



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement Supérieur

et de la Recherche scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique



Thème

Commande scalaire d'une machine asynchrone
autour de la carte STM32F429 en utilisant un
onduleur de tension

Réalisé par :

ADAIKA Zakaria.

BEN AMARA Fares.

Encadré par :

Pr. ALLAG Abdelkrim.

Soutenu en septembre 2020

DEDICACE

Nos dédie ce modeste travail :

- ❖ Nos chers parents
- ❖ Nos familles
- ❖ Nos chers amis
- ❖ Sans oublier ceux qui ont nous aide à faire ce modeste travail par leurs conseils et leurs encouragements
- ❖ A tous nos collègues enseignants à la faculté des sciences et technologie.

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier sincèrement :

- ❖ Dieu tout puissant, pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donnée durant toutes ces années d'études, afin que je puisse en arriver là.
- ❖ Nos encadreur Monsieur **ALLAG Abdelkrim**, pour m'avoir proposé ce thème, pour la riche documentation qu'il ma procurée et pour ses précieux conseils. Mes remerciements lui sont surtout adressés pour son suivi continuél tout le long de la réalisation de cette mémoire avec la compétence que chacun de nous lui reconnaît, et avec ses orientations qui m'ont été d'un grand profit, je le remercie encore une fois d'avoir relu, corrigé et stimulé avec grand soin de patience des discussions autour de ce manuscrit.
- ❖ Nous tenons également à remercier tous les enseignants qui m'ont formé et j'accorde l'expression de nos affectueuses gratitude et dont je garde un très souvenir.
- ❖ Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Résumé :

L'objectif c'est la modélisation et la commande scalaire de la machine asynchrone traditionnellement qui est basée sur un modèle en "régime permanent". C'est à dire que la machine est supposée fonctionner en régime établi, qu'elle est alimentée avec sous un système triphasé de valeur efficace constante et qu'elle tourne à une vitesse constante. Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable (**vecteurs de Fresnel**). Ce modèle n'est plus valable si la machine est alimentée par un onduleur de tension triphasé commandé suivant un schéma de contrôle. Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en "**V sur f**", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un contrôle scalaire. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basés sur le modèle "régime permanent" de la machine. Tout cela est implémenté autour de **la carte STM32F429**.

Mots clés :

Modélisation, commande, contrôle scalaire, onduleur de tension/f

المخلص:

الهدف هو النمذجة والتحكم السلمي للآلة غير المتزامنة والتي تعتمد تقليدياً على نموذج "الحالة المستقرة". وهذا يعني أنه من المفترض أن تعمل الآلة في حالة مستقرة ، وأن يتم تزويدها بنظام ثلاثي الطور ذي قيمة جذر متوسط التربيع ثابتة وأنه يدور بسرعة ثابتة. تكون الكميات بعد ذلك جيبية ويكون النهج في الفضاء المعقد صالحاً (**متجهات فريسنل**). لم يعد هذا النموذج صالحاً إذا تم تزويد الماكينة بعكس جهد ثلاثي الأطوار يتم التحكم فيه وفقاً لمخطط التحكم. أبسط تحكم في السرعة ، يسمى "**V على f**" ، يسمح بتغيير سرعة الماكينة على نطاق واسع. إنه عنصر تحكم عددي. تعتمد معادلات الآلة لحساب عزم الدوران والتنبؤ بنقاط التشغيل على نموذج "الحالة المستقرة" للآلة. يتم تنفيذ كل هذا حول

بطاقة STM32F429

الكلمات المفتاحية:

النمذجة ، والتحكم ، والتحكم العددي ، وعاكس الجهد ، و v / f .

Abstract:

The objective is the modeling and scalar control of the asynchronous machine traditionally which is based on a "steady state" model. That is to say that the machine is supposed to operate in steady state, that it is supplied with a three-phase system of constant rms value and that it rotates at a constant speed. The quantities are then sinusoidal and the approach in complex space is valid (Fresnel vectors). This model is no longer valid if the machine is supplied by a three-phase voltage inverter controlled according to a control diagram. The simplest speed control, called a "**V over f**", allows the speed of the machine to be varied over a wide range. It is a scalar control. The machine equations for calculating torque and predicting operating points are based on the "steady state" model of the machine. All this is implemented around **the STM32F429 card**.

