

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIORAT**

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE
ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : ELECTROMECHANIQUE



**COMMANDE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU
A L'AIDE D'UN HACHEUR A TRANSISTOR**

« Etude et réalisation pratique »

Proposé et dirigé par:

M^{me}. BELOUNIS Ouassila

Présenté par :

ROUABHI Riyadh

NEGUEZ Said

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2008/2009

SOMMAIRE

Introduction générale.....01

CHAPITRE I

INTERRUPTEURS DE PUISSANCE

I.1- Introduction03

I.2 - Interrupteur idéal04

 I.2.1- Commande interne ou externe d'un interrupteur04

 I.2.2- Changement d'état des interrupteurs05

I.3- Interrupteur réel de puissance07

 I.3.1-La diode07

 I.3.2-Thyristor08

 I.3.3-Thyristor GTO10

 I.3.4-Le transistor IGBT11

 I.3.4.1-Domains d'application d'IGBT12

 I.3.4.2- Les avantages de transistor IGBT.....13

I.4-Choix des composants semi-conducteur13

I.5- Conclusion14

CHAPITRE II

LES CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU

II.1- Introduction15

II.2- Représentation de source.....15

II.3- Hacheurs direct16

 II.3.1- Les hacheurs irréversibles16

 II.3.1.1-Hacheur série17

 II.3.1.2-Hacheur parallèle21

 II.3.2- Les hacheurs réversibles25

 II.3.2.1-Hacheur réversible en courant25

II.3.2.2-Hacheur réversible en tension	29
II.3.2.3-Le hacheur à quatre quadrants	31
II.4- Hacheur à liaison indirecte	37
II.4.1-Hacheur à stockage inductif	37
II.4.2-Hacheur à stockage capacitif	38
II.4.3-Remarques sur les convertisseurs continu-continu à liaison indirecte	39
II.5-Etude du hacheur série sur une charge (R.L.E)	40
II.5.1- Fonctionnement en conduction continue.....	40
II.5.2- Fonctionnement en conduction discontinue.....	44
II.5.3- Fonctionnement en conduction critique.....	46
II.6- Simulation	47
III.6.1- l'hacheur série	47
III.6.2- l'hacheur parallèle.....	48
III.6.3- l'hacheur série-parallèle	49
III.6.4- l'hacheur réversible en tension	50
III.6.5- l'hacheur en pont.....	51
III.6.6- l'hacheur série «charge (R.L.E) »	52
III.6.6.1- Simulation du l'hacheur série en conduction critique	52
III.6.6.2- Simulation du l'hacheur série en conduction discontinue	53
II.7-Conclusion.....	53

CHAPITRE III

STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT DU MOTEUR A C.C

III.1 – Introduction.....	55
III.2 - Construction du moteur à courant continu.....	55
III.2.1- L'inducteur	56

III.2.2- L'induit.....	57
III.2.3- Le collecteur et les balais	57
III.3- Différents types d'excitation de moteur à courant continu	58
III.3.1- Moteur à excitation séparée	58
III.3.2- Moteur à excitation shunt	59
III.3.3- Moteur à excitation série	59
III.3.4- Moteur à excitation composée	60
III.4- Etude du moteur à courant continu à aimant permanent	61
III.4.1- Régime démarrage.....	63
III.4.1.1-Problème démarrage	63
III.4.1.2-Branchement du rhéostat de démarrage.....	64
III.4.1.3-Calcul du rhéostat de démarrage	64
III.4.2- Régime permanent (variation de vitesse)	65
III.4.2.1-Réglage rhéostatique	65
III.4.2.2-Réglage par variation de la tension	66
III.4.3- Régime farinage.....	67
III.4.3.1-Freinage dynamique	68
III.4.3.2-Freinage à contre courant.....	68
III.4.3.3-Freinage immédiat	69
III.5- Modèle d'état du moteur	70
III.5.1-Fonction du transfert du moteur à C.C	71
III.5.2-Simulation.....	72
III.5.3-Interprétation	73
III.6-Conclusion	73

CHAPITRE IV

LA REGULATION EN CASCADE DU MOTEUR A C.C

IV.1-Introduction	74
IV.2-Définition de la régulation	75
IV.3-Les différents types de régulation.....	75
IV.3.1-La régulation en boucles convergentes	75
IV.3.2-La régulation en boucles parallèles	76
IV.3.3-La régulation par boucle multiples ou en cascade	76
IV.4-Performances d'un système asservi.....	77
IV.4.1-Stabilité.....	77
IV.4.2-Précision	77
IV.4.3-Rapidité	78
IV.5-Définition d'un régulateur.....	79
IV.6-Les régulateurs classiques analogiques (P –I - PI).....	79
IV.6.1-Régulation à action proportionnelle (P)	79
IV.6.2-Régulation à action intégrale (I)	80
IV.6.3-Régulation à action (PI)	80
IV.7-Rôle du régulateur	81
IV.8-Schéma de principe de la régulation	81
IV.9-L'association (Convertisseur à IGBT – Moteur C.C)	82
IV.10-Les capteurs	83
IV.10.1-Capteur de courant.....	83
IV.10.2-Capteur de vitesse.....	84
IV.11-L'association (Correcteur PI– Convertisseur – Moteur C.C)	85
IV.11.1-Dimensionnement du régulateur de courant d'induit et de vitesse	85
IV.11.2- Schéma fonctionnel de l'association convertisseur- MC.C	87

IV.11.3-Schéma bloc du réglage de courant d'induit.....	88
IV.11.3.1-Synthèse du régulateur de courant	88
IV.11.4.-Schéma bloc du réglage de la vitesse de rotation.....	89
IV.11.4.1-Synthèse du régulateur de vitesse	90
IV.12-Simulation.....	91
IV.13-Interprétation.....	93
IV.14-Conclusion.....	93

CHAPITRE V

REALISATION PRATIQUE

V.1- Introduction	94
V.2- Schéma de principe de la réalisation	94
V.3- Schéma électrique de la réalisation	95
V.4- Constitution du réalisation pratique	96
V.4.1- partie puissance	96
V.4.1.1-Les alimentations.....	96
V.4.1.2-L'hacheur.....	97
V.4.1.3-La commande d'hacheur.....	98
V.4.2- partie machine	99
V.4.3- partie régulation	100
V.5- La mise en service du circuit.....	101
V.6- Les résultats de travail pratique	102
V.7-Conclusion	104
Conclusion générale	105
Bibliographie	
Liste des figures et des tableaux	
Annexes	

LISTE DES FIGURES ET DE TABLEAUX

CHAPITRE I

Figure I.1- Schéma et caractéristique de l'interrupteur idéal.....	04
Tableau I.1- Changement d'état des interrupteurs	06
Figure I.2- Représentation symbolique et la caractéristique statique de la diode	07
Figure I.3- Schéma caractéristique de passage d'un état à l'autre	08
Figure I.4- Représentations symbolique et la caractéristique statique de la thyristor	09
Figure I.5- Représentations symboliques et la caractéristique statique du GTO.....	10
Figure I.6- Symbole et structure d'IGBT	11
Figure I.7- Diagramme puissance-fréquence des composants	14
Tableau I.2-Tableau de comparaison.....	14

UI

CHAPITRE II

Figure II.1 - Représentation des sources.....	15
Figure II.2 - Montages et caractéristiques du hacheur série.....	18
Figure II.3- Caractéristiques (l'effet de la charge inductive) de hacheur série.....	19
Figure II.4-Montages et caractéristiques du hacheur parallèle.....	22
Figure II.5 - Caractéristiques (l'effet de la charge inductive) de l' hacheur parallèle.....	24
Figure II.6 – Montages et caractéristiques du hacheur série-parallèle	26
Figure II.7- Caractéristiques du fonctionnement du hacheur série-parallèle.....	29
Figure II.8- Montages et caractéristiques du hacheur réversible en tension.....	30
Figure II .9 - Montages et caractéristiques du hacheur à quatre quadrants.	32
Figure II.10- Les caractéristiques $E'(I)$ ou $W(C)$ pour hacheur en pont.....	36
Figure II.11 – Montages et caractéristiques du hacheur à stockage inductif.....	38
Figure II.12 – Montages et caractéristiques du hacheur à stockage capacitif	39

Figure II.13- Fonctionnement en conduction continue d'un hacheur série sur une charge R, L, E_c	41
Figure II.14- Courant de charge.....	44
Figure II.15- Formes d'ondes.....	44
Figure II.16-Hacheur dévolteur en conduction discontinue.....	45
Figure II.17-Hacheur dévolteur en conduction critique.....	46
Figure II.18 - Schéma bloc du l'hacheur série.	47
Figure II.19- Résultats du simulation du l'hacheur série	47
Figure II.20 - Schéma bloc du l'hacheur parallèle.....	48
Figure II.21- Résultats du simulation du l'hacheur parallèle.....	48
Figure II.22 - Schéma bloc du l'hacheur série-parallèle.....	49
Figure II.23- Résultats du simulation du l'hacheur série parallèle.....	49
Figure II.24 - Schéma bloc du l'hacheur réversible en tension.....	50
Figure II.25- Résultats du simulation du l'hacheur réversible en tension.....	50
Figure II.26 - Schéma bloc du l'hacheur en pont.....	51
Figure II.27- Résultats du simulation du l'hacheur en pont.....	51
Figure II.28 - Résultats du simulation du l'hacheur série en conduction critique	52
Figure II.29 - Résultats du simulation du l'hacheur série en conduction discontinue	53

CHAPITRE III

Figure III.1- Construction du moteur à courant continu.....	56
Figure III.2- Bilan de puissance moteur à excitation séparée.....	58
Figure III.3- Caractéristique mécanique du moteur à excitation shunt et séparé.....	59
Figure III.4-Caractéristique mécanique du moteur à excitation série.....	60
Figure III.5- Bilan de puissance moteur à excitation séparée.....	60
Figure III.6 -Caractéristique mécanique du moteur à excitation composée.....	61
Figure III.7- Construction d'un moteur à aimant permanent.....	62

Figure III.8-Schéma représentée le branchement du rhéostat de démarrage.....64

Figure III.9- Réglage de vitesse par rhéostat en série avec l'induit.....66

Figure III.10- Réglage de vitesse par la tension.....66

Figure III.11- Freinage dynamique.....67

Figure III.12- Freinage à contre courant.....69

Figure III.13 Freinage immédiat.....69

Figure III.14- Taux de décroissance de la vitesse selon le genre de freinage utilisé.....70

Figure III.15- Schéma de principe d'un moteur à c.c.....70

Figure III.16- Schéma électrique équivalent.....70

Figure III.17- Diagramme fonctionnel de la commande par l'induit.....72

Figure III.18- Schéma bloc du moteur à c.c.....72

Figure III.19- Schéma bloc de modèle d'un moteur à c.c.....73

Figure III.20- Résultats de simulation.73

CHAPITRE VI

Figure IV.1- Schéma de principe de commande en boucles convergentes.....75

Figure IV.2- Schéma de principe de commande en boucles parallèles.76

Figure IV.3- Schéma de principe de commande en boucle multiples ou en cascade.....76

Figure IV.4- Schéma simplifié des système stable ou instables.....77

Figure IV.5- Schéma simplifié représente la précision statique.....78

Figure IV.6- Rapidité du système.....78

Figure IV.7- Schéma bloc et électrique d'un régulateur P79

Figure IV.8- Schéma bloc et électrique d'un régulateur I 80

Figure IV.9- Schéma bloc et électrique d'un régulateur PI81

Figure IV.10- La régulation en cascade de l'association « Convertisseur statique –M C.C » ..81

Figure IV.11- Diagramme fonctionnel de la commande par l'induit.....82

Figure IV.12- Schéma de l'association (Correcteur PI- Convertisseur – Moteur C.C)85

Figure IV.13- La boucle du courant.....86

Figure IV.14- Schéma fonctionnel d'un variateur de vitesse.....87

Figure IV.15- Schéma bloc du réglage de courant d'induit.....88

Figure IV.16- Schéma bloc du réglage de la vitesse de rotation.....90

Figure IV.17- Schéma bloc du régulation en cascade.....91

Figure IV.18- Forme de vitesse et de courant à vide.....92

Figure IV.19- Forme de vitesse et de courant en charge (couple résistant = 0.12N.m).....92

Figure IV.20- Forme de vitesse et de courant en charge avec perturbation (couple
résistant = 0.12N.m)92

CHAPITRE V

Figure V.1 - Schéma de principe (structure de réalisation pratique)94

Figure V.2-Le circuit de la réalisation pratique de l'association (hacheur-MCC)95

Figure V.3-Deux alimentations classiques.....96

Figure V.4 - Schéma électrique d'un hacheur série.....97

Figure V.5 - Schéma électrique d'un hacheur série avec le circuit de commande.....98

Figure V.6 - L'état fermeture et d'ouverture du transistor.....98

Figure V.7 - Variation de la fréquence par changement du disc.....98

Figure V.8- Variation de fréquence par variation du nombre du capteur(C) et du lomme(L) ...99

Figure V.9 Moteur à C.C à aimant permanent en série sur le même arbre avec la génératrice.99

Figure V.10- Schéma du régulation.....100

Figure V.11- La réalisation pratique.....102

Figure V.12- La mise en service.....102

Figure V.13- Signaux pour différentes valeurs de ' α '103

NOTATION

Symbols

CHAPITRE I

A:	Anode.
K :	Cathode.
v (v):	La tension aux bornes de l'interrupteur.
i (A):	Le courant de l'interrupteur.
G :	Gâchette.
E:	Émetteur.
C:	Collecteur
G :	Grille.
V_{GE} (v):	La tension entre la grille et émetteur.
V_{tb} (v):	Tension de seuil.
V_{CE} (v):	La tension entre le collecteur et émetteur.
t_{on} (s):	Temps du fermeture.
t_{off} (s):	Temps d'ouverture.
η :	Facteur de mérite.
P_n (w):	Puissance nominal.
f (Hz):	Fréquence.

Symbole

CHAPITRE II

u (v), i (A):	La tension et le courant d'entrée.
u' (v) , i' (A) :	La tension et le courant de sortie
U (v), I (v), U' (v) , I' (v):	Les valeurs moyennes de u . i . u' et i .
α :	Le rapport cyclique.
T (s):	La période du hachage.

Notation

$K, K_1, K_2, K'_1, K'_2 :$	Les interrupteurs.
$T, T_1, T_2, T'_1, T'_2 :$	Les transistors.
$D, D_1, D_2, D'_1, D'_2 :$	Les diodes.
$V_k, V_{k1}, V_{k2}, V_{k'1}$ et $V_{k'2}(v) :$	Les tensions aux bornes des interrupteurs K, K_1, K_2, K'_1 et K'_2 .
$i_k, i_{k1}, i_{k2}, i_{k'1}$ et $i_{k'2}(A) :$	Les courants des interrupteurs K, K_1, K_2, K'_1 et K'_2 .
$V_T, V_{T1}, V_{T2}, V_{T'1}$ et $V_{T'2}(v) :$	Les tensions aux bornes des transistors IGBTs(T, T_1, T_2, T'_1 et T'_2).
$V_D, V_{D1}, V_{D2}, V_{D'1}$ et $V_{D'2}(v) :$	Les tensions aux bornes des diodes (D, D_1, D_2, D'_1 et D'_2).
$i_T, i_{T1}, i_{T2}, i_{T'1}$ et $i_{T'2}(A) :$	Les courants des transistors IGBTs(T, T_1, T_2, T'_1 et T'_2).
$I_D, i_{D1}, i_{D2}, i_{D'1}$ et $i_{D'2}(A) :$	Les courants des diodes (D, D_1, D_2, D'_1 et D'_2).
$R(\Omega) :$	Résistance de la charge.
$L(H) :$	L'inductance.
$i'_{\alpha T} :$	Le courant maximal.
$i_0 :$	Le courant minimal.
$\tau :$	La constante du temps électromagnétique.
$\Delta I' :$	L'ondulation maximal du courant .
$\Delta i'_{max} :$	L'ondulation de courant
$I_c :$	Le courant minimal.
$P(w) :$	Puissance.
$E'(v) :$	La force électromotrice du moteur.
$E(V) :$	Le constante du générateur courant
$C(N.m) :$	Couple du moteur.
$W(\text{rad/s}) :$	La vitesse de rotation.
$F_m :$	La fonction de la modulation.
$t_0(s) :$	Le temps de roue libre.
$v_c(v) :$	La tension de la charge.
$i_c(A) :$	La courant de la charge.

Notation

$v_{Cmoy}(v):$	La valeur moyenne du tension de la charge.
$I_{Cmoy}(A):$	La valeur moyenne du courant de la charge.
$I_{Emoy}(A):$	La valeur moyenne du courant de la source.

Symbole

CHAPITRE II

$P_{abs}(w):$	Puissance absorbée.
$P_u(w):$	Puissance utile .
$P_j(w) :$	Pertes par effet joule.
$P_c(w):$	Pertes constants.
$P_{em}(w):$	Puissance électromagnétique.
$P_{fer}(w):$	Pertes fer.
$P_c (w):$	Pertes collectives.
$U_e(v):$	Tension excitation.
$i_{ex}(A):$	Courant excitation.
$C_U(N.m):$	Couple utile.
$mI_{ex}::$	Nombre des ampères.
$N_n(\text{rad/s}):$	La vitesse nominale
$N_0(\text{rad/s}):$	La vitesse du démarrage.
$C_n(N. m):$	Couple nominale.
$C_m(N. m):$	Couple moteur.
$R_e(\Omega):$	Résistance d'excitation.
$I_a(A):$	Courant d'induit
$\phi (Wb) :$	Flux.
$K:$	Constant de couple.
$J:$	Moment d'inertie
$R_{h1}, R_{h2} ? R_{h2} \text{ et } R_{hn}(A):$	Résistances intermédiaires de rhéostat du démarrage.
$N_1, N_2, N_3 \text{ et } N_n(\text{rad/s}):$	La vitesse du rotation.

Notation

$I_M(A)$:	Courant maximal.
$I_m(A)$:	Courant minimal.
$E (v) :$	La force électromotrice.
$La(H) :$	Self équivalente de l'enroulement d'induit.
$Ra(\Omega) :$	Résistance équivalente de l'induit.
$C_r(N.m) :$	Couple résistant
Symbole	CHAPITRE III
$\varepsilon :$	Erreur statique.
$K_p :$	Constante proportionnelle.
$K_i :$	Constante intégrale.
$T_r(s) :$	Temps de réponse.
$T_i :$	La constante de l'action intégrale
$T_H :$	Constante de temps d'hacheur
$G_H :$	Gain d'hacheur.
k_{cc} et $k_{cv} :$	Les gains du capteur du courant et du capteur de vitesse .
k_1 et $k_2 :$	Les gains du régulateur du courant et du régulateur de vitesse ,
$T_1 :$	Constante de temps du convertisseur.
τ_1 et $\tau_2 :$	Les constantes de temps des régulateurs de courant et de vitesse .
τ, τ_a et $\tau_b :$	Les constantes de temps de la méthode de l'optimum symétrique.
$\tau_{cc} :$	Constante de temps du capteur du courant
$\tau_e :$	Constante de temps électrique .
$w_{Max}(rad/s) :$	La vitesse maximal.
$a :$	Le coefficient d'avance de phase
$\omega_{COi} :$	La pulsation de coupure.
K_{iv} et $K_{ic} :$	Les constantes intégrales de vitesse et du courant .
K_{pi} et $K_{pc} :$	Les constantes proportionnelles de vitesse du courant .

INTRODUCTION GENERALE

L'élément clé de l'électronique de puissance est l'interrupteur qui permettra d'appliquer telle ou telle source sur la charge selon la méthode choisie. C'est un élément commandable n'existant sous sa forme idéalisée que dans une implémentation mécanique qui n'est pas compatible avec des changements d'état répétés. L'interrupteur possède un état enclenché « on » (fermé) pendant lequel la tension à ses bornes est nulle quel que soit le courant le traversant et un état déclenché « off » (ouvert) pendant lequel le courant le traversant est nul quelle que soit la tension à ses bornes. [L'utilité des éléments d'électroniques de puissance pour la réalisation de convertisseurs électroniques].

La conversion en électronique de puissance permet de transformer une source quelconque (de tension ou de courant, continue ou alternative monophasée ou polyphasée) en une autre source quelconque avec un minimum de pertes. Quelle que soit la méthode de conversion utilisée, le principe de fonctionnement est le même. La valeur de sortie est obtenue en connectant séquentiellement la charge au moyen d'interrupteurs sur les différentes valeurs disponibles en entrée de manière à obtenir par moyennage la valeur de sortie désirée. Lors de la conversion continue-continue, on commute périodiquement entre deux (ou plus) niveaux de tension constants, il permet d'obtenir à partir d'une tension continue fixe, une tension continue réglable. On l'utilise souvent pour varier et contrôler la vitesse d'un moteur à courant continu.

L'évolution des technologies conduit à utiliser des moteur à courant continu nécessitant des vitesses de rotation précises et variable, L'utilisation du moteur électrique à vitesse variable se généralise de plus en plus, depuis le petit appareil électrodomestique jusqu'aux grosses machines industrielle en passant par les machines outils de précision, robots et bien d'autres applications.

L'asservissement du moteur électrique est d'importance pour assurer des performances désirées en fonctionnement. Ainsi, si on fournit la même tension à deux moteurs à courant continu identiques, ceux-ci ne tourneront jamais à la même vitesse ; on imagine alors les conséquences. De plus, on ne trouve pas toujours un moteur qui tourne à la vitesse désirée ou encore si on veut maintenir la vitesse constante même en la présence de charges variables ça

devient un véritable problème. On peut bien sûr remédier à tous ces problèmes en « asservissant » le moteur.

L'asservissement d'un moteur à courant continu nécessite l'utilisation d'un convertisseur

de puissance réversible en courant et en tension permettant ainsi l'accélération et le freinage dans les deux sens de rotation. Les structures des régulations sont choisies pour répondre aux plusieurs nécessités, il convient d'abord de réguler ou d'asservir la machine de façon à imposer à la charge la vitesse, la position ou le couple désirés tout en assurant des fonctions supplémentaires importantes concernant la sécurité tel que la limitation « active » du courant maximal.

Structure du mémoire

Pour satisfaire les besoins de cette étude, nous avons réparti notre travail comme suit

- Dans le premier chapitre nous présentons le fonctionnement d'interrupteur de puissance, les éléments non commandables (diodes), les éléments commandables à la fermeture (thyristors), les éléments commandables à la fermeture et à l'ouverture (transistors IGBT, GTO).
- Dans le deuxième chapitre on étudiera les structures des convertisseurs continu-continu avec une présentation l'étude et simulation des différent types des hacheurs.
- Dans Le troisième chapitre sera consacré à la structure , fonctionnement, et modélisation du moteur à courant continu, on procède à la simulation à base des schémas blocs.
- Dans Le quatrième chapitre traitera la régulation du courant d'induit et de vitesse de rotation à l'aide des régulateurs classiques de type PI, et l'association, on fera la simulation du l'association après le calcul des paramètre de régulateurs de courant et de vitesse, on procède à la simulation de l'ensemble à base des schémas blocs ;
- Dans le dernier chapitre réalisation analogique du l'association (régulateur- hacheur- moteur)
- En fin, une conclusion générale permettra de rassembler un certain nombre de remarques .On terminera par un annexe, on présente les références du composants électroniques et caractéristique c'est pas une charge. ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées

I.1- Introduction

L'augmentation des puissances commutées, la facilité de contrôle et le coût réduit des composants semi conducteurs de puissance depuis moins d'une dizaine d'années ont conduit à l'utilisation de convertisseurs de puissance dans un nombre d'applications toujours croissant. Cette montée en puissance a également ouvert un champ de nouvelles topologies pour les applications en électronique de puissance. Pour bien comprendre la faisabilité de ces nouvelles applications, il est essentiel de décrire les caractéristiques des semi-conducteurs de puissance utilisés.

Dans le cas où les semi-conducteurs de puissance peuvent être considérés comme des interrupteurs parfaits. Cette approche a l'avantage de ne pas concentrer sa réflexion sur les détails du fonctionnement des convertisseurs. Ainsi les caractéristiques principales des convertisseurs peuvent être plus clairement comprises. La présentation succincte des caractéristiques des semi-conducteurs de puissance usuels va nous permettre de déterminer dans quelles conditions et jusqu'à quel point ceux-ci peuvent être considérés comme parfaits.

Dans ce chapitre, nous donnons donc un bref résumé des caractéristiques courant - tension ainsi que des vitesses de commutation des semi-conducteurs de puissance actuellement utilisés.

Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories :

1. *Diodes* : états fermé ou ouvert contrôlés par le circuit de puissance.
2. *Thyristors* : fermé par un signal de commande, mais doit être ouvert par le circuit de puissance.
3. *Interrupteurs commandables (IGBT et GTO)* : à l'ouverture et à la fermeture. Ouverts et fermés par un signal de commande.

I.2 - Interrupteur idéal

Un interrupteur K peut être considéré comme un dipôle réalisant une connexion « de type binaire » (état ouvert ou bloqué d'une part, état fermé ou passant d'autre part) entre deux sources de puissance, ou entre une source et un récepteur.[1]

Un interrupteur possède deux états : ouvert ou fermé figure(I.1).

- A l'état ouvert, un interrupteur parfait impose une valeur nulle au courant i que le traverse, alors que la tension v à ses bornes est imposée par le circuit extérieur et peut être positive ou négative .
- A l'état fermé, un interrupteur parfait impose une valeur nulle à la tension v entre ses bornes, alors que le courant i que le traverse est imposé par le circuit extérieur et peut être positive ou négatif .

La caractéristique statique d'un interrupteur parfait est donc formée de quatre segments confondus avec les axes v et i .[2]

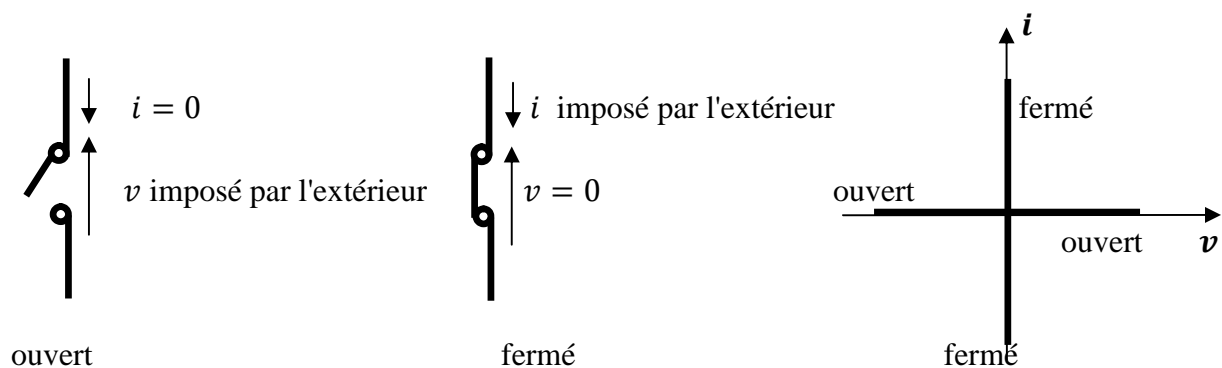


Figure I.1- Schéma et caractéristique de l'interrupteur idéal.

I.2.1- Commande interne ou externe d'un interrupteur

Selon les cas, et selon la technologie de l'interrupteur, on distingue les changements d'état :

- **Spontané** (interne) le point de fonctionnement (v, i) évolue de manière continue d'une « demi-droite » d'axe horizontal à une « demi-droite » d'axe vertical (ou l'inverse).

La commande (au sens large du terme) est alors interne . Si, par exemple , le courant positif évolue vers 0 pour provoquer le blocage (l'ouverture) de l'interrupteur, on utilise la convention $i \downarrow = 0$. De même , si la tension négative évolue vers 0 pour provoquer la conduction (la fermeture) de l'interrupteur, on utilise la convention $v \uparrow = 0$;

- **Forcé ou provoqué** (externe) le point de fonctionnement (v, i) évolue de manière discontinue d'une «demi- droites» d'axe horizontal à une «demi- droites » d'axe vertical (ou l'inverse), par une action (ou signal) extérieure.

La commande est externe .Comme cette action sur les composants aura lieu sur une gâchette (pour le thyristor ou le triac) ou une grille (pour le transistor MOS ou IGBT) on désigne par :

- le symbole $G \uparrow$ l'action de commande externe à la fermeture d'un composant,
- le symbole $G \downarrow$ l'action de commande externe à l'ouverture d'un composant .

✓ Fonction de connexion

On appelle fonction de connexion la relation entre les grandeurs de l'interrupteur telle que :

$$i(t) = f(t) i_0(t)$$

$$v(t) = [1 - f(t)] v_0(t)$$

$f(t) = 1$: état passant (fermé)

$f(t) = 0$: état bloqué (ouvert)

où $i_0(t)$ est le courant dans l'interrupteur à l'état passant et $v_0(t)$ est la tension aux bornes de l'interrupteur à l'état bloqué .Ces grandeurs sont imposées par le fonctionnement du convertisseur dans lequel est placé l'interrupteur .

La suite des « 0 » et des « 1 » fonction de connexion permet de fixer les Commandes des interrupteur d'un convertisseur de puissance.

I.2.2- Changement d'état des interrupteurs

Les changements d'état est :

- spontané (ou naturel) : La Commandes de l'interrupteur est interne ;
- provoqué (ou forcé) : La Commandes de l'interrupteur est alors externe .

Mais un changement d'état n'est parfois possible que si des conditions, internes ou externes indépendantes de la commande, sont vérifiées.

➤ Pour les conditions interne ,on utilise les conventions suivantes :

- l'écriture $i > 0$ (ou < 0) pour indiqué la présence d'un courant interne positif (ou négatif) dans l'interrupteur au moment de l'application de la Commande.
- l'écriture $v > 0$ (ou < 0) pour indique la présence d'une tension interne positive (ou négative) aux bornes de l'interrupteur au moment de l'apparition de la Commande.

➤ Pour les conditions externe, on utilise les conventions suivantes :

- l'écriture G pour indique la présence en permanence d'une tension externe sur G pour la fermeture sans action directe de Commande ;
- l'écriture \bar{G} pour indique la présence en permanence d'une tension externe pour l'ouverture sans action directe de Commande .

Cela , en pratique , introduit quatre cas possibles, voir tableau (I.1) (on utilise le symbole « & » pour la condition «et» logique).

		Fermeture de l'interrupteur(C F)	Ouverture de l'interrupteur(CO)
Inconditionnel	Spontané	$v \uparrow = 0$	$i \downarrow = 0$
Inconditionnel	Provoqué	$G \uparrow$	$G \downarrow$
Conditionnel	Spontané	$G \& [v \uparrow = 0]$	$\bar{G} \& [i \downarrow = 0]$
Conditionnel	Provoqué	$[v > 0] \& G \uparrow$	$[i > 0] \& G \downarrow$

Tableau I.1- Changement d'état des interrupteurs.

I.3- Interrupteur réel de puissance

A l'exception de la diode, les interrupteurs concrétisés par des composants à semi-conducteurs possèdent une commande et l'action de cette commande s'effectue par une tension. [1]

I.3.1- La diode

Une diode se comporte comme un interrupteur automatique dont contacts se ferment dès que l'anode devient légèrement positive par rapport à la cathode et dont les contacts s'ouvrent dès que le courant qu'elle porte devient nul, il semblerait banal de préciser qu'une diode arrête de conduire lorsque le courant nul. [5]

La figure (I.2.a) donne le schéma utilisé pour représenter une diode et indique les sens de référence adoptés pour la tension v à ses bornes et le courant i qui la traverse.

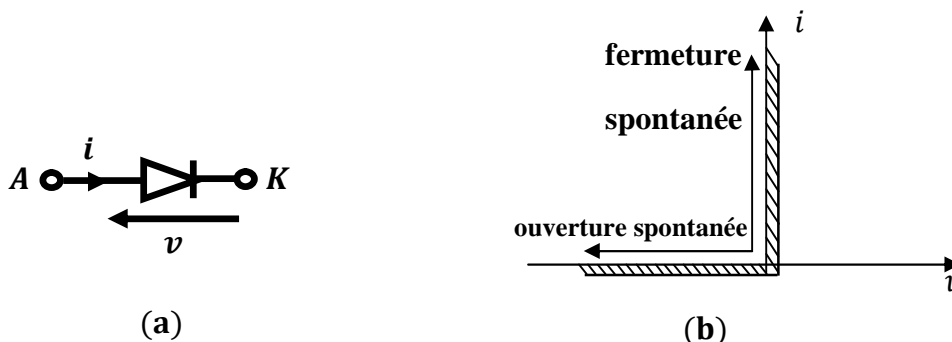


Figure I.2- Représentation symbolique et la caractéristique statique de la diode.

État passant

Quand le circuit dans lequel la diode est insérée tend à faire circuler le courant dans le sens anode(A)-cathode(K), ou sens passant, la diode est conductrice : la chute de tension à ses bornes est négligeable (de l'ordre du volt) et la valeur du courant qui la traverse est imposé par le reste.

Dans le plan (v, i) on peut confondre la caractéristique de la diode à l'état passant avec la branche positive de l'axe des courants.

État bloqué:

Quand le circuit dans lequel est placée la diode applique aux bornes de celle-ci une tension négative tendent à y faire passer un courant négatif, la diode est bloquée : le courant que traverse, appelé aussi courant de fuite, est négligeable.

Dans le plan (v, i) on peut confondre la caractéristique de la diode à l'état bloqué avec la branche négative de l'axe de tensions.

La caractéristique statique d'une diode figure (I.2.b) est donc celle d'un interrupteur unidirectionnel en courant et tension.

Passage d'un état à l'autre :

Lors du passage de l'état passant à l'état bloqué et lors du passage inverse, le point de fonctionnement se déplace en suivant les axes, comme on l'a indiqué sur la figure (I.3.b).

Remarque

Si on inverse le sens de référence du courant i et de la tension v figure (I.3.a), la caractéristique de la diode devient celle indiquée sur la figure (I.3.b).

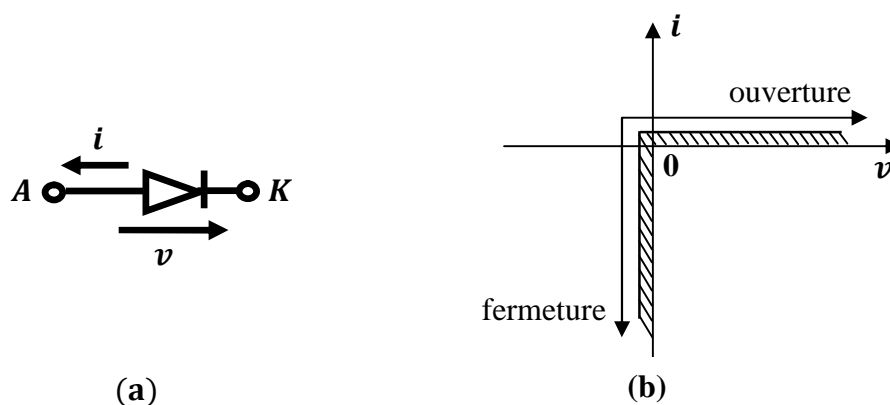


Figure I.3-Schéma et caractéristique de passage d'un état à l'autre

I.3.2-Thyristor

Le thyristor est un composant à trois bornes, l'anode(A), la cathode(k) et la gâchette (G) figure(I.4.a) :

- l'anode et la cathode constituent l'accès de puissance .
- la gâchette et la cathode, l'accès de commande.

État passant:

Comme pour la diode, la caractéristique à l'état passant peut être confondue avec la branche positive de l'axe des courants (branche $0a$ sur la figure (1.4.b)).

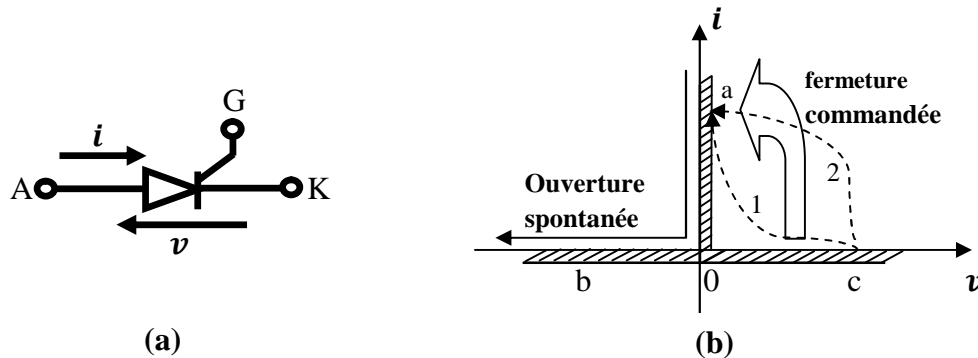


Figure I.4- Représentation symbolique et la caractéristique statique de la thyristor .

État bloqué:

Un thyristor est à l'état bloqué si la tension que lui est appliquée est négative : sa caractéristique peut alors être confondue avec la branche négative de l'axe des tensions (branche $0b$).

Il peut également être à l'état bloqué lorsque la tension à ses bornes est positive : sa caractéristique peut alors être confondue avec la branche positive de l'axe des tensions (branche $0c$).

La caractéristique statique d'un thyristor est donc celle d'un interrupteur unidirectionnel en courant et bidirectionnel en tension .

Passage d'un état à l'autre :

Lorsque le thyristor est à l'état bloqué sous une tension positive (branche $0c$), on peut commander sa fermeture par une impulsion positive de courant envoyée sur sa gâchette grâce à un générateur placé entre la gâchette et la cathode .

Le signal de gâchette fait passer le point fonctionnement de la branche ($0c$) à la branche ($0a$). Le point atteint sur celle-ci et la trajectoire suivie pour l'atteindre dépendent du circuit dans lequel le thyristor est inséré. On a représenté sur la figure (I.4.b) en traites interrompues deux exemples de trajectoires possibles .

Dés que le point de fonctionnement a rejoint la branche (0a), on peut supprimer le signal de gâchette, le thyristor reste conducteur.

Lorsque le thyristor est passant ,son retour à l'état bloqué ne peut s'opérer que de manière spontanée par passage de la branche (0a) à la branche (0b) de sa caractéristique ,en suivant une trajectoire approximativement située le long des axes ,comme pour une diode.

Remarque

Lorsqu'on applique un signal de gâchette à un thyristor polarisé en inverse ce signal est en première approximation sans effet .s'il est encore présent lorsque la tension aux bornes du thyristor cesse d'être négative , celui-ci ferme spontanément au passage par zéro de la tension, comme un diode .

La puissance dissipée dans un thyristor lors de sa fermeture dépend de la trajectoire suivie pour passer de la branche (0c) à la branche(0a) de sa caractéristique .Elle est faible ,comme dans une commutation spontanée ,si la trajectoire est proche des axes (trajet 1 sur la figure I.4.b) ,plus élevée si la trajectoire suivie implique la présences simultanée d'une tension et d'un courant importants (trajet 2 sur la figure I.4.b).

I.3.3-Thyristor GTO

Le Thyristor GTO (gate turn off thyristor) est un thyristor dont le retour à l'état bloqué peut s'opérer par extraction d'une fraction du courant i par l'accès de commande (gâchette-cathode),d'où son nom .

La figure (I.5) indique son symbole représentatif et sa caractéristique dans le plan (v, i) .

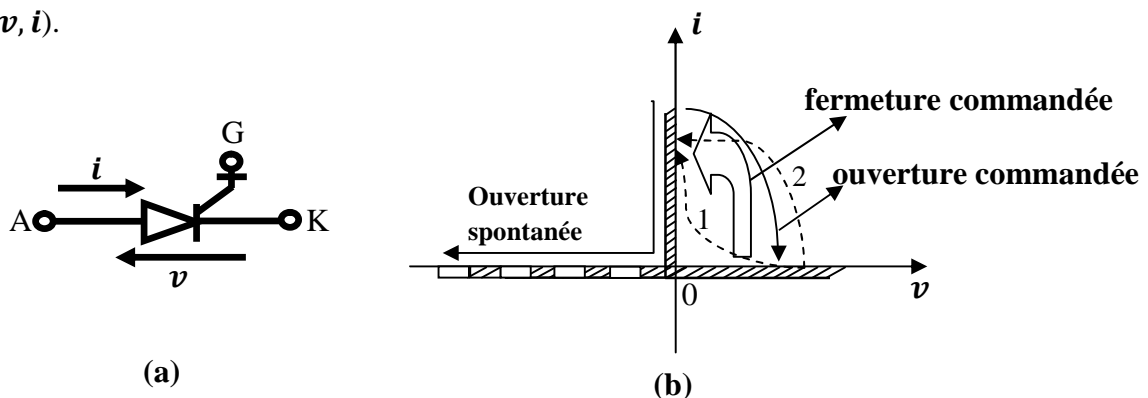


Figure I.5- Représentations symboliques et la caractéristique statique du GTO.

Lors de la fermeture et de l'ouverture commandées, la trajectoire suivie par le point de fonctionnement dépend du circuit extérieur. La puissance dissipée est faible si cette trajectoire est proche des axes (trajet1 sur la figure I.5), plus élevée si elle implique la présence simultanée d'une tension et d'un courant importants (trajet2 sur la figure I.5).

Sur la figure (I.5), nous avons tracé en traits interrompus la branche de caractéristique correspondant à l'état bloqué sous une tension négative, car la majorité des thyristors GTO (les GTO asymétriques) ne sont pas prévus pour supporter des négatives.

