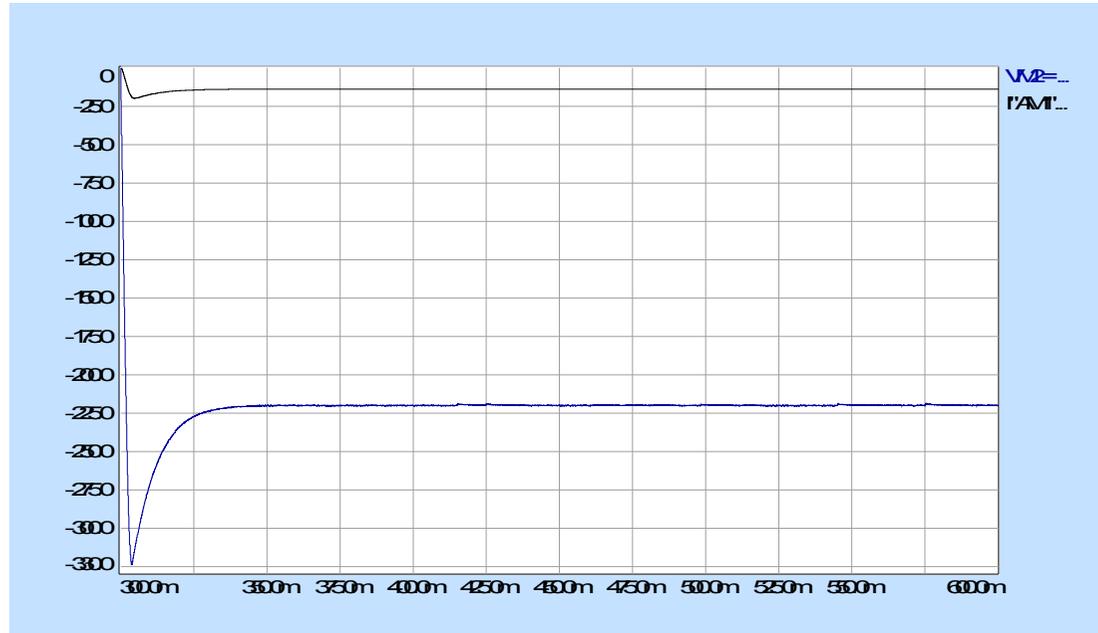


fig.7-9 Quadrant III (300 à 600 [ms])

$$VM2 < 0, I''AM1'' < 0$$

VII.2.2-c) Simulation relative au fonctionnement d'un pont (pont 2) :

- Courants dans un transistor, une diode, la charge et dans une phase secondaire :

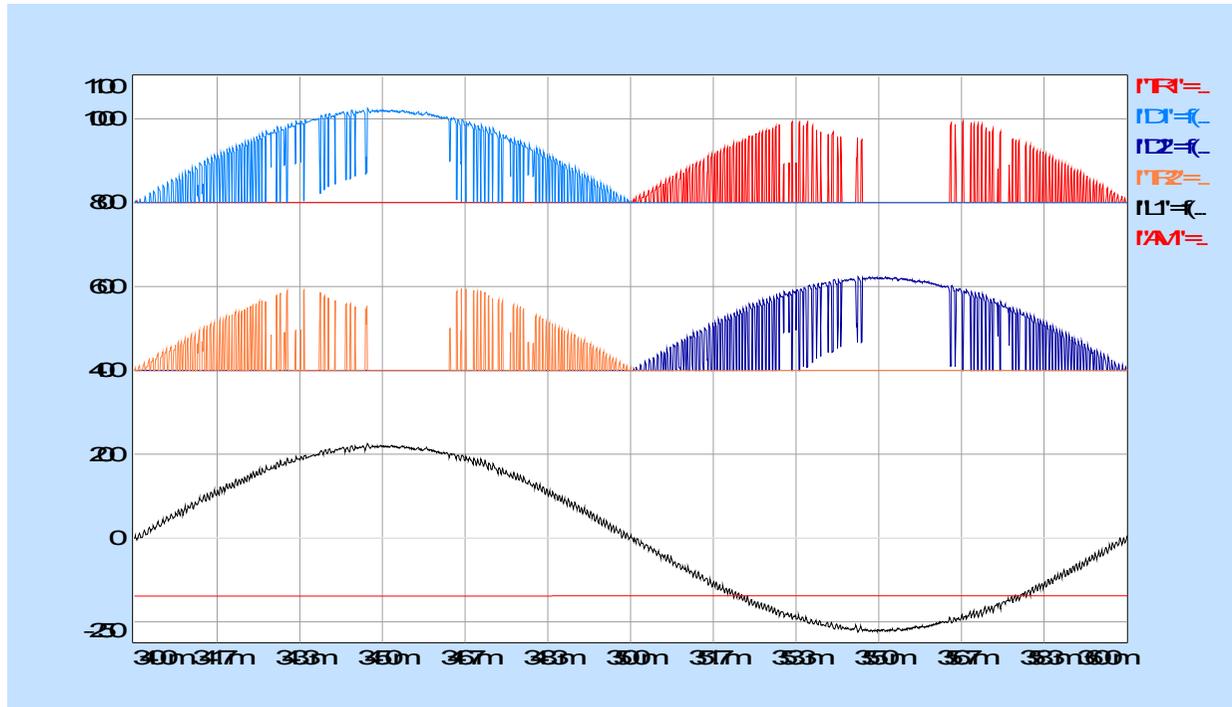


fig.7-10 Courants $I'D1'$, $I'TR1'$, $I'TR2'$, $I'D2'$
courant de phase $I'L1'$ et courant de charge $I'AM1'$

- Courants dans les 3 phases avec leur référence respective :

