

UNIVERSITE D'ANTANANARIVO

ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE

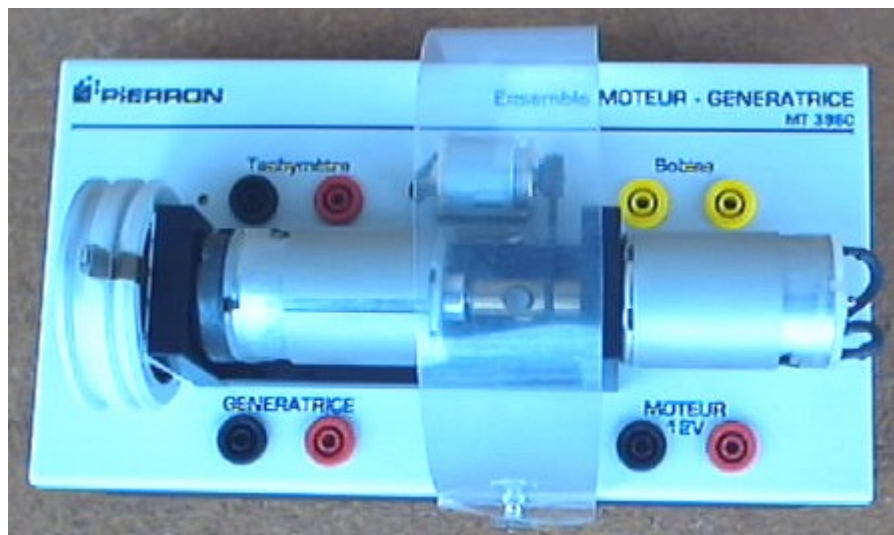
**DEPARTEMENTS GENIE ELECTRIQUE - GENIE MECANIQUE ET PRODUCTIQUE
FILIERE GENIE INDUSTRIEL**



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR EN GENIE INDUSTRIEL

N° d'ordre : 21/2005

**ETUDE ET REALISATION D'UN BLOC
D'ALIMENTATION DU MOTEUR A COURANT CONTINU
PAR HACHEUR QUATRE QUADRANTS**



Présenté par : RAKOTOZAFY Jean Michel
Directeur de mémoire : Monsieur Yvon ANDRIANAHARISON

Promotion 2005

UNIVERSITE D'ANTANANARIVO

ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE

**DEPARTEMENTS GENIE ELECTRIQUE - GENIE MECANIQUE ET PRODUCTIQUE
FILIERE GENIE INDUSTRIEL**



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR EN GENIE INDUSTRIEL

N° d'ordre : 21/2005

**ETUDE ET REALISATION D'UN BLOC
D'ALIMENTATION DU MOTEUR A COURANT CONTINU
PAR HACHEUR QUATRE QUADRANTS**

Présenté par : RAKOTOZAFY Jean Michel

Président de Jury : Monsieur ANDRIAMITANJO Solofomboahangy, Enseignant à l'E.S.P.A

Membres du Jury : Monsieur RABENARIVO Michel, Enseignant à l'E.S.P.A

Monsieur RAVALOMANANA Olivier, Enseignant à l'E.S.P.A

Monsieur RAKOTONIAINA Jean François Régis, Enseignant à l'E.S.P.A

Directeur de mémoire : Monsieur Yvon ANDRIANAHARISON, Enseignant à l'E.S.P.A

Date de soutenance : 29 Juin 2006



Remerciements

Je ne pourrais commencer cet ouvrage sans rendre grâce à Dieu tout puissant. Par sa bienveillance et son aide miraculeuse, j'ai eu l'opportunité de mener à bien le présent mémoire. Je lui adresse mon éternelle reconnaissance

Nous tenons à exprimer également notre vive gratitude à l'issue de ce mémoire de fin d'études à l'égard de :

*-Monsieur **Pascal RAMANANTSIZEHENA**, Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo qui nous a autorisé de soutenir ce mémoire ;*

*-Monsieur **Yvon ANDRIANAHARISON** , Chef de département Génie Electrique et enseignant à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo qui, malgré son occupation a bien voulu m'encadrer et me prodiguer des conseils précieux.*

*-Monsieur **Joeliharitahaka RABETOANDRO** , Chef de département Génie Mécanique et Productique , enseignant à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo et Monsieur **Yvon ANDRIANAHARISON** , enseignant à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo pour vos savoir-faire dans la direction de la filière Génie Industriel ;*

*-Monsieur **ANDRIAMITANJO Solofomboahangy**, enseignant à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo d'avoir fait l'honneur d'être Président du jury ;*

*-Monsieur **RAVALOMANANA Olivier**, enseignant à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo et examinateur, pour vos bienveillances contributions en examinant ce mémoire ;*

*-Monsieur **RABENARIVO Michel**, enseignant à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo et examinateur, pour vos bienveillances contributions en examinant ce mémoire ;*

*-Monsieur **RAKOTONIAINA Jean François Régis**, enseignant à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo et examinateur, pour vos bienveillances contributions en examinant ce mémoire ;*

-Tout le corps enseignant qui a patiemment contribué à notre formation à l'ESPA car nous avons eu la chance de profiter des enseignements instructifs et rigoureux.

Enfin, nous ne saurions pas oublier notre famille pour leur soutien moral et financier ; les amis et les collègues de la promotion pour leurs appuis et collaborations



durant les études et tout ceux qui ont de près ou de loin contribué à l'élaboration de ce mémoire, nous vous adressons nos vifs remerciements.

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1	Schéma de principe d'une alimentation par redresseur
Figure 1-2	Schéma de montage d'une alimentation stabilisée
Figure 1-3	Schéma de montage d'un redresseur
Figure 1-4	Signal de sortie aux bornes du pont à diodes
Figure 1-5	Forme d'ondes après filtrage
Figure 1-6	Principe de filtrage
Figure 1-7	Schéma du montage mixte
Figure 1-8	Graphes de tension u et u_d' du montage mixte
Figure 1-9	Evolution de U_m en fonction de l'angle d'amorçage φ
Figure 1-10	Schéma de montage d'un redresseur commandé
Figure 1-11	Allure de la tension U et I si $\varphi < \frac{\pi}{2}$
Figure 1-12	Allure de la tension U et I si $\varphi = \frac{\pi}{2}$
Figure 1-13	Allure de la tension U et I si $\varphi > \frac{\pi}{2}$
Figure 1-14	Symboles d'un hacheur
Figure 2-1	Vue éclatée du moteur à courant continu
Figure 2-2	Moteur à excitation séparée
Figure 2-3	Moteur à excitation shunt
Figure 2-4	Moteur à excitation série
Figure 2-5	Moteur à excitation composée
Figure 2-6	Schémas équivalents du moteur à courant continu
Figure 2-7	Schéma fonctionnel d'un moteur à courant continu
Figure 2-8	Caractéristique de fonctionnement dans le quatre quadrants d'un moteur à courant continu
Figure 3-1	Schéma de principe d'un hacheur dévolteur
Figure 3-2	Interrupteur fermé
Figure 3-3	Interrupteur ouvert

Figure 3-4	Oscillogramme d'un hacheur abaisseur
Figure 3-5	Schéma de principe d'un hacheur parallèle
Figure 3-6	Interrupteur fermé
Figure 3-7	Oscillogrammes d'un hacheur survolteur
Figure 3-8	Schéma de principe d'un hacheur réversible monté en série
Figure 3-9	Interrupteur fermé
Figure 3-10	Interrupteur ouvert
Figure 3-11	Oscillogrammes
Figure 3-12	Schéma de principe d'un hacheur mixte
Figure 3-13	Schéma de principe d'un hacheur quatre quadrants
Figure 4-1	Photo de l'ensemble moteur/Générateur
Figure 4-2	Diagramme de Bode
Figure 4-3	Principe d'alimentation du Mcc
Figure 4-4	Circuit de puissance par hacheurs quatre quadrants
Figure 4-5	Circuit de puissance par amplificateur classe B
Figure 4-6	Circuit de puissance par amplificateur classe D
Figure 4-7	Schéma définitif de circuit de puissance
Figure 4-8	Circuit de préamplificateur d'un hacheurs quatre quadrants
Figure 4-9	Schéma de circuit de préamplificateur classe B
Figure 4-10	Schéma de circuit de préamplificateur classe D
Figure 4-11	Principe de commande
Figure 4-12	Schéma de générateur de fonction triangulaire
Figure 4-13	Montage astable en NE 555
Figure 4-14	Montage astable en amplificateur opérationnel
Figure 4-15	Signal de sortie d'un astable
Figure 4-16	Montage intégrateur
Figure 4-17	Tension de commande

Figure 4-18	Montage comparateur
Figure 4-19	Chronogramme de tension V_K
Figure 4-20	Générateur signal triangulaire à partir d'un ICL 8038
Figure 4-21	Schéma de modulation de largeur d'impulsion
Figure 4-22	Schéma d'un circuit d'alimentation par hacheurs quatre quadrants
Figure 4-23	Signal à la sortie du générateur rectangulaire
Figure 4-24	Signal à la sortie du montage intégrateur
Figure 4-25	Signal à la sortie de deux comparateurs
Figure 4-26	Signal à la sortie des amplificateurs
Figure 4-27	Signal à la sortie du circuit de puissance dans le cas ou $\alpha < 1/2$
Figure 4-28	Signal à la sortie du circuit de puissance dans le cas ou $\alpha > 1/2$
Figure 5-1	Circuit imprimé
Figure 5-2	Schéma de circuit de commande
Figure 5-3	Routage de circuit de commande (face circuit)
Figure 5-4	Routage de circuit de commande (face composant)
Figure 5-5	Schéma d'alimentation symétrique +15/-15
Figure 5-6	Routage de circuit d'alimentation (face circuit)
Figure 5-7	Routage de circuit d'alimentation (face composant)
Figure 5-8	Schéma de circuit de puissance
Figure 5-9	Routage de circuit de puissance (face circuit)
Figure 5-10	Routage de circuit de puissance (face composant)
Figure 6-1	Schéma d'installations
Figure 6-2	Signal à la sortie de générateur triangulaire (en marche directe)
Figure 6-3	Signal à la sortie du comparateur 1 (en marche directe)
Figure 6-4	Signal à la sortie du comparateur 2 (en marche directe)
Figure 6-5	Signal à la sortie du préamplificateur 1 (en marche directe)
Figure 6-6	Signal à la sortie du comparateur 2 (en marche directe)

Figure 6-7	Signal à la sortie du hacheur (en marche directe)
Figure 6-8	Signal à la sortie du comparateur 1 (en marche inverse)
Figure 6-9	Signal à la sortie du comparateur 2 (en marche inverse)
Figure 6-10	Signal à la sortie du préamplificateur 1 (en marche inverse)
Figure 6-11	Signal à la sortie du préamplificateur 2 (en marche inverse)
Figure 6-12	Signal à la sortie du hacheur en marche inverse (en marche inverse)
Figure 6-13	Schéma de comparaison en marche inverse (en marche inverse)
Figure 6-14	Schéma de comparaison en marche directe (en marche inverse)



LISTE DES TABLEAUX

Tableaux 4.1	Caractéristiques des transistors TIP142 et TIP147
Tableaux 5.1	listes de composants du circuit de commande
Tableaux 5.2	liste des composants de circuit d'alimentation symétrique +15V/-15V
Tableaux 5.3	liste des composants de circuit de puissance

NOTATIONS

SYMBOLE	UNITE	SIGNIFICATION
2a		Nombres des voix d'enroulements
b		Constante permettant de varier la fréquence
C ou C_m ou C_{em}	[N.m]	couple électromagnétique
C₀	[N.m]	Couple de charge
C_p	[N.m]	Couple des pertes
e	[V]	Force électromotrice du moteur
e_B	[V]	Chute de tension au contact balai-collecteur
e_c	[V]	Force électromotrice de commutation
e_i	[V]	Force électromotrice de réaction d'induit
e₀	[V]	Force électromotrice du moteur à vide
E	[V]	Source de tension continue alimentant l'induit
f	[N.m.s/rad]	Coefficient de frottement visqueux
G (p)		Fonction de transfert en boucle ouverte
G₀	[A]	Gain statique du hacheur
H (p)		Fonction de transfert en boucle fermée
i_B	[A]	Courant de base
i_{B1}	[A]	Courant d'attaque du transistor de puissance
i_{B2}	[A]	Courant d'attaque du transistor de commande
i_c	[A]	Courant de collecteur
i, i_s	[A]	Courant débité par la source
i_c	[A]	Courant traversant la charge
i_d	[A]	Courant traversant la diode

i_f	[A]	Courant statorique
i_K	[A]	Courant traversant l'interrupteur
I_c	[A]	Courant moyen traversant la charge
I_r	[A]	Courant moyen d'induit
J	[kg.m ²]	Moment d'inertie des parties tournantes du mcc
k		Coefficient de couplage électromagnétique
K	[V/rad/s]	Constante définie par $K = \frac{2p}{2a} n\Phi = k\Phi$
K_m		Gain statique de la fonction de transfert du moteur
L_r	[H]	Inductance de l'induit
L	[H]	Inductance de lissage du courant
I_c	[H]	Inductance de commutation
n		Nombre de conducteurs de l'induit
N	[tr/s]	Vitesse de rotation
p		Opérateur de dérivation (variable de Laplace)
$2p$		Nombre de paires de pôles
p_r	[W]	Pertes fer
p_{jr}	[W]	Pertes Joules rotorique
p_{js}	[W]	Pertes Joules statorique
p_{mec}	[W]	Pertes mecanique
p_{supp}	[W]	Pertes supplémentaires
P_u	[W]	Puissances utiles
P_a	[W]	Puissances absorbées
P_s	[W]	Puissances électriques de la source
P_c	[W]	Puissances électriques consommés
R_r	[Ω]	Résistance d'induit

R_{thbc}	[K/W]	Résistances thermiques entre bobinage et carcasse
R_{thca}	[K/W]	Résistances thermiques entre carcasse et ambiance
t_{on}	[μs]	Temps de commutation de l'interrupteur
t_{off}	[μs]	Temps de blocage de l'interrupteur
t_1	[s]	Temps de charge du condensateur d'un astable
t_2	[s]	Temps de décharge du condensateur d'un astable
T	[s]	Période de fonctionnement du hacheur
T_0	[s]	temps d'ouverture du hacheur
T_r	[s]	Constante de temps équivalente du convertisseur
u	[V]	Tension instantanée du réseau
u_d	[V]	Tension aux bornes de chaque diode
u_t	[V]	Tension à la sortie du pont à Thyristors
u_f	[V]	Tension relative au stator
u_r	[V]	Tension relative au rotor
u_K	[V]	Tension au borne de l'interrupteur
u_L	[V]	Tension au borne de la bobine
u_c	[V]	Tension instantanée au borne du condensateur
u_{c0}	[V]	Tension au borne du condensateur à $t=0s$
$u_{c\infty}$	[V]	Tension au borne du condensateur à l'instant infiniment grand.
U_r	[V]	Tension d'alimentation à la sortie du redresseur
U_f	[V]	Tension d'alimentation à la sortie du filtrage
U_m	[V]	Tension moyenne à la sortie du redresseur
\hat{U}	[V]	Tension crête à crête du réseau
U_e	[V]	Tension efficace du réseau
U_c	[V]	Tension moyenne à la borne d'induit du moteur

v_c	[V]	Tension triangulaire
v_K	[V]	Tension de commande
v_s	[V]	Tension rectangulaire
v^+	[V]	Tension de seuil positive de l'amplificateur opérationnel
v^-	[V]	Tension de seuil négative de l'amplificateur opérationnel
V_c	[V]	Tension de consigne
V_{sat}	[V]	Tension de saturation de l'amplificateur opérationnel
α		Rapport cyclique
μ		Coefficient dans fonction de transfert moteur
θ	[rad]	Angle électrique
$\Delta \phi$	[Wb]	Variation du flux dû à la réaction d'induit
ΔI	[A]	Ondulation du courant
$\tau' et \tau''$	[s]	Constantes de temps du moteur
τ_e	[s]	Constante de temps électrique
τ_m	[s]	Constante de temps mécanique ou électromagnétique
η	[%]	Rendement
ϕ	[rad]	Angle d'amorçage du thyristor
ϕ	[Wb]	Flux statorique
ϕ_0	[Wb]	Flux statorique à vide
Ω	[rad/s]	Vitesse de rotation

INDICES

n.....nominal	Th.....thermiques
m.....moyenne	a.....ambient
r.....relatif à l'induit	c ₀consommé
f_rrelatif à l'inducteur	sat.....saturation
max.....maximal	0.....initial
c.....charges	∞régime permanent
0.....à vide	

ABREVIATIONS

Sigles	Significations
mcc	m oteur à c ourant c ontinu
ddp	D ifférence d e p otentiel
fem	F orce é lectromotrice
PD2	P ont à diodes
K	interrupteur
Transfo supp	transformateur
	supplémentaires

Pour les notations et symboles, on désigne, dans ce texte, les variables :

- en valeur instantanée, par une minuscule : u ou $u(t)$.
- en valeur moyenne, par une majuscule indicée : U_m .
- en valeur efficace, par une majuscule indicée : U_e .
- en transformée de Laplace : $I(p)$.

Pour les numérotations des formules :

- le premier chiffre indique l'ouvrage qui donne la formule.
- Le deuxième chiffre indique le chapitre auquel appartient la formule.
- Le dernier chiffre indique le rang de la formule.

On note que la formule sans le chiffre romain est démontrée.

ABSTRACT

The power supply: "hacheurs quatre quadrants" offer the operation reversible of the DC motor. The signal of command is generated by a circuit of comparison between a triangular signal and a continuous signal. The sense of rotation DC motor is obtained by the variation of the ratio cyclic of potentiometer which permits to change and the variation of its speed. We use the software circuitmaker and traxmaker as tool of simulation and the routing of the printed circuit. This study is followed of the realization.



TABLE DES MATIERES

Remerciements

Liste des figures

Notations

Abréviations

Abstract

Introduction 1

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES ALIMENTATIONS DES MOTEURS A COURANT CONTINU

I.1.Définition.....2

I.2. Principe de l'alimentation par redresseur..... 2

I.2.1.Redresseur.....3

I.2.2. Filtrage..... 4

I.2.3.Régulation.....5

I.3. Alimentation à partir de redresseur commandé.....5

I.3.1.Pontde Graetz mixte.....5

I.3.2_Pont de Graetz à Thyristors.....7

I.4._Alimentation par un convertisseur continu-continu.....9

CHAPITRE II : LE MOTEUR A COURANT CONTINU

II.1. Constitution d'un moteur à courant continu.....11

II.1.1. Stator..... 11

II.1.2.Rotor..... 11

II.1.3.Collecteur.....12

II.1.4. Balais et porte- balais..... 12

II.2. Modes d'excitations du moteur à courant continu.....12

II.2.1. Moteur à excitation séparée..... 12

II.2.2. Moteur à excitation parallèle.....13

II.2.3. Moteur à excitation série.....13

II.2.4. Moteur à excitation composée.....14



II.3. Equations générales.....	14
II.3.1. Equation de tension.....	14
II.3.2. Vitesse.....	15
II.3.3. Couple électromagnétique.....	15
II.3.4. Rendement.....	16
II.4. Modélisation en régime dynamique.....	16
II.4.1. Fonction de transfert du mcc à excitation séparée.....	16
II.5. Contraintes et limites de fonctionnement du moteur.....	18
II.5.1. Limites de fonctionnement.....	18
II.5.2. Effet de la réaction d'induit et de la saturation.....	20
II.5.3. Effet de la commutation.....	20
II.5.4. Effet des échauffements.....	21
 CHAPITRE III : ETUDES D'UN ALIMENTATION A PARTIR D'UN CONVERTISSEUR CONTINU- CONTINU A TRANSISTORS	
III.1. Hacheur série.....	23
III.1.1. Schéma de principe.....	23
III.1.2. Analyse de fonctionnement.....	24
III.1.3. Oscillogramme.....	25
III.1.4. Relations fondamentales.....	27
III.2. Hacheur parallèle.....	28
III.2.1. Schéma de principe.....	28
III.2.2. Analyse de fonctionnement.....	28
III.2.3. Oscillogramme.....	29
III.2.4. Relations fondamentales.....	31
III.3. Hacheur réversible.....	32
III.3.1. Hacheur réversible monte en série.....	32
III.3.1.1. Schéma de principe.....	32
III.3.1.2. Analyse de fonctionnement.....	33
III.3.1.3. Oscillogrammes.....	34
III.3.1.4. Relations fondamentales.....	36



III.3.2. Hacheur réversible utilisant deux interrupteur fonctionnant alternativement.....	37
III.3.2.1. Schéma de principe.....	37
III.3.2.2. Principe de fonctionnement.....	38
III.3.3. Hacheur quatre quadrants.....	38
III.3.3.1. Schéma de principe.....	38
III.3.3.2. Principe de fonctionnement.....	39

CHAPITRE IV : CONCEPTION ET DIMENSIONNEMENT DES CIRCUITS ELECTRONIQUES

IV.1. Cahier des charges de l'alimentation.....	41
IV.2. Hypothèses Générales.....	42
IV.3. Principe général de l'alimentation.....	43
IV.4. Conception de circuit de puissance.....	43
IV.4.1.Principe de choix des transistors de puissance.....	43
IV.4.2.Principe de choix des diodes.....	44
IV.4.3.Choix et dimensionnements.....	44
IV.4.3.1. Circuit de puissance.....	44
IV.4.3.2. Préamplificateurs	48
IV.5. Conception des circuits de commande.....	50
IV.5.1. Principe.....	50
IV.5.2. Générateurs de fonction triangulaire.....	51
IV.5.2.1. Générateur de signal rectangulaire.....	51
IV.5.2.2. Intégrateur.....	55
IV.5.3. Mode d'obtention de signal de référence V_c	56
IV.5.4. Comparateur.....	56
IV.5.5. Autres montages.....	58
IV.5.5.1. Utilisation d'un CI générateur du signal triangulaire ICL 8038.....	58
IV.5.5.2.Modulation de largeur d'impulsion.....	50



IV.6. Schéma de conception final et simulation.....	59
IV.6.1 Schéma détaillé de courant d' alimentation.....	59
IV.6.2 Simulation.....	60
IV.6.2.1. Présentation de logiciel circuit Maker.....	60
IV.6.2.2. Résultat de la simulation	60
IV.7. Fonction de transfert de l'organe de commande.....	65

CHAPITRE V : MONTAGE DE CIRCUIT IMPRIMÉ

V.1. Réalisation	67
V.1.1. Tracé du circuit imprimé.....	67
V.1.1.1.Téchnologie du circuit imprimé.....	67
V.1.1.2. Gravure	67
V.1.1.3. Perçage	68
V.2. Présentation de logiciel Trax maker.....	68
V.2.1. Généralités.....	68
V.2.2. Fonctions principales.....	69
V.2.3. Présentation et méthode de routage.....	69
V.3. Résultats de routage.....	70
V.3.1. Routage de circuit de commande.....	70
V.3.2. Routage circuit d'alimentation.....	72
V.3.3. Routage circuit de puissance.....	74

CHAPITRE VI : ESSAIS ET ROUTAGE

VI.1. Schéma de l'installation.....	76
VI.2. Mesures des grandeurs électriques et oscillogrammes en marche directe.....	77
VI.2.1. Moteur.....	77
VI.2.1.1. Fonctionnement à vide.....	77
VI.2.1.2. Fonctionnement en charge.....	77
VI.2. 2. Alimentation.....	78
VI.2.2.1. Oscillogramme de circuit de commande.....	78



VI.2.2.2. Oscillogramme de préamplificateur.....	79
VI.2.2.3. Oscillogramme de tension à la sortie de hacheur.....	80
VI.3. Mesures des grandeurs électriques et oscillogrammes en marche inverse.....	80
VI.3.1. Moteur.....	80
VI.3.1.1. Fonctionnement à vide.....	80
VI.3.1.2. Fonctionnement en charge.....	80
VI.3.2. Alimentation.....	81
VI.3.2.1. Oscillogramme du circuit de commande.....	81
VI.3.2.2. Oscillogramme de préamplificateur.....	82
VI.3.2.3. Oscillogramme de la tension à la sortie de hacheur	82
VI.4. Comparaison avec simulation.....	83
VI.4.1. Marche inverse.....	83
VI.4.2. Marche directe.....	84

CHAPITRE VII : ÉTUDE D'IMPACTS ENVIRONNEMENTAUX

VII.1. Etude d'impacts environnementaux.....	85
VII.2. Remèdes.....	87

Conclusion.....	89
-----------------	----

Annexes

Annexe1 :

Annexe 2 :

Annexe 3 :

Bibliographie

Résumé

Mots-clés



INTRODUCTION

Le moteur à courant continu est très utilisé dans les industries et les transports (train électrique, tapis roulants, ascenseurs, ...) ainsi que dans les petits ateliers et les équipements électroménagers...

Dans ces différents domaines, le moteur à courant continu exige une alimentation adéquate en puissance et en fonctionnement réversible.

Le choix d'un dispositif électronique peut remplir cette condition. C'est la raison pour laquelle on a choisi le sujet qui s'intitule: « étude et réalisation d'un bloc d'alimentation du moteur à courant continu par hacheurs quatre quadrants ».

Le but est de concevoir et de réaliser des modules pour alimenter le moteur à courant continu en vue de l'asservir en vitesse et en position.

Tout au long de l'étude, nous avons utilisé le logiciel *circuit maker* avant la réalisation pour simuler les circuits électroniques.

Le rapport comporte les chapitres suivants :

- ❖ Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les alimentations du moteur à courant continu.
- ❖ Le deuxième chapitre englobe la constitution et le fonctionnement du moteur à courant continu.
- ❖ Dans le troisième chapitre, on va effectuer une étude théorique des hacheurs à transistors.
- ❖ Le quatrième chapitre concerne la conception et le dimensionnement du hacheur quatre quadrants.
- ❖ Dans le cinquième chapitre, on se focalise sur la simulation des circuits électroniques.
- ❖ Le sixième chapitre traite le mode de routage du circuit imprimé et la réalisation de l'alimentation.
- ❖ Le septième chapitre traite l'étude sur les impacts environnementaux.

CHAPITRE

GENERALITES SUR LES ALIMENTATIONS DU MOTEUR A COURANT CONTINU

I.1 Définition

Une alimentation est un matériel utilisé comme source de tension d'un autre appareil appelé charge. Le principe de base consiste à avoir une alimentation qui peut fournir une tension voulue à partir du réseau. On distingue trois types d'alimentations pour le moteur à courant continu :

- L'alimentation par redresseur.
- L'alimentation par redressement commandé.
- L'alimentation par convertisseur continu-continu.

I.2 Principe de l'alimentation par redresseur

On considère le principe de base suivant :

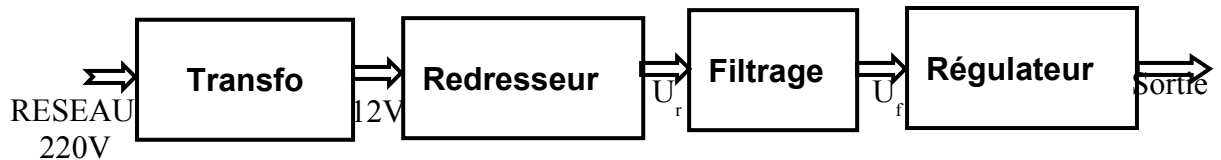


Figure1.1 : Schéma de principe

Dans notre étude, on exclut le redressement mono alternance et le montage à point milieu de transformateur par le fait que le facteur de puissance est médiocre.

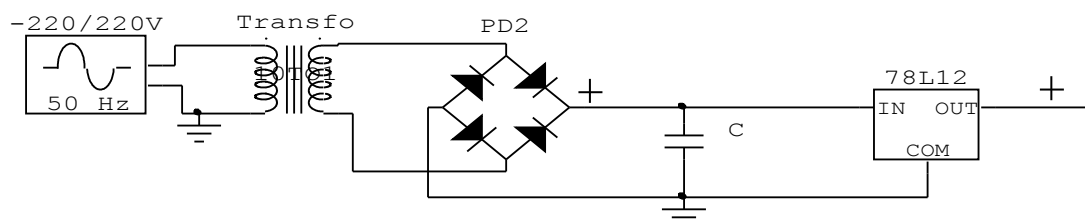


Figure 1.2 : schéma de montage

Le transformateur sert à abaisser la tension du secteur à la tension voulue.

1.2.1 Redresseur

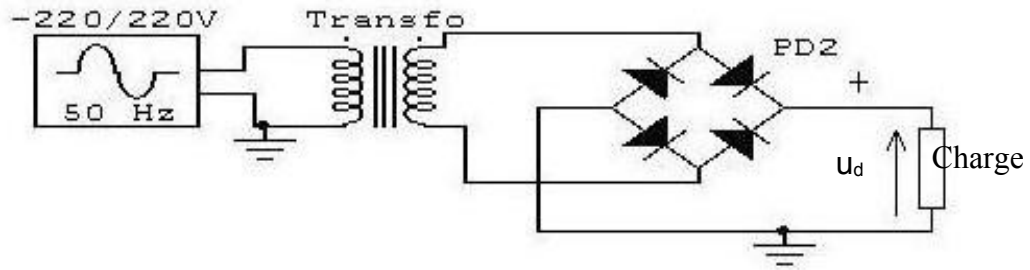


Figure1.3 : schéma de montage

Chaque diode doit supporter une tension inverse $2U_e\sqrt{2}$ où U_e est la tension efficace du réseau.