Leur caractéristique se réduit à la branche positive de l'axe des courants et à la branche positive de l'axe des tensions ; ce sont des interrupteurs unidirectionnels en tension et en courant dont la fermeture et l'ouverture peuvent être commandées. [2]

I.3.4-Le transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors)

Le transistor bipolaire à grille isolée (I.G.B.T.) est un nouveau composant semi-conducteur de puissance, qui est né dans les années 1985, suite à la recherche des électroniciens de puissance pour développer sur la même structure un composant qui rassemble les avantages du transistor bipolaire (chute de tension faible en conduction, tension blocable élevée, rapport coût / puissance commutée convenable) et ceux du transistor MOSFET (commande en tension et vitesse élevée de commutation).

A-Symbole et structure

Pour désigner l'IGBT deux symboles sont jusqu'alors utilisés indifféremment figure(I.6). Les principaux constructeurs d'IGBT l'on choisit (Harris, International Rectifier, Motorola).

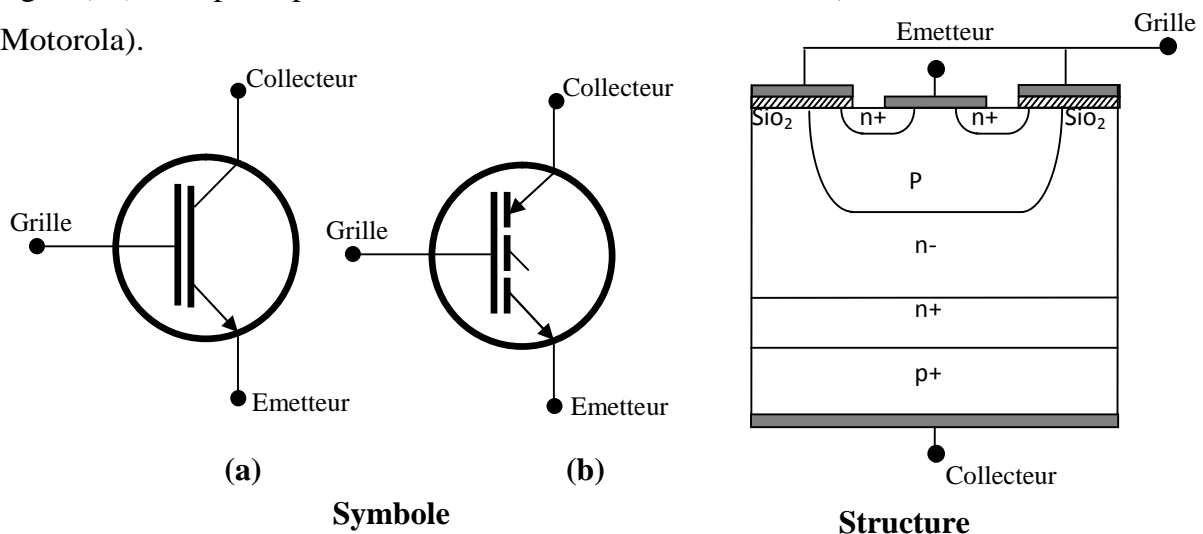


Figure I.6- Symboles et structure d'IGBT

B-Fonctionnement

L'action de la tension V_{GE} entre la grille G et émetteur E provoqué à travers la couche d'isolant une succession d'actions internes qui entraînent la saturation du transistor .

Cette fermeture s'effectue en envoyant une tension V_{GE} positive supérieure à la tension de seuil V_{tb} (symbole $G \uparrow$) avec une tension collecteur-émetteur positive (symbole $v > 0$) .

L'ouverture du transistor IGBT s'effectue en envoyant une tension V_{GE} inférieure à la tension de seuil V_{tb} (symbole $G \downarrow$) ou bien à la manière d'une diode .

C-La commande électronique

La commande électronique des l'interrupteurs à transistor IGBT s'effectue le plus souvent avec un (driver) qui , pour une commande à la fermeture , fournit un « pic » de courant positif au moment du passage de la tension V_{GE} au voisinage de la tension de seuil V_{tb} (positive) .

Il correspond à la charge du condensateur équivalent entre grille et canal du transistor . Le pic de courant provient du fait que la capacité équivalente est fortement augmentée lors de la commutation . Ce phénomène est appelé effet Miller .Le niveau du pic est une fonction linéaire croissante de la tension V_{CE} du transistor IGBT à l'état bloqué .

Dans le cas d'une commande à l'ouverture , l'effet Miller existe également , et le pic de courant sera négatif , pour décharger le condensateur équivalent , lorsque l'on applique une tension V_{GE} négative . Le driver doit «accepter » ce courant négatif. [1]

I. 3.4.1-Domains d'application d'IGBT

Les transistors IGBTs est utilisé à l'intérieur des convertisseurs de moyenne puissance Ses valeur de t_{on} de t_{off} sont assez faible.

Ses principales applications portent sur le contrôle de moteurs, les onduleurs, le chauffage par induction , les fours à micro-ondes, la robotique, etc.... Une utilisation dans le domaine spatial et dans l'imagerie par résonance magnétique est envisagée dans un future proche. [15].

I.3.4.2- Les avantages de transistor IGBT

Les avantages des transistors IGBTs est:

- ✓ deux commande(fermeture et ouverture),
- ✓ la tension clacagee égale (4.5 Kv) ,
- ✓ moyennes pertes en conduction,
- ✓ moyennes pertes en commutation
- ✓ fréquence maximale égale (50 KHz)

I.4-Choix des composants semi-conducteur

Selon le composant utilisé, la fréquence de «découpage» $f = 1/T$ à laquelle est soumis le composant change. En générale, on cherche à utiliser la fréquence la plus élevée possible, Ce pendant , plus la puissance nominale P_n d'un convertisseur est élevée, plus cette fréquence est faible. On cherche donc à établir « un facteur de mérite » η à chaque composant qui serait le produit: $\eta = P_n * f$. [1]

L'IGBT de part ses caractéristiques est un composant avantageux pour les applications utilisant la commutation . Sa suprématie dans le domaine de la moyenne puissance n'est plus contestée et il est de plus en plus utilisé dans les applications à fortes puissance faisant concurrence au GTO (Gate Turn Off). En fin en faible puissance les IGBTs vont également se développer pour concurrencer les MOSFETs dans certains domaines. La figure (I.7) représente l'enveloppe des applications de l'IGBT , en fréquence et en puissance , et ses éventuelles évolutions, et compare ses performances à ceux des autres dispositifs . [14]

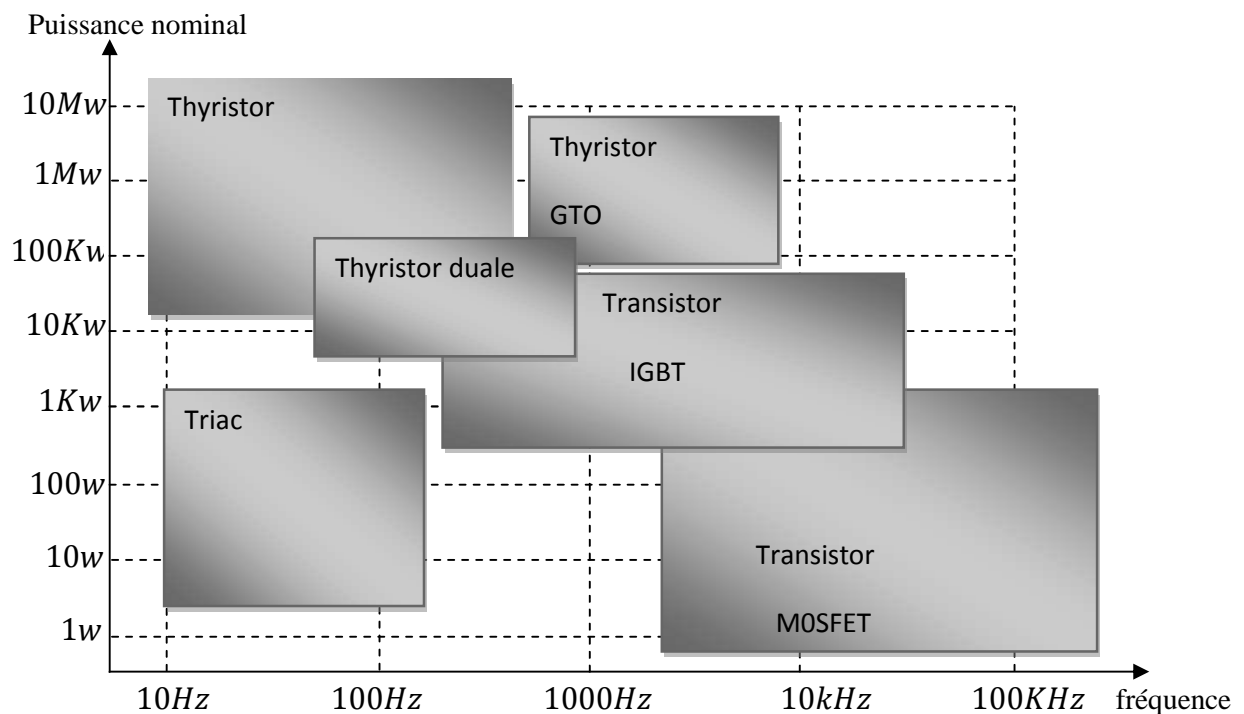


Figure I.7- Diagramme puissance-fréquence des composants .

I.5- Conclusion

Il existe plusieurs types d'éléments de puissance avec des performances variées au niveau de la tenue en tension, de la rapidité et des pertes en conduction. Le choix d'un composant sera en général dicté par le mode de commande souhaité (les éléments non commandables (diodes), les éléments commandables à la fermeture (thyristors) et les éléments commandables à la fermeture et à l'ouverture (IGBT et GTO)), la tension de blocage nécessaire, la fréquence de commutation désirée et dans une moindre proportion, du courant à conduire. On trouve encore des différences pour un type de composant selon un point de fonctionnement donné (blocage, rapidité).

Composant	Commande	Blocage	Pertes en conduction	Pertes en commutation	f maximal
Diode	non	>10kV	faibles	nulles	élevée
Thyristor	on	>10kV	faibles	élevées	<1kHz
IGBT	on/off	4.5kV	moyennes	moyennes	50kHz
GTO	on/off	>10kV	faibles	élevées	<1kHz

Tableau I.2-Tableau de comparaison.

II.1- Introduction

Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée...

On distingue deux types de convertisseurs continu-continu. Ceux qui sont non isolés, que l'on appellera hacheurs, et ceux qui comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique, que l'on appelle alimentations à découpage (cas des alimentations de PC...). Par la suite, nous n'étudierons que les premiers.

Dans ce chapitre, on présentera quelque types de convertisseurs statiques continu-continu ; à savoir un hacheur directs peut être abaisseur ou élévateur en tension (un quadrant), réversible en courant (deux quadrants), réversible en tension (deux quadrants),réversible en tension et en courant (quatre quadrants) ,et un hacheur indirects peut être stockage capacitif ou stockage inductif .

II.2- Représentation de source

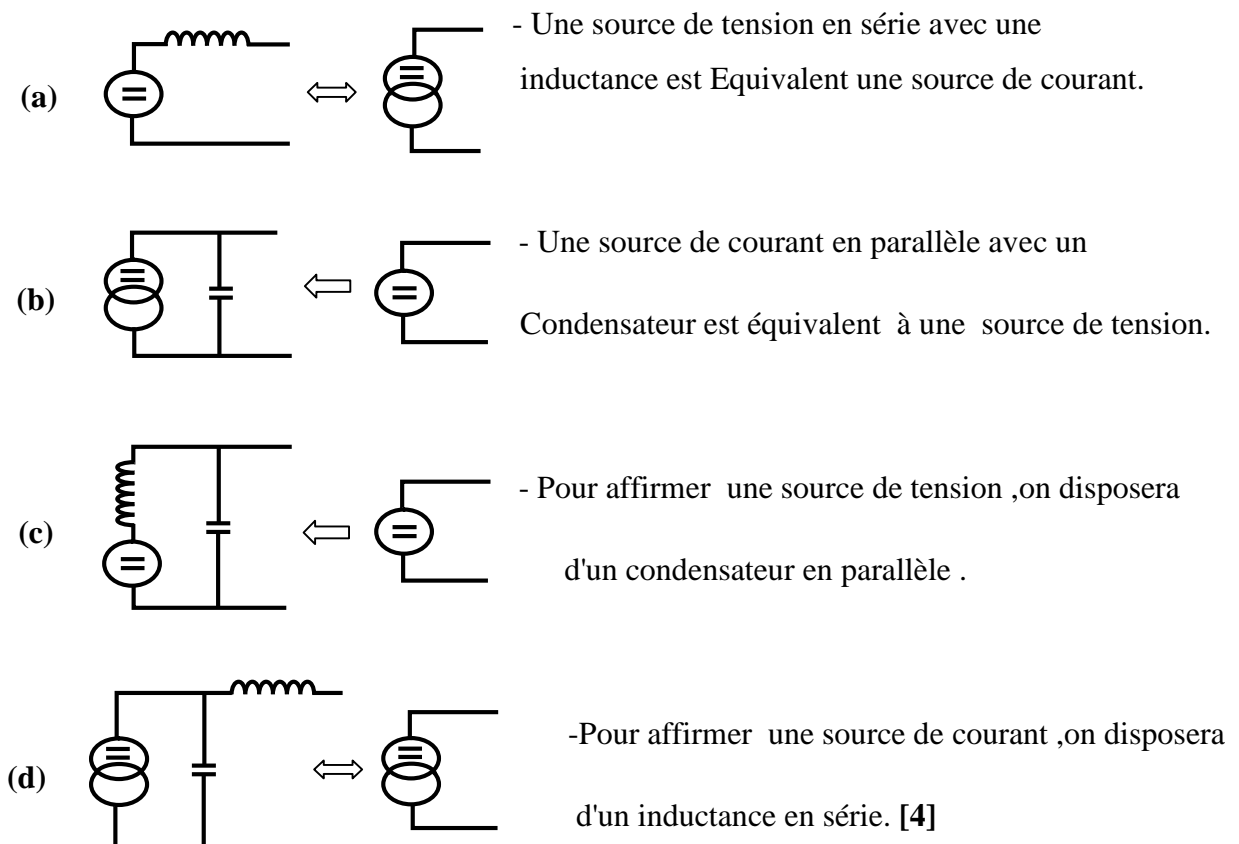


Figure II.1 - Représentation des sources.

Les hacheurs les plus utilisés

Le hacheur permet le réglage du transfert de la puissance entre une source de tension continue et une source de courant. Selon l'état des sources (générateur ou récepteur), et la nature du hacheur, plusieurs cas peuvent se présenter :

- le transfert s'effectue dans un seul quadrant. les sources de tension et de courant continu sont de même signe :

- la puissance est en transit de source de tension (génératrice) vers la source de courant (réceptrice). C'est le cas lorsque l'on utilise le hacheur série.
- la puissance est en transit de source de courant (génératrice) vers la source de tension (réceptrice). C'est le cas lorsque l'on utilise le hacheur parallèle.

On passe d'un convertisseur à l'autre par dualité en intervertissant les sources de tension et de courant d'un part, la transistor et la diode d'autre part . [1]

II.3- Hacheurs direct

On désignera par :

- u et i la tension et le courant d'entrée.
- u' et i' la tension le courant de sortie.
- U, I, U' et I' , les valeurs moyennes de u, i, u' et i' .

Si on néglige les pertes à l'intérieur du hacheur, les puissance moyenne à l'entrée et à la sortie sont les mêmes .

Dans un hacheur direct ,puisque'il n'y a pas d'élément interne de stockage ,il en est de même des puissance instantanées : $u i = u' i'$ [3]

II.3.1- Les hacheurs irréversible

Dans un premier temps aux structures les plus simples des hacheurs. Il s'agit de celles qui n'assurent pas la réversibilité, ni en tension, ni en courant. L'énergie ne peut donc aller que de la source vers la charge.

II.3.1.1-Hacheur série (buck chopper ou buck converter)

C'est de loin le hacheur le plus utilisé en raison de simplicité . Le montage de principe est présenté à la figure(II.2). Le composant de puissance considéré ici est le transistor IGBT.

Ce hacheur permet un «abaissement» de tension. Il est parfois appelé «hacheur dévolteur», car la tension moyenne $\langle U' \rangle$ de la source de courant I' réceptrice est inférieure à la tension u de la source génératrice . Les sources de tension continue et de courant continue sont parfaites

- La tension u reste constante pour toute valeur évolution du courant $I'(t)$;
- La courant i reste constant pour toute valeur évolution de la tension $U'(t)$.

Le transistor T est commandé à la fermeture durant αT le signal de commande de T est du type $d\alpha(t)$.

La diode D conduit durant $(1 - \alpha) T$ (effet roue libre).

La valeur moyenne théorique de la tension aux bornes de la source de courant est :

$$\langle u_m \rangle = U' = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) d(t) = \alpha u$$

Le transfert moyen de puissance est $\langle p \rangle = P = \alpha u I'$

Ce hacheur ne peut fonctionner que sur un quadrant lorsque le rapport cyclique α varie (notation $1Q$) puisque le transfert de la puissance ne peut être que positif ou nul et que les signes de I' et de U' sont imposés (voir formulaire au tableau II.1) . [1]

Le hacheur série commande le débit :

- D'un générateur de tension.
- Dans un récepteur de courant.

A- Principe

On supposera d'abord que le générateur et le récepteur sont parfaits . Les deux interrupteurs doivent être complémentaires (toujours un fermé , jamais les à la fois) pour que le générateur de tension ne soit pas court-circuité ,et que le récepteur de courant ne soit pas mis en circuit ouvert .

- ❖ La fermeture de k_1 rend i_{K1} égal à I' , i_{K2} nul, V_{K1} nulle et V_{K2} égale à $-U$.
- ❖ La fermeture de k_2 rend i_{K1} nul, i_{K2} égal à I' , V_{K1} égal à $+U$ et V_{K2} nulle.
- ❖ Les branches de caractéristiques utilisées figure (II.2.c). montrent que k_1 doit être à ouverture et fermeture commandées, et que k_2 peut être une simple diode.

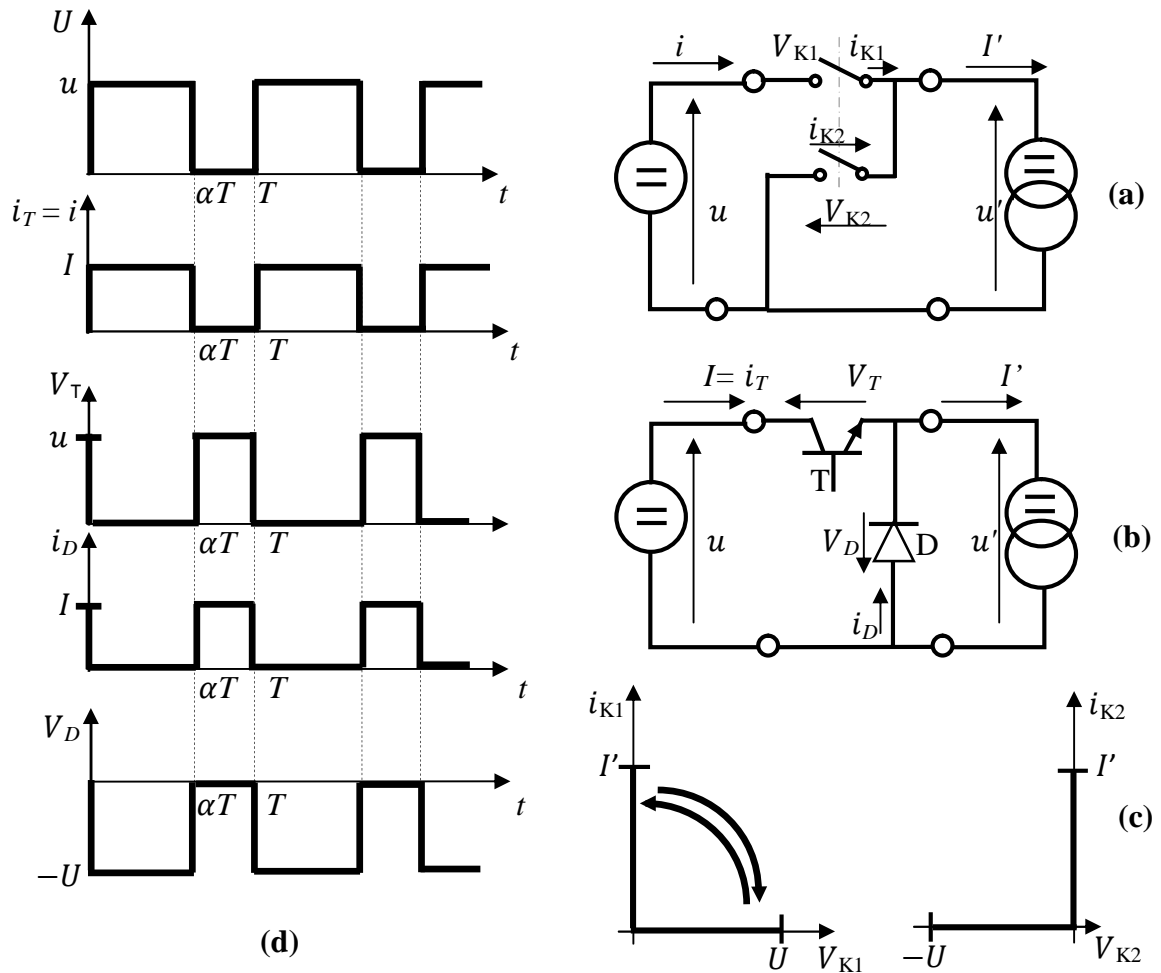


Figure II.2 – Montages et caractéristiques du hacheur série.

On arrive ainsi au schéma de principe de la figure (II.2.b). Le hacheur est formé d'un transistor T et d'une la diode D .

La figure (II.2.d) donne les formes d'ondes de la tension de sortie u' , du courant d'entrée i , des courant dans T et D et de tensions à leurs bornes.

* Quant T est fermé :

$$u' = U \quad , \quad i = I'$$

$$V_T = 0 \quad , \quad i_T = I' \quad , \quad V_D = -U \quad , \quad i_D = 0 \quad .$$

* Quant T est ouvert : $u' = 0 \quad i = 0$
 $V_T = +U \quad , \quad i_T = 0 \quad , \quad V_D = 0 \quad , \quad i_D = I'$.

Si T est la période de fonctionnement et αT la durée des intervalles de conduction du transistor , la tension de sortie u' a pour valeur moyenne : $U' = \alpha U$

En faisant varier α de 0 à 1 ,on fait varier U' de 0 à U .

B- Conséquence de l'imperfection de la charge

Le récepteur de courant ne saurait avoir une inductance infinie .Puisque la tension u' à ses bornes est fermé de créneaux rectangulaires , le courant i' ne peut présenter une ondulation nulle .

Si le récepteur est passif , de constantes R et L , le calcul de l'ondulation du courant de sortie i' est aisé.

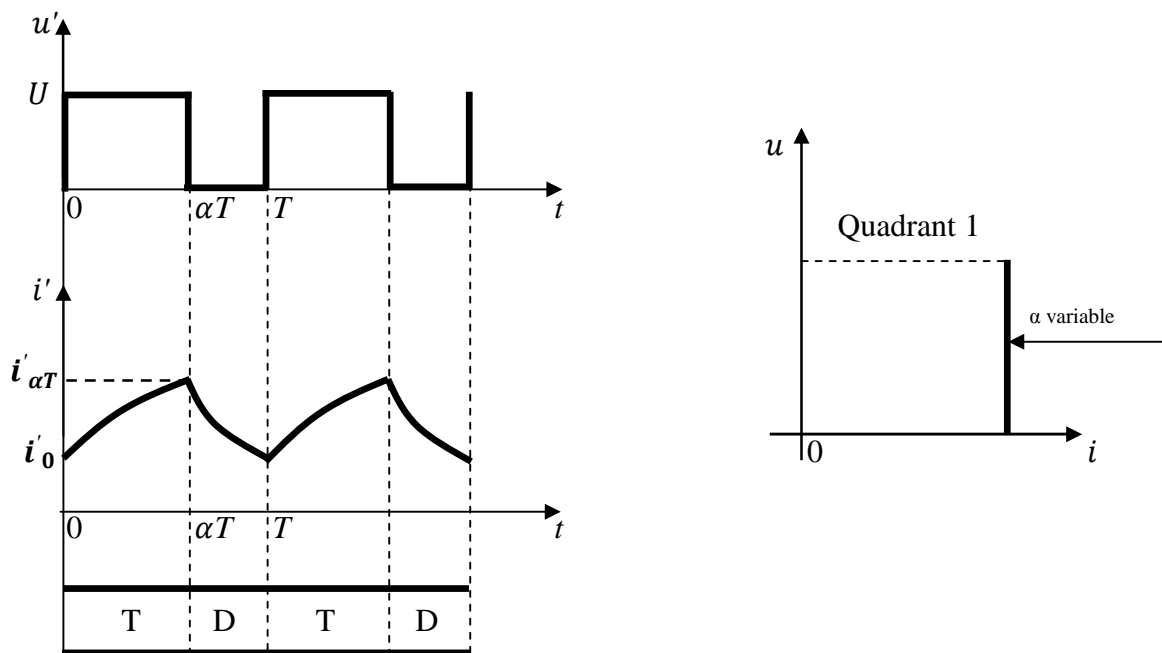


Figure II.3 –Caractéristiques (l'effet de la charge inductive) de hacheur série.

- Pour $0 < t < \alpha T$, le transistor relie l'entrée et la sortie :

$$Ri' + L \frac{di'}{dt} = U \tag{II.1}$$

$$i' = \frac{U}{R} + \left(i'_0 - \frac{U}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

$$i'_{\alpha T} = \frac{U}{R} + \left(i'_0 - \frac{U}{R} \right) e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \tag{II.2}$$

- Pour $\alpha T < t < T$, la diode court-circuite le récepteur :

$$Ri' + L \frac{di'}{dt} = 0 \quad (\text{II. 3})$$

$$i' = i'_{\alpha T} e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} \quad (\text{II. 4})$$

Le courant i' croit pendant le premier intervalle, décroît pendant le second figure (II.3)

De la continuité de i' et de sa périodicité on déduit :

$$i'_0 = i'_{\alpha T} e^{-\frac{(T-\alpha T)}{\tau}} \quad (\text{II. 5})$$

Des relations (II. 2) et (II. 5), on tire:

$$\begin{cases} i'_0 = \frac{U}{R} \frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \\ i'_{\alpha T} = i'_0 e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

Il est important, pour un hacheur, d'apprécier l'importance de l'ondulation de courant. A cet effet, on peut considérer que l'inductance est suffisamment élevée pour que la constante de temps ($\tau = \frac{L}{R}$) soit grande par rapport à la période de hachage.

Dans ces conditions, les morceaux d'exponentielle sont des segments de droites, ce qui permet un calcul simplifié des courants i'_0 et $i'_{\alpha T}$.

$$\text{Comme : } e^U = 1 + U \text{ il vient : } i'_0 = \frac{\alpha U}{R}, \quad i'_{\alpha T} = i'_0 \left[1 + \frac{(1-\alpha)T}{\tau} \right] \quad (\text{II.7})$$

Il est alors facile de calculer l'ondulation pour $\Delta I'$ crête à crête :

$$\Delta I' = i'_{\alpha T} - i'_0 = i'_0 \left[1 + \frac{(1-\alpha)T}{\tau} \right] - \frac{\alpha U}{R} \quad (\text{II.8})$$

À valeur donnée de U/R et de τ , l'ondulation est maximale pour $\alpha = 0.5$ et vaut alors :

$$\Delta i'_{max} = \frac{UT}{R4\tau} = \frac{UT}{4L} \quad (\text{II.9})$$

Si U désigne la valeur instantanée aux bornes de la charge, On a:

$$Ri' + L \frac{di'}{dt} = U \qquad Ri' dt + L di = U dt$$

Si l'on intègre les deux membres pendant la durée d'une période.

$$\text{Il vient: } \int_0^T Ri' dt + \int_{i'_{\alpha T}}^{i'_{0}} L di = \int_0^T U dt = U \alpha T = Ri'_{\text{moy}} T + 0$$

$$\text{Soit: } I_c = i'_{\text{moy}} = \frac{U \alpha T}{RT} \qquad (\text{II.10})$$

Pour réduire l'ondulation. On a intérêt à augmenter la fréquence de hachage.

Si on veut obtenir une tension de sortie, non plus fermée de créneaux, mais d'ondulation négligeable, il faut placer à la sortie du hacheur un filtre de sortie formé, par exemple, d'une inductance en série d'une capacité en dérivation.

Vu de la sortie du filtre, l'ensemble hacheur - filtre équivalant à un générateur de tension continue, la valeur moyenne celle-ci étant réglée par α .

Le filtre est d'autant moins lourd et onéreux que la fréquence de hachage $1/T$ est plus élevée. [3]

II.3.1.2-Hacheur parallèle (boost chopper ou boost converter)

Le montage de principe est présenté à la figure(II.3). Les composants de puissance considéré est encore le transistor IGBT. Ce hacheur permet une « élévation » de tension. Il est parfois appelé «hacheur survolteur», car la tension U' de source réceptrice est supérieure à $\langle U \rangle$, tension moyenne de la source de courant I génératrice.

Les sources de tension continue et de courant continu sont parfaites :

- La tension U reste constante pour toute valeur et toute évolution du courant $i'(t)$;
- La courant I reste constant pour toute valeur et toute évolution de la tension $u(t)$.

Le transistor T est commandé à la fermeture durant αT . Le signal de commande de T est du type $d\alpha(t)$.

La diode D conduit durant $(1 - \alpha) T$ (effet récupération d'énergie). La valeur moyenne théorique de la tension aux bornes de la source de courant est :

$$U = \frac{1}{T} \int_0^T u'(t) dt = (1 - \alpha) U$$

Le transfert moyen de puissance est : $\langle p \rangle = P = (1 - \alpha) U I'$

Ce hacheur ne peut fonctionner que sur un quadrant lorsque le rapport cyclique α varie (notation $1Q$) puisque le transfert de la puissance ne peut être que positif ou nul (voir formulaire au tableau II.2). [1]

A-Principe : Le hacheur parallèle commande le débit

- D'un générateur de courant,
- Dans un récepteur de tension.

La figure (II.4) a donne le schéma avec interrupteur mécanique.

L interrupteur K_1 permet se relier l'entrée à la sortie ; l'interrupteur complémentaire K_2 ferme le circuit du générateur de courant K_1 est ouvert.

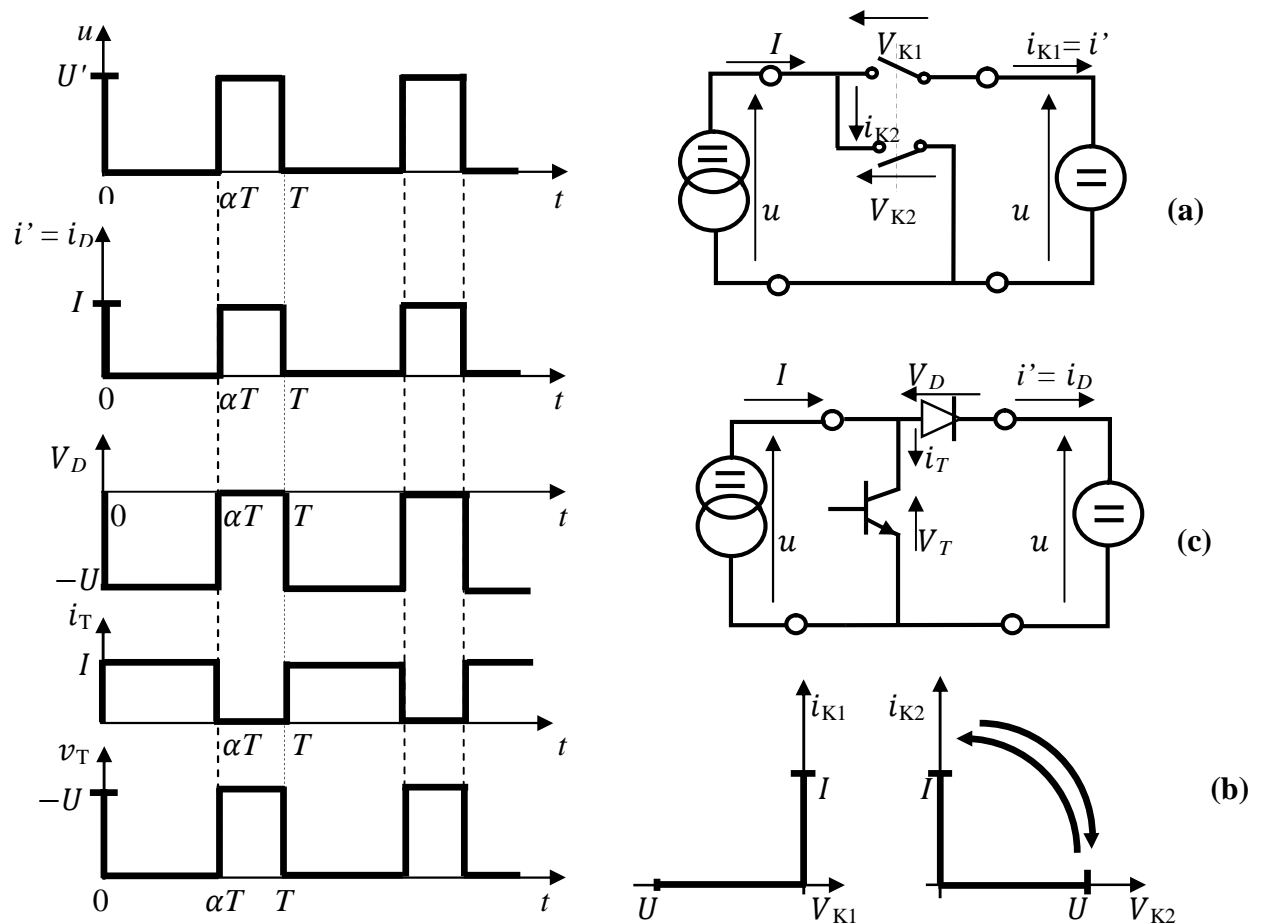


Figure II.4 – Montages et caractéristiques du hacheur parallèle.

- Quand k_1 est fermé :

$$V_{K1} = 0 \quad , \quad i_{K1} = I \quad , \quad V_{K2} = +U' \quad , \quad i_{K2} = 0$$

- Quand k_2 est fermé :

$$V_{K1} = -U' \quad , \quad i_{K1} = 0 \quad , \quad V_{K2} = 0 \quad , \quad i_{K2} = I$$

Les branches de caractéristique utilisées figure (II.4) montrent qu'il faut remplacer K_1 par une diode et K_2 par un transistor. D'où le schéma de principe de la figure (II.4).

La figure (II.4) , donne les formes d'ondes des diverses variables.

- pour $0 < t < \alpha T$, le transistor conduit : $U = 0$, $i' = 0$

$$i_D = 0 \quad V_D = -U' \quad , \quad i_T = I \quad , \quad V_T = 0$$

- Pour $\alpha T < t < T$, la diode conduit :

$$U = U' \quad , \quad i' = I$$

$$i_D = I \quad V_D = 0 \quad , \quad i_T = 0 \quad , \quad V_T = +U'$$

La tension d'entrée u a pour valeur moyenne :

$$U = (1 - \alpha)U'$$

U va de 0 à U' quand α va de 1 à 0

Comme pour le hacheur série , la principale imperfection est la valeur limitée de l'ondulation du générateur de courant ; elle entraîne l'ondulation de courant i que celui –ce débite.

Si la conduction est continue, en désignant par R, L, E les constantes du générateur courant :

Pour $0 < t < \alpha T$

$$Ri' + L \frac{di'}{dt} = E \quad (II.11)$$

Le courant i' croît figure (II.5):

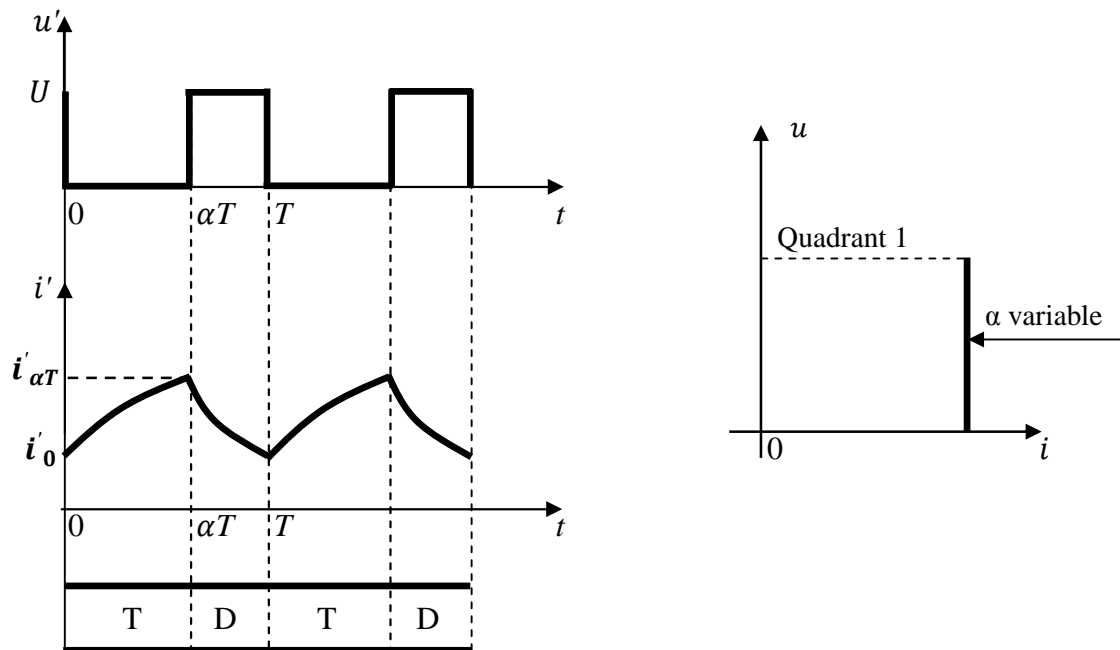


Figure II.5 - Caractéristiques(l'effet de la charge inductive) de l'hacheur parallèle.

$$i' = i_0 + \left(\frac{E}{R} - i_0\right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R} \quad (\text{II.12})$$

Pour $\alpha T < t < T$:

$$Ri' + L \frac{di'}{dt} = E - U \quad (\text{II.13})$$

Le courant i décroît, puisque $E < U$

$$i' = i_{\alpha T} + \left(\frac{E-U'}{R} - i_{\alpha T}\right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (\text{II.14})$$

L'ondulation du courant i est d'autant plus faible que le rapport τ/T est plus grand.

Lorsque la valeur moyenne I du courant i est insuffisante, la conduction est discontinue : pendant l'intervalle $\alpha T/T$, le courant i s'annule. A la limite, quand I tend vers 0, U tend vers 0 quel que soit .

Il faut que le récepteur se comporte en source de tension, si son impédance interne n'est pas négligeable, on doit dériver une capacité à ses bornes, si on ajoute ensuite une inductance en série, a constitue un filtre réduisant l'ondulation de la tension aux bornes du hacheur et l'ondulation du courant fourni au récepteur.[3]

II.3.2- Les hacheurs réversible

Les structures que nous venons de voir ne sont réversibles, ni en tension, ni en courant. L'énergie va donc toujours de la source vers la charge. Il est possible de modifier ces dispositifs pour inverser le sens de parcours de l'énergie. Ainsi, une source peut devenir une charge et inversement.

Ce type de comportement se rencontre usuellement dans les systèmes électriques. Ainsi, un moteur en sortie d'un hacheur représente une charge. Cependant, si on veut réaliser un freinage, le moteur va devenir génératrice, ce qui va entraîner un renvoi d'énergie à la source (plus astucieux qu'un simple freinage mécanique).

II.3.2.1-Hacheur réversible en courant (buck-boost chopper ou half bridge converter)

C'est également un hacheur très utilisé en raison de la technologie actuelle où il est facile d'installer des transistors IGBT et les diodes en antiparallèle par paire. Le montage de principe est présenté à la figure(II.6).

