

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Électrique
Filière : Électrotechnique
Option : Commande électrique

Réf :

**Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme:**

MASTER

Thème

**Mise en Forme des Signaux (Tension – Courant) + Onduleur
pour la Commande d'une Machine Asynchrone.**

Présenté par : ATOUI Salah

Soutenu le : 04 Juin 2014

Devant le jury composé de :

Mr HAMOUDI MOHAMED YACINE

Mme GUERGAZI AICHA

Mr REZIG MOHAMED

M.A.A

M.C.B

M.A.B

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2013/2014

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Électrique
Filière : électrotechnique
Option : commande électrique

Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**Mise en forme des signaux (Tension – courant) + onduleur
pour la commande d'une machine asynchrone.**

Présenté par :

ATOUI Salah

Avis favorable de l'encadreur :

GUERGAZI Aïcha

signature

Avis favorable du Président du Jury

HAMOUDI Mohamed Yacine

Signature

Cachet et signature



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Électrique
Filière : électrotechnique
Option : commande électrique

Thème

Mise en forme des signaux (Tension – courant) + onduleur pour la commande d'une machine asynchrone.

Proposé et dirigé par : M.C.B GUERGAZI Aïcha

Résumé

Notre étude dans cet mémoire repose sur la mise en forme des signaux (tension – courant), ou autrement dit adaptation de signaux issus des capteurs de courant et de tension pour la commande d'une machine asynchrone. Pour commander la machine asynchrone on a besoin de capter les signaux de commande comme grandeurs électriques représentant l'état de la machine, à partir des capteurs de courant, tension et de vitesse, cette dernière capteurs de (courant-tension-vitesse) nous mène à imposer une étude théorique pour ces capteurs. Les signaux issus des capteurs sont généralement déformer ou en état d'imperfection. Pour améliorer ces signaux on a besoin d'une mise en forme qui est basée sur les filtres actifs. Une étude théorique suivie par simulation pour la commande des gâchettes de l'onduleur par la modulation de largeur d'impulsion vectorielle réalisé. Après cette méthodologie d'étude et de réalisation qui constitue l'élément principal de la chaine du variateur de vitesse, nous avons implanté la carte sur la machine asynchrone.

ملخص

تعتمد دراستنا في هذه المذكرة على تنسيق إشارات (الجهد و التيار)، أو بعبارة أخرى تكييف الإشارات المستخرجة من أجهزة الاستشعار للتيار والجهد للسيطرة على الآلة الغير متزامنة. من أجل السيطرة على الآلة الغير المتزامنة يجب التقاط إشارات التحكم الكهربائية اللواتي يعبرن عن حالة الآلة، و ذلك عن طريق أجهزة الاستشعار للتيار والجهد و السرعة، هذه الأخيرة أجهزة الاستشعار (للتيار والجهد و السرعة) تقودنا إلي وضع دراسة نظرية حول الإشارات التي تخرج من أجهزة الاستشعار والتي تكون عموما مشوهة أو في حالة ناقصة، لتحسين هذه الإشارات نحتاج إلي عملية تنسيق التي تعتمد على المرشحات النشطة، ثم تطرقنا إلي دراسة نظرية تليها محاكاة مطبقة حول السيطرة على بوابات المموج عن طريق تعديل عرض نبضي موجه. بعد هذه الدراسة المنهجية وتحقيق العنصر الرئيسي في سلسلة مغير السرعة للمحرك قمنا بوضع البطاقة على الآلة الغير متزامنة

Remerciements

Avant tout, nous tenons à remercier le bon Dieu de nous avoir donné la foi et le courage de mener à terminer notre travail.

A notre encadreur Mme GUERGAZI Aïcha, Maîtresse de conférences à l'Université de Biskra pour l'encadrement et l'aide par ses conseils et ses orientations.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur HAMOUDI Mohamed Yacine, Maître-assistant à l'Université de Biskra Pour l'honneur qu'il ma fait en acceptant la présidence du jury de ce mémoire.

Mes vifs remerciements vont aussi à monsieur REZIG Mohamed, Maître-assistant à l'Université de Biskra pour qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

A tout personne ayant participé de près ou de loin à réaliser ce travail, et tout personnes dont nous avons oublié de citer.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance

A mes frères.

A ma famille.

A tous mes amis.

Atoui Salah

Liste des Tableaux

Tableau I.1 : Description de la structure fonctionnelle	3
Tableau I.2 : Comportement de la grandeur de sortie en fonction de la mesurande	4
Tableau I.3 : Comportement de la grandeur de sortie en fonction de la mesurande	5
Tableau I.4 : Performances des capteurs de courant à boucle ouverte	7
Tableau I.5 : Performances des capteurs de courant à boucle fermée	10
Tableau III.1 : Établissement des expressions des tensions simples et composées	37
Tableau IV.1 : Caractéristiques des capteurs de courant LA 25-NP	45
Tableau IV.2 : Valeurs numériques des éléments résistifs	47
Tableau IV.3 : Valeurs numériques des éléments passifs	48

Liste des figures

Figure I.1 : Fonction globale	2
Figure I.2 : Fonctionnement d'un capteur	3
Figure I.3 : Sonde de Hall	5
Figure I.4 : Capteur de courant à boucle ouverte	7
Figure I.5 : Courbe de magnétisation	7
Figure I.6 : Capteur de courant à boucle fermée	8
Figure I.7 : Circuit magnétique torique par analogie avec un transfo	8
Figure I.8 : Sonde de hall placée dans l'entrefer	9
Figure I.9 : Dessin de principe - capteur de tension	11
Figure I.10 : Génératrice tachymétrique	12
Figure I.11 : Génératrice tachymétrique avec indicateur	13
Figure I.12 : Codeur optique	15
Figure I.13 : Signaux à la sortie du codeur	15
Figure I.14 : Schéma éclatée d'un codeur optique	15
Figure I.15 : Représentation symbolique (amplificateur opérationnel)	17
Figure II.1 : Fonction de Gabarit	21
Figure II.2 : Filtre de Butterworth et Tchebycheff	25
Figure III.1 : Schéma de principe du convertisseur de fréquence	28
Figure III.2 : Schéma du variateur de vitesse	29
Figure III.3 : Symbole et caractéristique d'une diode	29
Figure III.4 : Principe de fonctionnement du redresseur	30
Figure III.5 : Circuit intermédiaire (filtre)	31
Figure III.6 : Schéma de l'onduleur de tension associé à la MAS	32
Figure III.7 : Schéma synoptique du signal de commande	32
Figure III.8 : Modulation de largeur d'impulsion unitaire	33
Figure III.9 : Modulation de largeur d'impulsion multiple	33
Figure III.10 : Modulation de largeur d'impulsion unipolaire	34
Figure III.11 : Modulation de largeur d'impulsion bipolaire	34
Figure III.12 : Schéma équivalent de l'onduleur à deux niveaux	35

Figure III.13 : Commutations possibles de l'onduleur	37
Figure III.14 : Représentation des états de l'onduleur dans le repère α - β	38
Figure III.15 : Décomposition d'un vecteur de tension de référence $V_{sréf}$	38
Figure III.16 : Signaux de commande pour chaque secteur	40
Figure III.17 : Organigramme - sélection du secteur	41
Figure III.18 : Nombres de Secteurs	41
Figure III.19 : Signaux de commande de grille. MLI continue	42
Figure III.20 : (a, b) : Tensions V_{as} , V_{bs} typique de tension de modulation de largeur d'impulsion vectorielle	42
Figure III.20 : (c) : Tensions V_{cs} typique de tension de modulation de largeur d'impulsion vectorielle	43
Figure IV.1 : Schéma global sur l'objectif du travail	44
Figure IV.2 : Conditionnement des signaux	45
Figure IV.3 : Circuit de traitement des signaux de sortie du capteur de courant	46
Figure IV.4 : Circuit d'un amplificateur opérationnel	46
Figure IV.5 : Montage de filtrage de courant	47
Figure IV.6 : Tension offset pour ajuster le signal	48
Figure IV.7 : Assemblage des tensions	48
Figure IV.8 : circuit de conditionnement	49
Figure IV.9 : Plate forme de développement	49
Figure IV.10 : Tension du transformateur	50
Figure IV.11 : Tension d'offset (DC)	50
Figure IV.12 : Tension à la sortie du capteur au bornes de R_m	51
Figure IV.13 : Tension à la sortie d'amplificateur	52
Figure IV.14 : Tension à la sortie du filtre	52
Figure IV.15 : Tension ajustée à la carte	53

Liste des abréviations et des symboles

MAS	Machine asynchrone
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
DSP	Digital Signal Processor
IJBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semi conductor Field Effect Transistor
BJT	Bipolar Junction Transistor
F_H	Force de Hall
F_L	Force de Lorenz
q	Charge électrique (c)
U_H, V_H	Tension de hall (v)
V_m	Tension à mesurée (v)
V_s, V_{out}	Tension à la sortie du capteur (v) , du redresseur (v)
V_{sc}	Tension à la sortie du circuit intermediaries (filter) (v)
B	Champ magnétique (T)
H_p	Intensité du champ magnétique du courant primaire (ampère /mètre)
E_H	Champ électrique de hall
d	Épaisseur métal (sonde de hall)
B_r	Induction magnétique rémanente du circuit magnétique(T)
B_{pe}	Induction magnétique générée par le courant primaire dans l'entrefer (T)
I_p, I_s	Courant primaire(A) , secondaire (A)
I_c	Courant de commande (A)
K, λ	Coefficient constant
N_p, N_s	Nombre de spire primaire, secondaire
μ_0	Perméabilité de l'aire
$\omega_0, \omega_1, \omega_2$	Fréquence de coupure (rad/s)
p, s	Opérateur de laplace
$H(p)$	Fonction de transfert d'un polynôme (filtre)
$D(p)$	Dénominateur de la fonction de transfert
ε	Ondulation dans la bande passante
ω	Pulsation (rad/s)
ω_0	Pulsation de coupure (rad/s)

$T_n(x)$	Polynôme de Tchebycheff d'ordre n
A_r, A_p	Amplitude de la tension de (reference ; porteuse)
M_a, M_f	Indices de modulation de (amplitude , fréquence)

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I	
Étude théorique sur les capteurs	
I.1. Introduction	2
I.2. Définition d'un capteur	2
I.2.1. Description générale du fonctionnement d'un capteur	2
I.2.1.1. Fonction globale	2
I.2.1.2. Les sous fonctions associées	3
I.2.1.3. Structure fonctionnelle d'un capteur	3
I.3. Performances exigées	3
I.3.1. Étendue de l'échelle, décalage de zéro	3
I.3.2. Précision – sensibilité	4
I.3.3. Temps de réponse (Tr) – rapidité	4
I.3.4. Finesse	4
I.4. Classification des capteurs	4
I.4.1. Capteurs passifs	4
I.4.2. Capteurs actifs	5
I.5. Capteurs de Courant à effet HALL	5
I.5.1. Cadre historique	5
I.5.2. Principe physique de l'effet Hall	5
I.5.3. Capteurs de courant à boucle ouverte	7
I.5.4. Capteurs de courant à boucle fermée	8
I.5.4.1. principe de fonctionnement	8
I.6. Capteurs de tension	11
I.6.1. Capteurs de tension à effet hall (boucle Fermée)	11
I.7. Capteurs de vitesse	12
I.7.1. Génératrice tachymétrique	12

I.7.1.1 Principe de fonctionnement	12
I.7.1.2 les avantages et les inconvénients	14
I.7.2. Codeurs optiques	14
I.7.2.1. Description et principe général de fonctionnement	14
I.7.2.2. Mesure de vitesse à partir d'une mesure de position	16
I.7.2.3. Les avantages et les inconvénients	16
I.8. Conditionnement des capteurs (actifs, passifs)	16
I.9. Conclusion	17

Chapitre II

Étude théorique sur les filtres

II.1 Introduction	18
II.2 Définition	18
II.3 Rôle	18
II.4. Applications	18
II.5. Différents types de filtres	19
II.6. Gabarit – définitions	21
II.7. Approximation	21
II.7.1. Fonctions de transfert de filtres analytiques	21
II.7.2. Filtres de Butterworth	22
II.7.2.1. Avantages	22
II.7.2.2. Inconvénients	22
II.7.2.3. Détermination d'une fonction de transfert de Butterworth	22
II.7.3. Filtre de Tchebycheff	23
II.7.3.1. Avantages	23
II.7.3.2. Inconvénients	23
II.7.3.3. Détermination d'une fonction de transfert de Chebycheff	24
II.8. Comparaison des approximations analytiques	25
II.9. Conclusion	26

IV.3.1. Tension du transformateur	50
IV.3.2. Tension d'offset (DC)	50
IV.3.3. Tension à la sortie du capteur au bornes de Rm	51
IV.3.4. Tension à la sortie d'amplificateur	52
IV.3.5 . Tension à la sortie du filtre	52
IV.7.Conclusion	53
Conclusion générale	54
Bibliographie	
Annexe	

Introduction générale

Le thème développé dans cette mémoire porte sur l'acquisition et la mise en forme des signaux tensions- courants pour permettre à acquérir des signaux capables à l'implantation sur une carte numérique. Plus particulièrement, il s'agit de montrer l'intérêt de l'utilisation des solutions matérielles pour l'implantation des algorithmes de commande et pour accroître sensiblement les performances de contrôle de machines électriques.

Le développement des systèmes de commande de très hautes performances est d'améliorer la dynamique des machines, ou les entraînements ont pris une importance considérable ces dernières décennies et constituent un domaine de recherche très vaste et dynamique. Mais la complexité croissante des algorithmes de commande des systèmes électriques ne cessent d'augmenter à cause des contraintes liées au modèles (non linéaires, couplage, variation de paramètres,...etc) et d'autres contraintes liés aux performances (temps d'exécution, précision,...etc). Motivé par les exigences grandissantes en puissance de traitement et afin de répondre aux exigences strictes concernant les performances exigeantes en puissance de calcul, les circuits numériques sont devenus la solution avec une grande souplesse et de bonnes performances.

L'objectif principal de ce travail est la mise en œuvre d'un plate forme expérimental permettant l'acquisition de différents signaux de la machine électrique (tension-courant-vitesse,...etc).

Une électronique d'adaptation et filtrage des signaux mis en jeu.

La présente mémoire est organisée en 4 chapitres :

CHAPITRE I : Contient une étude théorique sur les capteurs de (courant - tension - vitesse), ainsi que leurs définitions et principes de fonctionnement.

Chapitre II : Comprend une étude théorique sur les filtres(passifs-actifs), leurs avantages et inconvénients, avec l'intérêt au fonction de transfert de Butterworth, Chebycheff , ce chapitre correspond à la mise en forme des signaux.

Chapitre III : Comporte une description générale de la chaîne du variateur de vitesse, ainsi que un rappel sur quelque technique de commande de l'onduleur en MLI, et enfin, application une de ces techniques la MLI vectorielle 'SVPWM'.

Chapitre VI : Est consacré à la partie matérielle du banc d'essai expérimental que nous avons mis en œuvre. Nous avons mis l'accent essentiellement sur l'isolation, l'adaptation et le filtrage des signaux. Enfin, un test sur la machine asynchrone est implanté. Les paramètres de la machine sont possibles. Une conclusion générale vient clôturer les quatre chapitres de ce mémoire suivie des références bibliographiques et des annexes.

CHAPITRE I

Étude théorique sur les capteurs

I.1. Introduction

Dans un grand nombre de domaine, il est nécessaire d'avoir accès à une grandeur physique. Cette connaissance permet de connaître l'état physique d'un système et de pouvoir prendre des décisions quand à la conduite de celui-ci. Les décisions peuvent être automatique c'est à dire prise par un ordinateur ou prise par un opérateur humain via une interface homme machine. Dans les deux cas, l'état physique du système doit être connu sous la forme d'une grandeur électrique : tension ou courant car les systèmes de traitement n'utilise que ces grandeurs. L'opération qui permet de transformer une grandeur physique en une grandeur électrique est réalisée par un capteur [1]. L'objectif de ce chapitre est de donner une idée générale sur le principe de fonctionnement des capteurs, donc principalement les capteurs de courant et de tension, ainsi que leurs classifications selon la grandeur électrique à la sortie .

I.2. Définition d'un capteur

Un capteur est un organe de prélèvement d'information qui élabore à partir d'une grandeur physique, une autre grandeur physique de nature différente (très souvent électrique). Cette grandeur représentative de la grandeur prélevée est utilisable à des fins de mesure ou de commande.[2]

I.2.1. Description générale du fonctionnement d'un capteur

I.2.1.1. Fonction globale

Lorsque l'on souhaite traduire une grandeur physique en une autre grandeur, on fait appel à ce que l'on nomme classiquement « capteur ». Son rôle est de donner une image interprétable d'un phénomène physique de manière à pouvoir l'intégrer dans un processus plus vaste [3]. Comme est représenté à la **Figure I.1.**

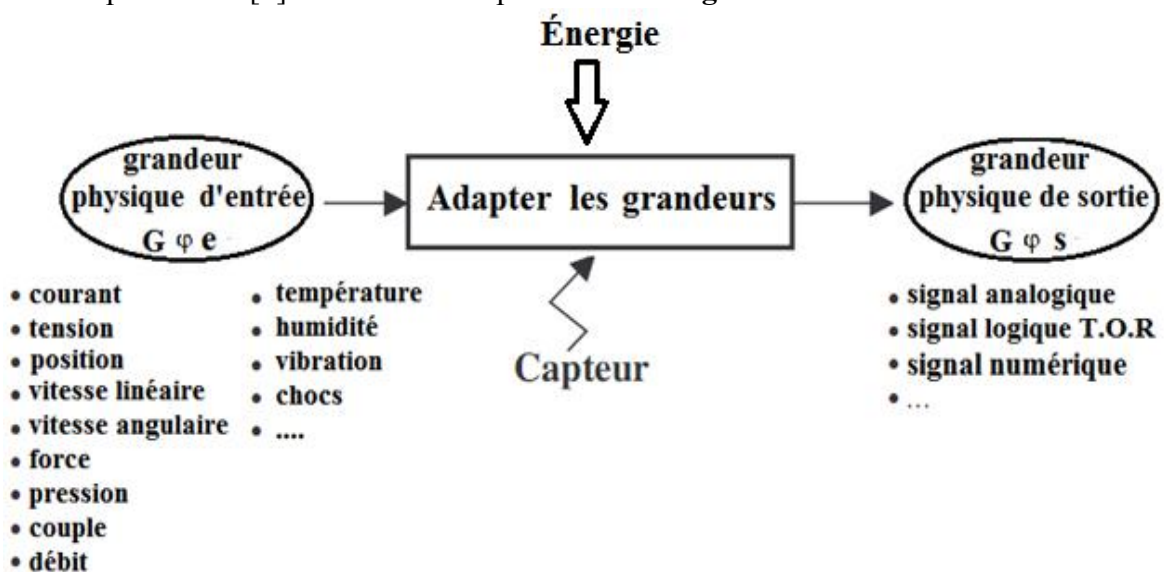


Figure I.1 : Fonction globale

Signal logique T.O.R : Signal Binaire qui contient deux états possibles (0–1)

I.2.1.2. Les sous fonctions associées

Chaque capteur ce caractéristique avec des divers rôles de travaux, ces rôles ce change d'un domaine d'application à un autre[10].

Pour bien comprendre, ou approfondir la compréhension du fonctionnement d'un capteur, on peut citer quelques principaux fonctions d'un capteur figure (I.2) comme suit :

1. **ACQUERIR** la grandeur à mesurer comme un appareil de mesures
2. **CONVERTIR** la mesure en signal exploitable technologiquement (électrique)
3. **TRANSMETTRE** un signal standard, image de la grandeur à mesurer [10]

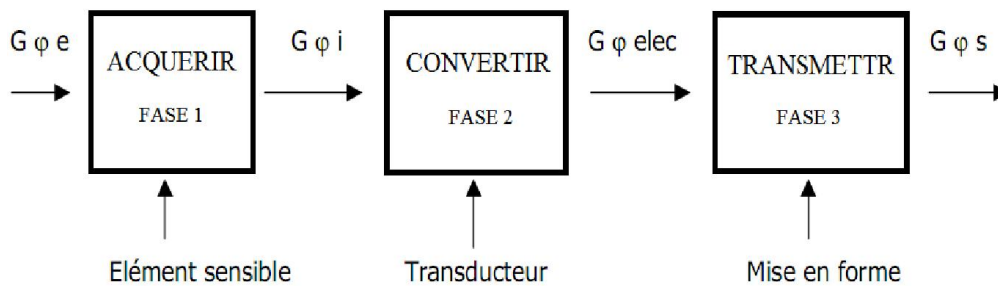


Figure I.2 : Fonctionnement d'un capteur

I.2.1.3. Structure fonctionnelle d'un capteur

Description de la structure fonctionnelle sur un tableau [10].

Grandeur entrée (G-e)	Si la Grandeur d'entrée n'est pas exploitable directement alors l'élément sensible doit transmettre une grandeur physique intermédiaire (Grandeur-image).
Grandeur image (G-i)	La loi physique de la Grandeur image est traduite en signal électrique par le transducteur. Ex : L'effet Hall pour la mesure d'un courant ou d'un déplacement. L'effet piézo-électrique : pour capter un niveau, un débit. L'effet photo électrique pour détecter une position (codeurs Incrémental , Absolue).
Grandeur électrique (G-élec)	Le signal émis par le transducteur est souvent non linéaire et de faible niveau. Il sera également influencé par les variations de température de l'élément sensible et par les grandeurs d'influence du transducteur.
Grandeur électrique à la Sortie (G-s)	Sont transmises au circuit de commande après amplification, linéarisation, mise en forme et correction éventuelle du signal pour le rendre exploitable.

Tableau I.1 : Description de la structure fonctionnelle

I.3. Performances exigées

I.3.1. Étendue de l'échelle, décalage de zéro

- ❖ L'étendue de l'échelle exprime la différence entre les valeurs minimales et maximales.
- ❖ La sortie à 0% ne correspond pas toujours à une valeur nulle de la grandeur mesurée.

On exprimera ce décalage de zéro par un offset [10].

I.3.2. Précision – sensibilité

- ❖ La précision s'apparente à la qualité de la mesure effectuée par le capteur.
- ❖ L'erreur de précision ou imprécision de mesure délimite un intervalle d'incertitude à $\pm 1\%$.
- ❖ La sensibilité est définie autour d'une valeur **m** de la grandeur. Elle s'exprime par le rapport [10]:

$$\sigma = \frac{\Delta S}{\Delta m} \implies \text{soit la variation de la Sortie / variation de la mesure.}$$

I.3.3. Temps de réponse (Tr) – rapidité

- ❖ Tr est un critère d'appréciation des performances dynamiques du capteur, qui se comporte comme un filtre passe-bas. Elle dépend fortement de la situation du point de mesure [10].
- ❖ Le Temps de réponse qualifie la rapidité du capteur à transmettre l'information.