Keywords:

Modeling, control, scalar control, voltage inverter, v / f .

SOMMAIRE

Dédicace	i
Remerciements	ii
SOMMAIRE.....	v
LISTE DE FIGURE	viii
NOTATION ET SYMBOLES	x
INTRODUCTION GENERAL	1
Chapitre I :	3
MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ET L'ONDULEUR.....	3
I.1. INTRODUCTION :	4
I.2. GENERALITE SUR LES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASEES :.....	5
I.2.1. Définition :	5
I.2.2. Description de la MAS triphasée :	5
I.3. avantages et inconvenients la machine asynchrone :	7
I.4. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES :	7
I.5. MODÈLE MATHÉMATIQUE DE LA MAS :	8
I.5.1. Modèle dynamique de la machine asynchrone :	8
I.5.2. Mise en équations de la machine asynchrone	9
I.6. Modélisation diphasée de la machine asynchrone :	12
I.6.1. Transformation de Park :	12
I.6.2 Modèle de Park de la machine asynchrone :	14
I.7. CHOIX DU REFERENTIEL :	18
I.7.1. Référentiel lié au stator :	19
I.7.2. Référentiel lié au rotor :	19
I.7.3. Dans un référentiel lié au champ tournant :	19
I.8. REPRESENTATION D'ETAT DE LA MAS :	19
I.9. Principe de fonctionnement d'un onduleur :	21
I.10. Classification des onduleurs :	21
I.11. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :	21
I.12. TECHNIQUE DE MODULATION DE LA LARGEUR D'IMPULSION (MLI) : ...	24
I.12.1. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle :	25
I.13. Avantages et inconvénient de la technique MLI :	28

I.13.1. Avantage :	28
I.13.2. Inconvénients :	28
I.14. Simulation de l'association MAS-Onduleur :	29
I.15. RESULTATS DE SIMULATION :	31
I.16. CONCLUSION :	33
Chapitre II :	34
COMMANDE SCALAIRE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE	34
II.1. Introduction :	35
II.2. commande scalaire :	36
II.3. Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent :	36
II.3.1 Modèle de la machine asynchrone en régime permanent :	36
II.3.2. Schéma électrique équivalent :	38
II.3.3. Schéma ramené au stator avec inductance de fuite localisée au rotor :	38
II.4. EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE :	39
II.5. COMPORTEMENT DE LA MAS EN RÉGIME PERMANENT :	41
II.6. Alimentation en tension :	42
II.7. CONTRÔLE EN V/f DE LA MACHINE ASYNCHRONE	43
II.8. SIMULATION DE LE COMMANDE SCALAIRE DE LA MAS :	45
II.9. RESULTATS DE SIMULATION :	46
II.10. CONCLUSION :	47
Chapitre III :	48
LA CARTE STM32F429 ET LES COMPOSANTES D'EXPERIENCE	48
III.1. Introduction :	49
III.2. Introduction à la génération de CODE :	49
III.3. LA CARTE STM32F429 (DISCOVERY) :	50
III.4. DISPOSITION DU MATÉRIELS :	51
III.5. Caractéristiques :	54
III.5.1. Caractéristiques du microcontrôleur :	54
III.6. GÉNÉRATION DE CODE :	54
III.6.1. Exigences pour le prototypage rapide :	54
III.6.2. Blockset de Waijung :	55
III.6.3. Opérations de base :	56
III.7. Using Timer / Counter	58

III.8. LES COMPOSANTS D'ONDULEUR TRIPHASÉ :	60
III.8.1. MOSFET :	60
III.8.1.1. Types de MOSFET	61
III.8.1.2. D-MOSFET	61
III.8.1.3. E-MOSFET :	63
III.8.1.4. MOSFET 10N65 :	65
1. FONCTIONNALITÉS	65
2. SYMBOLE	66
III.8.2. MOSFET driver TLP250 :	66
III.9. CONCLUSION :	69
Conclusion Générale :	71
ANNEXES	72
BIBLIOGRAPHIES	74