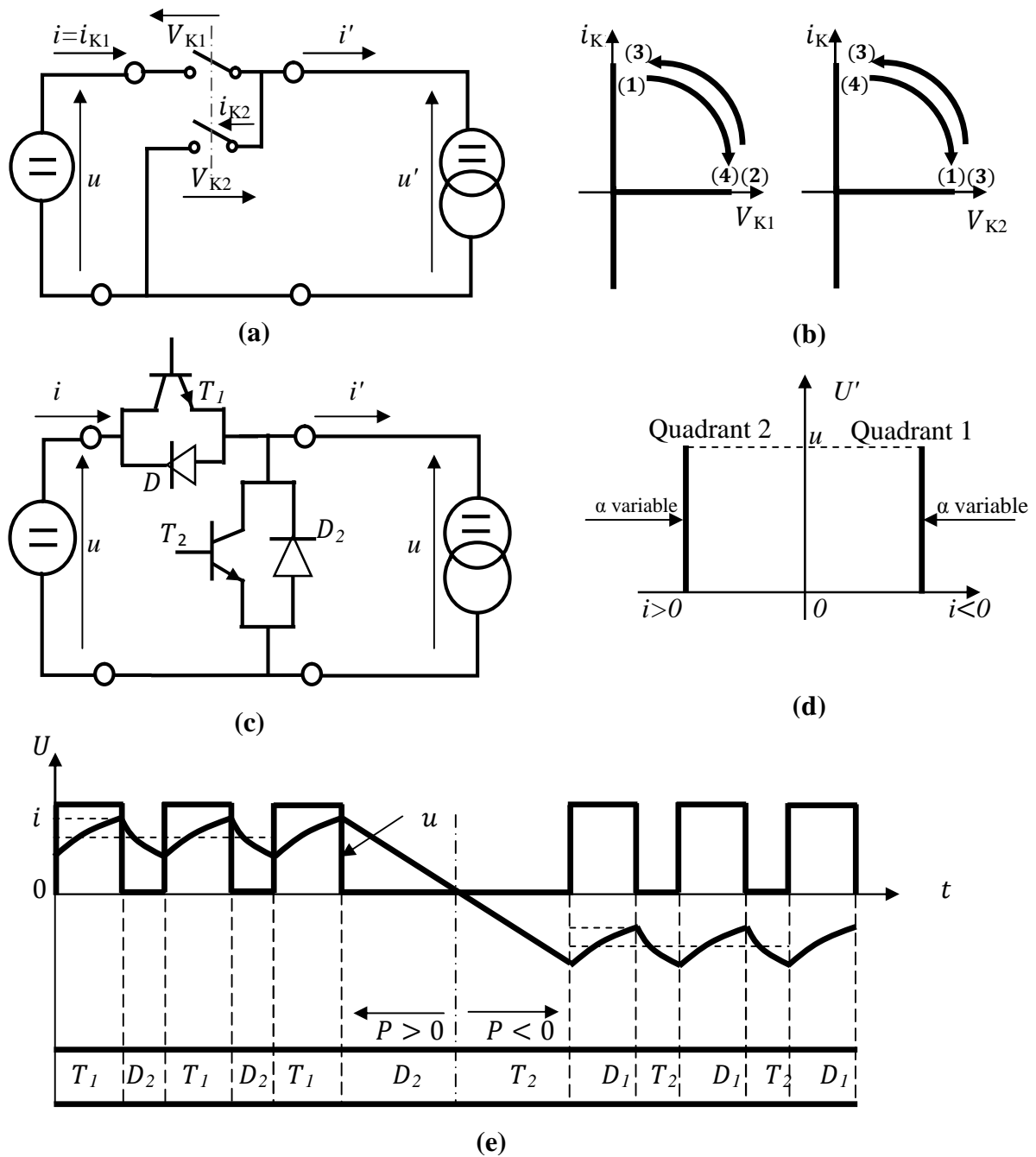


Figure II.6 – Montages et caractéristiques du hacheur série-parallèle.

Pour un transfert (moyen) de puissance allant de la source de tension vers la source de courant, la diode D_2 conduit durant $(1-\alpha) T$ (effet roue libre).

La valeur moyenne théorique de la tension aux bornes de la source de courant est :
 $U = \alpha u$

Le transfert moyen de puissance est $\langle p \rangle = P = \alpha u I$

Pour un transfert (moyen) de puissance allant de la source de courant vers la source de tension, la diode D_1 conduit durant αT (effet récupération d'énergie).

La valeur moyenne théorique de la tension aux bornes de la source de courant est :
 $U = \alpha u$

Le transfert moyen de puissance est $\langle p \rangle = P = -\alpha u |I|$

Ce hacheur peut fonctionner que sur deux quadrants lorsque le rapport cyclique α varie (notation $2Q$) puisque le transfert de la puissance peut être positif ou négatif (voir formulaire au tableau II.1). [1]

Avec un schéma à deux interrupteur on peut commander le transfert de l'énergie dans les deux sens entre :

- ❖ Une source de tension
- ❖ Et une source de courant

à condition que les deux source présentent la ou les mêmes réversibilités (touts deux réversible en tension, ou en courant, ou en tension et en courant).

A- principe

Quand I' est positif:

Si K_1 est fermé (état 1) :
 $V_{K1} = 0$, $i_{K1} = I' > 0$
 $V_{K2} = +u$, $i_{K2} = 0$

Si est ouvert (état 2) :
 $V_{K1} = +u$, $i_{K1} = 0$
 $V_{K2} = 0$, $i_{K2} = -I' < 0$

Quand I' est négatif:

Si K_1 est fermé (état 3) :
 $V_{K1} = 0$, $i_{K1} = I' < 0$
 $V_{K2} = +u$, $i_{K2} = 0$

Si est ouvert (état 4) :
 $V_{K1} = +u$, $i_{K1} = 0$
 $V_{K2} = 0$, $i_{K1} = -I' > 0$

- K_1 doit être remplacé par un transistor T_1 avec la diode D_1 en parallèle inverse .
 - de même K_2 doit être remplacé par un transistor T_2 avec la diode D_2 en parallèle inverse .
- ❖ On arrive ainsi au schéma dans la figure (II.6.c) :

On voit que ce convertisseur résulte de l'association d'un hacheur série , formé par T_1 et D_2 , et d'un hacheur parallèle , formé par T_2 et D_1 .

Pour I' positif , il fonctionne en hacheur série ,le courant I' passant tantôt par T_1 , tantôt par D_2 .Si α_1 est la durée relative de la fermeture de T_1 pendant chaque période, u' a pour valeur moyenne : $U' = \alpha_1 U$

Pour I' négatif , il fonctionne en hacheur parallèle ,le courant I' passant tantôt par T_2 , tantôt par D_1 . si α_2 est la durée relative des intervalles de fermeture de T_2 . u' a pour valeur moyenne : $U' = (1 - \alpha_2) U$

Tout ce qui a été dit ,pour le hacheur série et pour le hacheur parallèle ,sur l'ondulation du courant de sortie due à la valeur limitée de l'inductance de la source de courant reste valable Il en est de même de l'éventuelle nécessité de corriger la source de tension .

B-Exemple d'application

Placé entre une source de tension U constante réversible en courant , une batterie d'accumulateurs par exemple , et une machine à courant continu (source de courant de constantes E',R,L), le hacheur réversible en courant permet :

- de faire varier la vitesse de la machine,
- que celle –ci fonctionne en moteur ($I' > 0$) ou en génératrice ($I' < 0$).

La marche en génératrice correspond au freinage par récupération : la machine prend alors l'énergie mécanique de la charge qu'elle freine et la transforme en énergie électrique.

En moteur , si T_1 conduit pendant la partie $\alpha_1 T$ de la période :

$$U = \alpha_1 U \quad E = U - R I \quad \text{avec } I > 0$$

En génératrice , si T_2 conduit pendant la partie $\alpha_2 T$ de la période :

$$U = (1 - \alpha_2) U \quad E = U - R I \quad \text{avec } I < 0$$

La figure (II.7) donne l'allure des caractéristiques $E'(I)$ ou $W(C)$ en réalisant pour obtenir celles-ci on doit adopter la commande complémentaire c'est-à-dire faire : $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, en commandant la fermeture de T_1 pendant l'intervalle $\alpha_1 T$ et la fermeture de T_2 pendant tout le reste de la période. [3]

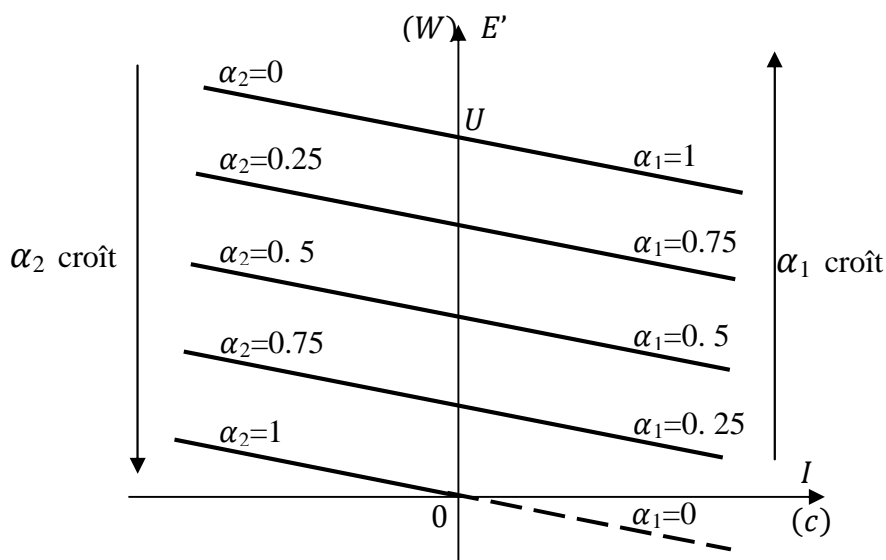


Figure II.7-Caractéristiques du fonctionnement du hacheur série-parallèle

II.3.2.2-Hacheur réversible en tension

La structure recherchée doit permettre une réversibilité de la puissance moyenne du dispositif liée à une réversibilité en tension de la source de courant qui reste unidirectionnelle en courant.

La charge est formée par une machine à courant continu en série avec une inductance, destinée à limiter l'ondulation de courant dans la machine. La machine fonctionne sous un courant toujours de même signe.

La structure générale du convertisseur doit donc faire appel à une structure en pont, représentée sur la figure (II.8.a).

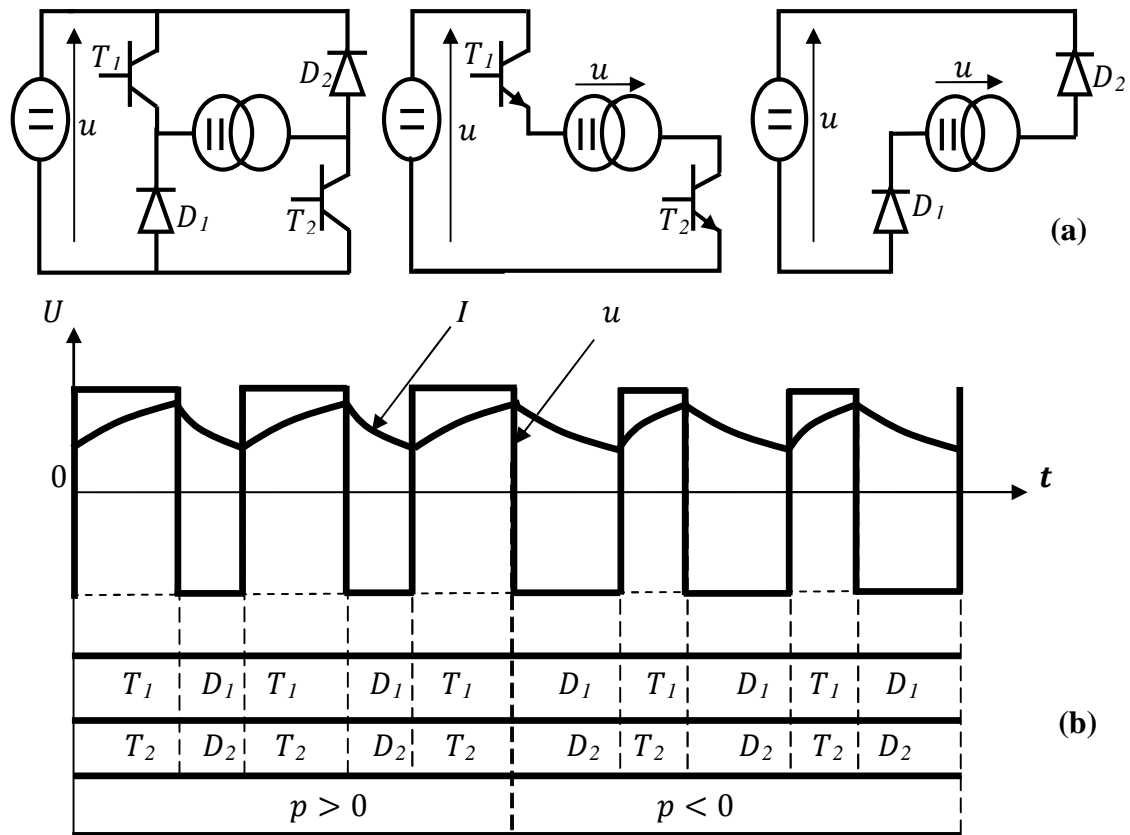


Figure II.8- Montages et caractéristiques du hacheur réversible en tension.

A-Fonctionnement

Lors de la première phase de fonctionnement, dans l'intervalle de temps $[0, \alpha T]$, les deux interrupteurs commandés T_1 et T_2 sont fermés et les diodes D_1 et D_2 ouvertes. La charge est sous tension (+E).

Lors de la seconde phase de fonctionnement, sur l'intervalle de temps $[\alpha T, T]$, les interrupteurs commandés sont ouverts et les diodes passantes. La charge est sous tension (-E).

La tension moyenne de sortie u est alors donnée par : [6]

$$u' = \alpha E + (1 - \alpha)(-E)$$

$$u' = (2\alpha - 1)E$$

II.3.2.3-Le hacheur à quatre quadrants (four quadrant chopper ou full bridge converter)

Il suffit d'installer deux fois Le hacheur précédent. Le montage de principe est présenté à la figure (II.9).

Les sources de tension continue et de courant continu sont parfaites :

- La tension U reste constante pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution du courant $I'(t)$
- Le courant I reste constant (à valeur positive ou négative) pour toute valeur et toute évolution de la tension $u(t)$.

Les transistors T_1 et T_2 (correspondant respectivement aux interrupteurs K_1 et K_2) sont commandés à la fermeture durant αT , bloqué durant $(1 - \alpha)T$. Le signal de commande de T_1 et de T_2 est du type $d\alpha(t)$.

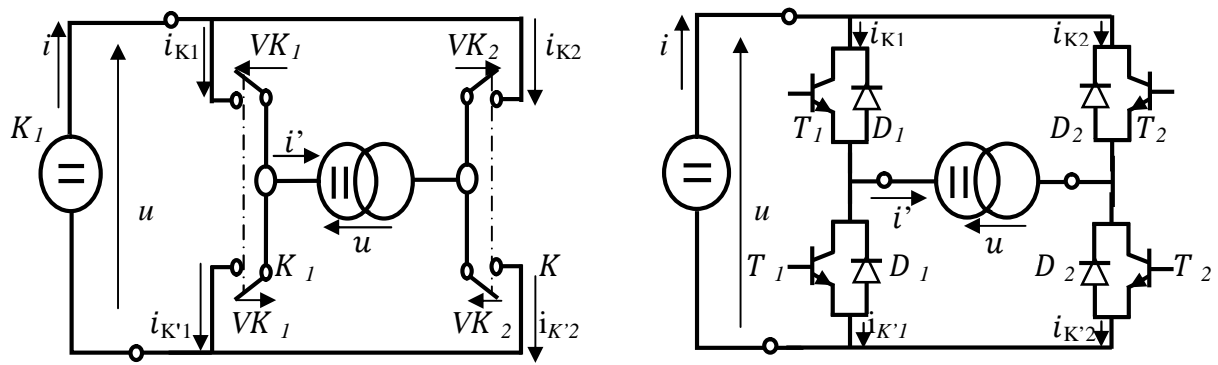
Les transistors T'_1 et T_2 sont bloqué durant αT et commandés à la fermeture durant $(1 - \alpha)T$. Le signal de commande de T_1 et T_2 est du type $\overline{d\alpha(t)}$. Complémentaire de $d\alpha(t)$.

Un temps mort est prévu en pratique entre les deux commandes. [1]

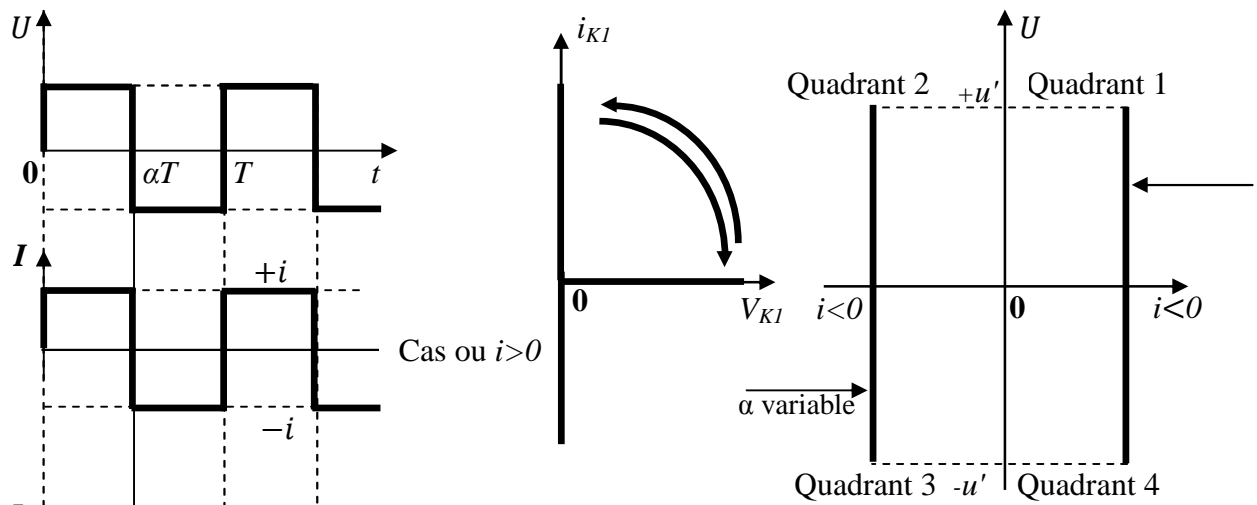
La structure à quatre " interrupteurs " ou en pont figure (II.9.a) offre plus de possibilités que celle à deux " interrupteurs " car elle permet de relier chacune des bornes de sortie à chacune des bornes d'entrée ou de les séparer.

Puisque, par moments, le hacheur les relie directement, les sources d'entrée et de sortie doivent encore être de natures différentes, l'une de tension, l'autre de courant. Mais on peut commander le transfert entre sources de réversibilités différentes.

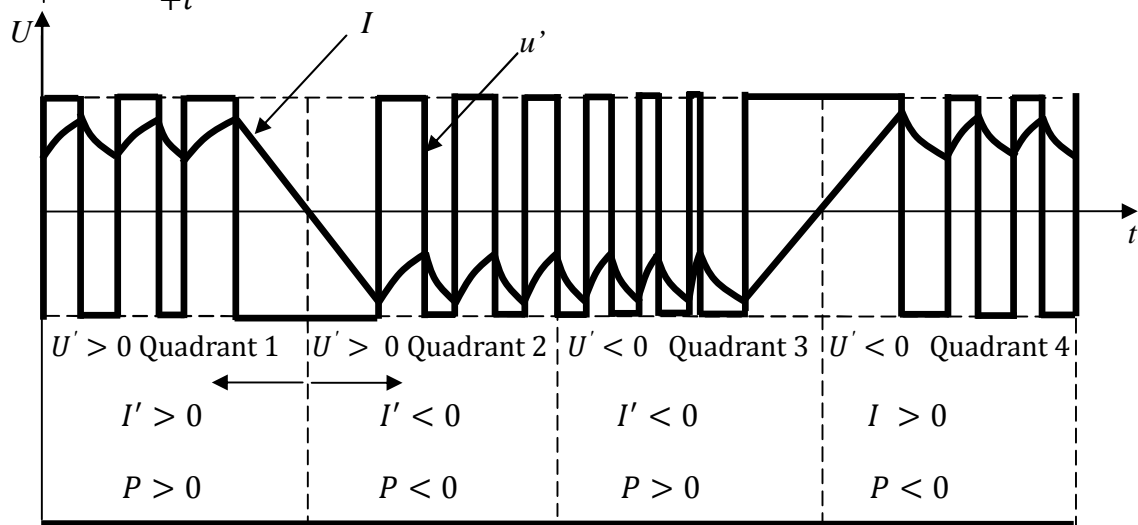
La commande des " interrupteurs ", K_1 et K'_1 d'une part, K_2 et K'_2 d'autre part, doit être complémentaire pour que la source de tension, ne soit jamais en court-circuit et la source de courant jamais en circuit ouvert.



(a)



(b)



(c)

Figure II .9 - Montages et caractéristiques du hacheur à quatre quadrants.

Parmi les nombreuses possibilités offertes par la structure en pont, l'une des plus utilisées correspond au hacheur reliant :

- Une source de tension réversible en courant :

$$U > 0 \quad i > 0 \quad \text{ou} \quad i < 0$$

- Et une source de courant réversible en courant et en tension :

$$I > 0 \quad I < 0 \quad u > 0 \quad \text{ou} \quad u < 0$$

Nous nous limiterons à l'étude de ce cas.

A-Commande séquentielle

Si l'on veut réduire le nombre de commutations, pour chacun des quatre modes de fonctionnement :

$$u > 0 \quad \text{et} \quad I > 0$$

$$u > 0 \quad \text{et} \quad I < 0$$

$$u < 0 \quad \text{et} \quad I > 0$$

$$u < 0 \quad \text{et} \quad I < 0$$

On ne fait travailler que deux " interrupteurs " :

- L'un fermé en permanence, joue le rôle d'interrupteur d'aiguillage,
 - L'autre fermé et ouvert à la fréquence de fonctionnement de hacheur, assure le hachage.
- Pour obtenir la tension de sortie positive , on peut ,par exemple , commander en permanence la fermeture de T_2 .

- Si I' est positif, on hache par T_1 :

T_1 fermé , I' passe par T_1 et T_2 :

$$u' = U, \quad i = i_{T1} = I' = i_{T2}$$

T_1 ouvert , I' passe par T_2 et D_1 :

$$u' = 0, \quad i = 0 \quad i_{D1} = I' = i_{T2}$$

- Si on désigne par $\alpha_1 T$ la durée de fermeture de T_1 à chaque période :

$$U'/U = I/I' = \alpha_1$$

- Si I' est négatif, on achemine par T_1 :

T_1 fermé, $-I'$ passe par T_1 et D_2 :

$$u' = 0, \quad i = 0 \quad -I' = i_{T1} = i_{D2}$$

T_1 ouvert, $-I'$ passe par D_1 et D_2 :

$$u' = U, \quad -I' = i_{D1} = -i = i_{D2}$$

- Si $\alpha_1 T$ la durée des fermetures de T_1 : $U'/U = 1 - \alpha_1$

- ✓ Pour obtenir une tension de sortie négative, on peut par exemple, commander en permanence la fermeture de T_2 .

- Si I' est positif, on achemine par T_1 :

T_1 fermé, I' passe par D_2 et T_1 : $u = 0, \quad i = 0$

T_1 ouvert, I' passe par D_2 et D_1 : $u = -U, \quad i = -I'$

$$U'/U = -(1 - \alpha_1)$$

En désignant par $\alpha_1 T$ la durée de fermeture de T_1 à chaque période T :

- Si I' est négatif, on achemine par T_1 :

T_1 fermé, $-I'$ passe par T_1 et T_2 : $u = -U, \quad i = -I'$

T_1 ouvert, $-I'$ passe par D_1 et T_2 : $u = i = 0$

$$U'/U = -\alpha_1$$

En désignant par $\alpha_1 T$ la durée de fermeture de T_1 .

Quand le produit $U' I'$ est positif on retrouve le fonctionnement du hacheur série, quand le produit $U' I'$ est négatif on retrouve le fonctionnement du hacheur parallèle, le calcul de l'ondulation du courant de sortie i' est le même que celui vu pour ces deux types de hacheurs.

Pour supprimer la conduction discontinue aux faibles valeurs de $|I'|$, on peut adopter la commande complémentaire de T_1 et T_2 , c'est-à-dire à chaque période fermer T_1 pendant $\alpha_1 T$ et T_2 pendant le reste de la période.

On n'a plus que deux lois de commande :

$$U'/U = \alpha_1 \quad \text{pour } U' \text{ positive.}$$

$$U'/U = -(1 - \alpha_1) \quad \text{pour } U' \text{ négative.}$$

B- Commande continue

Pour avoir de loi de commande unique, on procède ainsi :

- à chaque période T , on commande la fermeture de T_1 et T_2 pendant $\alpha_1 T$
- on commande de fermeture T_2 et T_1 pendant le reste de la période.

Pour $0 < t < \alpha_1 T$, on commande la fermeture de T_1 et T_2

$$\text{Si } I' > 0 \quad i = i_{T1} = I' = i_{T2} \quad u = U$$

$$\text{Si } I' < 0 \quad i_{D'2} = -I' = i_{D1} = -i \quad u = U$$

Pour $\alpha_1 T < t < T$, on commande la fermeture de T_2 et T_1 :

$$\text{Si } I' > 0 \quad i_{D'1} = I' = i_{D2} = -i \quad u' = -U$$

$$\text{Si } I' < 0 \quad i = i_{T2} = -I' = i_{T1} \quad u' = -U$$

L'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie est toujours la même :

$$U' = \frac{1}{T} [\alpha_1 T U - (1 - \alpha_1) T U]$$

$$\frac{U'}{U} = 2\alpha_1 - 1$$

Quand α_1 varie de 1 à 0, U' varie de $+U$ à $-U$.

La commande continue présente deux inconvénients :

- elle double le nombre de commutations par période puisque, au lieu de commander un semi-conducteur à chaque changement d'état, on a commande deux ;
- elle double l'amplitude des variations de la tension de sortie u' , cette tension au lieu d'être égale tantôt à $+U$ tantôt à 0 , ou bien tantôt à $-U$ tantôt à 0 est égale tantôt à $+U$ tantôt à $-U$ cela augmente l'ondulation du courant de sortie i' quand on tient compte de la valeur finie de l'inductance de la source de courant.

Toutefois la commande continue, qui évite les temps morts liés aux changements de loi de commande, est adoptée chaque fois qu'on veut des inversions rapides de la tension et du courant.

C-Exemple d'utilisation

A partir d'une batterie d'accumulateurs, de faire fonctionner une machine à courant continu dans les quatre quadrants du plan couple vitesse.

$$E = U - R I$$

Avec : E : proportionnelle à la vitesse N , I : L proportionnel au couple C

Lorsqu'on veut des inversions rapides du sens de rotation, on utilise la commande continue. La figure (II.10) montre comment α_1 déplace les caractéristiques $E'(I')$ ou $W(C)$

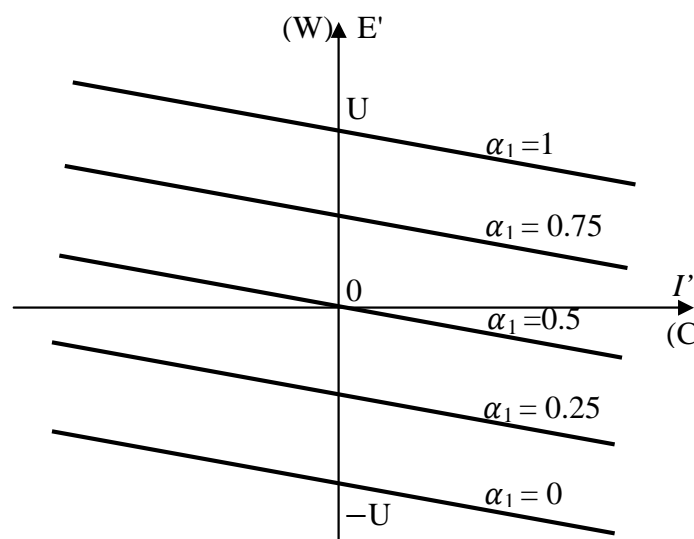


Figure II.10- Les caractéristiques $E'(I')$ ou $W(C)$ pour hacheur en pont.

La machine fonctionne en moteur quand $E' I'$ ou $C W$ est positif .

Lorsque $E' I'$ ou $C W$ est négatif , elle marche en génératrice , c'est à- dire freine par récupération d'énergie.

La marche en moteur et celle en génératrice sont possibles, que la machine tourne à l'endroit (E' et W positives) ou l'envers (E' et W négatives).

II.4- Hacheur à liaison indirecte

Pour commander le transfert d'énergie entre deux sources de même nature, sans changer la nature de l'une d'elles, il faut utiliser un hacheur à liaison indirect ou à accumulation.

Celui –ci comporte élément de stockage de l'énergie, inductance ou capacité, que l'on relie tantôt à l'entrée, tantôt à la sortie .Entrée et sortie ne sont jamais reliées directement.

II.4.1-Hacheur à stockage inductif

Lorsque le hacheur est monté entre générateur de tension et un récepteur de tension, l'élément de stockage doit être une inductance .Celle-ci joue le rôle d'une source de courant reliée à l'entrée (phase de charge) ou à la sortie (phase de décharge).

La figure (II.11) donne le schéma avec interrupteurs mécaniques K_1 et K_2 .Ces interrupteurs doivent être complémentaires pour que les deux sources de tension ne soient jamais reliées directement et pour que l'inductance L ne soit jamais en circuit ouvert.

–Quand K_1 est fermé : $V_{K1}=0$ $i_{K1}=i_L$ $V_{K2} = (U+U')$ $i_{K2}=0$

–Quand K_2 est fermé : $V_{K1}=- (U + U')$ $i_{K1}=0$ $V_{K2}= 0$ $i_{K2}= i_L$

Il faut donc remplacer K_2 par une diode D et K_1 par un semi-conducteur à fermeture et ouverture commandées T . On arrive ainsi au schéma et aux formes d'ondes de la figure (II.11). Ces dernières ont été tracées en tenant compte de la valeur finie de l'inductance L

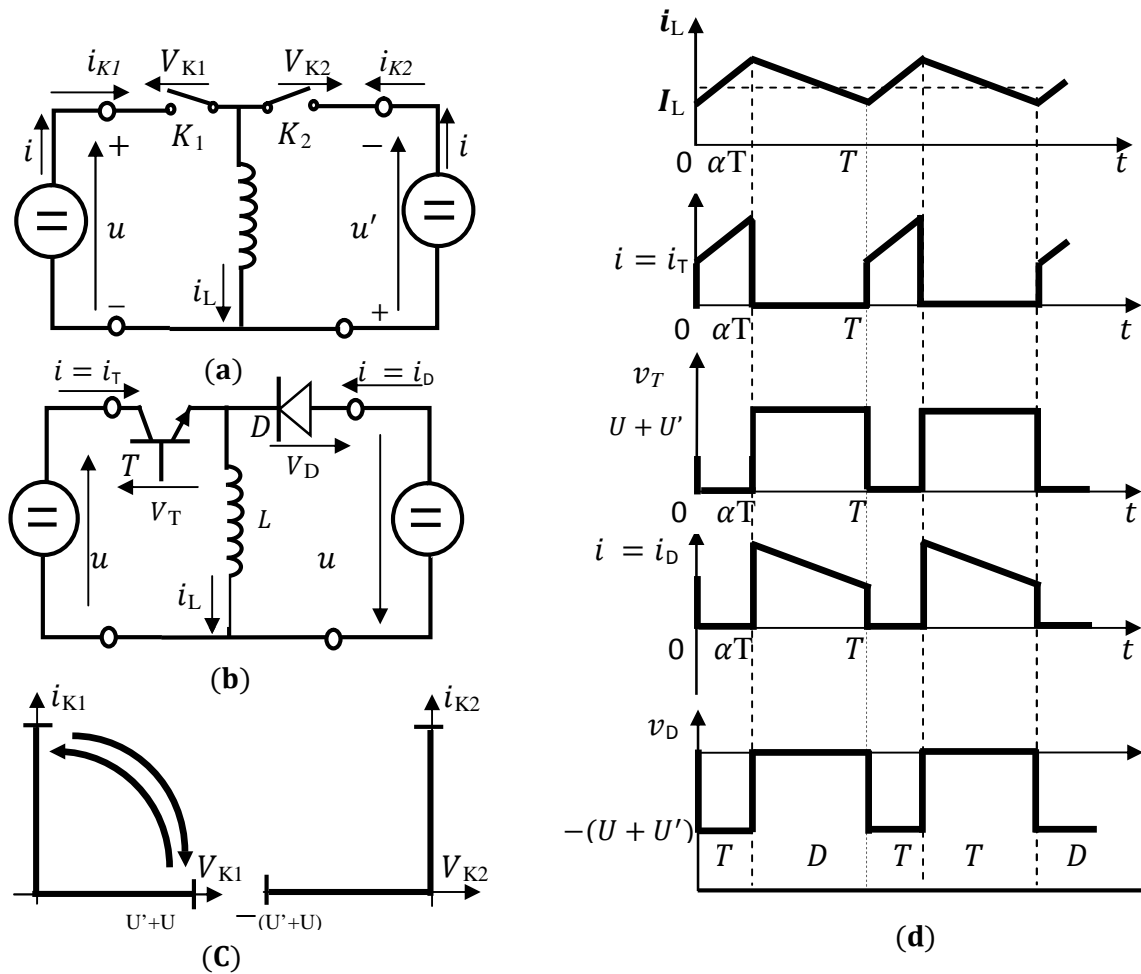


Figure II.11 – Montages et caractéristiques du hacheur à stockage inductif.

II.4.2-Hacheur à stockage capacitif

Si le hacheur doit relier deux sources de courant , l'élément d'accumulation doit être un condensateur. Il joue le rôle de source de tension intermédiaire.

La Figure(II.12) donne le schéma à deux interrupteurs K_1 et K_2 .Ceux-ci doivent être complémentaires. Des branches de caractéristiques utilisées on déduit que K_1 doit être remplacé par un semi-conducteur à fermeture et ouverture commandées T, et que K_2 doit être remplacé par une diode D. [3]

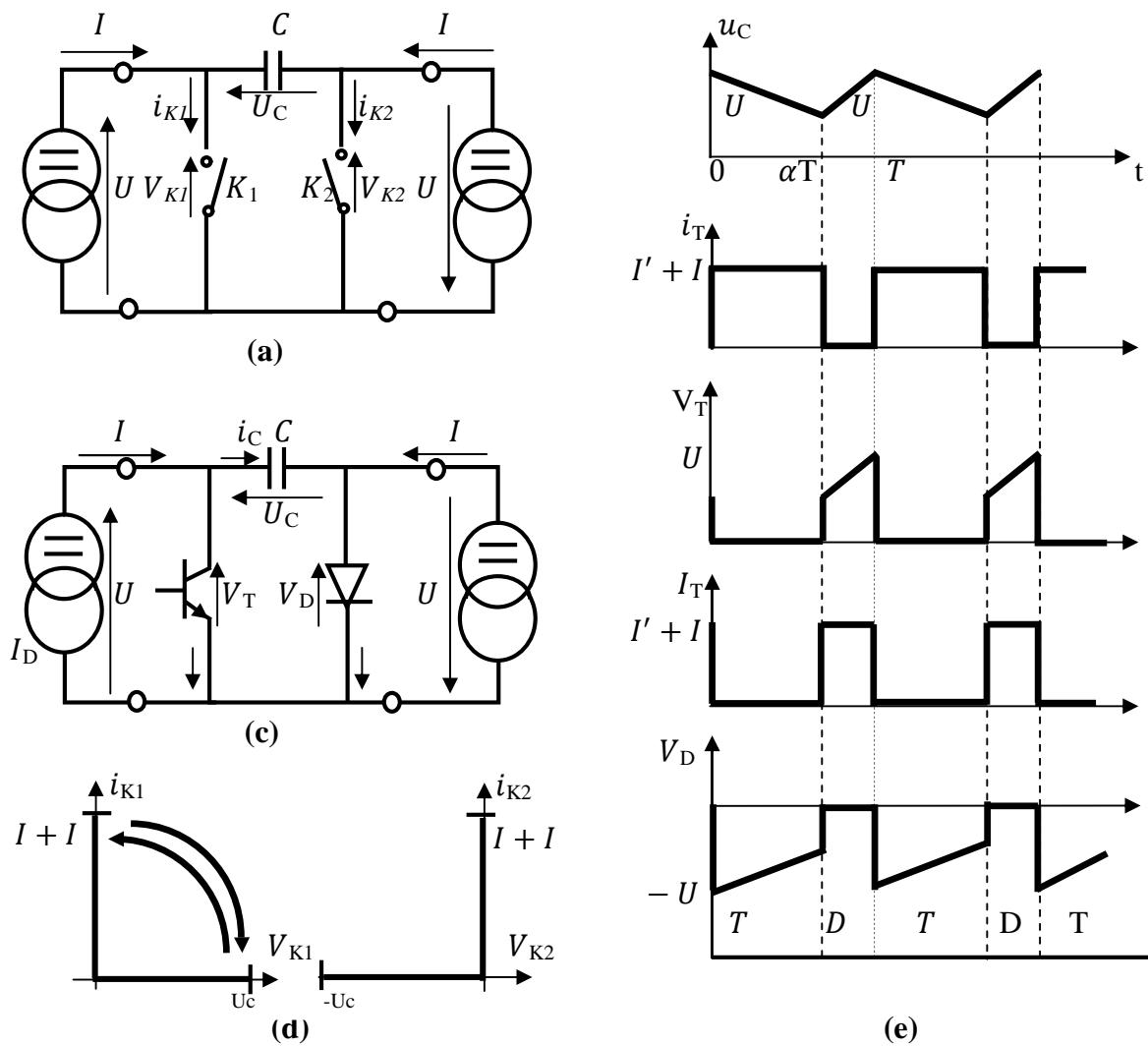


Figure II.12 – Montages et caractéristiques du hacheur à stockage capacitif .

II.4.3-Remarques sur les convertisseurs continu-continu à liaison indirecte

Dans un convertisseur à stockage capacitif, le courant dans le semi-conducteur passant est la somme des courants du générateur et du récepteur. Si l'on veut faire varier de zéro à I le courant fourni par le premier au second, le calibre en courant des semi-conducteurs doit être pris égal à $2I$.

Dans les convertisseurs à stockage inductif, ce sont les tensions des deux sources qui s'ajoutent aux bornes des semi-conducteurs bloqués. C'est le calibre en tension des semi-conducteurs qu'il faut doubler.

Pour tous les convertisseurs à élément de stockage (inductif ou capacitif) n'utilisant que deux interrupteurs, on remarque que le point commun aux deux sources correspond à la borne « plus » de l'une, à la borne « moins » de l'autre. C'est gênant dans certaines applications où l'on doit mettre les deux bornes « moins » à la masse. Il faut alors recourir à une structure en pont.

La taille de l'élément de stockage (inductance ou condensateur) est d'autant plus réduite que la fréquence de fonctionnement est élevée et que la puissance est faible. C'est pourquoi les convertisseurs à stockage inductif ou capacitif ne sont guère utilisés en moyenne ou forte puissance. [2]

II.5-Etude du hacheur série sur une charge (R.L.E)

Le schéma correspondant est représenté sur la figure (II.13.a). A l'instant initial ($t=0$), le système est au repos, tous les courants de branches sont nuls.

On ferme l'interrupteur T (IGBT). Il apparaît un courant i_c dans la charge, assuré par la condition de la maille E, R, L, E_c figure (II.13.b), ce courant croît exponentiellement pendant le temps αT (phase active).

On ouvre T (IGBT), il y a alors commutation du courant i_c de l'interrupteur T à la diode D, ce courant décroît exponentiellement, c'est la séquence de roue libre de durée t_0 figure (II.13.c).

Nous devons alors envisager deux cas :

- On ferme T avant que le courant de roue libre soit nul, il y a commutation du courant i_c de la diode D vers l'interrupteur T, le courant i_c augmentant à partir d'une valeur initiale, la conduction est **continue**.
- Le courant i_c s'annule avant la nouvelle fermeture de T, la conduction est **discontinue**.

II.5.1- Fonctionnement en conduction continue

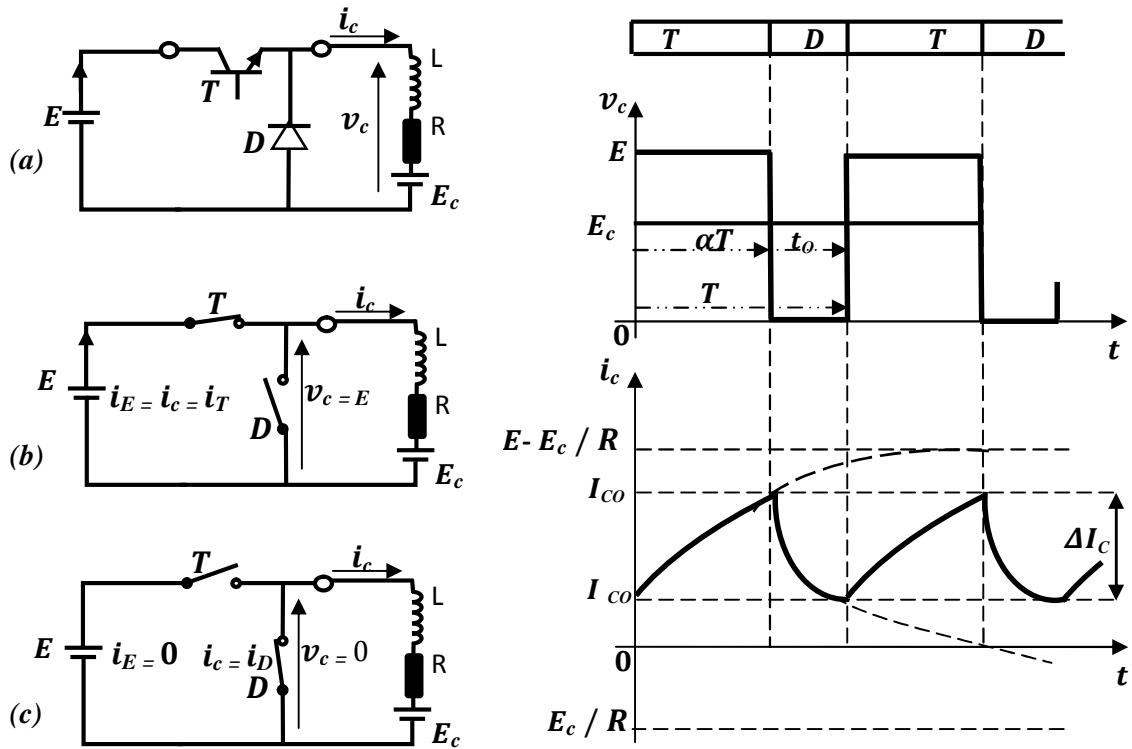
Au bout d'un certain temps de fonctionnement s'établit un régime permanent où le courant i_c est un courant périodique de valeur moyenne, $i_{c moy}$ d'ondulation : $\Delta i_c = i_{co} - i_{co}$

La forme d'onde de ce courant ainsi que celle de la tension v_c sont représentées sur la figure (II.13 d). Le courant i_c est régi par l'équation différentielle (II.15) où il convient de

remplacer v_l par v_c :

$$v_c = E_c + R i_c + L \frac{di_c}{dt} = F_m E \quad (II.15)$$

Soit : αT Le temps de la phase active ($F_m = 1$) , t_0 Le temps de roue libre ($F_m = 0$)



(b) et (c) Séquences de fonctionnement

(d) formes d'onde

Figure II.13-Fonctionnement en conduction continue d'un hacheur série sur une charge R, L, E_c

■ Etude des valeurs moyennes

Les valeurs moyennes des grandeurs de sortie sont:

$$v_{Cmoy} = v_{Imoy} \tag{II.16}$$

$$v_{Cmoy} = E_c + R I_{Cmoy} = \alpha E \tag{II.17}$$

Pour simplifier les expressions et utiliser des unités réduites, nous poserons, en rappelant que le rapport cyclique est :

$$\alpha = \frac{\alpha T}{T} \tag{II.18}$$

$$I_K = \frac{E}{R} \quad ; \quad a = \frac{E_c}{E} \tag{II.19}$$

Les relations sur les valeurs moyennes deviennent :

$$\frac{V_{cmoy}}{E} = \alpha \quad (II.20)$$

$$\frac{I_{cmoy}}{I_k} = \alpha - a \quad (II.21)$$

Ces relations font apparaître immédiatement la possibilité de régler la tension moyenne aux bornes de la charge et le courant moyen par l'intermédiaire du rapport cyclique α . En particulier, le rapport cyclique apparaît, par analogie avec un transformateur, comme le rapport de transformation du hacheur.