I.3.4. Finesse

- ❖ Est une spécification qui permet d'évaluer l'influence du capteur sur la grandeur à mesurer [10].

I.4. Classification des capteurs

En fonction de la caractéristique électrique de la grandeur de sortie, on peut classer les capteurs en deux grandes familles : les **capteurs passifs** et les **capteurs actifs** [3].

I.4.1. Capteurs passifs

Le capteur se comporte en sortie comme un dipôle passif qui peut être résistif, capacitif ou inductif. Le tableau ci-dessous résume, en fonction du mesurande, les effets utilisés pour réaliser la mesure [3].

MESURANDE	EFFET UTILISE (Grandeur de sortie)	MATERIAUX
Température	Résistivité	Platine, nickel, cuivre, semi-conducteurs
Très basse température	Constante diélectrique	Verre
Flux optique	Résistivité	Semi-conducteurs
Déformation	Résistivité Perméabilité	Alliages nickel Alliages ferromagnétiques
Position	Résistivité	Magnétorésistances : Bismuth, antimoine d'indium
Humidité	Résistivité	Chlorure de lithium

Tableau I.2 : comportement de la grandeur de sortie en fonction de la mesurande

I.4.2. Capteurs actifs

Dans ce cas, la sortie du capteur est équivalente à un générateur. C'est un dipôle actif qui peut être du type courant, tension ou charge. Les principes physiques mis en jeu sont présentés ci-dessous [3].

MESURANDE	EFFET UTILISE	GRANDEUR DE SORTIE
Température	Thermoélectricité (thermocouple)	Tension
Flux optique	Photoémission Pyroélectricité	Courant Charge
Force, pression, accélération	Piézoélectricité	Charge
Position	Effet Hall	Tension
Vitesse	Induction	Tension

Tableau I.3 : comportement de la grandeur de sortie en fonction de la mesurande

I.5. Capteurs de Courant à effet HALL

I.5.1. Cadre historique

L'effet Hall découvert en **1879** par le physicien américain **Edwin Hall**. (Pendant sa thèse de doctorat, **E. Hall** essayait de répondre à une question soulevée par Maxwell, de savoir si la résistance était affectée par le champ magnétique, Il montre expérimentalement que un courant sous champ magnétique induit une tension dans la direction perpendiculaire et que ce courant est proportionnel au champ magnétique appliqué. Cette découverte remarquable , permet de déterminer la densité des porteurs de charges, et **E. Hall** constate aussi que le signe de ces porteurs dépend du matériau. Ce signe "anormal" de l'effet Hall ne sera compris que 50 ans plus tard par la théorie des bandes et la notion de trou [5]. L'effet Hall est utilisé dans de nombreuses application et différents appareils comme les ampèremètres, les wattmètres, les capteurs de position, de déplacement, de courant et de tension,...Ets).

I.5.2. Principe physique de l'effet Hall

On appelle effet Hall l'apparition d'un champ électrique transversal et, par suite, d'une différence de potentiel dans un métal ou un semi-conducteur parcouru par un courant électrique lorsqu'on l'introduit dans un champ d'induction magnétique perpendiculaire à la direction du courant [6].

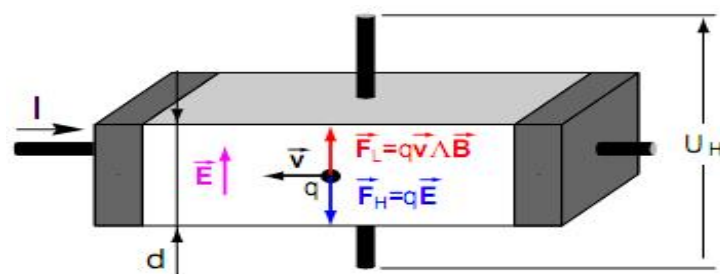


Figure I.3 : Sonde de Hall

Considérons un conducteur parallélépipédique de longueur l , connecté à ces deux extrémités à une source de courant. En absence de champ induction magnétique B , le champ électrique E au sens et la direction du courant. Les charges q se déplacent à la vitesse v de même direction que E et de même sens si $q > 0$ [6].

Si un champ d'induction magnétique B externe, perpendiculaire à E , est appliqué, les charges en déplacement q subit la force de Lorentz [6].

$$\mathbf{F}_L = \mathbf{q} \cdot \mathbf{v} \wedge \mathbf{B} \quad (\text{I.1})$$

La partie supérieure du conducteur se charge positivement tandis que la partie inférieure se charge négativement, créant ainsi un champ électrique E_H Normal à E . Chaque charge q est alors aussi soumise à une force dirigée vers le bas [6].

$$\mathbf{F}_H = \mathbf{q} \cdot \mathbf{E}_H \quad (\text{I.2})$$

S'opposant à l'effet de la force de Lorentz. La migration des charges s'arrête quand les deux forces sont égales en amplitude mais de sens opposé, donc lorsque [6].

$$\mathbf{E}_H = - \mathbf{v} \wedge \mathbf{B} \quad (\text{I.3})$$

Il règne alors entre les faces du conducteur une tension appelée tension de Hall.

$$U_H = \int_0^d \mathbf{E}_H \cdot \mathbf{U}_y \cdot d\mathbf{y} = \mathbf{E}_H \cdot \mathbf{d} \quad (\text{I.4})$$

La vitesse des électrons est liée au courant I par la relation

$$\mathbf{I} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{q} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v} \quad (\text{I.5})$$

Avec :

\mathbf{N} : nombre de porteurs de charge par \mathbf{m}^3

\mathbf{S} : section transversale du conducteur,

\mathbf{v} : vitesse moyenne des charges \mathbf{q} .

Finalement la tension de Hall dépend du courant I , du champ d'induction magnétique externe, de la surface et de l'épaisseur du matériau ainsi que du type de matériau [6]:

$$U_H = \frac{\mathbf{B} \mathbf{d}}{\mathbf{N} \cdot \mathbf{q} \cdot \mathbf{s}} \mathbf{I} = \left(\mathbf{R}_H \frac{\mathbf{d}}{\mathbf{S}} \mathbf{I} \right) \mathbf{B} = \mathbf{k}_{Hall} \cdot \mathbf{B} \quad (\text{I.6})$$

On appelle coefficient de Hall le terme :

$$\mathbf{R}_H = \frac{1}{\mathbf{N} \cdot \mathbf{q}} \quad (\text{I.7})$$

Ce résultat est remarquable car il permet de déterminer le nombre de porteurs de charges (par \mathbf{m}^3), une grandeur microscopique, à partir des mesures macroscopiques du courant I dans la plaque, de l'induction magnétique \mathbf{B} et de la tension de Hall U_H [6].

I.5.3. Capteurs de courant à boucle ouverte

Les capteurs à boucle ouverte exploitent l'effet Hall. La tension du générateur de Hall est générée par le courant I_c et par l'induction dans l'entrefer B_{pe} . Le courant I_c est fourni par une source à courant constant. Le Courant I_p génère l'induction B_{pe} . Dans la zone linéaire du cycle d'hystérésis, B_{pe} est proportionnel à I_p tel que [4] :

$$B_{pe} = a \cdot I_p \tag{I.8}$$

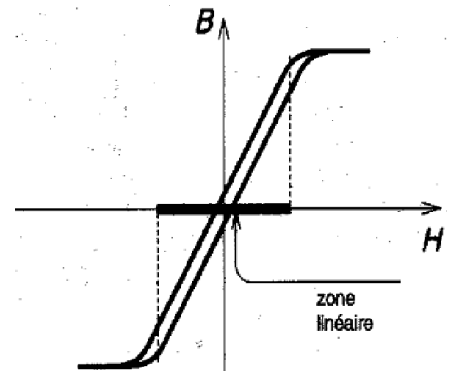
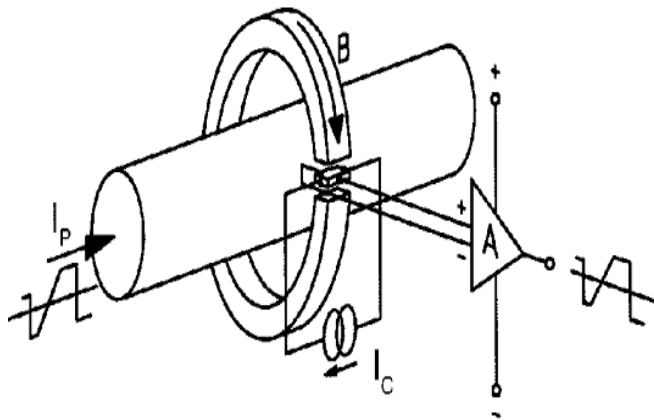


Figure I.4 : Capteur de courant à boucle ouverte

Figure I.5 : Courbe de magnétisation

Un entrefer « d » important linéaire le cycle d'hystérésis et réduit notablement la tension d'offset liée à l'induction rémanente B_r du circuit magnétique. Mais l'entrefer augmente les risques de fuite magnétiques, pouvant perturber la tension de Hall V_H . Les capteurs de courants à boucle ouverte du fait de leur bande passante limitée à **25 kHz** sont assez bien adaptés aux applications industrielles ne nécessitant pas des performances précision et fréquence de fonctionnement élevées. Cette gamme vise plutôt des critères économiques [4].

Plage de mesure	Bande passante	Temps de réponse	Précision typique	Linéarité
0...15000 A	0...25 kHz	Tr < 3 à 7 ms	± 1%	± 0.5%

Tableau I.4 : Performances des capteurs de courant à boucle ouverte

On rappelle que pour une sonde de Hall d'épaisseur d :

$$V_H = (K/d) \cdot I_c \cdot B_{pe} = \lambda \cdot I_p \tag{I.9}$$

La tension de Hall, signal V_H est ensuite amplifiée pour fournir $V_s = V_{out}$.

I.5.4. Capteurs de courant à boucle fermée

Les capteurs à boucle fermée dits aussi à flux nul, possèdent un circuit de Compensation intégré qui améliore notablement les performances. Les capteurs à boucle fermée délivrent un courant secondaire I_s proportionnel à la tension de Hall V_H , lequel agit en signal de contre réaction afin de compenser les Ampères tours primaire par des Ampères tours secondaires opposés. Le courant I_s est réduit à Quelques dizaine de mA. On choisi [4].

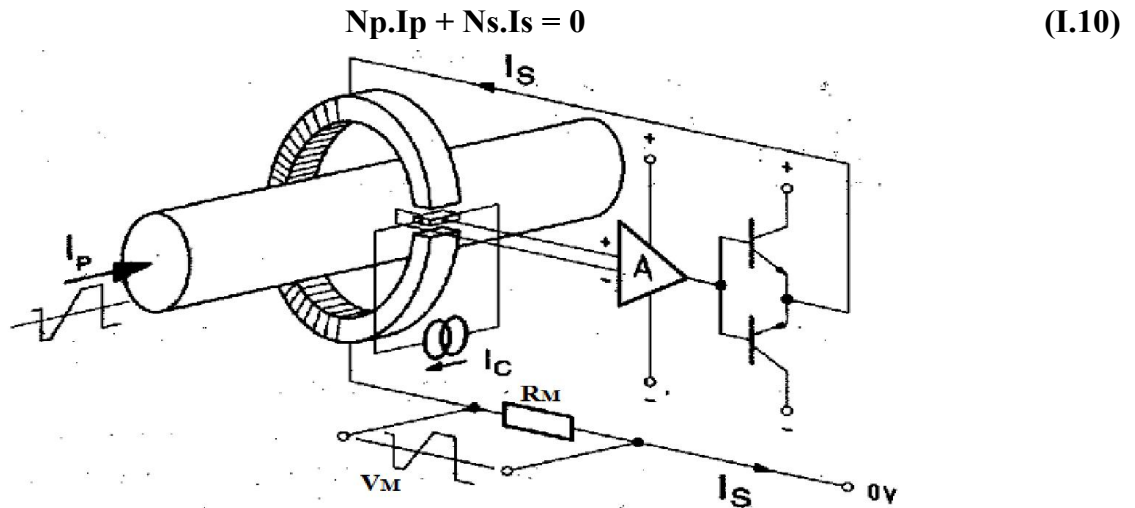


Figure I.6 : Capteur de courant à boucle fermée

I.5.4.1. Principe de fonctionnement

Ce Type de capteur de courant à effet Hall, exploite le principe de la compensation des Ampères tours au primaire et au secondaire (Capteur de courant à flux nul). On insère dans l'entrefer d'un circuit magnétique torique, une sonde de courant à effet Hall. Le circuit magnétique par analogie avec un transfo de courant, est constitué :

- d'une bobine secondaire de N_s spires (fils fins de l'enroulement de compensation).
- D'un bobinage primaire de N_p spires (gros fils) dans lequel circule le courant primaire I_p à mesurer. Ce courant à travers les N_p spires va créer un champ H_p le long du tore figure I.7 [4].

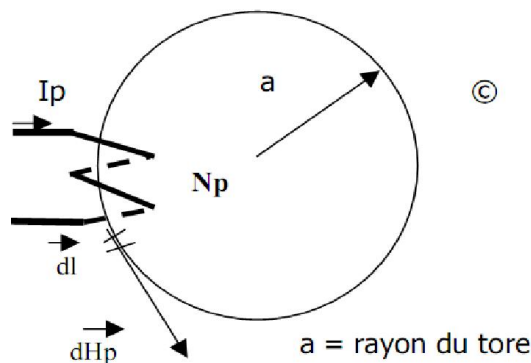


Figure I.7 : Circuit magnétique torique par analogie avec un transfo

On utilisant le **Théorème d'Ampères**

$$N_p \cdot I_p = \oint H_p \cdot dl$$

$$N_p \cdot I_p = H_p \cdot \oint dl = H_p \cdot 2\pi \cdot a$$

$$H_p = N_p \cdot I_p / 2\pi \cdot a \quad (I.11)$$

Ce champ H_p crée dans l'entrefer une induction radiale :

$$B_{pe} = \mu_0 \cdot N_p \cdot I_p / 2\pi \cdot a \quad (I.12)$$

Dans ces conditions de polarisation par le courant de commande I_c et de l'induction B_{pe} , il apparaît aux bornes du capteur de **Hall** une tension V_H [4].

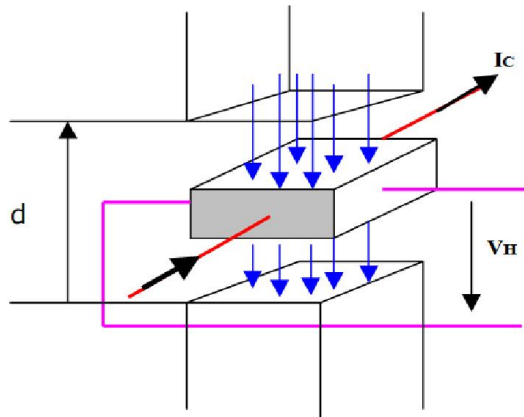


Figure I.8 : sonde de hall placée dans l'entrefer

Soit : $V_H = R_H \cdot I_c \cdot B_{pe} / d$

$$V_H = R_H \cdot I_c \cdot \mu_0 \cdot N_p \cdot I_p / 2\pi \cdot a \cdot d$$

En posant : $K_H = R_H \cdot \mu_0 \cdot N_p \cdot I_c / 2\pi \cdot a \cdot d = C_t$

$$V_H = K_H \cdot I_p \quad (I.13)$$

V_H est l'image de $I_p(t)$ à K_H près.

La tension V_H issue du générateur de Hall est faible, alors elle doit-être amplifiée Par un AOP différentiel qui débite un courant secondaire I_s à travers l'enroulement secondaire N_s de spires en fils fins de compensation. Dans les N_s spires , le courant I_s va créer un champ H_s égale à H_p de sorte que le flux résultant soit nul dans le tore magnétique, et qui dit capteur de courant à flux nul [4].

$$N_p \cdot I_p = N_s \cdot I_s \text{ (Compensation des Ampères tours)}$$

D'où :

$$I_s = N_p \cdot I_p / N_s = m \cdot I_p \quad (I.14)$$

alors , I_s dépend de m et de I_p ,

Le courant secondaire **I_s** est donc l'image exacte du courant **I_p** à mesurer. L'insertion d'une résistance de mesure **R_m** en série avec le bobinage secondaire, qu'elle peut être ajustable selon notre besoin **figure I.6**, permet de récolter une tension à l'image du courant secondaire **I_s**, et donc du courant primaire à mesurer.

Avec :
$$\mathbf{V_m = R_m \cdot I_s} \tag{I.15}$$

La tension **V_m** mesurer comme image du courant secondaire **I_s** et proportionnel au courant primaire à mesurer dépend de la résistance insérer **R_m**. Pour avoir une tension nominale proportionnel au courant primaire nominal **I_{pn}** , il faut régler la résistance **R_m** pour avoir ça . donc du circuit secondaire on obtient :

$$\mathbf{V_m = V_A - V_{i_s} \implies R_m = \frac{V_A}{I_s} - R_{i_s}} \tag{I.16}$$

Avec :

V_A : Tension de sortie à l'étage de l'amplificateur

R_{i_s} : Résistance intérieur du secondaire

V_{i_s} : Tension au borne de la **R_{i_s}**

I_s : Courant du secondaire, proportionnel au courant nominal du primaire **I_{pn}**.

Le courant de compensation **I_c = I_s** est une image du courant primaire **I_p**. Pour améliorer la précision dans le capteur, il sera nécessaire de bobiner un nombre important de spires au secondaire. Il en résultera ainsi, une augmentation de l'inductance de fuites et de la capacité parasite de l'enroulement. On ne s'étonnera donc pas des conséquences directes qui se traduiront par une limitation de la bande passante. **25kHz** en **BO** et **200kHz** en **BF** [10] . Les capteurs à boucle fermée sont Bien adaptés aux applications industrielles exigeantes en performances, précision et Bande Passante. Ainsi-que ces capteurs ce distinguent par [4]:

Plage de mesure	Une bande passante élevée	Un temps de réponse très court	Une excellente précision	Une très bonne linéarité
0.....15000 A	0 à 200 kHz	Tr < 1ms	± 0.5%	± 0.1%

Tableau I.5 : Performances des capteurs de courant à boucle fermée

I.6. Capteurs de tension

I.6.1. Capteurs de tension à effet hall (boucle Fermée)

Les capteurs de tension à effet Hall à boucle fermée brièvement présentés au § I.5.3.

reposent sur les mêmes principes que leurs homologues capteurs de courant discutés au § I.5.3.1. La principale différence est l'adjonction d'un bobinage primaire à nombre de spires élevé limité bien sûr, pour garantir une bonne plage de fréquences et permettant de produire les ampères-tours nécessaires à la création d'une bonne induction primaire au moyen d'un courant I_p de faible intensité dévié du circuit primaire sous tension **Figure I.9** [7].

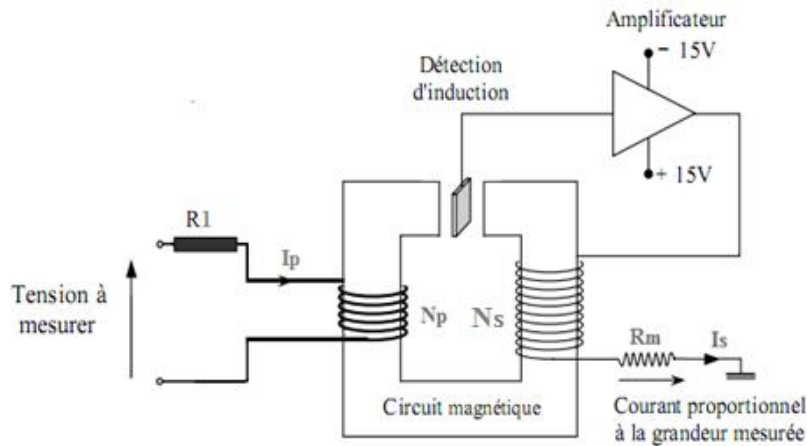


Figure I.9 : Dessin de principe - capteur de tension.

Pour mesurer une tension avec ce capteur, il faut prélever un courant proportionnel à la tension mesurée. Le primaire du capteur est raccordé à la tension à mesurer avec une résistance **R1** en série variable selon notre choix, afin de réduire la constante de temps électrique et, d'ajuster le courant I_p . tenant compte aussi de la résistance interne du primaire R_{ip} qui doit être faible par rapport à **R1** pour que sa variation en température soit négligeable.

Chaque capteur est conçu avec des données de mesure, pour des conditions d'utilisation, comme plage de mesure du courant nominal I_{pn} , plage de mesure du courant maximal I_{pmax} , et la résistance interne du primaire R_{ip} .

Pour prélever un courant proportionnel à la tension mesurer il faut dimensionner la résistance **R1** au possible pour avoir une tension nominale mesuré.

Alors selon les données du capteur, on obtient du circuit primaire :

$$R1 = \frac{V_{Mn}}{I_{pn}} - R_{ip} \tag{I.17}$$

Avec :

V_{Mn} : Tension nominale à mesurer

Avec ce dimensionnement de la résistance R_1 on peut avoir un courant nominal $I_{p n}$ comme image à la tension mesurer nominal $V_{M n}$. Pour acquérir aussi un courant secondaire I_s proportionnel au courant primaire $I_{p n}$ on applique comme prévu au capteur de courant la règle :

$$I_s = \frac{N_p}{N_s} \cdot I_{p n} \quad (I.18)$$

Et avec le calcul de R_m on obtient :

$$V_m = R_m \cdot I_s \quad (I.19)$$

I.7. Capteurs de vitesse

Les dispositifs d'asservissement destinés aux entraînements réglés impliquent l'utilisation Des capteurs de vitesse , Parmi les nombreuses capteurs qui sont beaucoup plus utilisés nous distinguons deux types :

- les génératrices tachymétriques
- les codeurs optiques

I.7.1. Génératrice tachymétrique

La génératrice tachymétrique **Figure I.10**, elle est appelée aussi dynamo tachymétrique on peut la définir comme une machine à courant continu de petite taille, son circuit d'excitation est un aimant permanent avec un rotor bobiné qui possède un collecteur constitué de lames produisant une tension proportionnelle à sa vitesse de rotation[8].



Figure I.10 : Génératrice tachymétrique

I.7.1.1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement est basé sur la réversibilité de la machine à courant-continu. La génératrice tachymétrique est fixée au bout de l'arbre du moteur dont on veut connaître la vitesse de rotation. Quand le rotor (induit) tourne dans le champ magnétique statorique (inducteur), une tension est produite aux bornes de l'enroulement du rotor [8]. avec un indicateur (voltmètre gradué en tr/mn) comme est montré sur la **Figure I.11** On peut mesurer cette tension qui est proportionnel à la vitesse.