Deux diodes conduisent en même temps. Les formes d'ondes sont représentées à la figure 1-4:

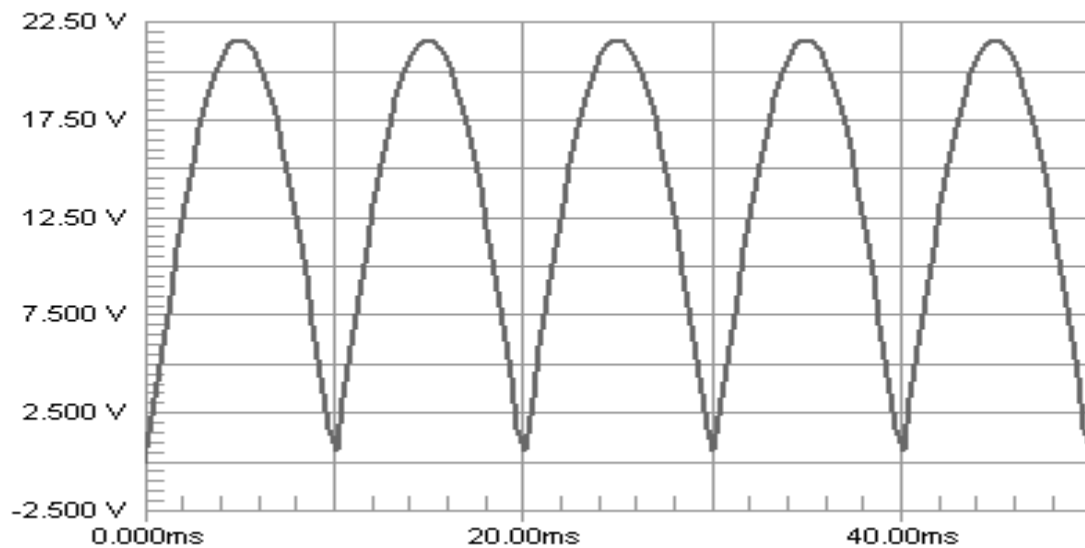


Figure1.4 : signal de sortie et aux bornes des diodes

On peut déterminer la valeur moyenne et la valeur efficace d'un signal redressé à double alternance. Comme le signal est défini de la manière suivante :

$u = \hat{U} \sin \theta$ où $\theta = \omega t$ et \hat{U} est la tension crête à crête du réseau.

Il vient :

$$U_m = \frac{\hat{U}}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \theta d\theta \quad (\text{période } \pi)$$

$$U_m = \frac{2\hat{U}}{\pi} \quad (1.1)$$

et la valeur efficace :

$$U_e = \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \hat{U}^2 \sin^2 \theta d\theta \right)^{\frac{1}{2}}$$

En procédant à la linéarisation de la fonction circulaire, il en découle :

$$\sin^2 \theta = \frac{1 - \cos 2\theta}{2}$$

$$\text{D'où } U_e = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \quad (1.2)$$

1.2.2 Filtrage

Après la filtrage par un condensateur, on obtient la forme d'onde suivante :

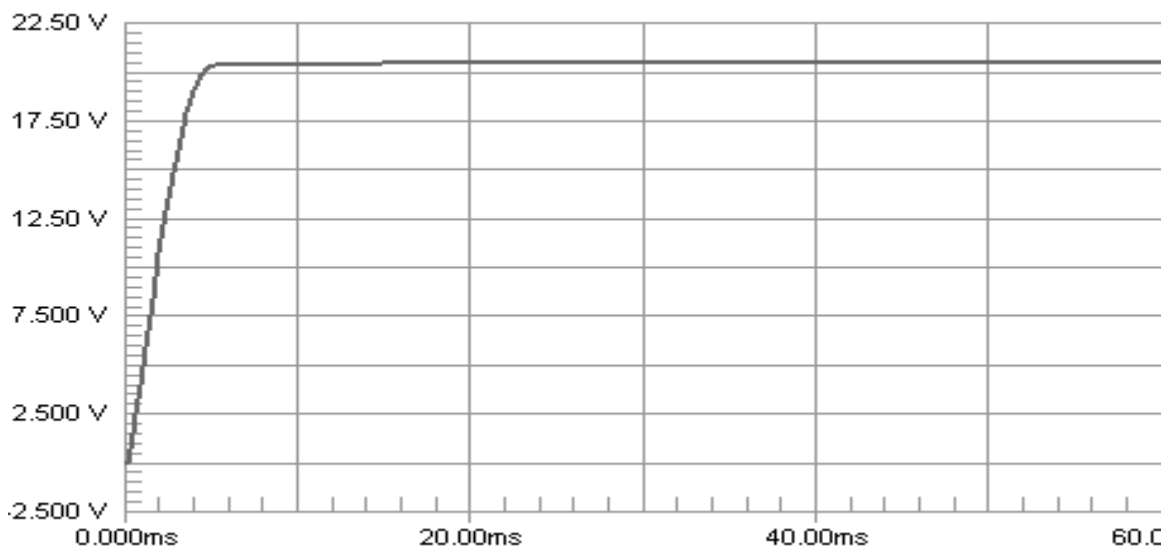


Figure1.5 : Forme d'ondes après filtrage

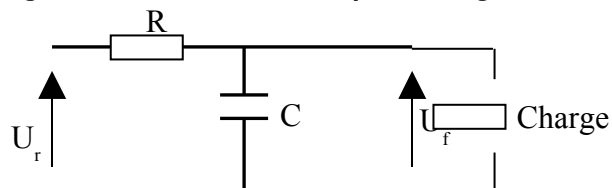


Figure1.6 : Principe de filtrage

On constate que la courbe de tension présente peu d'ondulation due à la charge et à la décharge du condensateur de filtrage. On peut diminuer l'ondulation de la tension en choisissant un condensateur de grande capacité. Le choix du condensateur dépend du courant consommé par la charge. A titre indicatif pour un courant de 1[A] on utilise une capacité de 1000[μ F]

I.2.3 Régulation

Pour éviter la surtension aux bornes de la charge, on doit prévoir des dispositifs pour régler la tension. On peut citer trois types de régulation rencontrés fréquemment dans la pratique :

- Régulation par diode Zener
- Régulation par transistor et diode Zener
- Régulation par circuits intégrés

Dans notre cas, on utilise les régulateurs de tension à circuits intégrés monolithiques à trois broches car ils simplifient la conception du système de régulation tout en conservant une bonne fiabilité et un bon niveau de performance.

L'inconvénient de ce type d'alimentation réside dans le fait que la tension obtenue est fixe, on ne peut pas avoir une tension variable permettant d'alimenter le moteur en vitesse variable (système asservis). C'est ainsi qu'on a recours à d'autres alimentations comme le redresseur commandé.

I.3 Alimentation à partir de redresseur commandé

C'est un convertisseur alternatif continu dépendant de l'angle d'amorçage et de blocage des thyristors. On distingue les montages suivants :

- Pont de Graëtz mixte (Diodes et thyristors)
- Pont de Graëtz tout thyristors (parallèle, parallèle double, série)

I.3.1 Pont de Graëtz mixte

On utilise deux diodes et deux Thyristors comme composants de puissance en commutation. Le montage est schématisé à la figure suivante (montage parallèle double) :

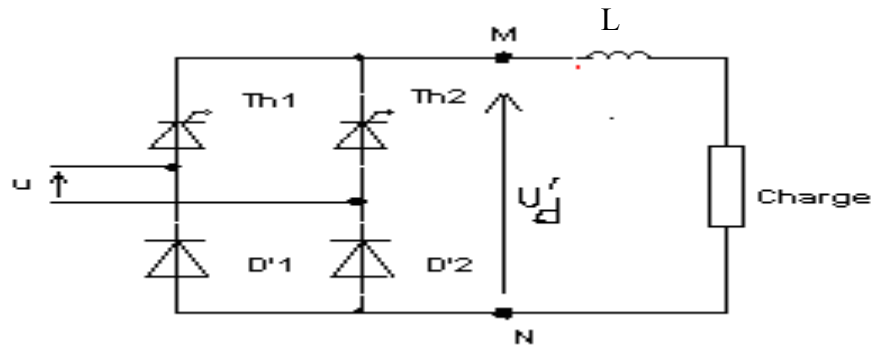
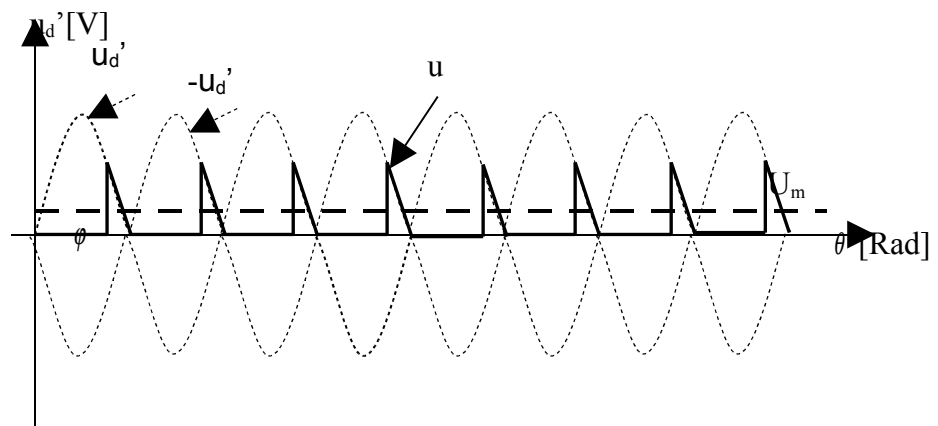


Figure1.7 : Schéma de montage mixte

Figure1.8 : Graphes de tension u et u_d' du montage mixte

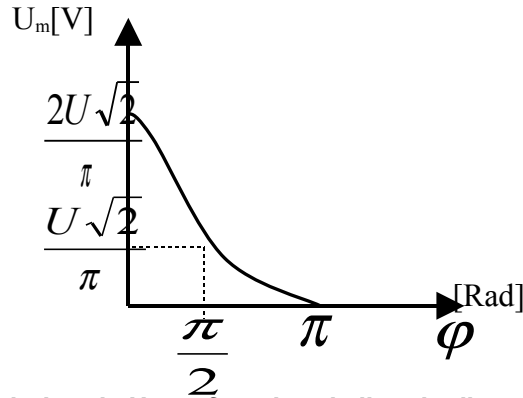
La figure1.7 représente l'évolution de la tension moyenne en fonction de l'angle d'amorçage φ .

En effet,

$$U_m = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} U \sqrt{2} \sin \theta d\theta$$

$$\text{Alors, } U_m = \frac{U \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \varphi) \quad (1.3)$$

En faisant varier φ de 0 à π , on peut faire varier U_m de son maximum U_{d0} à zéro, on ne peut plus l'inverser. Un redresseur mixte ne permet pas la marche en onduleur, il n'est pas réversible.

Figure 1.9 : évolution de U_m en fonction de l'angle d'amorçage φ

1.3.2 pont de Graetz à Thyristors

Le raisonnement pourra se faire à partir du montage de la figure ci-dessous :

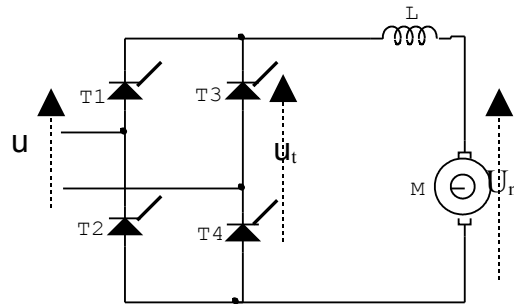


Figure 1.10 : Schéma de montage d'un redresseur commandé

On considère que l'inductance L impose une conduction continue et que l'expression de la tension moyenne est :

$$U_m = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\pi + \varphi} U \sqrt{2} \sin \theta d\theta$$

Soit :

$$U_m = \frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi \quad (1.4)$$

Trois cas peuvent se présenter :

Premier cas : L'angle d'amorçage φ est inférieur à $\frac{\pi}{2}$ ($0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$)

La tension moyenne aux bornes du moteur U_m est positive car $\cos \varphi > 0$ dans la formule (1.4) et il en est de même pour la puissance. Ainsi, le moteur à courant continu est considéré comme un récepteur (en fonctionnement moteur). L'allure de la tension u et celle du courant i sont données par la figure ci-après :

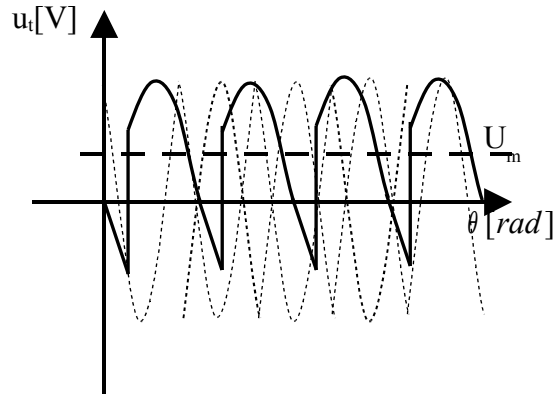


Figure 1.11 : allure de la tension u si $\varphi \leq \frac{\pi}{2}$

Deuxième cas : Si l'angle d'amorçage φ est égale à $\frac{\pi}{2}$

Dans cette condition $\cos \varphi = 0$, alors la tension moyenne et le courant débité sont tous nuls. Ainsi ; aucune puissance n'est transmise ni reçue. Les allures de la tension et du courant sont représentées par la figure suivante :

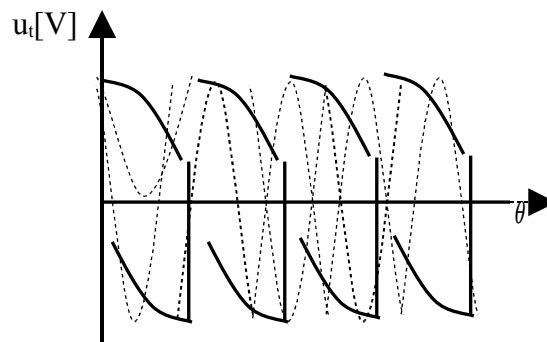


Figure 1.12 : allure de la tension u si $\varphi \equiv \frac{\pi}{2}$

Troisième cas : Si l'angle d'amorçage φ est supérieur à $\frac{\pi}{2}$.

La tension moyenne aux bornes de la charge est négative et le courant est toujours positif. La puissance devient négative, alors le moteur à courant continu fonctionne comme une génératrice. Cette dernière fournit de l'énergie au réseau alternatif : c'est le fonctionnement en redresseur commandé.

. L'allure de la tension u et celle du courant I sont représentées sur la figure ci-après :

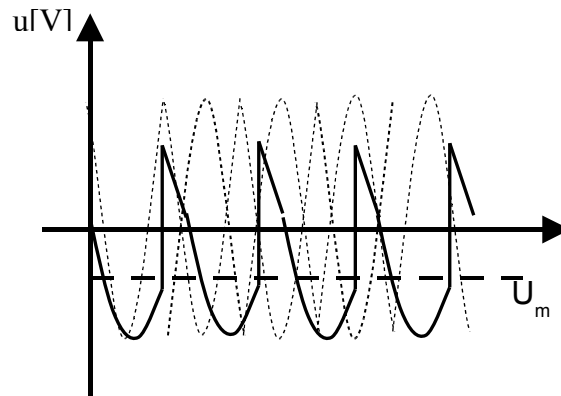


Figure 1.13 : allure de la tension u et I si $\varphi \geq \frac{\pi}{2}$

On remarque que la f.é.m du moteur à courant continu ne peut s'inverser (pour un même sens de rotation) que si on inverse le courant d'excitation ; forcément le courant est toujours dans le même sens.

En bref ; l'inconvénient est que le redresseur commandé ne présente d'intérêt que pour des grandes puissances.

1.4 Alimentation par un convertisseur continu-continu

Le hacheur est un convertisseur statique d'énergie électrique du continu fixe en continu réglable.

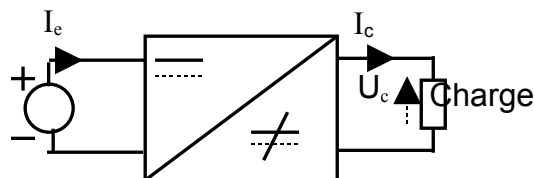


Figure 1.14 : Symboles d'un hacheur

Il trouve ses applications dans l'alimentation de systèmes électroniques de faible puissance (alimentations à découpage), et dans la variation de vitesse de moteur à courant continu de forte puissance (traction électrique avec hacheur à Thyristors ; à l'exemple du train à grande vitesse TGV à moteur série (cf.chapitre II) ; le prototype Peugeot 205 à moteur électrique).

L'interrupteur qui est constitué par des Transistors ou par des Thyristors peut être considéré comme parfait car il fonctionne rapidement sans pertes notables. Dans notre cas, on utilise le hacheur à Transistors du fait que l'on peut

travailler en haute fréquence ($<10\text{kHz}$) et la puissance du moteur est faible ($<100\text{kW}$).

Pratiquement.; les raisons pour lesquelles on préfère travailler en haute fréquence est de réduire l'encombrement de la bobine L et aussi de réduire le temps de commutation qui se traduit par l'échauffement au niveau du convertisseur.

Les différents types de hacheur que nous rencontrons fréquemment sont :

- Le hacheur série
- Le hacheur parallèle
- Le hacheur à accumulation inductive
- Le hacheur à accumulation capacitive
- Le hacheur réversibles en courant et en tension (quatre quadrants)

Le hacheur à accumulation que ce soit inductif ou capacitif est spécialement destiné pour les alimentations à découpage.

Le problème majeur concerne la commutation des thyristors et des transistors de puissance.

Dans notre étude, on s'intéresse à l'étude d'un hacheur réversible car ce dernier nous est utile pour commander le moteur dans les deux sens selon le fonctionnement suivant :

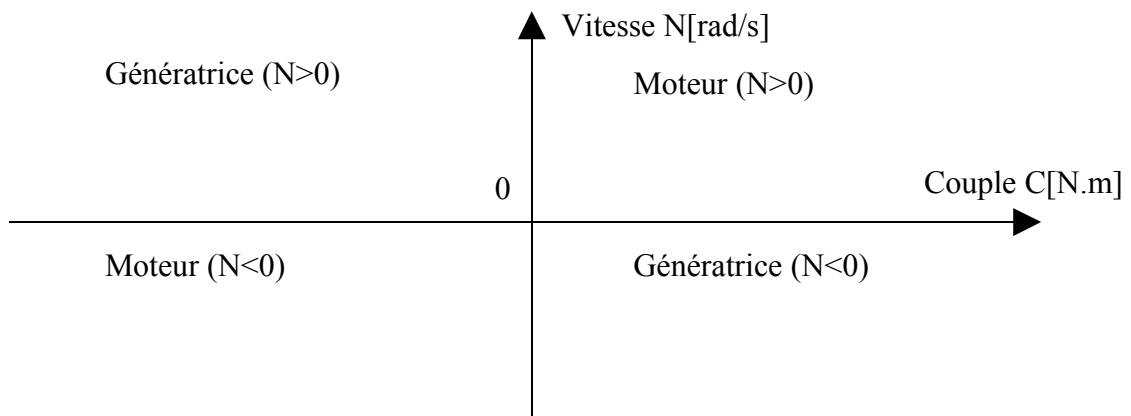


Figure 1.15 : *fonctionnement du moteur dans les quatre quadrants*

CHAPITRE

LE MOTEUR A COURANT CONTINU

II.1 Constitution d'un moteur à courant continu

Le moteur à courant (Mcc) est une machine tournante transformant l'énergie électrique en énergie mécanique. Alors c'est un convertisseur électromécanique. Le principe de base consiste à exploiter les forces de Laplace.

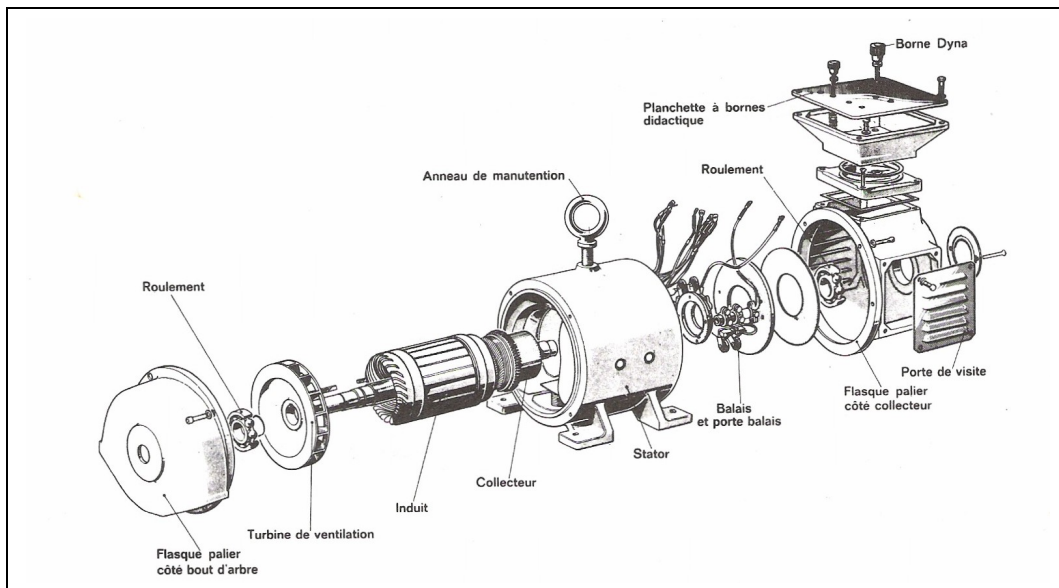


Figure 2.1 : vue éclatée du moteur à courant continu

Ce moteur est constitué par des éléments essentiels qui sont :

- stator ;
- rotor ;
- balai et porte-balai.

II.1.1 Stator

C'est la partie fixe qui est en l'occurrence dans notre cas un aimant permanent mais qui peut être remplacée par un électro-aimant.

II.1.2 Rotor

Une partie tournante faite d'un cylindre de matériau ferromagnétique portant ; suivant deux génératrices opposées, un bobinage parcouru par le courant d'alimentation. Le rotor ou l'induit monté sur un circuit magnétique placé en bout d'arbre assure la liaison avec les balais, son rôle est de canaliser le flux entre les pôles inducteurs et porte l'enroulement rotorique. Il comporte des rainures dans lesquelles se logent les enroulements induits. Ces derniers sont constitués par des bobines dont la configuration est imbriquée ou ondulée.

Le circuit d'induit et son bobinage ont donc une résistance R_r et une inductance L_r .

II.1.3 Collecteur

Deux lames conductrices L_1 et L_2 connectées aux extrémités du bobinage du rotor et solidaires de ce dernier forment le **collecteur** du moteur. Il est constitué par un assemblage de lames de cuivre sectorielles isolées les unes des autres. A chaque lame sont soudées l'extrémité d'une section et l'entrée d'une suivante. Les lames en cuivre pur écroui ou faiblement allié de section trapézoïdale sont isolées de l'arbre entre elles par une lame de micanite. Le collecteur du moteur assure l'alimentation du bobinage rotorique par l'intermédiaire de deux frotteurs fixes (balais). En outre, il permet l'inversion du sens du courant dans le bobinage afin d'assurer la continuité du mouvement du rotor.

II.1.4 Balais et Porte- Balais

Le balai et le porte-balai assurent la continuité de circuits électriques entre la partie fixe et la partie mobile. Les balais, réalisés à partir de graphite, forment avec le collecteur un contact glissant et sont étudiés de manière à pouvoir travailler sous certaines conditions de fonctionnement. Un balai couvre en moyenne une lame et demi du collecteur.

II.2 mode d'excitation du moteur à courant continu

I.2.1 Moteur à excitation séparée

L'excitation est fournie par une autre source que la machine elle même (réseau à tension continu, batterie, machine auxiliaire).

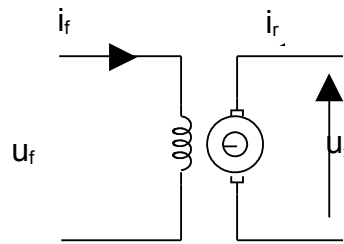


Figure 2.2 : moteur à excitation séparée

Le moteur à excitation séparée est utilisé pour l'entraînement à vitesse variable des machines. C'est le fonctionnement normal, utilisé dans une très vaste gamme d'application (de la robotique aux laminoirs) à cause de la simplicité de son principe d'utilisation.

1.2.2 Moteur à excitation shunt

Les bobinages induit et inducteur sont connectés en parallèle.

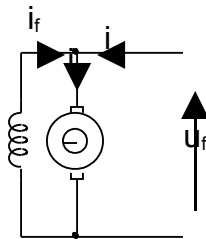


Figure 2.3 : moteur à excitation shunt

L'inversion du sens de rotation s'obtient par inversion de sens du courant d'excitation ou du courant d'induit.

1.2.3 Moteur à excitation série

Le bobinage inducteur est connecté avec le bobinage induit.

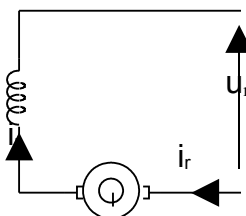


Figure 2.4 : moteur à excitation série

1.2.4 Moteur à excitation composée

Le moteur à excitation compound est conçu pour réunir les qualités du moteur à excitation série et du moteur à excitation parallèle. Il comporte deux enroulements inducteurs dont l'un est en parallèle avec l'induit, l'autre en série avec l'induit.

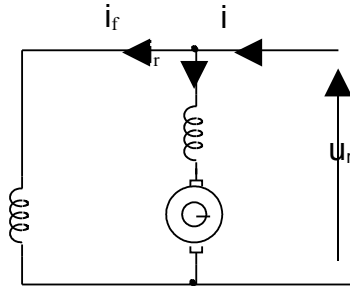


Figure 2.5: *moteur à excitation composée*

II.3 Equations générales

II.3.1 Equations de tension

Considérons les schémas équivalents suivants :

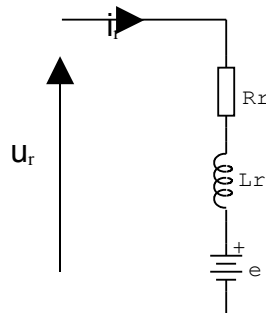


Schéma équivalent relatif à
l'induit

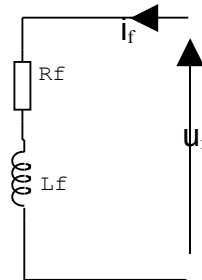


Schéma équivalent relatif à
l'inducteur

Figure 2.6 : *Schémas équivalents du mcc*

On en déduit d'après le schéma équivalent relatif à l'induit que :

$$u_r = R_r i_r + L_r \frac{di_r}{dt} + e \quad (2.5)$$

II.3.2 Vitesse

Comme on sait que :
$$e = \frac{2p}{2a} n N \Phi$$

D'après l'équation (2.5) en négligeant l'inductance L_r , u_r est identifiée à la tension moyenne et l'expression de la f.e.m est donnée par :

$$e = U_r - (R_r I_r + e_B)$$

Avec e_B : chute de tension entre balai collecteur

D'où la vitesse de rotation du moteur :

$$N = \frac{U_r - (R_r I_r + e_B)}{k \Phi} \quad (2.6)$$

Où
$$k = \frac{2p}{2a} n$$

On peut en déduire qu'on peut varier la vitesse du moteur :

- Soit en opérant directement sur le flux d'excitation Φ .
- Soit en variant la tension d'induit.

II.3.3 Couple électromagnétique

On désigne par $e I_r$ la puissance transformée. Par définition, l'expression du couple est donnée par :

$$C = \frac{e I_r}{\Omega} = \frac{e I_r}{2\pi N}$$

$$\text{Or } e = \frac{2p}{2a} n N \Phi * \frac{I_r}{2\pi N}$$

$$C = k \Phi I_r \quad (2.7)$$

Avec
$$k = \frac{1}{2\pi} * \frac{2p}{2a} * n$$

Le couple dépend du flux d'excitation et du courant d'induit.

Les relations (2.6) et (2.7) nous montrent que si on diminue le flux d'excitation (tension d'induit constante) deux phénomènes se produisent :

- La vitesse de rotation N augmente
- Le couple électromagnétique diminue

On peut en conclure que l'augmentation de la vitesse de rotation (respectivement diminution) entraîne la diminution du couple (respectivement augmentation) dans l'alimentation par variation du flux statorique.

On alimente alors le mcc par la tension d'induit.