On peut, de même, s'intéresser aux valeurs moyennes du courant et de la tension relatives à la source, la diode et l'interrupteur. Nous le ferons dans le cas très fréquent où l'ondulation du courant est faible, ce qui correspond à une période de fonctionnement très courte devant la constante de temps électrique de la charge : $T \ll \tau$

Nous pouvons alors écrire, par exemple pour le courant dans la Source :

$$E I_{Emoy} = V_{cmoy} I_{cmoy} = \alpha E I_{cmoy} \quad (II.22)$$

D'où
$$\frac{I_{Emoy}}{I_{cmoy}} = \alpha \quad (II.23)$$

et
$$\frac{I_{Emoy}}{I_k} = \alpha(\alpha - a) \quad (II.24)$$

■ Etude des valeurs instantanées

En prenant chaque fois, comme origine des temps, l'instant initial de l'alternance considérée, la valeur instantanée du courant s'écrit, avec $\tau = \frac{L}{R}$:

Pendant le temps. αT de fermeture:

$$i' = \frac{E-Ec}{R} + \left(i'_0 - \frac{E-Ec}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R} \quad (II.25)$$

Où i'_0 est la valeur instantanée du courant à l'instant de la fermeture, Pendant le temps. d'ouverture:

$$i' = \frac{-Ec}{R} + \left(i'_{\alpha T} + \frac{Ec}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (\text{II.26})$$

Où $i'_{\alpha T}$ est la valeur instantanée du courant à l'instant de l'ouverture. Ces deux relations permettent l'étude du courant en régime transitoire ou en régime permanent.

■ Expression de l'ondulation du courant

En régime permanent, i_0 prend la valeur I_{CO} et $i'_{\alpha T}$ la valeur I_{CO} , qui sont des constants, ces valeurs maximale I_{CO} et minimale I_{CO} du courant figure (II.14) s'écrivent, à partir de (II.25) et (II.26) :

$$I_{CO} = I_{CO} e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} + \frac{E-Ec}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \right) \quad (\text{II.27})$$

$$I_{CO} = I_{CO} e^{-\frac{T-\alpha T}{\tau}} - \frac{Ec}{R} \left(1 - e^{-\frac{T-\alpha T}{\tau}} \right) \quad (\text{II.28})$$

D'où en utilisant des grandeurs réduites :

$$\frac{I_{CO}}{I_K} = \frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} - a \quad (\text{II.29})$$

$$\frac{I'_{CO}}{I_K} = \frac{e^{-\frac{T-\alpha T}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} - a \quad (\text{II.30})$$

Et l'ondulation du courant devient :

$$\Delta I' = I_{CO} - I'_{CO}$$

$$\frac{\Delta I'}{I_K} = \frac{[1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}][1 - e^{-\frac{T-\alpha T}{\tau}}]}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad (\text{II.31})$$

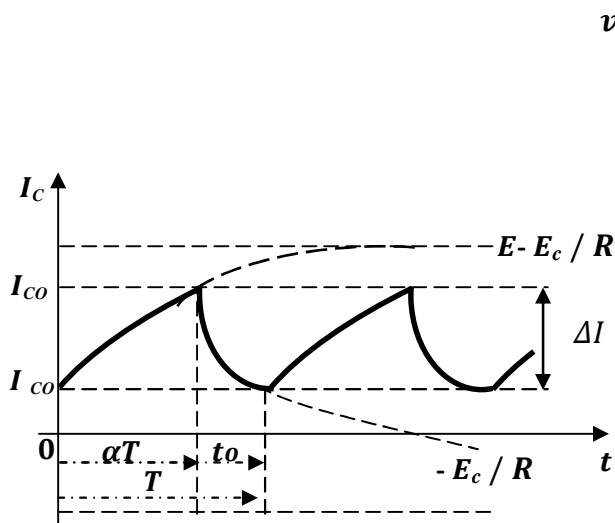


Figure II.14- Courant de charge

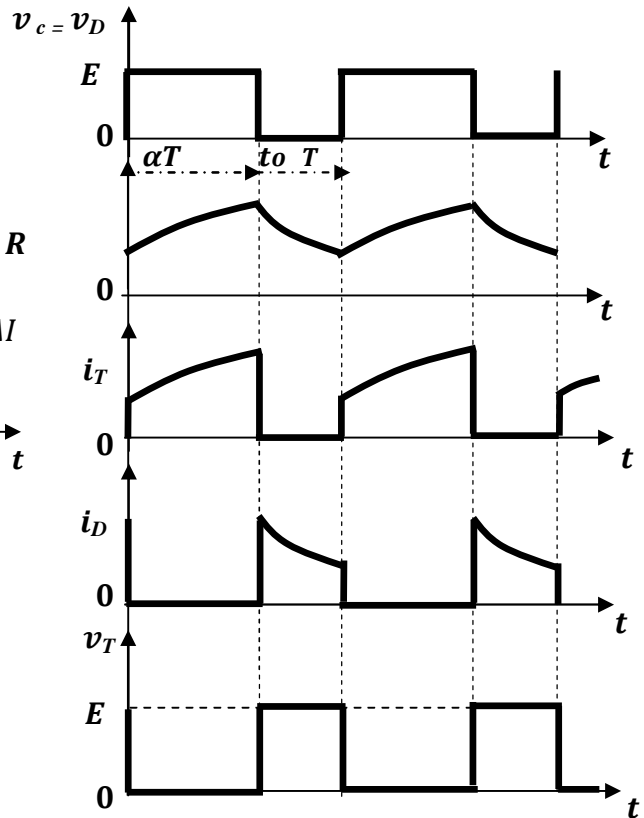


Figure II.15- Formes d'ondes

i_D et v_D tension et courant dans la diode

i_T et v_T tension et courant dans l' IGBT

II.5.2- Fonctionnement en conduction discontinue

Pendant la séquence de roue libre d'un hacheur dévolteur en régime de conduction discontinue, l'inductance restitue toute l'énergie accumulée et le courant s'annule au bout d'un temps t_e inférieur au temps d'ouverture t_0 .

La figure (II.16) donne les formes d'onde (tension aux bornes de la charge, courant dans la charge) correspondantes. Appelons αc le rapport cyclique de conduction défini par :

$$\alpha c = \frac{(\alpha T + t_c)}{T}$$

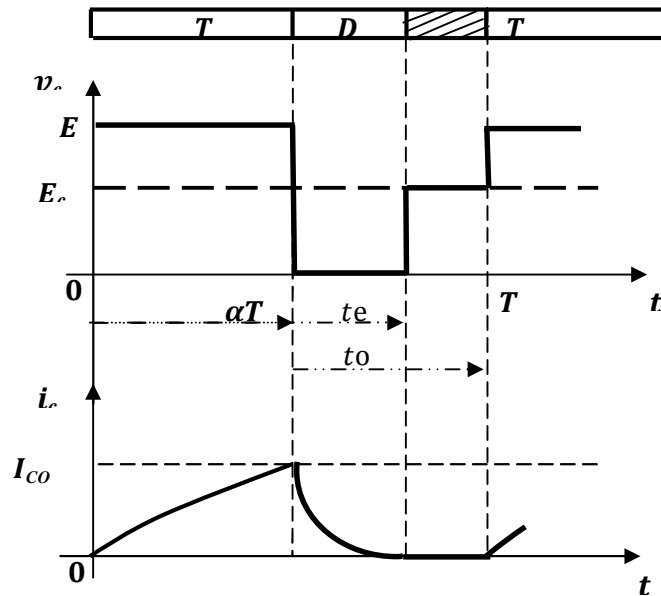


Figure II. 16 – Hacheur dévolteur en conduction discontinue

La valeur moyenne de la tension s'écrit:

$$v_{C \text{ moy}} = \frac{\alpha T}{T} E + \frac{T - \alpha T - t_e}{T} E_C$$

Soit, en grandeur réduite:

$$\frac{v_{C \text{ moy}}}{E} = \alpha + \alpha_c (1 - \alpha_c)$$

La valeur moyenne du courant devient:

$$\frac{I_{c \text{ moy}}}{I_k} = (\alpha - a - \alpha_c)$$

Les valeurs extrêmes du courant s'écrivent, d'après (II.27) et (II.28) :

$$I_{CO} = 0 = I_{CO} e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} - \frac{E_C}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}\right) \quad \text{et} \quad I_{CO} = \frac{E - E_C}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}\right)$$

En éliminant I_{CO} , on obtient pour le rapport cyclique de conduction:

$$\alpha_c = \frac{\tau}{T} \ln \left[1 + \frac{(e^{\frac{\alpha T}{\tau}} - 1)}{a} \right] \tag{II.32}$$

Les relations ci-dessus définissent entièrement le fonctionnement du hacheur en régime de conduction discontinue, à partir des caractéristiques de la charge (a et τ) et des paramètres de contrôle (α et T).

Remarquons, en particulier, que la tension moyenne fournie par le hacheur n'est plus indépendante de la charge, mais, par l'intermédiaire de α_c , présente une valeur d'autant plus grande que α_c est faible.

Le fonctionnement en conduction discontinue présente de sérieux inconvénients. Pour un réglage donné, le hacheur ne se comporte pas comme une source de tension idéale mais présente l'équivalent d'une impédance interne.

II.5.3- Fonctionnement en conduction critique

C'est le cas particulier de fonctionnement d'un hacheur dévolteur où le minimum de courant est nul mais sans discontinuité (figure II.17) : $\frac{I'_{co}}{I_K} = 0$

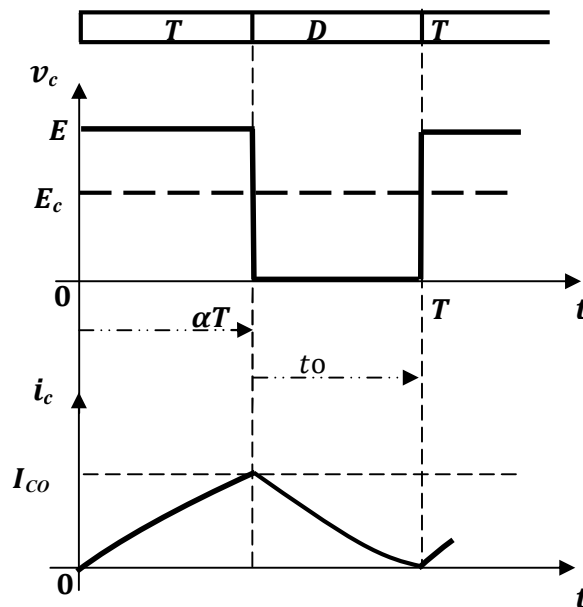


Figure II. 17 – Hacheur dévolteur en conduction critique.

La relation (II.28) devient :

$$\frac{e^{-\frac{T-\alpha T}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} - a = 0$$

On en déduit la condition de conduction critique :

$$e^{\alpha \frac{T}{\tau}} = 1 + a [e^{\frac{T}{\tau}} - 1] \tag{II.33}$$

À partir de laquelle on peut obtenir la valeur de l'inductance L_C (inductance critique) qui, pour un fonctionnement donné, assure au moins la conduction critique.

L'ondulation du courant en régime critique qui s'écrit :[6]

$$\frac{\Delta I}{I_K} = \frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} - a \tag{II.34}$$

II.6- Simulation

II.6.1- L'hacheur série

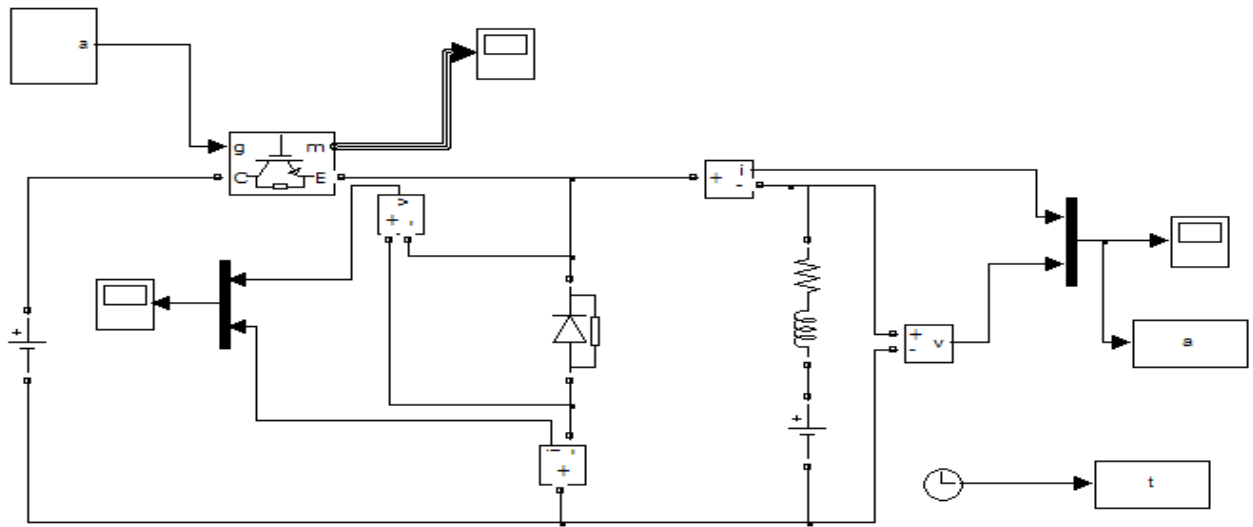


Figure II.18 - Schéma bloc du l'hacheur série.

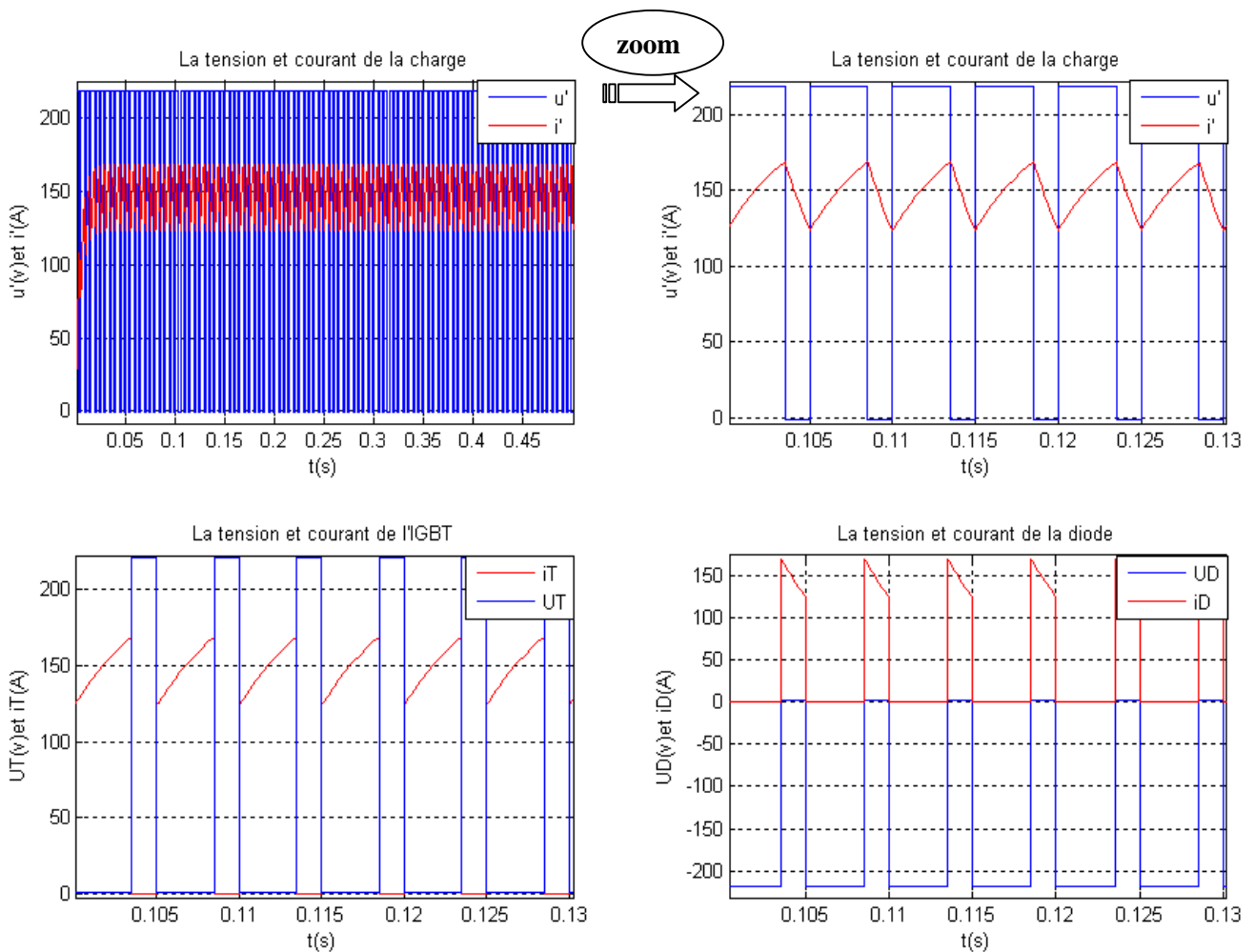


Figure II.19-Résultats du simulation de l'hacheur série .

II.6.2- L'hacheur parallèle

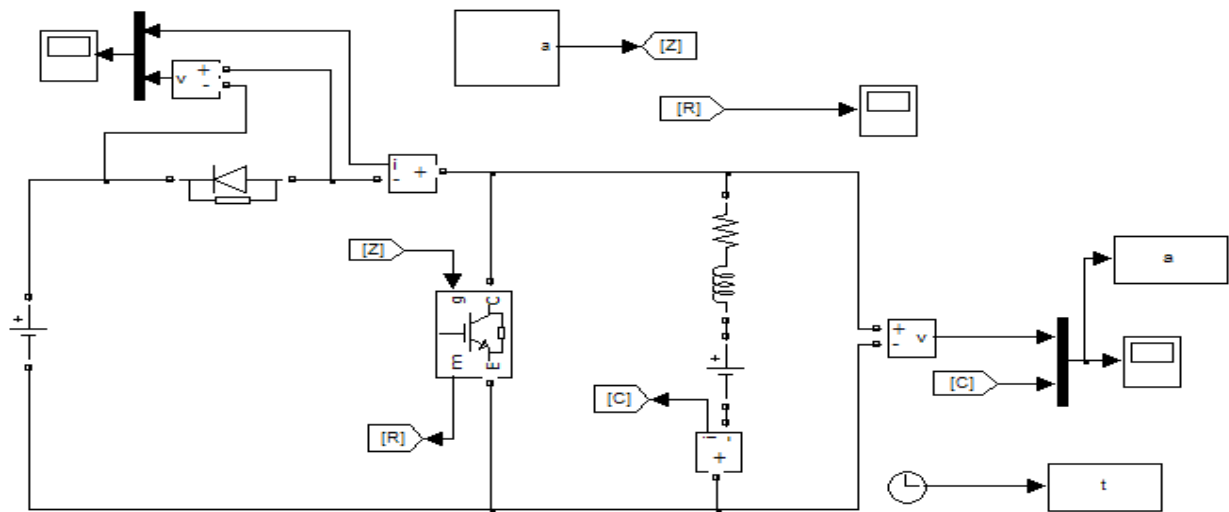


Figure II.20 - Schéma bloc du l'hacheur parallèle.

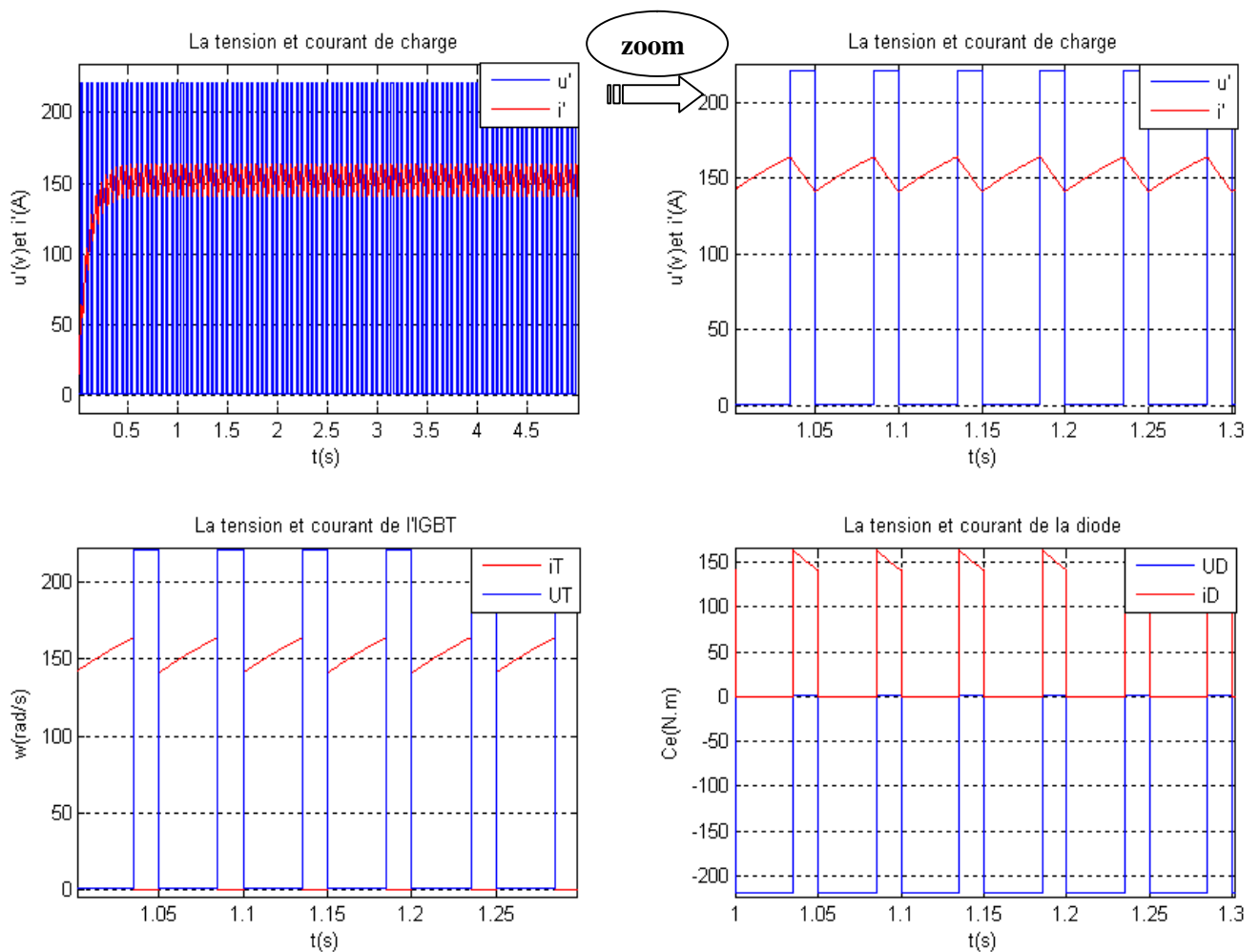


Figure II.21- Résultats du simulation du l'hacheur parallèle .

II.6.3- L'hacheur série-parallèle

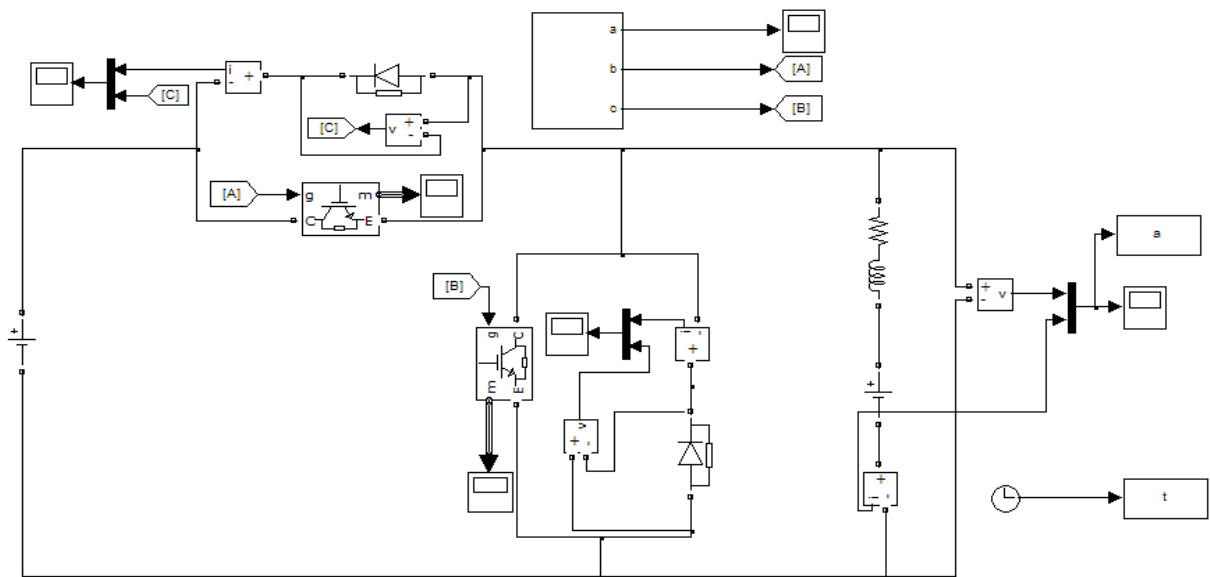


Figure II.22 - Schéma bloc du l'hacheur série-parallèle

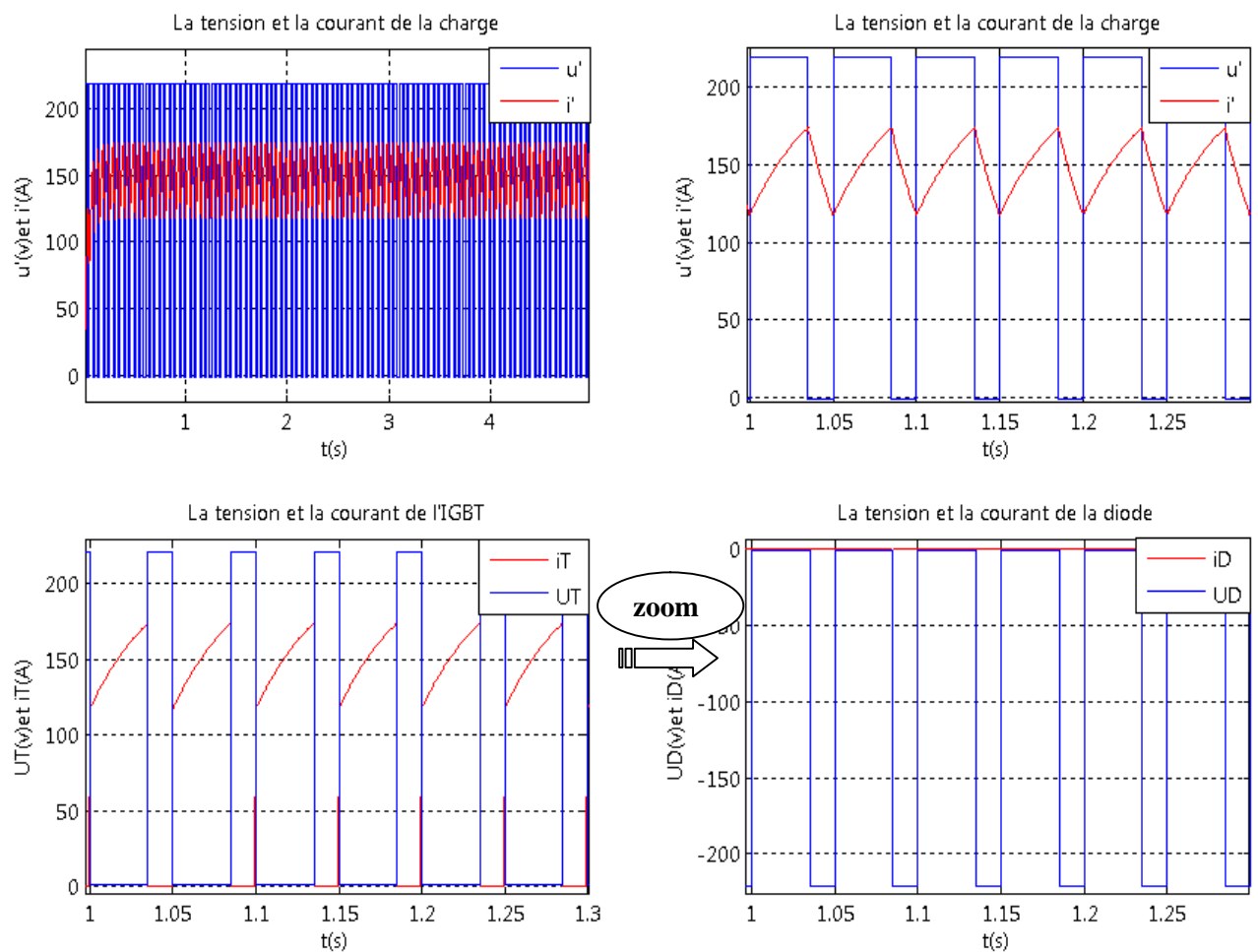


Figure II.23- Résultats du simulation du l'hacheur série-parallèle.

II.6.4- L'hacheur réversible en tension

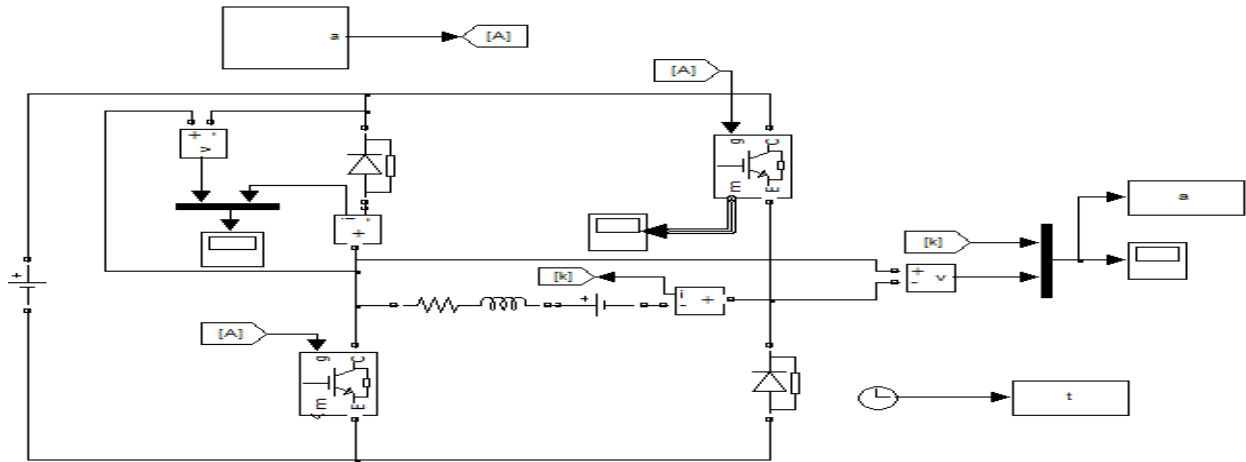


Figure II.24 - Schéma bloc du l'hacheur réversible en tension.

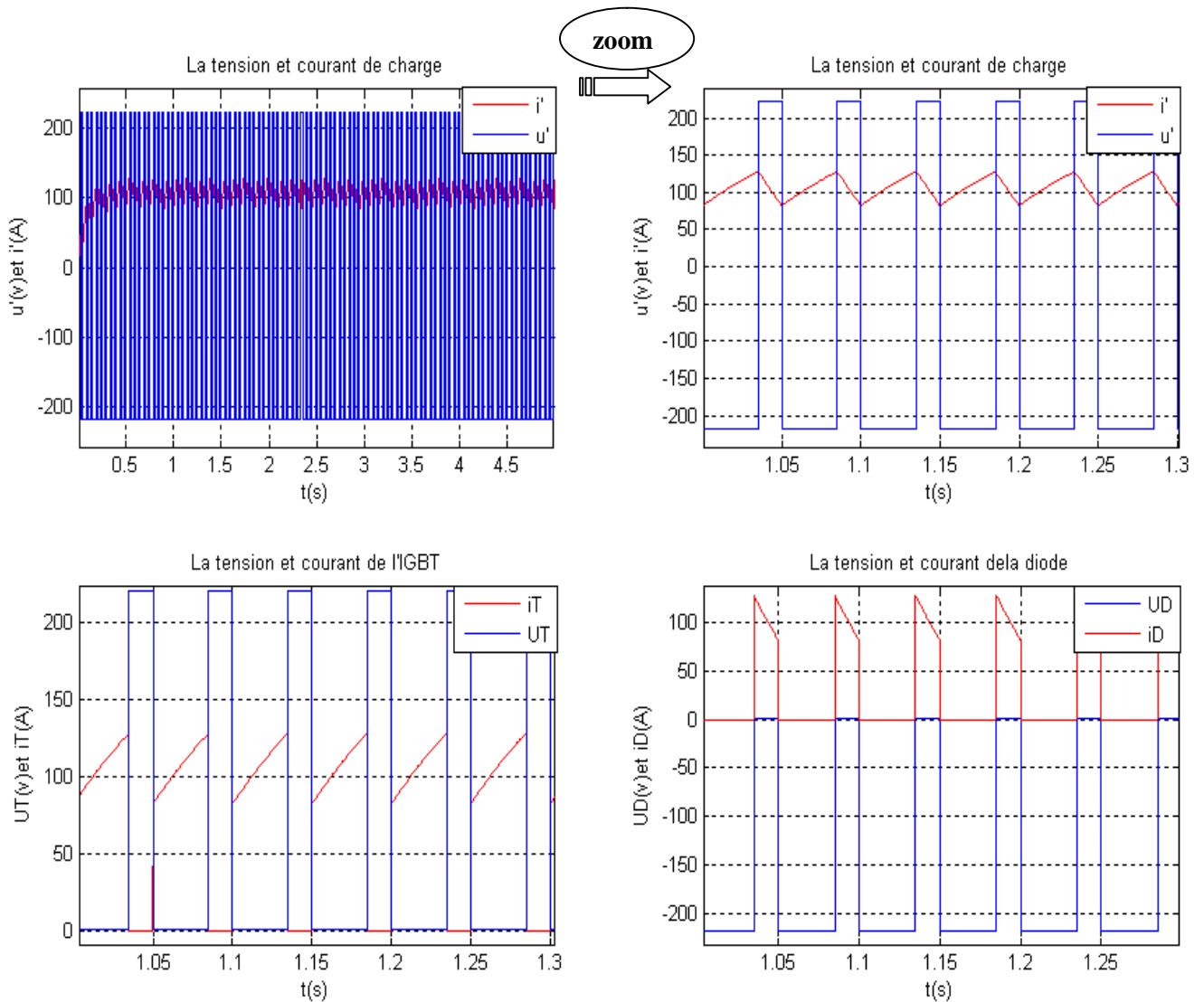


Figure II.25- Résultats du simulation du l'hacheur réversible en tension.

II.6.5- L'hacheur en pont

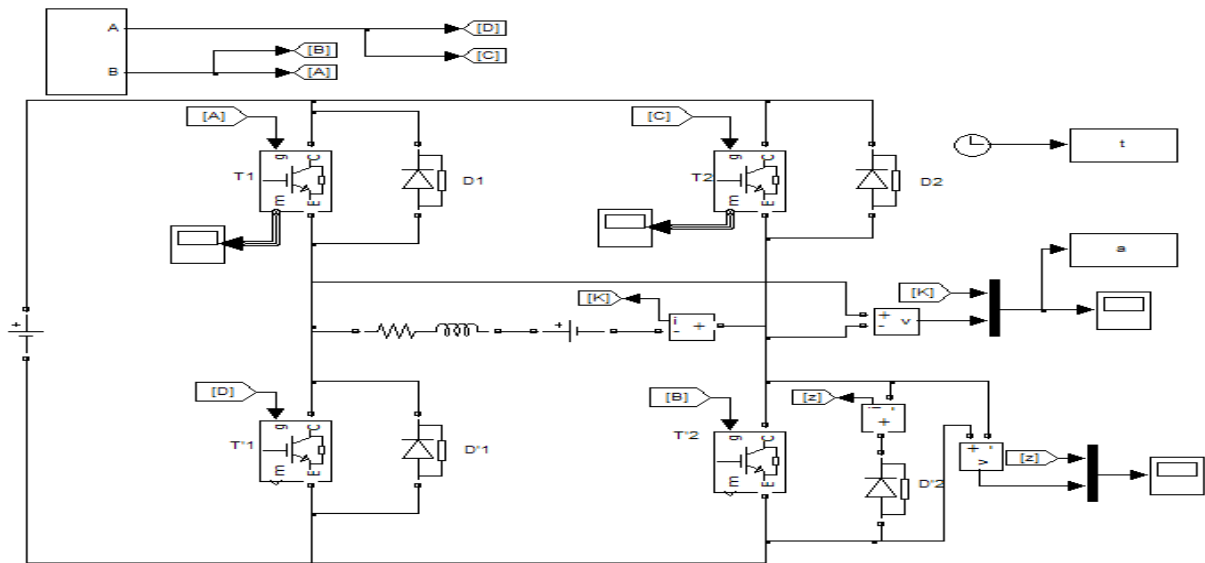


Figure II.26 - Schéma bloc du l'hacheur en pont.

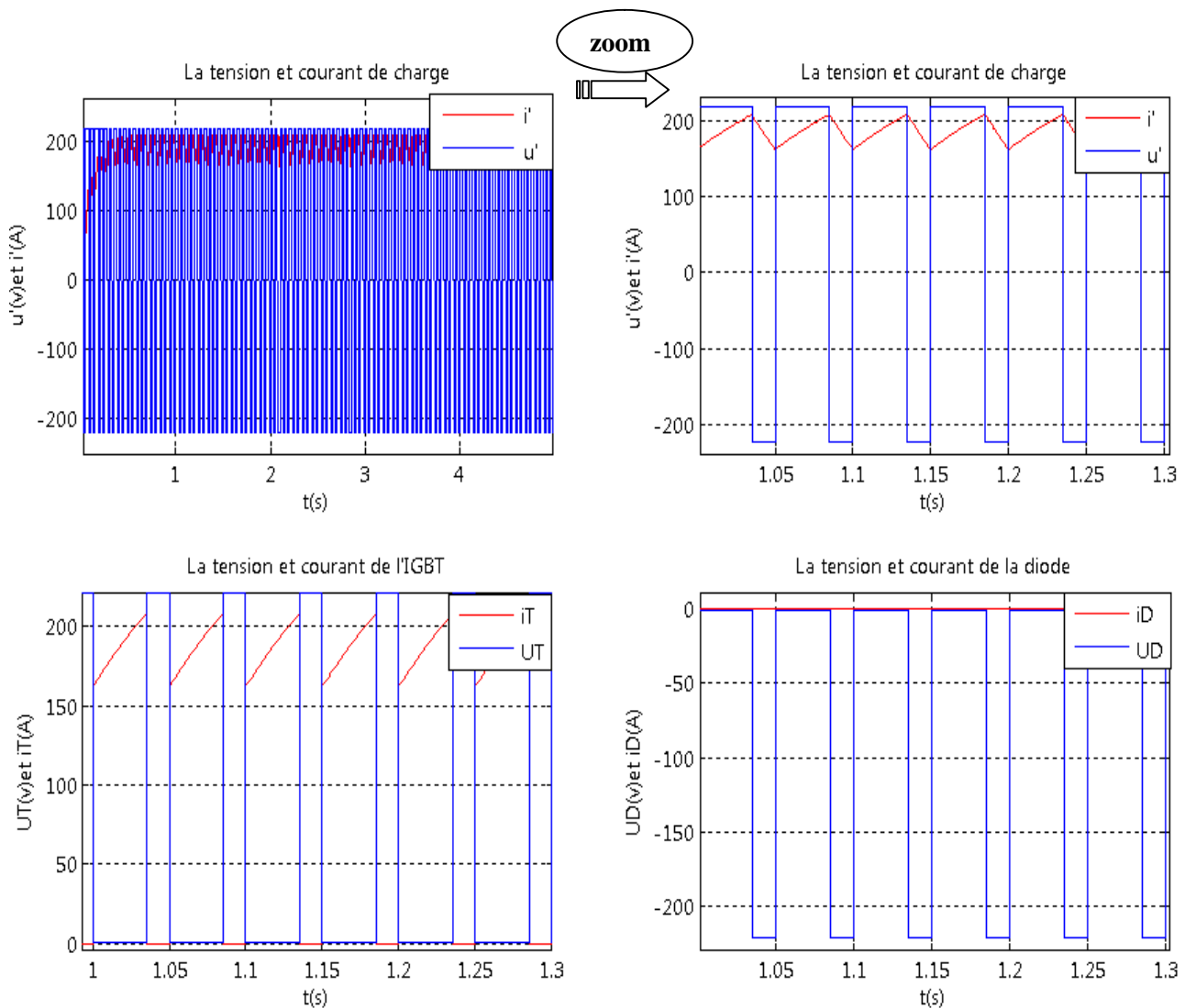


Figure II.27- Résultats du simulation du l'hacheur en pont.