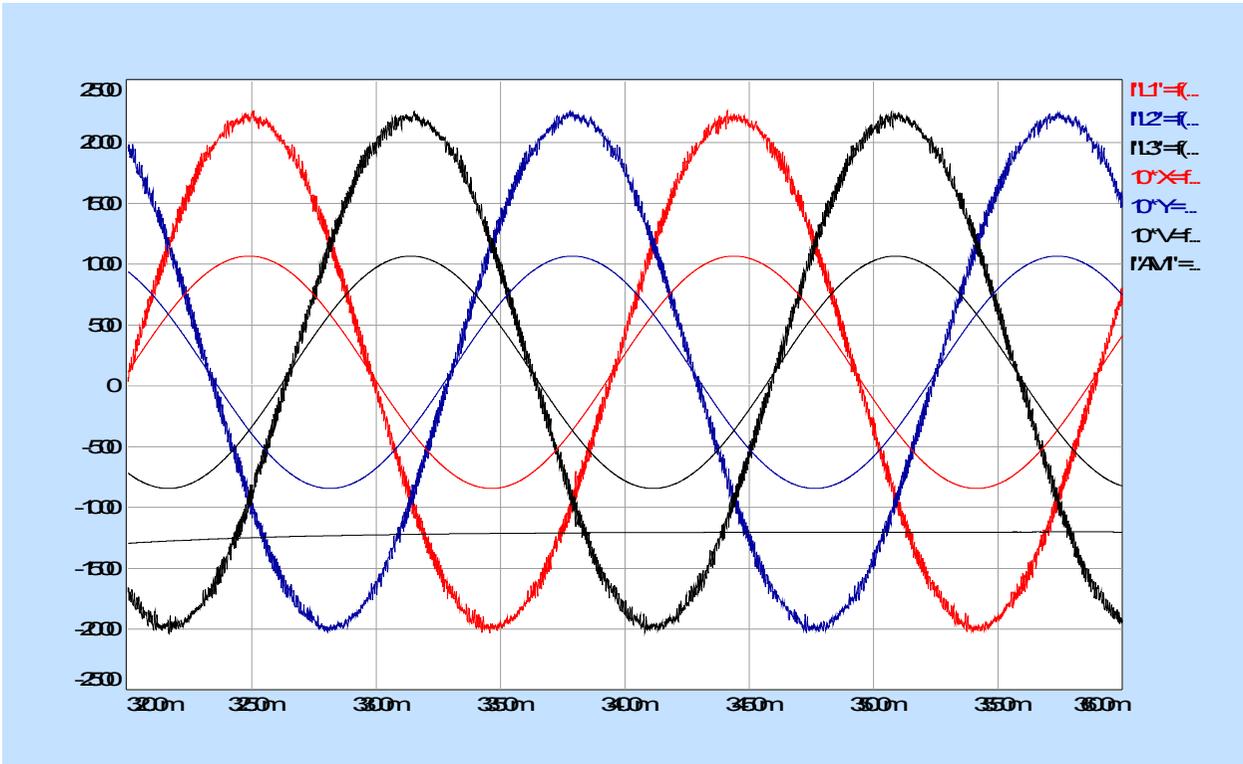


fig.7-11 Courants de phase $i'L1'$, $i'L2'$, $i'L3'$ et les références x , y , v (*10) associées)

- Tensions aux bornes d'un transistor et d'une diode :

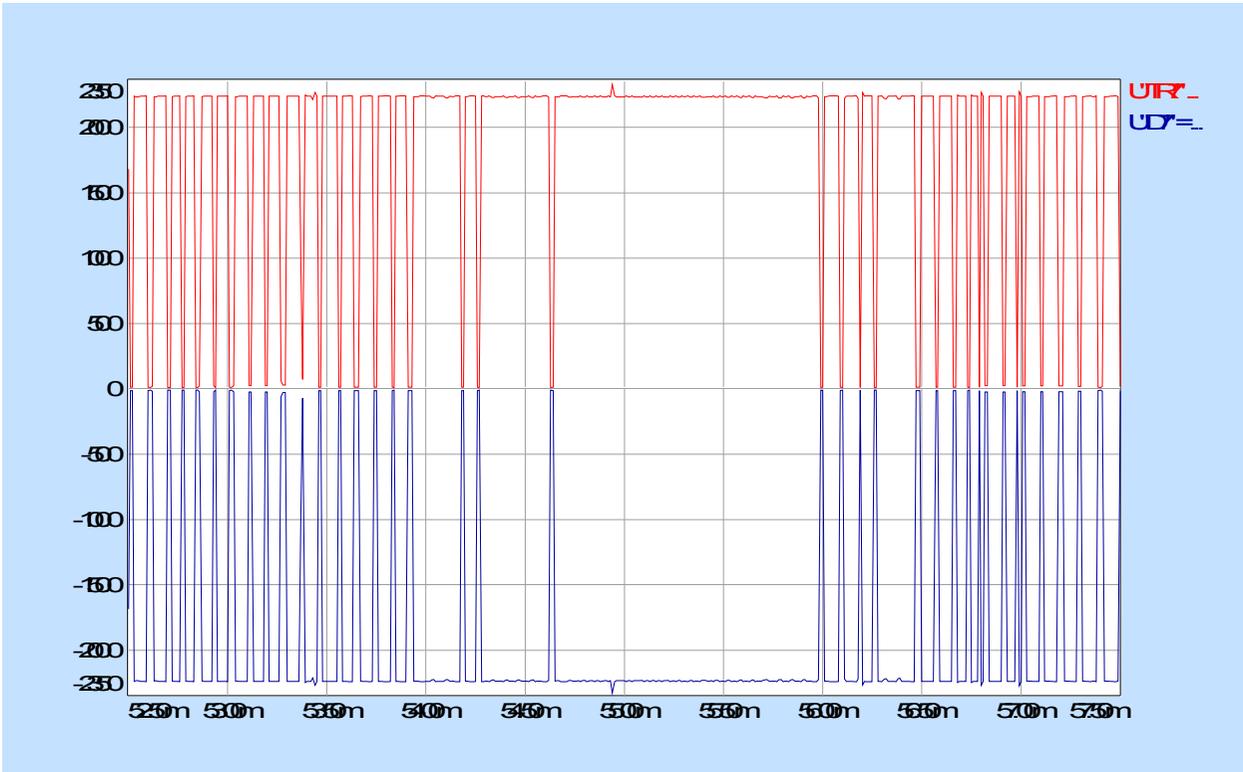


fig.7-12 Tensions U''TR7''et U''D72''

- Commutation dans un transistor :