LISTE DE FIGURE

Figure (I.1) Constitution de La machine asynchrone.	5
Figure (I.2) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	8
Figure (I.3) : Repérage angulaire du système d'axes (d, q) associé au stator de la MAS. ...	12
Figure (I.4) : Repérage angulaire des systèmes d'axes (d, q) associé au rotor de la MAS. ...	12
Figure (I.5) : Association de modules de puissance pour le convertisseur de tension triphasé-MAS.	21
Figure (I.6) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MAS	22
Figure (I.7) : Modèle de l'onduleur triphasé	24
Figure (I.8) : Principe de la commande MLI- ST	26
Figure (I.9) : Principe de la commande MLI- ST	27
Figure (I.10) : Illustration de MLI avec tension de sortie d'une phase du l'onduleur.....	28
Figure (I.11) : Schéma bloc de la machine asynchrone alimenté par un onduleur à MLI. .	29
Figure (I.12) : la MAS de le repères (d, q) et (α , β) et le transformation fe PARK	30
Figure (I.13) : Résultat de Simulation dans le repère (d ; q)	31
Figure (I.14) : Résultat de Simulation dans le repère (α ; β)	31
Figure (I.15) : Résultat de la vitesse de rotation et de couple électromagnétique.	32
Figure (II.1) : Classification des méthodes de contrôle de vitesse	35
Figure (II.2) : Schéma équivalent d'une machine asynchrone	38
Figure (II.3) : Schéma équivalent d'une phase ramenée au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor.....	39
Figure (II.4) : Couple électromagnétique en fonction du glissement.	40
Figure (II.5) : Caractéristique couple vitesse défluxage est fonctionnement en survitesse. ...	44
Figure (II.6) : caractéristique V/f.....	45
Figure (II.7) : Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la machine asynchrone.....	45
Figure (II. 8) : Essai en charge nominale après un démarrage à vide.....	46
Figure (III.1) : Différences entre la simulation MIL et SIL	49
Figure (III.2) : Différences entre la simulation PIL et HIL	50
Figure (III.3) : Carte de développement STM32F429.....	51
Figure (III.4) : Cavalier JP3 activé et cavalier CN4 pour permettre la programmation et le débogage ST-LINK / V2.	52

Figure (III.5) : Schéma fonctionnel du matériel	52
Figure (III.6) : Disposition supérieure.....	53
Figure (III.7) : Disposition inférieure	53
Figure (III.8) : Blocs de groupe principaux de la Waijung Blockset Toolbox	55
Figure (III.9) : Target Setup du bloc de configuration	56
Figure (III.10) : Configuration ADC pour lire un seul PORT ADC.	56
Figure (III.11) : Configuration typique pour l'écriture de valeurs analogiques.....	58
Figure (III.12) : Fonctionnement de la minuterie / compteur lorsque le Prescaler passe de 1 à 4	59
Figure (III.13) : la construction de base pour les deux configurations de MOSFET.	61
Figure (III.14) : Symboles pour D-MOSFET	62
Figure (III.15) : Schéma de D-MOSFET.....	62
Figure (III.16) : (1) Depletion mode, (2) Enhancement mode	63
Figure (III.17) : schéma de la E-MOSFET	63
Figure (III.18) : type de E-MOSFET	64
Figure (III.19) : la Porte est positive	64
Figure (III.20) : Courbe I_D en fonction de V_{GS}	65
Figure (III.21): le symbole de la MOSFET 10N60	66
Figure (III.22) : Schéma simple d'un optocoupleur TLP250.	66
Figure (III.23) : driver MOSFET / IGBT côté haut.....	68

NOTATION ET SYMBOLES

Paramètres de modélisation de la machine :

$R_s (\Omega)$: Résistance Statorique par phase.

$R_r (\Omega)$: Résistance Rotorique par phase.

$L_s (H)$: Inductance propre statorique par phase.

$L_r (H)$: Inductance propre rotorique par phase.

$T_r (H/ \Omega)$: Constante De Temps Rotorique $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ [H/ Ω].

$T_s (H/ \Omega)$: Constante De Temps Statorique $T_s = \frac{L_s}{R_s}$.