II.6.6- L'hacheur série sur une charge (R.L.E)

II.6.6.1- Simulation du l'hacheur série en conduction critique

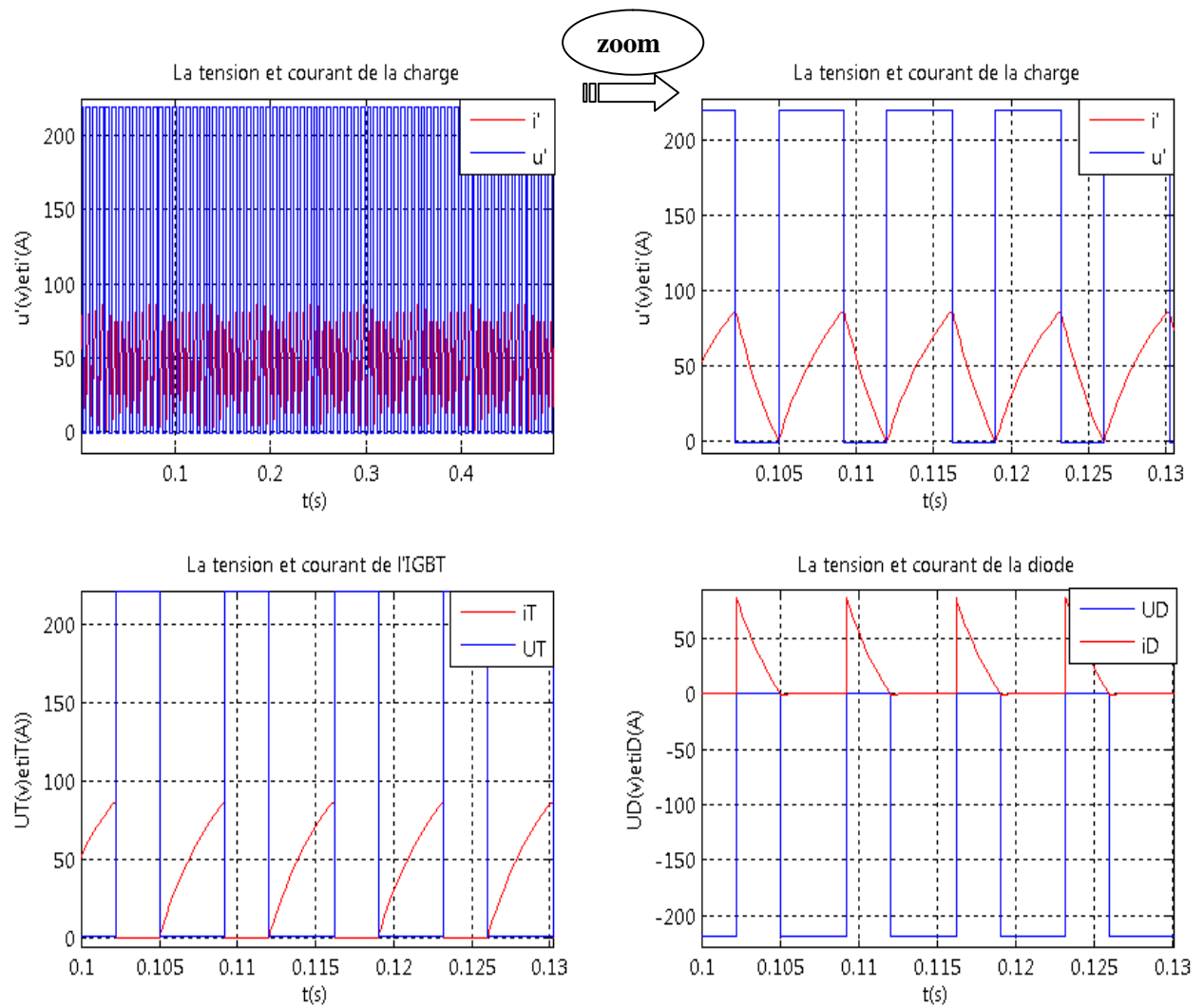


Figure II.28 - Résultats du simulation du l'hacheur série en conduction critique.

II.6.6.2- Simulation du l'hacheur série en conduction discontinue

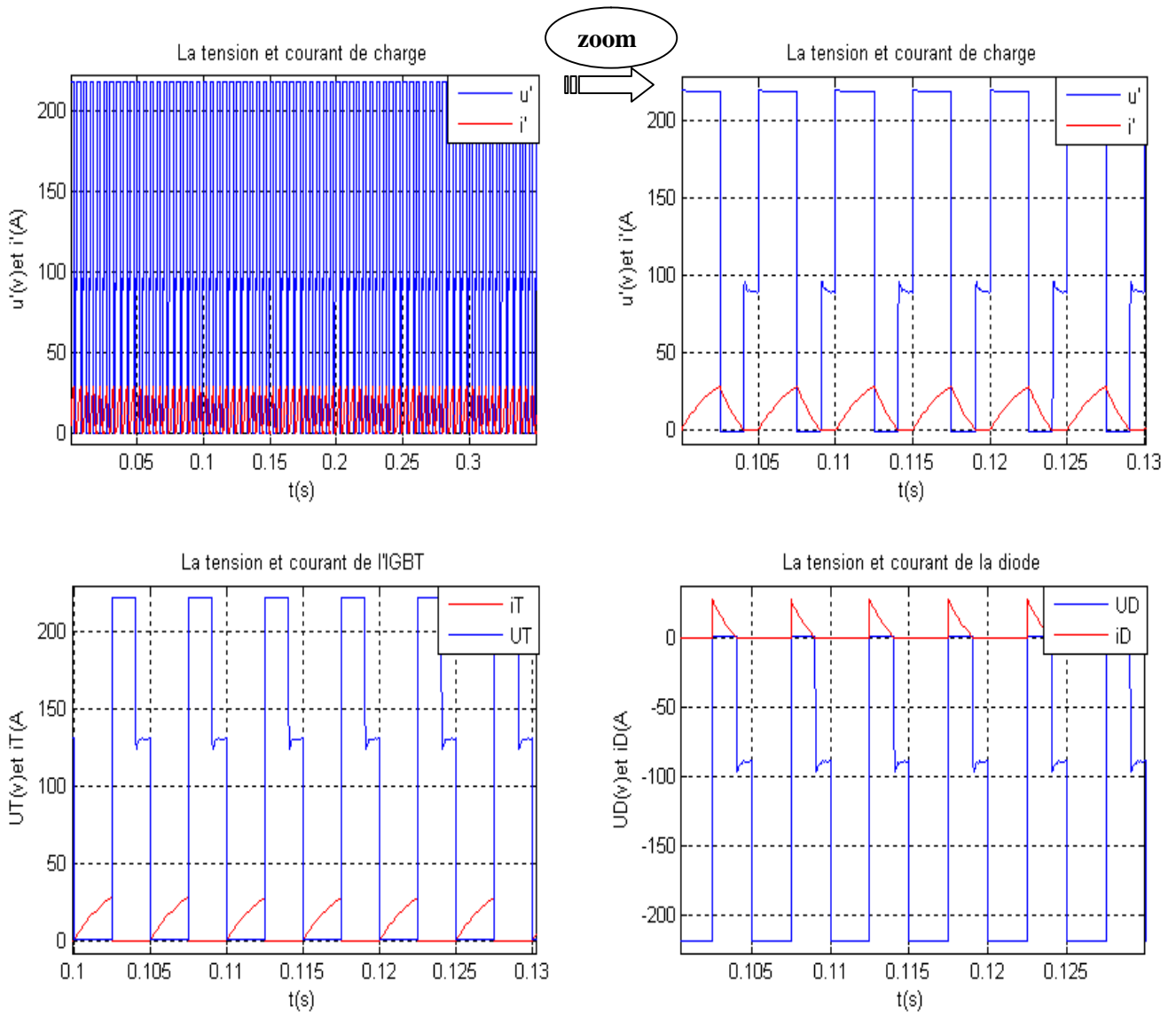


Figure II.29 - Résultats du simulation du l'hacheur série en conduction discontinue.

II.7-Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté deux types de convertisseurs statiques continu- continu les hacheurs direct et indirecte

Dans les hacheurs directs, on a présenté deux types de convertisseurs statiques continu- continu ; Le hacheur réalise une conversion continue - continue, de type $(U) \rightarrow (U)$ avec possibilité pour l'opérateur d'imposer la tension u de sortie. Pour un hacheur réversible , la conversion est de type $(U) \leftrightarrow (U)$.

Ce type de convertisseur est intéressant car sa fréquence $f = 1/T$ de fonctionnement (ou de découpage) est laissée au choix du concepteur . Les classements des hacheurs dépend essentiellement :

- Du fait qu'il est ou non réversible ;
- De la nature des sources reliées entre elles : tension ou courant.

Les hacheurs non réversible ont un seul quadrant de fonctionnement. Dans le cas idéal de transfert de la puissance il n'y a que deux possibilités :

- la source génératrice est de tension et la source réceptrice est de courant : le hacheur est de type série est abaisseur de tension, donc élévateur de courant puisque la puissance se conserve;
- la source génératrice est de courant et la source réceptrice est de tension : le hacheur est de type parallèle élévateur de tension, donc abaisseur de courant puisque la puissance se conserve.

Les hacheurs réversibles à deux quadrants de fonctionnement existent en pratique sous deux formes :

- La source est de tension U imposée (>0) et un échange de puissance existe avec la source de courant positif ou négatif : le hacheur est de type série - parallèle ou réversible en courant .
- La source est de tension U imposée (>0) et un échange de puissance positif ou négatif existe avec la source de courant positif : Le hacheur est de type réversible en tension.

Les hacheur réversibles à quatre quadrants est de type réversible courant et en tension.

Dans les hacheurs indirects on a présenté deux types de convertisseurs statiques continu-continu ; le hacheur à stockage capacitif et le hacheur à stockage inductif

III.1 – Introduction

Le moteur à courant continu est une machine tournante qui exploite le fait qu'un conducteur placé perpendiculairement à un champ magnétique et parcouru par un courant se déplace en fauchant le champ magnétique : il est donc capable de produire un effort mécanique .

La constitution d'un moteur électrique est identique à celle d'une dynamo, ce qui signifie que la même machine peut fonctionner soit comme un moteur, pour produire une force, soit comme un générateur de courant, comme dans la dynamo, le champ magnétique est produit par les pôles inducteurs du stator. On fait circuler un courant dans les conducteurs du rotor; ceux-ci, étant perpendiculaires au champ, sont soumis à une force magnétique.

Le bobinage est réalisé de telle sorte que les forces de chacun des conducteurs s'additionnent. La force totale du moteur est la somme des forces qui s'exercent sur les conducteurs: on l'appelle couple du moteur. Dans ce chapitre nous allons présenter la modélisation du moteur à courant continu ainsi que celle des hacheurs série. Une étude de l'association hacheur-MCC sera développée par simulation.

III.2 - Construction du moteur à courant continu

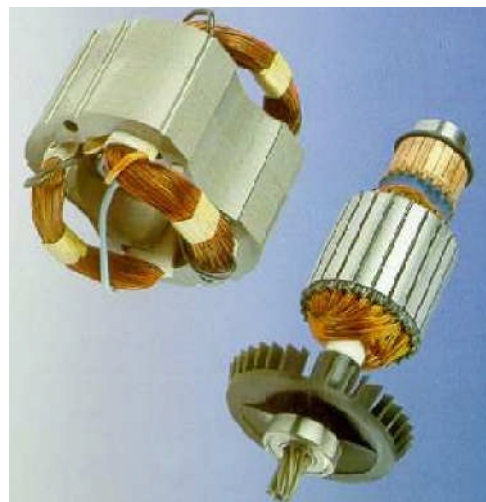
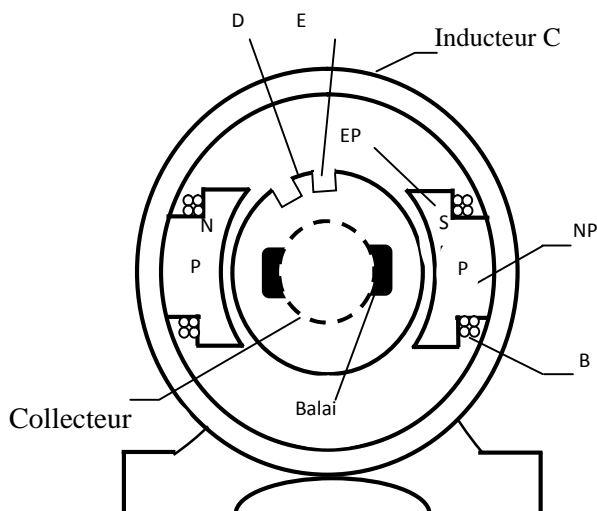


Schéma simplifié d'un moteur CC

(a)

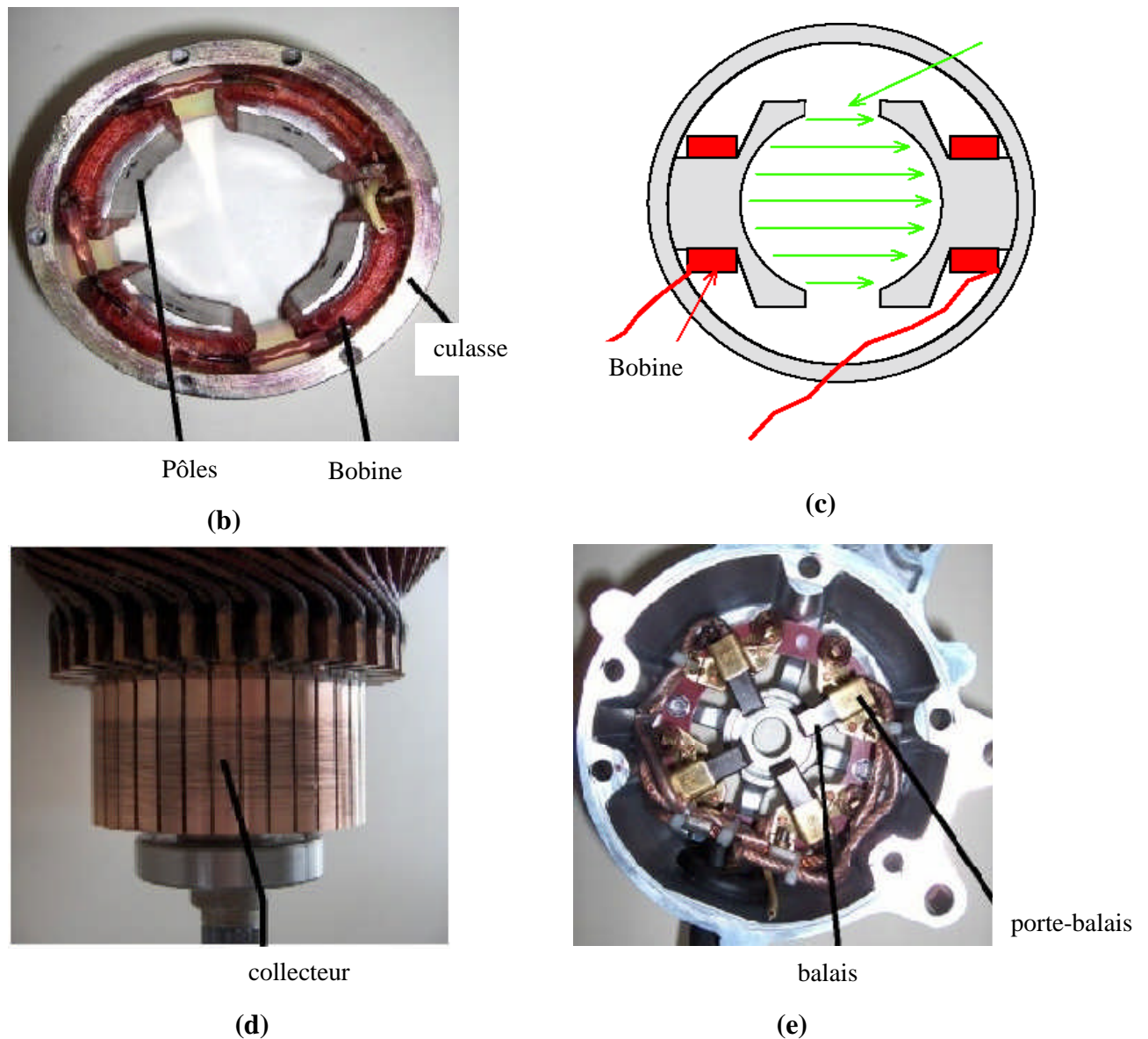


Figure III.1-Construction du moteur à courant continu

III.2.1- L'inducteur

L'inducteur (parfois appelé «champ») produit le flux magnétique dans la machine . Il est constitué d'un électro-aimant qui engendre la force magnétomotrice (FMM) nécessaire à la production du flux .Il est constitué par :

- *Une culasse en acier (C)* : C'est la carcasse de la machine, elle supporte toutes les deux flasques avec leurs paliers (non représentés) dans lesquels tourne l'arbre que porte le rotor. Culasse ferme le circuit magnétique de la moteur .

– **Bobines inductrices** : Elle sont placées autour des pôles. Les forces magnétomotrice qu'elles développent produisent le flux. Ces bobines figure(III .1.b) sont telles que l'un des épanouissements polaires soit une face sud figure(III .1.c) .

– **Pôles principaux (P)** : Ils sont le plus souvent pour des raisons économiques, formés de tôles découpées puis assemblées. Sur chaque pôles figure(III .1.b) on distingue deux parties : le noyau polaire (NP), sur lequel est logée la bobine inductrice .et l'épanouissement polaire, ou pièce polaire (EP) .

III.2.2- L'induit

– **Feuilletage** : L'induit tourne dans un champ magnétique fixe ,il sera donc le siège de pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Ces derniers interdiraient pratiquement la rotation d'un cylindre plein.

Les tôles de L'induit qui le constituent (0.2 à 0.5mm) sont d'écopées à la presse, isolées les unes des autres par une mince pellicule de vernis, et assemblées. Pour réduire les pertes par hystérésis, ces tôles sont en acier au silicium. L'ensemble des pertes dans le fer y est de l'ordre de 2.5 watts par kilogrammes pour un champ magnétique de 1.4T et une fréquence de fonctionnement de 50HZ (50tr/s si la machine est bipolaire) .

– **Encoches** : Sur la périphérique de l'induit on a découpé des encoches ou rainures (E) dans lesquelles viendront se loger les conducteur de l'induit . Le morceau de tôle restant entre deux encoches s'appelle une dent(D) .

Le diamètre extérieur de l'induit est à peine inférieur au diamètre inférieur de L'inducteur : quelques millimètres seulement qui constituent l'entrefer .

III.3.3- Le collecteur et les balais

– **Le collecteur** : Placé à l'extrémité de l'induit et calé sur le même arbre figure(III .1.d) , il est formé de lames de cuivre. Elles sont isolées l'une de l'autre par de la micanite. A l'arrière de la lame se trouve une ailette, usinée ou rapportée ,dans laquelle sont soudées l'entrée d'une section et la sortie d'une autre . Il ya donc autant de lames de collecteur que de sections.

– *Les balais* : Fixés sur la carasse par l'intermédiaire de **porte-balais** figure (III .1.e), ils sont en carbone et frottent sur le collecteur grâce à des ressorts .Le contacte balais-collecteur n'est pas parfait ,la surface qui assure effectivement le contacte électrique est inférieure à la section totale des balais. En outre, puisque le collecteur tourne, ce contacte électrique est inferieur à la section totale des balais. En outre, puisque le collecteur tourne, ce contacte est glissant. De tout cela il résulte que la densité de courant admissible est résulte que la densité de courant admissible est relativement faible : $10A /cm^2$ environ. Malgré cette précaution, l'échauffement sera important et la résistance de ce contact variera avec l'intensité du courant.[7]

III.3- Différents types d'excitation de moteur à courant continu

Une machine à courant continu comporte deux circuits électriques indépendants : l'un alimente les bobines magnétique, c'est le circuit **inducteur** (ou circuit d'excitation), l'autre alimente les brins actifs de l'armateur, c'est le circuit **induit**. On peut brancher ces deux circuits l'un par rapport à l'autre de différentes façons :

III.3.1- Moteur à excitation séparée

Le circuit d'excitation n'a aucun point commun avec le circuit induit Figure (III.3.b). on dit que la machine est à excitation séparée (ou indépendante) .

Remarque : En marche, il ne faut jamais couper l'excitation d'un moteur à excitation indépendante.

Bilan de puissance :

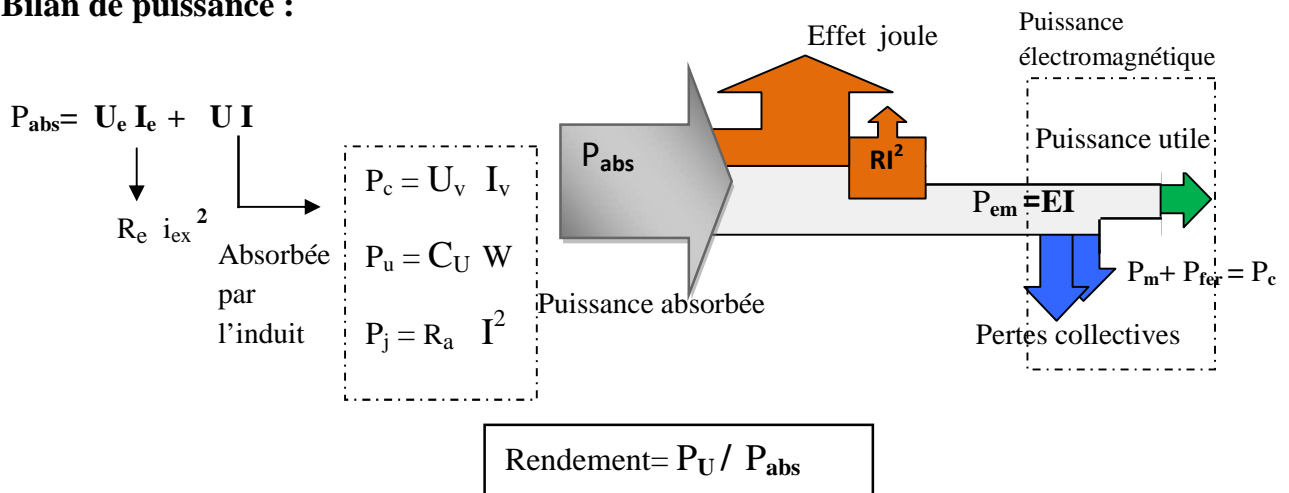


Figure III.2- Bilan de puissance du moteur à excitation séparée

III.3.2- Moteur à excitation shunt

Les deux enroulements (inducteur et induit) sont montés en parallèle Figure (III.3.a) S'il s'agit d'une génératrice, l'induit alimente l'excitation de la machine aussi dit-on que celle-ci est auto-excitée. S'il s'agit d'une réceptrice, les deux enroulements étant alimentés séparément par une source extérieure, la machine peut être considérée comme étant à excitation séparée .

Comme il ne faut dépenser qu'une faible puissance ($U i_{ex}$) dans l'inducteur par rapport à la puissance totale de la machine, le courant inducteur (i_{ex}) est faible. Aussi pour réaliser le nombre des ampères-tours ($m i_{ex}$) nécessaires la production du flux Φ exigé doit-on utiliser un grand nombre (m) de spires de fil fin, donc de résistance élevée. Dans ces conditions, les bornes de l'inducteur sont généralement petites par rapport à celles de l'induit.

A- Caractéristique mécanique du moteur (shunt et séparée)

Contrairement à la génératrice qui a des performances sensiblement différentes suivant qu'elle est alimentée en shunt ou en excitation séparée il n'y a pas lieu pour le moteur de faire une distinction entre ces deux types d'alimentation. En effet dans les deux cas. C'est une source extérieure à la machine (le secteur ou une batterie d'accumulateurs) qui applique aux bornes de l'enroulement d'excitation la tension indiquée sur la plaque signalétique.

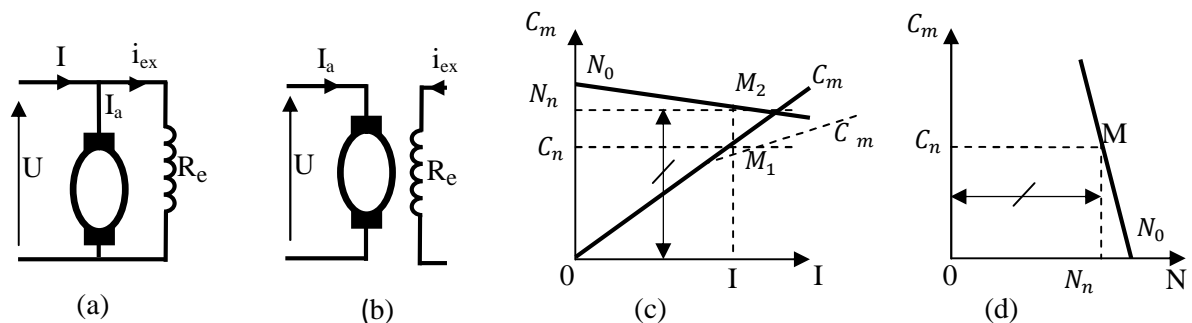


Figure III.3- Caractéristique mécanique du moteur à excitation shunt et séparée

III.3.3- Moteur à excitation série

Les deux enroulements (inducteur et induit) sont branchés en série Figure (III.4.a) l'enroulement inducteur est alors parcouru par le courant I débité (cas d'une génératrice) ou absorbé (cas d'un moteur).

Comme ce courant est élevé, le circuit inducteur sera formé de peu de spires, de forte section donc de résistance élevée. Dans ces conditions, les bornes de l'inducteur sont identiques à celles de l'induit.

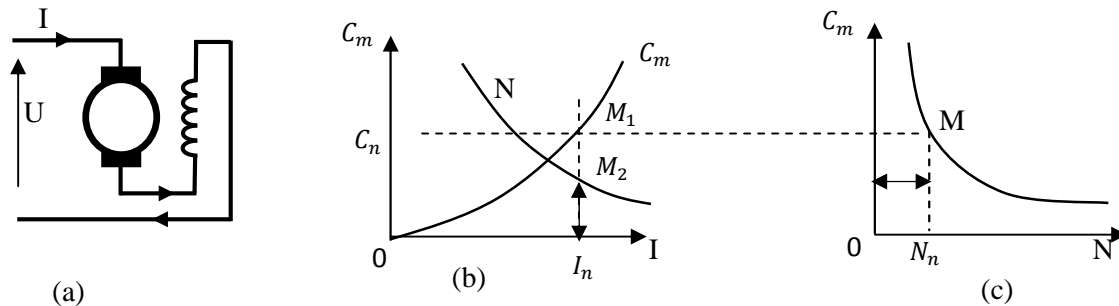


Figure III.4- Caractéristique mécanique du moteur à excitation série

Bilan de puissance :

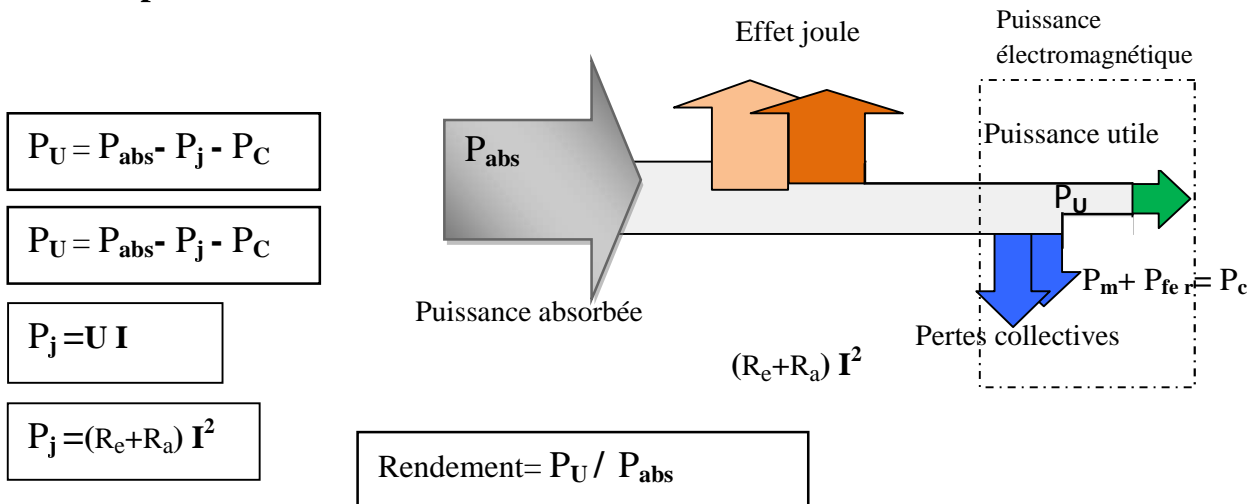


Figure III.5- Bilan de puissance du moteur à excitation séparée

III.3.4- Moteur à excitation composée (compound)

Chacune des noyaux polaires est alors entouré de deux bobines : la première qui porte un grand nombre de spires de fil fin appartient à l'excitation dérivée, la deuxième qui porte un petit nombre de spires de fil relativement gros appartient à l'excitation série Figure (III.6.a) Suivant le mode de branchement utilisé, les ampères-tours séries peuvent ajouter ou retrancher leur effet à celui des ampères-tours de l'excitation dérivée. Dans le premier cas, on dit que la machine est à flux additif tandis que dans le second cas elle est à flux soustractif.

Ce type de machine qui a connu une certaine faveur au début de l'électrotechnique est très peu utilisé de nos jours car son branchement est compliqué. On préfère utiliser une machine à excitation séparée avec commande électronique.

A- Caractéristique mécanique de moteur composé

Il a été conçu pour réunir les qualités du moteur série et du moteur shunt mais il est peu utilisé car son fonctionnement est complexe et on lui préfère soit les commandes électroniques soit les moteurs synchrones dont la vitesse est rigoureusement constante.

Il comporte, comme la dynamo compound, deux enroulements par pôle d'inducteur : l'un est analogue au circuit d'excitation d'un moteur shunt, il est parcouru par un courant de faible intensité devant celle du courant de travail, l'autre est en série avec l'induit. [8]

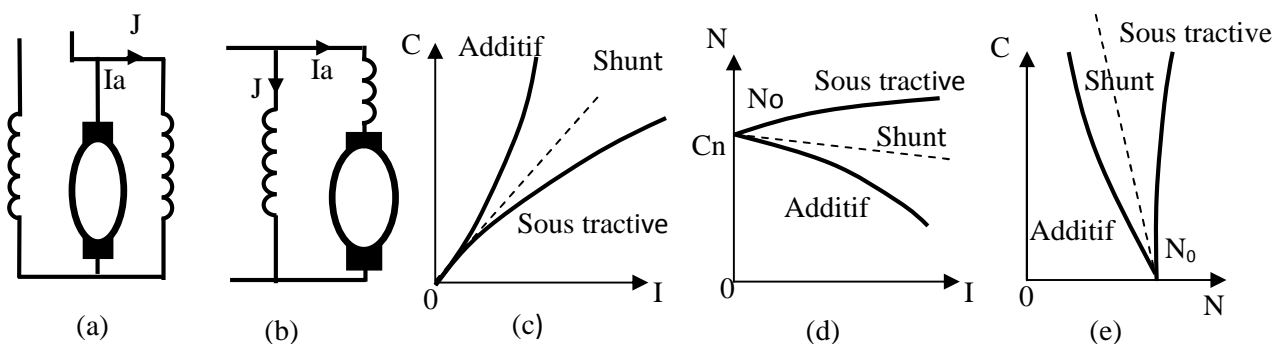


Figure III.6 - Caractéristique mécanique du moteur à excitation composée

Il est soit à flux additif ($\Phi = \Phi_0 + \alpha I_a$), soit à flux soustractive ($\Phi = \Phi_0 - \alpha I_a$). Dans ces conditions si l'on néglige la réaction d'induit, on a :

$$C_m = K I_a \Phi = K (\Phi_0 \pm \alpha I_a) I_a$$

On en déduit les caractéristique figure (III.6) qui sont représentées par une droite pour le moteur shunt et par des paraboles pour le moteur composé.

III.4- Etude du moteur à courant continu à aimant permanent

Nous avons vu que dans un moteur shunt le champ magnétique est produit par un courant d'excitation circulant dans les bobines excitatrices. L'énergie dépensée, la chaleur dégagée et l'espace relativement important occupé par ces bobines constituent parfois des inconvénients du moteur à courant continu conventionnel.

On peut éviter ces inconvénients en remplaçant les bobines par des aimants permanents. Il en résulte un moteur plus petit et qui ne risque pas de s'emballer à cause d'une défaillance du champ.

De plus, comme la perméabilité des aimants est presque égale à celle de l'air, la longueur effective de l'entrefer est augmentée des dizaines de fois. Par conséquent, la réaction d'induit crée un champ magnétique beaucoup plus faible que celui résultant de l'utilisation de pièces polaires en fer doux. Le champ créé par les aimants ne subit donc pas la forte distorsion montrée à la Figure (III.7). Par conséquent, la commutation et la capacité de surcharge du moteur sont améliorées. Un dernier avantage provient du fait que l'inductance de l'induit est réduite, ce qui diminue le temps de réponse de la machine lors des changements rapides du courant d'induit. Mentionnons toutefois deux inconvénients de ce type de moteur : le coût relativement élevé des aimants et l'impossibilité d'augmenter la vitesse du moteur en réduisant le champ magnétique.

Les moteurs à aimant permanent sont particulièrement utiles dans la gamme des puissances inférieures à 5 kW. Les aimants utilisés sont en céramique (ferrite) ou en alliage de terres rares et de cobalt. Figure (III.6) montre la construction d'un moteur de 1,5 hp, 90 V, 2900 r/min.. [5]

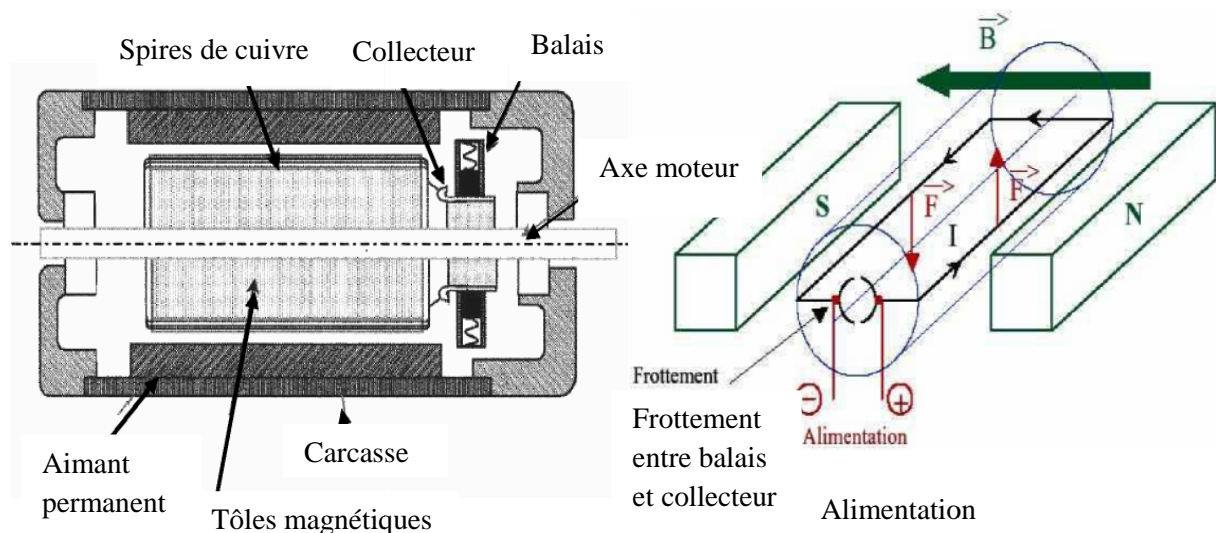


Figure III.7- Construction d'un moteur à aimant permanent

III.4.1- Régime démarrage

III.4.1.1-Problème démarrage

Le démarrage d'un moteur qui est initialement à l'arrêt pose les deux problèmes suivants :

- Le couple moteur est-il suffisant pour vaincre le couple résistant ?
- L'intensité appelée au moment du démarrage n'est-elle pas trop élevée ?

Le problème du couple suffisant au démarrage est toujours résolu avec le moteur shunt, aussi est-on simplement amené à limiter la valeur du courant appelé.

Si l'on ne prend pas de précaution spéciale en appliquant la tension nominale à un moteur au repos, l'appel de courant I_D est forcément très élevé car le moteur étant arrêté, sa f.é.m. est nulle.

En effet s'il l'on admet que la chute de tension en charge est de deux pour cent, on a :

$$E = N^0 / K\Phi \quad \Rightarrow \quad U = R_a I_a + E^0 \quad \Rightarrow \quad I_a = U / R_a$$

Une telle surintensité entraînerait la destruction de l'induit. Pour limiter cette intensité au démarrage il serait intéressant de réduire la tension d'alimentation. Car la tension du réseau est fixe aussi utilise-t-on un rhéostat de démarrage.

III.4.1.2-Branchement du rhéostat de démarrage

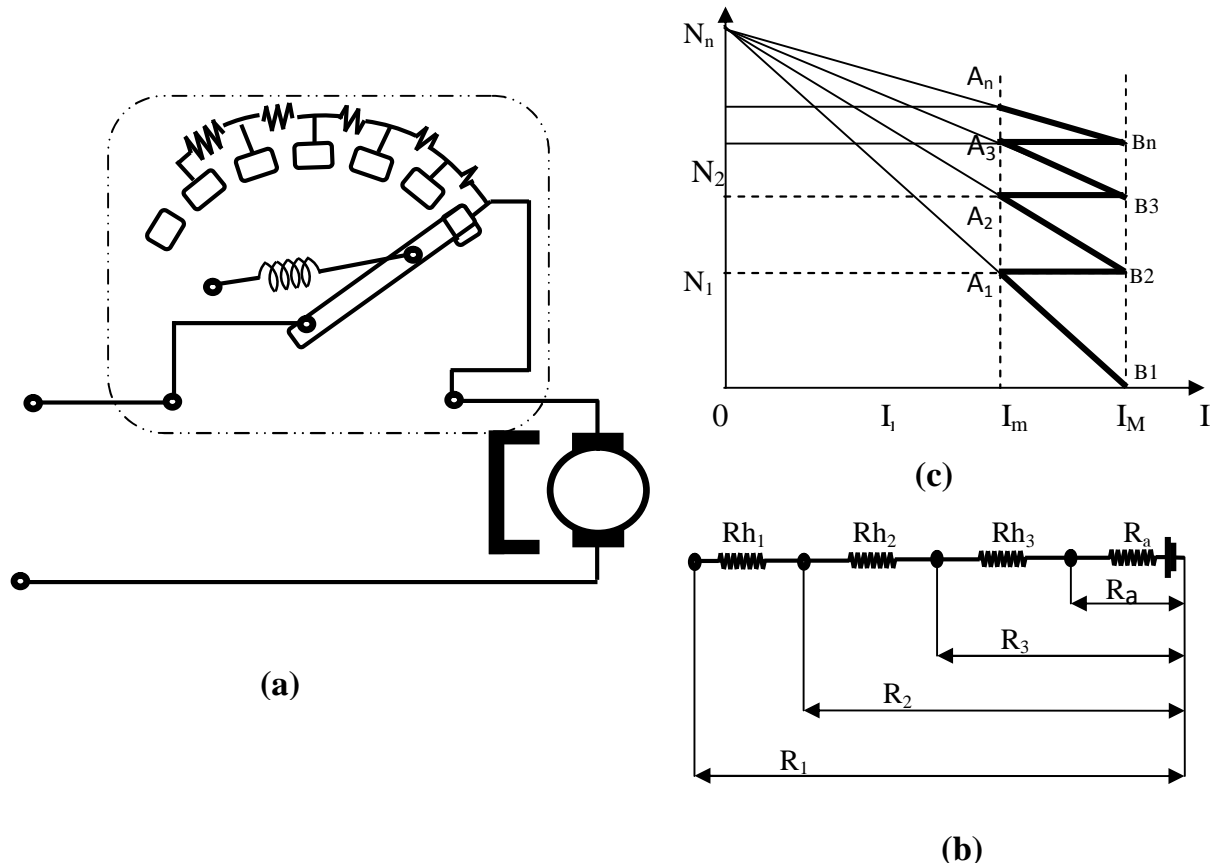


Figure III.8-Schéma représentée le branchement du rhéostat de démarrage

III.4.1.3-Calcul du rhéostat de démarrage

Quand on veut calculer les différents éléments (R_{h1} , R_{h2}) du rhéostat de démarrage figure(III.8.b), on se fixe les deux valeurs suivantes de l'intensité :

- *L'intensité maximale I_M* qui l'on peut admettre temporairement dans l'induit .Cette intensité qui s'exprime en fonction de courant nominal (soit $1.5 I_N < I_M < 2.5 I_N$) dépend de la charge que la machine aura à entrainer. Elle ne doit pas être trop élevée si le démarrage est long en raison de forte inertie des masses à mettre en mouvement car dans ce cas l'échauffement du moteur pourrait dépasser la valeur prémisses.