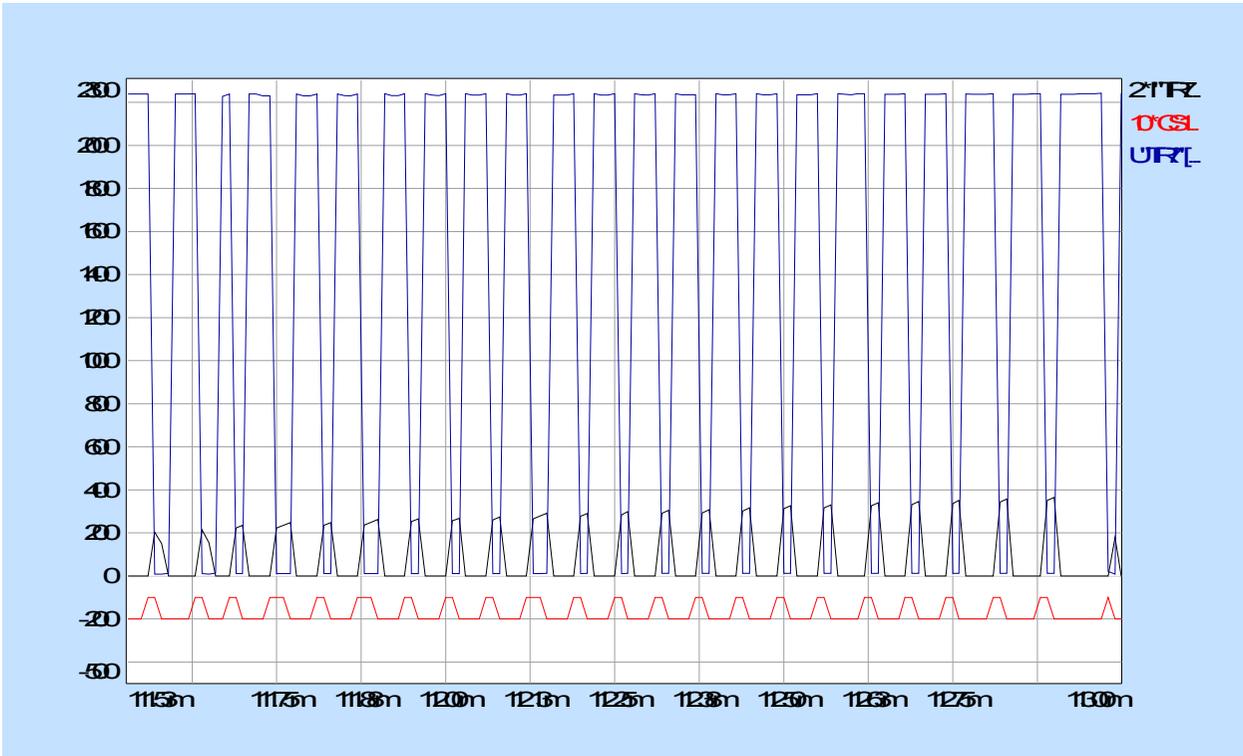


fig.7-13 Commutation dans le transistor TR7
 (tension U_{TR7} , courant $I_{TR7}(*2)$, signal de commande $cs1 (*10)$)

- Tension et courant du condensateur tampon en régime permanent (quadrant I) :

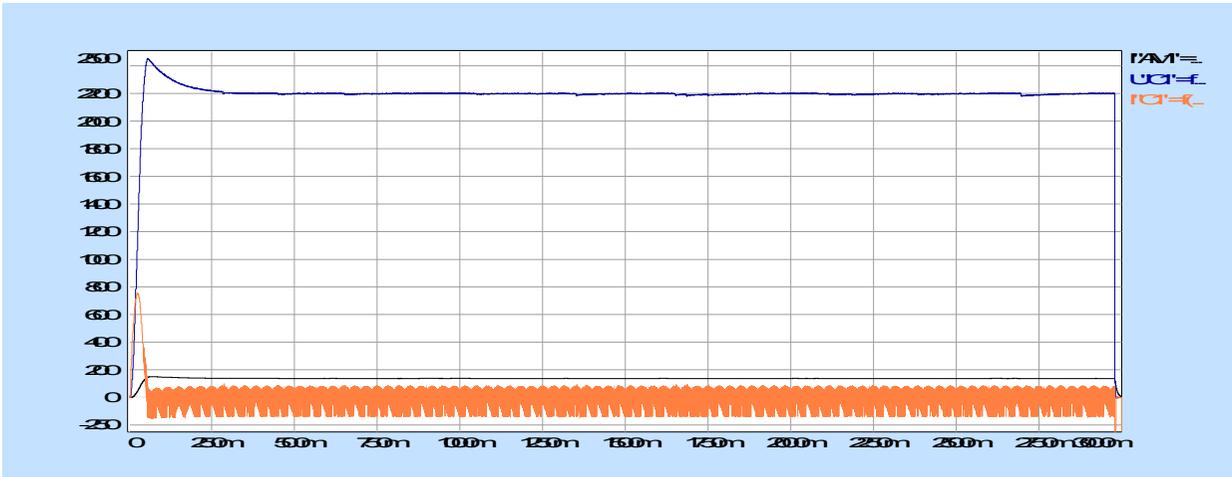
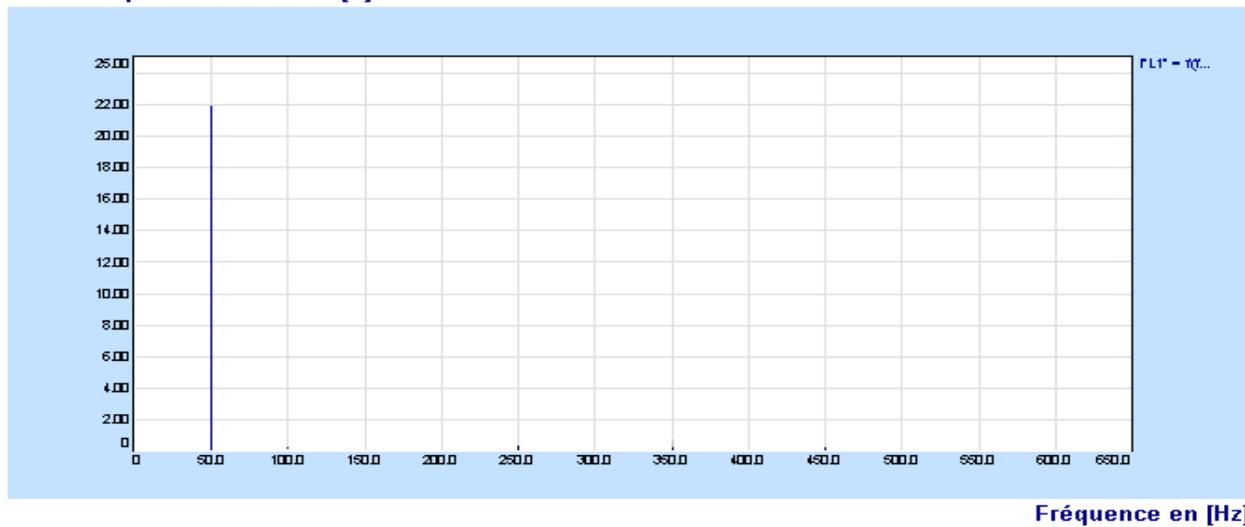


fig.7-14 Courant I "C1" et tension U "C1" du condensateur
(avec le courant de charge I "AM1")