II.3.5 Rendement

Par définition ;

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{absorbée}}$$

$$\eta = \frac{P_{elec} - pertes}{P_{elec}} \quad (2.8)$$

Pertes= p_j induit+ p_{exc} + p_{mec} + p_{supp} à vide+ p_{supp} en charge

II.4 Modélisation en régime dynamique

II.4.1 Fonction de transfert du Mcc à excitation séparée

En asservissement, la machine est associée à des convertisseurs et à des régulateurs dont il faut déterminer les paramètres : c'est la synthèse du système, qui ne peut se faire raisonnablement que dans le cadre des systèmes linéaires continus, à coefficients constants. On ne représente pas les effets de la saturation ou de la réaction d'induit. Le modèle dynamique complet est défini par :

$$u_r = R_r i_r + L_r \frac{di_r}{dt} + K \Omega \quad \text{avec } K = k^\phi$$

$$C = K i = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega + C_0$$

n utilisant la transformation de Laplace, on a

$$U_r(p) - K \Omega(p) = (R_r + L_r p) I(p) \quad (2.9)$$

$$C(p) - C_0 = (Jp + f) \Omega(p)$$

D'où le schéma fonctionnel de la fonction de transfert du mcc

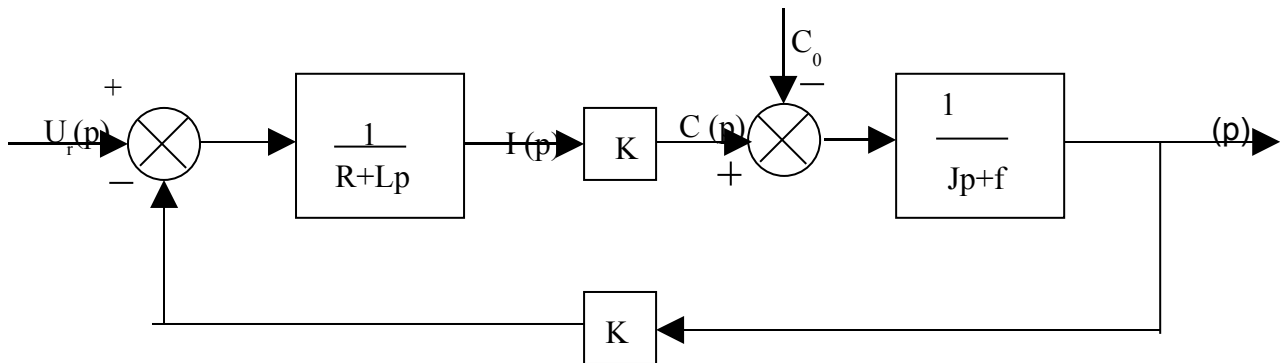


Figure 2.7 : Schéma fonctionnel d'un mcc

Cherchons la **fonction de transfert** ; ici on ne s'intéresse qu'au cas où il n'y a pas de perturbation (par exemple quand le moteur est à vide) le schéma fonctionnel devient :

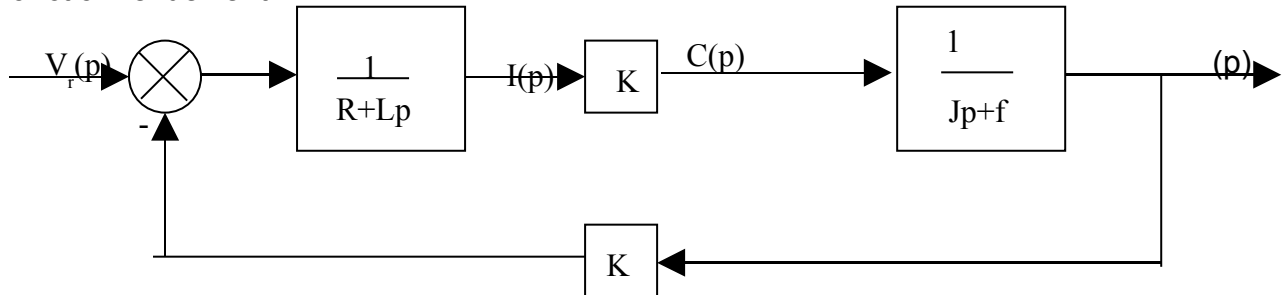


Figure 2. : Schéma fonctionnel d'un mcc sans perturbation

L'équation (1.11) devient :

$$V_r(p) - K\Omega(p) = (R_r + L_r)p I(p)$$

$$C(p) = (Jp + f)\Omega(p) = KI(p)$$

$$V_r(p) = (R_r + L_r)p I(p) + K\Omega(p)$$

Or

$$I(p) = \frac{(Jp + f)\Omega(p)}{K}$$

Ce qui donne finalement :

$$\frac{\Omega(p)}{V_r(p)} = \frac{K_m}{1 + (\tau_{em} + \mu\tau_e)p + \tau_{em}\tau_e p^2} \quad (2.10)$$

où $K_m = \frac{K}{K^2 + R_r f}$ le gain statique

$$\mu = \frac{R_r f}{K^2 + R_r f} \text{ Coefficient habituellement petit}$$

$$\tau_e = \frac{L_r}{R_r} : \text{ constante de temps électrique}$$

$$\tau_{em} = \frac{R_r J}{K^2 + R_r f} : \text{ constante de temps électromagnétique}$$

Par ailleurs, on néglige classiquement f (c'est le modèle) et l'on obtient alors en faisant la décomposition en éléments simple de l'expression (2.10) :

$$\mu = 0$$

$$K_m = \frac{1}{K}$$

Dans ce conditions, la fonction de transfert habituellement écrite :

$$\frac{\Omega(p)}{V_r(p)} = \frac{1}{K(1 + \tau_e p)(1 + \tau_{em} p)} \quad (2.11)$$

II.5 Contraintes et limites de fonctionnement

II.5.1 limites de fonctionnement

La variation de la vitesse est obtenue par réglage de la tension et du courant d'induit. La caractéristique couple vitesse est une droite (zone I de la figure 2.8) qui a pour expression :

$$\Omega = \frac{V - R_r (C/K)}{K} \quad (2.12)$$

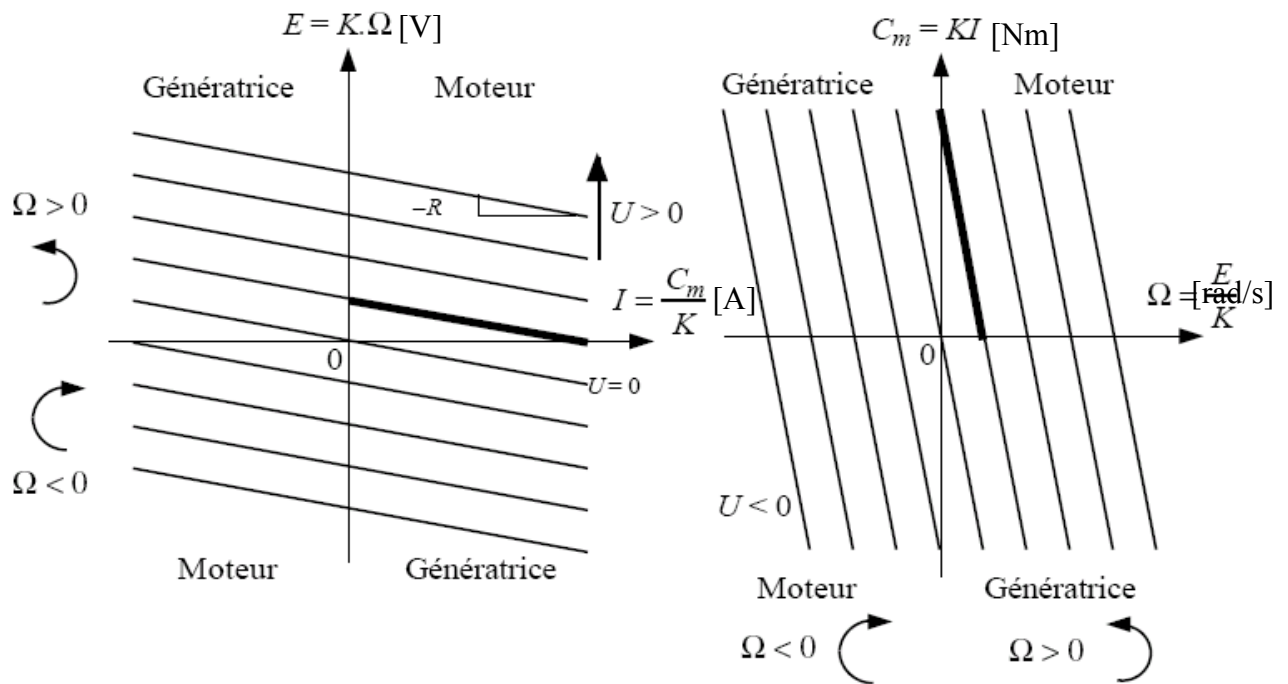


Figure 2.8 : caractéristique de fonctionnement dans les quatre quadrants d'un moteur à courant continu

Le point de fonctionnement est donné par l'intersection des courbes représentatives de la formule (2.14) et du couple de charge C_c .

Les limites de fonctionnement sont données par la tension d'induit maximale (habituellement la tension nominale V_n) et par le courant maximal admissible I_{\max} . Ce qui impose les inégalités :

$$-U_n < U < U_n \quad (2.13)$$

$$(-C_{\max} = -KI_{\max}) \leq C \leq (C_{\max} = KI_{\max}) \quad (2.14)$$

Les relations (2.12)- (2.13) et (2.14) montrent que le moteur est limité en couple et en vitesse.

II.5.2 effet de la réaction d'induit et de la saturation

Idéalement, les flux par pôles ne dépendent que du courant inducteur i_f . Dans la réalité, le courant d'induit i_r modifie la répartition des ampères-tours dans le circuit magnétique. Ainsi, le flux et la f.c.e.m « e » dépendent également de i_r ; à cause de l'effet de la réaction d'induit.

On pose ainsi :

$$\phi = \phi_0 - \Delta \phi \quad ([3].2.15)$$

$$e = E_0 - e_i \quad ([3].2.16)$$

Ce qui influence le couple électromagnétique :

$$C = k(\phi_0 - \Delta \phi)i = (k\phi_0 - \frac{e_i}{\Omega})i \quad ([3].2.17)$$

La réaction magnétique d'induit peut perturber considérablement les comportements du moteur. Aussi, dans les cas des machines performantes, on la compense à l'aide des enroulements supplémentaires.

A l'effet de la réaction d'induit s'ajoute celle de la saturation du circuit magnétique. Cela se traduit par la diminution de la valeur de l'inductance propre L de l'induit.

II.5.3 effet de la commutation

Le collecteur a pour but de commuter le courant au cours du fonctionnement du moteur. Il apparaît, entre les lames du collecteur, une tension de la forme :

$$e_c = l_c \frac{di}{dt} \cong l_c \frac{-i}{\Delta t_c} \quad ([3].2.18)$$

Où l_c est l'inductance de commutation.

Le temps de commutation est inversement proportionnel à la vitesse de rotation. Or, la tension doit rester faible (typiquement inférieur à 20 V) pour éviter

la détérioration du collecteur ; on doit donc rester en dessous des valeurs critiques définies par :

$$i_{\Omega} < (i_{\Omega})_c \quad ([3].2.19)$$

Dans le plan couple-vitesse, on observe que les points de fonctionnement autorisés sont limités par une hyperbole du type :

$$C_{\Omega} = \text{constante} \quad ([3].2.20)$$

Les constructeurs distinguent deux limites de commutation :

- une limite acceptable ou conseillée (le collecteur vieillit plus vite si cette limite est franchie).
- Une limite absolue, dont le franchissement risque d'entraîner la destruction immédiate du collecteur.

II.5.4 effet des échauffements

Dans le rotor apparaissent des pertes p_r , comprenant principalement les pertes par effet joule p_j , les pertes mécaniques dues à un couple des pertes c_p et les pertes fer, fonction du flux et de la vitesse, elles s'écrivent :

$$p_r = Ri^2 + C_p \Omega + p_{fe}(\phi, \Omega) \quad ([3].2.21)$$

Elles sont dissipées sous forme de chaleur qui traverse le moteur vers le milieu ambiant.

Pour étudier le comportement thermique, on utilise des schémas équivalents thermiques qui permettent de déterminer les échauffements des bobinages lors de certains cycles de fonctionnement. Parmi ces derniers, on distingue, en particulier trois types de service :

- Le service continu S_1 est celui où le moteur fonctionne sans interruption en régime stationnaire, on peut définir :

$$\theta_b - \theta_a = (R_{thbc} + R_{thca}) p_r \quad ([3].2.22)$$

R_{thbc} : Résistances thermiques entre bobinage et carcasse

R_{thca} : Résistances thermiques entre carcasse et ambiance

Pour un tel fonctionnement, il faut que :

$$\theta_b < \theta_{\max}$$

- Le service temporaire S_2 est constitué par un intervalle de fonctionnement en charge, qui est suivi d'un arrêt pendant lequel le moteur se refroidit complètement.
- Le service intermittent périodique S_3 est constitué d'une succession de fonctionnement en charge et à vide, pendant lesquels la température évolue entre celle minimale et maximale.

CHAPITRE

ETUDES D'UNE ALIMENTATION A PARTIR D'UN CONVERTISSEUR CONTINU- CONTINU A TRANSISTORS

On étudie les types de hacheurs utilisés fréquemment pour asservir en vitesse et en position un moteur à courant continu :

- Hacheur série
- Hacheur parallèle
- Hacheur réversible ou deux quadrants
- Hacheur en pont ou quatre quadrants

On n'étudie pas les hacheurs à accumulation capacitive ou inductive car ces derniers concernent uniquement les alimentations à découpage.

III.1 Hacheur série

III.1.1 Schéma de principe

Le hacheur série représenté (fig3.1) assure la liaison directe entre une source de nature capacitive(tension) et une charge de nature inductive.

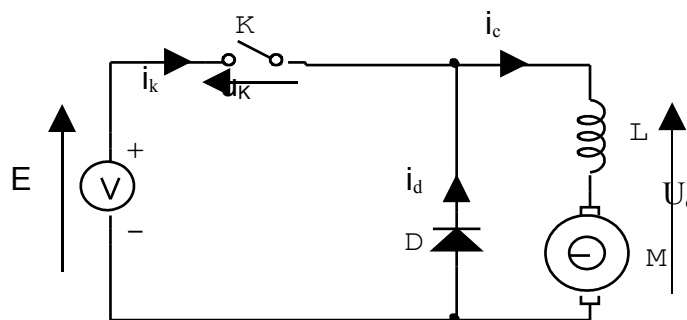


Figure3.1 : Schéma de principe d'un hacheur dévolteur (série)

Le hacheur est constitué par un interrupteur, mis en série avec la source et une diode de récupération qui vient en parallèle sur la charge.

III.1.2 Analyse de fonctionnement

Première phase : l'interrupteur K est fermé (fig3.2)

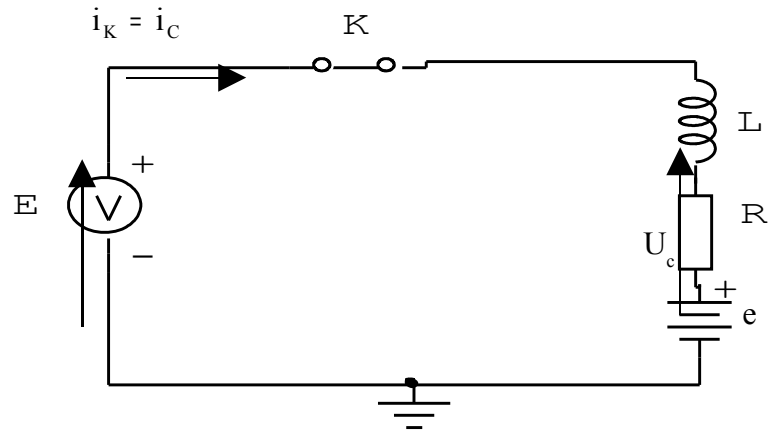


Figure3.2 : Interrupteur fermé

De $t=0$ à $t=T_0 = \alpha T$:

Nous sommes en présence d'une source de tension E débitant dans l'induit d'un m.c.c. La diode D est bloquée (tension inverse E à ses bornes). la tension de sortie U est égale à celle de l'entrée E , le courant i_E correspond au courant de charge i_C .

Deuxième phase : l'interrupteur K est ouvert (fig3.3)

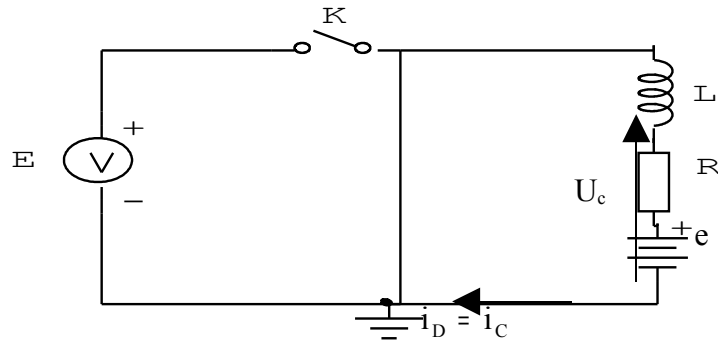


Figure3.3 : Interrupteur ouvert

De $t=T_0$ à $t=T$:

L'énergie emmagasinée dans la bobine L peut s'écouler à travers la diode D . La bobine restitue donc une partie de l'énergie accumulée. On a alors $i_D = i$, $i_S = 0$ et $U=0$.

Où $i(t)$ est solution de l'équation différentielle : $Ri + L \frac{di}{dt} + e = 0$. A ce stade du raisonnement, on distingue deux régimes de fonctionnement :

- Soit $i(t)$ n'est pas nul à $t=T$, c'est le régime de conduction continue.
- Soit $i(t)$ s'annule entre T_0 et T , c'est le régime de conduction discontinue (on n'étudie pas ce phénomène)

Troisième phase : Phase de commutation

Pour $t=T_0$: ouverture de l'interrupteur K ; la diode D doit immédiatement entrer en conduction afin d'éviter une variation rapide de l'intensité dans la bobine et par conséquent une surtension $L \frac{di}{dt}$ néfaste pour l'interrupteur. On dégage donc une qualité importante de la diode de récupération c'est à dire ses temps de commutation doivent être notablement plus courts que ceux de l'interrupteur auquel est associé. La commutation à la fermeture ne pose pas de problème.

III.1.3 Oscillogramme

On suppose que la constante de temps électrique « L/R » est supérieure à la période de fonctionnement afin d'éliminer la conduction discontinue. L'allures de formes d'ondes correspondant aux phénomènes décrits sont représentés fig3.4. On

notera $\alpha = \frac{T_0}{T}$ le rapport cyclique susceptible de varier de 0 à 100%.

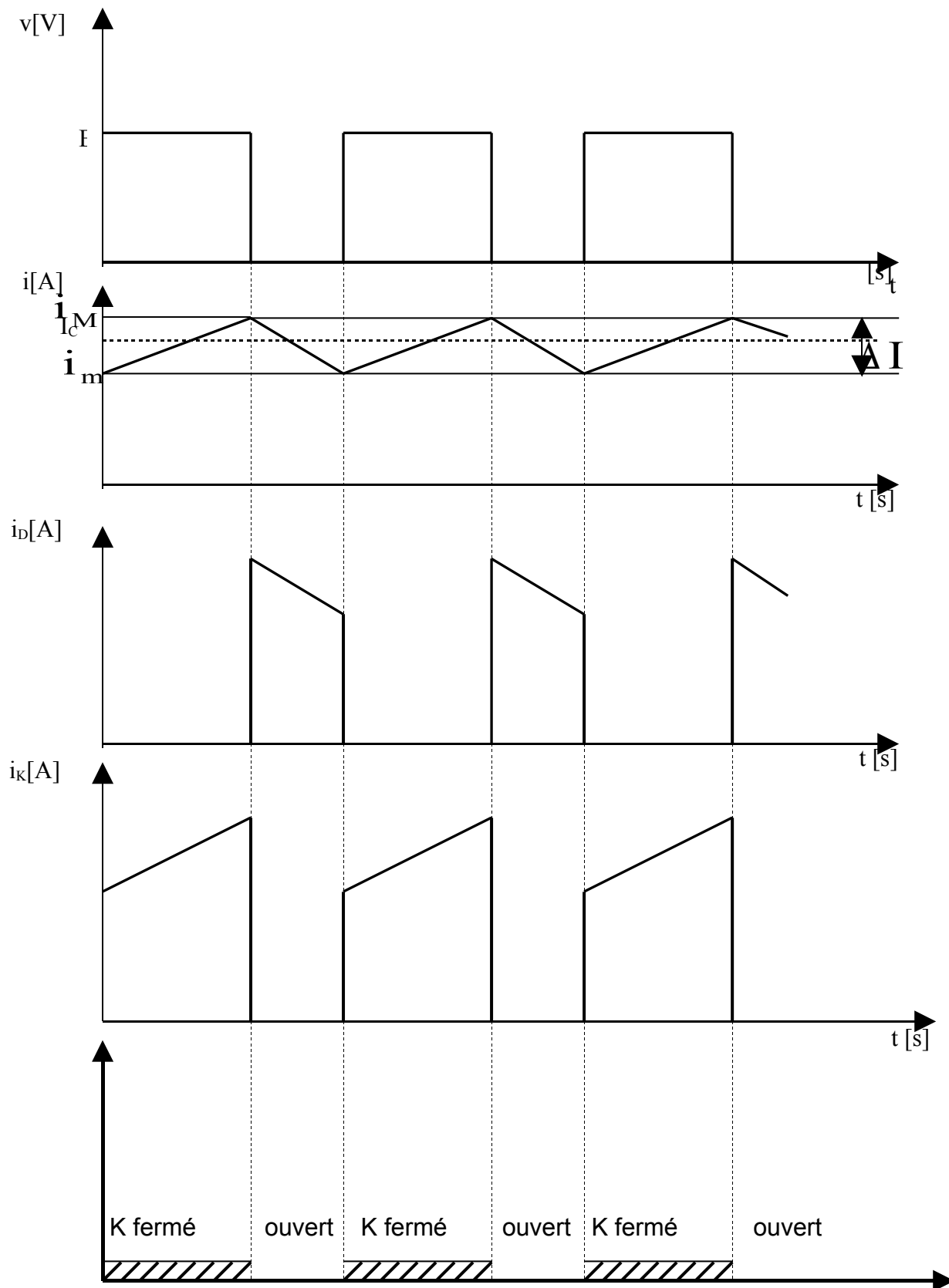


Figure 3.4 : Oscillogramme d'un hacheur abaisseur

III.1.4 Relations fondamentales

- **Tension moyenne U_c :**

Si U_c désigne la tension aux bornes de la charge, on a les relations suivantes.

On renvoie en annexe1 toutes les démonstrations.

$$U_c = \alpha E = RI_C + e \quad (3.25)$$

α : Rapport cyclique

E : source de tension continue alimentant l'induit

R : résistance de l'enroulement d'induit

e : f-c-ém de l'induit

I_C : Courant moyen traversant la charge

- **Courant d'ondulation absolue ΔI**

Le courant d'ondulation absolue est donné par la formule suivante (cf. annexe1) :

$$\Delta I = \frac{ET}{L} \alpha (1 - \alpha) \quad (3.26)$$

$$\Delta I \text{ est maximal pour } \alpha = \frac{1}{2}$$

On peut réduire l'ondulation soit en travaillant à une fréquence de découpage élevée (période T petite), soit en augmentant l'inductance globale L de la charge.

- **Bilan de puissance**

D'après le raisonnement (annexe1), on trouve :

$$U_c = \alpha E$$

$$I_C = \frac{1}{\alpha} I_S$$

En multipliant membre à membre, on trouve :

$$U_c I_C = EI_S$$

$$P_{C0} = P_S \quad (3.27)$$

le hacheur transmet la puissance avec un rendement théorique égal à un.

III.2 Hacheur parallèle

III.2.1 Schéma de principe

Le hacheur parallèle représenté (fig3.5) assure la liaison directe entre une source de courant et une charge capacitive.

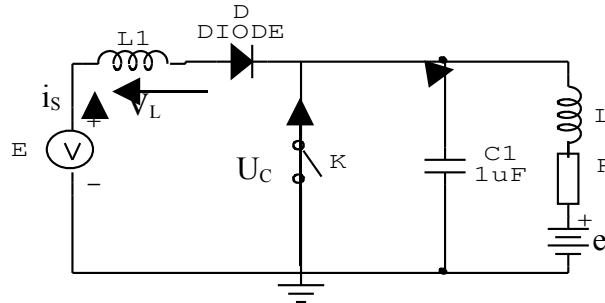


Figure 3.5 : Schéma de principe d'un hacheur parallèle

Le hacheur est constitué par un interrupteur, mis en parallèle avec la source et une diode qui vient en série avec la charge.

III.2.2 Analyse de fonctionnement

Première phase Fig. (3.5)

L'interrupteur K est ouvert. L'énergie passe de la source à la charge par la diode D. Le condensateur C stocke de l'énergie, on a $i_D = i_S$; l'allure de i_D obéit à l'équation différentielle :

$$E - U_C = L \frac{di}{dt} \quad (3.28)$$

Deuxième phase Fig. (3.6)

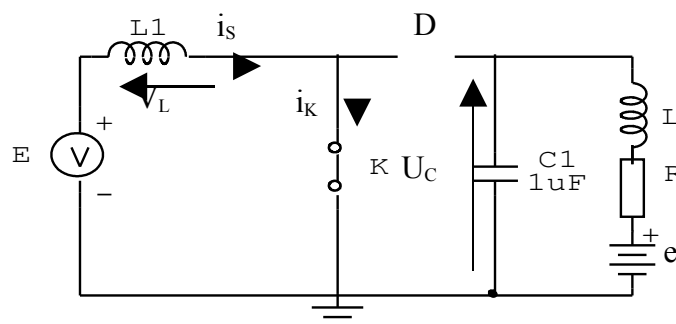


Figure 3.6 : Interrupteur fermé

L'interrupteur K est fermé et court-circuite la source. La diode D est bloquée

(sous tension inverse). La loi d'évolution du courant $i_s = i_k$ obéit l'équation différentielle :

$$E = L \frac{di}{dt} > 0 \quad (3.29)$$

Alors au cours de cette phase ; $i_s(t)$ est une fonction croissante. On remarque alors que la première phase est négative, ce qui impose $E - U_c < 0$. On retrouve le caractère élévateur de tension.

Troisième phase : Commutation à l'ouverture de l'interrupteur K.

A l'ouverture de K, i_s tend brusquement à décroître, donc $\frac{di_s}{dt}$ est négatif et la tension E vient s'ajouter à la tension $-v_L = -L \frac{di_s}{dt}$ qui est positive et va permettre l'entrée en conduction de la diode. Dès que celle-ci entre en conduction, on se retrouve dans la première phase de fonctionnement régie par l'équation (3.29). La commutation à la fermeture de K ne pose pas de problème.

III.2.3 Oscillogrammes

L'évolution en fonction du temps des courants et tensions du circuit est représentée à la fig.3.7. On se place ici dans le cas de conduction continue.

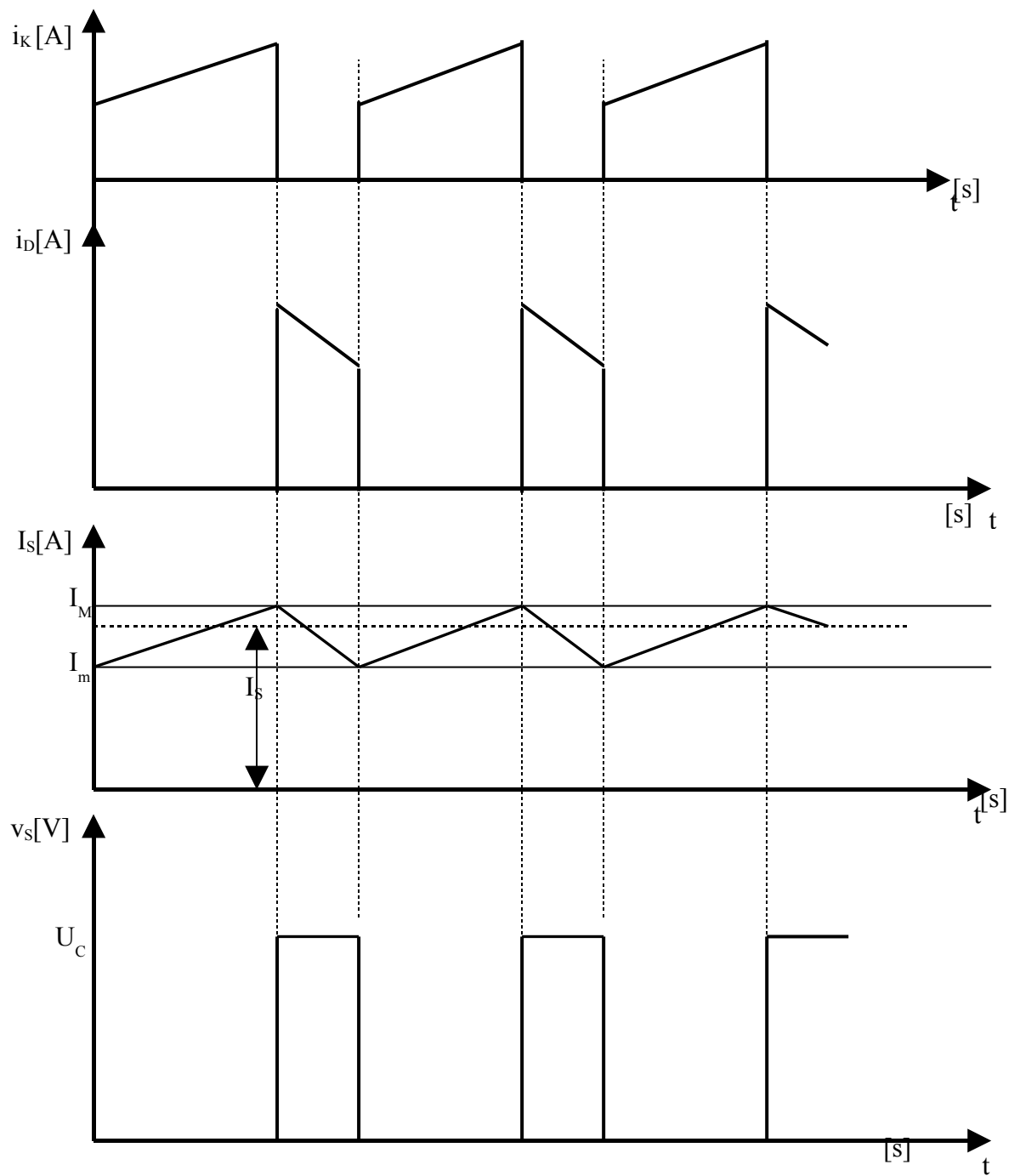


Figure 3.7 : Oscillogrammes d'un hacheur survolteur

III.2.4 Relations fondamentales

On se limitera au domaine de conduction continue.