- *L'intensité minimale I_m* qui dépend de la vitesse avec laquelle on veut assurer le démarrage .Cette intensité est le plus souvent égale ou légèrement supérieure à l'intensité nominale soit : $I_m \approx I_n$

Au démarrage, quand la manette atteint le premier plot, l'intensité a sa valeur maximale I_M alors que la vitesse est nulle, le point de fonctionnement est en A_1 figure (III.8.c).

On a: $U = R_1 I_M$

Quand le régime s'établit, le point de fonctionnement se déplace sur la droite $A_1 B_1$ et dès que le moteur atteint la vitesse N_1 qui correspond au courant minimal I_m , il faut normalement faire passer le doigt du rhéostat sur le deuxième plot ce qui correspond au trajet $B_1 A_2$,

Soit :

$$R_2 = R I_m / I_M = R_1 / p, \text{ si } p \text{ désigne la pointe de courant, soit : } p = I_M / I_m$$

Avec le même raisonnement, on a : $R_3 = R_2 / p, \quad R_4 = R_3 / p$

Il est important de noter que pour assurer dans de bonnes conditions le démarrage d'un ensemble moteur et machine entraînée, il est nécessaire de déterminer les durées de démarrage sur les différents plots en tenant compte de caractéristique mécanique de la machines entraînée. [8]

III.4.2- Régime permanent (variation de vitesse)

Pour faire varier la vitesse d'un moteur à aimant permanent on peut faire varier la tension d'alimentation à ses bornes de l'induit mais dans ce cas une partie importante de l'énergie est consommée par le dispositif d'alimentation, on préfère l'alimenter de façon discontinue avec un **hacheur** et faire ainsi varier la tension moyenne à ses bornes de l'induit. Pour varier cette vitesse on utilise deux méthodes :

III.4.2.1-Réglage rhéostatique

Cette méthode permet seulement de réduire la vitesse à partir de la vitesse nominale. Elle est onéreuse à cause de la puissance dissipée inutilement par effet Joule dans le rhéostat. De plus, la régulation de vitesse est très mauvaise. En effet, la chute de tension dans le rhéostat augmente à mesure que le courant de l'induit augmente, d'où une baisse substantielle de vitesse avec la charge figure (III.9) . [5]

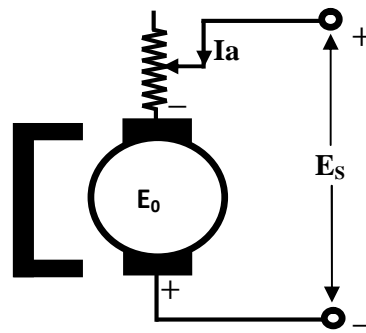


Figure III. 9-Réglage de vitesse par rhéostat en série avec l'induit

III.4.2.2-Réglage par variation de la tension

Si le flux Φ ne varie pas (cas d'un inducteur à aimant permanent, Si l'on augmente ou diminue E_s , la vitesse du moteur augmente ou diminue à peu près dans les mêmes proportions. pour produit.

Cette tension on utilise soit un convertisseur mécanique Figure (III.10.a) , soit un convertisseur électronique Figure (III.10.b) ce deuxième procédé qui est de conception récente ayant sur le système mécanique l'avantage de fonctionner avec bon rendement .

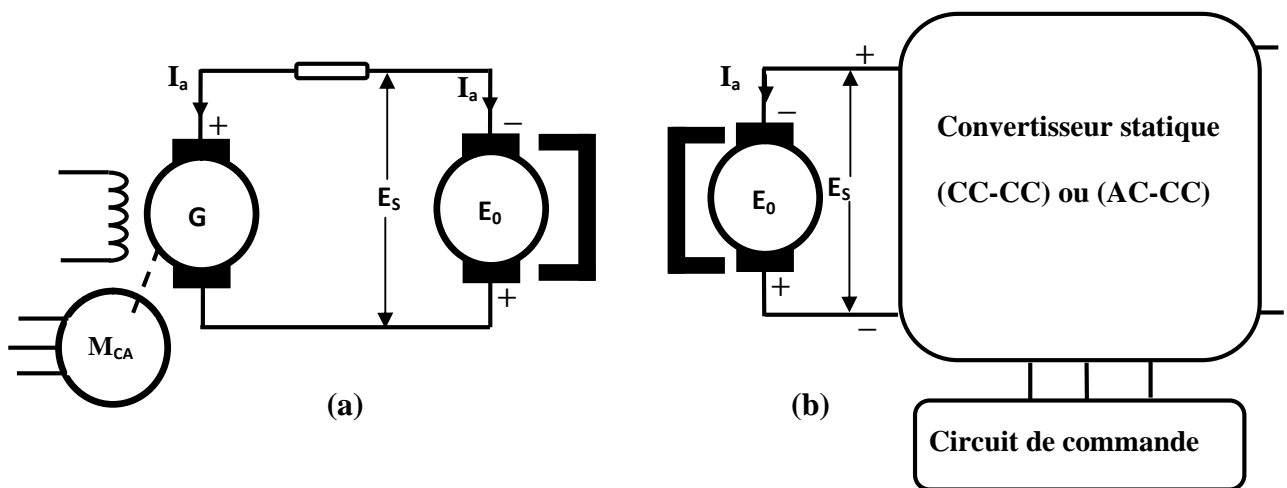


Figure III.10-Réglage de vitesse par la tension

III.4.3- Régime freinage

Dans de nombreuse application (traction, engins de levage..) le problème du freinage est importante . Certes, on peut toujours faire appel à des systèmes mécaniques, mais ceux-ci sont généralement complexes et les organes de freinage (patins...) s'usent rapidement.

C'est pourquoi on préfère utiliser une solution électrique qui consiste à transformer en énergie électrique, l'énergie cinétique du moteur et de la machine entraînée. Le moteur étant alors transformé en génératrice, le couple électromagnétique de la machine est un couple résistant de freinage, Suivant la façon dont on utilise l'énergie électrique de freinage, on distingue trois types de freinage :

III.4.3.1-Freinage dynamique

Considérons un moteur à aimant permanent raccordé à une source de tension E_S . Le sens du courant I_1 dans l'induit et la polarité de la tension induite E_0 sont tels qu'indiqués sur la Figure (III.11.a) . Si l'on néglige la résistance de l'induit, la tension induite est sensiblement égale à la tension E_S de la source. Si l'on coupe l'alimentation de l'induit figure (III.11.b), le moteur continu à tourner, sa vitesse diminuant graduellement sous l'effet des pertes par frottement. D'autre part, le champ étant toujours alimenté, la tension induite diminue au même rythme que la vitesse.

Le moteur devient alors une génératrice qui fonctionne à vide. Si maintenant on raccorde l'induit à une résistance extérieure R Figure (III.11.c), la machine fonctionne toujours en génératrice et la tension induite E_0 produit un courant d'induit I_2 circulant dans le sens inverse du courant original I_1 . Il en résulte un couple de freinage d'autant plus grand que le courant I_2 est grand. En pratique, on choisit une résistance R telle que le courant de freinage initial soit environ 2 fois le courant nominal. Dans ces conditions, le couple de freinage initial est le double du couple normal du moteur .A mesure que le moteur ralentit, la décroissance progressive de la tension E_0 produit une diminution correspondante du courant I_2 .

Le couple de freinage devient de plus en plus faible et il atteint finalement une valeur nulle lorsque l'induit cesse de tourner. Le freinage dynamique provoque donc une décroissance de la vitesse qui est rapide au début, et lente vers la fin.

Afin d'illustrer l'efficacité de cette méthode de freinage, nous avons représenté sur Figure (III.13) , les courbes de décélération obtenues par freinage dynamique et en débranchant simplement le moteur de la source.

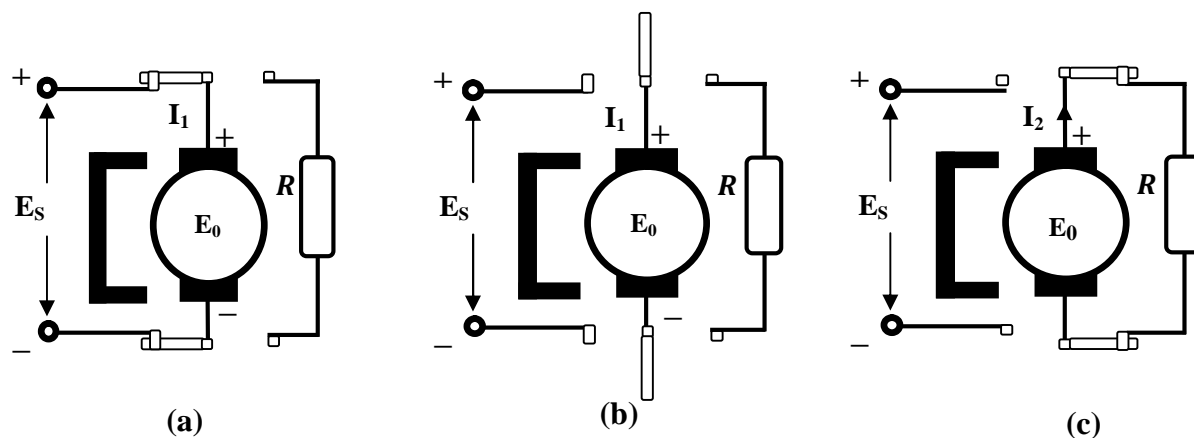


Figure III.11- Freinage dynamique

III.3.3.2-Freinage à contre courant (par inversion)

On peut arrêter un moteur encore plus rapidement en utilisant le freinage par inversion. Cette méthode consiste à inverser brutalement le sens du courant dans l'induit en intervertissant les bornes de la source Figure (III.12). En marche normale (moteur), le courant I absorbé par l'induit vaut : $I_1 = (E_s - E_0)/R_0$, où R_0 représente la résistance de l'induit.

Si l'on intervertit subitement les bornes de la source, la tension résultante agissant sur l'induit devient $(E_0 + E_s)$. Cette tension fera aussitôt circuler dans le sens inverse un courant dont la valeur est $I = (E_0 + E_s)/R_0$. Si l'on ne prenait aucune mesure pour le limiter, ce courant serait énorme, plus de 50 fois supérieur à l'intensité normale. Il produirait un arc autour du collecteur provoquant la destruction des lames, des balais et de leurs supports avant même que les disjoncteurs de sécurité aient le temps d'ouvrir le circuit.

Pour éviter une telle catastrophe, il faut introduire une résistance R en série avec l'induit au moment où l'on intervertit les bornes Figure (III.12.b). Comme pour le freinage dynamique, sa valeur est ajustée de façon à limiter le courant initial de freinage I_2 à environ 2 fois le courant nominal.

Avec ce montage, contrairement au freinage dynamique, un couple est développé même à l'arrêt. En effet, pour une vitesse nulle, $E_0 = 0$ et $I_2 = E_s / R$, soit environ la moitié de sa valeur initiale. Dès que le moteur s'arrête, il faut ouvrir immédiatement l'interrupteur, sinon le moteur repart en sens inverse. Habituellement, cette ouverture est commandée automatiquement par un dispositif sensible à la vitesse nulle. [5]

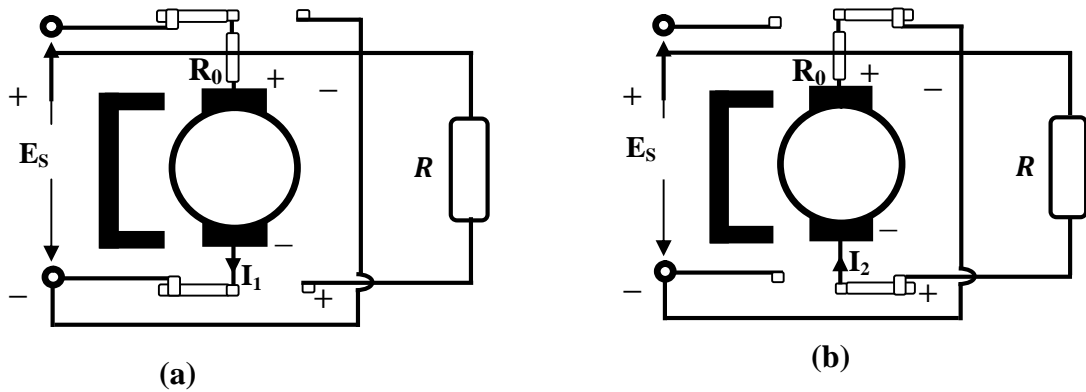


Figure III.12- Freinage à contre courant

III.4.3.3-Freinage immédiat

Les deux procédés de freinage que l'on vient d'étudier sont simples à réaliser mais ils ont l'inconvénient de consommer beaucoup d'énergie par effet joule. Dans ce freinage on coupe l'alimentation Figure (III.13.b).

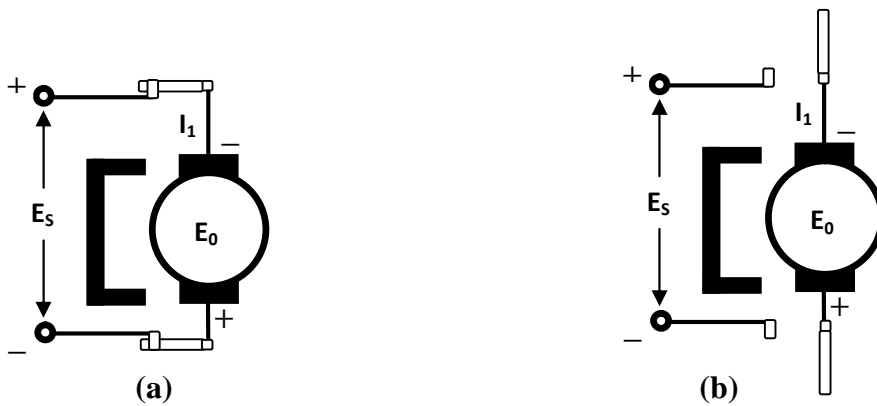


Figure III.13- Freinage immédiat

Les courbes de la Figure (III.14) permettent de comparer le freinage par inversion avec le freinage dynamique et le freinage immédiat , le courant initial étant le même dans les deux cas. On constate que le freinage par inversion arrête le moteur complètement à un instant où la vitesse par freinage dynamique vaut encore 25 % de sa valeur originale. Ce pendant, la grande simplicité du freinage dynamique le rend plus populaire dans la plupart des applications.

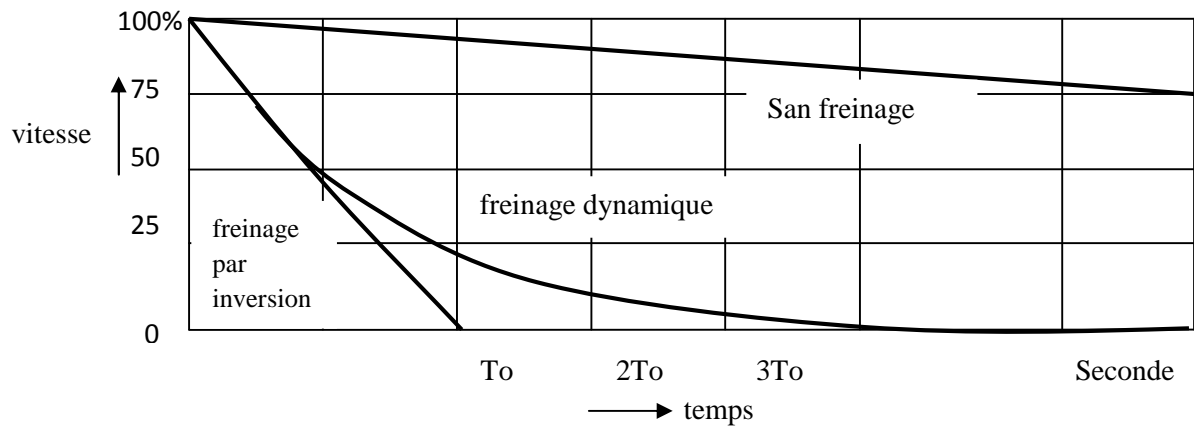


Figure III.14- Taux de décroissance de la vitesse selon le genre de freinage utilisé.

III.5- Modèle d'état du moteur

Le rotor tournant confère une inertie propre (J), et son implantation sur paliers implique des frottements mécaniques (f). Le schéma traditionnel pour un moteur à courant continu est donc celui de la figure (III.14)

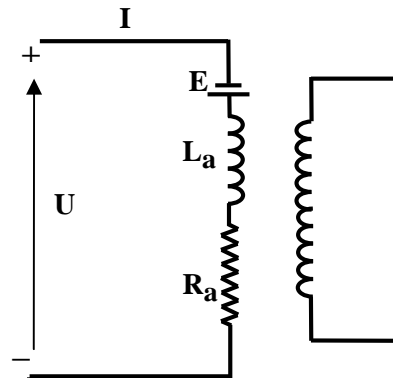
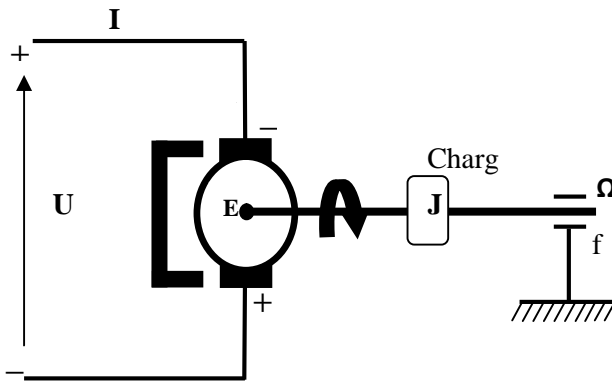


Figure III.15-Schéma de principe d'un moteur à c.c

Figure III.16- Schéma électrique équivalent

E : la force électromotrice.

La : self équivalente de l'enroulement d'induit.

Ra : la résistance équivalente de l'induit.

III.5.1-Fonction du transfert du moteur à C.C

Domaine temporel

$$U(t) = E(t) + R_a I(t) + L_a (dI_a/dt)$$

$$E(t) = k \cdot \phi(t) \cdot \Omega(t)$$

$$C_m = K \cdot I_a(t)$$

$$C_m(t) - C_r(t) - f \cdot \Omega(t) = J \left(\frac{d\Omega(t)}{dt} \right)$$

Domaine de Laplace

$$U(P) = E(P) + R_a I_a(P) + L_a P I_a(P) \quad (III. 1)$$

$$E(P) = k \cdot \phi(P) \cdot \Omega(P) \quad (III. 2)$$

$$C_m = K \cdot I_a(P) \quad (III. 3)$$

$$C_m(P) - C_r(P) - f \cdot \Omega(P) = J P \Omega(P) \quad (III. 4)$$

➤ Commande par l'induit

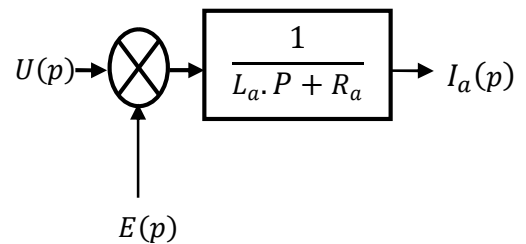
Equations électriques

On a :

$$U(P) = E(P) + R_a I_a(P) + L_a P I_a(P)$$

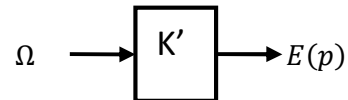
$$U(P) = E(P) + (R_a + L_a P) I_a(P)$$

Soit :
$$I_a(P) = \frac{U(p) - E(p)}{R_a + L_a P}$$



On a aussi :

$$E(P) = k \cdot \phi(P) \cdot \Omega(P) = k' \cdot \Omega(P)$$

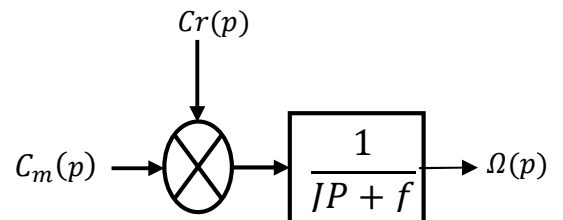


Equations mécaniques

On a :
$$C_m(t) - C_r(t) - f \cdot \Omega(t) = J \left(\frac{d\Omega(t)}{dt} \right)$$

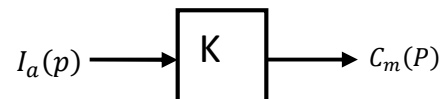
D'ou :
$$C_m(P) - C_r(P) - f \cdot \Omega(P) = J P \Omega(P)$$

Soit :
$$\Omega(P) = \frac{C_m(P) - C_r(P)}{f + J P}$$



On a aussi :

$$C_m = K \cdot I_a(P)$$



L'entrée du système étant la tension de commande u et la sortie étant la vitesse angulaire Ω on obtient en associant les blocs ci-dessous :

A partir de (III.1), (III.2), (III.3), (III.4), on trouve l'équation d'état suivant

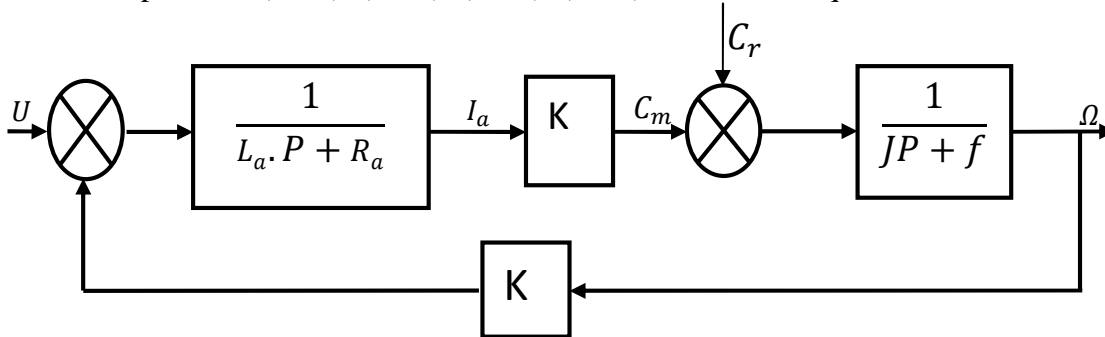


Figure III.17- Diagramme fonctionnel de la commande par l'induit.

Modèle d'état du moteur

A partir de (III.1), (III.2), (III.3), (III.4), on trouve l'équation d'état suivant :

$$\begin{pmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-R_a}{L_a} & \frac{-K}{L_a} \\ \frac{K}{J} & \frac{-f}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ \Omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{pmatrix} U + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{-1}{J} \end{pmatrix} C_r$$

III.5.2-Simulation

On fait appliquer une perturbation (couple résistant) après 2s les réponses de la vitesse et du courant sont présentées dans la figure (III.17)

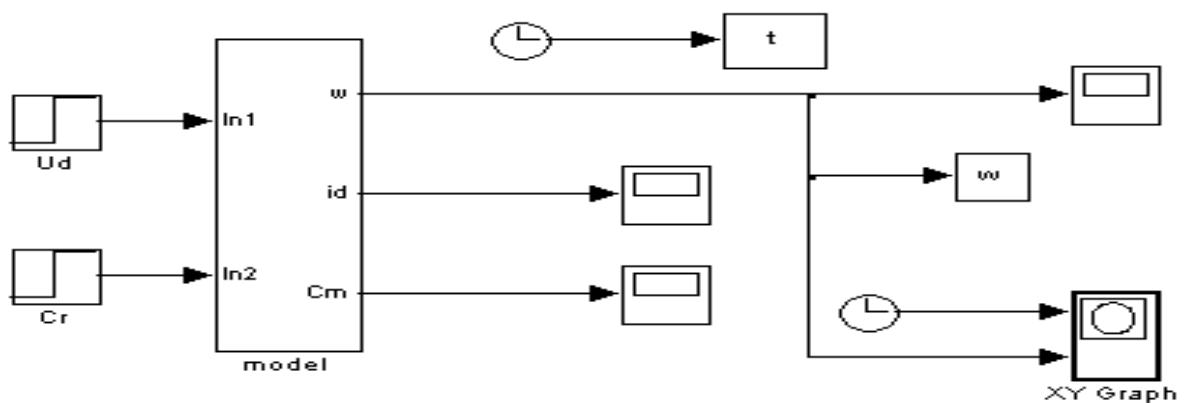


Figure III.18- Schéma bloc du moteur à c.c

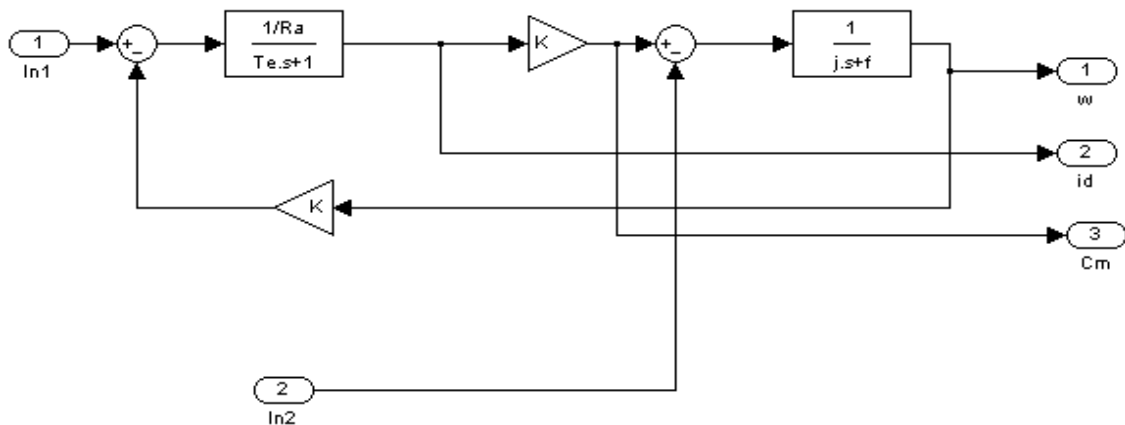


Figure III.19- Schéma bloc de modèle d'un moteur à C.C

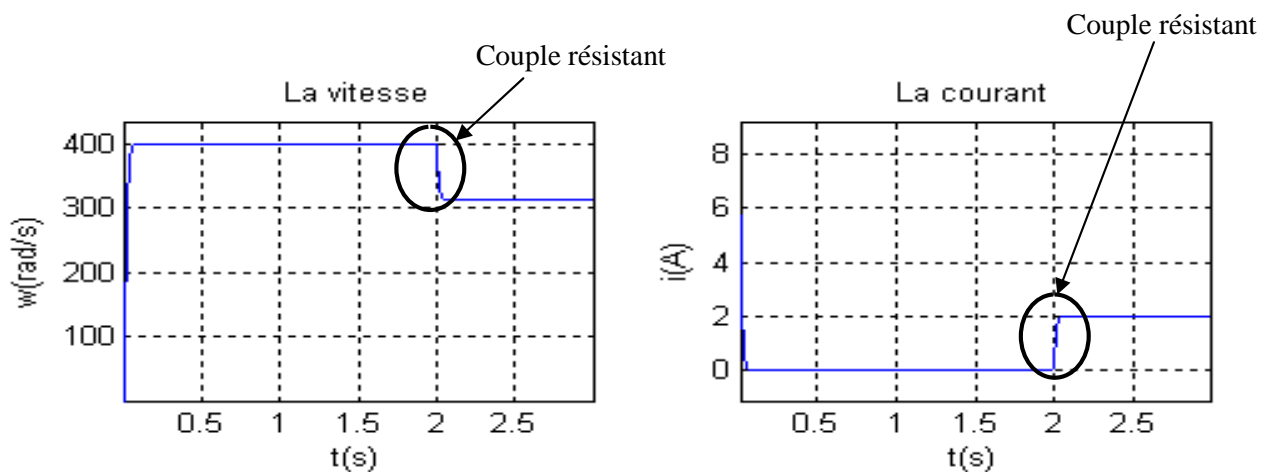


Figure III.20- Résultats de simulation.

III.5.3-Interprétation

Nous avons opté pour une stratégie de commande par l'induit avec une tension d'excitation constante. Les figures précédentes représentent les variations du courant d'induit et de la vitesse de rotation. D'après ces résultats, on remarque que la vitesse diminue lorsque le couple de charge augmente. De plus le moteur fait un appel de courant d'induit plus important lorsqu'il subit un couple résistant.

III.6-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés le fonctionnement de moteur à aimant permanent donc à excitation indépendante. Le flux est constant dans trois régimes.et présentés la modélisation de stratégies du commande par l'induit pour faire varier la vitesse de rotation d'un moteur en boucle fermée.

IV.1-Introduction

Les systèmes asservis doivent répondre aux exigences technologiques telles que la précision, la rapidité et la stabilité. Ces qualités fondamentales sont difficiles à réaliser en même temps. En effet, c'est au dépend de la stabilité qu'il est possible d'améliorer la précision. Ce dilemme : stabilité - précision a toujours été le problème essentiel de l'automaticien.

La synthèse des systèmes asservis consiste à déterminer une structure susceptible d'améliorer ce dilemme. On y arrive en adjoignant aux systèmes qui ne répondent pas aux indices de qualité un dispositif appelé « régulateur ».

Dans la plupart des dispositifs de régulation et dans beaucoup de cas d'applications, on utilise des régulateurs standard « régulateur P, I, PI », en raison de la simplicité de leur algorithme de réglage et des expériences acquises avec ce type de régulateur.

Ce chapitre aborde le cas du réglage de vitesse du moteur à courant continu alimenté par un convertisseur statique. L'induit du moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur de courant unidirectionnel dans les applications simples. Dans ce chapitre on développe une commande en cascade du MCC, deux grandeurs d'état à régler, il s'agit de courant d'induit dans la boucle interne et la vitesse de rotation dans la boucle externe.

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités.

- Il convient d'abord de régler (ou asservir) la machine de façon à imposer à la charge la vitesse, la position ou le couple désiré.
- Il est, également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires, les plus importantes concernant les sécurités. Les structures sont choisies pour que l'amplitude du courant puisse être limitée (protection en I_{\max}) de façon active par la commande non pas par des protections comme disjoncteurs ou les fusibles. De plus, on peut limiter la variation du courant (protection en $(di/dt)_{\max}$ pour permettre la bonne commutation du collecteur, même en fonctionnement aux limites. On peut, aussi limiter les échauffements dus aux pertes par effet joule (protection en l'intégrale i^2) ou imposer des profils de couple.

IV.2-Définition de la régulation

Pour effectuer un certain nombre d'essai avec des performances données, le système doit être asservi. Le premier rôle du régulateur est d'obliger la ou les grandeurs asservies à conserver des valeurs aussi proches que possible de celles que l'on considère comme idéale.

Ces valeurs idéales, sont à leur tour des fonctions des grandeurs d'entrées du système (référence) et de perturbation, donc L'objectif global de la régulation peut se résumer par ces trois mots clefs : **mesurer - comparer - corriger.**

IV.3-Les différents types de régulation

Il existe trois concepts de systèmes d'asservissement :

- La régulation en boucles convergentes.
- La régulation en boucles parallèles.
- La régulation par boucle multiples ou en cascade.

IV.3.1-La régulation en boucles convergente

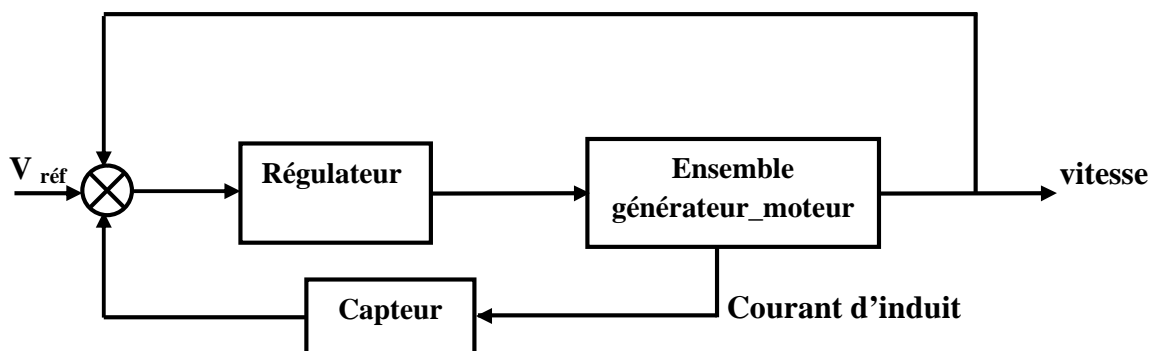


Figure IV.1- Schéma de principe de commande en boucles convergentes.

Dans ce système, il n'y a qu'un seul régulateur pour deux variables. Ainsi, les réglages du régulateur résultent d'un compromis (figure IV.1).

Le transfert d'un mode de fonctionnement à un autre (le passage de la régulation de vitesse à la régulation du courant) est très difficile.

Par contre, c'est une solution peu coûteuse car elle n'exige qu'un petit nombre de composants.

IV.3.2-La régulation en boucles parallèles

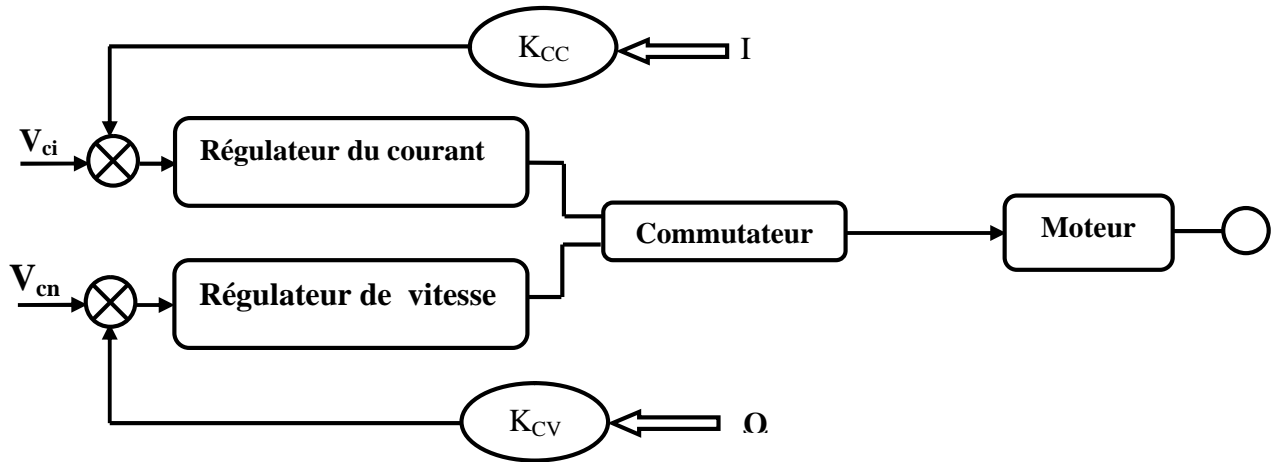


Figure IV.2 -Schéma de principe de commande en boucles parallèles.

Dans ce système à commutation chaque boucle est indépendante : il y a une boucle par variable et un régulateur par variable figure(IV.2).

Tant que le courant n'atteint pas sa valeur de limitation, seul le régulateur de vitesse reste en fonctionnement. Dès que le courant atteint cette valeur limite, le régulateur vitesse est hors circuit et le régulateur courant travaille en régulateur-limiteur. Ce changement de mode de fonctionnement se fait par le commutateur qui sélectionne sans à coup la régulation désirée.

Ainsi, l'étude, le calcul et la mise en service des régulateurs sont simples en raison de l'indépendance de chaque boucle.

IV.3.3-La régulation par boucle multiples ou en cascade

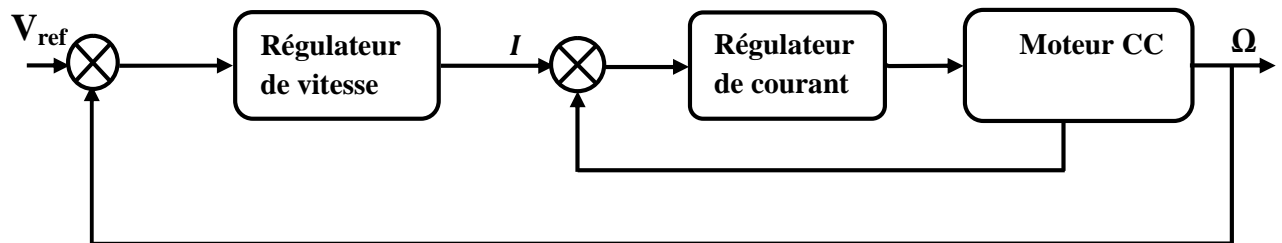


Figure IV.3- Schéma de principe de commande en boucle multiples ou en cascade.

Le système de régulation en cascade comporte un régulateur pour chacune des variables contrôlées figure(IV. 3).

Sa mise en service commence par la boucle la plus interne (plus rapide) et s'achève par la boucle extérieure.

Dans notre projet on choisit cette structure de régulation pour les points suivants :

- Le fonctionnement plus facile (choix des paramètres des régulateurs).
- Elle plus convenable pour la régulation du moteur parce que le temps de régulation du courant plus rapide que le temps de la régulation de vitesse.
- Ce système permet de passer facilement et sans à coup d'un mode de fonctionnement à un autre.

IV.4-Performances d'un système asservi

L'étude doit mettre en évidence les trois qualités que l'on exige d'un asservissement

IV.4.1-Stabilité (grandeur de sortie constante)

Le correcteur doit assurer la stabilité du système. Ceci exige que les réactions du système de régulation soient énergétiques sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger.

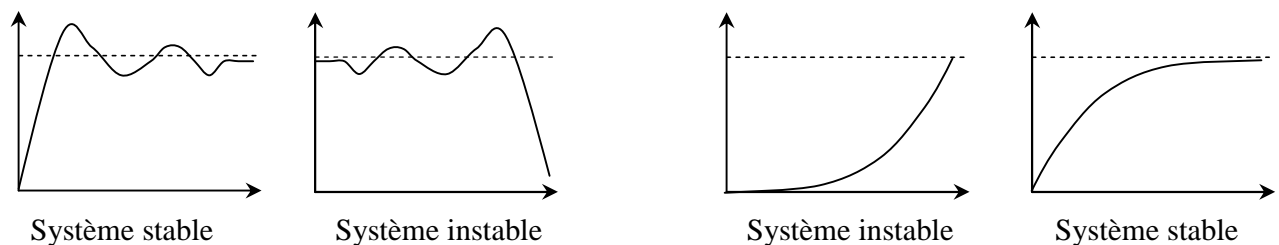


Figure (IV.4) -Schéma simplifié des systèmes stables ou instables.

IV.4.2-Précision (erreur statique ε faible)

La précision est définie, à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie. En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle. En général, on distingue deux types de précision. L'une est la précision statique (erreur en régime permanent) qui est égal à : $\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \varepsilon(\infty)$ et l'autre c'est la précision dynamique dont

L'erreur est déterminée pour une valeur de temps donnée (définie) $\varepsilon(t) = y_d(t) - y_r(t)$
 $Y_d(t)$ valeur désirée, $Y(t)$ valeur réelle.

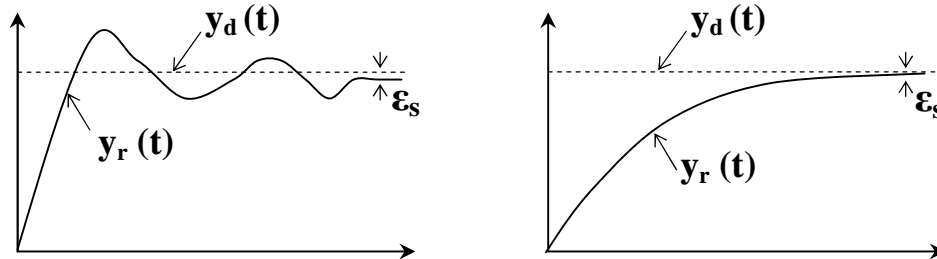


Figure IV.5- Schéma simplifié représente la précision statique

IV.4.3-Rapidité (temps de réponse rapide)

En général, le système doit répondre rapidement à la variation de sa consigne et des Perturbation. Il a une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé Satisfaisant. [10]

On pourrait utiliser le temps de réponse comme critère, mais dans le cas de systèmes présentant un rebondissement important, ce temps n'est pas très significatif. On préfère donc mesurer le temps de réponse, temps au bout duquel la courbe $X(t)$ reste comprise dans le couloir de 5% autour de la valeur finale (dans le cas où il n'y a pas de rebondissement, le temps de réponse est simplement le temps au bout duquel $X(t)$ est égal à $0,95 x_0$). Le système est évidemment d'autant plus performant que Tr est plus petit.