σ : Coefficient De Dispersion Magnétique $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$.

$M_s (H)$: l'inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r (H)$: l'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr} et $M (H)$: La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques.

P : Nombre De Paire De Pôles.

G : Glissement.

Repères :

A, b, c : Axes Correspondant Au Référentiel Lie Au Stator.

d, q : Axes de référentiel de Park.

θ_r (rad) : Angle Entre Le Stator Et Le Rotor.

θ_s (rad) : Angle Entre Le Stator et l'axe d .

Grandeurs électriques au stator :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} (V) : Tensions Statoriques Triphasées.

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Tensions Statorique Biphassées Dans Le Repère (α, β) .

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} (A) : Courants Statoriques Triphasées.

V_{sd}, V_{sq} (V) : Tensions Statorique Biphassées Dans Le Repère (d, q) .

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$: Courants Statorique Biphassées Dans Le Repère (α, β) .

I_{sd}, I_{sq} : Courants Statorique Biphassées Dans Le Repère (d, q) .

Grandeurs magnétiques au stator :

Φ_s (Wb) : Flux Magnétique Au Stator.

Φ_{sd} (Wb) : Flux Statorique sur l'axe d .

Φ_{sq} (Wb) : Flux Rotorique sur l'axe q .

Grandeurs électriques au rotor :

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} (V) : Tensions Rotoriques Triphasées.

V_{rd}, V_{rq} (V) : Tensions Rotorique Biphassées Dans Le Repère (d, q).

$V_{r\alpha}, V_{r\beta}$: Tensions Rotorique Biphassées Dans Le Repère (α, β).

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} (A) : Courants Rotoriques Triphasées.

I_{rd}, I_{rq} (A) : Courants Rotorique Biphassées Dans Le Repère (d, q).

$I_{r\alpha}, I_{r\beta}$: Courants Rotorique Biphassées Dans Le Repère (α, β).

Grandeurs magnétiques au rotor :

Φ_{rabc} (Wb) : Flux Rotorique phase a, b ou c.

Φ_{rd} (Wb) : Flux Rotorique sur l'axe d.

Φ_{rq} (Wb) : Flux Rotorique sur l'axe q.

Grandeurs mécaniques :

C_{em} (N.m) : Couple Electromagnétique.

C_r (N.M) : Couple Résistant.

J (kg. M²) : Moment d'inertie.

F (N.m/rad) : Coefficient De Frottement Visqueux.

Ω (Rad/S) : La Vitesse Mécanique Du Rotor.

$\dot{\Omega}$ (Rad/S) : Référence de La Vitesse Mécanique Du Rotor.

ω_s (Rad/S) : Pulsation Statorique.

ω_r (Rad/S) : Vitesse De Rotation Electrique Du Rotor $\omega_r = p.\Omega$.

ω (rad/s) : Pulsation De Glissement.

$F(\text{Hz})$: Fréquence électrique statorique.

Sigles utilisés :

MAS : Machine Asynchrone.

FMM : Force Contre Electromotrice.

MLI : Modulation De Largeur Impulsion.

PI : Régulateur Proportionnel Intégral.

K_{pi} , K_{ii} : Gains Du Régulateurs PI Du Courant Statorique.

$K_{p\phi}$, $K_{i\phi}$: Gains Du Régulateur PI Du Flux Rotorique.

$K_{p\Omega}$, $k_{i\Omega}$: Gains Du Régulateurs PI Du Vitesse.

INTRODUCTION

GENERAL

INTRODUCTION GENERAL

1. Généralités :

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage. L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple. De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage. L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

2. L'Objectif du thème :

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation, par une implémentation expérimentale, des performances de la commande scalaire d'une machine asynchrone associée à un onduleur de tension à MLI.

3. Structure du mémoire :

Notre projet est consacré à l'application de la commande scalaire à la machine asynchrone. Le mémoire est structuré en quatre chapitres comme suit.

Chapitre 1 :

Le premier chapitre comprendra la modélisation de la machine asynchrone à cage qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée, en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.