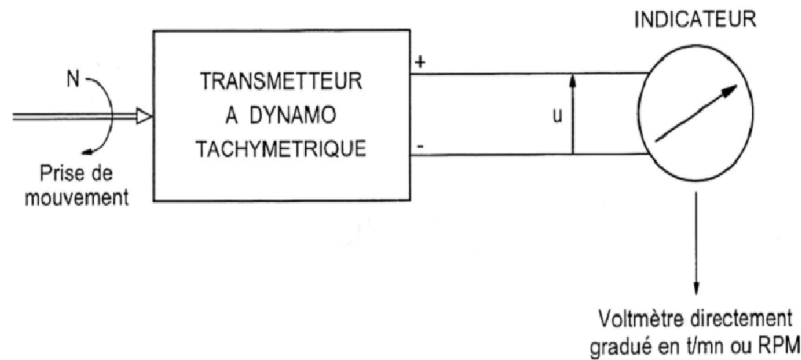


Figure I.11 : Génératrice tachymétrique avec indicateur

C'est cette tension qui est proportionnelle à la vitesse de rotation de la génératrice donc du moteur accouplé [8]. On peut dire que la relation entre E et Ω est donnée par :

$$E = K \cdot \phi \cdot \Omega = K \cdot \phi \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (I.20)$$

Où le ϕ représente le flux d'inducteur, supposé constant, et K constante de la machine.

Si l'on note R_{cr} la somme de la résistance de l'induit et de celle des balais, et R_{ch} la résistance de la charge, il est possible d'exprimer la tension U aux bornes de l'induit si l'on néglige la chute de tension aux balais [13] :

$$U = E - R_{cr} \cdot I_r = E - R_{cr} \cdot \frac{U}{R_{ch}} \implies u = \frac{E}{1 + \frac{R_{cr}}{R_{ch}}} = \frac{k \cdot \phi}{1 + \frac{R_{cr}}{R_{ch}}} \cdot \Omega \quad (I.21)$$

On peut considérer que la partie $\frac{k \cdot \phi}{1 + \frac{R_{cr}}{R_{ch}}}$ est constante, on la nomme k'

$$\text{Qui nous donne :} \quad U = K' \cdot \Omega \quad (I.22)$$

Avec :

Ω : vitesse angulaire de rotation (rad/s)

On peut donc constater que moyennant certaines hypothèses, la tension aux bornes de la génératrice tachymétrique est bien proportionnelle à la vitesse de rotation [13].

❖ Caractéristiques essentielles de la génératrice Tachymétrique

- la vitesse maximale de rotation
- Constante de FEM
- la linéarité en %
- l'ondulation crête à crête en %
- le courant maximal débité

I.7.1.2. les avantages et les inconvénients

❖ Les avantages

- simplicité indépendance de l'alimentation par le circuit de bord
- large gamme de mesure
- donne le sens de rotation
- niveau de signal élevé
- bonne linéarité
- bonne précision
- haute fiabilité
- facile à utiliser
- facile à la construction

❖ Les inconvénients

- collecteur créant des parasites radioélectriques
- indication dépendante de la résistance de ligne
- vérification indispensable à effectuer avant de raccorder plusieurs indicateurs en // à un même transmetteur
- pièce à vie limitée

I.7.2. Codeurs optiques

Le contrôle du déplacement, de la position ou de la vitesse d'un mobile est un problème rencontré sur un grand nombre de systèmes automatisés ou grand public (mouvements d'un robot, d'un chariot, vitesse d'une voiture ...). Les systèmes de détection conventionnels (détecteurs de position par contact ou de proximité) ne fournissent que des informations tout ou rien ; ils ne répondent donc qu'imparfaitement au problème posé. Une des solutions consiste à utiliser un codeur optique de position. [9]

I.7.2.1. Description et principe général de fonctionnement

Un codeur optique rotatif est un capteur angulaire de position lié mécaniquement à un arbre qui l'entraîne, son axe fait tourner un disque qui comporte une succession de zones opaques et transparentes. La lumière émise par des diodes électroluminescentes arrive sur des photodiodes chaque fois qu'elle traverse les zones transparentes du disque. Les photodiodes génèrent alors un signal électrique qui est amplifié et converti en signal carré avant d'être transmis vers une unité de traitement. Lorsque le disque tourne, le signal de sortie du codeur est alors constitué d'une suite de signaux carrés. [8]

Parmi ces codeurs on a le codeur optique incrémental pour capté la position ou la vitesse souhaité à mesurer **figure I.12.**

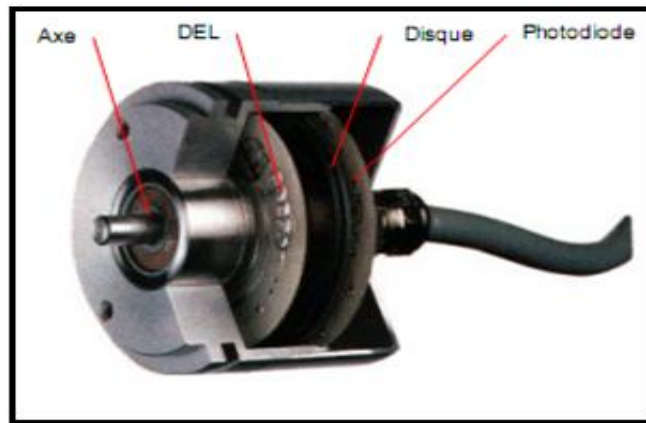


Figure I.12 : Codeur optique

Il est constitué de :

- Le disque rotatif comporte au maximum 3 pistes.
- Une ou deux pistes extérieures divisées en (n) intervalles d'angles égaux alternativement, Opaques et transparents.
- Pour un tour complet du codeur, le faisceau lumineux est interrompu (n) fois et délivre (n) signaux carrés (A et B) en quadrature.

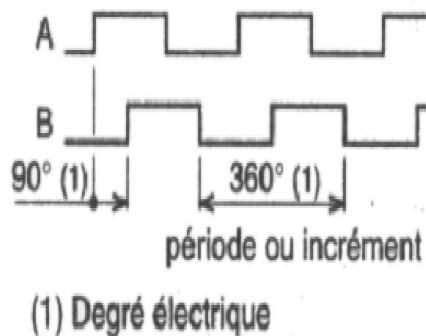


Figure I.13 : Signaux à la sortie du codeur

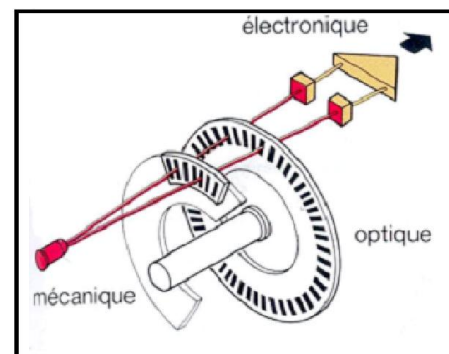


Figure I.14 : Schéma éclaté d'un codeur optique

Le déphasage de 90° électrique des signaux A et B permet de déterminer le sens de rotation:

- dans un sens pendant le front montant du signal A, le signal B est à zéro.
- dans l'autre sens pendant le front montant du signal A, le signal B est à un.

I.7.2.2. Mesure de vitesse à partir d'une mesure de position

On utilise l'information de position donnée par le codeur incrémental pour donner la vitesse. Le nombre de transitions reçues des deux signaux du codeur, pendant un temps fixe, appelé temps d'échantillonnage, est une image numérique de la vitesse de rotation.

Si on note le temps d'échantillonnage de mesure T_e , on peut en déduire le gain du capteur de vitesse [10]:

$$S_n = \mu_v \cdot N = \frac{4n}{60} \cdot T_e \cdot N \implies \mu_v = \frac{S_n}{\theta} \quad (\text{I.23})$$

Avec :

N : est la vitesse de rotation exprimée en tr/min

S_n : est la sortie mesure numérique de vitesse exprimée en incréments (inc)

n : le nombre de fentes sur le disque codeur

μ_v : est le gain du capteur exprimé en inc/tr/min.

I.7.2.3. Les avantages et les inconvénients

❖ Les avantages

- Conception simple, fiable et moins cher.
- Au maximum 5 fils pour un codeur "de base" (+, -, A, B, Z).
- Encombrement réduit.

❖ Les inconvénients

- Sensible aux coupures de courant
- Sensible aux parasites: un parasite peut être comptabilisé comme une impulsion.
- A et B peuvent avoir des fréquences élevées
- Traitement doit être assez rapide, sinon il y a erreur.

I.8. Conditionnement des capteurs (actifs, passifs)

Comme on a prévu dans la classification des capteurs, le capteur peut se comporter en sortie comme un dipôle actif, qui peut être source de (tension, courant, charge), ou comme un dipôle passif qui peut être (résistif, capacitif, inductif). Le conditionnement de cette sortie consiste à rendre la grandeur issue du capteur exploitable pour la mesure de tension.

Pour effectuer le conditionnement on a besoin d'un conditionneur de capteur qui a le rôle principal de produire une image de la grandeur physique mesurée à partir de la grandeur électrique de sortie du capteur.

Usuellement ces grandeurs sont **analogiques**, de sorte que le conditionnement est usuellement considéré comme le **prétraitement analogique** du signal de mesure. Dans une **chaîne de mesure** complète, on a besoin d'une tension à la sortie du Conditionneur compatible avec l'étape usuelle

suivante qu'est l'**acquisition numérique** du signal par un CAN (Convertisseur Analogique Numérique) [11].

Avec la prise en compte que l'association << capteur-conditionneur >> dans une chaîne de mesure :

- Ne doit pas perturber le phénomène étudié (ex : modification électrique, modification thermique...) [12].
- La mesure doit être significative, même en environnement perturbé (perturbations électriques, thermique, lumineuse, autre grandeur d'influence...) [12].

L'objectif du conditionnement est de convertir la grandeur de sortie en tension son perturbation du phénomène source [12].

Pour réaliser cet objectif, l'implantation d'un amplificateur opérationnel qui est la base du conditionneur, nous permet de réaliser les principales fonctions de la mesure électronique des capteurs, **Figure I.15** [12].

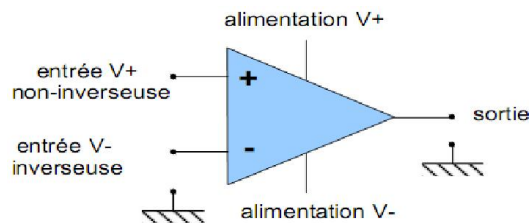


Figure I.15 : Représentation symbolique (amplificateur opérationnel)

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté des généralités sur les capteurs, on se basant sur leurs principes de fonctionnement et ces différents structures de calcul. Les capteurs sont les éléments de base des systèmes d'acquisition de données. Donc, on peut dire, que le capteur est le Maillon le plus sensible dans une chaîne de mesure ou de commande, la performance de ces processus repose sur la bonne adaptation du signal issu de ce capteur.

CHAPITRE II

Étude théorique sur les filtres

II.1 Introduction

Parmi les applications de la théorie des circuits, le filtrage analogique occupe une place de choix. On produit en effet des dizaines de millions de filtres chaque année à travers le monde et on peut dire sans risque de se tromper que la plupart d'entre nous en transportent plusieurs sur lui (dans son GSM et son lecteur MP3, par exemple) [14][15].

Dans ce chapitre en va maintenant d'étudier quelques procédés qui permettent de déterminer la structure la mieux adaptée pour la réalisation du filtre et enfin calculer les éléments (résistances, et condensateurs) grâce à l'utilisation de la fonction de transfert et de la connaissance de la structure. On se limite dans ce chapitre à synthétiser quelques filtres actifs qui utilisent des amplificateurs opérationnels

II.2 Définition

Un filtre électrique opère une modification d'un signal électrique d'entrée ou d'excitation $x(t)$, pour produire un signal de sortie ou réponse, $y(t)$. A cette modification du signal temporel $x(t)$ correspond une modification du spectre $X(j\omega)$ pour produire $Y(j\omega)$ [16].

Un filtre est un quadripôle transmettant un signal sans atténuation ou avec une atténuation de valeur donnée dans une bande de fréquence déterminée.

Les filtres sont utilisés dans de nombreuses circonstances. Lorsqu'il s'agit, par exemple, de limiter la bande passante en entrée ou en sortie d'un montage, d'annuler certaines fréquences perturbatrices indésirables (50Hz par exemple ou ses harmoniques qui polluent le réseau de distribution électrique) ou au contraire de ne retenir qu'une bande de fréquences particulière, etc.[14][16][17]

II.3 Rôle

Il n'est pas un système électronique qui ne fasse appel à, au moins, un filtre. La plupart en comporte en grande quantité. Le filtrage est une forme de traitement de signal, obtenu en envoyant le signal à travers un ensemble de circuits électroniques, qui modifient son spectre de fréquence et/ou sa phase et donc sa forme temporelle.

Il peut s'agir soit :

- d'éliminer ou d'affaiblir des fréquences parasites indésirables
- d'isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquences utiles.

II.4. Applications

Les filtres sont aujourd'hui présents dans pratiquement n'importe quel équipement de télécommunication. L'application la plus importante est sans aucun doute celle liée au multiplexage fréquentiel de signaux, opération qui consiste à combiner en un seul signal une multitude de signaux indépendants,

- Systèmes de télécommunication (téléphone, télévision, radio, transmission de données...)
- systèmes d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, ensemble de mesure, radars...)
- alimentation électrique....

II.5. Différents types de filtres

On classe les filtres en deux grandes familles : ANALOGIQUE et NUMERIQUE.

Les **filtres numériques** sont réalisés à partir de structure intégrée micro programmable (DSP). Ils sont totalement intégrables, souples et performants. Ils sont utilisés chaque fois que c'est possible. Ils sont pour l'instant limités à des fréquences pas trop élevées ($< 100\text{MHz}$).

On ne les utilisera pas si on doit limiter la consommation et ils nécessitent un pré-filtrage pour éviter le repliement spectral avant la numérisation du signal et un post-filtre de lissage.[17]

Les **filtres analogiques** se divisent eux mêmes en plusieurs catégories :

- **les filtres passifs** qui font appels essentiellement à des inductances de haute qualité et des condensateurs. Jusque dans les années 70, c'était les seuls filtres conçus. Ils sont actuellement utilisés pour les hautes fréquences (utilisation de quartz).[18]
- **les filtres actifs** sont constitués de condensateurs, de résistances et d'éléments actifs(les amplificateurs opérationnels). Ils sont moins encombrants, faciles à concevoir et moins coûteux que les filtres passifs mais restent limités en fréquence ($< 1\text{MHz}$ à cause de l'OP). Ils consomment plus et nécessitent une source d'alimentation.[17][19]

Le filtre sera alors caractérisé par l'ensemble des pulsations ou fréquences qu'il laisse passer appelé le bande passante. On peut citer :

- Un filtre passe bas laisse passer les pulsations inférieures à une pulsation ω_1 .
- Un filtre passe haut laisse passer les pulsations supérieures à une pulsation ω_1 .
- Un filtre passe bande laisse passer les pulsations comprises entre deux pulsation ω_1 et ω_2 .
- Un filtre coupe bande ou éjecteur de bande laisse passer les pulsations inférieures à ω_1 et supérieures à ω_2 .

Les filtres actifs présentent un ensemble d'avantages indéniables sur les filtres passifs (LC) :

- Ils sont plus fiables (toute la chaîne de fabrication est automatisée);
- En grandes quantités, leur coût est nettement moindre;
- Les éléments parasites (résistances, capacités, ou inductances parasites) sont moindres, vu la petite taille des circuits;

- On peut les intégrer si nécessaire sur la puce électronique portant un processeur numérique.

On leur trouve également certains défauts :

- Les composants actifs (ampli opérationnel) ont une bande passante réduite, ce qui tend à en limiter l'usage aux applications audio et vidéo (fréquences < 1 MHz). Au contraire, les composants passifs sont utilisés pour les applications hautes fréquences (jusque 500 MHz).[14][16]
- Les circuits actifs sont très sensibles à la précision sur leurs composants, c.-à-d. que leurs caractéristiques peuvent varier beaucoup si les composants utilisés n'ont pas leurs valeurs nominales (ce qui arrive toujours en pratique, si on considère que la précision garantie par les fabricants sur les résistances et condensateurs est souvent de l'ordre de 10 %!). Nous verrons que ce critère intervient lors du choix des structures de filtres à utiliser.
- Les composants actifs nécessitent une source d'énergie. Il convient donc de chercher à en minimiser le nombre, pour des spécifications données.
- Les amplitudes des signaux traitables par des filtres actifs sont de l'ordre du Volt (au delà de cette valeur, ils peuvent produire de la distorsion). Les résistances et les amplis opérationnels produisent par ailleurs du bruit. Ceci tend à limiter la dynamique des signaux utilisables, ce qui n'est pas le cas pour les filtres passifs.

En conséquence, ces deux technologies restent d'application pour la synthèse des filtres analogiques.

Le filtre idéal est irréalisable, les électroniciens ont développé de nombreuses méthodes de synthèse de filtres dont les résultats sont exploitables et transposés au cas discret. Ces méthodes sont basées sur l'approximation d'un gabarit de réponse fréquentielle par une fonction approximante souvent de type polynomial.

Donc un filtre réel possède une bande de transition entre les bandes passantes et d'arrêt et les spécifications du filtre sont généralement données à l'aide **d'un gabarit** [14][15][21]. Celui-ci précise les bandes passantes, bandes de transition et bandes d'arrêt souhaitées.

A la donnée du gabarit, on peut ajouter des spécifications telles que :

- L'amplitude de l'ondulation acceptée dans les bandes passantes et/ou d'arrêt
- L'uniformité du temps de propagation dans la bande passante (phase linéaire)

II.6. Gabarit – définitions

La fonction de transfert idéale est représentée en pointillé. Cette fonction est irréalisable et nous tolérons des écarts :

- La transmittance en bande passante peut avoir des "oscillations" limitées à $\pm \delta_1$
- La transmittance en bande coupée peut aussi avoir des oscillations limitées à δ_2 .
- Entre la bande passante et la bande coupée il y a une bande de transition de largeur non nulle $\delta\omega$

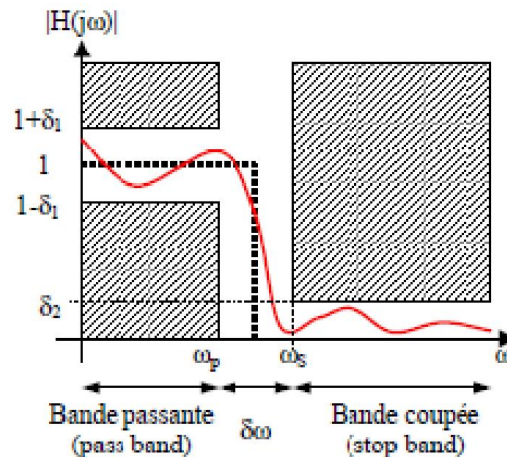


Figure II.1 : Fonction de Gabarit

II.7. Approximation

La réalisation d'un filtre passe bas conduit à des fonctions de transfert dont les dénominateurs sont des polynômes qui optimisent au mieux les contraintes demandées. Ces polynômes, appelés polynômes d'approximation, réalisant des filtres caractérisés par l'une ou l'autre des propriétés suivantes :

- Une bande passante plate au maximum pour les **filtres de Butterworth**
- Un temps de propagation uniforme (ou une phase linéaire) dans la bande passante pour les **filtres de Bessel**;
- Une bande de transition étroite obtenue au dépend d'une ondulation de la réponse fréquentielle dans la bande passante pour les **filtres de Tchebycheff de type 1**.

II.7.1. Fonctions de transfert de filtres analytiques

Pour un gabarit passe bas donné, il existe une infinité de solutions. Lorsque l'on veut dimensionner un filtre, on ne sait calculer analytiquement qu'un petit nombre de fonctions caractéristiques convenant à la réalisation de ce gabarit.

Les différentes fonctions que l'on peut utiliser fixeront les propriétés physiques de notre filtre.

Les plus connus et utilisés sont les filtres polynomiaux : la fonction de transfert de ces filtres est un polynôme (du même ordre que l'ordre du filtre). Exemples : Butterworth, Chebycheff, Legendre, Bessel [14][17][20].

Nous limitons notre étude sur les deux filtres rependues : Butterworth, Chebycheff

La fonction de transfert sera de la forme :

$$H(p) = \frac{K}{(p-p_0)(p-p_1)\dots(p-p_n)} \quad (II.1)$$

Détermination de H(p)

- Par calcul de pôles (ex : Butterworth)
- Par récurrence (ex : Chebycheff ou Bessel)

Ces filtres ne présentent pas de zéro de transmission à des fréquences finies (dans la bande passante nominale théorique du filtre).

Une autre forme de fonction de transfert, les filtres elliptiques. Ils présentent des zéros de transmission à des fréquences finies. Exemple : Cauer. Applications typiques : en RTC.

II.7.2. Filtres de Butterworth

Les filtres de Butterworth ont une réponse très plate dans leur bande passante. Cependant lorsque l'on tolère une atténuation maximale dans la bande passante, il serait intéressant de laisser onduler l'atténuation le plus grand nombre de fois possible entre la valeur de MAX et 0dB, afin d'avoir une coupure assez raide. Pour ces filtres, l'imperfection qui constitue l'atténuation résiduelle en bande passante est uniformément répartie dans toute cette bande [18][21][22].

II.7.2.1. Avantages

- courbe de réponse fréquentielle plate avec amplitude régulière en bande passante (appelé parfois pour cette raison "maximally flat"),
- pas d'ondulation dans la bande passante
- temps de propagation de groupe
- calculs faciles

II.7.2.2. Inconvénients

- raideur de la coupure moyenne

II.7.2.3. Détermination d'une fonction de transfert de Butterworth

On cherche à obtenir une courbe dans la bande passante la plus plate possible $H(p) = \frac{K}{D(p)}$

$$D(p) = p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1p + a_0 \quad (II.2)$$

La courbe de gain sera maximale plate si on peut annuler le plus grand nombre de dérivées possibles.