- **Valeurs moyennes de courant et tension du circuit**

La tension moyenne aux bornes de la charge est donnée par la formule ci-contre (démonstration cf.annexe2)

$$U_c = \frac{1}{1 - \alpha} E \quad (3.30)$$

U_c : tension moyenne dans la charge

E : tension continue dans la source

α : Rapport cyclique

Le courant moyen dans la charge est ici le courant I_c , on a :

$$I_c = (1 - \alpha) I_s \quad (3.31)$$

I_c : courant moyen dans la charge

I_s : courant débité par la source

- **Calcul de l'ondulation du courant de la source**

Le courant d'ondulation est donné par la formule suivante, la démonstration se reportera à l'annexe2.

$$\Delta I_s = \frac{E}{L} \alpha T \quad (3.32)$$

Où :

L : Inductance de lissage dans la source

T : période de fonctionnement

On peut réduire l'ondulation soit en travaillant à une fréquence de découpage élevée (période de fonctionnement petite), soit en augmentant l'inductance L de la source.

- **Puissance disponible**

On calcule la puissance consommée par la charge :

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T v_s i_s dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_c i_s dt = U_c (1 - \alpha) I_s$$

$$P_c = \frac{EU_c}{R(1 - \alpha)} = \frac{E^2}{R(1 - \alpha)} \quad (3.33)$$

C'est également la puissance disponible sur la charge.

III.3 Hacheur réversible

Les systèmes qui ont été étudiés jusqu'à maintenant ne comportent qu'un seul interrupteur et autorisent la circulation de l'énergie dans un seul sens. Si on prend un hacheur alimentant un mcc, le problème de la récupération d'énergie se pose. Cet exemple montre la nécessité de concevoir des convertisseurs réversibles laissant passer l'énergie dans le deux sens .Nous proposons ici l'étude de deux circuits élémentaires <<deux quadrants>> permettant d'inverser la tension aux bornes de la charge en maintenant la circulation du courant dans le même sens d'une part et d'inverser le courant dans la charge le signe de la tension d'autre part. Ces dispositifs utilisent nécessairement deux interrupteurs associés à deux diodes de récupération.

III.3.1 Hacheur réversible monté en série

III.3.1.1 Schéma de principe

Les deux interrupteurs sont en série avec la charge et les deux diodes en parallèle (fig.3.8). La structure est symétrique, la liaison source charge est directe.

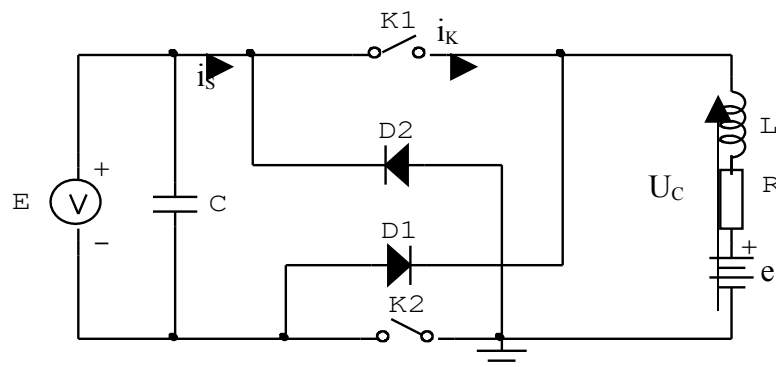


Figure 3.8 : Schéma de principe

Les ordres d'ouverture et de fermeture sont donnés simultanément aux deux commutateurs que l'on suppose identiques et parfaitement synchronisés.

On suppose que la constante de temps $\frac{L}{R}$ est très grande devant la période de fonctionnement afin de linéariser les portions de courbes exponentielles.

III.3.1.2 Analyse de fonctionnement

- **Première phase : $0 < t < T_0 = \alpha T$**

Les deux interrupteurs K_1 et K_2 sont fermés (fig.3.9).

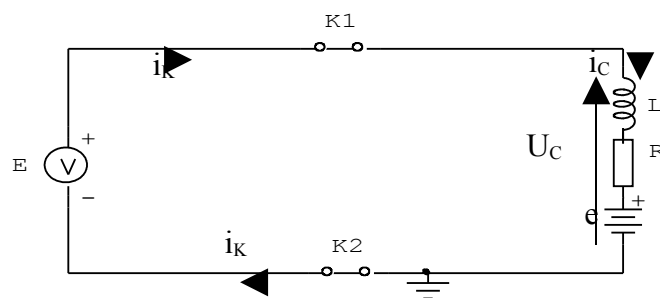


Figure 3.9 : Interrupteur fermé

L'énergie passe de la source vers la charge, on a $i_K = i_C$.

La loi d'évolution dans le temps de ces courants est donnée par :

$$i_K = \frac{E - e}{L} (1 - e^{-\frac{Rt}{L}}) + C \text{ soit avec l'hypothèse } \frac{L}{R} \gg T$$

$$0 < t < T_0 = \alpha T : \quad i_K = i_C = \frac{E - e}{L} t + C$$

- **Deuxième phase**

Les deux interrupteurs K_1 et K_2 sont ouverts et les deux diodes sont conductrices (fig.3.10).

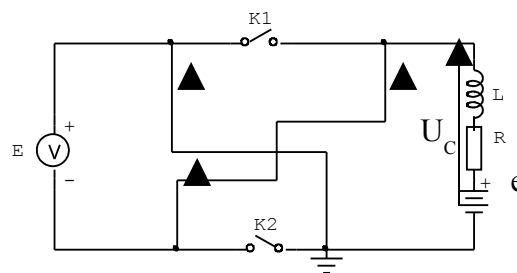


Figure 3.10 : Interrupteur ouvert

L'énergie accumulée dans l'inductance est utilisée en partie pour continuer

A faire passer le courant dans la charge et en partie pour renvoyer de l'énergie à la source. Le courant délivré par la source et la tension aux bornes de la charge sont maintenant bidirectionnels et de valeur moyenne positive ou négative suivant la valeur du rapport cyclique α . C'est donc la puissance moyenne sur une période qui peut changer de signe.

III.3.1.3 Oscillogrammes

Comme pour le hacheur série élémentaire, dans cette hypothèse de fonctionnement, le courant dans la charge ne s'annule jamais au cours d'une période.

Les allures des courants et tensions sont représentées (fig.3.11).

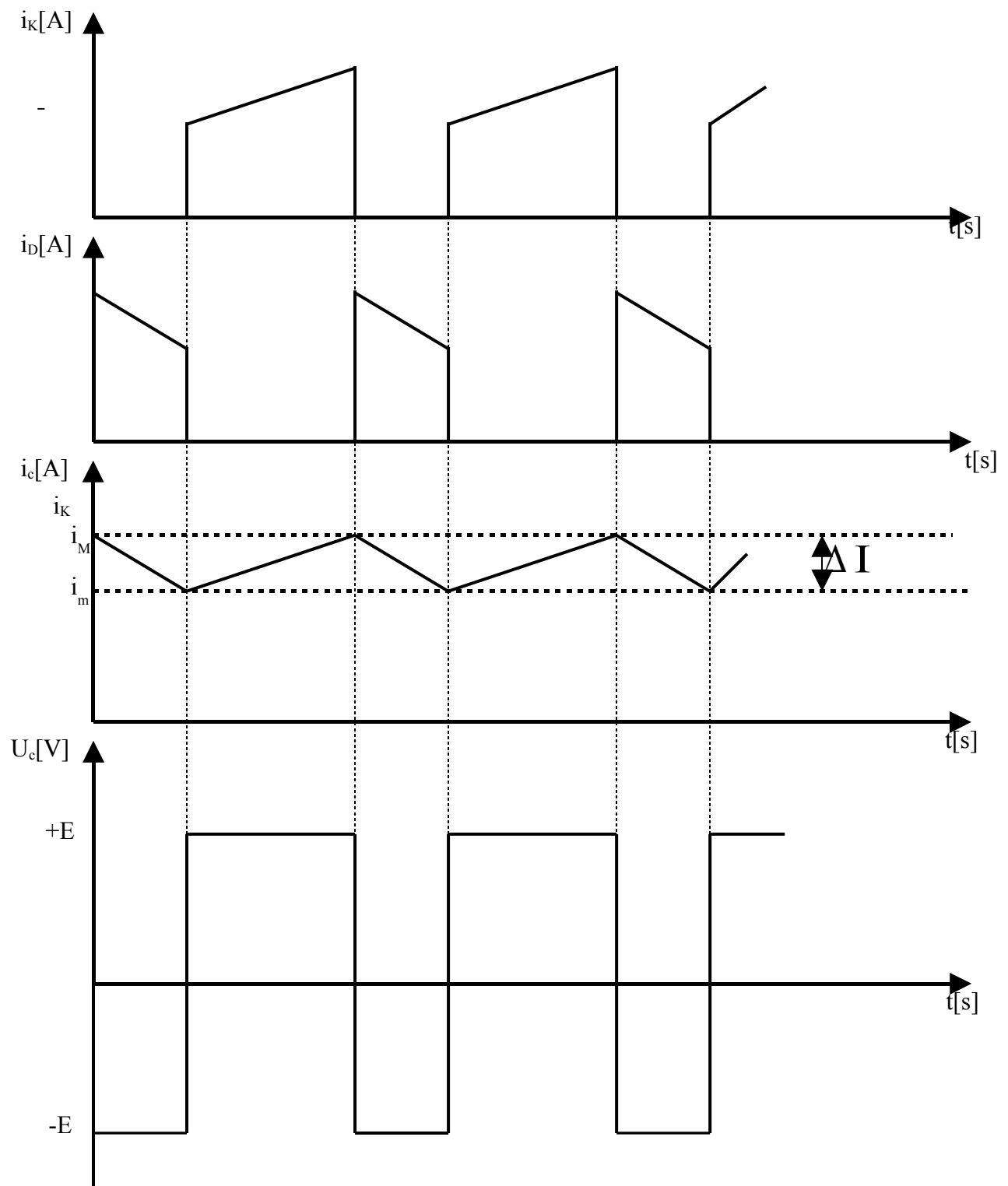


Figure 3.11 : Oscillogrammes

III.3.1.4 Relations fondamentales

$0 < t < T_0 = \alpha T$: le courant dans la charge circule dans les interrupteurs, alors :

$$i_K(t) \cong \frac{E - e}{L} t + i_m \quad (3.34)$$

$\alpha T < t < T$: les interrupteurs sont ouverts, le courant continue de circuler dans les diodes D_1 et D_2 , on a la relation suivante (cf. annexe 3)

$$i_D(t) \cong - \frac{E + e}{L} t + i_M \quad (3.35)$$

Avec :

$$i_M \cong \frac{E - e}{L} \alpha T + i_m \quad (3.36)$$

• Rapport de transformation

Appelons U_C : la tension moyenne aux bornes de la charge

E : la tension continue de la source

α : Rapport cyclique variable entre 0 et 1.

On peut définir le rapport de transformation suivante (démonstration cf. annexe 3) :

$$\frac{U_C}{E} = 2\alpha - 1 \quad (3.37)$$

D'après cette relation, trois cas se présentent :

Si $\alpha < \frac{1}{2}$, on a un fonctionnement d'un hacheur survolteur donc phase de récupération d'énergie.

Si $\alpha = \frac{1}{2}$, pas de fonctionnement.

Si $\alpha > \frac{1}{2}$, hacheur abaisseur de tension (cf. hacheur série)

• Valeur moyenne du courant dans la charge

Le courant dans la charge I_C est donné par :

$$I_C = \frac{U_C - e}{R} \quad \text{Soit :}$$

$$I_C = \frac{(2\alpha - 1)E - e}{R} \quad (3.38)$$

- **Calcul d'ondulation absolue**

L'ondulation absolue ΔI est tirée de la relation (13), alors :

$$\Delta I = \frac{2E(1 - \alpha)}{L} \alpha T \quad (3.39)$$

- **Puissance disponible**

La puissance est donnée par la formule suivante (démonstration cf.annexe3) :

$$P_s = \frac{E^2}{R} (2\alpha - 1) \left(2\alpha - 1 - \frac{e}{E} \right) \quad (3.40)$$

III.3.2 Hacheur réversible utilisant deux interrupteur fonctionnant alternativement

III.3.2.1 Schéma de principe (fig.3.12)

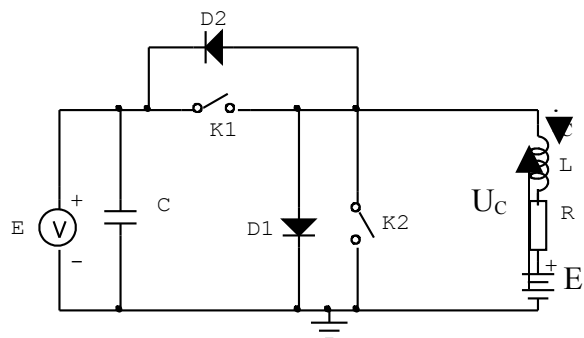


Figure 3.12 : Schéma de principe d'un hacheur mixte

Ce convertisseur est réalisé par l'association de deux hacheurs élémentaires :

- Un hacheur série à liaison directe faisant passer l'énergie d'une

Source de nature capacitive à une charge formée d'une résistance R , une inductance L et une f.c.ém E' . Ce hacheur est constitué par l'ensemble K_1 , D_1 .

➤ Un hacheur parallèle à liaison directe élévateur de tension formé des éléments K_2 et D_2 et assurant la récupération d'énergie de la charge vers la source.

III.3.2.2 Principe de fonctionnement

Ce convertisseur se distingue de celui que nous venons d'étudier par le fait que les deux interrupteurs ne fonctionnent jamais simultanément afin d'éviter la mise en court circuit de la source de tension E .

Le convertisseur K_1 , D_1 représente le hacheur élémentaire à liaison directe abaisseur de tension chargé de délivrer une tension variable servant à alimenter l'induit d'un moteur à courant continu. Son fonctionnement a été étudié en détail au paragraphe 3.1.

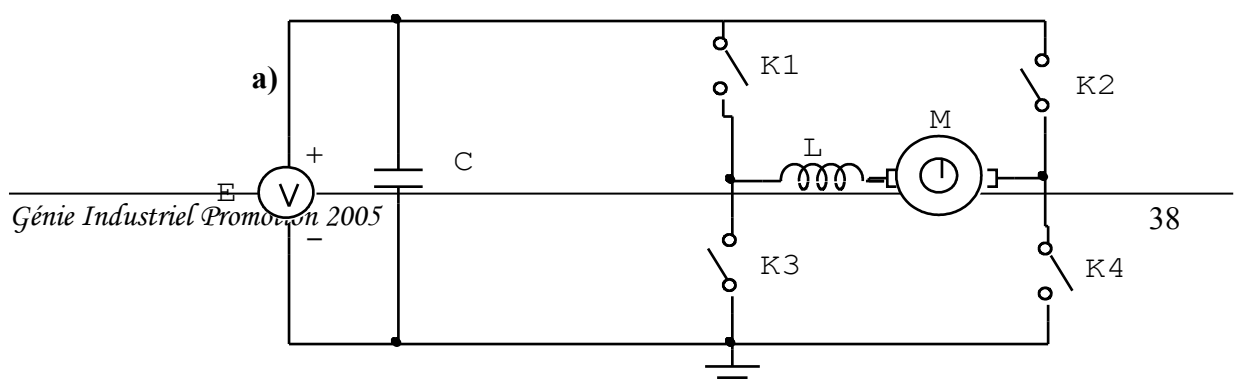
Lors du freinage par récupération, on bloque le transistor T_1 (K_1) et on utilise le transistor T_2 (K_2) et la diode D_2 pour former un hacheur survolteur. L'intensité s'inverse dans la charge, la f.c.ém se comporte comme une f.é.m, la batterie récupère une partie de l'énergie fournie lors de la machine normale.

III.4 Hacheur quatre quadrants

III.4.1 Schéma de principe

Lors que l'on souhaite faire fonctionner un Mcc dans les deux sens de rotation Avec une possibilité de récupération d'énergie, il faut envisager une structure semblable à celle de la figure 3.13 qui permettrait l'inversion de la tension aux bornes du récepteur en y ajoutant la possibilité d'inversion du sens du courant moyen. Ceci est possible en montant "tête bêche" aux bornes de la charge, deux hacheurs deux quadrants, alimentés par la même source d'énergie.

La configuration de la figure 3.13 peut se représenter selon le schéma de la figure 3.13.a), à partir duquel on construit aisément la structure d'un hacheur réversible quatre quadrants (fig.3.13.b)).



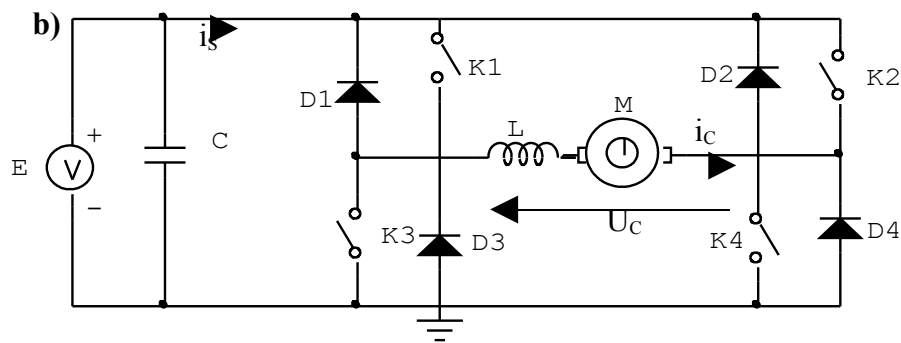


Figure 3.13 : schéma de principe d'un hacheur quatre quadrants

III.4.2 Principe de fonctionnement

Les séquences de fonctionnement se décomposent de la façon suivante :

- ❖ Mise en conduction simultanée des interrupteurs K_1 et K_4 à la même fréquence de découpage, en maintenant K_2 et K_3 bloqués. Le courant moyen dans la charge I_c est positif par rapport aux conventions de la figure 3.13.b).

Si $\alpha < \frac{1}{2}$: la tension moyenne U_c aux bornes de la charge est négative.

Le courant moyen dans la source I_s est négatif, l'énergie se propage du récepteur vers la source.

Si $\alpha > \frac{1}{2}$: U_c est positive

I_s est positif

L'énergie se propage de la source vers le récepteur.

- ❖ Mise en conduction simultanée des interrupteurs K_2 et K_3 à la même fréquence de découpage, en maintenant K_1 et K_4 bloqués. Le courant moyen dans la charge I_c est négatif.

Si $\alpha > \frac{1}{2}$: U_c est négative

I_s est positif

L'énergie se propage de la source vers le récepteur.

Si $\alpha > \frac{1}{2}$: U_C est positive

I_s est négatif

L'énergie se propage du récepteur vers la source.

CHAPITRE

CONCEPTION ET
DIMENSIONNEMENTS DES
CIRCUITS ELECTRONIQUESIV .1 Cahier des charges de l'alimentation

La charge est un moteur à courant continu à aimant permanent et à excitation séparée ; le modèle est de type MT 3860 dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Puissance nominale : 22[W] ;
- Tension d'alimentation U de l'induit : 12[V] ;
- Courant nominal I de l'induit : 3,10 [A] ;
- Résistance de l'induit : 0,5 [Ω] ;
- Inductance de l'induit : $1,1 \cdot 10^{-4}$ [H] ;
- Moment d'inertie : $1,8149 \cdot 10^{-4}$ [kgm²] ;
- Constante K : 0,008 [Nm/A] ;
- Vitesse de rotation : 15600[T/mn].

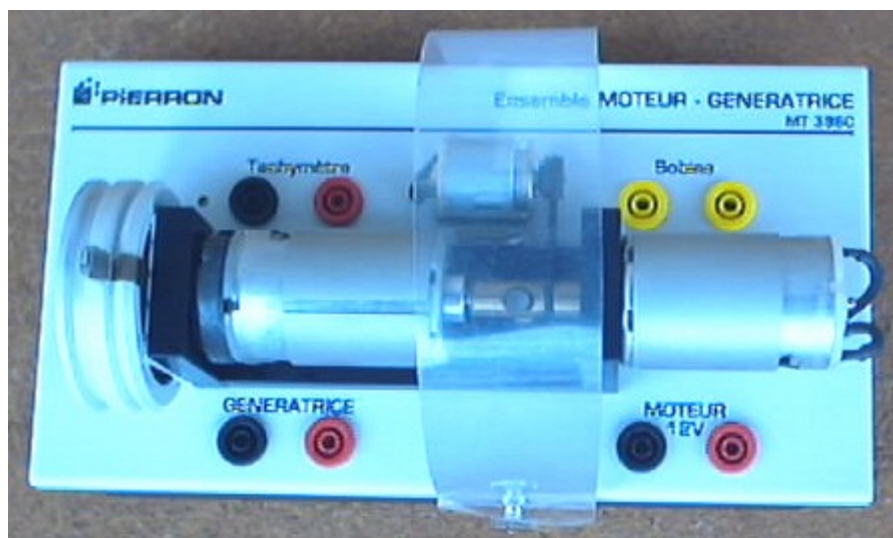


Figure 4.1 : Photo de l'ensemble moteur/Génératrice

IV.2 Hypothèses Générales

- Le moteur doit pouvoir fonctionner dans les deux sens de rotation ;
- Les dispositifs d'alimentation doivent donc fournir une tension de -12V à +12 V et le courant nominal $I_N = 3,10$ A ;
- La bande passante doit être largement supérieure à la fréquence de coupure qui est définie par le diagramme de Bode de la figure 4.2 suivante ;

La fonction de transfert est obtenue par l'expression de la formule (2.11) en calculant les paramètres qui caractérisent cette fonction de transfert.

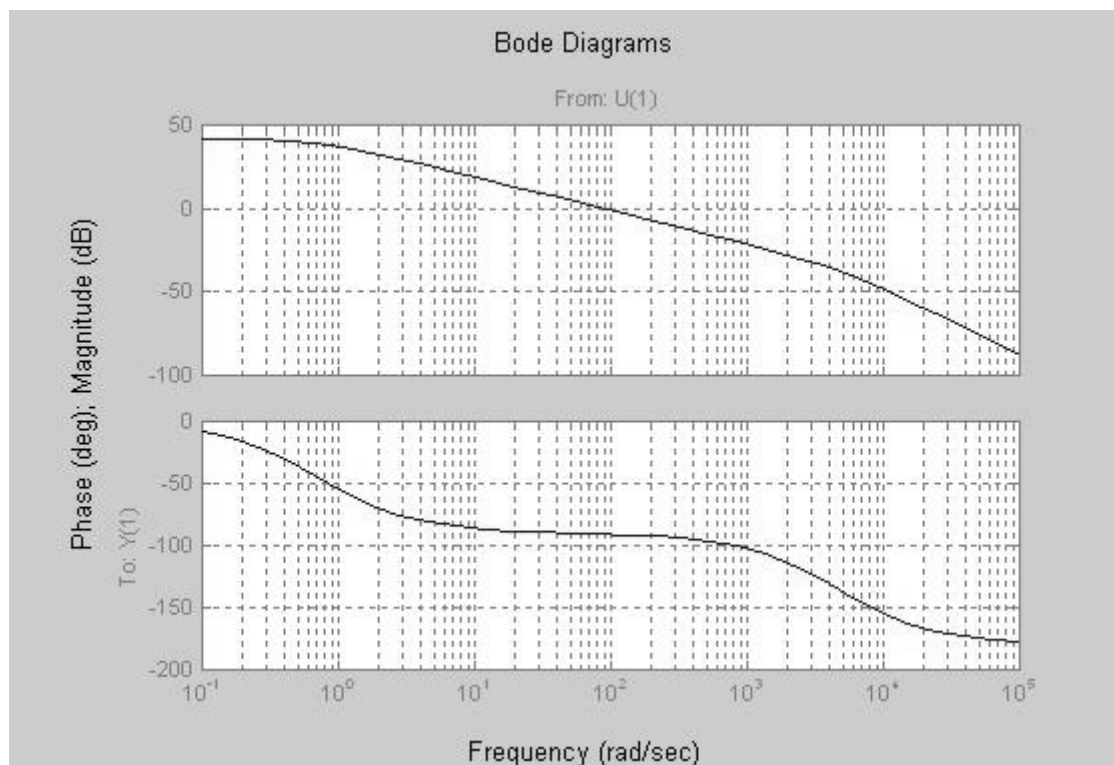


Figure 4.2 : Diagramme de Bode

Pour un gain -3dB, la fréquence de coupure est de 15 [Hz].

- Rendement élevé.

IV.3 Principe général de l'alimentation

L'alimentation se repose sur le principe suivant : (figure 4.4)

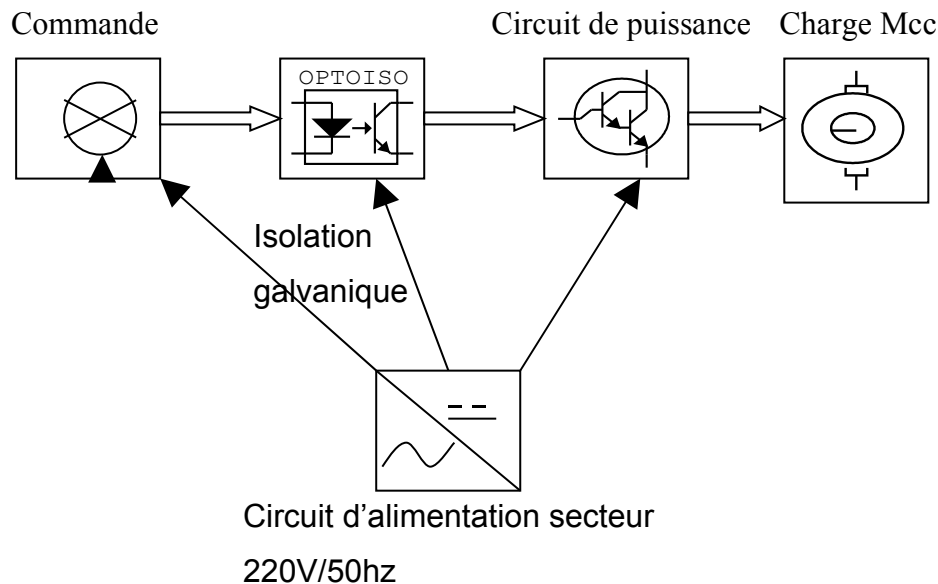


Figure 4.3 : principe d'alimentation du Mcc

IV.4 Conception de circuit de puissance

Dans le montage, les transistors et les diodes travaillent en commutation à une fréquence élevée (jusqu'à 10Khz). Il est plus pratique d'utiliser des commutateurs rapides qui présentent de faible dissipation à l'état saturé.

IV.4.1 Principe de choix des transistors de puissances

Compte tenu de ce qui a été évoqué précédemment, on choisit des transistors Darlington qui présentent les avantages suivants :

- faible courant de commande
- le temps de commutation est faible : l'énergie dissipée à la commutation est minime
- La température maximale de la jonction est élevée (jusqu'à 175°C)
- Gain de courant élevé
- Bon comportement dans le cas de perturbations
- Le circuit de commande est simple

IV.4.2 Principe de choix des diodes

Pour les diodes, il faut choisir celles qui sont plus rapides que les transistors Darlington. On prend une diode qui présente un phénomène de recouvrement inverse t_{rr} réduit ($t_{rr} < 100\text{ns}$).

On note que le temps de recouvrement inverse d'une diode est le laps de temps qu'elle met au blocage pour évacuer la charge électrique accumulée dans la jonction au cours de la conduction.

IV.4.3 Choix et Dimensionnements

IV.4.3.1 Circuits de puissances

Pour un courant de charge nominale $I_N = 3.10\text{A}$, on doit prévoir des transistors et des diodes qui supportent au moins $1.5 \cdot I_N = 4.65\text{A}$ sous une tension au moins 12V .