- Analyse spectrale du courant de phase secondaire et de la tension redressée en régime permanent :

fig.7-15 Analyse spectrale du courant de

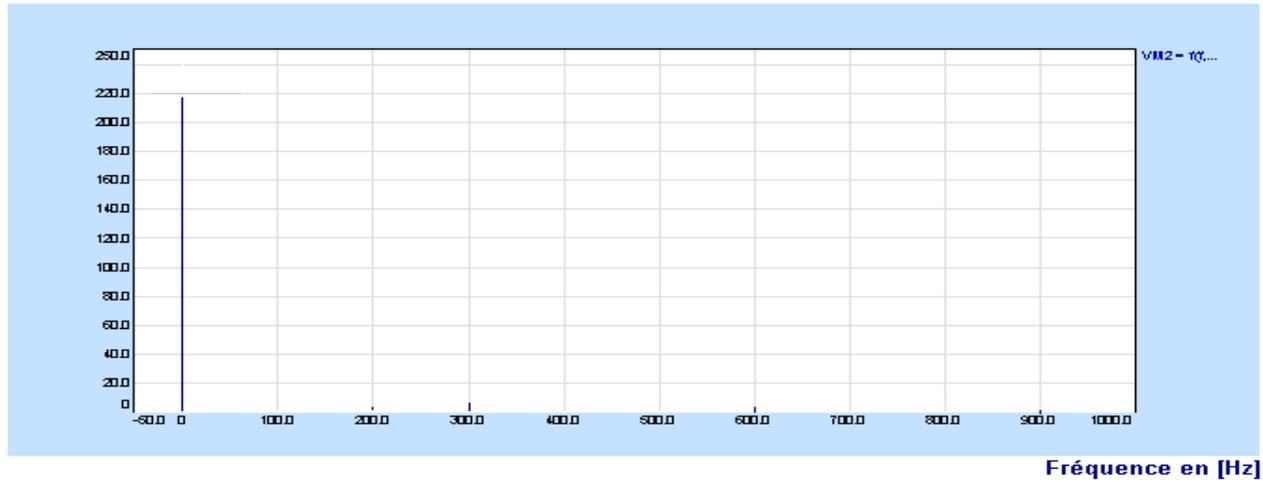
Harmonique de courant en [A]



phase I "L1" (D (%)=1.5 %)

fig.7-16 Analyse spectrale de la tension

Harmonique de tension en [V]



VM2 en régime permanent (D (%)=2.3%)

VII.3 Interprétations :

Le fonctionnement dans les quatre quadrants dépend essentiellement du circuit

logique d'inversion qui détermine le pont devant conduire. Pour la simulation du circuit de puissance, les figures 7-8 et 7-9 montrent l'allure de la tension V_{M2} aux bornes de la charge ainsi que le courant I''_{AM1} qui la traverse dans les quadrants I ($V_{M2}>0$, $I''_{AM1}>0$) et III ($V_{M2}<0$, $I''_{AM1}<0$) correspondant au fonctionnement en régime permanent. Les quadrants II et IV, correspondant à la récupération, s'obtiennent de la même manière mais ne se produisent en réalité que lors d'une inversion de couple.

La pointe de tension assez élevée qui se produit au moment de l'inversion peut être atténuée ou évitée en disposant d'un circuit absorbeur (un condensateur par exemple) qui absorbe l'énergie de cette pointe.

On peut de plus constater que les transistors et les diodes des 2 ponts se relayent bien les 3 courants de phase à l'inversion.

Les diodes et les transistors sont parcourus par un courant maximal de 1.6 fois celui de la charge et supportent une tension égale à la tension redressée. Ceci s'explique en partie par la présence du condensateur de filtrage C qui fait un appel de courant supplémentaire. Les composants ne s'empiètent pas (fig.7-10). Il y a ainsi beaucoup moins de risques de court-circuit entre phases malgré la présence des inductances de commutation il n'y aura pas d'harmoniques de tension injectées au réseau.

La figure 7-11 montre que les courants de phase suivent bien leur référence respective. Le déphasage du courant de phase par rapport à la tension est nul. Le montage a un facteur de puissance égale à l'unité.

L'allure du courant I''_{C1} du condensateur C (fig7-14) montre que celui-ci absorbe bien les composantes hautes fréquences du courant de charge.

Enfin, l'analyse spectrale montre que le courant de phase et la tension redressée contiennent très peu d'harmoniques. On peut dire que le montage est sain du point de vue harmonique.

VIII.1 Harmoniques :

Les harmoniques sont des signaux sinusoïdaux qui se superposent au signal utile ou onde fondamentale de fréquence f . Elles sont de fréquences multiples ou non de f . L'onde résultante de cette superposition est déformée et on les considère ainsi comme des signaux parasites.

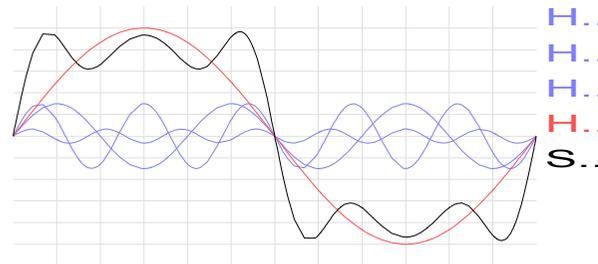


fig.8-1 Onde fondamentale, harmoniques
et onde résultante déformée

VIII.1.1 Harmoniques de courant :

Les harmoniques de courants sont injectés au réseau par des récepteurs qui n'absorbent pas des courants sinusoïdaux. Ce sont :

- les récepteurs comportant de l'électronique de puissance : les montages redresseurs classiques sont, comme on l'a vu, riches en harmoniques de courant à cause du courant non sinusoïdal qu'ils absorbent du réseau. Il en est de même pour les autres types de convertisseur (gradateurs, onduleurs).
- les récepteurs ne comportant pas de l'électronique de puissance tels les inductances et les circuits magnétiques saturés.

VII.1.2 Harmoniques de tension :

Les harmoniques de tension peuvent être de sources différentes :

- les surtensions dues aux défauts survenant sur le réseau : lors des surtensions, des ondes hautes fréquences d'amplitudes momentanément élevées se superposent à l'onde à 50[Hz].
- les convertisseurs électroniques de puissance :
 - o la tension à la sortie d'un pont redresseur ou d'un gradateur
 - o encoches de commutation se produisant lors de l'empiètement entre les diodes dans les montages redresseurs classiques. La gêne se trouve dans le fait de la présence des fronts raides (pouvant atteindre une centaine de $[V/\mu s]$) au début et à la fin de chaque commutation parce que comme pour les cas des courants, ce sont ces fronts qui engendrent principalement les harmoniques à part la forme propre de l'onde.

Dans la figure 8-2 ci-dessous, on représente la tension V_{12} entre phase du secondaire qui n'est autre que l'image de la tension primaire d'un transformateur alimentant un pont PD3 à diodes. Chaque encoche correspond à la commutation entre deux diodes.