On arrive donc à :

$$\mathbf{D(p)} = \mathbf{p^n} + \mathbf{a_0} \quad (\text{II.3})$$

$$\mathbf{D(j\omega)} = (\mathbf{j\omega})^n + \mathbf{a_0} \quad (\text{II.4})$$

$$|\mathbf{D(j\omega)}|^2 = \omega^{2n} + \mathbf{a_0^2} \text{ on pose } \mathbf{a_0} = \omega_0^n \quad (\text{II.5})$$

$$|\mathbf{D(j\omega)}|^2 = \omega^{2n} + \omega_0^{2n} \quad (\text{II.6})$$

$$|\mathbf{D(j\omega)}|^2 = \omega_0^{2n} \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{2n} \right) = \omega_0^{2n} (1 + x^{2n}) \quad (\text{II.7})$$

Avec : $\mathbf{x} = \frac{\omega}{\omega_0}$

$$|\mathbf{H(j\omega)}|^2 = \frac{1}{\omega_0^{2n}(1+x^{2n})} \quad (\text{II.8})$$

$\Rightarrow |\mathbf{H(jx)}|^2 = \frac{1}{(1+x^{2n})}$ on pose $\mathbf{P = jx = j \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{s}{\omega_0}}$ (variable de Laplace normalisée)

$$|\mathbf{H(x)}| = \frac{1}{\sqrt{(1+x^{2n})}} \quad \text{si } \mathbf{P = jx} \text{ alors } \mathbf{x = -jP}$$

$$|\mathbf{H(P)}| = \frac{1}{\sqrt{1+(-jP)^{2n}}} = \frac{1}{\sqrt{1+(-j)^{2n} P^{2n}}} = \frac{1}{\sqrt{1+(-1)^n P^{2n}}} \quad (\text{II.9})$$

II.7.3. Filtre de Tchebycheff

Les filtres de Chebycheff présentent un grand intérêt pratique car de tous ces filtres polynomiaux, ce sont ceux qui présentent la coupure la plus brutale pour un ordre n donné.

Cependant les inconvénients sont un temps de propagation de groupe peu constant, et une réponse transitoire trop agitée, ce qui provoque des distorsions par exemple dans les cas des signaux impulsionnels [23].

Le polynôme $\mathbf{P_n(x)}$ de Chebycheff d'ordre n est défini par

II.7.3.1. Avantages

- le front de coupure est plus raide pour un ordre de filtre donné. A front de coupure identique, ils nécessitent un ordre d'environ 2 fois plus petit qu'un filtre de Butterworth

II.7.3.2. Inconvénients

- ondulation en bande passante
- temps de propagation de groupe non constant en bande passante.
- La fréquence de coupure obtenue est légèrement décalée par rapport à celle souhaitée.

II.7.3.3. Détermination d'une fonction de transfert de Chebycheff

Le but de ce filtre est d'avoir une meilleure approximation du filtre passe-bas idéal (coupure très violente). La fonction de transfert est de la forme :

$$|\mathbf{H}(j\mathbf{x})| = \frac{1}{\sqrt{(1+\varepsilon^2 C_n(x)^2)}} \quad (\text{II.10})$$

Avec $0 < \varepsilon \leq 1$

$C_n(x)$ est obtenu par récurrence :

$$C_0(x) = 1 \quad (\text{II.11})$$

$$C_1(x) = x \quad (\text{II.12})$$

$$C_n(x) = 2xC_{n-1}(x) - C_{n-2}(x) \quad (\text{II.13})$$

Si $x = 1$: $C_0(x) = 1, C_1(x) = 1, C_2(x) = 2, \dots, C_n(x) = 1$

$$\Rightarrow |\mathbf{H}(1)| = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \quad (\text{II.14})$$

Donc selon ε le gain à $x=1$ varie de 0 à -3db.

Pour la détermination de la fonction de transfert :

$$|\mathbf{H}(j\mathbf{x})| = \frac{1}{\sqrt{(1+\varepsilon^2 C_n(x)^2)}} \quad (\text{II.15})$$

1. On fixe ε (en fixant de transfert la bande d'ondulation)
2. On détermine $C_n(x)$
3. On résout $(1 + \varepsilon^2 C_n(x)^2)$

➤ **Approximation de Tchebycheff II**

$$\mathbf{T}(x) = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2 T_n^2(x)}} \quad x = \frac{\omega_s}{\omega} \quad (\text{II.16})$$

Les polynômes sont identiques à ceux du filtre de type I.

Ces filtres tolèrent une "oscillation" d'amplitude $\delta_2 = \varepsilon$ en bande coupée et la réponse est monotone dans la bande passante. Il existe aussi une relation permettant de déterminer l'ordre du filtre nécessaire à partir des caractéristiques du gabarit [23.1].

A. Avantages

- le front de coupure est plus raide pour un ordre de filtre donné. A front de coupure identique, ils nécessitent un ordre d'environ 2 fois plus petit qu'un filtre de Butterworth
- La fréquence de coupure obtenue est celle qui est souhaitée

B. Inconvénients

- ondulation en bande passante
- temps de propagation de groupe non constant en bande passante.

C. Exemple

Nous construisons un filtre de Butterworth d'ordre 4, de fréquence de coupure normalisée 0,25. Le résultat obtenu est indiqué sur la **Figure II.2**.

En prenant $\delta_1 = 0,05$ cela correspond à une fréquence normalisée $f_p = 0,206$ et $\delta_2 = 0,05$ cela correspond à la fréquence normalisée $f_s = 0,36$. Les zones grisées montrent le gabarit auquel satisfait le filtre de Butterworth avec ces paramètres. Les trois autres figures montrent comment des filtres de Tchebycheff type I, Tchebycheff type II du même ordre (4) satisfont au même gabarit. Ces courbes illustrent les avantages et inconvénients des différentes structures.

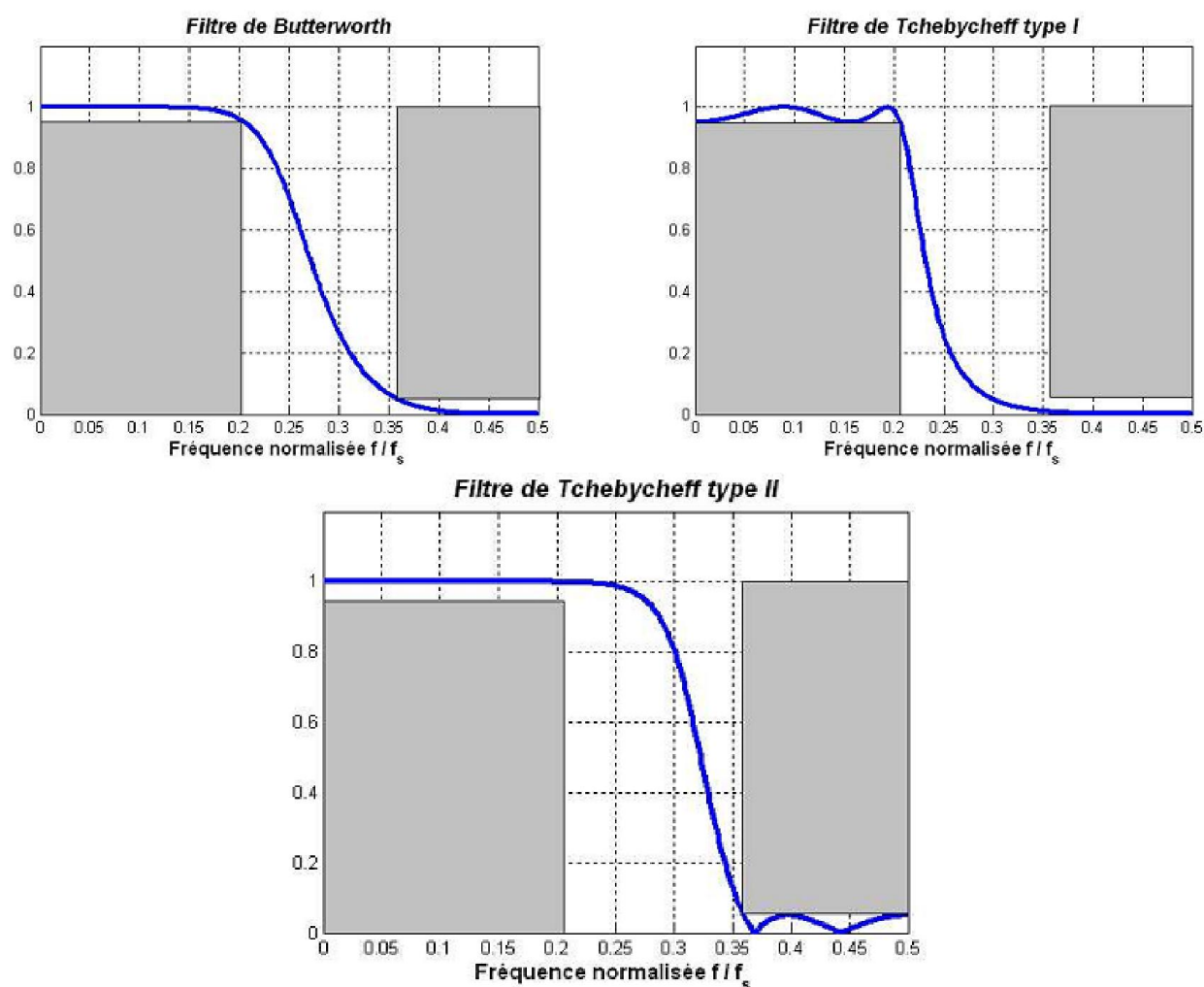


Figure II.2 : Filtre de Butterworth et Tchebycheff

II.8. Comparaison des approximations analytiques

Les approximations de Butterworth, Tchebycheff (direct), et Bessel sont les plus utilisées. Elles conduisent en effet à des filtres ne possédant que des pôles, et nous verrons plus loin que les structures RC+Ampli. Op. Les plus simples ne permettent pas facilement de synthétiser des zéros de transmission [19][22].

On considère souvent que le filtre de Butterworth est un intermédiaire entre le filtre de Tchebycheff et le filtre de Bessel : il fournit une atténuation maximale plate tout en présentant un délai de groupe assez peu accidenté, sauf en fin de bande passante. Si la condition de non-distorsion doit être respectée, comme c'est souvent le cas en télécommunications numériques, le filtre de Bessel est incontournable.

Dans le cas inverse, celui de Tchebycheff permet, à degré égal, des spécifications plus drastiques. L'approximation de Tchebycheff inverse conduit à un ordre identique que l'approximation de Tchebycheff tout en produisant un délai de groupe plus constant, au prix de devoir synthétiser des zéros de transmission (plus compliqué, et plus cher car plus de composants).

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la *synthèse* des filtres actifs, qui constituent une classe particulière et très répandue de filtres analogiques. Après une courte introduction, nous développerons les différentes étapes du design d'un filtre ainsi que l'implantation pratique.

CHAPITRE III

Étude théorique sur le variateur

vitesse

III.1. Introduction

Les variateurs de type « convertisseurs de fréquence » sont utilisés pour alimenter les moteurs asynchrones. Ils permettent essentiellement de faire varier la vitesse de rotation de ces moteurs, mais aussi d'obtenir des caractéristiques de fonctionnement du moteur radicalement différentes de celles obtenues lors de l'utilisation normale à amplitude et fréquence constantes (moteurs alimentés en direct par la tension du réseau). La vitesse de rotation du moteur varie en fonction de la fréquence de la tension d'alimentation.

Les variateurs utilisent cette caractéristique pour obtenir une régulation en vitesse. L'évolution de l'électronique de puissance et de la vitesse des processeurs a permis de développer de très bons systèmes de contrôle des caractéristiques de fonctionnement [24].

Compte tenu de ces deux dernières évolutions, les techniques de modulation de largeur d'impulsion vectorielle (MLI) ont été l'objet de recherches intensives pendant ces deux dernières décennies [25] [26] [27]. Un nombre important de méthodes, différentes de par leur concept et leur performance, ont été développées. La simplicité d'implantation restant cependant encore un critère important, quelques-unes d'entre elles seulement ont gagné la confiance des industriels [28].

Le choix d'une technique dépend du type de la machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. La commande de l'onduleur par modulation peut être faite par diverses approches, classiquement par comparaison des références à une fonction triangulaire qui existe dans une très vaste littérature ou à l'aide d'un calcul en temps réel satisfaisant un critère. Dans ce chapitre nous intéressons à l'étude théorique de la chaîne du variateur de vitesse ainsi les commandes de l'onduleur [29][30].

III.2. Variateurs de vitesse

Un variateur de vitesse est un équipement électrotechnique alimentant un moteur électrique de façon à pouvoir faire varier sa vitesse de manière continue de l'arrêt jusqu'à sa vitesse nominale. La vitesse peut être proportionnelle à une valeur analogique fournie par un potentiomètre, ou par une commande externe, qui donne le signal de commande analogique ou numérique, issu d'une unité de contrôle [33].

III.3. Principe de fonctionnement général

Le principe général du variateur de vitesse est de transformer la tension d'alimentation sinusoïdale triphasée du réseau en une tension continue, de façon à disposer d'une « matière première » permettant de générer une nouvelle tension sinusoïdale triphasée de la fréquence désirée.

Le variateur fournit au moteur asynchrone une onde de tension à amplitude et fréquence variables tout en maintenant l'apport tension/fréquence sensiblement constant. En modifiant la fréquence de la tension d'alimentation du moteur, le variateur permet de modifier la vitesse du champ tournant du stator et donc la vitesse de rotation du moteur. La génération de cette onde de tension est réalisée par un dispositif électronique de puissance schématisé à la figure **Figure III.1** [24].

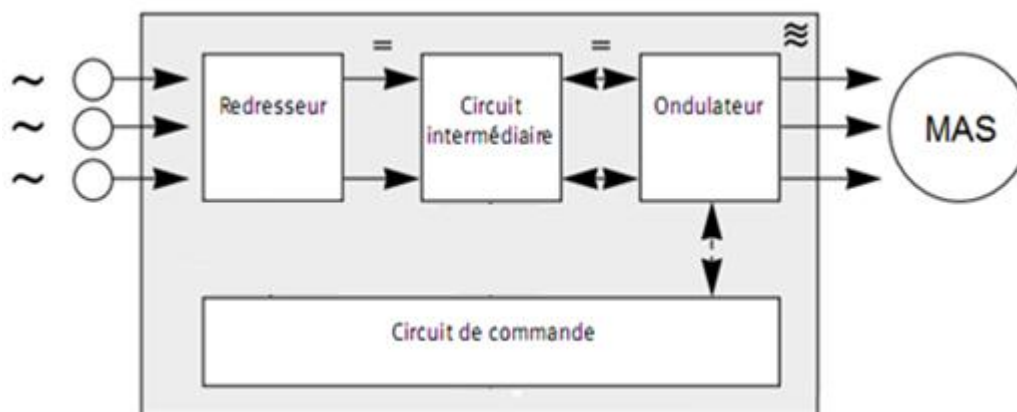


Figure III.1 : Schéma de principe du convertisseur de fréquence

III.4. Description et principe de fonctionnement de la chaîne du Variateur

Le variateur de vitesse est composé essentiellement de quatre parties, comme est illustrée ci-dessous, **Figure III.2**. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées. Dans notre travail nous intéressons aux parties suivantes :

- Partie d'un redresseur non commandé (pont à diodes, PD3), connecté à une alimentation triphasée (réseau 50 Hz), génère une tension continue à ondulation résiduelle (le signal n'est pas parfaitement continu) [33].
- Partie d'un circuit intermédiaire agissant principalement sur le " lissage " de la tension et le courant de sortie du redresseur (améliore la composante continue). Le circuit intermédiaire peut aussi servir de dissipateur d'énergie lorsque le moteur devient générateur [33].
- Partie d'un onduleur qui engendre le signal de puissance à tension et/ou fréquence variables [33].
- Partie d'une électronique de commande pilotant l'onduleur (transmission et réception des signaux)[33].

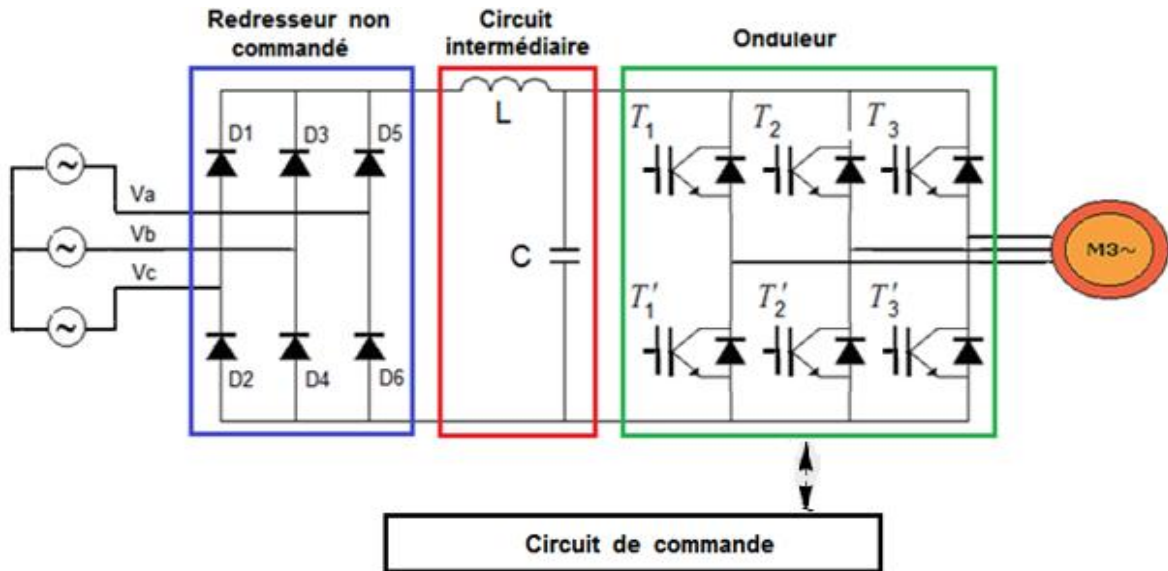


Figure III.2: Schéma du variateur de vitesse

III.4.1. Redresseur non commandé

La fonction du redresseur est de transformer la tension alternative triphasée du réseau en tension continue [24]. Dans notre cas le redresseur triphasé à double alternance non commandé est composé à base de diode. La diode est un élément redresseur constitué d'une jonction Positive (P) et négative (N). C'est un élément semi-conducteur non commandable. Pour une diode au silicium, la tension anode (A) cathode (k) à l'état de conduction est de l'ordre de 0.7 à 1V. Dans le sens inverse, le courant est faible et ceci jusqu'à une certaine valeur de la tension inverse. Au-delà de cette tension, appelée tension d'avalanche, le courant inverse augmente fortement et a pour conséquence la destruction de la diode, Figure III.3 [34][35]

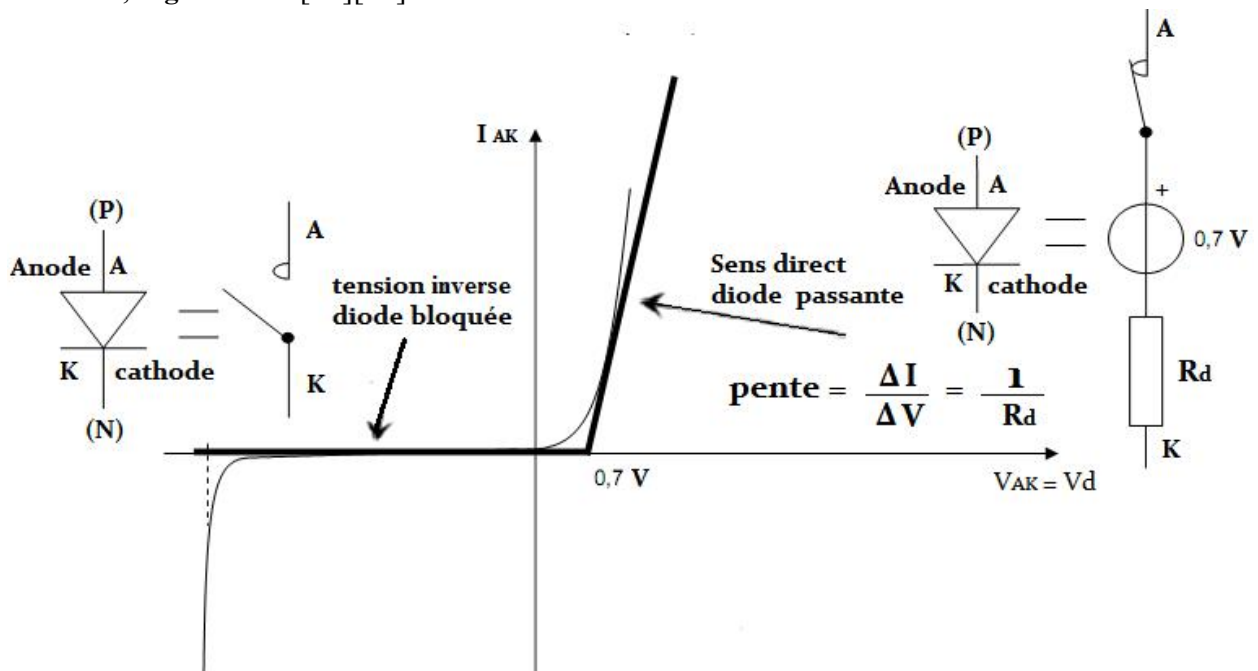


Figure III.3 : Symbole et caractéristique d'une diode

L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré. Le redresseur à la **Figure III.4** est alors alimenté par le système triphasé suivant [36] :

$$\begin{cases} V_a(t) = V_{\max} \cdot \sin(\omega t) \\ V_b(t) = V_{\max} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c(t) = V_{\max} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

La séquence de conduction des diodes est définie par les instants de commutation naturelle [37]. Les trois diodes D1, D3, D5 forment un commutateur plus positif commune, assurant l'allée du courant I_d , qui laisse passer à tout instant la plus positive des tensions, et les diodes D2, D4, D6 forment un commutateur plus négatif, assurant le retour du courant I_d , qui laisse passer la plus négative des tensions. La tension redressée V_s est à tout instant la différence entre ces deux tensions **Figure (III.4)**

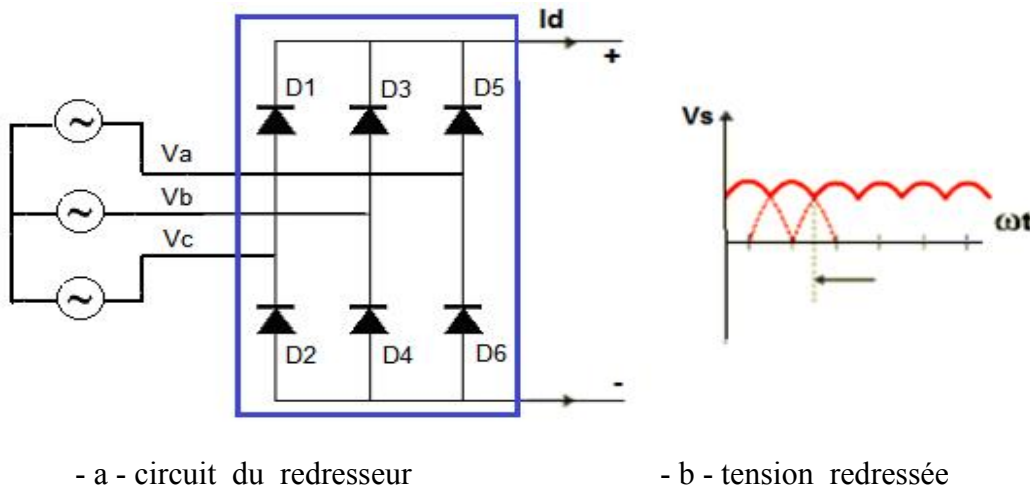


Figure III.4 : Principe de fonctionnement du redresseur

la tension redressée à la sortie du pont (PD3) s'exprime à la manière suivante :

$$V_s = [V_a(t), V_b(t), V_c(t)]_{\max} - [V_a(t), V_b(t), V_c(t)]_{\min} \quad (\text{III.2})$$

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{3} V_{\max} \cdot \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \quad (\text{III.3})$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3\sqrt{3} V_{\max}}{\pi} \quad (\text{III.4})$$

En pratique, il est difficile d'obtenir une tension de sortie parfaitement continue, ce qui donne en général une tension continue comportant une ondulation résiduelle [24]. Pour diminuer cette ondulation issue du redresseur on utilise généralement un circuit intermédiaire dit filtre.