Puis on procédera à l'étude de l'onduleur de tension piloté par la méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Chapitre 2 :

Dans le deuxième chapitre on étudiera l'algorithme de commande scalaire en boucle fermée, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI, on analysera les résultats obtenus par la simulation.

Chapitre 3 :

Ce chapitre basé sur les matériels d'expérience qui nous souhaitons réalisées dans notre travail, premièrement et le plus important ici c'est la carte STM32F429 ; est un microcontrôleur à haute performance et para port les autre les autres cartes est un économie et simple, deuxièmement les composants de l'onduleur, MOSFET 10N65, TLP250.

En fin nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

CHAPITRE I :

MODELISATION DE LA
MACHINE ASYNCHRONE
ET L'ONDULEUR

I.1. INTRODUCTION :

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (grande plage de variation de vitesse, la stabilité de fonctionnement et facilité de la commande). [1]

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en équation. En effet, la machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault. [1]

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [2]

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplificatrices ; puis nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel de la machine (machine triphasée) après une brève mise au point de certaines conventions. Nous présenterons ensuite, le modèle général de Park, duquel, nous déduirons après un choix judicieux du repère d'observation, le modèle de la machine alimentée en tension.

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par :

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état.

Ensuite, on procédera à la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est l'onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de méthode de commande rapprochées à MLI qui sera notée PWM, très appréciée par ses avantages lorsqu'elle est associée à la commande des machines électriques.[3]

Le modèle complet sera simulé en utilisant le logiciel « SIMULINK » sous « MATLAB » dont les paramètres du ce modèle sont donnés en annexe.

I.2. GENERALITE SUR LES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASEES :

I.2.1. Définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique.

La machine asynchrone, connue également sous le terme de machine à induction, est une machine dont le principe de fonctionnement repose essentiellement sur l'interaction entre deux circuits magnétique polyphasés placés respectivement au stator et au rotor, ayant le même nombre P de paires de pôle. [3]

I.2.2. Description de la MAS triphasée :

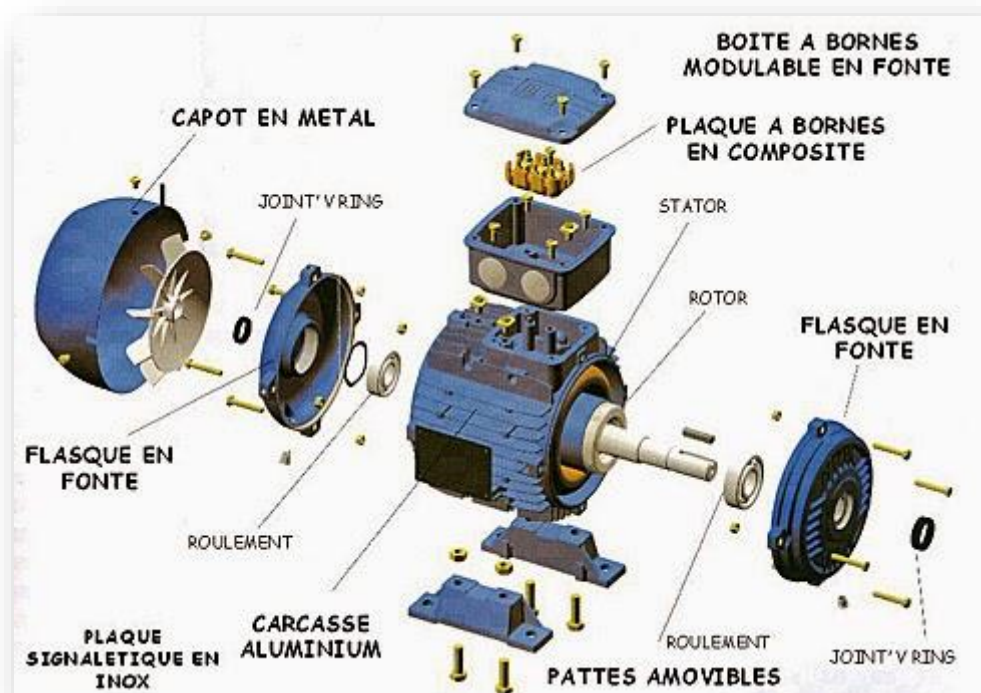


Figure (I.1) Constitution de La machine asynchrone.