On choisit les mêmes types pour les diodes et les transistors auxiliaires parce qu'ils doivent supporter le courant I_N sous tensions directes et inverse maximales respectivement égales à $+12\text{V}$ et -12V .

Schéma 1

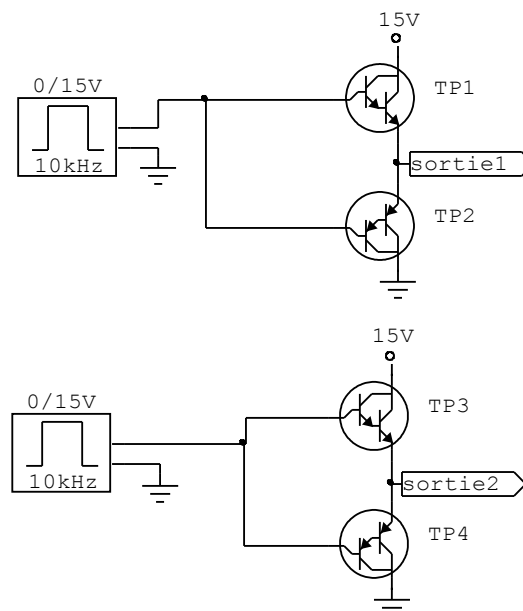


Figure 4.4 : circuit de puissance par hacheurs quatre quadrants

a) dimensionnement de transistors de puissance

On a ainsi choisi les transistors Darlington de puissance de type TIP142 et TIP147 avec des diodes de protection intégrées dont les caractéristiques fournies par les fabricants sont données dans les tableaux suivants :

V_{CBmax}	V_{CEmax}	V_{EBmax}	I_{Cmax}	T_{jmax}	β	V_{DRM}	t_{on}	t_{off}	boîtier
(V)	(V)	(V)	(A)	(°C)	(minimum)	(V)	(μs)	(μs)	
100	100	5	10	150	500	850	0.9	10	TOP3

Tableaux 4.1 : Caractéristiques des transistors TIP142 et TIP147

Il faut monter les transistors de puissance sur le dissipateur pour éviter le phénomène de second claquage qui se traduit par l'augmentation de température au niveau de collecteur- émetteur entraînant le court – circuit de cette jonction.

b) performance

Ce circuit de puissance fonctionne en régime tout ou rien alors son rendement est proche de l'idéal.

Schéma 2

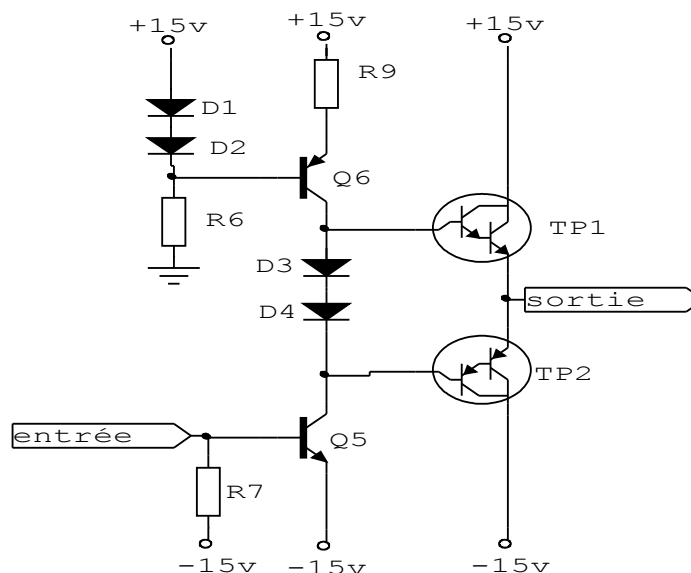


Figure 4.5 : circuit de puissance par amplificateur classe B

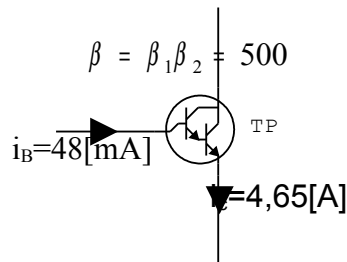
a) Dimensionnements des composants constitutifs

- **Transistors de puissance**

On choisit les types 142 et 147. (Même raisonnement que précédemment)

- **Transistors de commande**

On part toujours du courant de charge au moins 1,5 fois du courant nominal qui est égale à 4,65[A].



C'est à partir de ce raisonnement qu'on arrive à choisir la caractéristique des transistors de commande Q5 et Q6. On choisit alors le type 2N2222 pour le NPN et du type 2N2907 pour le PNP. (Courant de collecteur maximal 100[mA])

- **Diodes**

On prend le type 1N4148.

- **Résistances**

Les dimensionnements des résistances dépendent du courant maximal qui les traversent. En connaissant le courant de charge, on peut déterminer le courant de chaque branche par la formule classique $i_B = \beta i_C$. Il suffit de déterminer les valeurs de chaque résistance en appliquant la loi d'Ohm.

D'où :

$$R6 = 3.3 \text{ [K}\Omega\text{]} - 1/2 \text{ [W]} ;$$

$$R7 = 330 \text{ [}\Omega\text{]} - 2 \text{ [W]} ;$$

$$R8 = 100 \text{ [K}\Omega\text{]} - 1/2 \text{ [W]}.$$

b) performance

- mauvais rendement ($\eta = \frac{1}{4} = 25\%$), pour plus de détail, voir bibliographie [14] ;
- nécessite deux alimentations symétriques ;
- les transistors de puissance doivent être montés sur des dissipateurs volumineux.

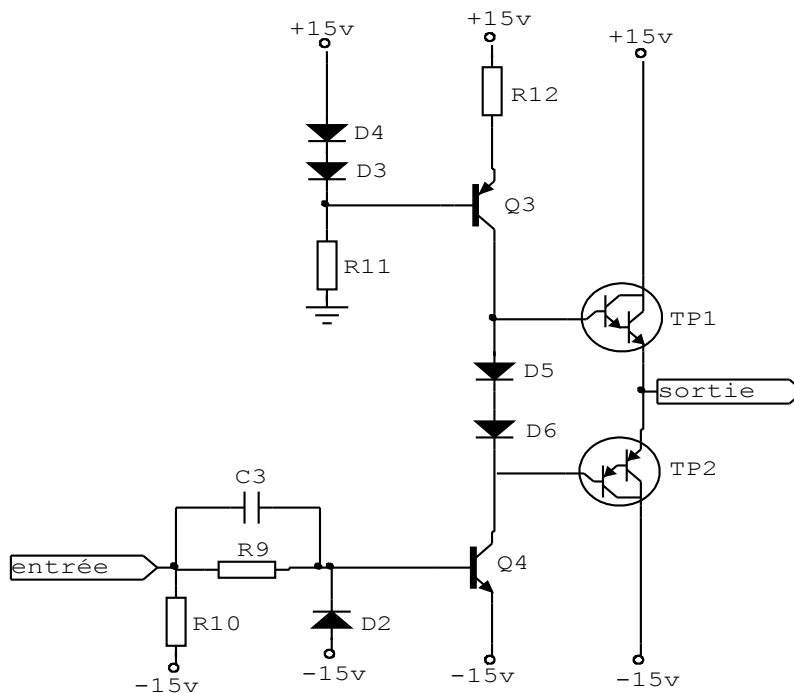
schéma 3

Figure 4.6 : circuit de puissance par amplificateur classe D

Les dimensionnements des composants sont semblables aux ceux des paragraphes précédents.

a) performance

- rendement élevé (70%), voir bibliographie [14] ;
- nécessite deux alimentations symétriques.

En brefs, après avoir étudié la performance des différents circuits de puissance, on retient le schéma de circuit de puissance par hacheur quatre quadrants. D' où le schéma définitif de circuit de puissance.

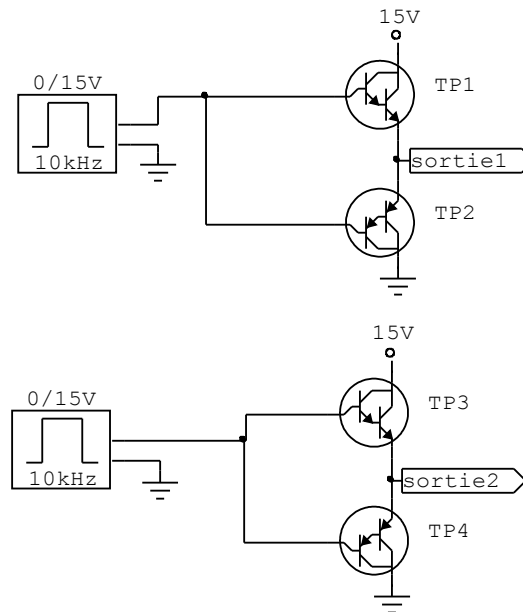


Figure 4.7 : schéma définitif de circuit de puissance

IV.4.3.2 Préamplificateurs

Leurs rôles sont de fournir le courant de commande apte à ouvrir les transistors de puissance et d'amplifier le signal via le circuit de commande.

a) Dimensionnement de circuit de préamplificateur

Schéma1

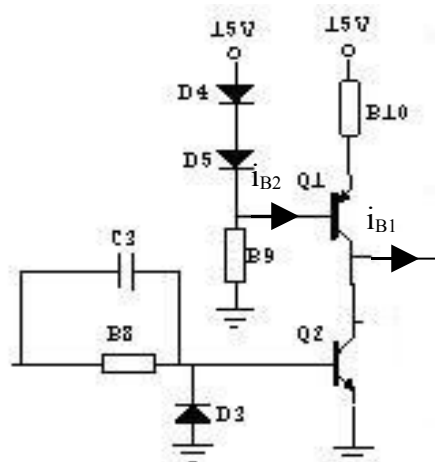


Figure4.8 : circuit de préamplificateur d'un hacheur quatre quadrants

La cellule R3C2 est un circuit d'accélération de commutation. La diode D3 redresse la tension de commande. Les transistors Q1 et Q2 amplifient le courant d'attaque des transistors de puissance.

- **Choix et dimensionnements des transistors de commande**

Leurs rôles sont de fournir le courant de commande des transistors de puissance. Ils fournissent au moins le courant de base 6,2 [mA] pour pouvoir saturer les transistors Darlington (TIP142 et TIP147). On choisit les transistors complémentaires de type 2N2222 et 2N2907 (cf.IV.4.3.1.a).

- **Choix et dimensionnements des résistances et des diodes**

On monte deux diodes en série pour que le transistor PNP entre en conduction. On prend deux diodes de type 1N4148 pouvant chuter le potentiel V_{BE} en valeur 1,4[V].

➤ **Calcul de résistance R10**

La résistance R10 limite le courant de collecteur des transistors 2N2907. Au démarrage, le moteur fait appel à un courant 7 à 8 fois le courant nominal, soit le courant de démarrage environ 24A. Il faut un courant de base 48mA pour assurer la conduction du transistor de puissance. Le courant de collecteur est proportionnel au courant d'émetteur qui est égale à $I_{B1} = 48\text{mA}$. Négligeant la tension de saturation des transistors 2N2907, on prend $R10 = V_{cc}/I_{B1} = 312,5 [\Omega]$, soit 330[Ω] -2[W] pour la valeur normalisée dans la série E24.

➤ **Calcul de résistance R8**

Le gain en courant du transistor PNP est au moins 100. Il se contente d'un courant de base maximal $i_{B2} = i_{B1}/100 = 0,48\text{mA}$. Lors du blocage, il faut évacuer ce courant de même valeur. La tension base-émetteur est égale à 1,4 [V] (en régime de saturation), il faut prendre $R8 = V_{BE}/i_{B2} = 2917 [\Omega]$, soit 3,3[k Ω] -1/2[W] pour la valeur normalisée la plus proche.

➤ **Dimensionnements de circuit d'aide à la commutation**

On choisit la valeur de $T=R3C3$ qui est la somme du temps de commutation ($t_{on}=0,2\mu s$) et du temps de blocage ($t_{off}=0,8\mu s$) des transistors de puissance. Prenons $C3=1\text{nF}$, alors $R3=1000 [\Omega]$, soient 1[k Ω] -1/2[W].

Schéma2

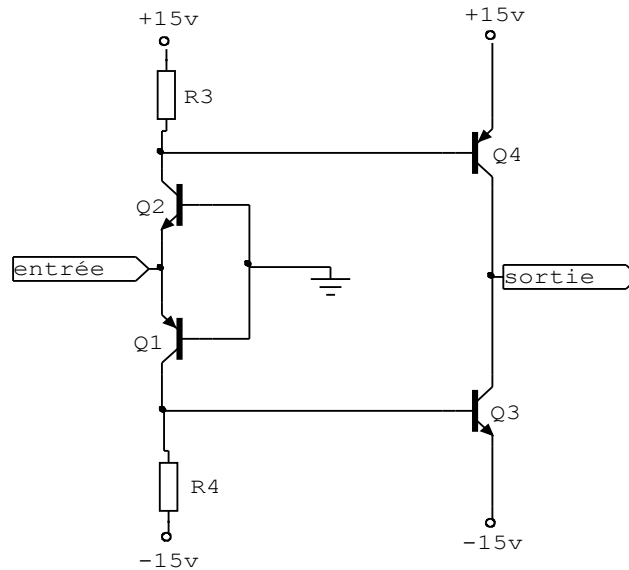


Figure 4.9 : Schéma de circuit de préamplificateur classe B

On effectue les mêmes dimensionnements qu'auparavant. On choisit les transistors de type 2N2222 pour le NPN et celle 2N2907 pour le PNP, des résistances $R3=R4=1\text{ [K}\Omega\text{]}-1/2\text{ [W]}$.

Schéma3

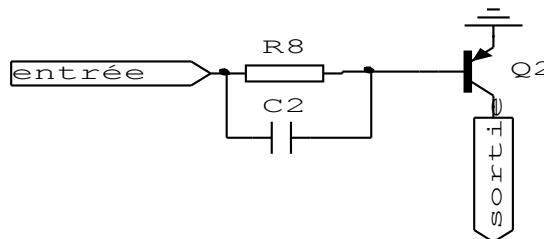


Figure 4.10 : Schéma du préamplificateur classe D

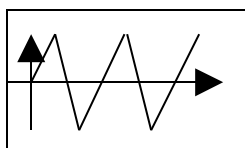
Les dimensionnements sont analogues qu'aux précédents.

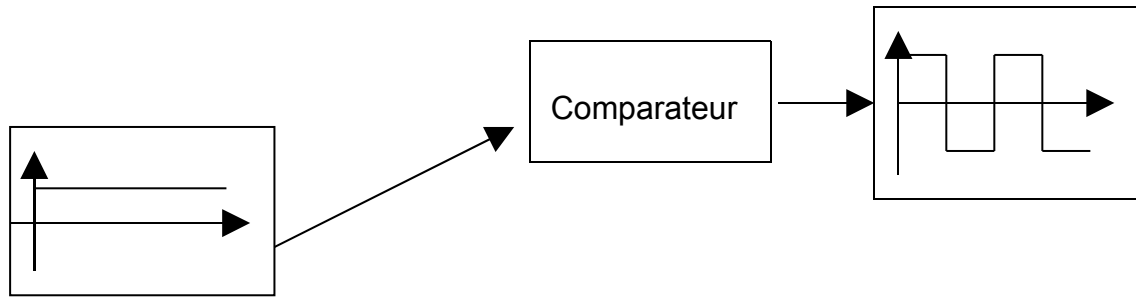
IV.5 Conception des circuits de commande

IV.5.1 Principe

Notre but est de concevoir un dispositif pouvant générer un signal rectangulaire à rapport cyclique variable.

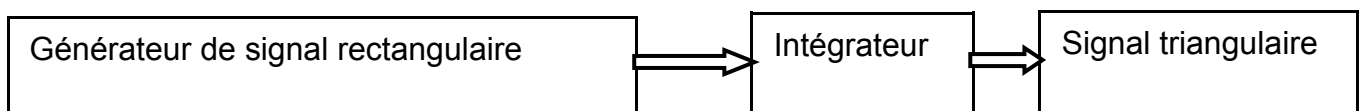
Le principe consiste à comparer un signal triangulaire à fréquence variable V_h et un signal de commande à composante continue V_c avec $-V_h < V_c < V_h$ (figure 4.11).



Figure 4.11 : *principe de commande*

IV.5.2 Générateurs de fonction triangulaire

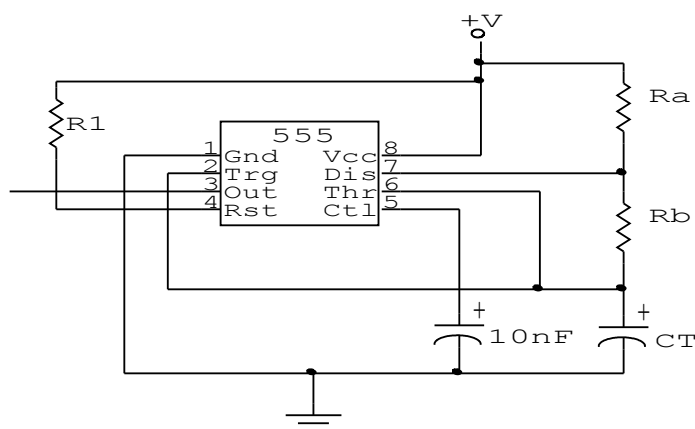
Ce dispositif doit fournir une fréquence allant jusqu'à une dizaine de KHz pour respecter les cahiers de charges précédents. Considérons le schéma de principe suivant :

Figure 4.12 : *schéma de principe de générateurs de fonction triangulaire*

IV.5.2.1 Générateur de signal rectangulaire

On choisit des montages à partir des circuits existants dont les plus connues sont le NE 555 et les circuits à amplificateur opérationnel.

- Montage astable à NE 555

Figure 4.13 : *montage astable en NE 555*

$$\text{Fréquence } f = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)C}$$

$$\text{Période } T = \frac{1}{f}$$

- Montage à amplificateur opérationnel

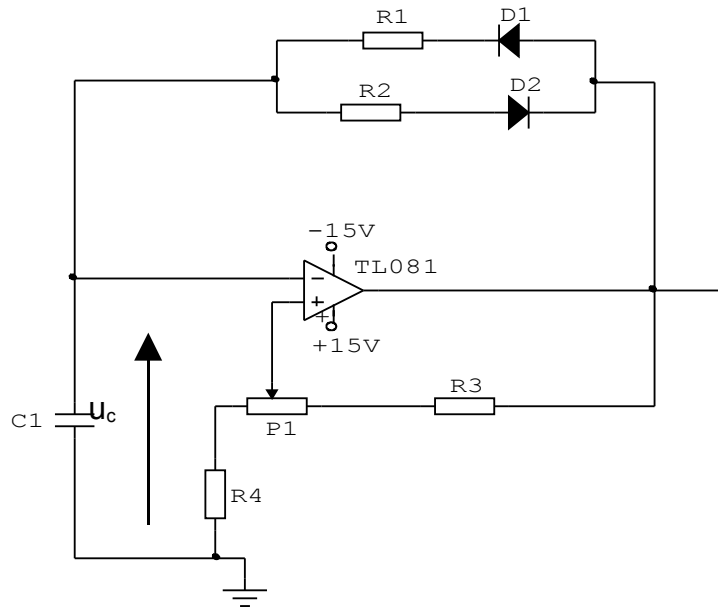


Figure 4.14 : montage astable en amplificateur opérationnel

Le montage étudié est une bascule astable ou multivibrateur obtenu à partir d'un trigger de Schmitt (tension de référence nulle), associé à un circuit RC intégrateur. Le montage est autonome, sans signal d'entrée extérieur, et entre spontanément en oscillations de relaxation de la mise sous tension $\pm V_{cc}$. Il fonctionne en régime de commutation et bascule entre deux états instables de saturation $V_s = \pm V_{sat}$.

On obtient un signal de la forme suivante :

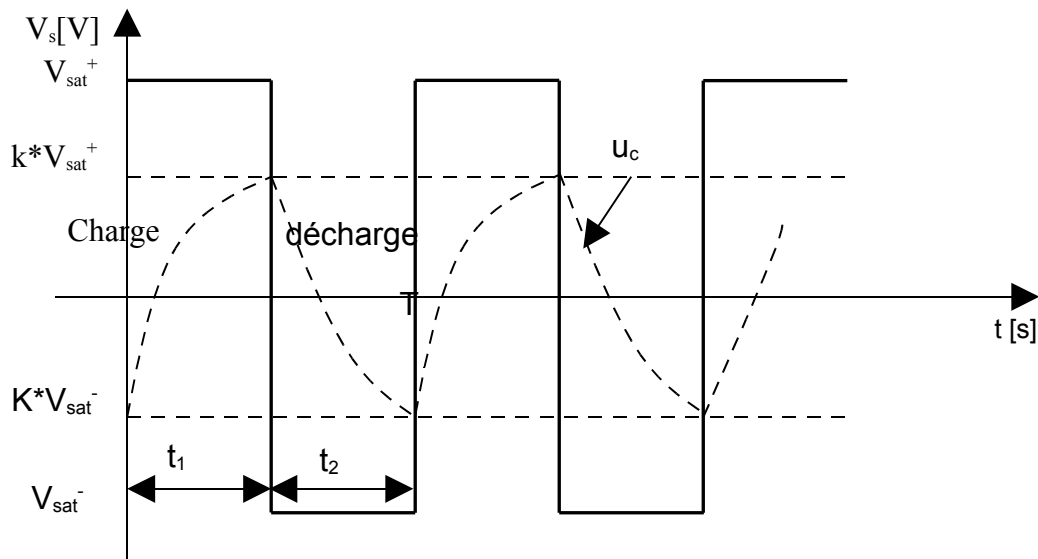


Figure 4.15 : Signal de sortie d'un astable

- Détermination de la période **T**

On sait que :

$$T = t_1 + t_2$$

On cherche alors les durées t_1 et t_2 .

$$v^+ = v_s * \frac{R_3}{R_3 + R_4} \text{ avec } v_s = \pm V_{\text{sat}}$$

On pose :

$$k = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

Ce qui implique :

$$v_{\pm} = \pm k * V_{\text{sat}}$$

La charge du condensateur est donnée par l'expression :

$$u_c(t) = (u_{c0} - v_{c\infty}) e^{-t/\tau} + v_{c\infty}$$

$u_c(t)$: tension instantané au borne de C

u_{c0} : tension initiale à $t=0$

$u_{c\infty}$: tension finale a $t=\infty$

A $t=0$,

$$u_{c0} = k * V_{\text{sat}}^-$$

A $t=\infty$,

$$u_{c\infty} = V_{\text{sat}}^+$$

$$u_c(t_1) = k * V_{\text{sat}}^+ = (k * V_{\text{sat}}^- - V_{\text{sat}}^+) e^{t_1/\tau} + V_{\text{sat}}^+$$

$$K \cdot V_{\text{sat}}^+ - V_{\text{sat}}^+ = (K \cdot V_{\text{sat}}^- + V_{\text{sat}}^-) e^{t/t_1} \quad \text{car } V_{\text{sat}}^- = -V_{\text{sat}}^+$$

On obtient finalement:

$$t_1 = RC \ln \frac{1+k}{1-k} \quad \text{avec } R=R_1+R_2 \text{ et } k = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

Alors :

$$t_1 = (R_1 + R_2)C \ln\left(1 + 2 \frac{R_3}{R_4}\right)$$

La durée t_2 pendant laquelle $v_s = V_{\text{sat}}^-$ a pour expression :

$$t_2 = (R_1 + R_2)C \ln\left(1 + 2 \frac{R_3}{R_4}\right)$$

D' où la période T est :

$$T = 2(R_1 + R_2)C \ln\left(1 + 2 \frac{R_3}{R_4}\right) \quad (4.41)$$

Ce qui montre que pour varier la fréquence, on peut agir soit sur la résistance $R=R_1+R_2$, soit sur le condensateur C , soit sur les tensions de seuils v^+ et v^- du trigger. Dans notre cas, pour varier la fréquence nous agirons sur k .

• Calcul de la gamme de fréquence f

On donne :

$$R_2=R_1=28k$$

$$R_3=R_4=10k$$

$$C=1nF$$

Potentiomètre 50k

Deux cas se présentent :

➤ Pour le curseur de P en position a

$$R_3=10k \text{ et } R_4=60k$$

$$T=4 \cdot 28 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} \ln(1+2 \cdot 10/60)$$

$$T=32.22 \mu s$$

$$f=1/T=31036Hz$$

➤ Pour le curseur de P en position b

$$R_3=60k \text{ et } R_4=10k$$

$$T=4 \cdot 28 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} \ln(1+2 \cdot 60/10)$$

$$T=287.27 \mu s$$

$$f=1/T=3481\text{Hz}$$

La fréquence de fonctionnement varie donc de l'ordre 3kHz à 31kHz.

Dans notre étude, due à la limitation de commutation des transistors de puissance déjà imposée par le constructeur, on fixe la fréquence à 10 kHz.

IV.5.2.2 Intégrateur

Le montage intégrateur est réalisé (fig.4.21) afin que la tension de sortie v_i soit proportionnelle à une primitive (ou intégrale) de la tension d'entrée v_s .

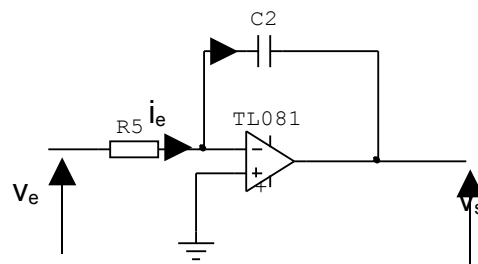


Figure 4.16 : montage Intégrateur

Expression de la tension de sortie v_s

On a le même courant dans R et C. La tension aux bornes du condensateur est égale à $R \cdot i_e$.

Pendant un temps élémentaire dt ,

$$dq = C \cdot dv_c = -C \cdot dv_s$$

Or,

$$i_e = \frac{v_e}{R} = \frac{dq}{dt} = -C \frac{dv_s}{dt}$$

D'où,

$$\frac{dv_s}{dt} = -\frac{1}{RC} v_e$$

En intégrant, on a :

$$v_s = -\frac{1}{RC} \int_0^T v_e dt + k$$

v_s est une fonction primitive de $v_e(t)$ et $k=\text{constante}$ à l'instant initial $t=0, k=v_{s0}$ est nulle si le condensateur C est déchargé à t_0 , donc $v_s = -\frac{1}{RC} \int_0^T v_e dt$ est proportionnelle à l'intégrale de v_e .

IV.5.3 Mode d'obtention du signal de référence V_c

Le signal de commande dépend de l'amplitude du signal triangulaire.

On varie la tension continue entre $-12V$ à $+12V$ car son niveau doit être inférieur à l'amplitude du signal triangulaire. On dispose alors de deux sources d'alimentation $\pm 12V$ en faisant varier un potentiomètre que l'on note P_2 (fig.4.22).

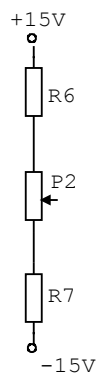


Figure 4.17 : *tension de commande*

Ce montage nous permet d'avoir des rapports cycliques variables en agissant sur le potentiomètre P_2 .

IV.5.4 Comparateur

Si l'amplificateur opérationnel fonctionne en régime saturé, la tension différentielle d'entrée n'est plus négligeable. Le montage en comparateur (fig.4.23) est en boucle ouverte c'est-à-dire sans contre réaction de la sortie sur l'entrée e^- .