III.4.2. Circuit intermédiaire

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre LC, Le schéma de principe de ce filtre est donné par la **Figure III.5** ci-dessous [36].

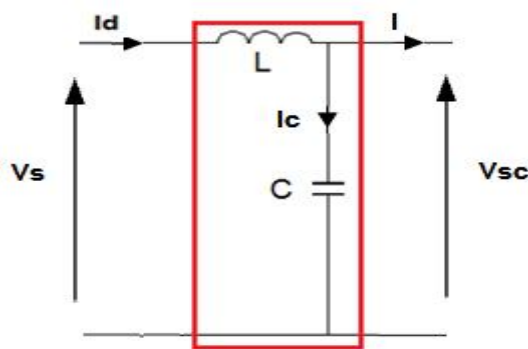


Figure III.5 : Circuit intermédiaire (filtre)

Le condensateur C permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. L'inductance L permet de lisser ou rendre sensiblement le courant constant [36].

III.4.3. Onduleur

L'onduleur constitue la dernière partie du variateur de vitesse dans le circuit puissance, alimenté à partir du circuit intermédiaire par une tension continue [33]. On définit l'onduleur de tension comme un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative [36]. Il est constitué de trois bras de commutation à transistor IGBT.

Le transistor IGBT est l'un des composants de puissance le plus utilisé actuellement. Sa structure associe en sortie celle d'un transistor bipolaire BJT et celle d'un MOSFET en entrée. Donc l'IGBT regroupe les avantages en conduction du transistor bipolaire BJT, et les avantages en commutation et simplicité de commande du transistor MOSFET. Il est largement utilisé pour les applications de moyenne et dans certaines applications de haute tension, avec des tensions d'alimentation comprises entre 600V et 6.5kV, et des fréquences de l'ordre de 130 kHz. [39] [40] [41].

Le bras de l'onduleur est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor IGBT montés en parallèle. La diode joue le rôle d'une diode à roue libre, assure la protection du transistor IGBT. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux, **Figure III.6** [38].

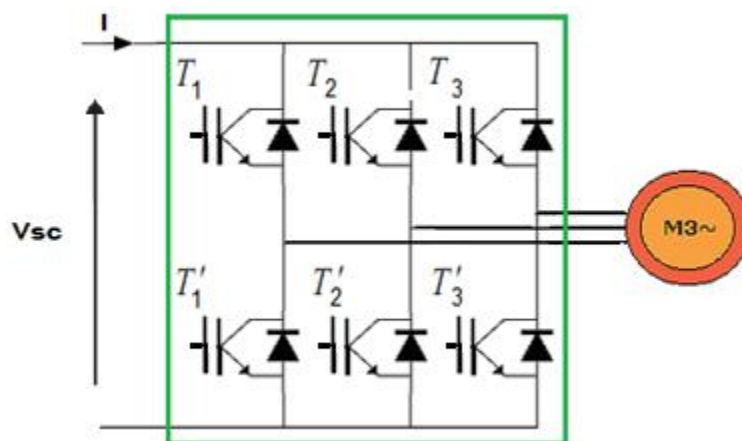


Figure III.6 : Schéma de l'onduleur de tension associé à la MAS

La commande des interrupteurs de l'onduleur se fait à partir du circuit de commande. Le principe est de comparer un signal appelé la porteuse de haute fréquence, à un signal de référence **Figure III.7** qui constitue l'image du signal de sortie pour obtenir les signaux de commande des interrupteur [42][43].

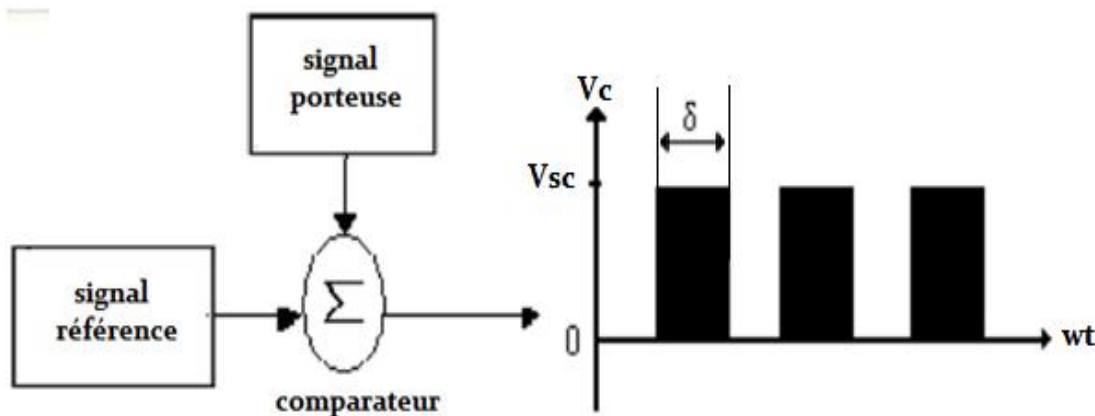


Figure III.7 : Schéma synoptique du signal de commande

Il existe plusieurs commandes. Parmi les commandes la plus utilisée principalement est la commande en modulation de largeur d'impulsion vectorielle **SVPWM**.

III.5. Différents types de la commande de l'onduleur

III.5.1. Modulation de largeur d'impulsion unitaire

Cette technique, très ancienne et simple à implanter, elle permet de produire une tension de sortie formée d'une seule impulsion par demi-cycle dont la largeur δ est variable. Les signaux de commande sont obtenus en comparant un signal de référence rectangulaire avec un signal triangulaire porteuse **Figure III.8**.

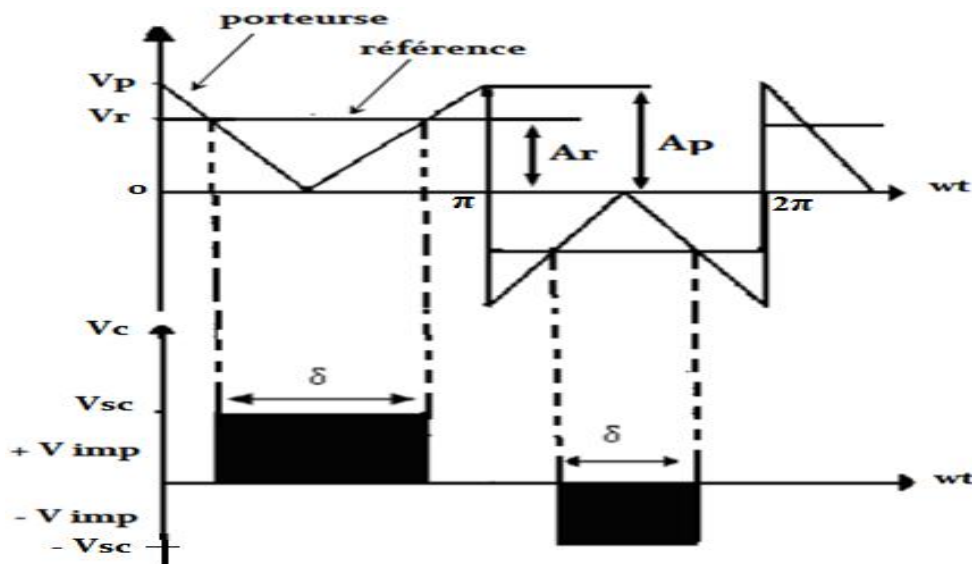


Figure III.8 : Modulation de largeur d'impulsion unitaire

L'amplitude A_r permet d'agir sur la largeur δ des impulsions. En variant A_r de 0° à 180° le rapport entre A_r et A_p est la variable de contrôle est appelée indice de modulation d'amplitude ou tout simplement indice de modulation.

$$M_a = \frac{A_r}{A_p} \quad (\text{III.5})$$

III.5.2. Modulation de largeur d'impulsion multiple

Ce type de modulation est également connu sous le nom de Modulation en Largeur d'Impulsion Uniforme (UMLI). Cette technique permet de réduire le contenu harmonique du signal de sortie, on utilisant plusieurs impulsions P par demi-cycle, dont la largeur δ est la même **Figure III.9**.

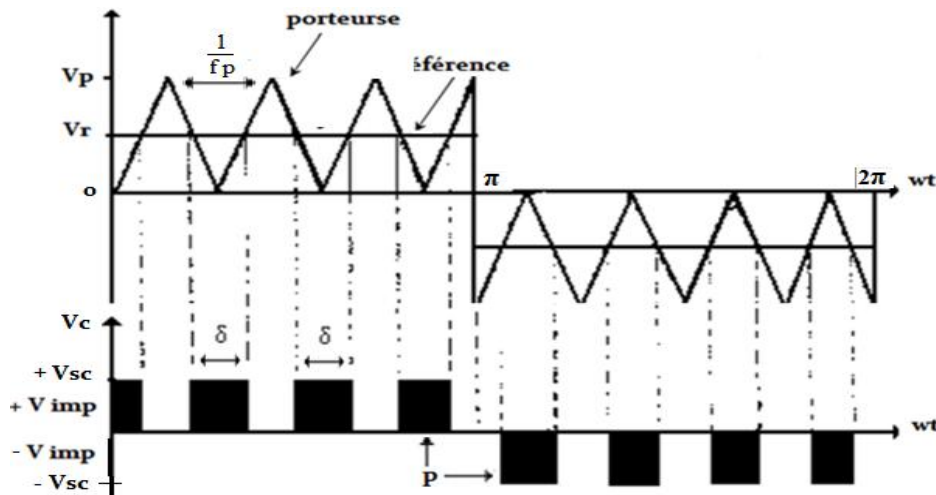


Figure III.9 : Modulation de largeur d'impulsion multiple

On définit l'indice de modulation de fréquence M_f comme suit :

$$M_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

f_p : Fréquence de la porteuse

f_r : Fréquence de la référence

La largeur d'impulsion δ peut être exprimée en fonction de l'indice de modulation d'amplitude M_a comme suit :

$$\delta = \frac{\pi}{p} \cdot M_a \quad (\text{III. 7})$$

La variation de l'indice de modulation M_a de 0 à 1 fait varier la largeur d'impulsion de 0 à π/p et la tension de sortie de 0 à V_{sc} . La MLI multiple à une meilleure performance, mais a cause de grand nombre de commutation, les pertes seront plus grandes, en augmentant P , on diminue l'amplitude des harmoniques d'ordre inférieur. [42] [43]

III.5.3. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale

La technique utilise un signal sinusoïdal comme signal de référence. Elle permet d'obtenir paires d'impulsions de largeur différentes. Ceci permet d'obtenir une tension de sortie dont le contenu harmonique est réduit. On distingue principalement deux techniques de modulation sinusoïdale.

III.5.3.1. La modulation unipolaire

La tension oscille entre $(0, +V_{sc})$ ou entre $(0, -V_{sc})$, **Figure III.10.**

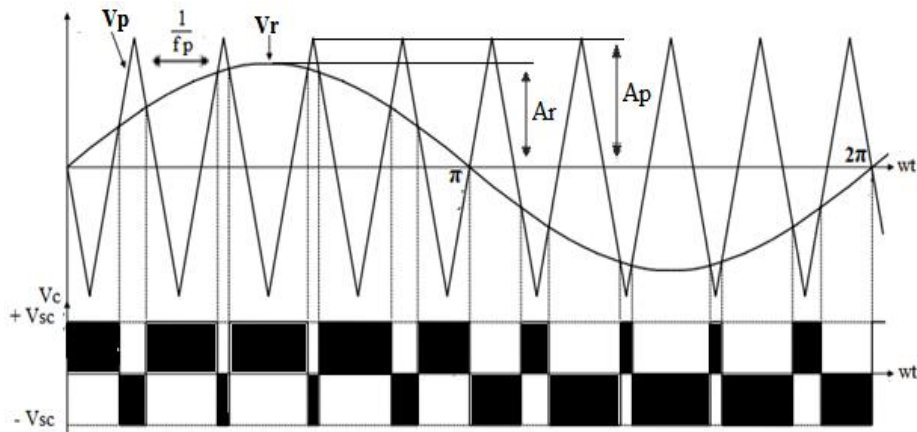


Figure III.10 : Modulation de largeur d'impulsion unipolaire

III.5.3.2. La modulation bipolaire

La tension oscille entre $(+V_{sc}$ et $-V_{sc}$ sans discontinuité) **Figure III.11.**

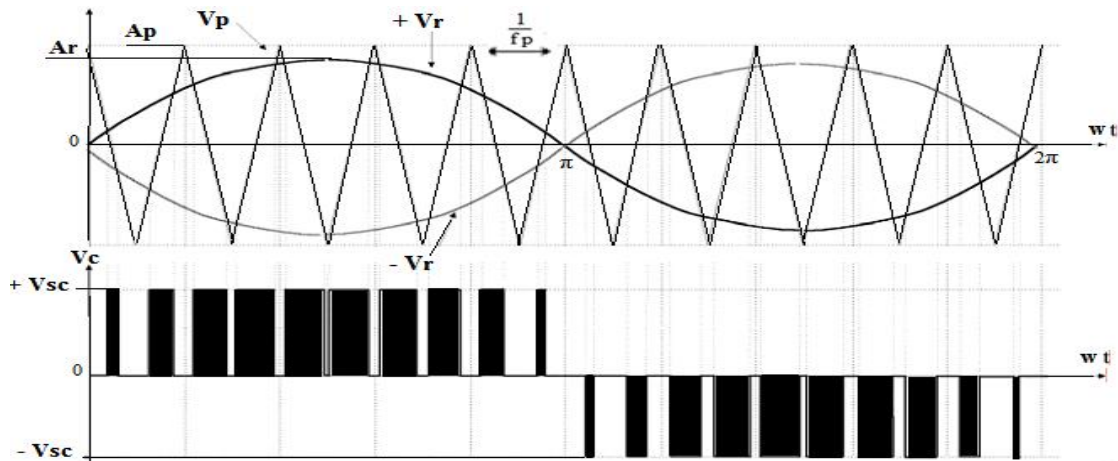


Figure III.11 : Modulation de largeur d'impulsion bipolaire

Les indices de modulation d'amplitude M_a et de fréquence M_f sont toujours définis par :

$$M_a = \frac{A_r}{A_p} \quad , \quad M_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (III.8)$$

III.5.4. Modulation de largeur d'impulsion vectorielle

Pour obtenir une tension de sortie proche d'une forme sinusoïdale on utilise la technique MLI vectorielle, elle consiste à produire une onde de sortie V_s formée d'une succession d'impulsion rectangulaire d'amplitude constante de largeur variable.

Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine[36].

Pour simplifier l'étude nous supposons, le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension[36].

L'état des interrupteurs, peuvent être définit par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a,b,c$) [41] :

- $S_i = 1 \Rightarrow$ signifie le cas ou l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0 \Rightarrow$ signifie le cas ou l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point fictif "o" représenté à **Figure III.12** [41] .

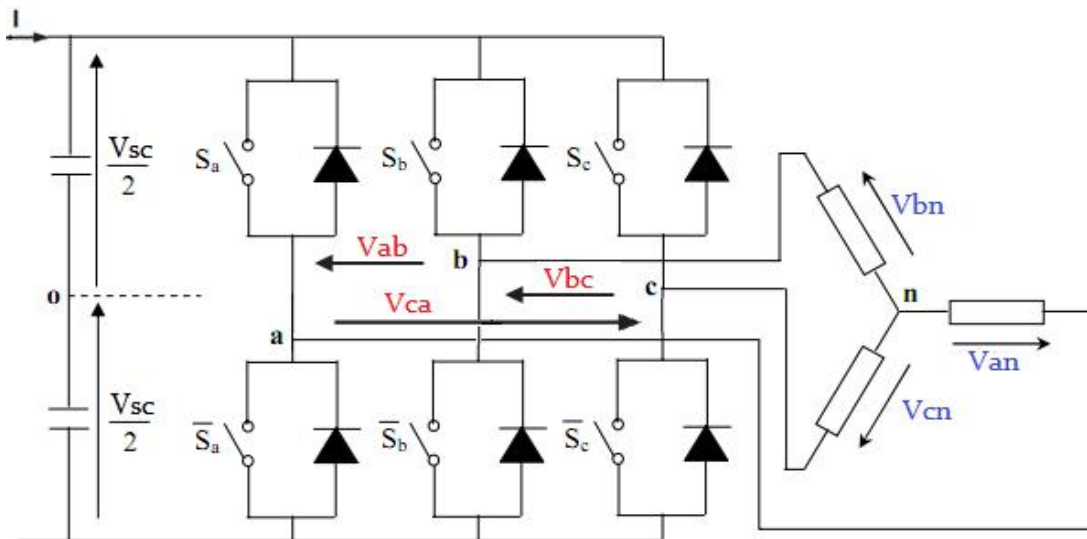


Figure III.12 : Schéma équivalent de l'onduleur à deux niveaux

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases s'écrivent :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{on} \\ \mathbf{V}_{bn} = \mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{on} \\ \mathbf{V}_{cn} = \mathbf{V}_{co} + \mathbf{V}_{on} \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

Par ajout on a : $\mathbf{V}_{an} + \mathbf{V}_{bn} + \mathbf{V}_{cn} = \mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co} + 3 \mathbf{V}_{on}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique, équilibré.

Donc : $\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co} = -3 \mathbf{V}_{on}$ (III. 10)

Alors, il y aura : $\mathbf{V}_{on} = -\frac{1}{3} (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co})$ (III. 11)

On remplace (III. 11) dans (III. 9) on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{2}{3} \mathbf{V}_{ao} - \frac{1}{3} \mathbf{V}_{bo} - \frac{1}{3} \mathbf{V}_{co} \\ \mathbf{V}_{bn} = -\frac{1}{3} \mathbf{V}_{ao} + \frac{2}{3} \mathbf{V}_{bo} - \frac{1}{3} \mathbf{V}_{co} \\ \mathbf{V}_{cn} = -\frac{1}{3} \mathbf{V}_{ao} - \frac{1}{3} \mathbf{V}_{bo} + \frac{2}{3} \mathbf{V}_{co} \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

On peut écrire le système (III. 12) sous une forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ao} \\ \mathbf{V}_{bo} \\ \mathbf{V}_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 13})$$

Avec : $\mathbf{V}_{io} = \mathbf{V}_{sc} (S_i - \frac{1}{2})$; $i = (a, b, c)$ on obtient de l'équation (III. 12) le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{V}_{sc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_a \\ \mathbf{S}_b \\ \mathbf{S}_c \end{bmatrix} \quad (\text{III. 14})$$

Le système (III. 14) représente le modèle mathématique de l'onduleur de tension.

Les trois tensions composées : \mathbf{V}_{ab} , \mathbf{V}_{bc} , et \mathbf{V}_{ca} sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ab} = \mathbf{V}_{ao} - \mathbf{V}_{bo} \\ \mathbf{V}_{bc} = \mathbf{V}_{bo} - \mathbf{V}_{co} \\ \mathbf{V}_{ca} = \mathbf{V}_{co} - \mathbf{V}_{ao} \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

Le tableau III.1 montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs (\mathbf{S}_a , \mathbf{S}_b , \mathbf{S}_c) [36].

Sa	Sb	Sc	Vao	Vbo	Vco	Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
0	0	0	-Vsc/2	-Vsc/2	-Vsc/2	0	0	0	0	0	0
1	0	0	Vsc/2	-Vsc/2	-Vsc/2	2Vsc/3	-Vsc/3	-Vsc/3	Vsc	0	-Vsc
1	1	0	Vsc/2	Vsc/2	-Vsc/2	Vsc/3	Vsc/3	-2Vsc/3	0	Vsc	-Vsc
0	1	0	-Vsc/2	Vsc/2	-Vsc/2	-Vsc/3	2Vsc/3	-Vsc/3	-Vsc	Vsc	0
0	1	1	-Vsc/2	Vsc/2	Vsc/2	-2Vsc/3	Vsc/3	Vsc/3	-Vsc	0	Vsc
0	0	1	-Vsc/2	-Vsc/2	Vsc/2	-Vsc/3	-Vsc/3	2Vsc/3	0	-Vsc	Vsc
1	0	1	Vsc/2	-Vsc/2	Vsc/2	Vsc/3	-2Vsc/3	Vsc/3	Vsc	-Vsc	0
1	1	1	Vsc/2	Vsc/2	Vsc/2	0	0	0	0	0	0

Tableau III.1 : Établissement des expressions des tensions simples et composées

Dans notre cas l'onduleur comporte six cellules de commutation donnant huit configurations de commutations possibles, comme le montre le schéma suivant :

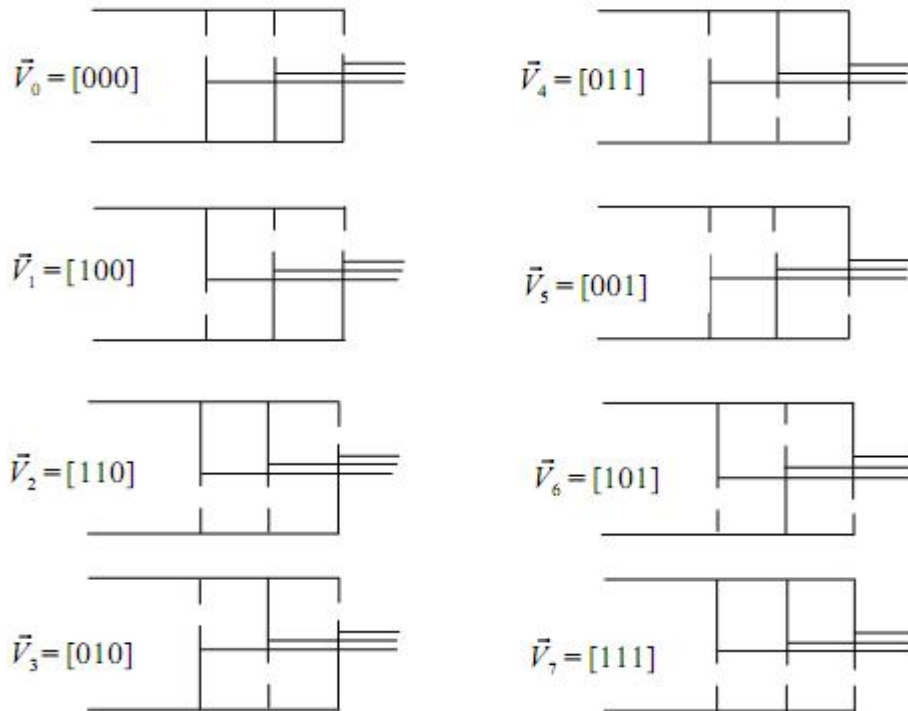


Figure III.13 : Commutations possibles de l'onduleur

La technique de modulation vectorielle SVPWM se base sur la représentation spatiale. Les huit états de commutation des interrupteurs (Sa, Sb, Sc) obtenus depuis le tableau précédent peuvent s'exprimer dans le plan α - β , par huit vecteurs de tension ($\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7$) parmi eux deux sont nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 qui correspondent respectivement à S a,b,c (000) et S a,b,c (111), les autres sont appelés états actifs.