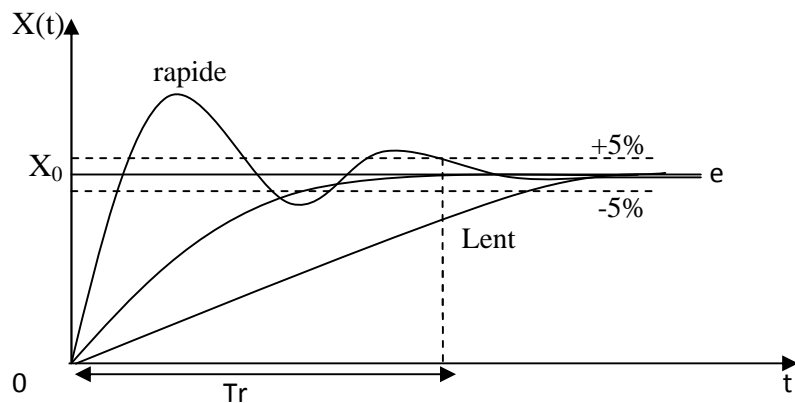


Figure IV.6- Rapidité du système

IV.5-Définition d'un régulateur

Un correcteur est un assemblage d'objets servant à matérialiser une structure mathématique représentée par une équation différentielle. Ainsi la fonction remplie par un correcteur a pour effet d'introduire des pôles et des zéros dans une boucle, afin d'en modifier la dynamique globale décrite en termes de performances (Précision, stabilité, amortissement, robustesse, ...).

IV.6-Les régulateurs classiques analogiques (P- I- PI)

On peut classer les régulateurs analogiques classiques selon leurs actions comme suit :

IV.6.1-Régulation à action proportionnelle (P)

L'action proportionnelle corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler .Elle permet de vaincre les grandes inerties du système. Afin de diminuer l'écart de réglage et rendre le système plus rapide. On augmente le gain (on diminue la bande proportionnelle) mais, on est limité par la stabilité du système.

Le rôle de l'action P est de réduire l'erreur de réglage. On utilise un régulateur P lorsque la précision n'est pas importante.

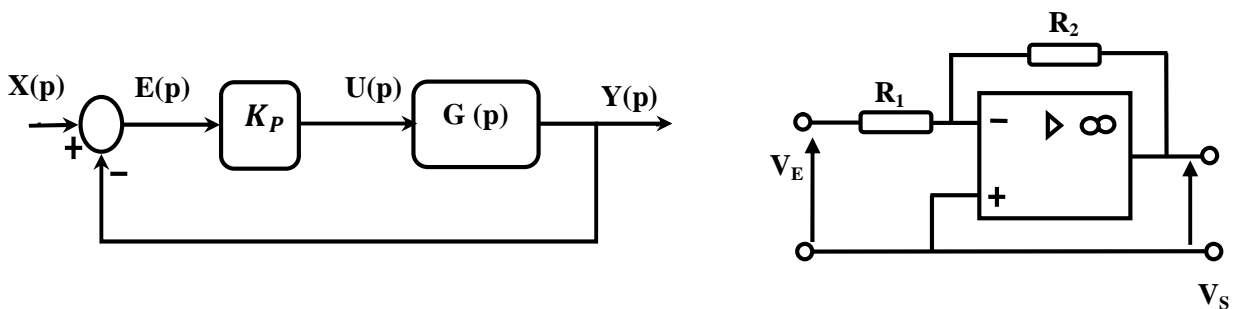


Figure IV.7- Schéma bloc et électrique d'un régulateur P

$$U(t) = K_p E(t) \qquad \left[\begin{matrix} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 \end{matrix} \right] \Rightarrow G_R(S) = - \frac{V_S(S)}{V_e(S)} = \frac{R_2}{R_1} = K_P$$

Ce contrôleur est caractérisé par :

- Un gain K_p inférieur à l'unité qui permet d'accroître la stabilité mais, en même temps engendre un décroissement de la précision.
- Un gain K_p supérieur à l'unité qui permet d'accroître la précision mais cette fois, engendre un décroissement de la stabilité.

IV.6.2-Régulation à action intégrale (I)

L'action intégrale complète l'action proportionnelle .Elle permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Afin de rendre le système dynamique (diminuer le temps de réponse), on diminue l'action intégrale. Il est de loin le plus utilisé car sa conception est simple (amplificateur) et facile à mettre en œuvre.

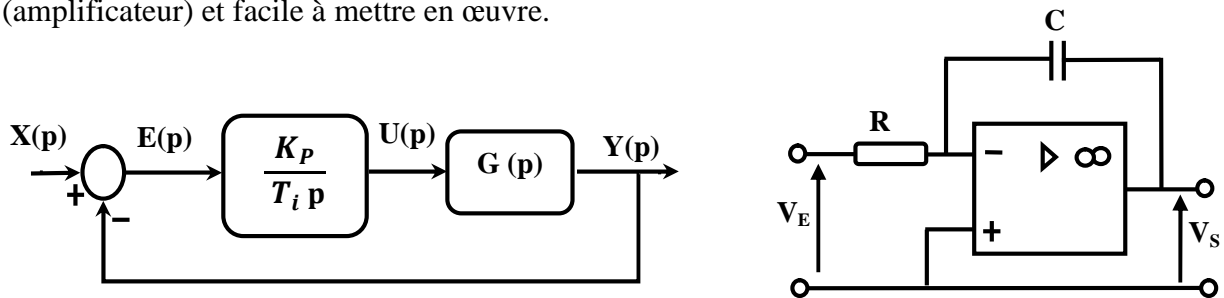


Figure IV.8- Schéma bloc et électrique d'un régulateur I

$$U(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t E(t) dt \quad \left[\begin{matrix} Z_1 = R \\ Z_2 = 1/CS \end{matrix} \right] \Rightarrow G_R(S) = -\frac{V_S(S)}{V_e(S)} = \frac{1}{RC S} = \frac{1}{T_i S}$$

T_i : est appelée la constante du temps d'intégration.

L'action intégrale augmente le gain et diminue la phase aux faibles fréquences. Si T_i augmente, la contribution de l'intégration diminue. Le système rejette plus lentement les perturbations. Inversement si T_i diminue, le système réagit plus rapidement sans laisser au système le temps de démarrer progressivement, le dépassement sur la sortie s'amplifie mais revient à zéro en régime permanent.

IV.6.3-Régulation à action (PI)

Le régulateur PI (action proportionnelle intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I, il permet d'améliorer le régime permanent et le régime transitoire. Le rôle principal de l'action intégrale est d'éliminer l'erreur statique. Toutefois l'augmentation de l'action intégrale produit une instabilité. Dans l'industrie, on utilisera l'action I chaque fois que nous avons besoin, pour des raisons technologiques, d'avoir une précision parfaite. Exemple : la régulation de la pression ou température dans un réacteur nucléaire. De plus, il faut souligner que l'action I est un filtre donc il est intéressant de l'utiliser pour le réglage des paramètres très dynamiques telle que la pression.

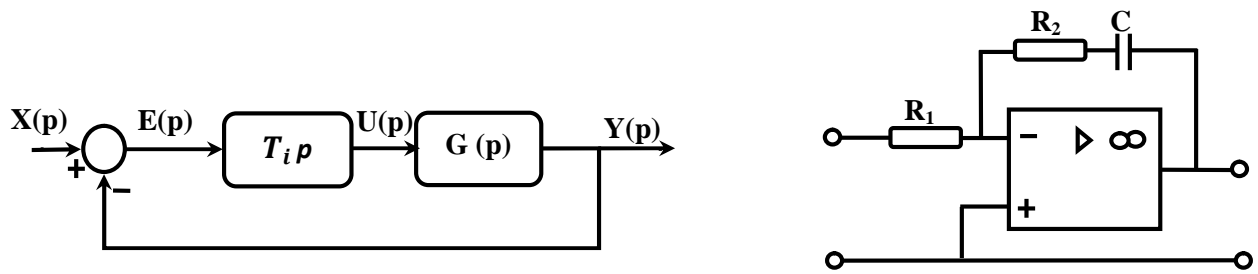


Figure IV.9- Schéma bloc et électrique d'un régulateur PI

$$U(t) = Kp \left(\delta(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t E(t) dt \right) \quad \left[\begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 + (1/CS) \end{array} \right] \Rightarrow G_R(S) = - \frac{V_S(S)}{V_e(S)} = \frac{1 + R_2CS}{R_1CS}$$

$$U(t) = Kp \left(1 + \frac{1}{T_i P} \right) \quad = \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1CS}$$

Où : $\frac{R_2}{R_1} = K_p$ $R_1C = T_i$: la constante d'intégration .On obtient : $G_R(S) = K_p + \frac{1}{T_i S}$

Où K_p est la constante proportionnelle et T_i la constante de l'action intégrale, les constantes précédentes sont ajustables. La constante T_i ajuste l'action intégrale, tandis qu'un changement de K_p affecte l'action proportionnelle et l'action intégrale.

IV.7-Rôle du régulateur

Les objectifs principaux, lors d'un asservissement d'un système, sont :

- augmenter la stabilité.
- augmenter la précision, et en particulier diminuer l'erreur statique .
- augmenter la bande passante.
- diminuer le temps de réponse.

IV.8-Schéma de principe de la régulation

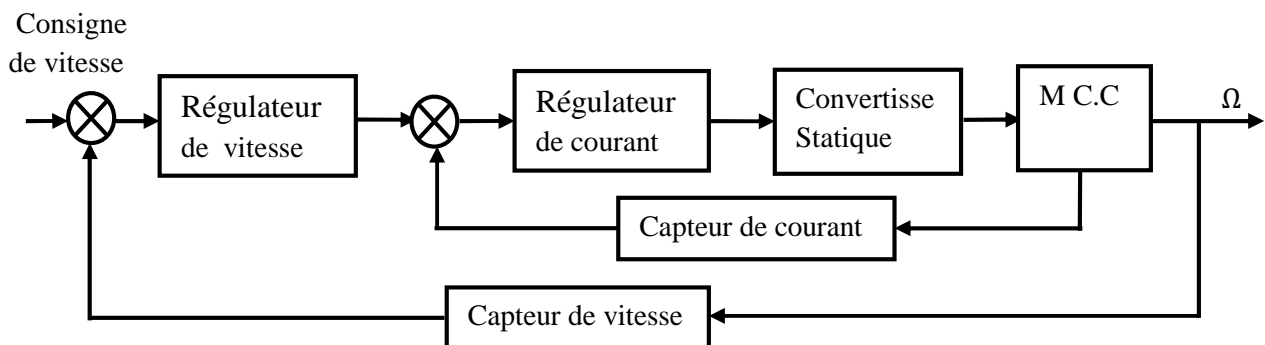


Figure IV.10-La régulation en cascade de l'association « Convertisseur statique -M.C.C. ».

Le schéma complet de contrôle du moteur à courant continu est représenté par la Figure (IV.10) il fait tenir compte de la structure de réglage en cascade. Cette structure nécessite une décomposition en deux sous-systèmes : un pour le réglage du courant d'induit et l'autre pour le réglage de la vitesse de rotation. Comme la constante de temps électrique est plus faible que la constante de temps mécanique, la boucle interne (qui doit être la plus rapide) contrôle le courant, la boucle externe contrôle la vitesse.

Dans cette structure, la tension de sortie du régulateur de vitesse sert de référence au régulateur de courant, c'est l'image du courant (donc du couple) désiré, en compte de considération la limitation du courant pour la sécurité de la machine.

Un système asservi doit être suffisamment robuste pour garantir trois niveaux des performances :

- Stabilité.
- Une bonne précision statique.
- Une rapidité suffisante.

IV.9-L'association « Hacheur à IGBT– Moteur à C.C »

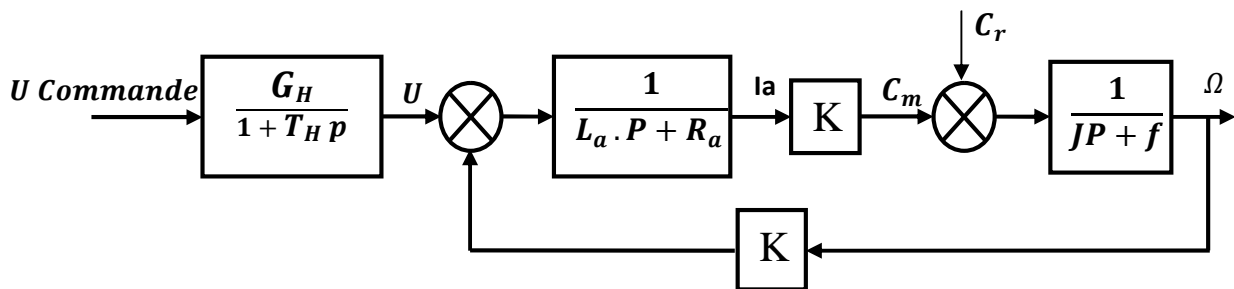


Figure IV.11-Diagramme fonctionnel de la commande par l'induit.

La Fonction de transfert du hacheur est :
$$\frac{G_H}{1+T_H p} \tag{IV.01}$$

G_H : Gain d'hacheur. T_H : Constant de temps d'hacheur (Temps de retard à l'amorçage)

G_H = (la tension d'alimentation du hacheur / la tension d'alimentation de commande)

= 24v / 5v = 4.8

Avec
$$T_H = \frac{1}{2} T = \frac{1}{2F} = \frac{1}{2 \cdot 1000} = 0.0005 \tag{IV.02}$$

Donc la fonction de transfert du hacheur est :
$$\frac{4.8}{1+ 0.0005p} \tag{IV.03}$$

IV.10-Les capteurs

Les commandes de machines exigent des mesures donc des capteurs sauf dans certains cas particuliers ou l'on accepte des performances limitées et ou l'on économise des composants. Les variateurs de vitesse comprennent le plus souvent des capteurs de courant et de vitesse. Pour les commandes en position un capteur supplémentaire est nécessaire.

IV.10.1-Capteur de courant

On utilise couramment plusieurs types de capteurs :

- Les capteurs résistifs (résistance peu inductives) sont placés en série sur le circuit d'induit. La mesure n'est pas isolée galvaniquement de la puissance. Sauf si l'on utilise un étage d'isolement.
- On emploie également des transformateurs de courant situés sur la source alternative ; un circuit électronique reconstitue le courant redressé, les performances dynamiques étant alors diminuées.
- Les capteurs les plus performants (isolation galvanique, bande passante élevée) utilisent des sondes à effet Hall.
 - Les sorties de tous ces capteurs sont des tensions et leurs gains que nous noterons K_{cc} , sont homogènes à des résistances.

Calcul du facteur de transfert

Il est déterminé d'après la formule suivante : $G_{ci}(p) = K_{cc} \frac{1}{1+\tau_{cc}p}$ (IV.04)

K_{cc} : Gain de capteur du courant.

τ_{cc} : Constante de temps du capteur du courant.

$$K_{cc} = \frac{U \text{ (tension d'alimentation de commande)}}{I \text{ (admissible d'induit)}} = \frac{5}{2.5 \cdot 2} = 1 \quad (\text{IV.05})$$

✓ **Constante de temps τ_{cc}**

Cette constante est égale à celle du temps du filtre placé à la sortie du transformateur de compensation et sa valeur égale à $\tau_{cc} = 0.005s$

❖ **Fonction de transfert du capteur de courant**

La fonction de transfert du capteur de courant est :

$$G_{ci}(p) = K_{cc} \frac{1}{1+\tau_{cc} p} = \frac{1}{1+0.005p} \quad (\text{IV.06})$$

IV.10.2-Capteur de vitesse

On utilise deux familles de capteurs.

- Le plus représentatif des capteurs analogique est la génératrice tackymétrique, petite machine à courant continu délivrant une tension de sortie proportionnelle à la vitesse ; on notera K_{cv} le gain de ce capteur.
- Les capteur incrémentaux sont en fait des capteurs le position ; on déduit la vitesse par comptage des impulsions pendant un temps donné ou par mesure du temps séparant deux impulsions.
 - Ces deux types de capteurs perdent leur précision en basse vitesse
Avec K_{cv} : gain du capteur de vitesse (tacky génératrice) ce facteur est obtenu comme suit:

La tension de sortie du capteur de vitesse doit être égale à **5V** quand la vitesse est maximale ($w_{Max}=314\text{rd/s}$).

$$K_{cv} = \frac{U_{cm-max}}{W_{max}} = \frac{5}{314} = 0.016 \quad (\text{IV.07})$$

IV.11-L'association (Correcteur PI- Convertisseur – Moteur C.C)

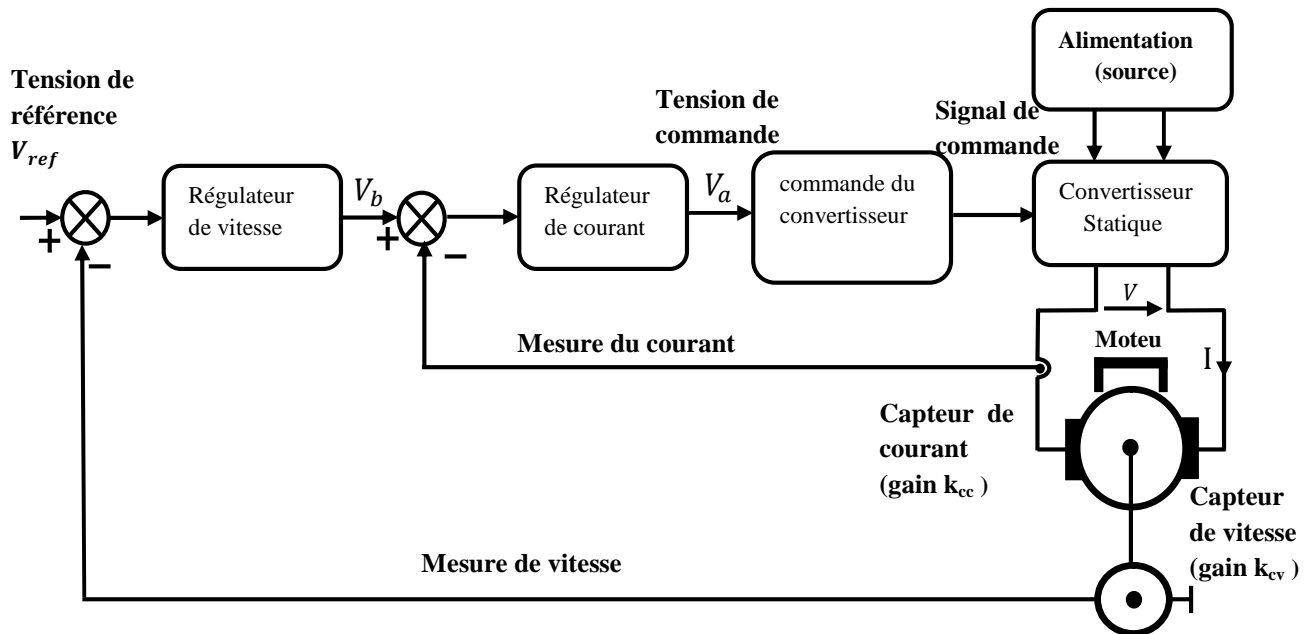


Figure IV.12-Schéma de l'association (Correcteur PI- Convertisseur – Moteur C.C)

IV.11.1-Dimensionnement des régulateurs de courant d’induit et de vitesse

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus, et les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. En pratique, on utilise le plus souvent une méthode particulière : la méthode de **l'optimum symétrique**. Elle a l'avantage d'être simple, facile à mettre en œuvre et facile à implanter; c'est quasi un standard. Elle conduit à des systèmes très stables, peu sensibles aux variations des paramètres ; elle est donc bien adaptée à des systèmes ou une partie de la modélisation est approximative. En fin, elle est parfaitement adaptée à des systèmes structurés en boucles internes que l'on veut calculer successivement, de façon découplée.

➤ **Principe de la méthode**

Cette méthode s'applique directement aux systèmes du deuxième ordre, dont la fonction de transfert est donnée figure(IV.13) par :

$$F_1(p) = \frac{1}{\tau_a p(1+\tau_b p)} \tag{IV.08}$$

Que l'on règle avec un correcteur proportionnel-intégral : $C(p) = k \frac{1+\tau p}{\tau p}$

avec k gain du régulateur . τ, τ_a, τ_b constantes de temps du correcteur et du modèle.

Le système totale est caractérisé par les fonction de transfert suivantes :

➤ En boucle ouverte :

$$F(p) = \frac{K}{\tau_a \tau} \frac{1}{p^2} \frac{1+\tau p}{1+\tau_b p} \quad (IV.09)$$

➤ En boucle fermée :

$$F(p) = \frac{F(p)}{1+F(p)} = \frac{1+\tau p}{1+\tau p + (\frac{\tau \tau_a}{k})p^2 + (\frac{\tau \tau_a \tau_b}{k})p^3} \quad (IV.10)$$

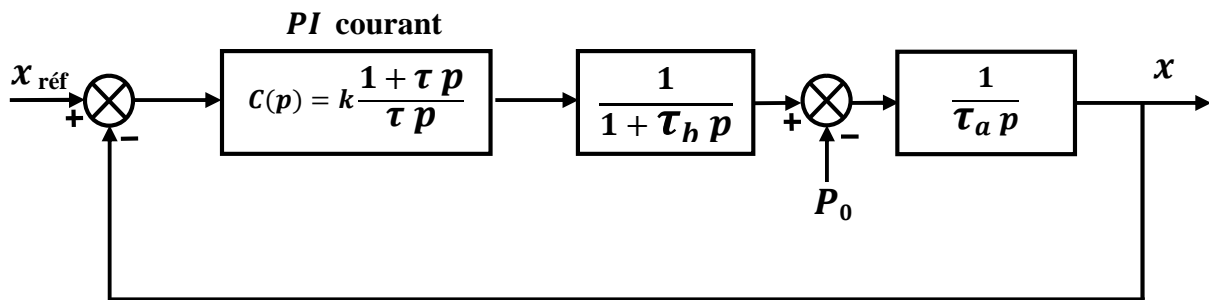


Figure IV .13- La boucle du courant.

Le coefficient d'avance de phase a par : $a = \tau / \tau_b$

On en déduit les résultats suivants :

$$\tau = a \tau_b$$

$$k = \frac{1}{\sqrt{a}} \frac{\tau_a}{\tau_b}$$

IV.11.2-Schéma fonctionnel de l'association convertisseur- MC.C

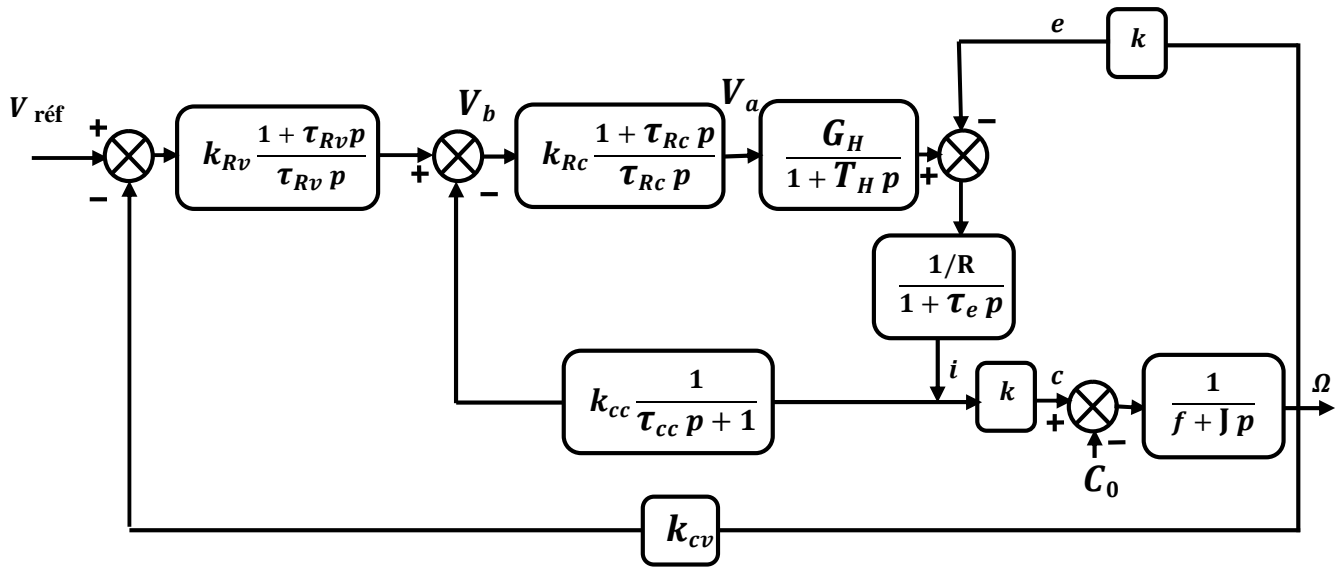


Figure IV .14- Schéma fonctionnel d'un variateur de vitesse

La figure (IV .14) présente le schéma fonctionnel (et la modélisation d'une structure typique de variateur de vitesse, les régulateurs sont de type **PI**)

- k_{cc} et k_{cv} sont respectivement les gains du capteur de courant et de vitesse .
- k_{Rc} et k_{Rv} sont respectivement les gains du régulateur de courant et du régulateur de vitesse , T_H est la constante de temps du convertisseur.
- τ_{Rc} et τ_{Rv} sont respectivement les constantes de temps des régulateurs de courant et de vitesse .
- τ_a et τ_b sont les constantes de temps du modèle pour la méthode de *l'optimum symétrique*
- τ_e est la constante de temps électrique .

IV.11.3-Schéma bloc du réglage de courant d'induit

Le schéma de principe de régulation du courant d'induit est représenté par la figure(IV .15)

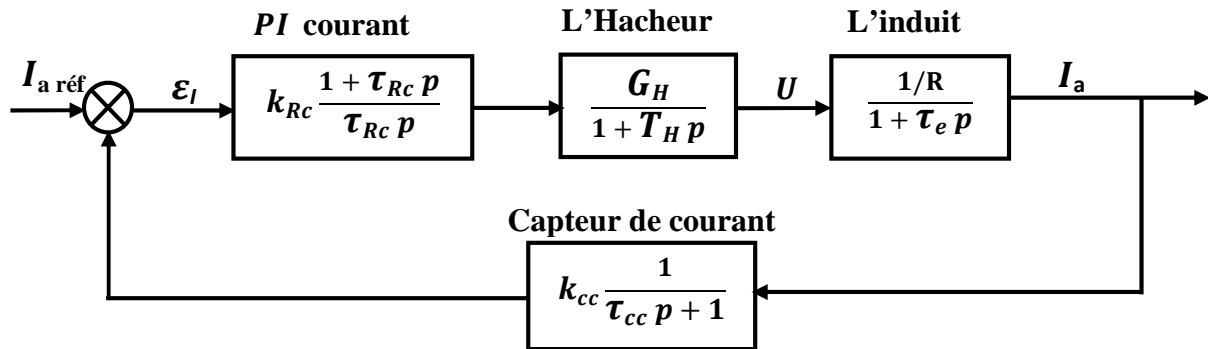


Figure IV .15- Schéma bloc du réglage de courant d'induit.

K_{Rc} : Gain de correcteur du courant.

τ_{Rc} : Constant de temps du courant.

Le courant de consigne $I_a \text{ réf}$ est comparé au courant du moteur I_a .Le système réagit de sorte que l'erreur de courant ϵ_I s'annule. Si ϵ_I augmenté, la tension U appliquée au moteur augmente, le moteur accélère. Si ϵ_I diminue, U diminue, le moteur ralentit. Cette boucle constitue une sécurité pour la machine. En effet, si on limite $I_a \text{ réf}$ à la valeur nominale du courant de moteur, on limite l'échauffement de la machine à sa valeur normale. Le limiteur de courant empêche qu'au démarrage l'appel de courant ne soit trop important.

IV.11.3.1-Synthèse du régulateur de courant :

On considère la boucle de courant .la fonction de transfert en boucle ouvert, exact, puis simplifiée, s'écrivent :

$$F_i(p) = \frac{K_{Rc} K_{CC} G_H}{R \tau_{Rc} p} \frac{1 + \tau_{Rc} p}{(1 + T_H p)(1 + \tau_e p)(1 + \tau_{CC} p)} \tag{IV.11}$$

$$F_i(p) \approx \frac{K_{Rc} K_{CC} G_H}{R \tau_e \tau_{Rc}} \frac{1 + \tau_{Rc} p}{p^2 [1 + (T_H + \tau_{CC}) p]} \tag{IV.12}$$

L'approximation est conforme au modèle standard et on peut appliquer les résultats de la méthode de l'optimum symétrique .On choisit le coefficient d'avance de phase (a_i) et obtient [16]

$$K_{Rc} = \frac{1}{\sqrt{a_i}} \frac{R \tau_e}{G_H K_{cc}} \frac{1}{T_H + \tau_{cc}} \tag{IV.13}$$

$$\tau_{Rc} = a_i (T_H + \tau_{cc}) \tag{IV.14}$$

$$\omega_{c0i} = \frac{1}{\sqrt{a_i} (T_H + \tau_{cc})} \tag{IV.15}$$

$$K_{Rc} = \frac{1}{\sqrt{4}} \frac{2.6 * 0.001}{4.8 * 1} \frac{1}{0.0005 + 0.005} = 0.05$$

$$\tau_{Rc} = 4(0.0005 + 0.005) = 0.022$$

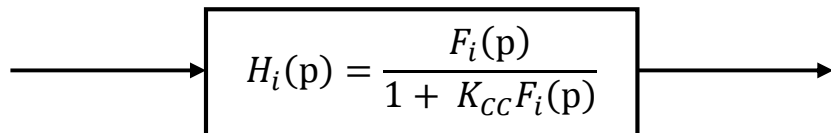
$$\omega_{c0i} = \frac{1}{\sqrt{4} (0.0005 + 0.005)} = 90.91$$

a_i : le coefficient d'avance de phase de courant.

La pulsation de coupure vaut alors :

$$\omega_{c0i} = \frac{1}{\sqrt{a_i} (T_H + \tau_{cc})} \tag{IV.16}$$

La boucle fermée :



donc :

Les figures présentes présentes une comparaison des diagrammes du gain de la boucle fermée obtenu avec le modèle complet sans compensation du zéro, et avec le modèle simplifié suivant :

$$H_i(p) = \frac{1}{K_{cc}} \frac{1}{1 + \left(\frac{p}{\omega_{c0i}}\right)} \tag{IV.17}$$

IV.11.4-Schéma bloc du réglage de la vitesse de rotation

Le schéma de principe de régulation de la vitesse de rotation est représenté par la figure (IV .16)

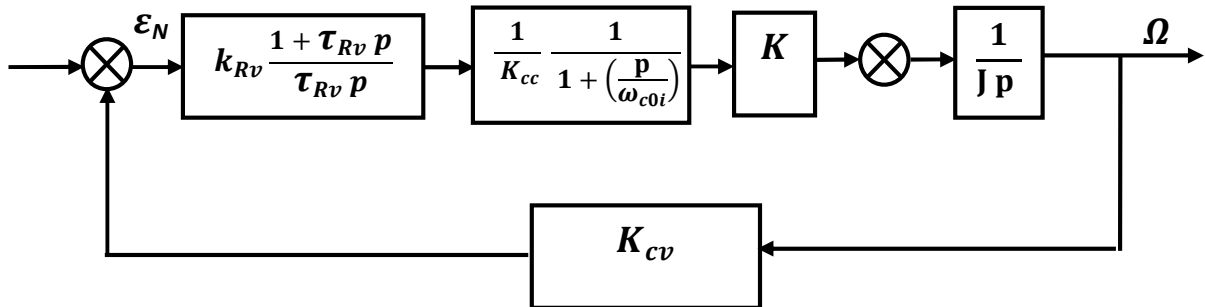


Figure IV .16- Schéma bloc du réglage de la vitesse de rotation

k_{Rv} : Gain de régulateur de la vitesse.

K_{cv} : Gain de capteur de la vitesse.

τ_{Rv} : Constante de temps de régulateur de la vitesse.

Le système réagit de sorte que l'erreur de vitesse ϵ_N (issue de la comparaison de la consigne de vitesse $\Omega_{réf}$ et du retour vitesse Ω) s'annule. Si ϵ_N augmente, $\Omega_{réf}$ augmente, $I_{réf}$ augmente U augmente: la vitesse du moteur augmente. Si Ω diminue, la vitesse diminue. Le branchement de la tachymétrie est important: s'il n'a pas la polarité correcte ou s'il est inexistant, l'erreur de vitesse e_n reste grande, voire augmente. La tension U tend vers son maximum, et en fonction du variateur et des réglages effectués, peut entraîner une vitesse excessive de la machine. Il faut choisir un régulateur **PI** les constantes de temps seront dessinées. par τ_{Rv} et τ_{Rc} pour le traitement pseudo continu en fait appel a la fonction de transfert $G_i(p)$ elle d'écrit approximativement le circuit de réglage interne, ainsi quelles défèrent retard introduits par réglage numérique (μc).

IV.11.4.1-Synthèse du régulateur de vitesse

La régulation de vitesse est symbolisée sur la figure présidente. La boucle de courant est assimilée à u n système du premier ordre. La fonction de transfert en boucle ouvert est :

$$F_n(p) = \frac{k_{Rv}}{\tau_{Rv}} \frac{k K_{cv}}{j k_{cc}} \frac{1}{p^2} \frac{1 + \tau_{Rv}p}{1 + \left(\frac{p}{\omega_{c0i}}\right)} \tag{IV.18}$$

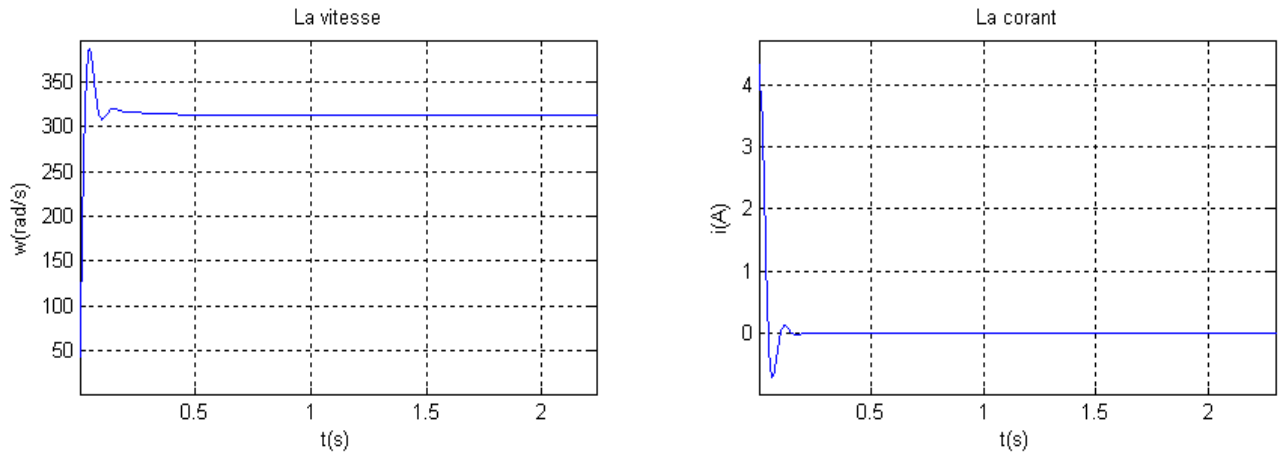


Figure IV .18- Formes de vitesse et de courant à vide

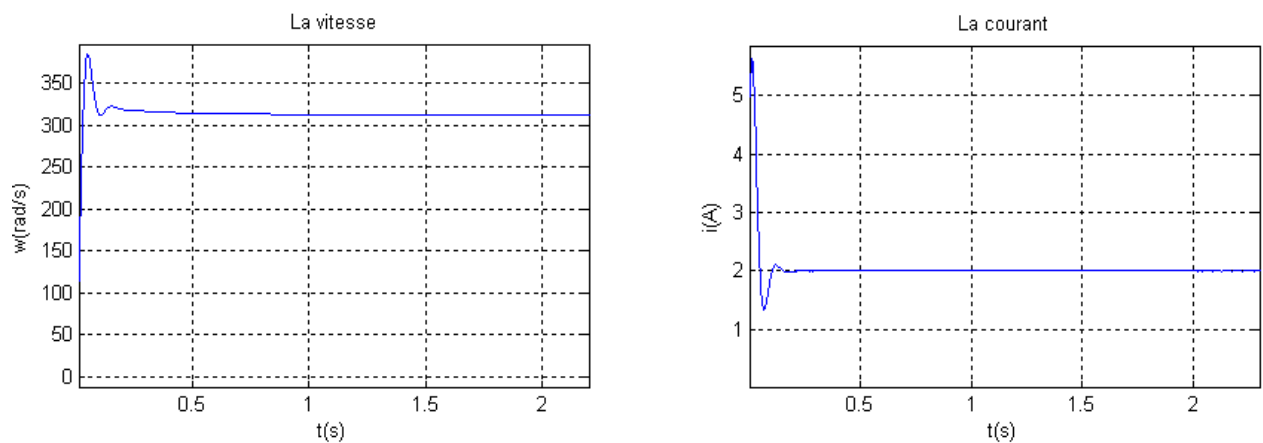


Figure IV .19- Formes de vitesse et de courant en charge
(couple résistant = 0.12N.m)

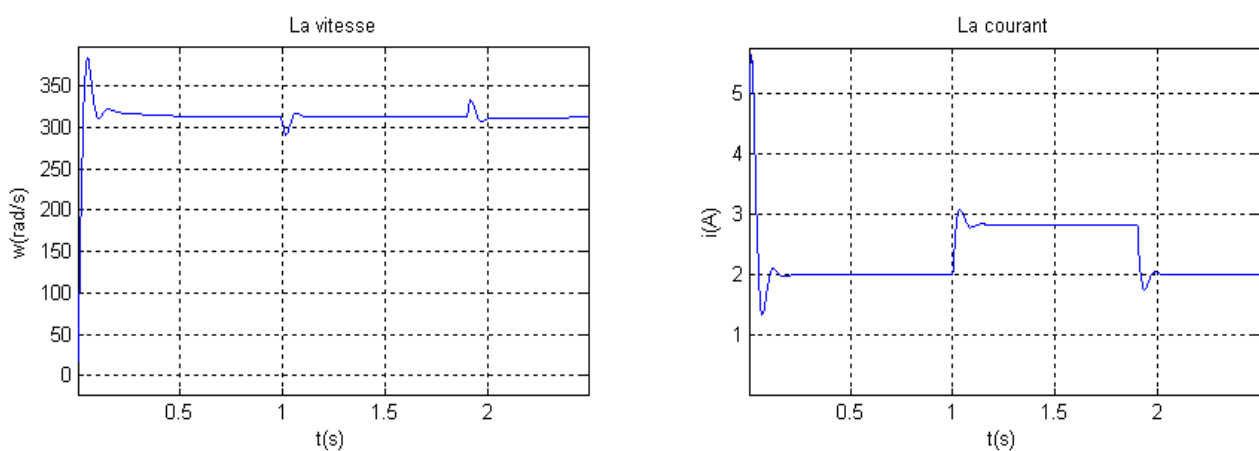


Figure IV .20- Formes de vitesse et de courant en charge avec perturbation
(couple résistant = 0.12N.m)

IV.13-Interprétation

A l'instant d'application de la perturbation le courant varie brusquement d'un état à un autre état à supérieur figure(IV.20),cet état continu jusqu' à la fin de la perturbation ou le courant retourne à son état initial.

Mais la vitesse varie de façon inverse que le courants elle diminue à l'instant de l'application de la perturbation puis rentre au régime .A la fin de la perturbation elle augmente et retourne finalement à son état initial (la régulation fonctionne convenablement).

IV.14-Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traités un réglage du courant et de vitesse en cascade afin d'améliorer les performances du moteur à courant continu et limiter le courant circulant dans l'induit, ce qui à un effet favorable sur le problème d'échauffement du moteur à courant continu .

V.1-Introduction

Après l'étude théorique présentée dans les chapitres précédents, dans le présent chapitre on aborde le problème de la réalisation pratique de la commande en vitesse de la machine à courant continu à aimant permanent par hacheur série (un seul quadrant) avec régulateur de vitesse .