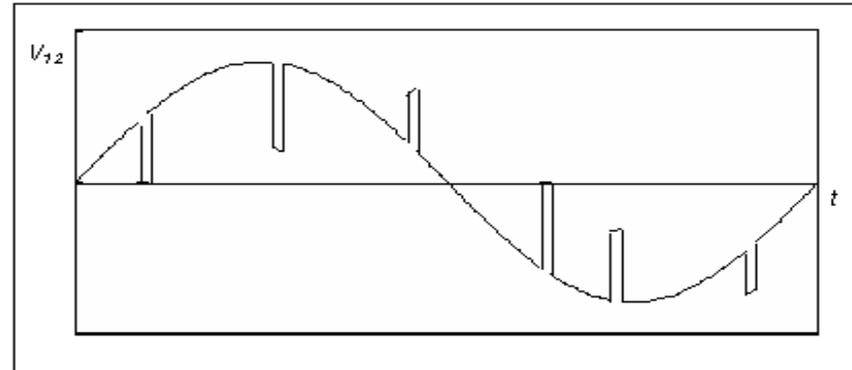


fig.8-2 Allure de la tension V_{12} déformée par les encoches de commutation

VIII.2 Réactions des harmoniques :

VIII.2.1 Réactions sur le réseau :

Les courants harmoniques circulent dans le réseau et provoquent :

- des surcharges thermiques dans les transformateurs et les câbles.
- des surtensions au niveau des condensateurs des batteries de compensation surtout lorsque la fréquence du circuit résonnant qu'ils forment avec les inductances des lignes et les capacités parasites coïncident avec les fréquences des harmoniques. Cela peut entraîner le claquage des condensateurs.

La présence de courants harmoniques dans un réseau dont le neutre des transformateurs amont et aval est relié à la terre peut aussi présenter un risque de perturbations par rayonnement. Des courants homopolaires peuvent circuler à travers les mises à

la terre des points neutres des transformateurs et par le sol et perturber
téléphoniques

les circuits à faibles courant dont les lignes

Avec L' : inductance d'une portion de ligne
 C : capacité des batteries de compensation
 C' : capacité parasite entre ligne et terre.
 C_q : capacité équivalente ($C_q = C + C'$)

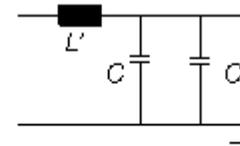


fig.8-3 Schéma équivalent simplifié d'une portion de ligne

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L' C_q}}$$

(8,1)

VIII.2.2 Réactions sur les appareils :

VIII.2.2-a) Réactions des harmoniques de courant :

Les courants harmoniques provoquent des surcharges dans les groupes électrogènes et les alimentations de secours ininterrompibles (ASI). Le risque de surcharge amène souvent à surdimensionner ces matériels. Mais ceci s'avère inefficace à partir d'un certain niveau d'importance des harmoniques.

VIII.2.2-b) Réactions des harmoniques de tension :

Les composantes harmoniques de la tension redressée d'un pont ne sont pas injectées sur le réseau. Elles se répercutent plutôt sur la charge que le pont alimente. Elles produisent des courants sinusoïdaux qui provoquent des pertes par effet Joule et un échauffement supplémentaires. Elles peuvent aussi provoquer des *fém* parasites et des pertes ferromagnétiques supplémentaires dans la charge.

Les harmoniques dues aux encoches de commutations sont injectées sur le réseau. Leurs effets se répercutent surtout sur les appareils domestiques ou industriels alimentés par le réseau:

- stries horizontales gênantes sur les écrans de visualisation et des postes téléviseurs.

- désynchronisation des appareils utilisant la mesure par passage à zéro
- claquage des condensateurs de compensation.

VIII.3 Filtrage :

On a recours au filtrage dans le cas où on veut atténuer ou éliminer une ou plusieurs composantes harmoniques d'une onde.

Il y a plusieurs dispositifs pour filtrer les harmoniques de courant en particulier. On n'en distinguera que 4 d'entre eux :

- le filtre passe-bas.
- la self anti-harmonique.
- et les filtres anti-harmoniques dont le filtre résonant et le filtre amorti.

VIII.3.1 Filtre passe-bas :

Pour un montage dont on veut empêcher la propagation des harmoniques sur le réseau, ce filtre est monté en amont du transformateur d'alimentation du montage. Il est constitué d'un circuit LC (fig.8-4) dont l'inductance n'est autre que l'inductance de fuite au primaire du transformateur. C'est le condensateur C qui constitue vraisemblablement le filtre.

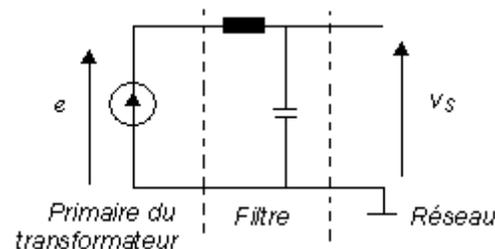


fig.8-4 Constitution du filtre
passe-bas

Sa fonction de transfert fonction de transfert est :

$$\frac{v_s}{e} = \frac{1}{1 + L_q C p^2} \quad (8,2)$$

que l'on peut identifier à :

$$\frac{v_s}{e} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_q C}} \quad (8,3)$$

ω_0 correspond à la fréquence propre du filtre où l'atténuation est de -3 [dB].

C'est un filtre passe-bas du 2nd ordre. Connaissant la valeur de L_q , on choisit C pour accorder le filtre à une fréquence qui permet de maintenir la taux global D (%) à moins de 5% sans atténuer l'onde à 50 [Hz].

Ce genre de filtre ne convient pas pour les courants riches en harmoniques 3, 5, 7, 11 parce qu'il présenterait encore une impédance trop grande à ces fréquences.

VIII.3.2 Self anti-harmoniques :

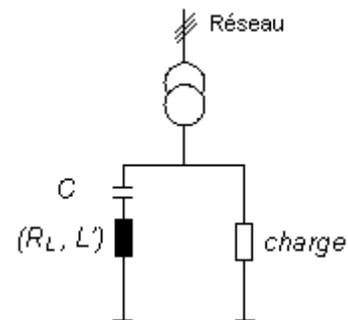


fig.8-5 Condensateur de compensation muni d'une self anti-harmonique

L'objet d'une self anti-harmonique est de protéger les condensateurs des batteries de compensation d'énergie réactive des effets des harmoniques de courants.

Son rôle est :

- de réduire l'impédance du réseau pour des fréquences inférieures à la fréquence de résonance f_r : les tensions induites aux bornes des condensateurs dues aux harmoniques à ces fréquences diminuent.

- d'augmenter rapidement cette impédance pour $f > f_r$. L'ensemble filtre+batteries de condensateurs est inductif : les courants à ces fréquences diminuent considérablement.

L'impédance de l'ensemble (R_L, L, C) est :

$$|Z| = \sqrt{R_L^2 + \left(L'\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} \quad (8,4)$$

La fréquence de résonance associée est celle de l'expression (8,1).

La self anti-harmonique convient pour atténuer les harmoniques à partir du rang 5. On accorde généralement la fréquence à 215 [Hz].

VIII.3.3 Les filtres anti-harmoniques :

A l'opposé d'une self anti-harmonique, un filtre anti-harmonique a pour objet de présenter une impédance très faible au passage des courants harmoniques et donc d'éviter leur circulation sur le réseau.