La représentation dans le plan α - β de ces vecteurs qui sont répartis tout les 60° , permet de déterminer un hexagone **Figure III.14**, à l'intérieur du quel le vecteur de tension de référence V_{sref} doit ce trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande [41].

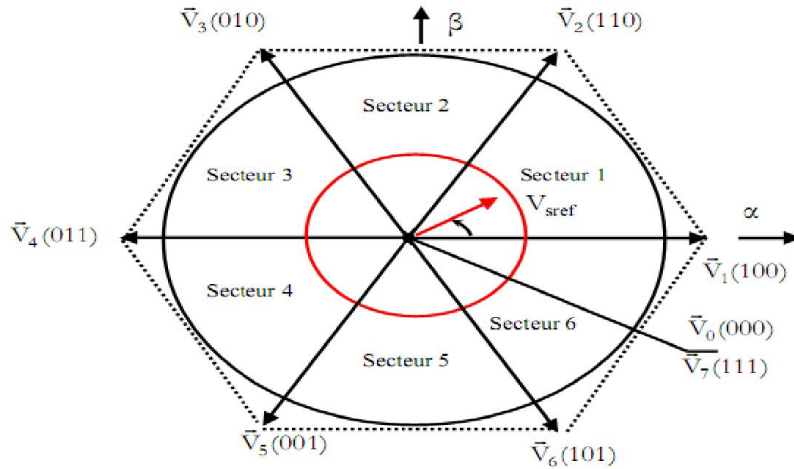


Figure III.14 : Représentation des états de l'onduleur dans le repère α - β , et les différents secteurs

La figure (III.15) ci-dessus représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence V_{sref} désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_c de commutation de l'onduleur [44].

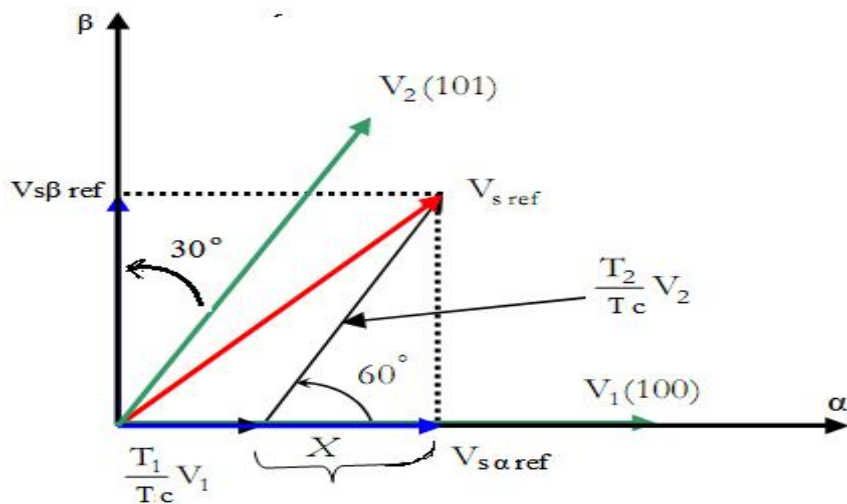


Figure III.15 : Décomposition d'un vecteur de tension de référence V_{sref}

III.5.4.1. Calcul des temps de conduction

Si le vecteur V_{sref} se trouve à un instant donné dans le secteur 1, le calcul des temps de conduction des vecteurs adjacents V_1 et V_2 se fait selon les relations trigonométriques [31][32] suivantes :

$$V_{sref} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) = v_1 \frac{T_1}{T_c} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad \text{d'où} \quad T_1 = \frac{\sqrt{2}}{V_{sc}} V_{sref} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) T_c \quad (\text{III. 16})$$

$$\text{et} \quad V_{sref} \sin(\delta) = v_2 \frac{T_2}{T_c} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad \text{d'où} \quad T_2 = \frac{\sqrt{2}}{V_{sc}} V_{sref} \sin(\delta) T_c \quad (\text{III. 17})$$

$$\text{Avec :} \quad |\vec{v}_1| = |\vec{v}_2| = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{sc} \quad (\text{III. 18})$$

Soit en généralisant, si i est l'indice du secteur où se trouve le vecteur V_{sref} , le temps de T_i et T_{i+1} de V_i et V_{i+1} sont données par:

$$T_i = \frac{\sqrt{2}}{V_{sc}} V_{sref} \sin\left(i \frac{\pi}{3} - \delta\right) T_c \quad (\text{III. 19})$$

$$T_{i+1} = \frac{\sqrt{2}}{V_{sc}} V_{sref} \sin\left(\delta - (i-1) \frac{\pi}{3}\right) T_c \quad (\text{III. 20})$$

et si $V_{sref \alpha}$ et $V_{sref \beta}$ sont les projections de V_{sref} sur les axes α et β alors on peut déduire les relations suivantes qui vont nous permettre de calculer ces temps :

$$T_i = \left[\sin\left(i \frac{\pi}{3}\right) V_{sref \alpha} - \cos\left(i \frac{\pi}{3}\right) V_{sref \beta} \right] T_c \quad (\text{III. 21})$$

$$T_{i+1} = \left[-\sin\left((i-1) \frac{\pi}{3}\right) V_{sref \alpha} + \cos\left((i-1) \frac{\pi}{3}\right) V_{sref \beta} \right] T_c \quad (\text{III. 22})$$

Si la somme des durées d'application des vecteurs \vec{v}_i et \vec{v}_{i+1} est inférieure à T_c c'est à dire ($T_i + T_{i+1} < T_c$), alors on complète la séquence par application des vecteurs nuls. Le vecteur reconstitué \vec{V}_s est donc une combinaison linéaire de vecteur de base $V_{sref} = V_{sref \alpha} + V_{sref \beta}$.

III.5.4.2. Calcul des temps de commutation pour chaque bras de l'onduleur

On doit définir pour chaque bras le chronogramme qui définit les temps pendant lesquels le point milieu d'un bras est à un potentiel égal à $V_{sc}/2$ ou à $-V_{sc}/2$.

Pendant chaque période modulation T_c de l'onduleur, il existe plusieurs stratégies pour appliquer les vecteurs qui assurent l'obtention de la tension désirée.

Dans le but de diminuer les harmoniques, il est souhaitable de générer des signaux de commandes centrés sur la période de modulation de l'onduleur. Pendant chaque période de modulation, l'onduleur aura trois états distincts, les deux premiers correspondent aux temps de conduction qui assurent l'obtention de la tension, et dont leurs somme doit être strictement inférieur à T_c . Le complément à la période de modulation T_c , sera assuré par l'une des commutations nulles V_0 ou V_7 .

L'application des différents vecteurs en fonction des secteurs sont donnés par la **Figure III.16** ci-dessous :

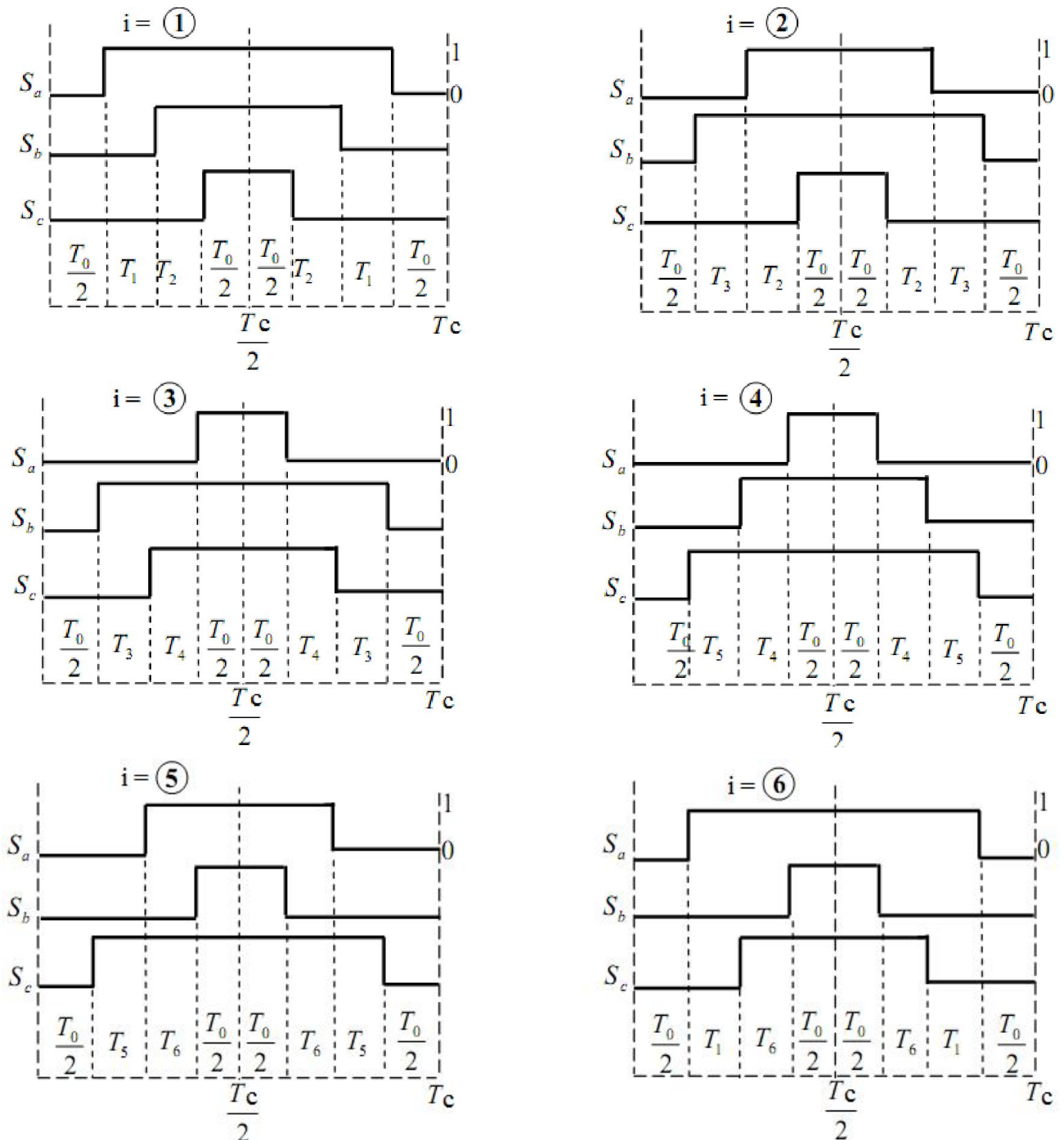


Figure III.16 : Signaux de commande pour chaque secteur

III.5.4.3. Algorithme de programmation d'une MLI vectorielle

Plusieurs stratégies sont possibles pour la programmation d'une MLI, ici, on va utiliser la composante du vecteur $V_{s\text{ref}}$ dans le repère α - β .

Dans ce plan la sélection du secteur correspond à l'organigramme suivant :

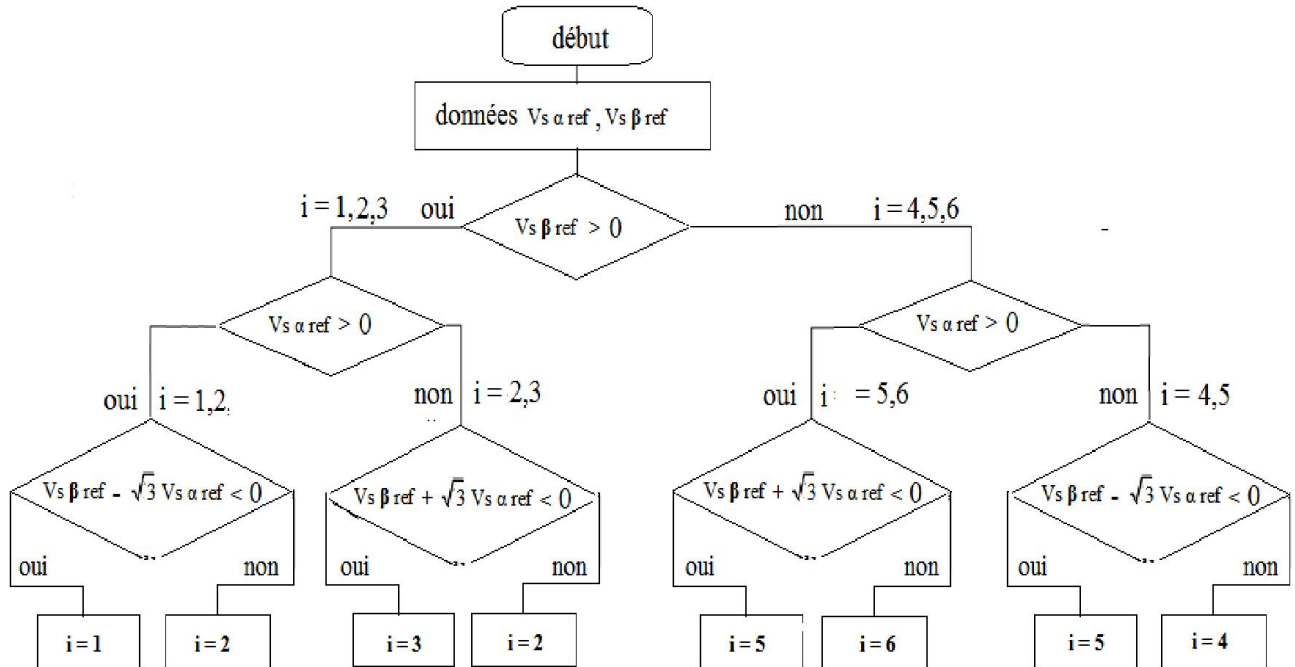


Figure III.17 : Organigramme - sélection du secteur

III.5.4.4. Résultats de simulation

Dans le secteur **Figure III.18** des nombres du vecteur tournant de tension de référence est donné. Un lecteur soigneusement notera que l'ordre des secteurs est identique dans la figure tournant dans la direction du sens des aiguilles d'une montre.

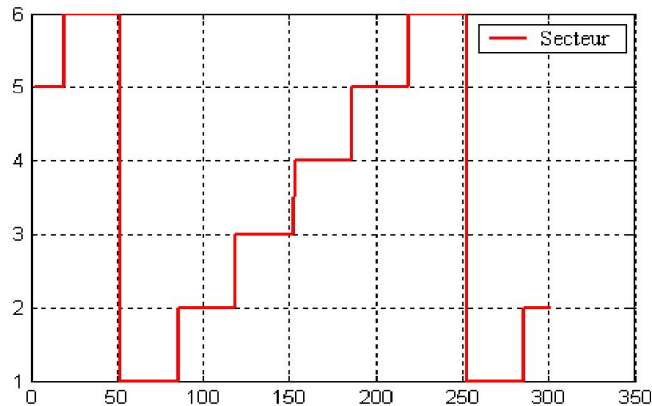


Figure III.18 : Nombres de Secteurs

Sur la **Figure III.19**, on peut voir les signaux logiques de commande de grille pour les interrupteurs Sa, Sb, Sc, et pour la modulation du type continu. La séquence des vecteurs appliqués correspond au cinquième secteur angulaire.

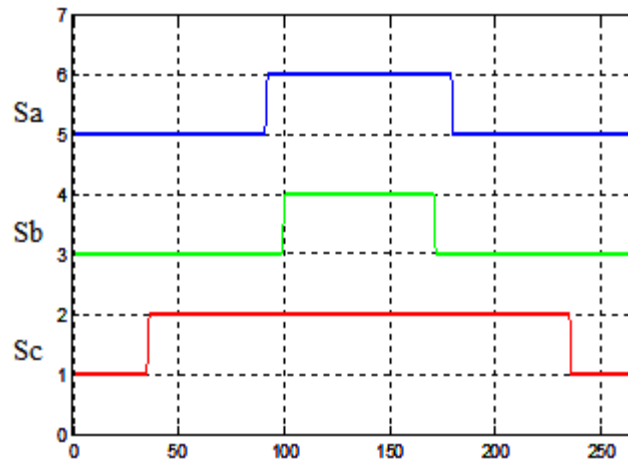
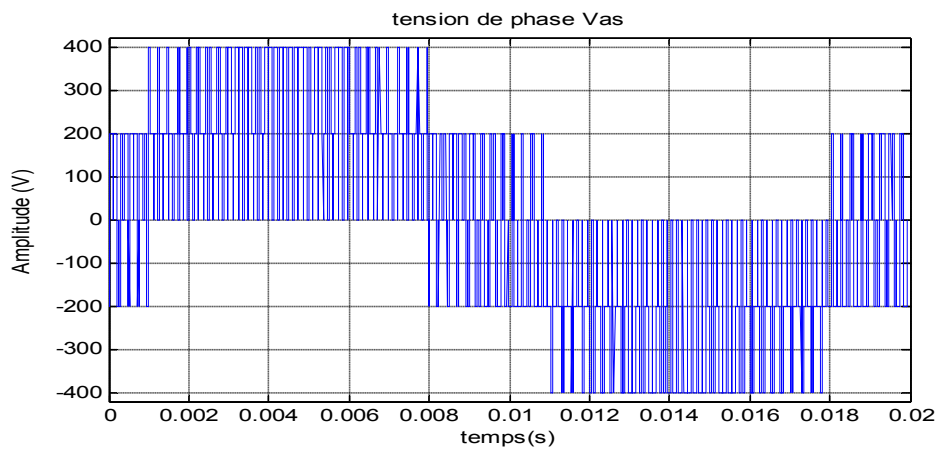
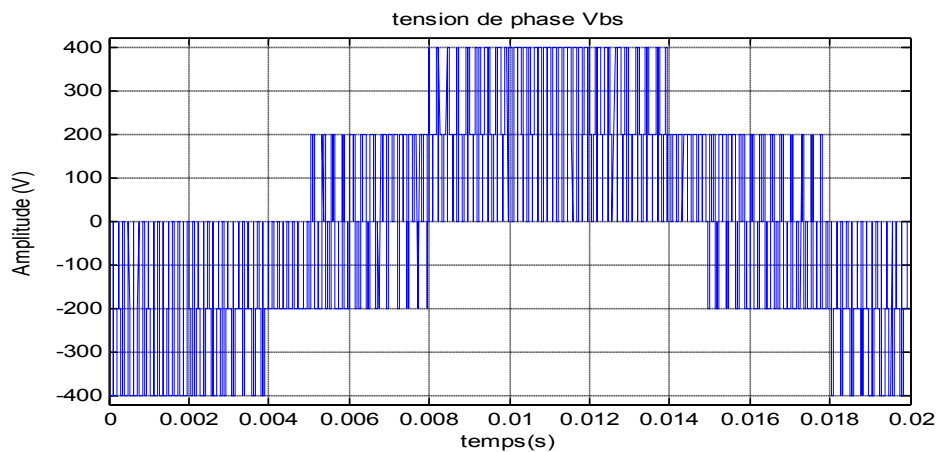


Figure III.19 : Signaux de commande de grille. MLI continue

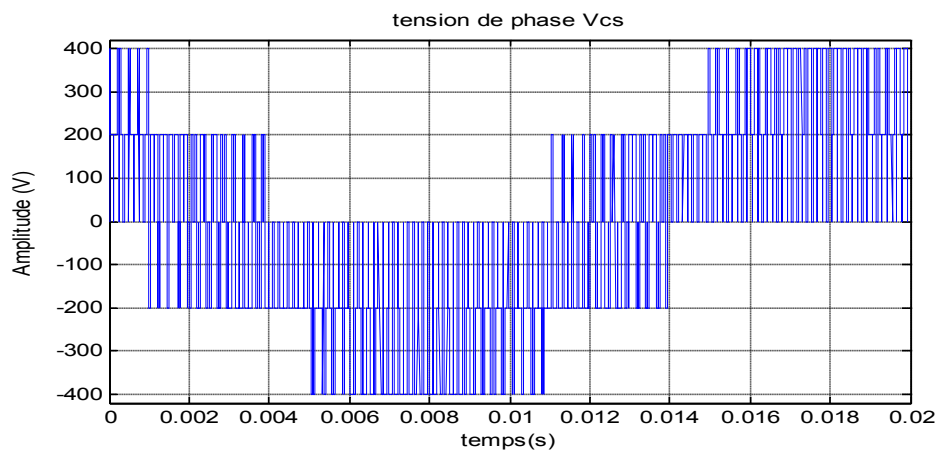
Dans cette simulation on peut observer des tensions de phases sous forme d'impulsions fréquentielles **Figure III.20**.



(a)



(b)



(c)

Figure III.20 : (a, b, c): Tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} typique de tension de modulation
De largeur d'impulsion vectorielle

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre on a fait une étude générale sur le variateur de vitesse qui conçu d'un assemblage de redresseur à diodes non commandés et de trois modules à transistors à IGBT ainsi que les différentes méthodes de commande des gâchettes de l'onduleur. Une méthode de modulation de largeur d'impulsions est nécessaire pour générer les signaux logiques de commande des grilles des interrupteurs de l'onduleur, à partir des composantes des tensions de référence. Cette méthode est facilement réalisable en simulation et en implantation pratique.

Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la méthode et semblent satisfaisants du point de vue simplicité de réalisation et performances dynamiques du système obtenu.

CHAPITRE IV

Mise en forme des signaux

IV.1 Introduction

Aujourd'hui, la chaîne d'acquisition et les capteurs sont au cœur de plusieurs de systèmes industriels. En effet, la chaîne d'acquisition a pour rôle de recueillir les informations nécessaires à la connaissance de l'état du système, ainsi de délivrer ces informations sous une forme appropriée pour les exploiter.