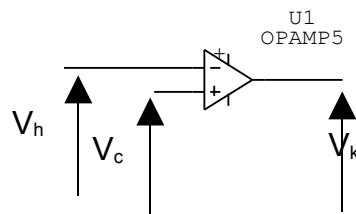


Figure 4.18 : *montage comparateur*

Le fonctionnement est logique :

Si $V_h > V_c$ alors $V_k = V_{sat}^- = -14V$ pour le TL081

Et $V_h < V_c$ alors $V_k = V_{sat}^+$

L'amplificateur opérationnel est toujours saturé ; V_k ne peut prendre que deux valeurs distinctes. Si la fréquence est élevée, de quelques kHz, le temps de basculement n'est pas négligeable. On utilise des circuits intégrés spécialisés comparateurs à commutation rapide (ex : LM 339, 311, 393, 711, ...). On obtient à la sortie de comparateur le chronogramme suivant :

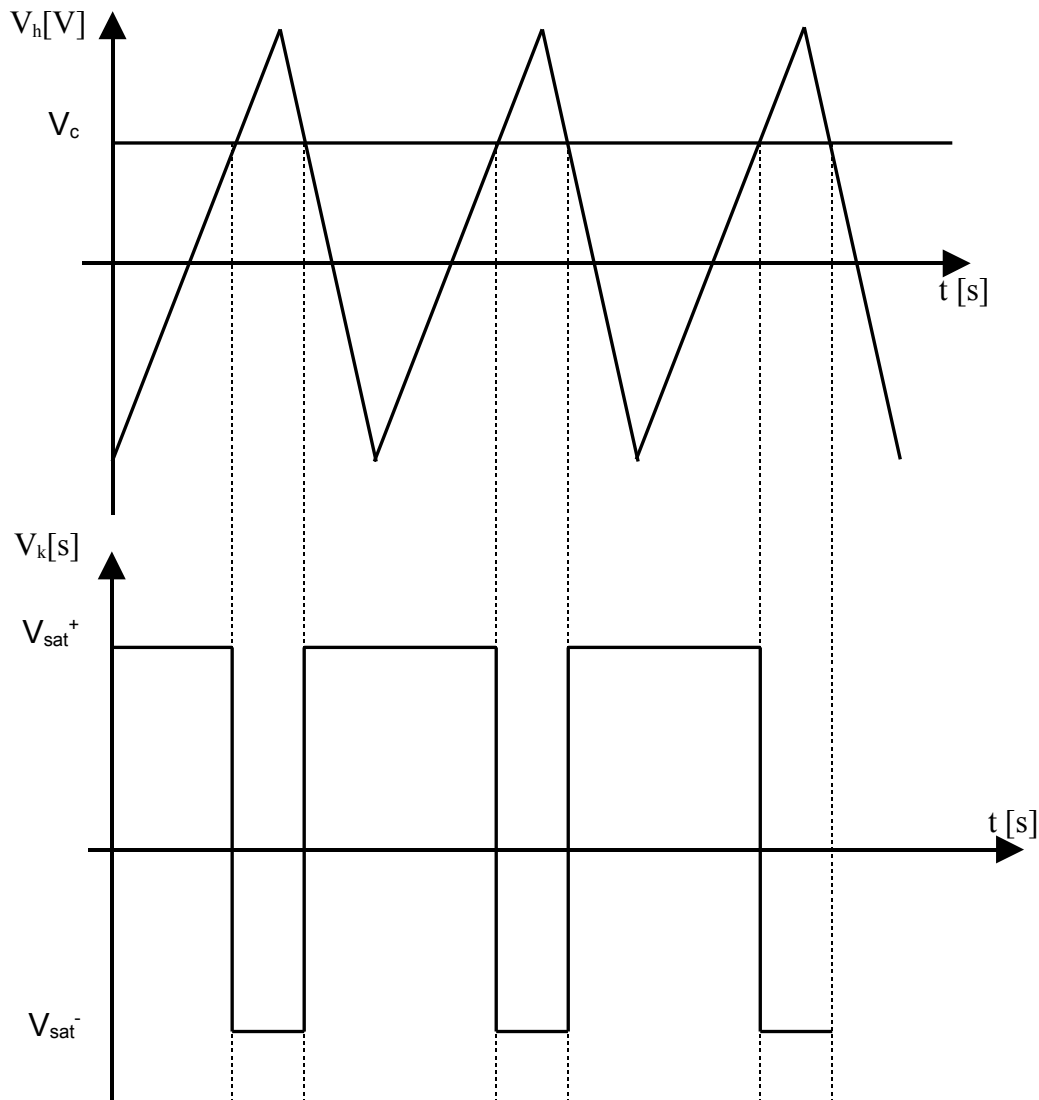


Figure 4.19 : chronogrammes de la tension V_k

IV.5.5 Autres montages

IV .5.5.1 Utilisation d'un CI générateur du signal triangulaire ICL

8038

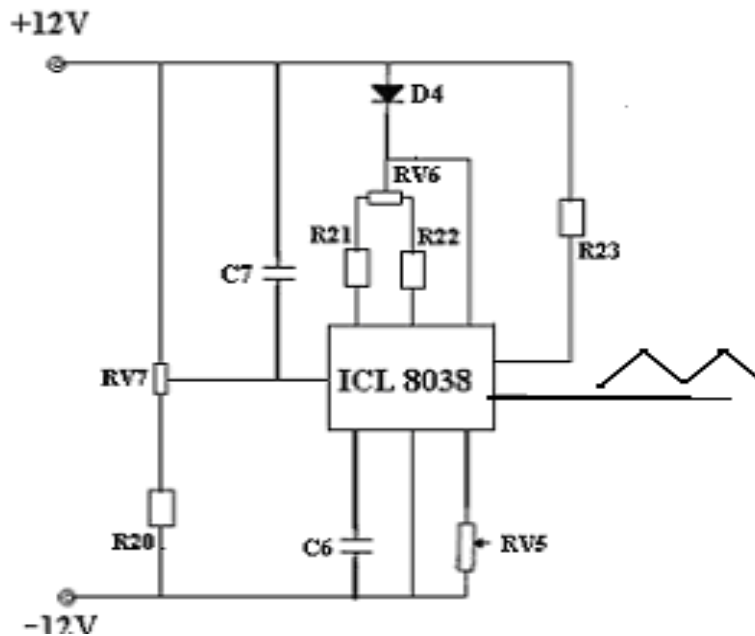


Figure 4.20 : générateur du signal triangulaire à partir d'un ICL 8038

IV.5.5.2 Modulations de largeur d'impulsions

Il s'agit de comparer le signal issu du générateur de rampe à basse fréquence et celui sinusoïdal à haute fréquence.

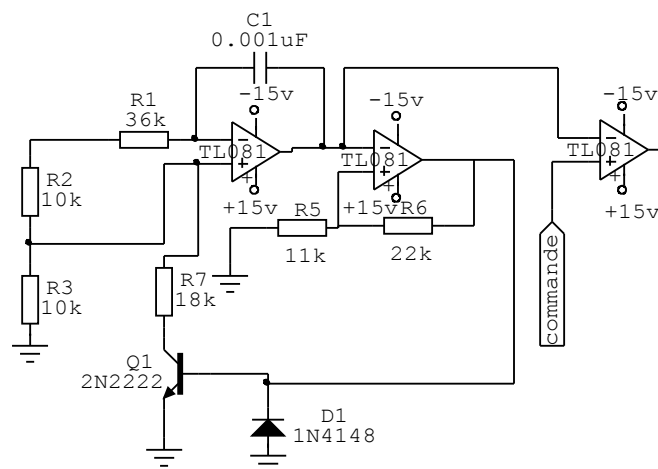


Figure 4.21 : schéma de modulation de largeur d'impulsion

IV.6 Schéma de conception final et simulation

IV.6.1 Schéma détaillé de circuit d'alimentation

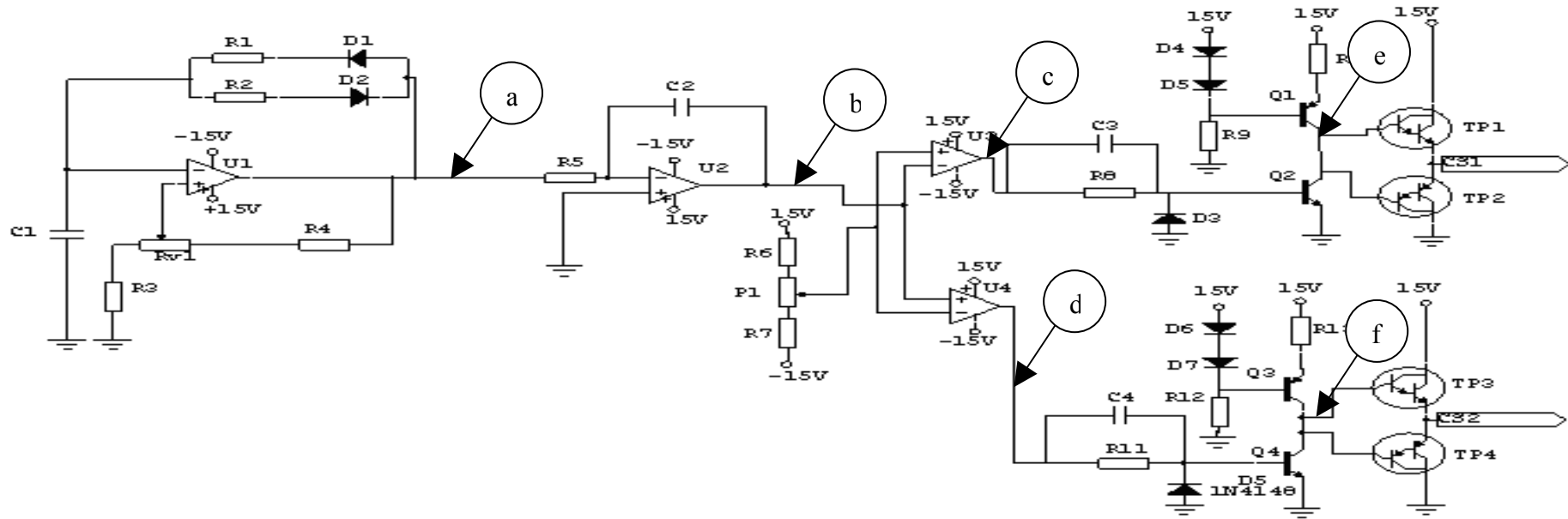


Figure 4.22 : schéma de circuit d'alimentation par hacheur quatre quadrants

IV.6.2 Simulation

IV.6.2.1 Présentation de logiciel Circuit maker

a) Généralités

Le logiciel Circuitmaker dérivé de SPICE3f5 basé sur la simulation est un logiciel de simulation développé par la société Meta Software. Sa souplesse, et sa facilité d'utilisation ont fait que ce logiciel soit un outil performant de simulation pour l'étude des circuits électriques et électroniques.

Le Circuitmaker se présente comme toutes les autres applications Windows. Les circuits à simuler sont enregistrés sous forme d'extension .ckt.

- Lancer Circuitmaker en cliquant sur l'icône de lancement.
- Créer un nouveau fichier dans le menu « file », choisir « new » ou cliquer le nouveau fichier dans la barre d'outil
- Ouvrir un fichier existant

Dans le menu « file » cliquer sur « open » ou cliquer l'icône ouvrir sur la barre d'outils, et choisir dans la fenêtre qui suit, le nom de fichier existant.

- Effectuer une simulation

Le circuit à simuler étant déjà présent sur la fenêtre active, actionner la simulation en cliquant « run » dans le menu « simulation » ou appuyer « F12 » sur le clavier. Le bouton « pause » signifie un arrêt momentané, la reprise de simulation se fait par une deuxième action sur « run ».

b) Fonctions principales

Le logiciel Circuitmaker met à la disposition des utilisateurs des instruments de mesure universels tels que : multimètre, oscilloscope, etc..... Il contient plusieurs gammes de composants utilisés comme : amplificateurs opérationnels, transistors, diodes, portes logiques, bascules, etc.....

En tout, c'est un véritable laboratoire d'essai des circuits électriques et électroniques.

c) Présentation et méthode de simulation

L'utilisation du logiciel est très aisée du fait que les composants sont facilement accessibles grâce à des librairies situées à gauche de la fenêtre.

La fenêtre se présente comme une feuille de dessin au dessus de laquelle sont disposés les composants.

Les caractéristiques des composants s'ouvrent en double cliquant dessus et le choix de leurs caractéristiques se fait exactement comme dans la pratique.

Tout ceci démontre les avantages du logiciel circuitmaker, cependant il n'est pas assez puissant pour simuler un très grand schéma car sa librairie est limitée.

On peut visualiser le signal de chaque branche grâce au déplacement de l'oscilloscope.

IV.6.2.2 Résultats de simulation

a) générateur rectangulaire

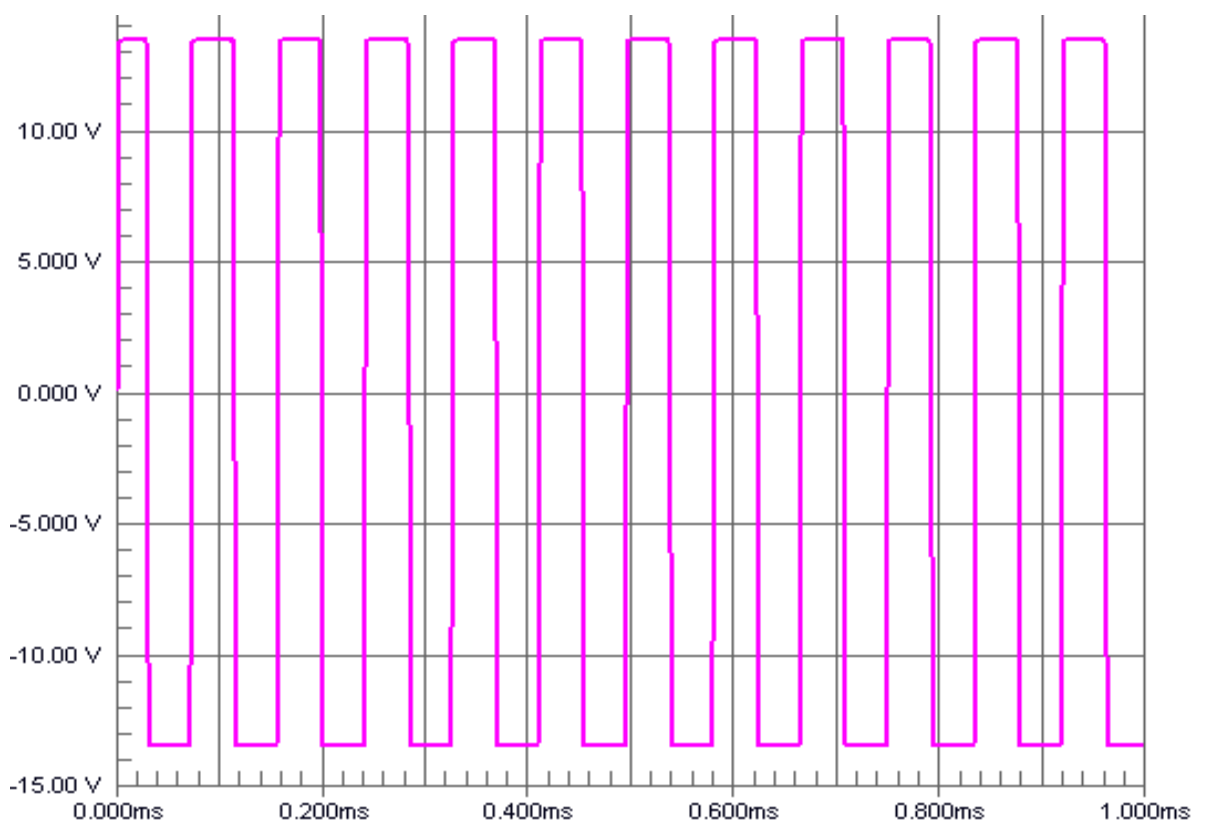


Figure 4.23 : Signal à la sortie du générateur rectangulaire

Commentaires

On obtient un signal rectangulaire d'amplitude 13.5 [V] crête à crête et de période 0.08 [ms]. La tension de saturation de l'amplificateur opérationnel est égale à 13,5 [V].

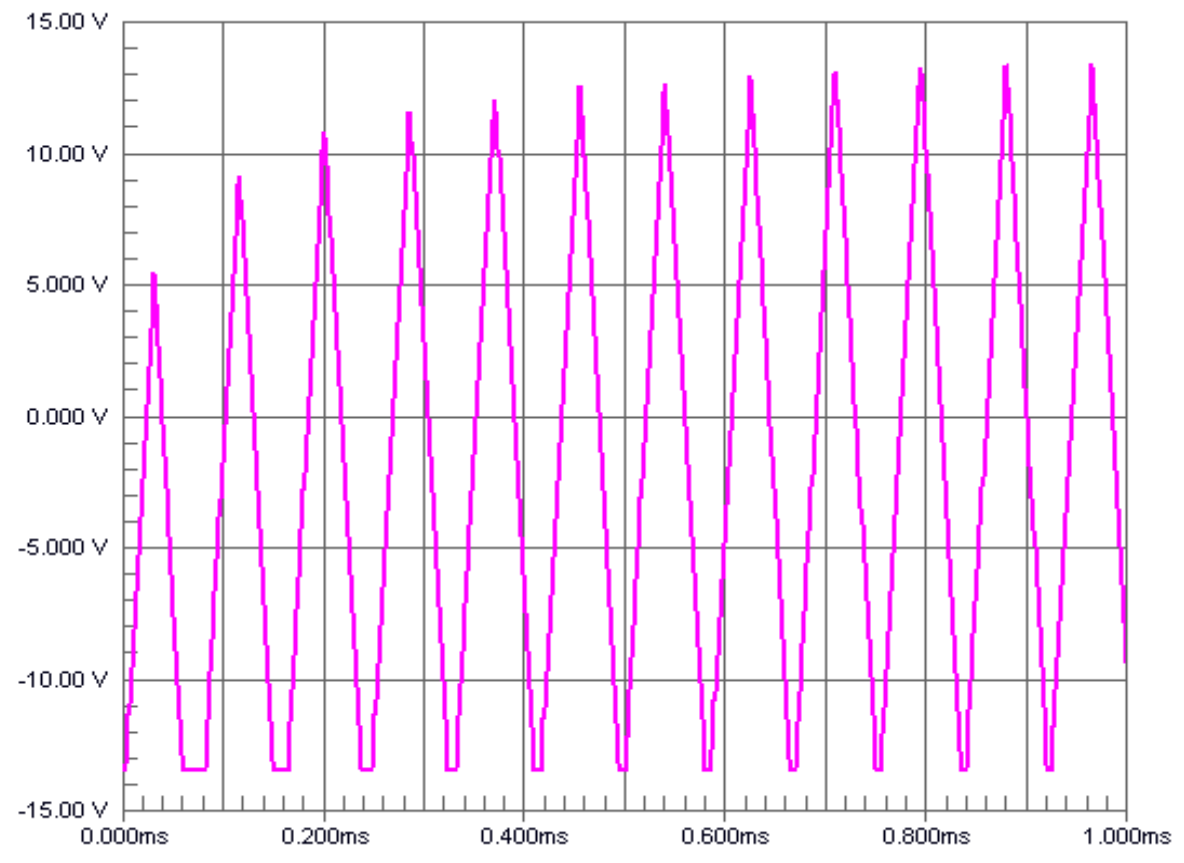
b) **intégrateur**

Figure 4.24 : Signal à la sortie du montage intégrateur

Interprétations

On constate que le signal triangulaire présente deux régimes, régime transitoire et dynamique. Le régime transitoire dure 0.4 [ms].

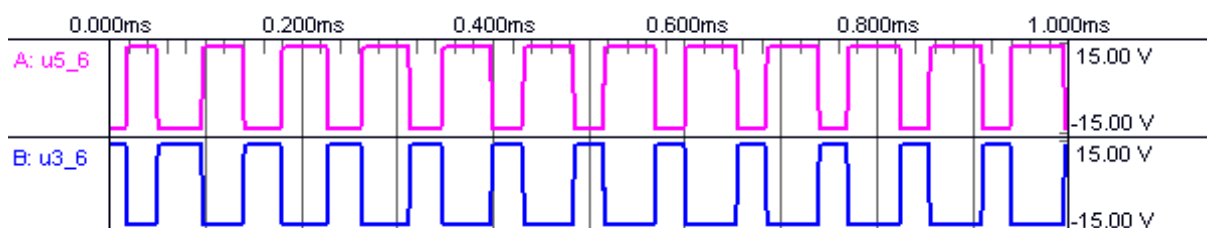
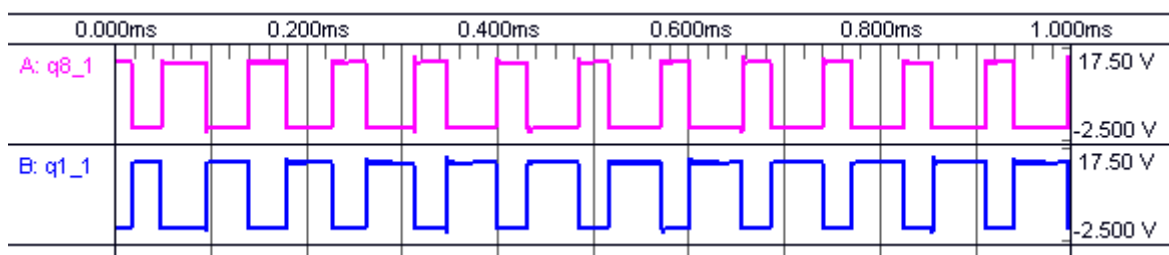
c) **Comparateurs**

Figure 4.25 : *signal à la sortie de deux comparateurs*

Interprétations

Les signaux à la sortie des deux comparateurs sont inversement proportionnels. La variation de la tension de consigne à l'aide du pontenionmètre entraîne la variation du rapport cyclique.

d) Préamplificateurs

Figure 4.26 : *signal à la sortie des amplificateurs*

Interprétations

Les signaux s'amplifient jusqu'à l'amplitude 14,50 [V]. Les signaux sont ensuite redressés par les diodes et l'amplitude varie entre -2,5 [V] et 17,50[V].

e) Circuit de puissance

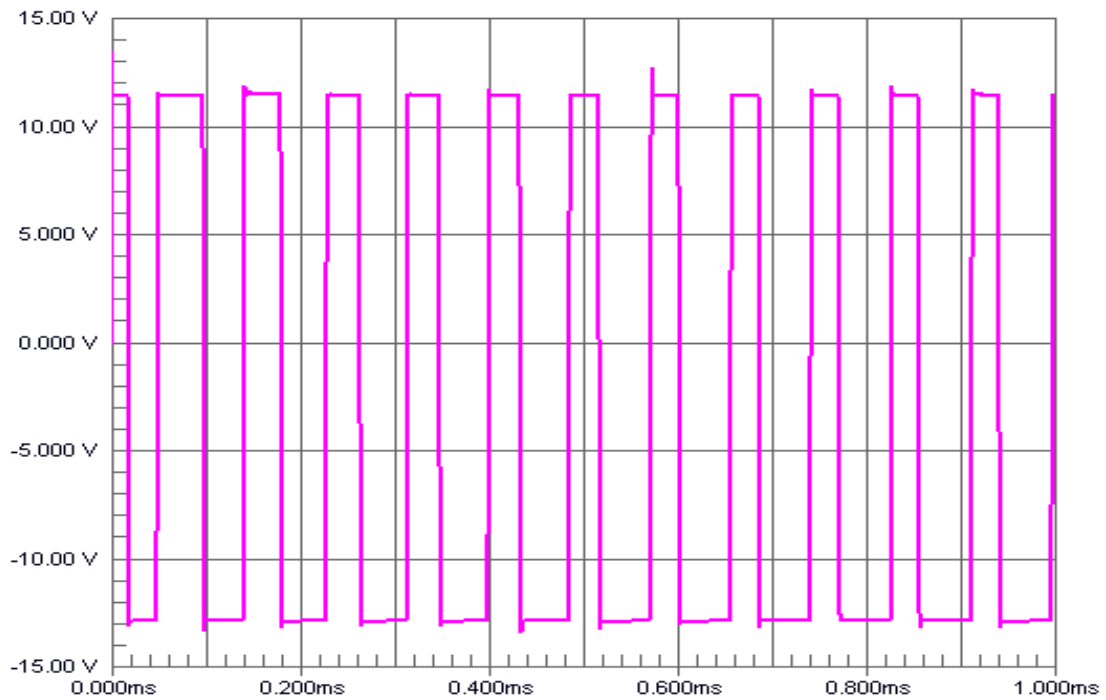


Figure 4.27 : Signal à la sortie du circuit de puissance dans le cas ou $\alpha < 1/2$

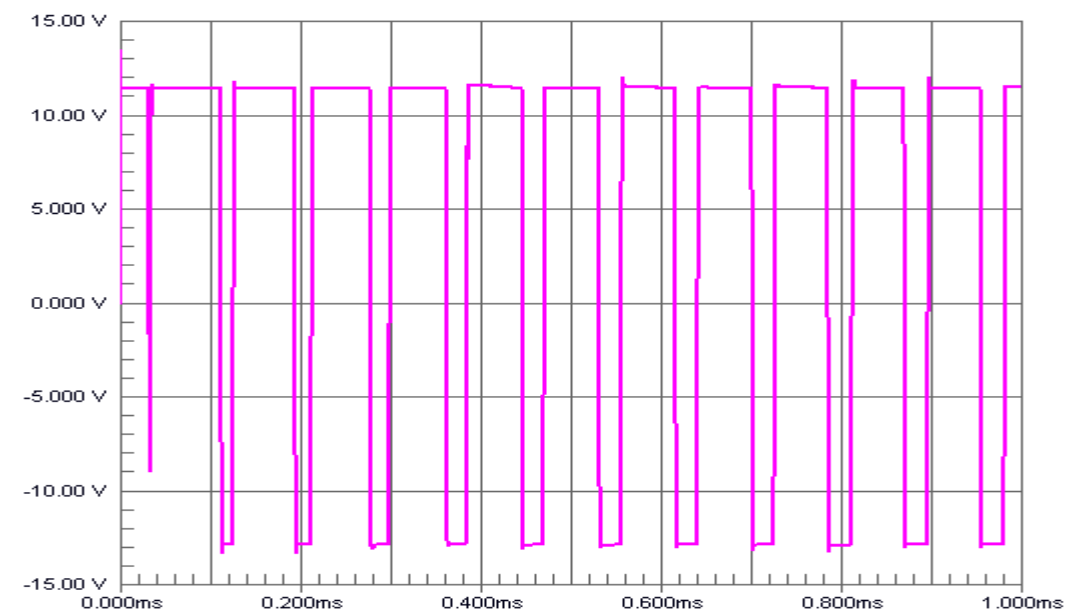


Figure 4.28 : Signal à la sortie du circuit de puissance dans le cas ou $\alpha > 1/2$

Interprétations

Les deux résultats de simulation (Fig 4.29 et Fig 4.30) illustrent l'allure du signal à la sortie du hacheur pour $\alpha > 1/2$ et $\alpha < 1/2$. Ces deux résultats présentent chacun un signal rectangulaire qui possède deux états instables ($V = 11,5$ [V] et $V = -13$ [V]). Dans le cas où $\alpha > 1/2$ la tension moyenne aux bornes du moteur est positive, le moteur tourne dans le sens direct. En diminuant la valeur de α au dessous de $1/2$, cette tension moyenne change de signe et le moteur marche dans le sens inverse. La variation du potentiomètre entraîne celle de la vitesse dans les deux sens de rotation. Au moment où le rapport cyclique α est égal à $1/2$, la tension moyenne s'annule, le moteur s'arrête en dissipant l'énergie emmagasinée. Ces résultats de simulation suivent bien la théorie que nous avons étudiée au chapitre III.

IV.7 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 (hachée) qui peut être assimilée à sa valeur moyenne.

Le principe de fonctionnement des convertisseurs est fondamentalement échantillonné, puisque la commande n'agit effectivement qu'aux instants d'allumage ou de blocage ; il est également non linéaire. Pour rester dans l'étude des asservissements linéaires classiques, il est traditionnel d'admettre des approximations qui sont justifiées dans les cas suivants :

- Bande passante de la régulation réduite par rapport à la fréquence de commande.
- Courants suffisamment lissés pour que les grandeurs instantanées soient proches de leurs valeurs moyennes
- Faible durée de phénomène de commutation

- Exclusion des cas trop fortement non linéaires (comme le régime discontinu).

Le convertisseur étant échantillonné, cela se traduit par un retard variable entre l'instant où a lieu une variation de la commande et son effet sur le convertisseur. Ce retard varie entre 0 et T (période de hachage).

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

$$G(p) = G_0 \exp(-T_r p) \cong \frac{G_0}{1 + T_r p} \quad ([3].4.42)$$

T_r est appelée constante du temps statistique qui est égale à $T/2$.

Avec $T = 1/f$ où $f = 10[\text{kHz}]$ est la fréquence de hachage.

G_0 est le gain statique définit par :

$$G_0 = \frac{V_m}{V_k} \quad ([3].4.43)$$

Pour avoir G_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 $G_0 = 1.2$.

La fonction de transfert a pour expression :

$$G(p) = \frac{1.2}{1 + 5 \cdot 10^{-5} p}$$

CHAPITRE**ROUTAGE DE CIRCUIT IMPRIME**

Dans ce chapitre, on réalise le routage à partir de logiciel TRAXMAKER. On note que le routage est un mode de connexion entre les différents composants sur le circuit imprimé.

V.1 Réalisation**V.1.1 Tracé du circuit imprimé****V.1.1.1 technologie de circuit imprimé**

Le circuit imprimé est constitué de la couche conductrice en cuivre et de la couche isolante.

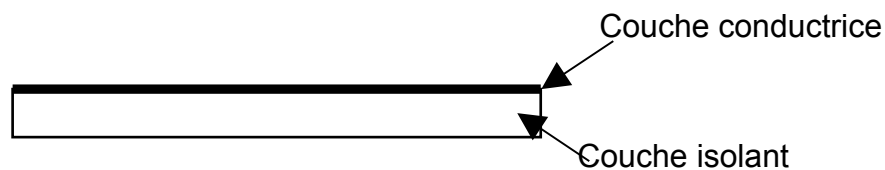


Figure 5.1 : circuit imprimé

Le circuit imprimé se présente dans le commerce sous deux formes à savoir :

- Circuit imprimé en verre époxy
- Circuit imprimé en bakélite.

Il existe dans le commerce des circuits imprimés à double face où ils sont constitués des deux couches conductrices séparées par la couche isolante.