V.2-Schéma de principe de la réalisation

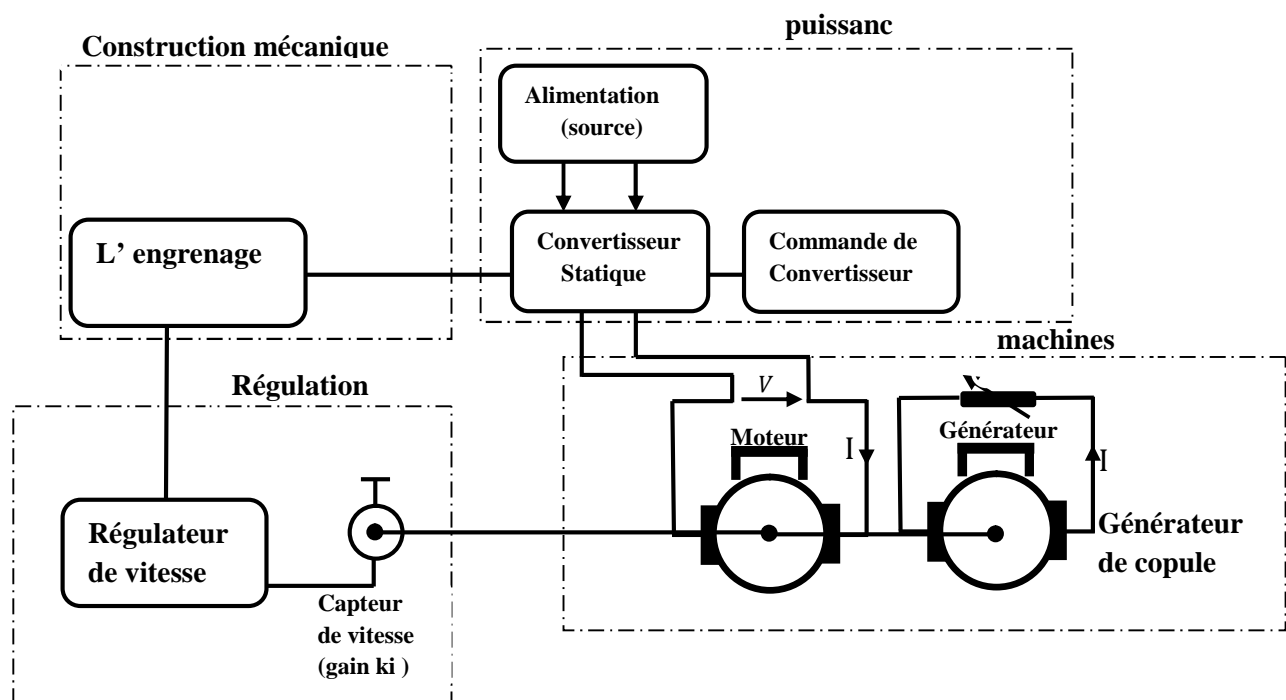


Figure .V.1-Schéma de principe (structure de réalisation pratique)

Cette réalisation pratique est répartie comme suit :

- Partie puissance :touts les circuits de puissance (alimentations , hacheur , commande de hacheur)
- Partie machine (moteur à aimant permanent , et génératrice (générateur de couple))
- Partie régulation (circuit de régulation de la vitesse)
- Partie construction mécanique (l'engrenage et vis sans fin)

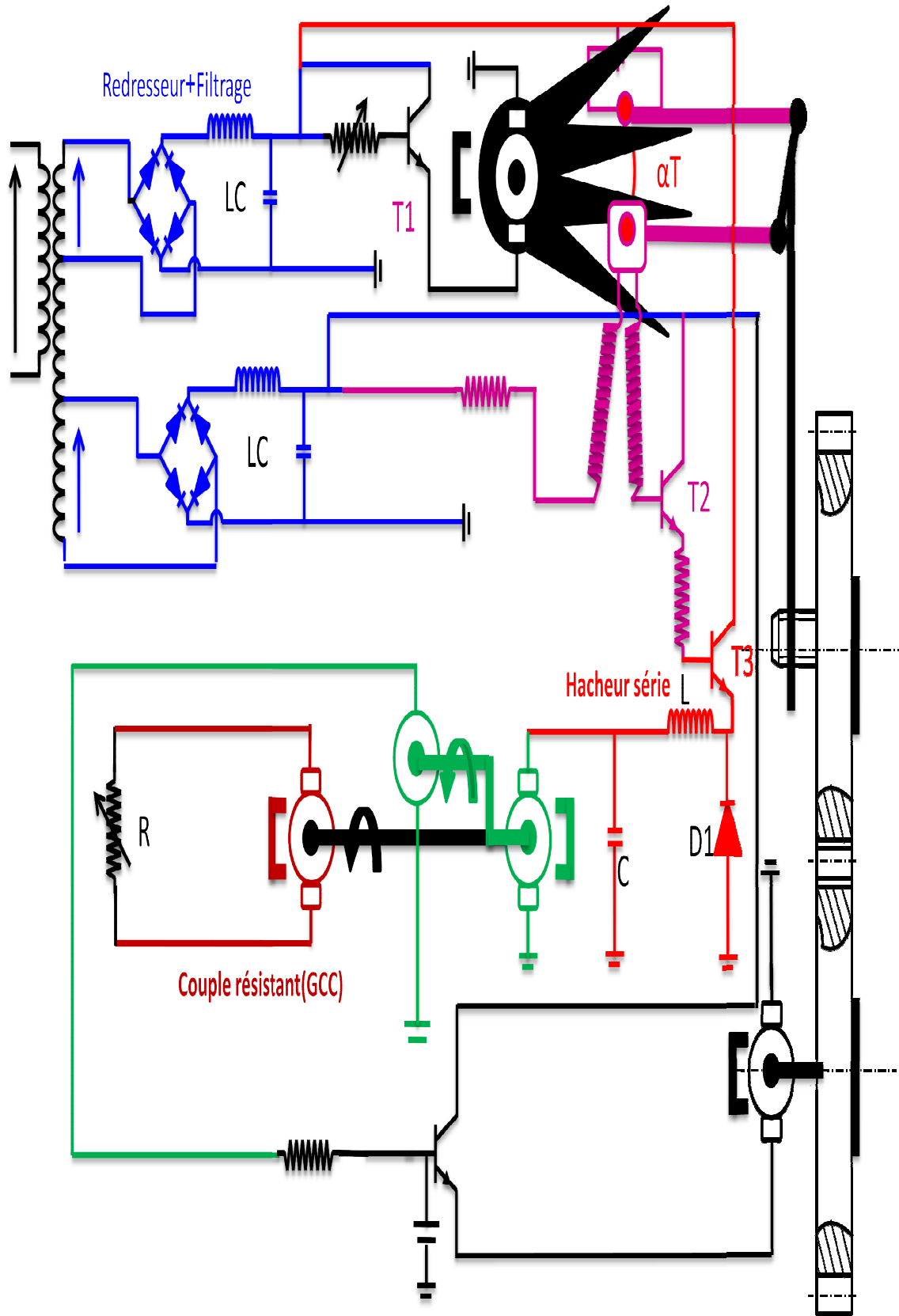


Figure .V. 2-Schéma électrique de la réalisation de l'association hacheur -moteur courant continu

V.4- Constitution du réalisation pratique

V.4.1- partie puissance

V.4.1.1-Les alimentations

Les montages de base nécessaires pour la mise en marche de la réalisation, sont les alimentations. On trouve l'alimentation (12V) du transistor (BUY98AV) et l'alimentation (50V) de hacheur, On a utilisé des alimentations classiques basées sur le principe d'abaissement par un transformateur et le redressement par un pont à diodes. Un ou plusieurs condensateurs sont utilisés pour filtrer la tension redressée. La figure (V.3) représente deux alimentations classiques. Elle est adoptée pour sa simplicité de réalisation.

➤ Alimentation 50V

Choix des composants :

✓ Transformateur

Le secondaire du transformateur doit fournir une tension dont l'amplitude égale à :
 $V_{max} = \text{tension de sortie} + \text{seuil des diodes} + \text{ondulation} + \text{chute de tension aux bornes du régulateur}$

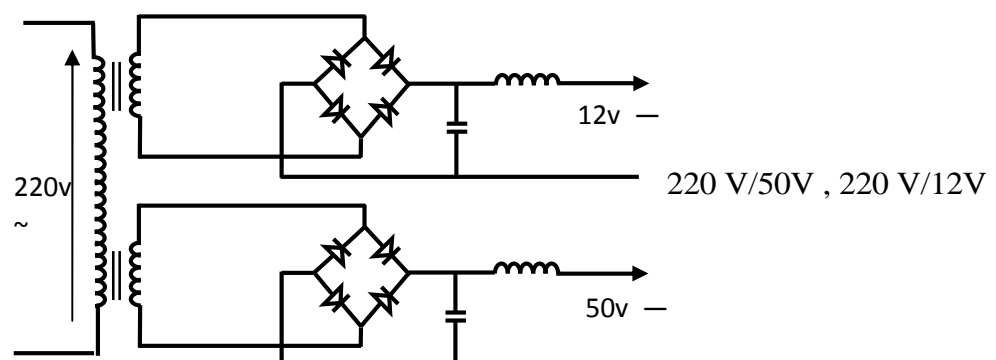


Figure .V.3- Deux alimentations classiques

✓ *Redresseur*

Les diodes doivent supporter une tension égale à deux fois l'amplitude de la tension secondaire du transformateur soit : $2V_{\max}=2*50*\sqrt{2}=142V$

Donc choisissons le pont de diodes dont la référence est MDA2501.

✓ *Condensateur de filtrage* $C_1=4700\mu F/63V$ ➤ **Alimentation 12V**

Chaque transistor doivent être alimentés par une alimentation séparée de 12V. Le schéma électrique de l'alimentation classique 12V figure (V.3) .

Choix des composants :

- ✓ Transformateur 220V/12 V
- ✓ Pont à diodes de référence D2SB96023
- ✓ Condensateurs 1000 μ F/63V et 100 μ F/35V.

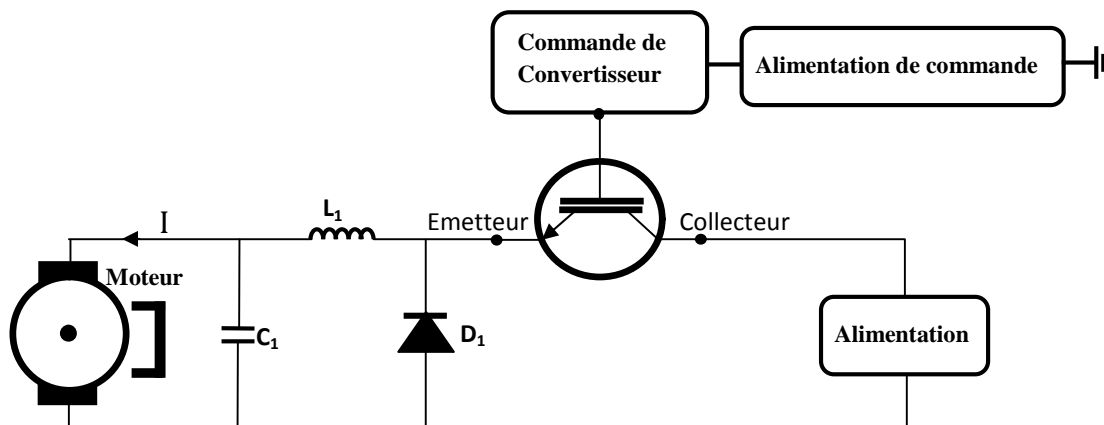
V.4.1.2-L'hacheur

Figure .V.4-Schéma électrique d'un hacheur série

L_1 : l'inductance de filtrage

C_1 : Condensateur de filtrage 6800 μ F/50V

D_1 : Diode roue libre de référence (MR-1C)

V.4.1.3-La commande d'hacheur

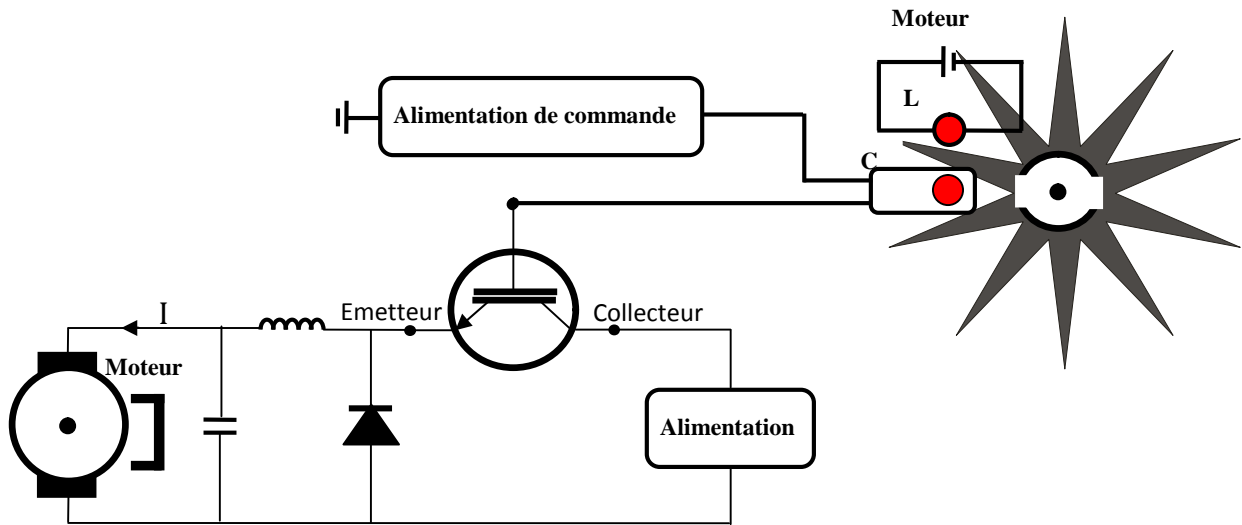


Figure .V.5 - Schéma électrique d'un hacheur série avec le circuit de commande

C : Capteur de référence CNY36

Pour varié le rapport cyclique (α) :

αT : le temps de fonctionnement du transistor

($T - \alpha T$) : le temps de blocage

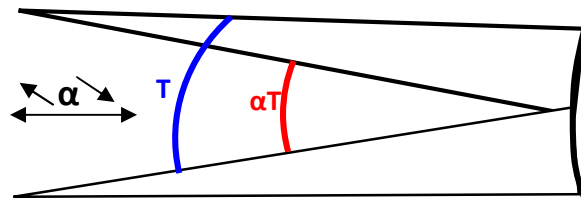


Figure .V.6 - L'état de fermeture et d'ouverture du transistor

✓ Pour varié la fréquence on utilise trois méthodes on :

1 -Change le disc

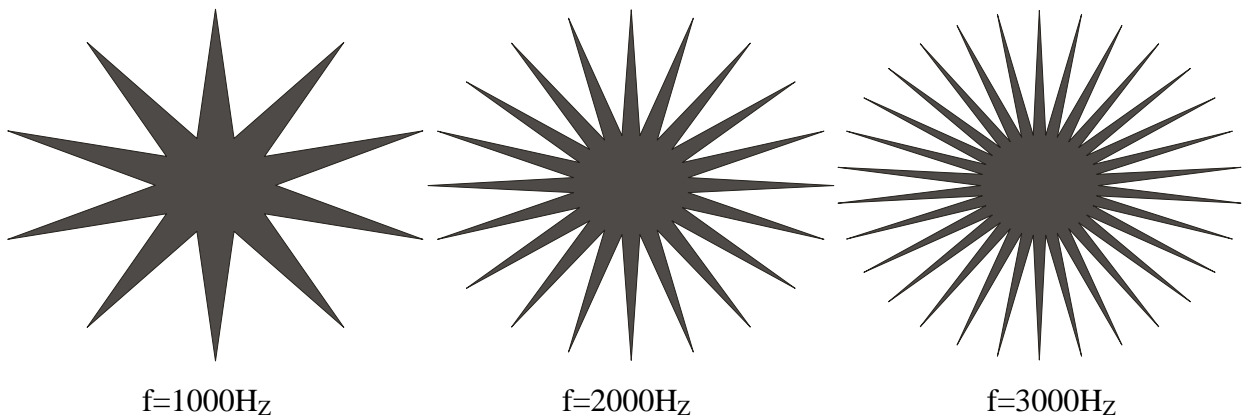


Figure .V.7 - Variation de la fréquence par changement du disc

2 -Augmente la vitesse

Pour augmenté la fréquence augmenté la vitesse de rotation du disc (vitesse de moteur) et pour augmenté la vitesse de rotation du disc la vitesse maximal augmenté le courant de base transistor bipolaire T_1 (CI909) $0 \longrightarrow I_{BMAX}$ par résistance variable en série avec la base de transistor .

3 - Augmente le nombre de capteur et lompe

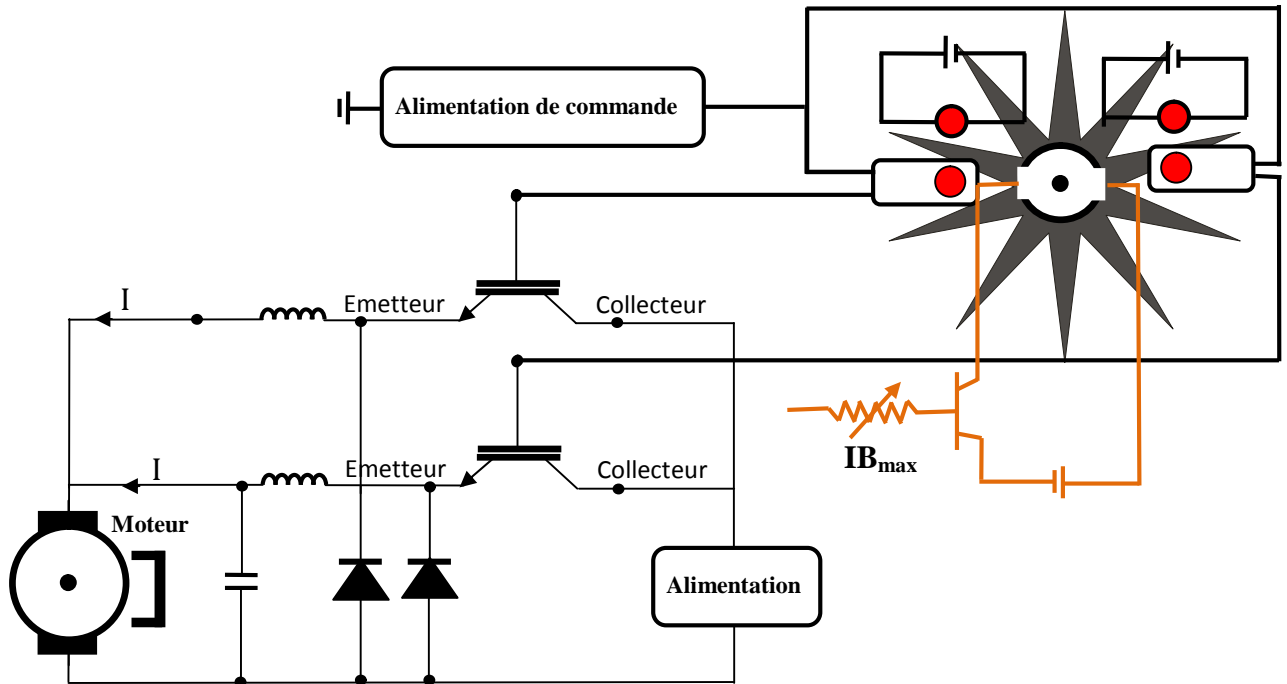


Figure .V.8 -Variation de fréquence par variation du nombre du capteur(C) et du lompe(L)

V.4.2- partie machine

On utilise un moteur à courant continu à aiment permanent, pour crée un couple résistant en utilise une génératrice montée sur le même arbre avec le moteur, et pour changée le couple résistante, en change le courant par résistance variable en série avec la génératrice

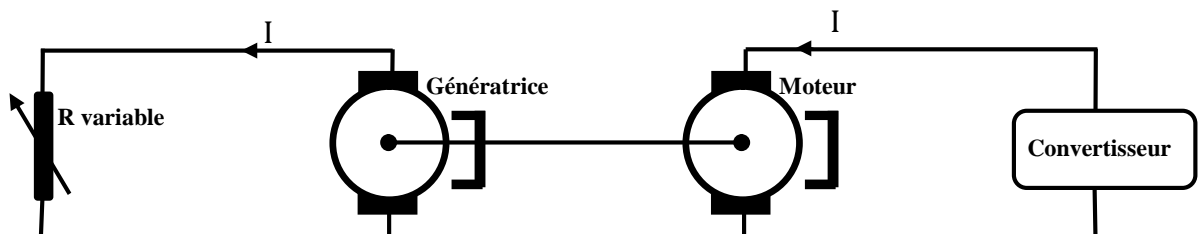


Figure .V.9- Moteur à C.C à aiment permanent sur le même arbre avec la génératrice

V.4.3-Partie régulation

Pour régler la diminution ou d'augmentation de vitesse de rotation en cas d'augmentation ou diminution de la charge on utilise le circuit suivant :

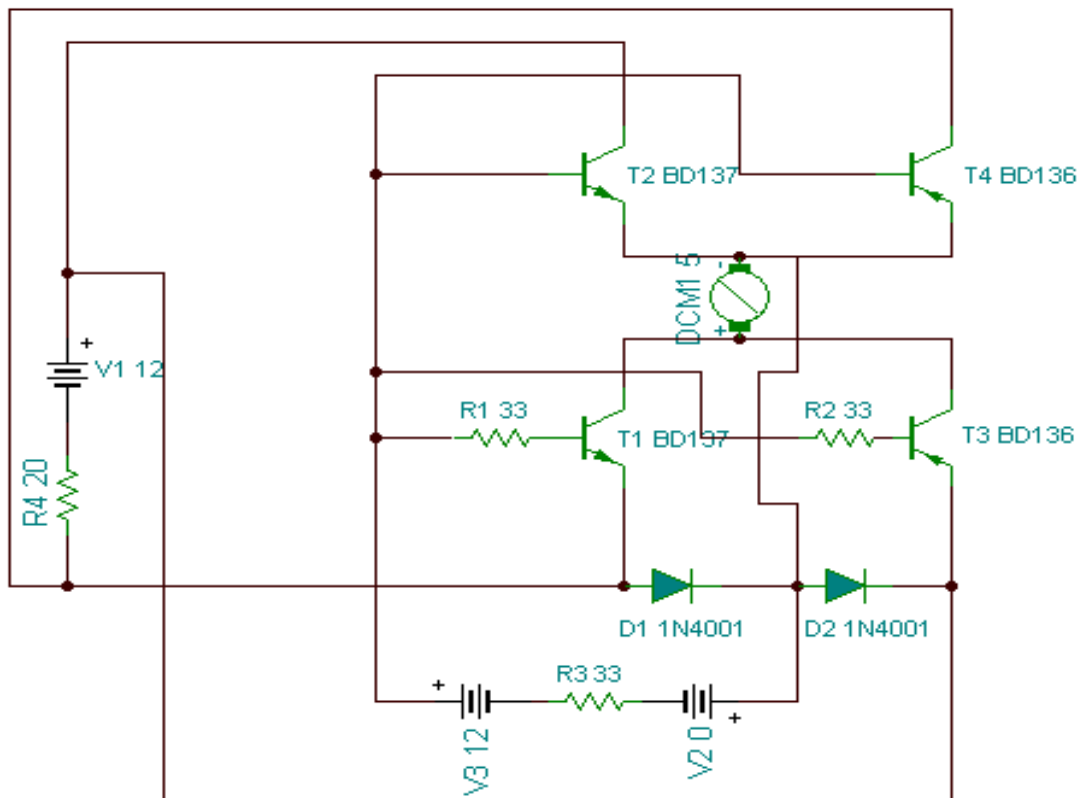
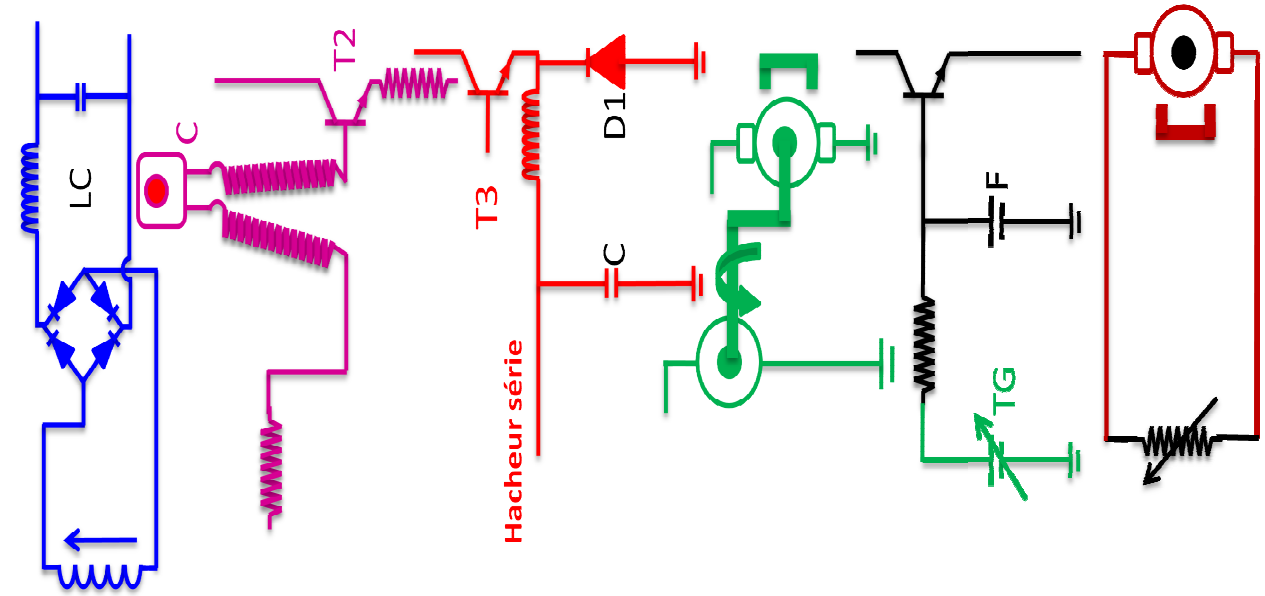


Figure .V.10- Schéma du régulation

Les composants électriques utilisés :

- ✓ Les transistors bipolaire : BD136 , JE340
- ✓ Les diodes : 1N4001
- ✓ Les résistances : $R_1 = R_2 = 33\Omega$.



un redresseur à diode monophasé, associé à un filtre LC Pour limiter l'ondulation du courant et de tension.

Un photo diode(capture C) supporte un courant max0.4mA on utilise T2 pour alimenter T3 Puisque T3 travail d'intervalle de i_B (10 60mA)

Hacheur série à base transistor

Moteur à courant continu à aimant permanent et tachy génératrice

System de regulation pour comparée entre référence F et tension de sortie dans tachy génératrice

une génératrice pour criée un couple Résistance par une résistante variable

V.6- Résultats des travail pratique

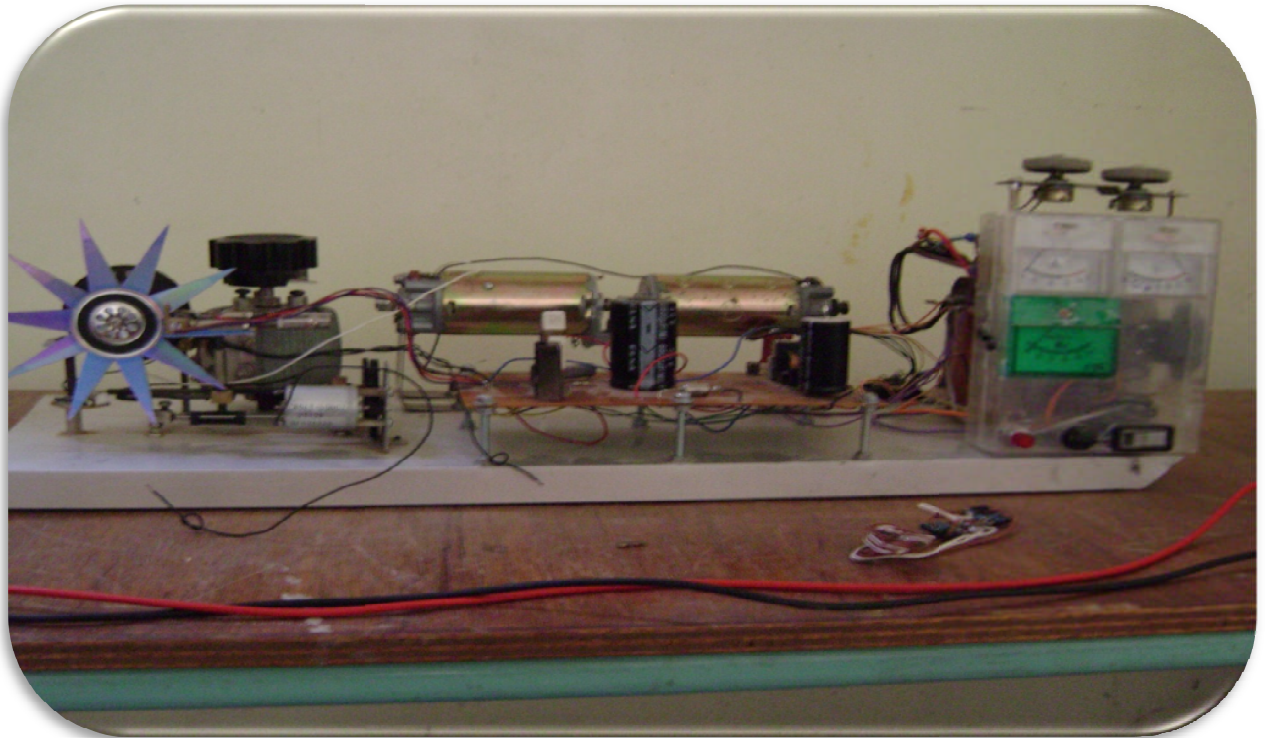


Figure .V.11- La réalisation pratique

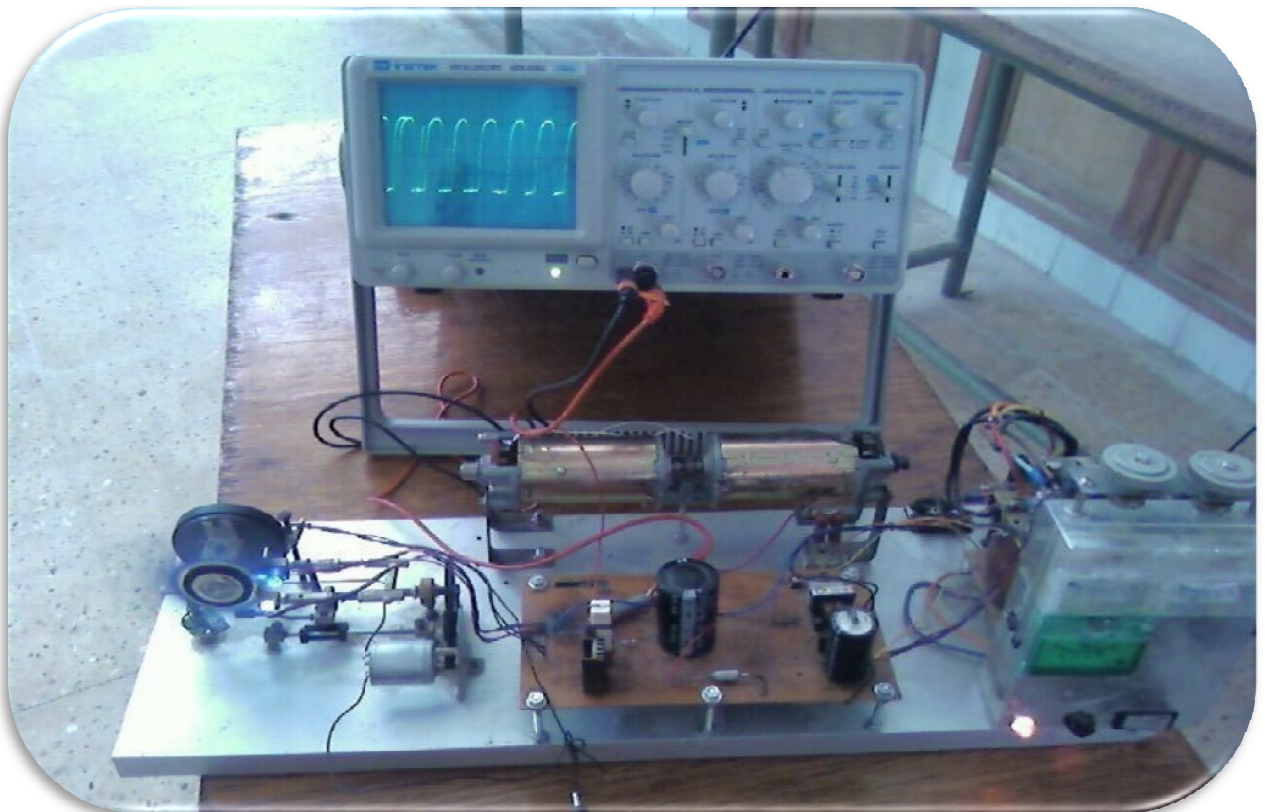


Figure .V.12- La mise en service

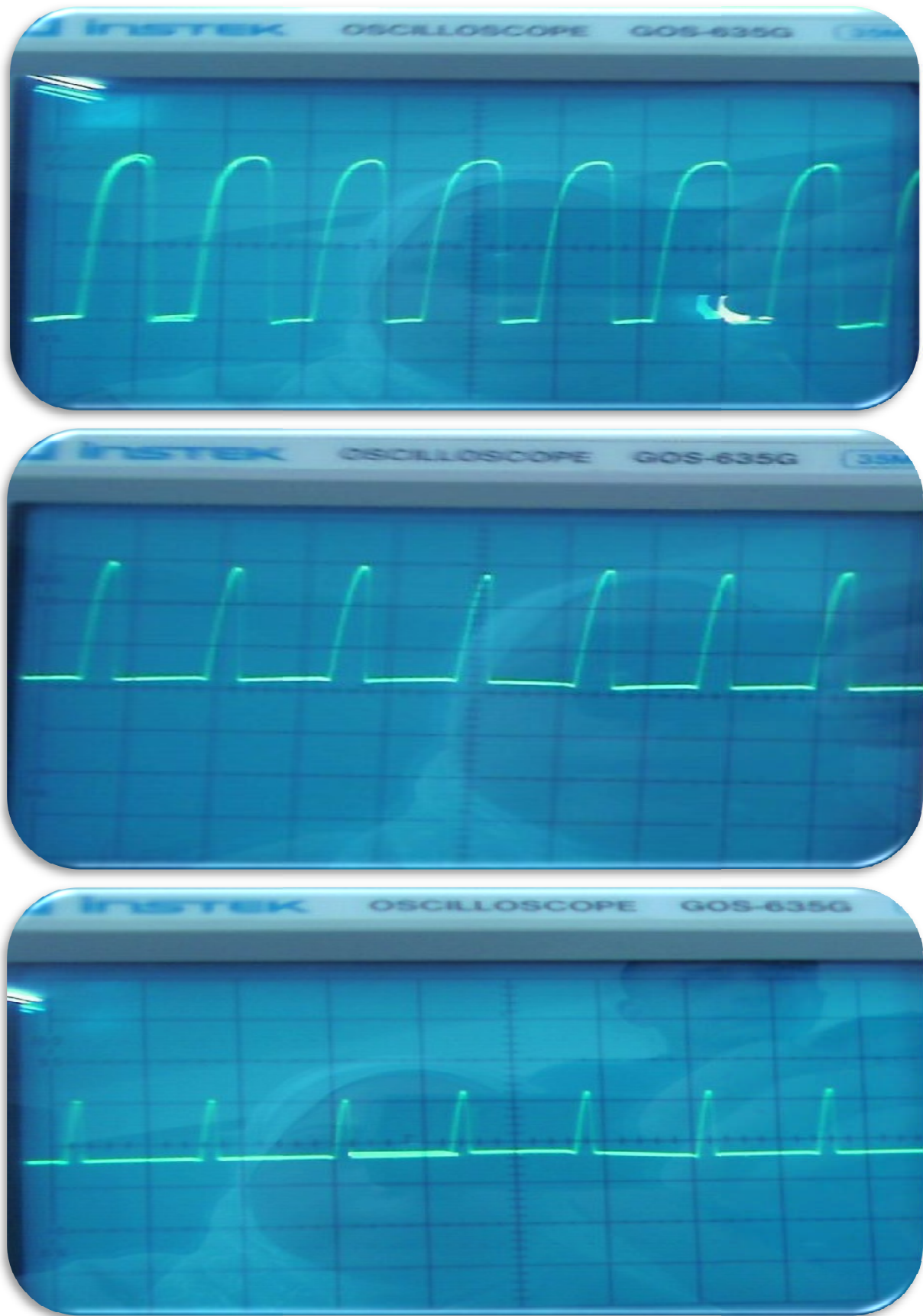


Figure .V.13- Signaux pour différentes valeurs de ' α '

Interprétation des résultats :

Figure V.13- a :

Calibre tension 5V/ Div
Calibre temps 0.5ms/ Div
U charge (moteur) 11.8V

Figure V.13- b :

Calibre tension 5V/ Div
Calibre temps 0.5ms/ Div
U charge (moteur) 13.30V

Figure V.13- c :

Calibre tension 5V/ Div
Calibre temps 0.5ms/ Div
U charge (moteur) 19.97V

D'après les formes d'ondes présentées ci-contre Figure (V.13). on note que la tension de sortie est proportionnelle du rapport cyclique (α). On remarque que la tension diminue lorsque le rapport cyclique (α) augmente.

v.7 –Conclusion

Dans ce chapitre nous avons réalisé un système de régulation d'un moteur à courant continu à aimant permanent par un hacheur série avec régulateur. Cette réalisation que nous avons fait nous à permis d'avoir quelques notions plus approfondies sur :

- ✓ Le fonctionnement des interrupteurs de puissance dans l'industrie (pratique) .
- ✓ L'association du hacheur a base transistor – moteur à courant continu à aimant permanent ce que nous amène à renforcer de plus en plus nos connaissances de base en : électronique de puissance – machine électrique – asservissement et régulation .
- ✓ La régulation de vitesse

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, on a procédé en premier temps à une étude théorique sur les générateurs, les récepteurs, le fonctionnement des interrupteurs de puissance et les diverses structures du convertisseur continu-continu, et présenté la simulation des différents types des convertisseurs statiques (les hacheurs).

Cette étude théorique présente une étude sur l'approche de régulation de moteur à courant continu à aimant permanent par un convertisseur statique à base des IGBT avec deux régulateurs PI .Pour les raisons de sécurité et de fiabilité, nous avons inclus dans la boucle d'asservissement de vitesse une boucle de régulation de courant, on fera la simulation de l'association après le calcul des paramètres de régulateurs de courant et de vitesse, on procède à la simulation de l'ensemble à base des schémas blocs.

La réalisation pratique dans ce mémoire représente avère un exemple de régulation analogique du moteur à courant continu à aimant permanent, Pour une raison d'optimisation de fonctionnement de la réalisation pratique ,on a réalisé et utilisé un hacheur série comme un amplificateur de puissance.

Ce projet nous a permis d'élargir nos connaissances et de connaître pratiquement l'utilisation des composants électroniques (les diodes, et les transistors...), et les composants passives (inductance, condensateur....) dans la commande électrique.

Annaxe

➤ PARAMETRES DE LA MACHINE A COURANT CONTINU :

- **Puissance nominale :** $P = 30\text{w}$
- **Tension nominale :** $U_d = 24\text{ v}$
- **Vitesse de rotation nominale :** $N = 3000\text{ tr/mn}$
- **Couple nominal :** $C_n = 0.096\text{ Nm}$
- **Courant nominal :** $I_n = 2\text{ A}$
- **Résistance d'induit :** $R_a = 3.5\Omega$
- **Inductance d'induit :** $L_a = 3\text{ mH}$
- **Moment d'inertie :** $J = 17.7 \cdot 10^6\text{ Kg.m}^2$

Bibliographie

- [1] Michel pinard « Convertisseurs et électronique de puissance », commande , description , mise en oeuvre , édition dunod 2007.
- [2] Robert baissière, francis la brique et guy séguier « Les Convertisseurs de l'électronique de puissance »,la conversion continu- continu, 2^{eme} édition entièrement refondue, édition dunod 1999
- [3] Guy seguier, « L'électronique de puissance » les fonctions de base et leurs principales applications, 7^{eme} édition, professeur à l'université des sciences et techniques de Lille. édition londres paris newyork1997.
- [4] J-P. Ferrieux, et F.Fourest ,«Alimentations à découpage convertisseurs à résoncence », principes-composents-modulisation ,édition dunod 1999.
- [5] Gilbert sybille "Electrotechnique"Théodore Wildi , 4^{éme} édition, canada 2000.
- [6] Jean-Paul Louis, Bernard Multon et Michel Lavabre « Commande des machines à courant continu à vitesse variable ». Techniques de l'Ingénieur, traité Mesures et Contrôle, D3610, Année 12/1988.
- [7] J. NIARD, R.MOREAU, J. BATTUT « Machines électriques » édition Nathan 1985
- [8] Francis milsant « Machine électrique à courant continu » ,génératrices-réceptrices-commande électriques, édition eyrolles 1981.
- [9] Büler, « Réglage de vitesse du moteur à courant continu », 1999, allemand
- [10] Jean-Paul Louis, Bernard Multon et Michel Lavabre « Commande des machines à courant continu à vitesse variable ». Techniques de l'Ingénieur, traité Mesures et Contrôle, D3611, Année 12/1988.
- [11] KIT de Lucas Nulle « Commandes par convertisseur avec moteurs à courant continu » (SO5164-8M).
- [12] jean-Yves Le chenadec « Asservissement de vitesse et de couple d'une machine à courant continu », IEEE.
- [13] Jean-Paul Louis, Bernard Multon et Michel Lavabre « Commande des machines à courant continu à vitesse variable ». Techniques de l'Ingénieur, traité Mesures et Contrôle, D3612, Année 12/1988.
- [14] R. Neale, "The lastest IGBTs set to seriously damage the health of GTOs" Electronic Engineering; pp 31-34, December 1995
- [15] R. Singh and B. J. Baliga "Cryogenic Operation of Asymetric n-ChannelIGBTs" Solid State Electronics, Vol. 38, No. 3, pp. 561-566, 1995

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : M^{eme}. BELOUNIS Ouassila

Présenté par : Mr. ROUABHI RIYADH

Mr. NEGUEZ SAID

Thème :

**COMMANDE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU
A L'AIDE D'UN HACHEUR A TRANSISTOR**

« Etude et réalisation pratique »

Résumé :

Le but de ce mémoire est l'étude d'une régulation en cascade de vitesse d'un moteur à courant continu à aimant permanent (réglage de vitesse par action sur la tension d'induit) alimenté par un convertisseur statique. Il s'agit d'un hacheur à base de IGBT avec deux algorithmes de commande type PI. Et finalement la réalisation pratique de l'association (régulateur- hacheur - moteur)

Nous avons étudié :

- Les différentes structures, caractéristiques, et fonctionnement des interrupteurs de puissance.
- Etude et simulation des convertisseurs continu-continu
- Etude et simulation du système de régulation (l'association hacheur à IGBT- MCC) en boucle fermée (Réglage de courant et de vitesse)
- Réalisation pratique de l'association (hacheur à IGBT- MCC – Régulateur)

Mots Clés :

Les interrupteurs de puissances, Les convertisseurs continu-continu (hacheur à IGBT), Les régulateurs PI ,MCC ,Simulation, Réalisation pratique