VIII.3.3-a) *Filtre résonant* :

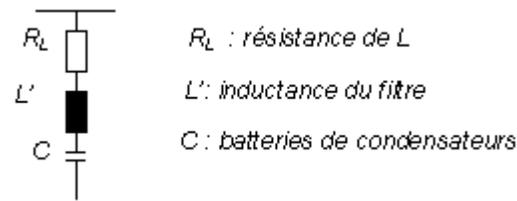


fig.8-6 Filtre résonant

C doit être dimensionné de façon à ce qu'il puisse supporter les surtensions induites par les harmoniques de courants.

La fréquence d'accord du filtre est :

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L'C}}$$

et le facteur de qualité est $Fq = \frac{L'\omega}{R_L}$

Ce facteur de qualité est élevé pour ce type de filtre. Il présente donc une impédance très faible à la fréquence de résonance f_r qui est accordée à celle de l'harmonique que l'on veut filtrer. La bande passante est très étroite. Dans cette bande passante, le courant dans le condensateur est amplifié. L'impédance de l'ensemble augmente rapidement de part et d'autre de f_r .

Un filtre résonant ne permet que le filtrage d'une seule fréquence. On peut en associer plusieurs en parallèle accordées à des fréquences différentes pour filtrer plusieurs harmoniques. Ce filtre est utilisé pour les harmoniques basses fréquences (rang 5, 7, 11) à taux individuel important.

VIII.3.3-b) **Filtre amorti** :

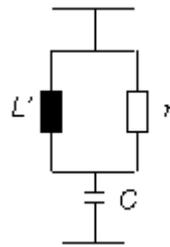


fig.8-7 Filtre amorti

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L'C}} \text{ et } Fq = \frac{r}{L'\omega}$$

Le filtre amorti est constitué d'une résistance r mise en parallèle avec l'inductance L' : son facteur de qualité est faible, ce qui augmente sa bande passante. Il est moins sensible aux paramètres d'accord mais peut filtrer ou atténuer plusieurs fréquences : la fréquence à laquelle il est accordé (f_r) et les fréquences supérieures du spectre.

Le filtre amorti est destiné aux harmoniques de rang plus élevé.

Conclusion

Le travail qui vient d'être achevé nous a permis d'avoir des connaissances beaucoup plus approfondies sur le fonctionnement dans les quatre quadrants.

Grâce à la simulation sur *Simplorer 4.1*, on a pu, à l'issue d'une brève étude comparative sur les montages redresseurs, adopter le redresseur MLI et étudier directement son fonctionnement ainsi que le comportement de deux ponts montés en tête bêche qui réalisent le redresseur quatre quadrants chargé par un moteur.

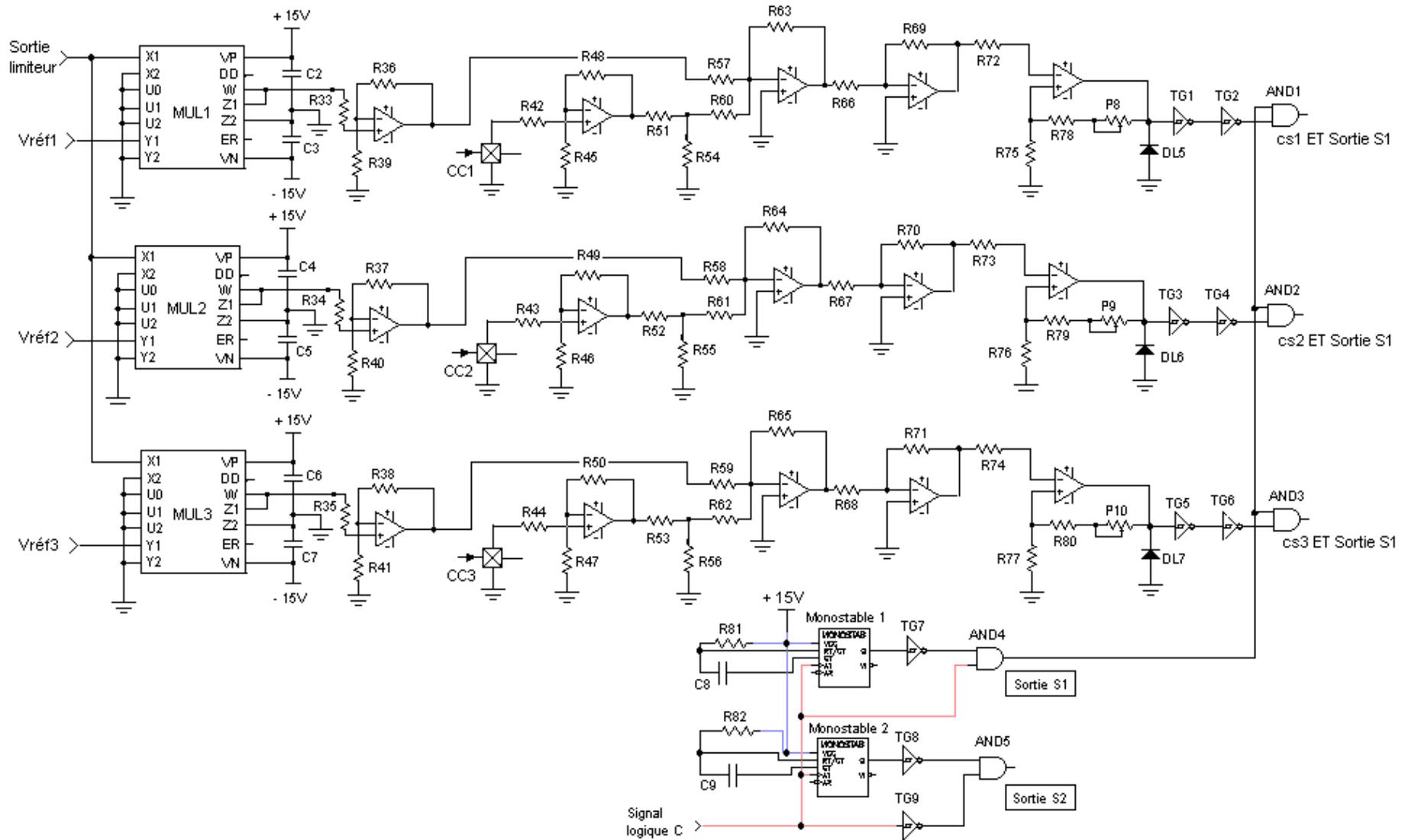
Dans tous les cas, les résultats de la simulation ont montré que ce type de structure présente bien des avantages vis-à-vis du réseau et de la charge par rapport aux autres montages réversibles classiques du même type :

- tension et courant de sortie continus et réglables avec une régulation appropriée.
- courants de phase secondaire et primaire pratiquement sinusoïdaux, en phase avec les tensions d'alimentation et de très faible teneur en harmoniques.