V.1.1.2 gravure

Après avoir fini le routage à l'aide de Trax maker, on imprime le routage obtenu sur un papier transparent. La gravure consiste à interconnecter chaque composant sur le circuit imprimé. Il est possible de le réaliser par application directe d'éléments transferts sur le cuivre; mais cela nécessite beaucoup de temps.

On procède alors la méthode photographique avec laquelle on reproduit directement le papier transparent qui contient le schéma de routage. Cette méthode a l'avantage d'être plus rapide à mettre en œuvre.

Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, le circuit imprimé doit être rincé à l'eau claire puis essuyé.

V.1.1.3 perçage

Le perçage des pastilles peut alors se faire à l'aide d'un forêt de diamètre 0.8 mm. Sauf pour certains composants possédant une connexion d'un diamètre plus important. Ce sera les cas pour le transformateur, le connecteur 220V, le régulateur, le pont de diodes pour lesquels il faudra percer à 1mm de diamètre.

Enfin, pour faciliter le contact de la soudure avec le cuivre, il est possible d'étamer le circuit en le plaçant dans un bain d'étain chimique.

V.2 Présentation de logiciel Trax maker

V.2.1 Généralités

Le trax maker est un logiciel de routage appartenant au logiciel circuit maker. On peut exécuter le routage de circuit imprimé que ce soit de la façon manuelle ou automatique.

Ce logiciel présente les caractéristiques suivantes :

- Saisie des schémas
- Routage manuel et automatique
- Bibliothèque des symboles
- Circuits 800*800mm

Sa fluidité, sa souplesse, et sa facilité d'utilisation ont rendu ce logiciel en un outil de routage performant pour l'étude de circuit imprimé. Les circuits à travailler sont enregistrés sous forme de fichier d'extension .PCB.

- Lancer Trax maker en cliquant sur l'icône de lancement.
- Créer de nouveau fichier dans le menu « file », choisir « new » ou cliquer le nouveau fichier dans la barre d'outil.
- Ouvrir un fichier existant

Dans le menu « file » cliquer sur « open » ou cliquer l'icône ouvrir sur la barre d'outils, et choisir dans la fenêtre qui suit, le nom de fichier existant.

- Effectuer un routage

Le circuit à router étant déjà présent sur la fenêtre active, actionner le routage en cliquant « route » sur le menu.

V.2.2 **Fonctions principales**

Le logiciel Trax maker met à disposition des utilisateurs dans sa bibliothèque plusieurs symboles de composants utilisés comme : amplificateurs opérationnels, transistors, diodes, portes logiques, bascules, etc.....

En tout, c'est un véritable laboratoire d'essai de routage de circuit imprimé.

V.2.3 **Présentation et méthode de routage**

La manipulation de ce logiciel est simple du fait que les symboles des composants sont facilement accessibles grâce à l'exportation des composants dans la fenêtre de travail de Trax maker.

Voici le principe :

- Les circuits étant déjà présent dans la fenêtre active du circuit maker sont exportés directement à la fenêtre du Traxmaker en choisissant « export/PCB » dans le menu « file ».
- Il apparaît une boîte de dialogue permettant de modifier la dimension de circuit imprimé suivant la dimension voulue, puis on clique sur « ok ».
- On enregistre les circuits dans le fichier PCB NetList.
- Les symboles de chaque composant du circuit à router apparaissent dans la fenêtre active du Trax maker.
- On fait le routage soit manuellement ou automatiquement.

Tout cela présente les avantages du logiciel Trax maker, mais l'inconvénient est que les symboles des composants sont limités.

V.3 Résultats de routage

V.3.1 Routage circuit de commande

Schéma de circuit

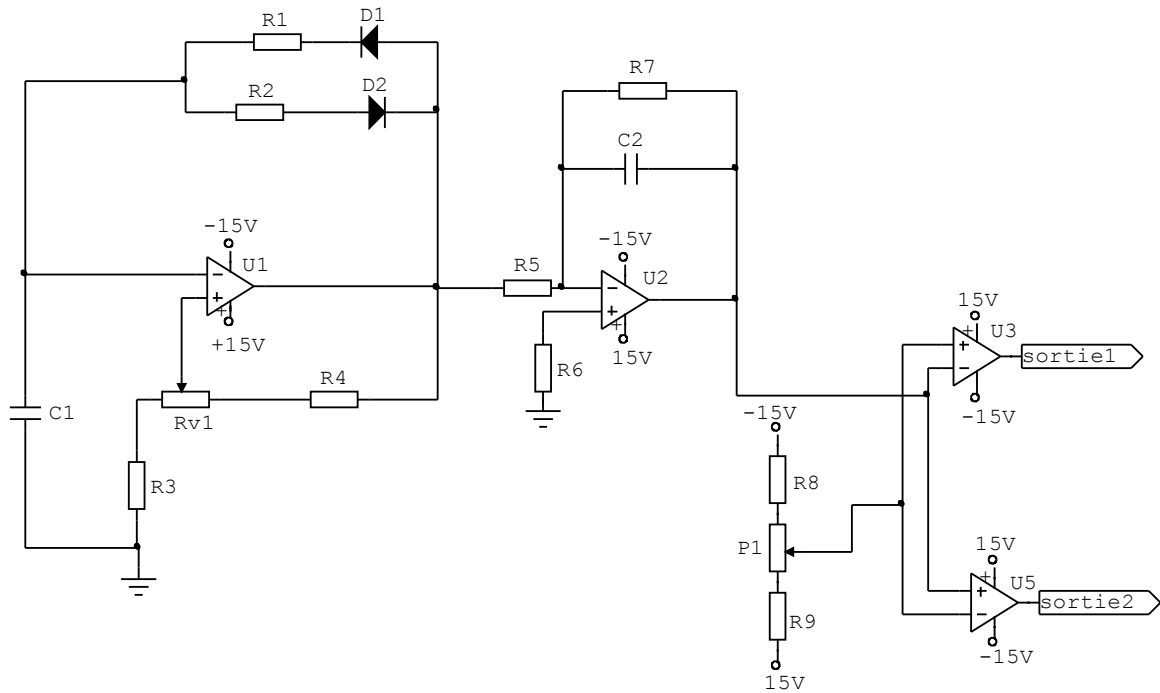


Figure 5.2 : schéma de circuit de commande

Le tableau ci-dessous donne la nomenclature du schéma de circuit de commande :

DESIGNATIONS	VALEURS OU REFERENCES
RESISTANCES	
R ₁ , R ₂	22 [KΩ]-1/2 [W]
R ₃ , R ₄ , R ₆ , R ₇ , R ₈ , R ₉	10[KΩ]-1/2 [W]
R ₅	1 [KΩ]-1/2 [W]
CONDENSATEURS	
C ₁	1 [nF] / 25[V] non polarisé
C ₂	20 [nF] / 25 [V] non polarisé
DIODES	
D ₁ , D ₂	1N4148
CIRCUITS INTEGRES	
TL 081	
POTENTIOMETRES	
P ₁	50 [KΩ]
Rv ₁	50 [KΩ]

Tableaux 5.1 : listes de composants du circuit de commande

Face circuit

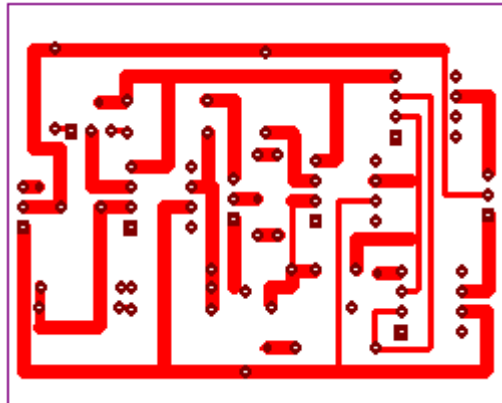


Figure 5.3 : routage de circuit de commande (face circuit)

Face composant

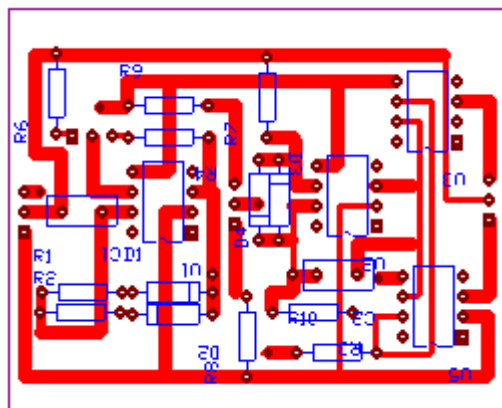


Figure 5.4 : routage de circuit de commande (face composant)

V.3.2 Routage circuit d'alimentation

Schéma de circuit

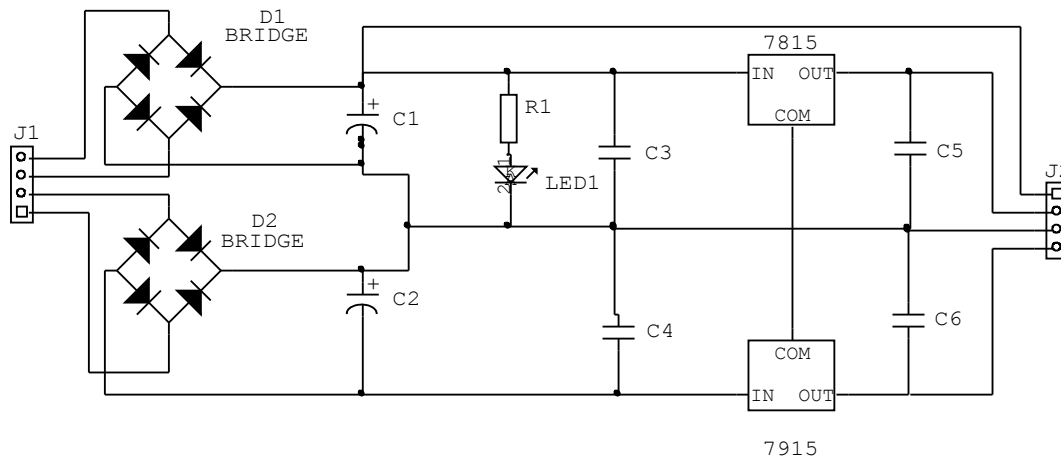


Figure 5.5 : schéma d'alimentation symétrique +15V/-15V

Liste des composants

DESIGNATIONS	VALEURS OU REFERENCES
RESISTANCES	
R ₁	1 [KΩ]-1/2 [W]
CONDENSATEURS	
C ₁	1000 [uF] / 25[V] polarisé
C ₂	2200 [uF] / 25 [V] polarisé
C3, C4, C5, C6	100 [nF] / 25[V] non polarisé
DIODES	
Led	rouge
REGULATEURS DE TENSION	
7815, 7915	
CONNECTEURS	
J1	
J2	

Tableaux 5.2 : liste des composants de circuit d'alimentation symétrique +15V/-15V

Routage

Face circuit

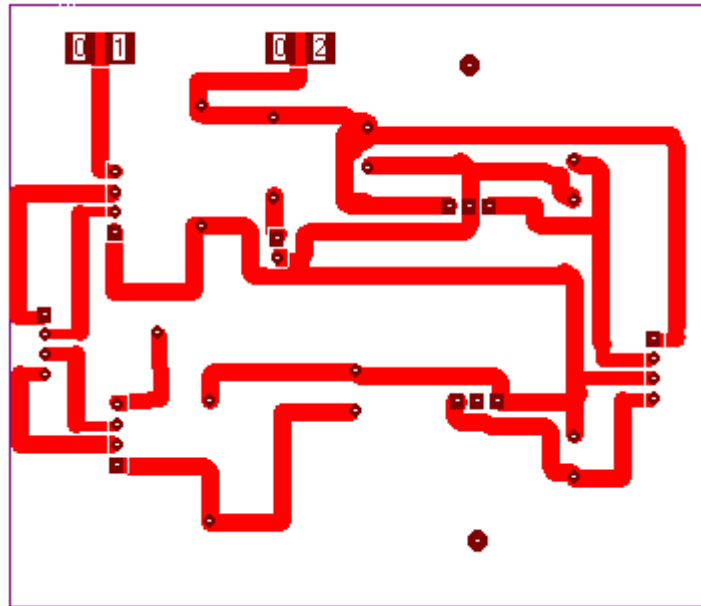


Figure 5.6 : routage de circuit d'alimentation (face circuit)

Face composant

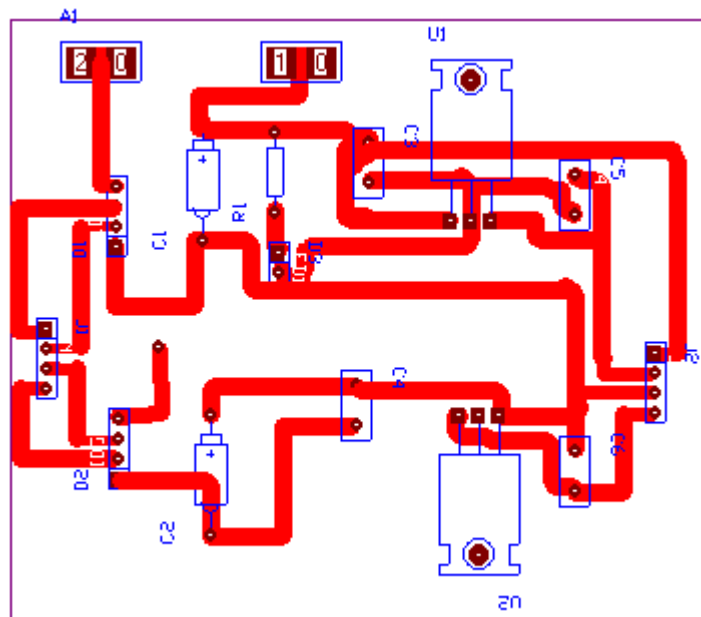


Figure 5.7 : routage de circuit d'alimentation (face composant)

V.3.3 Routage circuit de puissance

Schéma de circuit

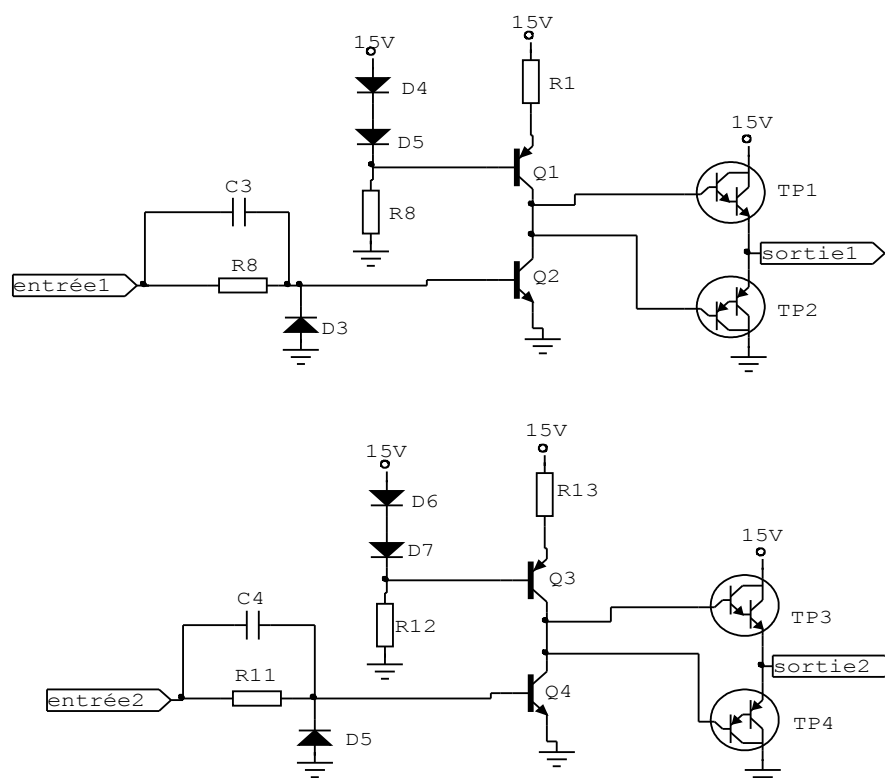


Figure 5.8 : schéma de circuit de puissance

Liste des composants

DESIGNATIONS	VALEURS OU REFERENCES
RESISTANCES	
R8, R11	10 [K Ω]-1/2 [W]
R9, R12	3,3[K Ω]-1/2 [W]
R10, R13	3,3 [K Ω]-1/2 [W]
CONDENSATEURS	
C3, C4	1 [nF] / 25[V] non polarisé
DIODES	
D3, D5	1N4007
D4, D6, D7, D8	1N4148
Diode rapide	BYX 61200
TRANSISTORS	
Q1, Q3	2N2907
Q2, Q4	2N2222
TP1, TP3	TIP 142
TP2, TP4	TIP 147
BOBINE	
L	4 [mH]

Tableaux 5.3 : liste des composants de circuit de puissance

Routage

Face circuit

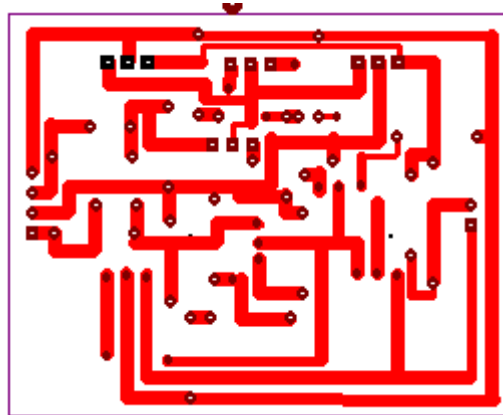


Figure 5. 9: routage de circuit de puissance (face circuit)

Face composant

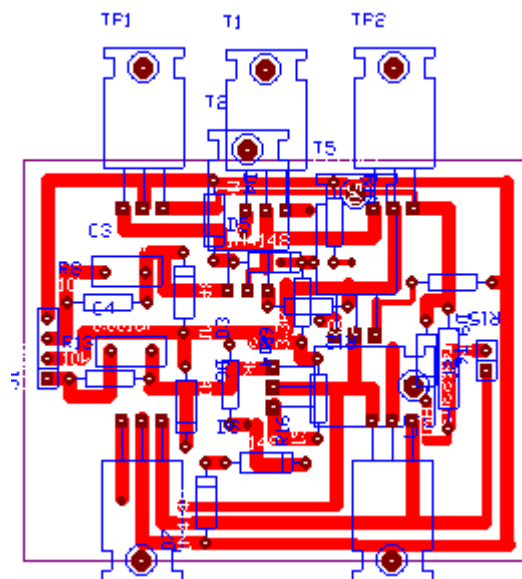


Figure 5. 10: routage de circuit de puissance (face composant)

CHAPITRE**ESSAIS ET MESURES****VI.1 Schéma de l'installation**

Il est à préciser que la charge est un moteur, c'est-à-dire une charge active.
On fixe la fréquence du signal de commande à 10 [kHz].

Matériels nécessaires :

- une source de tension 220V alternatif
- une prise multiple munie d'un interrupteur
- deux alimentations symétriques +15V/-15V
- une machine MT3860 (marque PIERRON :
Moteur+Génératrice+Génératrice tachymétrique)
- un hacheur quatre quadrants
- un oscilloscope
- deux voltmètres
- un ohmmètre

On relève les différents signaux au même point du prélèvement défini par le schéma de la simulation.

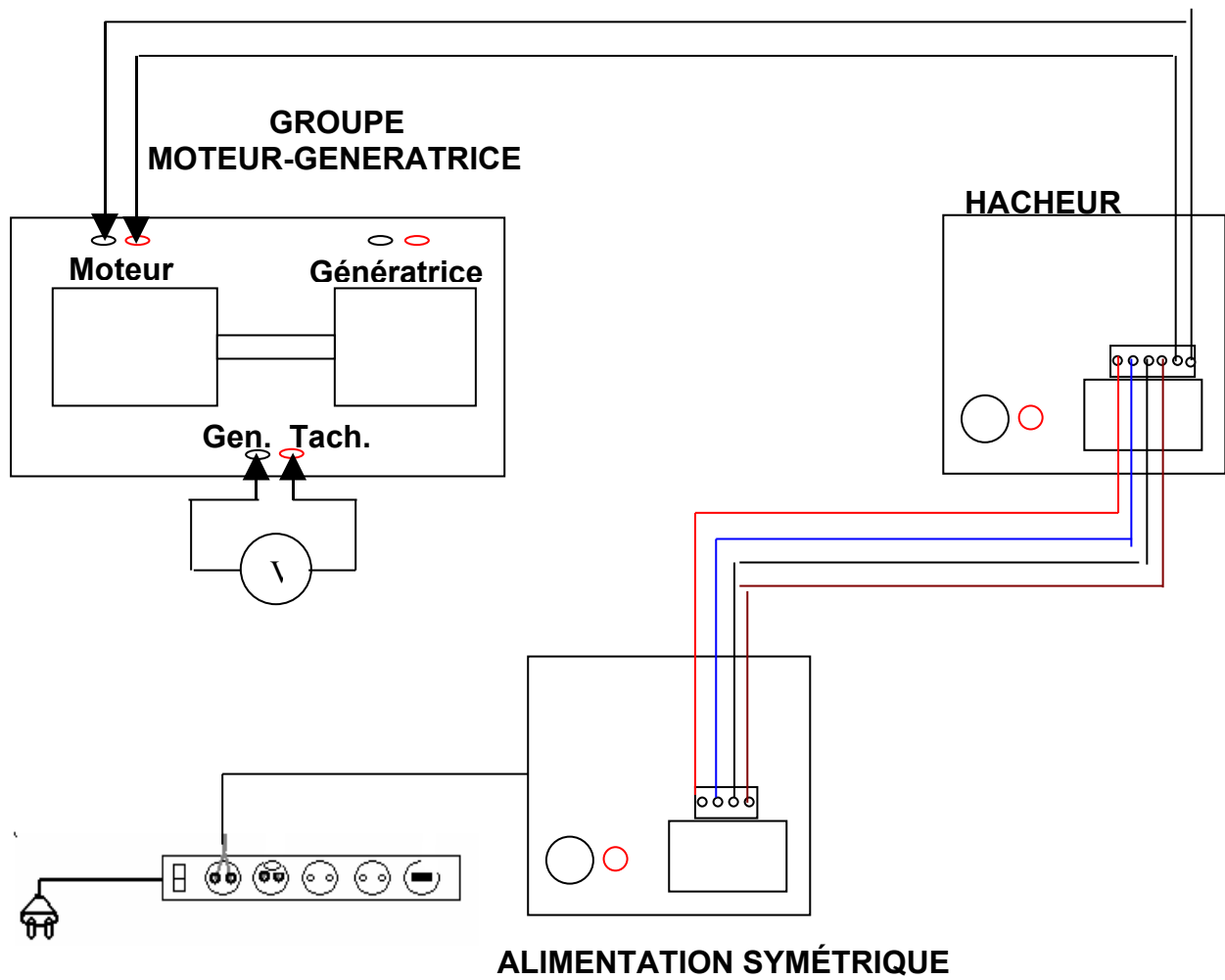


Figure 6.1 : Schéma d'installations

VI.2 Mesures des grandeurs électriques et Oscillogrammes en marche directe

VI.2.1. Moteur

IV.2.1.1. Fonctionnement à vide

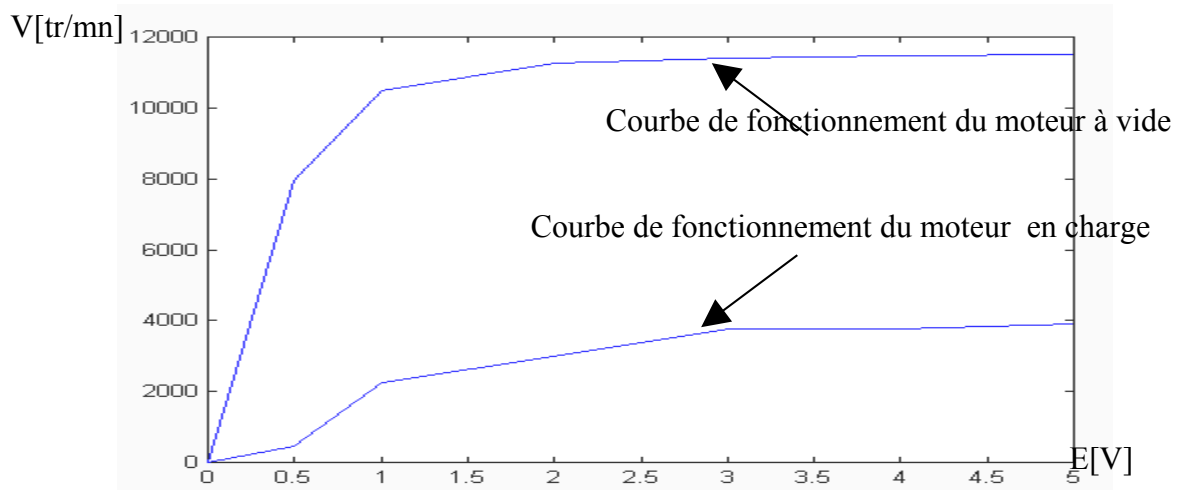
a) Grandeurs de Vitesse

Tension de consigne [V]	Vitesse de rotation [tr/mn]
0.5	7950
1	10500
2	11250
3	11400
4	11475
5	11490

IV.2.1.2. Fonctionnement en charge

Tension de consigne [V]	Vitesse de rotation [tr/mn]
0.5	450
1	750
2	2250
3	3000
4	3750
5	3900

b) oscillogrammes en charge et à vide

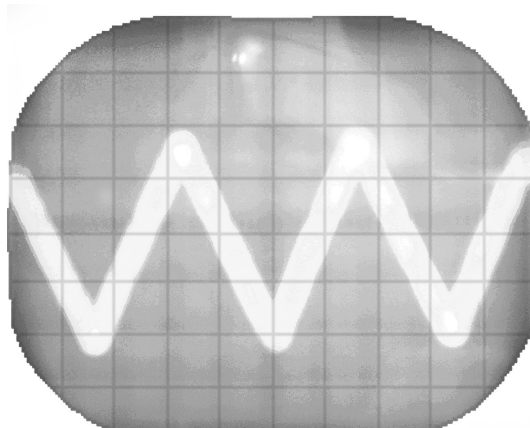


Allure des vitesses (à vide et en charge)

VI.2.2. Alimentation

VI.2.2.1 Oscillogramme du circuit de commande

a) Générateur triangulaire



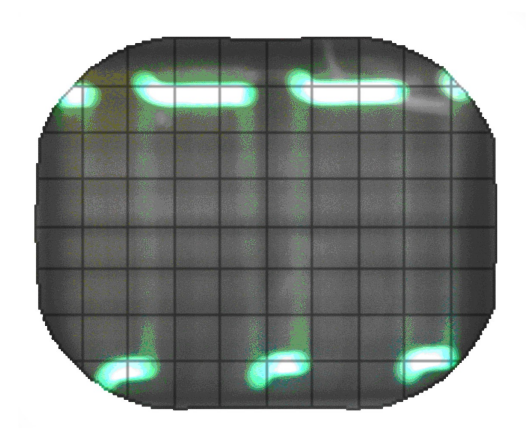
Calibre : 5V/div

Base de temps : 50

μs /div

Figure 6.2 : Signal à la sortie du générateur triangulaire

b) Comparateur1



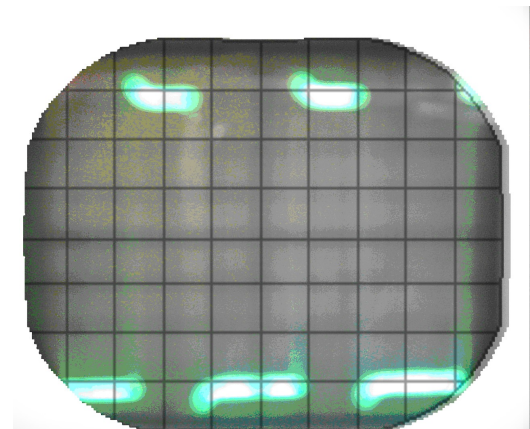
Calibre : 5V/div

Base de temps : 50

μs /div

Figure 6.3 : Signal à la sortie du comparateur1

a) Comparateur2



Calibre : 5V/div

Base de temps : 50

μs /div

Figure 6.4 : Signal à la sortie du comparateur2

VI.2.2.2 Oscillogramme du Préamplificateur

a) Preamplificateur1

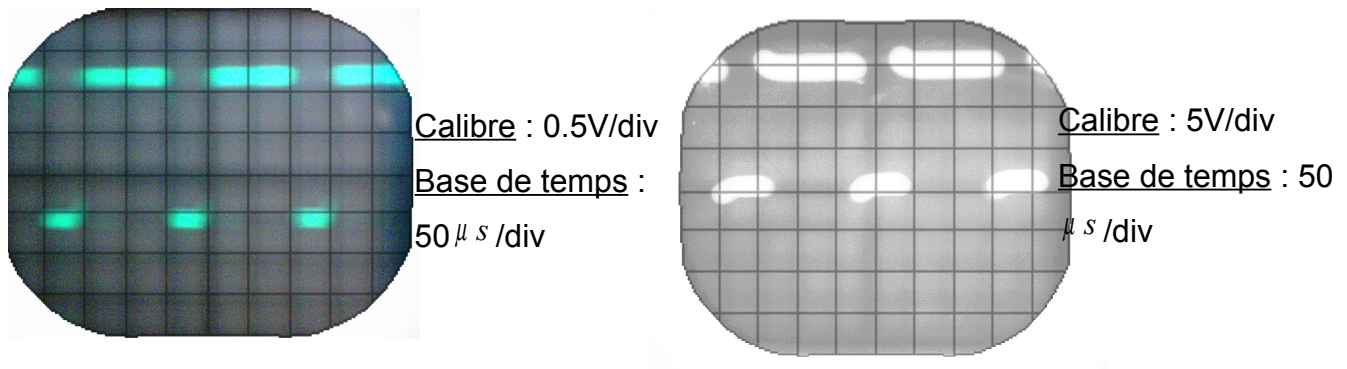


Figure 6.5 : Signal à la sortie du preamplificateur1

b) preamplificateur2

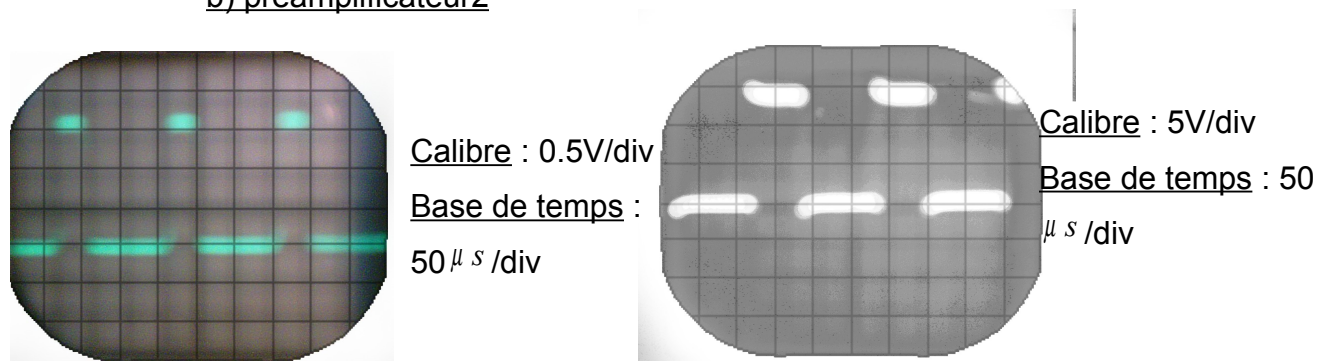


Figure 6.6: Signal à la sortie du comparateur2

VI.2.2.3 Oscillogramme de la tension à la sortie de hacheur

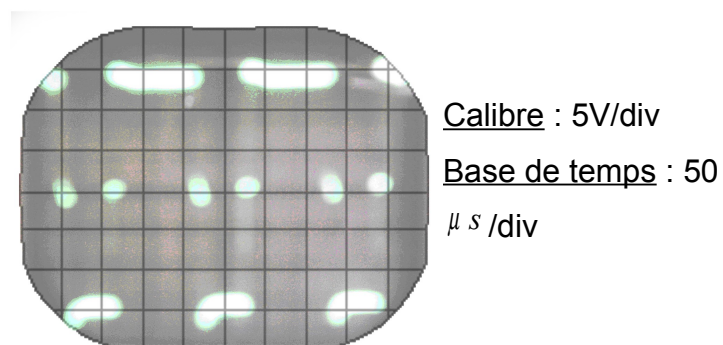


Figure 6.7 : Signal à la sortie du hacheur

VI.3 Mesures des grandeurs électriques et Oscillogrammes en marche inverse

VI.3.1. Moteur

IV.3.1.1. Fonctionnement à vide

a) Grandeurs de Vitesse

Tension de consigne [V]	Vitesse de rotation [tr/mn]
0.5	9750
1	11250
2	12075
3	12300
4	12450
5	12600

Remarque : on ne peut pas faire le fonctionnement du moteur en charge car la génératrice devient un moteur-freinage quand elle tourne en sens inverse.