La chaîne d'acquisition classique comporte 4 composants comme l'indique la **Figure (IV.1)** :

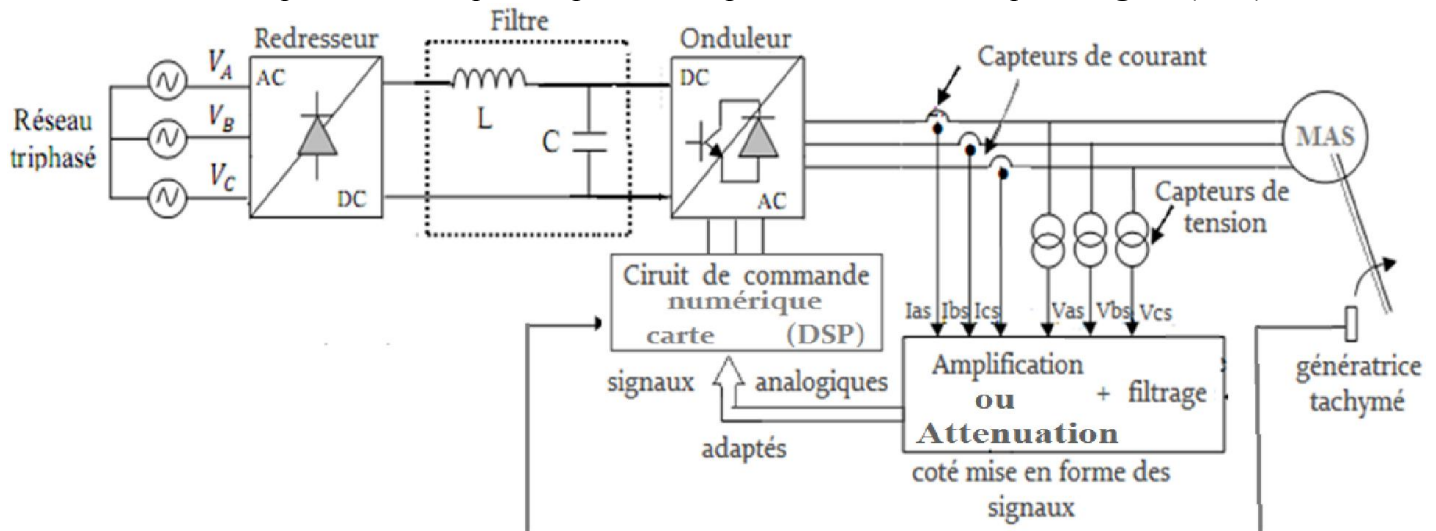


Figure IV.1 : Schéma global sur l'objectif du travail

1. Un variateur de tension comprend : un pont de diode non commandé, un étage de filtrage et un onduleur de tension continue à IGBT de tension.
2. Une carte de mise en forme de signaux. Elle permet le conditionnement des signaux issus de différents capteurs pour l'acquisition et la mesure.
3. Une carte numérique pour générer les signaux de gâchette de l'onduleur.
4. Une machine électrique : machine asynchrone à cage de 1.1kW

L'objectif de notre travail est basé sur l'acquisition des signaux (tension – courant) pour les mettre en forme, afin qu'ils seront exploitable à la commande numérique.

La procédure de ces étapes est fondées premièrement sur les capteurs de courant et de tension, qui nous aident à capter ces signaux et les envisager comme matière première à la deuxième étape, la mise en forme.

La mise en forme des signaux est formée à deux poursuites, (l'amplification ou l'atténuation) et le filtrage pour les signaux issus des capteurs, qui sont généralement déformés. Donc, après cette étape on peut accéder à la commande de la machine, avec la génération des signaux de commande de l'onduleur, qui est piloté avec une carte numérique dit DSP, suivant un choix bien définie pour la technique de commande.

La génération des signaux de commandes de l'onduleur constitue notre dernière étape de l'objectif du travail.

IV.2. Capteur de courant et électronique de mise en forme

La plage de tension autorisée par les entrées de convertisseur analogique de la carte DSP n'acceptant que des valeurs d'entrée entre 0 à 3.3V. Le schéma synoptique de la **Figure IV.2** illustre le processus de mesure et de conditionnement du courant.

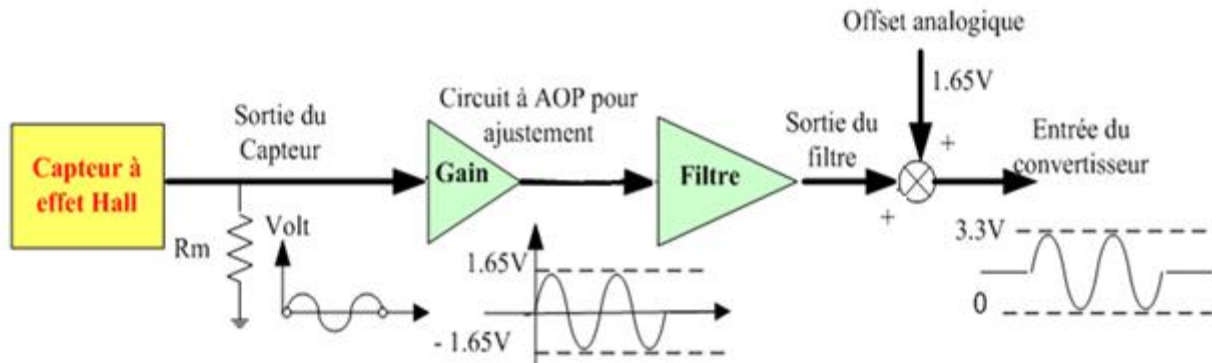


Figure IV.2 : Conditionnement des signaux

Comme est illustré à la sortie de ce montage on est limité à une tension entre 0 à 3.3V. Donc on doit retrouver une tension de 1.65V pour le zéro de courant, et des valeurs crêtes maximales de 0V et 3.3V.

IV.2.1 Capteur de courant

Les capteurs fonctionnent selon le principe de l'effet Hall, basé sur la mesure des champs magnétiques résultants du courant électrique. En plus de la mesure des courants, les capteurs offrent une autre fonction celle de l'isolation entre la partie haute tension et basse tension du système expérimental. On a choisi d'utiliser le LEM LA25NP pour la mesure des courants, il est appelé aussi sonde de courant, car il n'a pour rôle que la mesure des courants. Les caractéristiques du LA25-NP sont présentées dans le tableau ci-dessous.

Courant nominal	25 A eff.	
Plage de mesure	0 à ± 36 A	
Résistance de charge (de mesure)	R _M min.	R _M max.
Avec ± 15V à ± 25 At max.	100Ω	320 Ω
à ± 36 At max.	100Ω	190 Ω
Courant de sortie analogique nominal	25 mA	
Rapport de transformation	1-2-3-4-5:1000	
Tension d'alimentation	± 15V (± 5%)	
Bande passante (-1 dB)	DC...150 KHz	

Tableau IV.1 : Caractéristiques des capteurs de courant LA 25-NP

Le signal en courant proportionnel au courant de ligne est converti en tension en faisant débiter le capteur sur une résistance de mesure R_M (100 Ohm) judicieusement choisie. Le circuit de traitement du signal de sortie de l'un des capteurs est donné sur la **Figure IV.3**.

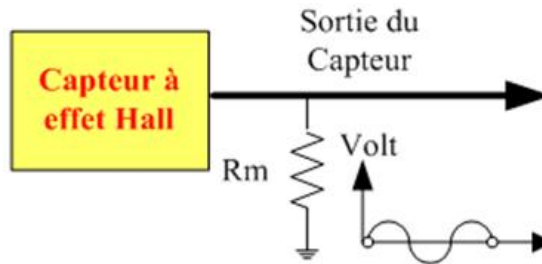


Figure IV.3 : Circuit de traitement des signaux de sortie du capteur de courant

La tension aux bornes de cette résistance est donnée par :

$$V_m = \frac{R_m \cdot N \cdot I_m}{1000} \quad (\text{IV.1})$$

$$V_m = R_m \cdot I_s \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

I_s : courant secondaire débité sur R_m

I_m : courant réel mesuré, absorbé par la machine

N : le nombre d'enroulement (égale à 1)

V_m : la tension mesurée

Cette tension issue du capteur est faible de valeur 0.28V et perturber. Donc il est indispensable d'amplifier et de filtrer ce signal avant de l'envoyer à l'entrée de la carte numérique.

IV.2.2 Circuit a AOP pour ajustement (gain)

le circuit d'amplification consiste à rendre la tension V_m issue du capteur à une tension voulue V_{ma} . A l'aide de amplificateur opérationnel un simple montage comme l'indique la **figure IV.4** nous permet d'obtenir la tenson désirer.

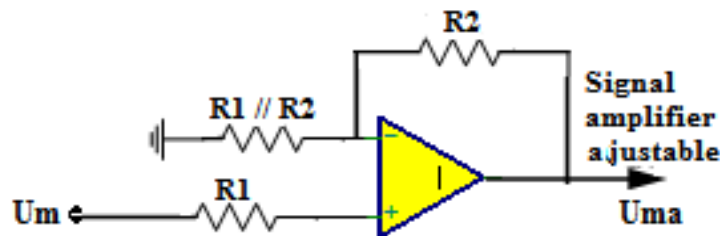


Figure IV.4 : Circuit d'un amplificateur opérationnel

La tension à la sortie du capteur est donnée par :

$$V_{ma} = V_m \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (\text{IV.3})$$

Le **Tableau IV.2** regroupe les valeurs des éléments résistifs utilisés :

Paramètres	R1 (KΩ)	R2 (KΩ)	R1 // R2 (KΩ)
Valeurs numériques	1	7.6	0.8

Tableau IV.2 : Valeurs numériques des éléments résistifs

IV.2.3 Filtre analogique de courant

Afin d'obtenir une bonne conversion analogique/numérique à l'entrée du convertisseur analogique numérique, il est nécessaire d'insérer un filtre passe-bas, dit « anti repliement », entre la sortie d'un capteur et le convertisseur afin d'éliminer les signaux de fréquence supérieure à $F_e/2$. Les signaux concernés sont les signaux issus des mesures des sondes de courant.

La structure choisie pour les filtres anti-repliement est du type Tchebychev du troisième ordre avec une fréquence de coupure à -3dB fixée à 150 Hz en respectons le théorème de Shannon. Le faible coût des amplificateurs opérationnels et les possibilités d'assemblage de cellules rendent les filtres RC actifs très accessibles.

La **Figure IV.5** présente la structure du filtre de 3^{ème} ordre choisie pour notre application pour une fréquence de coupure 150Hz. Chaque filtre anti-repliement est composé de deux filtres passe-bas, suivis d'un montage adaptatif.

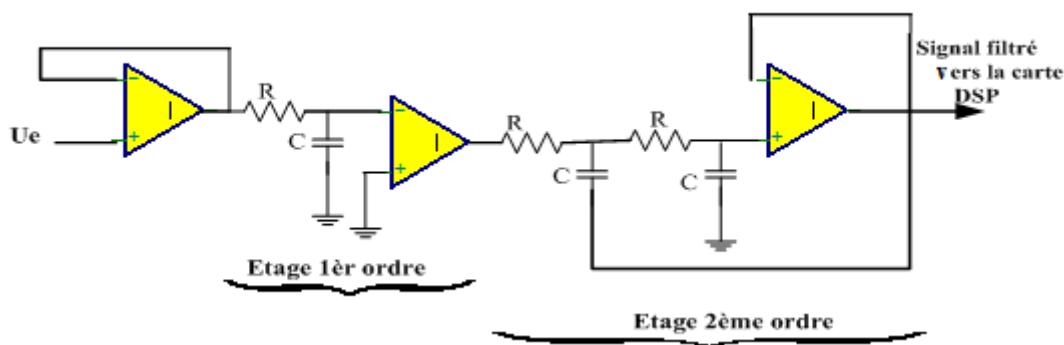


Figure IV.5 : Montage de filtrage de courant

Afin de réduire au maximum le nombre de composants pour la réalisation l'étage du filtrage, nous avons utiliser les circuit intégrés TL084 qui contiennent chacun 4 amplificateur opérationnel. En entrée de cette carte, des connecteurs BNC réaliseront les liaisons. Et en sortie, des naps de fil serviront à faire le lien vers la carte numérique.

La fréquence de coupure est de 150 Hz donc :

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{IV.4}$$

Le **Tableau IV.2** ci-dessous, regroupe les valeurs des éléments passifs du filtre :

Paramètres	R (K Ω)	C (μ F)
Valeurs numériques	2.42	0.47

Tableau IV.2 : valeurs numériques des éléments passifs

IV.2.4 L'offset

L'offset est une tension continue délivrée par un circuit électronique conçu au sein du laboratoire. Ce circuit au rôle de convertir la tension alternative à une tension continu.

La tension alternative AC est délivrée à partir d'un transformateur abaisseur (220V/9V), alimenté par notre réseau (220V-50Hz) suivi par un pont à diode (PD2) redresse la tension d'entrée. Des éléments actifs et passifs (résistance capacité) utilisés comme étage de filtrage pour voir le signal lisse environ 12V. un circuit intégré 7805 régule le signal continu à 5V suivi par un montage de réglage pour ajuster la tension offset DC à la sortie de ce circuit à 1.65V. Le schéma général de la carte d'offset est donné par la **Figure IV.6**) ci-dessous :

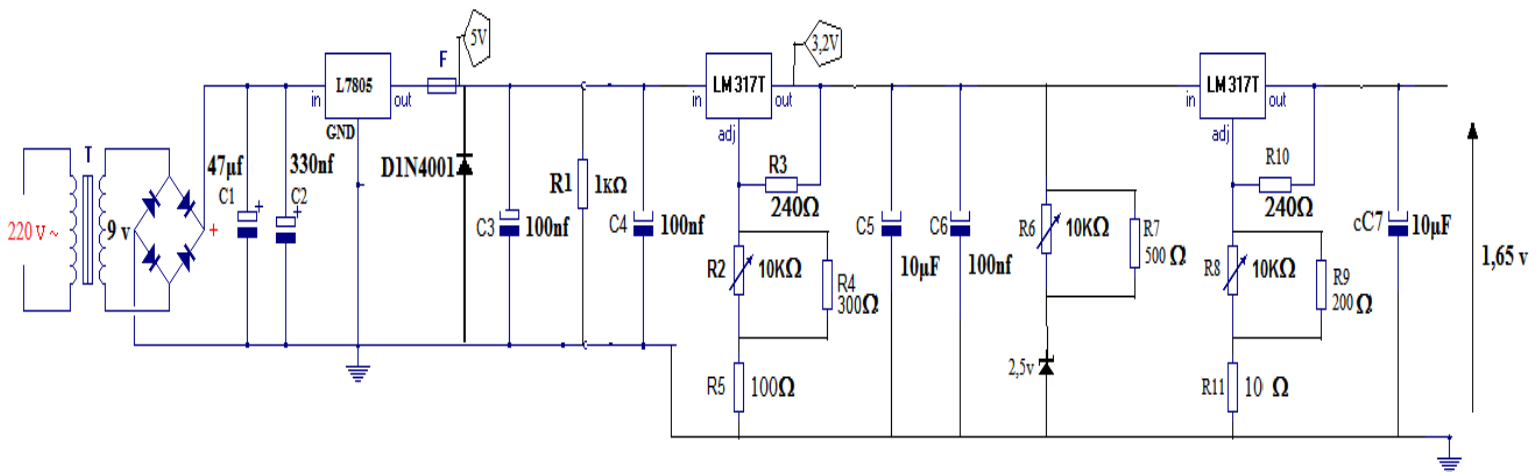


Figure IV.6 : Montage permettant la génération de l'offset

A ce niveau on doit retrouver une tension de 1.65V pour le zéro de courant, et des valeurs crêtes maximales de 0V et 3.3V. Le montage de la **Figure IV.7** permet d'obtenir une image de cette tension. Dans le mode de fonctionnement que nous avons choisie cette plage de valeurs s'étend entre 0 et 2.4V.

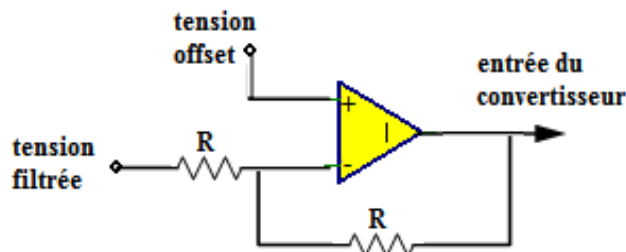


Figure IV.7 : Assemblage des tensions

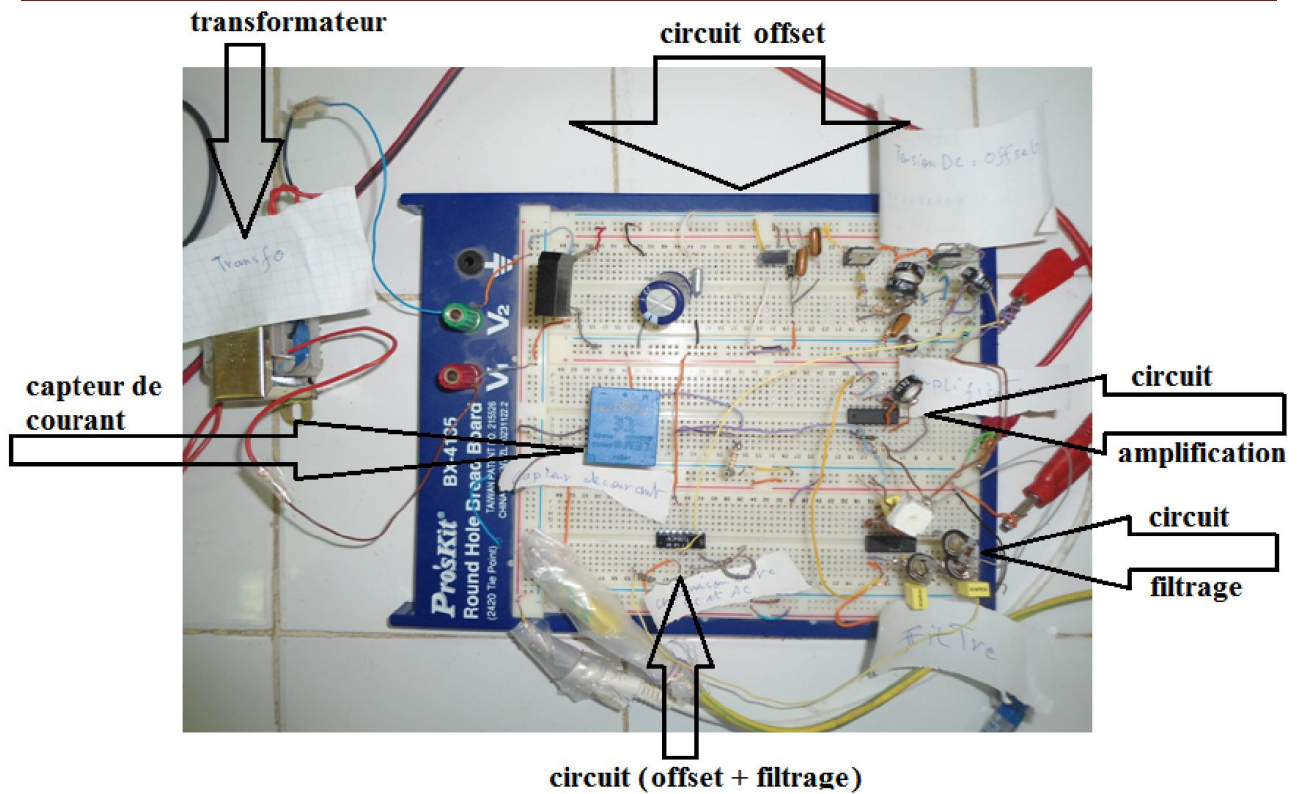


Figure IV.8 : circuit de conditionnement



Figure IV.9 : Plateforme de développement

IV.3. Mesures des Test

D'après le plate forme de développement **Figure IV.9**, nous avons donné des grandeurs mesurables qui sont le courant de la ligne (sans et avec filtrage), ainsi que la mise sous forme pour l'acquisition, comme l'indique respectivement les figures suivantes.

IV.3.1. Tension du transformateur

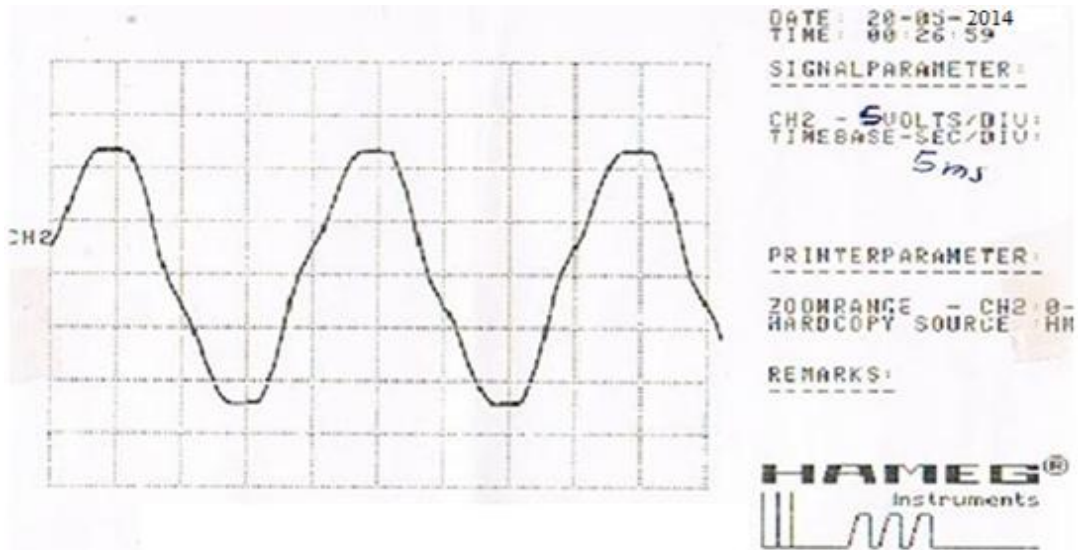


Figure IV.10 : Tension du transformateur

On voit que le signal issu du transformateur n'est pas parfaitement sinusoïdal à cause que le réseau est perturbé. Il est acceptable pour alimenter notre circuit d'offset.