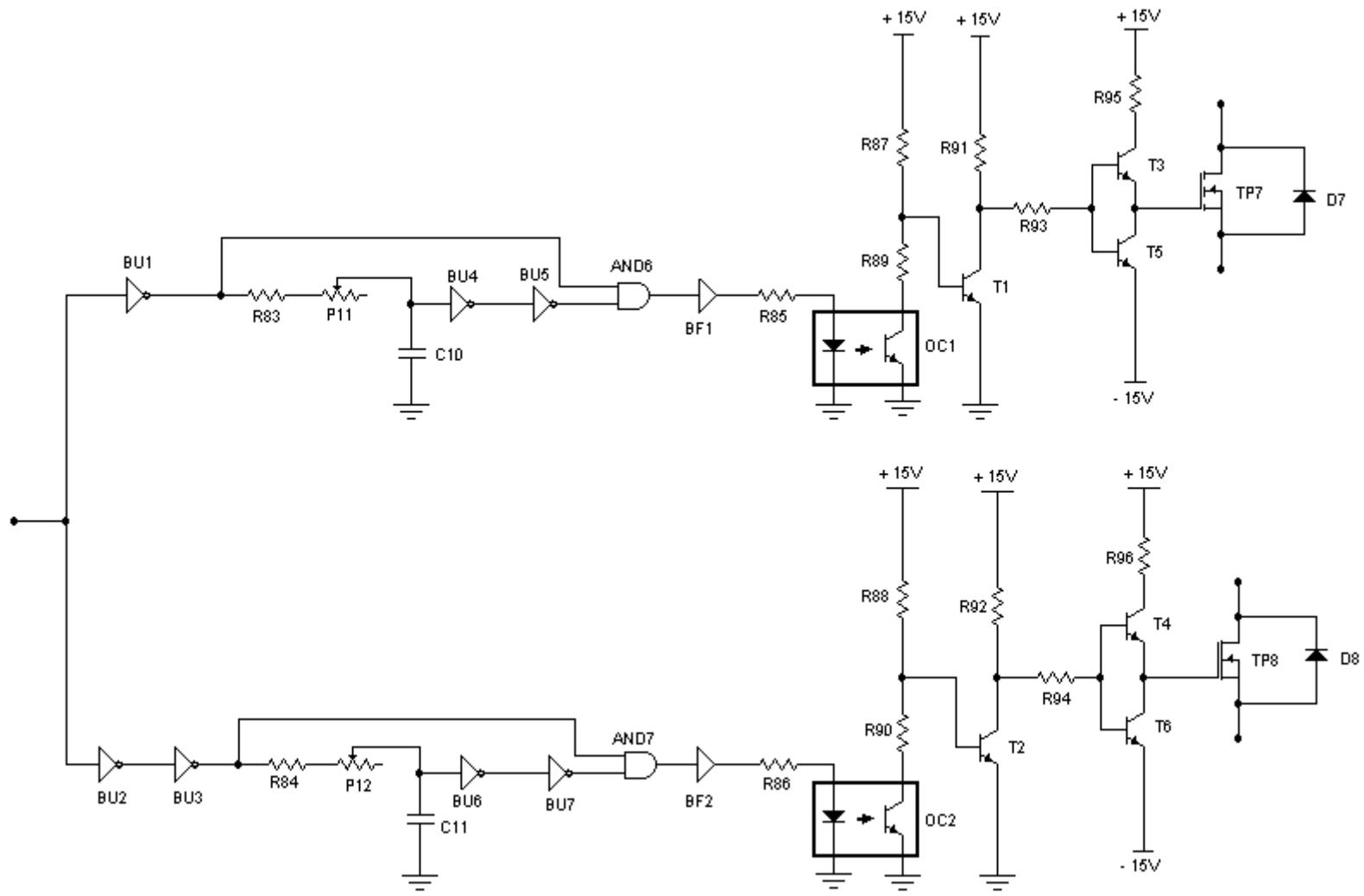
Une amélioration de ce travail serait de réaliser concrètement un modèle didactique même d'une assez faible puissance pendant les séances de travaux pratiques ou de mini projets pour familiariser les élèves ingénieurs avec la technique MLI d'une part et de connaître dans la pratique les limites d'un tel montage d'autre part.

Dans ce sens, nous espérons que ce travail apportera sa contribution à la formation d'ingénieurs au sein de l'ESPA et servira d'outils pour une meilleure approche de l'électronique de puissance et de la régulation.

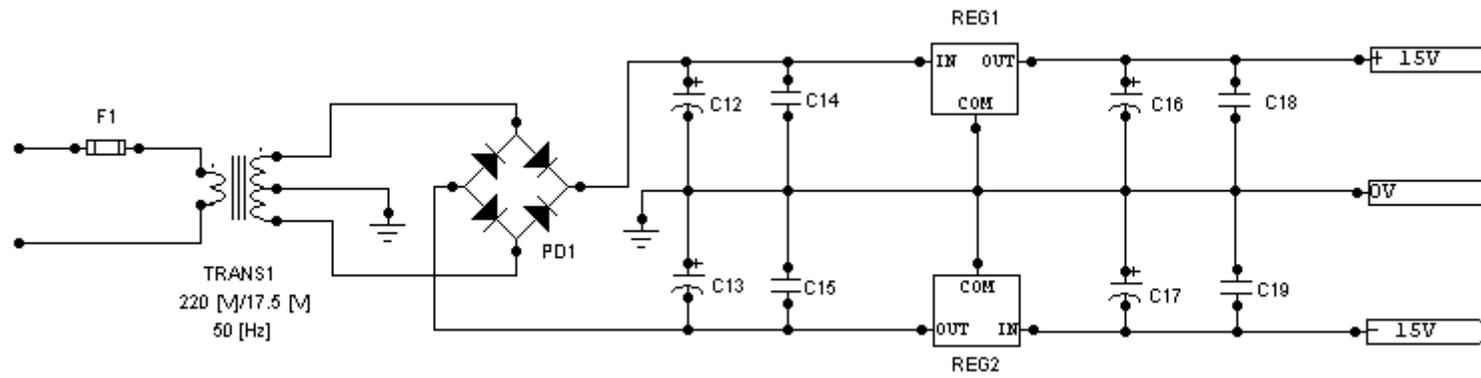
Annexes I :



Multiplieurs, capteurs de courant, triggers symétriques (pont 1) et circuit logique d'inversion



Bras TR7-TR8 du pont1



Alimentation ± 15 [V] pour le circuit de commande

nnexes II

Nomenclature des composants :

- Résistances : (toutes les résistances sauf spécifications sont de puissance 0.25 [W])

R1, R8=12 [k Ω]