VI.3.2. Alimentation

VI.3.2.1 Oscillogramme du circuit de commande

a) Comparateur1

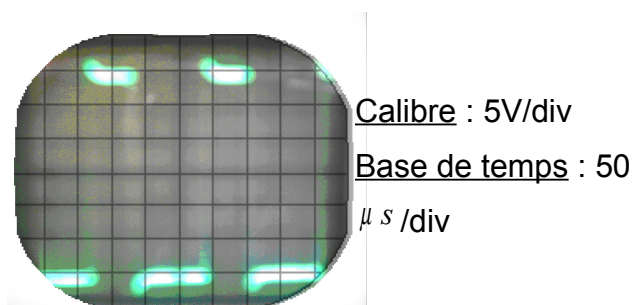


Figure 6.8 : Signal à la sortie du comparateur1

b) Comparateur2

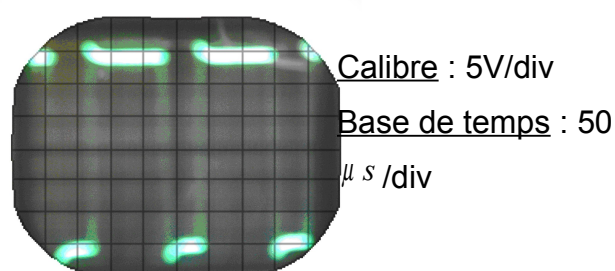


Figure 6.9 : Signal à la sortie du comparateur2

VI.3.2.2 Oscillogramme du Préamplificateur

a) Preamplificateur1

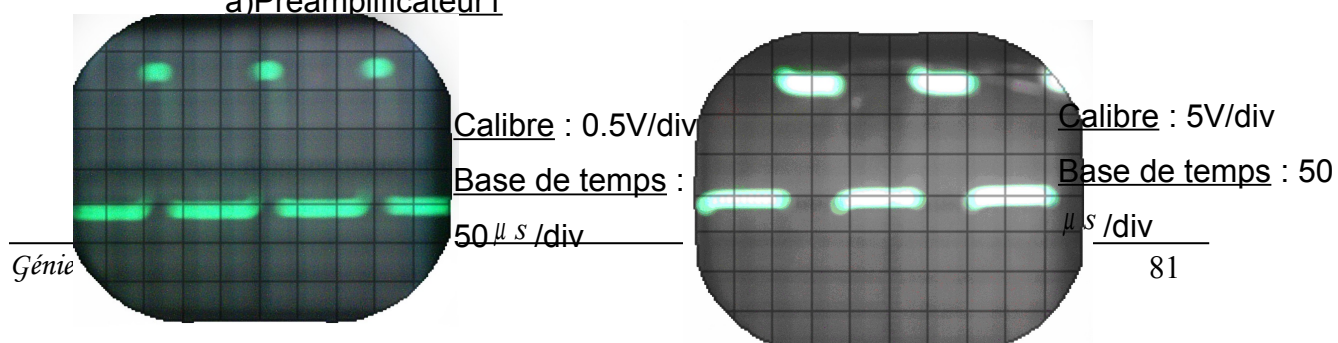
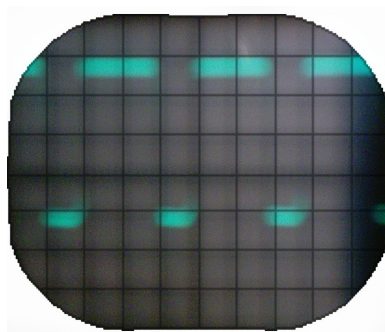


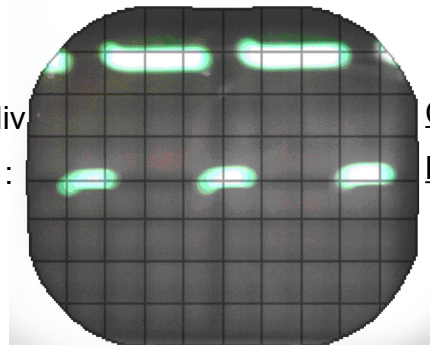
Figure 6.10: *Signal à la sortie du preamplificateur1*

b) Preamplificateur2



Calibre : 0.5V/div

Base de temps :

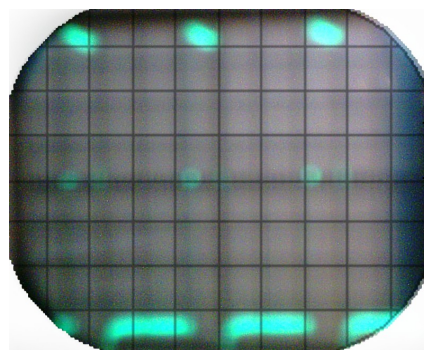
50 μs /div

Calibre : 5V/div

Base de temps : 50

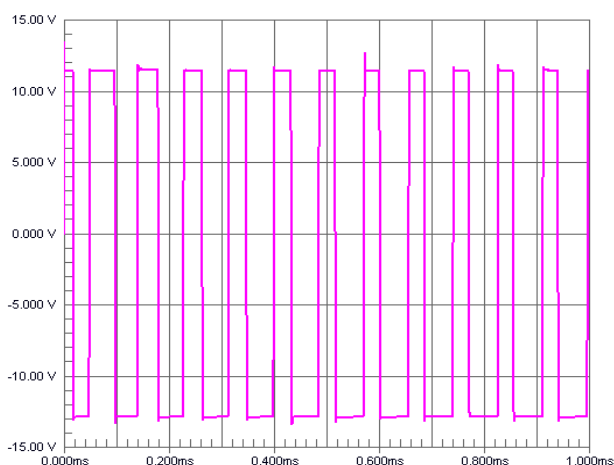
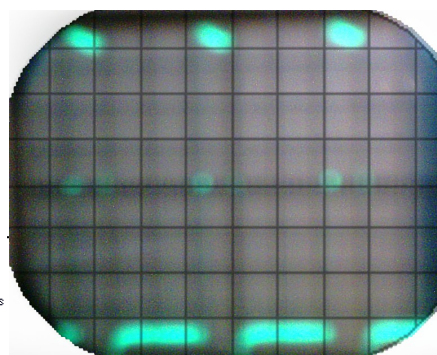
 μs /divFigure 6.11: *Signal à la sortie du preamplificateur2*

VI.3.2.3 Oscillogramme de la tension à la sortie de hacheur



Calibre : 5V/div

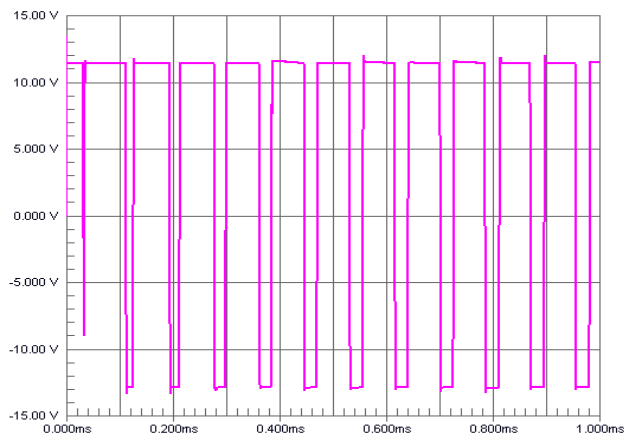
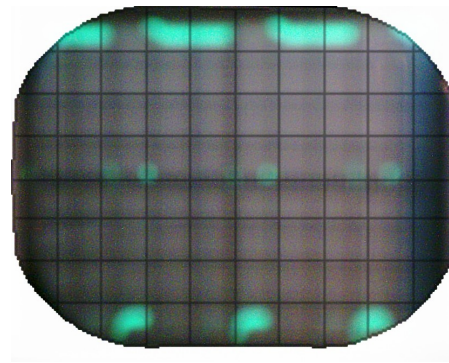
Base de temps : 50

 μs /divFigure 6.12 : *Signal à la sortie du hacheur en marche inverse***simulation**

Calibre : 5V/div

Base de temps : 50

 μs /div

Simulation**Réalisation**Figure 6.13 : Schéma de comparaison en marche inverse**VI.4.2 Marche directe****Simulation**

Calibre : 5V/div

Base de temps : 50

 $\mu s / div$ **Réalisation**Figure 6.14 : Schéma de comparaison en marche directe

Dans les deux schémas, les oscillogrammes obtenues sont peu différentes à cause de la tolérance des composants utilisés.

Pour conclure, les résultats de la simulation et de la réalisation montrent qu'il y a une petite différence entre eux. On n'obtient pas la même variation du signal lors de la réalisation car dans la simulation les composants utilisés sont supposés idéal alors que la réalisation les composants utilisés présentent de tolérance. L'augmentation de la tension de consigne entraîne celle de la vitesse.

CHAPITRE**ETUDE D'IMPACTS
ENVIRONNEMENTAUX**

La protection et le respect de l'environnement sont d'intérêt général.

Il est du devoir de chacun de protéger, et de conserver et de visualiser son environnement.

A cet effet, le présent mémoire tient compte les impacts environnementaux afin de pouvoir donner de sérieuses solutions pour assurer la protection de l'environnement.

- Dans notre cas « Etude et Réalisation d'un bloc d'alimentation par hacheur quatre quadrants du moteur à courant continu », nous devons faire l'étude des impacts environnementaux avec l'alimentation, un convertisseur statique.

VII.1 Etude d'impacts environnementaux

L'alimentation par hacheur quatre quadrants entraînent une source de pollution harmonique importante.

Les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés. Ces grandeurs harmoniques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés :

- soit des effets instantanés,
- soit des effets à terme dus aux échauffements.

Les effets instantanés

Sur les systèmes électroniques, les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation. Elles peuvent influencer les liaisons et les équipements "courants faibles", **entraînant des pertes d'exploitation**. Les compteurs d'énergie présentent des erreurs supplémentaires en présence d'harmoniques : par exemple un compteur classe 2 donnera une erreur supplémentaire de 0,3 % avec un taux de 5 % d'harmonique 5 sur le courant et la tension.

Stries horizontales gênantes sur les écrans de visualisation et des postes téléviseurs, désynchronisation des appareils utilisant la mesure par passage à zéro.

Vibrations, bruits

Par les efforts électrodynamiques proportionnels aux courants instantanés en présence, les courants harmoniques généreront des vibrations, des bruits acoustiques, surtout dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances). Des couples mécaniques pulsatoires, dus aux champs tournants harmoniques, donneront des vibrations dans les machines tournantes. Ils peuvent entraîner une destruction du matériel.

Perturbations induites sur les lignes à courants faibles (téléphone, contrôle-commande)

Des perturbations surviennent lorsqu'une ligne à courants faibles chemine le long d'une canalisation de distribution électrique avec courants et tensions déformés.

Les effets à terme

Ils affectent les composants du circuit d'alimentation à savoir :

a) Les condensateurs

Echauffement, vieillissement

Risque de résonance avec le circuit amont (inductance réseau), suite à la circulation de certains rangs harmoniques. Ce phénomène peut entraîner un facteur d'amplification du courant dans le condensateur.

b) Les transformateurs

Echauffement dû aux pertes supplémentaires du moteur et des transformateurs

- Pertes supplémentaires dans le moteur, dans son stator (aimant permanent) et principalement dans son circuit rotorique (circuits magnétique) par suite de différence importante de vitesse, entre le champ tournant harmonique et le rotor.

- Pertes supplémentaires dans les transformateurs dues à l'effet de peau (augmentation de la résistance du cuivre avec la fréquence), à l'hystérésis et aux courants de Foucault (dans le circuit magnétique).

- Couple pulsatoire.

d) Les câbles et les équipements

Echauffement des câbles et des équipements

Les pertes des câbles traversés par des courants harmoniques sont majorées, entraînant une élévation de température. Parmi les causes de pertes supplémentaires, on peut citer :

- l'élévation de la résistance apparente de l'âme avec la fréquence, phénomène dû à l'effet de peau ;
- l'élévation des pertes diélectriques dans l'isolant avec la fréquence, si le câble est soumis à une distorsion de tension non négligeable.

D'une façon générale, tous les équipements (tableaux électriques) soumis à des tensions ou traversés par des courants harmoniques ont des pertes accentuées et devront faire l'objet de déclassements éventuels.

VII.2 Remèdes

Protection des condensateurs de compensation d'énergie réactive (suite au phénomène de résonance)

- Installation d'inductances anti-harmoniques (LAH)

But : réaliser l'accord du circuit LAH à une fréquence pauvre en harmonique pour supprimer les risques de forts courants harmoniques dans les condensateurs.

Moyen : montage en série avec le condensateur d'une inductance dite anti-harmonique (LAH).

Filtrage anti-harmonique permettant de dépolluer le réseau lorsque le niveau d'harmonique est trop élevé

- Filtrage passif shunt résonnant

But : piéger les harmoniques dans des "courts circuits harmoniques" appelés filtres d'harmoniques pour réduire la distorsion de tension.

Moyen : montage en série avec le condensateur d'une inductance accordée sur un rang riche en harmoniques.

- Filtrage actif ou compensateur actif

Définition

Un filtre actif est un convertisseur statique qui permet d'injecter dans le réseau des harmoniques en opposition de phase et d'amplitude afin que l'onde résultante soit sinusoïdale.

- Filtrage hybride

- Principe : association des solutions passives et actives permettant la dépollution de tout le spectre. La compensation d'énergie réactive possible.
- Solution bien adaptée à un filtrage "réseau".
- Cette solution permet d'obtenir un compromis technico-économique idéal car il permet de réduire la puissance de dimensionnement du filtre actif.

Conclusion

La réalisation du bloc d'alimentation nous permettra d'exploiter le moteur à courant continu en régulation de vitesse ou de position.

L'existence de différents logiciels de simulation nous a aidé à vérifier le fonctionnement de chaque circuit conçu afin de pouvoir décider sur une variante qui sera le circuit définitif.

D'autre part, les logiciels de simulation électronique moderne offre beaucoup d'avantages sur les différents étapes à parcourir pour arriver finalement à la conception automatique des circuits imprimés.

Il suffit tout simplement de la mise au point après l'implantation des composants.

Finalement, le circuit électronique peut être amélioré par l'introduction du circuit régulateur automatique qui limitera le courant maximal appelé par la charge et le système de protection en cas de court circuit.

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

1. Démonstration de la formule (3.25)

Si u désigne la tension aux bornes de la charge, on a la relation suivante :

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + e$$

$$u dt = R i dt + L di + e dt$$

Par intégration de deux membres a-t-on la relation suivante :

$$\int_0^T u dt = R \int_0^T i dt + \int_0^T L di + e \int_0^T dt$$

Or, $i(0)=i(T)$ alors $\int_0^T L di = 0$

$$\Rightarrow E \alpha T = R I_c \times T + 0 + eT$$

$$\Rightarrow E \alpha = R I_c + e$$

D'où $U_c = \alpha E = R I_c + e$ CQFD.

2. Démonstration de la formule (3.26)

Ecrivons les équations de fonctionnement :

Si $0 < t < \alpha T \Rightarrow E = Ri + L \frac{di}{dt} + e$

Si $\alpha T < t < T \Rightarrow 0 = Ri + L \frac{di}{dt} + e$

On va résoudre séparément les deux équations différentielles :

a) $0 < t < \alpha T$

la solution particulière de l'équation différentielle (régime permanent) est ici :

$$i_1(t) = \frac{E - e}{R}$$

La solution générale de l'équation sans second membre (régime transitoire) est du type :

$$i_2(t) = A e^{-t/\tau}$$

Pour $0 < t < \alpha T : i(t) = \frac{E - e}{R} + A e^{-t/\tau} \quad (1)$

b) $\alpha T < t < T$: on obtient de même :

$$i(t) = \frac{-e}{R} + B e^{-t/\tau} \quad (2)$$

c) calcul des constante A et B :

- il y a continuité de $i(t)$ à l'instant $t=\alpha T$. Les équations (1) et (2) se correspondent à $t=\alpha T$ sont :

$$\frac{E - e}{R} + Ae^{-\alpha T/\tau} = \frac{-e}{R} + Be^{-\alpha T/\tau}$$

$$\Rightarrow \frac{E}{R} e^{\alpha T/\tau} + A = B \quad (3)$$

- la fonction $i(t)$ est périodique de période T , on a donc $i(0)=i(T)$, soit en remplaçant t par 0 dans (1) et t par T dans (2), on obtient :

$$\frac{E}{R} + A = Be^{-T/\tau} \quad (4)$$

On obtient 2 systèmes à 2 inconnues (3) et (4).

En résolvant ce système d'équation, on trouve :

$$A = \frac{E}{R} \left[\frac{e^{-(1-\alpha)T/\tau} - 1}{1 - e^{-T/\tau}} \right] \quad (5)$$

$$B = \frac{E}{R} \left[\frac{e^{\alpha T/\tau} - 1}{1 - e^{-T/\tau}} \right] \quad (6)$$

(1),(2),(5),(6) donnent la solution de $i(t)$

$$\Delta I = i_M - i_m$$

$$\text{À } t=0 \text{ } i=i_m \text{ on tire (1)} \quad \Rightarrow i_m = \frac{E - e}{R} + A$$

$$\text{À } t=\alpha T \text{ } i=i_M \text{ on tire (1)} \quad \Rightarrow i_M = \frac{E - e}{R} + Ae^{-\alpha T/\tau}$$

Il vient :

$$\Delta I = i_M - i_m = A \left[e^{-\alpha T/\tau} - 1 \right]$$

Cette expression est lourde est difficile à manipuler.

On préfère utiliser l'approximation $\tau \gg T$ déjà justifiée. On a alors, en faisant un développement limité au premier ordre de $e^{-\alpha T/\tau}$ et $e^{-T/\tau}$.

$$\Delta I \rightarrow \frac{E}{R} \left[\frac{1 - (1 - \alpha)T/\tau - 1}{1 - 1 + T/\tau} \right] \left[1 - \frac{\alpha T}{\tau} - 1 \right]$$

$$\Delta I \rightarrow \frac{E}{R} \left[\frac{-(1-\alpha)T/\tau}{T/\tau} \right] \left[-\frac{\alpha T}{\tau} \right]$$

$$\Delta I \rightarrow \frac{E}{R} \alpha (1-\alpha) T/\tau$$

Que l'on peut écrire : $\Delta I = \frac{ET}{L} \alpha (1-\alpha)$ Cqfd

Calcul du courant moyen débité par la source : I_s

Pour $0 < t < \alpha T$ $i_s = i(t)$

Si $\alpha T < t < T$ $i_s = 0$

$$I_s = \frac{1}{T} \int_0^T i_s dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} I_c dt = I_c \alpha$$

3. Démonstration de la formule (3.30)

On sait que $v_s = U_c$ quand la diode D conduit

$v_s = 0$ quand la diode D est bloquée

$$V_s = \frac{1}{T} \int_0^T v_s dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T U_c dt = U_c (1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow U_c = \frac{1}{1 - \alpha} V_s$$

On sait d'autre part que $V_s = E$ (car $\frac{1}{T} \int_0^T L \frac{di}{dt} = 0$)

D'où $U_c = \frac{1}{1 - \alpha} E$ CQFD.

4. Démonstration de la formule (3.31)

le courant moyen dans la charge est défini par :

$$I_c = \frac{1}{T} \int_0^T i_d dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T I_s dt = I_s (1 - \alpha) \text{ cqfd}$$

5. Démonstration de la formule (3.32)

Si

$$0 < t < \alpha T \Rightarrow E = L \frac{di_s}{dt}$$

$$\Rightarrow i_s = \frac{E}{L} t + A$$

A $t=0$

$$i_s = i_m \Rightarrow i_s = i_m = A$$

$$\Rightarrow i_s = \frac{E}{L} t + i_m$$

A $t=\alpha T$

$$i_s = i_M$$

$$\Rightarrow i_M = \frac{E}{L} \alpha T + i_m$$

$$\Rightarrow \Delta I_s = \frac{E}{L} \alpha T$$

6. Démonstration de la formule (3.37)

Comme :

$$I_k = \frac{1}{T} \int_0^T i_k(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} I_c dt = I_c \alpha$$

$$I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i_d(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T I_c dt = (1 - \alpha) I_c$$

Faisons un bilan d'énergie sur une période :

$$0 < t < \alpha T : \text{La source fournit } W_\alpha = \int_0^{\alpha T} E_{ik} dt$$

Soit, puisque $i_k = i_c$ l'énergie pendant cette phase

$$W_\alpha = EI_c \alpha T$$

$$\alpha T < t < T : \text{La source reçoit l'énergie } W_{1-\alpha} = \int_{\alpha T}^T E_{id} dt$$

Soit,

$$W_{1-\alpha} = EI_c (1 - \alpha) T$$

Globalement, sur une période la charge a reçu l'énergie :

$$W_R = U_c I_c T$$

On a donc :

$$W_\alpha - W_{1-\alpha} = W_R$$

Soit encore :

$$EI_c \alpha T - EI_c (1 - \alpha) T = U_c I_c T$$

Ce qui démontre finalement :

$$(2\alpha - 1)E = U_c$$

7. Démonstration de la formule (3.40)

Par définition :

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T E i_s dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E i_s dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T E i_s dt$$

Soit :

$$P_s = E(\alpha I_c - (1 - \alpha) I_c) = (2\alpha - 1) EI_c$$

Et enfin :

$$P_s = \frac{E^2}{R} (2\alpha - 1) \left(2\alpha - 1 - \frac{e}{E} \right) \text{ CQFD}$$

Le tableau ci-dessous donne la nomenclature du schéma de circuits de l'alimentation quatre quadrants :

DESIGNATIONS	VALEURS OU REFERENCES
RESISTANCES	
R1, R2	22 [kΩ]
R3, R4, R6, R7, R8, R11	10[kΩ]
R5	1 [kΩ]
R9, R12	3,3 [kΩ]
R10, R13	330 [Ω]
CONDENSATEURS	
C1	1 [nF] / 25[V] non polarisé
C2	20 [nF] / 25 [V] non polarisé
C3,C4	47 [pF] / 25 [V] non polarisé
DIODES	
D1, D2, D4, D6, D7	1N4148
D3,D5	1N4007
Diode rapide	BYX 61200
TRANSISTORS	
Q1, Q3	2N2907
Q2, Q4	2N2222
TP1,TP3	TIP142
TP2, TP4	TIP 147
CIRCUITS INTEGRES	
TL 081	
POTENTIOMETRES	
P1	50 [kΩ]
RV1	50 [kΩ]
BOBINE	
L	4 [mH]

BIBLIOGRAPHIE

- [1] – **Guy SEGUIER** : « l'électronique de puissance ». Bordas Paris : éditions DUNOD.
- [2] – **H. SCHREIBER** : « l'électronique par le schéma ». Paris 1993, éditions DUNODTECH.
- [3] – **Techniques de l'ingénieur. Génie électrique** : « commande des machines à courant continu ». Paris 2002, Vol 7, D 3610
- [4] – **Jean Pierres LEMOINE** : « les montages électroniques ». Éditions EYROLLES.
- [5] – **Pierre AGATI** : « électronique de commande ». Paris 1997, éditions DUNOD
- [6] – **Gérard Chevalier et Jean Claude Chauveau, Bruno Chevalier** : « Memotech électronique ». Éditions CASTEILLA
- [7] – **Ph.WALRAVE.TERGANE** : « étude de cartes de commande ». Paris 1988, éditions MENTOR
- [8] – **Ph.WALRAVE** : « hacheur à transistors ». Éditions MENTOR.
- [9] – **Michel GIRARD** : « électronique industrielle ». Éditions MASSON
- [10] – **Ando Nomenjanahary RAJAONARISOA** – Mémoire de fin d'étude : « étude et réalisation d'un bloc d'alimentation de servomécanisme ». Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo : promotion 2004
- [11] – **Hanseruedi BUHLER** : « réglage de système d'électronique de puissance ». Presse Polytechnique et Universitaire de Lausanne. Vol1, Romande 1997.
- [12] – **Hanseruedi BUHLER** : « réglage de système d'électronique de puissance ». Presse Polytechnique et Universitaire de Lausanne. Vol2, Romande 1997.
- [13] – **H. SCHREIBER** : « Amplification et commutation ». Editions Radio, Paris 1973
- [14] – **Michel GIRARD** : « Amplification par transistor ».
- [15] – <http://www.abcelectronic.com>
- [16] – <http://www.discovercircuit.com>

Résumé

L'alimentation par hacheur quatre quadrants offre le fonctionnement réversible du moteur à courant continu. Le signal de commande est généré par le circuit de commande venant de la comparaison du signal triangulaire et le signal de consigne. La variation du rapport cyclique à l'aide de potentiomètre permet de changer le sens de rotation et la variation du vitesse du moteur à courant continu. On utilise le logiciel circuitmaker et traxmaker comme outil de simulation et celui de routage du circuit imprimé. Cette étude est suivie de la réalisation.

Titre : « *Etude et réalisation d'un bloc d'alimentation par hacheur quatre quadrants du moteur à courant continu* »

Mots-clés : Alimentation, moteur à courant continu (mcc), simulation, routage, CIRCUITMAKER, TRAXMAKER.

Nombre de pages : 88

Nombre de figures : 101

Nom de l'auteur : RAKOTOZAFY Jean Michel

Adresse : Lot 18D135 Mahazina Antsirabe110

Contact : Tel 0331476463, Email : rmicheljean@yahoo.fr

Directeur de mémoire : Monsieur ANDRIANAHARISON Yvon, Professeur