Le calcul est sur la figure et comme suit :

On a : 5v/div : calibre d'amplitude

5ms/div : calibre de base de temps

$$V_{\max} = 2,4 \cdot (5\text{v/div}) = 12 \text{ v} \quad (\text{IV.5})$$

$$f = \frac{1}{4 \cdot (5 \text{ ms/div})} = 50 \text{ Hz} \quad (\text{IV.6})$$

IV.3.2. Tension d'offset (DC)

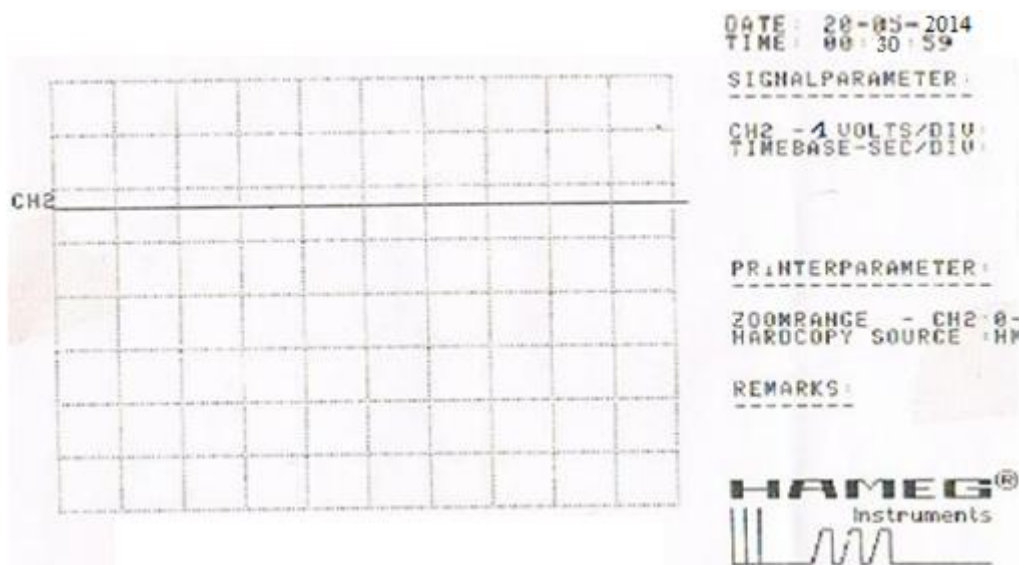


Figure IV.11 : Tension d'offset (DC)

On observant sur la figure , la tension alternative précédente du transformateur à la sortie du circuit d'offset est devenue une tension continu parfaitement lisse sans ondulations.

Comme on le voit à la figure la valeur indique à :

$$V_{\text{offset}} = 1,6 \cdot (1 \text{ v/div}) = 1,6 \text{ v} \quad (\text{IV.7})$$

IV.3.3.Tension à la sortie du capteur (à la borne de Rm)

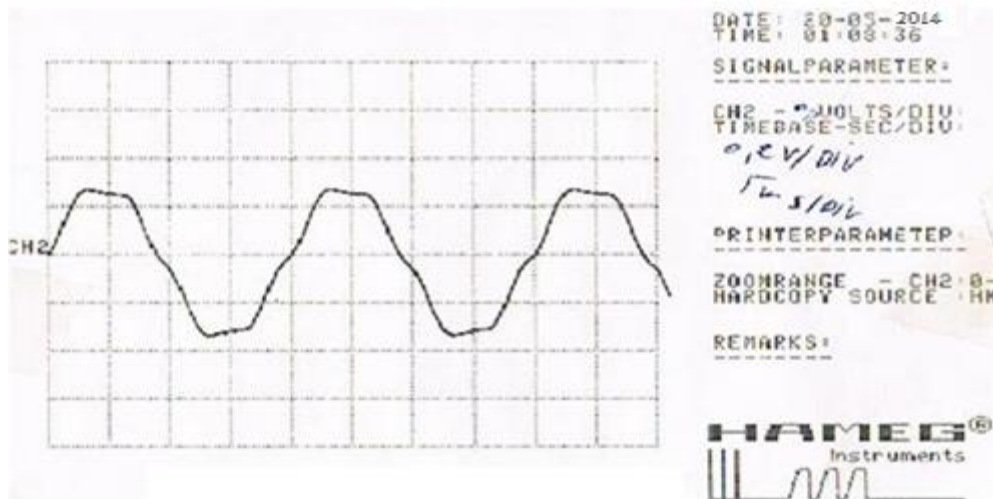


Figure IV.12 : Tension à la sortie du capteur

On regardant la figure le signale est un peu distordu non sinusoïdal à cause des harmoniques issues du réseau alternative 220V.

La valeur de la tension V_m à la borne de Rm comme l'indique la figure :

$$V_m (\text{max}) = 1,5 \cdot (0,2 \text{ v/div}) = 0,3 \text{ v} \quad (\text{IV.8})$$

$$f = \frac{1}{4 \cdot (5 \text{ ms/div})} = 50 \text{ Hz} \quad (\text{IV.9})$$

La tension efficace :

$$V_m (\text{eff}) = 0,3/\sqrt{2} = 0,212 \text{ V} \quad (\text{IV.10})$$

Le courant efficace mesuré (I_m) de l'équation (IV.1) :

$$I_m = \frac{1000 \cdot V_m \text{ eff}}{R_m \cdot N} \quad (\text{IV.11})$$

$$I_m = 2,12 \text{ (A)}$$

Le courant absorbé par une phase du moteur pendant le mode de fonctionnement à 220V et de (2.2 - 2.3(A)).

IV.3.4. Tension à la sortie d'amplificateur

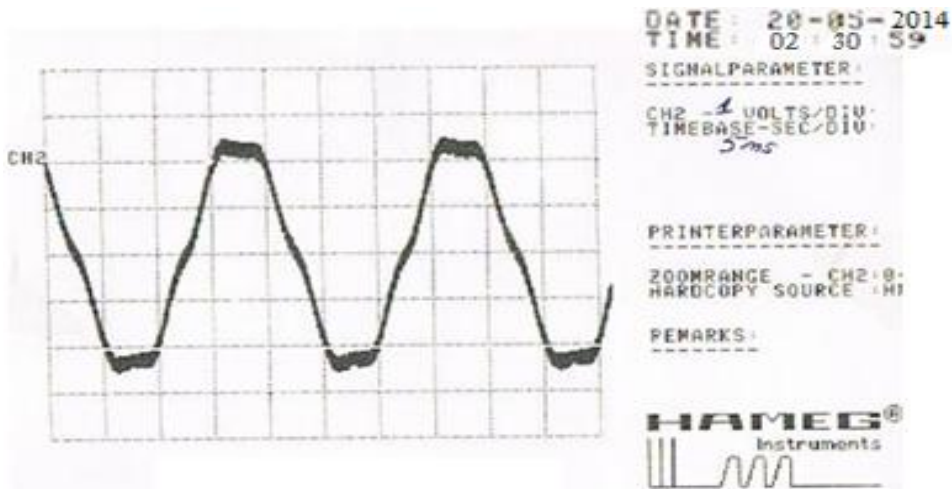


Figure IV.13 : Tension à la sortie d'amplificateur

On voit que le signal est amplifié à une valeur de 2.4V mais il apparaît sur lui des parasites. La valeur montrée à la figure est une tension amplifiée.

$$V_{ma}(\max) = 2,4 \cdot (1 \text{ v/div}) = 2,4 \text{ v} \quad (\text{IV.12})$$

$$f = \frac{1}{4 \cdot (5 \text{ ms/div})} = 50 \text{ Hz} \quad (\text{IV.13})$$

IV.3.5. Tension à la sortie du filtre

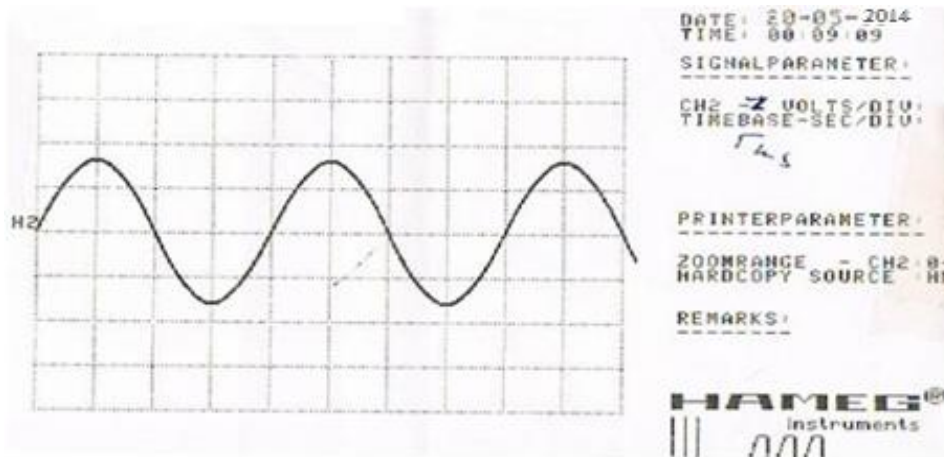


Figure IV.14 : Tension à la sortie du filtre

On voit que après filtrage le signal est devenu parfaitement net non distordu et est sinusoïdal à une valeur égale :

$$V_f(\max) = 1,6 \cdot (1 \text{ v/div}) = 1,6 \text{ v} \quad (\text{IV.14})$$

IV.3.6. Tension ajustée à la carte

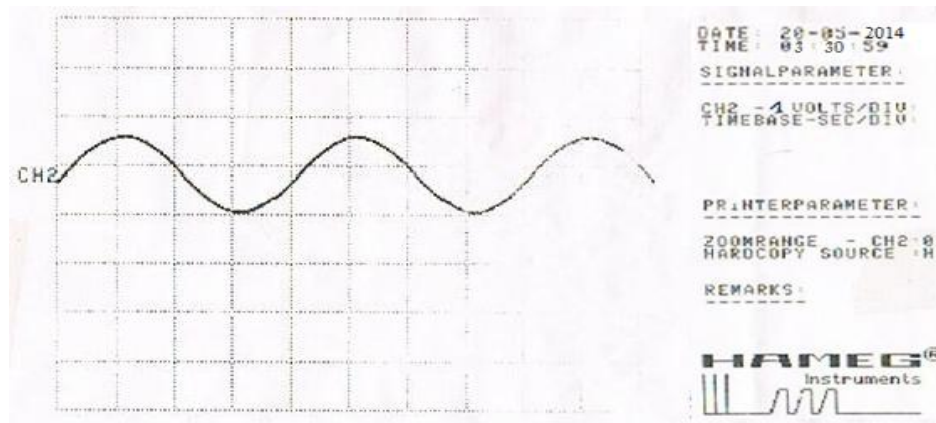


Figure IV.15 : Tension ajustée à la carte

Les courants de la machine asynchrone issue des capteurs, constituant les entrées analogiques de la carte numérique après filtrage, ajustement, amplification ou atténuation pour une acquisition correcte par le processeur de traitement. La tension de sortie égale à 3.2V comme l'indique la **Figure IV.15**.

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé une électronique d'adaptation des signaux, d'isolation et mise en forme permet à la carte numérique de commander l'onduleur. Des capteurs de courants de type LA 25-NP sont utilisés pour l'acquisition des courants par le kit via le convertisseur A/N intégré. Les tests ont été réalisés avec succès.

Ce chapitre a permis d'avoir le comportement de notre machine à vide lorsqu'elle est alimentée par le réseau triphasé.

Conclusion générale

Conclusion générale

Si on voit le nombre d'applications, appliquée à la commande des machines électriques on les trouve trop nombreuses, parmi ces commandes (la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent, la commande directe du couple DTC d'une machine asynchrone...etc), leurs structures de fonctionnements se basent sur la même structure de notre travail, acquisition des signaux, mettre en forme les signaux, renvoi les signaux à une unité de commande, ou de contrôle pour appliquer la commande choisie. Donc à la nouveauté de ce travail on peut conclure, que la mise en forme des signaux, elle n'est pas seulement pour la commande d'une machine asynchrone, elle peut être dans n'importe quelle commande d'une machine électrique. alors la mise en forme des signaux est une étape essentielle dans une chaîne de commande pour appliquer la commande destinée.

Bibliographie

Chapitre: I

- [1] **Philippe Meyne** , généralités sur les capteurs , philippe.meyne@univ-paris12.fr , 2008/09, UNIVERSIT2 PARIS 12 VAL DE MARNE , FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE.
- [2] **Christian BISSIERES** , Cours Thème I ACQUISITION D'UNE GRANDEUR PHYSIQUE (Capteurs), TS IRIS (Physique Appliquée), <http://cbissprof.free.fr>
- [3] **Olivier Français** , Capteurs et électronique associée, ESIEE , CHAPITRE II, Les capteurs Acquisition de données , 2000
- [4] **J. Hattab** , LES CAPTEURS DE MESURE DE COURANT, Cours - TD. GE - Ts1 elec, Capteurs de mesure de courant , Dossier Pédagogique
- [5] **Gilles Montambaux** , Conduction Quantique et Physique Mésoscopique , Ecole Polytechnique , Effet Hall quantique, Janvier 2010
- [6] **M. Correvon** , Chapitre 14 MESURE DE COURANT Transducteurs, Systèmes électroniques, haute école spécialisée de suisse occidentale, institut d'automatisation industrielle, CD\SE\Cours\Chap14.doc
- [7] Capteurs Isolés de Courant et de Tension Caractéristiques - Applications - Calculs , e-mail: Isa@lem.com; www.lem.com, Publication CH 24101 F (09.04 • 2 • CDH)
- [8] **Fabrice DESCHAMPS** , COURS BAC S SI – ACQUERIR L'INFORMATION - LES CAPTEURS , LYCEE JACQUES PREVERT, Sciences de l'ingénieur
- [9] **CPGE TSI – Lycée P.-P. Riquet – St-Orens de Gameville**, CAPTEURS , NUMERIQUES DE POSITION Les codeurs optiques, Centre d'Intérêt 2 : ACQUERIR l'information, Sciences Industrielles pour l'Ingénieur
- [10] CONSTITUANTS DES CHAÎNES FONCTIONNELLES , LYCÉE CARNOT (DIJON), MPSI – PCSI, CI-7-1 DÉCRIRE, COMPARER, CHOISIR DES ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS DES CHAÎNES FONCTIONNELLES
- [11] **B. Velay** , IUT Saint Nazaire, Département Mesures Physiques ,S3 Cours Capteurs & Conditionneurs , Ch2- Conditionnement électronique des capteurs
- [12] **Pierre Bonnet** – Master GSI - Capteurs Chaînes de Mesures , université -lille 1- sciences et technologie
- [13] **Jean-Yves LE CHENADEC** , ASSERVISSEMENT DES SYSTEMES D'ORDRE 2., Lycée Louis ARMAND .173 Bd de Strasbourg . 94736 NOGENT sur Marne jy.lechenadec@libertysurf.fr

Chapitre: II

- [14] **R.W.DANIELS**, "Approximation methods for the design of passive, active and digital filters", McGRAW HILL BOOK Company, 1974.
- [15] **A.J.GROSSMAN**, "Synthesis of TCHEBYCHEFF parameters symmetrical filters", *Poc. IRE*, V.45, pp.454-473, april 1975.
- [16] **A.ANTONIOU**, "Digital filters: analysis and design", McGRAW HILL, New York, 1979.
- [17] **G.C.TEMES** and **S.K.MITRA**(Eds), "Modern Filter Theory and Design", John Wiley and Sons, New York, 1973.
- [18] **G.S.MOSCYTZ**, "Linear Integrated Networks: Design", Van Nostrand Reinhold Co, New York, 1975.
- [19] **A.S.SEDRA** and **P.O.BRACKETT**, "Filter Theory and Design: Active and Passive", Matrix Publishers, Inc., Illinois 1978.
- [20] **S.K.MITRA**, "Analysis and Synthesis of Linear Active Networks", John Wiley and Sons, New York, 1969.
- [21] **R. SCHAUMANN**, **M. S. GHAUSI**, **K. R. LAKER**, "Design of Analog Filters", Prentice Hall Series in Electrical and Computer Engineering, 1990.
- [22] **H. LEICH**, "Théorie des Circuits", notes de cours, éditions des étudiants de la Faculté Polytechnique de Mons, chap. 15, 1997.
- [23] **P. DENBIGH**, "System Analysis & Signal Processing", Addison-Wesley, 1998
- [23.1] **M.FRIKEL - G.BINET** , FILTRES A REPOSE IMPULSIONNELLE INFINIE
FILTRESRII , ENSI Caen -Informatique 1A , 2008 –2009

Chapitre: III

- [24] la variation de la vitesse , Réalisation : Institut Wallon asbl , Boulevard Frère Orban, 4 , 5000 Namuren collaboration avec le bureau NAVITAS ,Pour le compte de : Ministère de la Région wallonne Direction Générale des Technologies, de la Recherche et de l' Energie (DGTRE) , Avenue prince de Liège, 15, 5100 Jambes, **Mars 2003**
- [25] **Broeck H.W. Van Der (1991)**, "Analysis of the harmonics in voltage fed inverter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation". European Power Electronics Conference, Firenze, Italy, Vol. 3, pp.261-266.

- [26] **Holtz J., Lammert P., Lotzkat, W. (1987)**, "High-Speed Drive System with Ultrasonic MOSFET PWM Inverter and Single-Chip Microprocessor Control". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, N°6, pp. 1010-1015.
- [27] **Fukuda S., Iwaji Y., Hasegawa H. (1990)**, "PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current". IEEE Trans. Power Elec., Vol.5, N°1, pp. 54-61.
- [28] **Hava A. M., Kerkman R. J., Lipo T.A. (1998)**, "A High-performance Generalized discontinuous PWM Algorithm". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.34, N°5, pp.1059-1071.
- [29] **Grellet G., Clerc G. (1999)**, "Actionneurs Electriques : principes/Modèles/Commande". Edition Eyrolles, Paris
- [30] **Louis J.P., Bergmann C. (1995)**, "Commande numérique. Evolution des commandes". Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie Electrique, D.3640, pp.1-15.
- [31] **Dorin O. (2001)**, "Space vector modulation- an introduction". The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'01, pp.1583-1592.
- [32] **Li L., Czarkowski D., Liu Y., Pillay P. (2000)**, "Multilevel space vector PWM technique based on phase-shifted harmonic suppression", in Conf. Rec. IEEE APEC'00, pp.535-541.
- [33] **PANTAZICA LUCRETIA** , INSTALLATION ET REPARATION D'UN SYSTEME DE COMMANDE ELECTRONIQUE DE MOTEURS, RESUME THEORIQUE & GUIDE DE TRAVAUX PRATIQUES , **ROYAUME DU MAROC**
- [34] <http://www.electronique.com/ressource /indede.php>
- [35] **Sahraoui Hamza-Guergazi Khaled**, Thème : Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme Ingénieur d'état en Electrotechnique , Université Mohammed Khider-BISKRA , Promotion juin: 2007
- [36] **ARDJOUN Sid Ahmed El Mahdi** , Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation, Mémoire de magister en Électrotechnique , UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES , 2010.
- [37] **Yaël Thiaux**, CONVERSION AC/DC AMÉLIORATION DU FACTEUR DE PUISSANCE, yael.thiaux@iut-nimes.fr , 13 septembre 2013,
- [38] **DIAF YOUSOUF-BEN ANTER DJAMAL**, Thème : MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR TRIPHASE PILOTE PAR MLI A STRUCTRE MULTINIVEAUX, Diplôme de Master en Génie électrique , Université Kasdi Merbah–Ouargla , Année universitaire : 2011/2012.

- [39] **Serge Pittet** “Modélisation Physique d'un Transistor de Puissance IGBT -Traînée en Tension à L'enclenchement”, Thèse doctorat EPFL Lausanne 2005.
- [40] **STMicroelectronics** “IGBT Basics, AN1491 - Application Note”, 2001.
<http://www.st.com>
- [41] **REZGUI SALAH EDDINE**, COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS , MÉMOIRE de magister en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2009
- [42] **Muhammad H. RASHID** « Power Electronics circuits, Device and applications », 2ème édition
- [43] **Hadmer M^{ed} Es-sadiq - Chaikha Said**, **THEME : Application de la régulation** linéaire quadratique Dans la commande des l'onduleurs , Mémoire Présenté pour obtenir le diplôme de Ingénieur d'état en Électrotechnique, UNIVERSITE MOHAMMED KHIDER DE BISKRA, Année Universitaire 2007/2008.
- [44] **FERROUDJ ABDELMALEK** , **THEME : Commande Non-Linéaire de la MSAP** Sans Capteur de Vitesse, Apport des Méthodes de L'intelligence ArtificielleMémoire de Magister En Electrotechnique Option: Electronique de Puissance, Université de Batna, Année 2011.

Annexe

- Paramètres de la machine asynchrone :

Paramètre	Notation	Valeur	Unité
Puissance nominale	P_n	1.1	kW
Vitesse nominale	N_n	1500	tr/min
Facteur de puissance	$\cos\phi$	0.81	
Tension nominale (couplage triangle)	U_n	380	V
Courant nominal	I_n	2,8	A
Nombre de paires de pôles	p	2	

Tableau A.1 : Paramètres du moteur selon la plaque signalétique

Paramètre	Notation	Valeur	Unité
Résistance statorique	R_s	8,0	Ω
Résistance rotorique	R_r	3.6	Ω
Inductance statorique	L_s	0.47	H
Inductance rotorique	L_r	0.488	H
Inductance mutuelle	L_m	0.457	H
Moment d'inertie	J	0.015	Kg.m^2
Frottement	f	0.005	N.m.s

Tableau A.2 : Paramètres électriques et mécaniques du moteur

- **Fiche technique du capteurs de courant LA 25-NP**

- **Caractéristique électrique**

Courant nominal	25 A eff.
Plage de mesure	0 à ± 36 A
Résistance de charge (de mesure) Avec ± 15V à ± 25 At max. à ± 36 At max.	R _M min. R _M max. 100Ω 320 Ω 100Ω 190 Ω
Courant de sortie analogique nominal	25 mA
Rapport de transformation	1-2-3-4-5:1000
Tension d'alimentation	± 15V (± 5%)
Bande passante (-1 dB)	DC...150 KHz

- **Caractéristique générale**

Plage de temperature de service	De 0°C à 70°C
Plage de temperature de stockage	De -25°C à +85°C
Résistance de charge (de mesure)	R _M min. R _M max.
Consommation	10 Ma + courant de mesure
Résistance interne primaire	Intérieure à 1.25 m ohm/spire
Résistance interne secondaire	110 ohms (à +70°C)
Résistance d'isolement	>1500 M ohm (à 500V et +25°)
Poids	Moulé dans un boîtier en matière Isolante
Sens du courant	Un cornant de mesure positif est obtenu sur la borne <<M>> Lorsque le courant circule primaire circule de 1,2,3,4 et 5 vers les bornes 10,9,8,7et 6

– Mesure et branchement générale

Nombres de spires Primaires	Courant primaire		Courant de sortie (N) Is mA	Rapport de transformation	Résistance primaire (m ohm)	Inductance d'insertion primaire	Raccordement Recommandé
	Nominal I n (A)	Maximum I p (A)					
1	25	36	25	1/1000	0.1	0.023	
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58	