R2, R15, R16, R39, R40, R41, R51 à R53, R81, R82=100[k Ω]

R3, R21, R22, R23, R42 à R43, R48 à R50, R57 à R74=82 [k Ω]

R4 à R7, R11, R12, R24 à R32, R33, R34, R35, R45 à R47, R75 à R77, R89, R90=10 [k Ω]

R9=22 [k Ω] ; R10, R14, R14=1 [k Ω] ; R17, R54 à R56=33 [k Ω] ; R18, R19, R20=680 [k Ω]

R36, R37, R38=91 [k Ω] ; R78 à R80=10 [M Ω] ; R85, R86=13 [k Ω] ; R87, R88=5 [k Ω]

R91 à R92=100 [Ω]/0.5 [W] ; R95, R96= 150 [Ω]/0.5 [W]

- Ajustables :

P1, P2=2.2 [k Ω]; P3 à P10=10 [k Ω] ;

- Condensateurs :

- non polarisés : C1=1 [μ F] ; C2 à C7, C14, C15, C18, C19=0.1 [μ F] ; C8, C9=10 [nF]

- polarisés : C12, C16 = 220 [μ F]/35 [V] ; C13, C17= 100 [μ F]/35 [V]

-Diodes :

DL1 à DL4 : 1N4148 ; DL5 à DL7 : 1N4001

D7, D8 : BYV31

PD1 : 4 x BDY34-G

- Transistors :

OC1, OC2 : TIL125

T1, T2 : 2N1711

T3, T4 : BD303

T5, T6 : BD304

TP7, TP8 : APT8024JLL de Advanced Power Technology

- Circuits intégrés :

MUL1, MUL2, MUL3 : AD734

Monostable1, Monostable2 : CD 4538

TG1 à TG9 : $\frac{1}{6}$ de CD40106

BU1 à BU7 : $\frac{1}{6}$ de CD4049

AND1 à AND7 : $\frac{1}{4}$ de CD4081

BF1, BF2 : $\frac{1}{6}$ de CD4050

- Régulateurs :

REG1 : 7815

REG2 : 7915

- Divers :

Capteurs de courant : CC1, CC2, CC3 : LEM LA 25 NP

Tous les ampli-ops utilisés sont du type LM324.

Annexes III

Caractéristiques du LEM LA 25 NP :

Nombre de spires primaires	Courant primaire [A]		Courant de sortie nom. I_s [A]	Rapport de Transformation	Résistance Primaire [m Ω]	Inductance d'insertion primaire [μ H]
	nominal I_N	maximal I_{Lmax}				
1	25	36	25	1/1000	0.3	0.023
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58

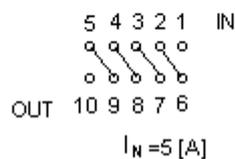
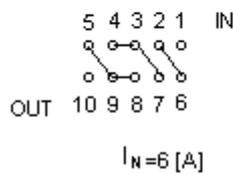
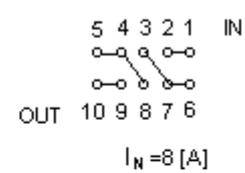
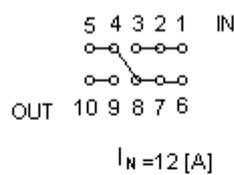
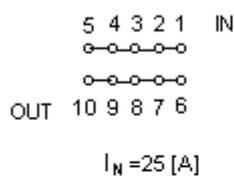
Plage de mesure : 0 à 636 [A]

Courant de sortie nominal : 25 [mA]

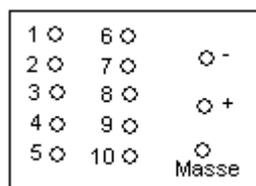
Précision globale à 25 [°C] : 60.6% de I_N

Alimentation : 615 [V] (65%)

Raccordement des straps en fonction du calibre :



Brochage du LEM LA 25 NP :



Bibliographies

- [1] : **Robert CHAUPRADE, Francis MILSANT** – *“Electronique de puissance : Tome 2 : Commande des moteurs à courant alternatif ”* – Paris : Editions Eyrolles, 1990.
- [2] : **Alain SCHMITT, Thierry LAFANDRE** – *“ Les surtensions et les transitoires rapides de tension en milieu industriel et tertiaire ”* – Paris : Editions Eyrolles, 1997
- [3] : **Guy SEGUIER** – *“ L’électronique de puissance ”* - Bordas Paris : Editions DUNOD, 1985
- [4] : **Hansruedi BÜLHER** – *“Electronique de réglage et de commande ”* – Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Georgi, 1979
- [5] : **Jean-Louis DALMASSO** – *“Cours d’électrotechnique : Tome 2 : Traitement de l’énergie électrique (convertisseurs statiques)”* – Editions BELIN, 1997
- [6] : **Yvon ANDRIANAHARISON** – *“Cours d’électronique 3^{ème} Année GI ”* – ESP. Antananarivo, 2000-2001
- [7] : **Yvon ANDRIANAHARISON** – *“Cours d’automatique numérique 4^{ème} Année GI ”* – ESP. Antananarivo, 2001-2002
- [8] : **Solofomboahangy** – *“Cours d’asservissement I 4^{ème} Année GI ”* – ESP. Antananarivo, 2001-2002
- [9] : **Jean André RAJAONARIVELO** – *“Cours d’électronique de puissance 4^{ème} Année GI”* – ESP. Antananarivo, 2001-2002
- [10] : **Jean-Claude CHAUVEAU, Gérard CHEVALIER, Bruno CHEVALIER** – *“Mémotech électronique , circuit et composants ”* – Paris : Editions CASTELLA, Août 1997

Titre : Redresseurs quatre quadrants**Auteur :** RAKOTOARIVELO Jannick Marie Bernard**Résumé :**

Le redresseur quatre quadrants est une association de deux ponts redresseurs réversibles destinés à alimenter un moteur à courant continu dans les deux sens de rotation tout en permettant la récupération d'énergie vers le réseau lors du freinage du moteur. Dans ce domaine, l'exploitation du logiciel *Simplorer 4.1* a permis de mettre en exergue les possibilités offertes par un montage peu commun réalisé avec des transistors et de diodes et utilisant la technique de modulation de largeur d'impulsions ou MLI qu'est le redresseur MLI. On privilégie la simulation informatique d'un projet d'électronique avec un logiciel approprié avant de le mettre en œuvre ou même d'envisager d'en réaliser un prototype. Ceci dans le but d'aboutir dans le projet au moindre coût et dans un délai raisonnable.

Mots clés : MLI, réversibilité, trigger, simulation, Simplorer, harmoniques, filtrage, analyse spectrale.

Nombre de pages : 75

Nombre de figures : 100

Nombre de tableaux : 8

Adresse de l'auteur : Lot 04 – D - 166 A^{bis} Ambohimena Sud Antsirabe 110