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, comme montre la Figure (I.1), et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [4].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant.[1]

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse Ω_r exprimée en rad/sec, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en rad/sec, mais la vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s et on a :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (I.1)$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

P : nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note :

g : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique

f_s : Fréquence de la vitesse statorique ; f_r : Fréquence de la vitesse rotoriques.

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} = \frac{f_s - f_r}{f_s} \quad (I.2)$$

I.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS LA MACHINE ASYNCHRONE :

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le Moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous-tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier) [5].

I.4. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES :

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices.

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.
- Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut écrire :
- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de la variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques est en fonction de l'angle électrique.

I.5. MODÈLE MATHÉMATIQUE DE LA MAS :

I.5.1. Modèle dynamique de la machine asynchrone :

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la Figure (I.1) Elle est munie de six enroulements [4].

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

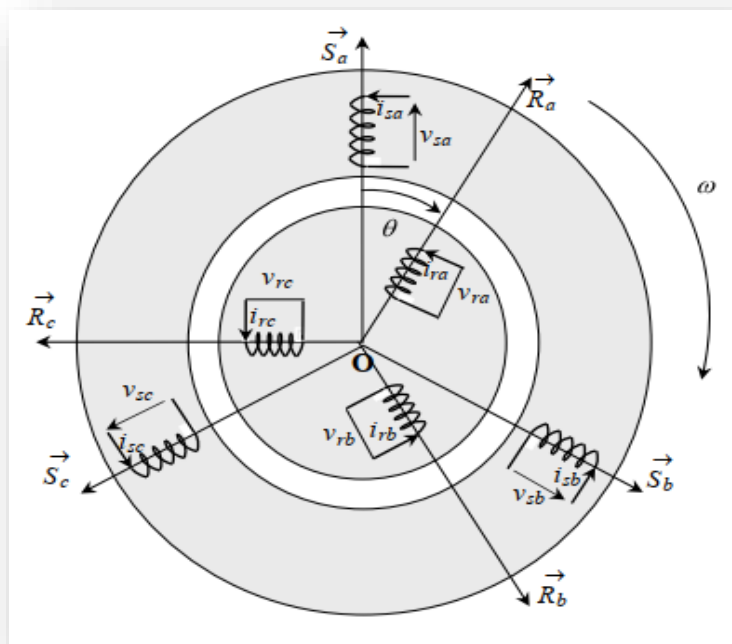


Figure (I.2) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I .5.2. Mise en équations de la machine asynchrone

1. Equations électriques :

La loi de faraday permet d'écrire :

$$V = RI + \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.3)$$

Pour les trois phases on peut écrire sous forme matricielle condensée :

- **Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$V_s = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$: Tensions instantanées des phases a, b et c statoriques.

$I_s = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$: Courants instantanés des phases a, b et c statoriques.

$\Phi_s = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T$: Flux instantanés des phases a, b et c statoriques.

$V_r = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: Tensions instantanées des phases a, b et c rotoriques.

$I_r = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$: Courants instantanés des phases a, b et c rotoriques.

$\Phi_r = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$: Flux instantanés des phases a, b et c rotoriques.

R_s et R_r : désignent les résistances par phase du stator et du rotor. Sous forme réduite on écrit.

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.6)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (I.7)$$

2. Equations magnétiques :

Les hypothèses citées précédemment conduisent à une matrice des inductances, qui établit les relations entre le flux et les courants :

$$\begin{cases} [\Phi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \\ [\Phi_{rabc}] = [M_{sr}][I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \end{cases} \quad (I.8)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Avec :

$[L_s]$: Matrice des inductances statorique.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotorique.

M_s, M_r : Inductance mutuelle entre phases statorique, phases rotoriques.

M : Inductance mutuelle maximale entre les phases du stator et du rotor.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisis comme axes de références.

La mutuelle entre les phases du stator et les phases du rotor dépend de θ selon la relation suivante :

$$M_{sr} = M \cdot \cos\left(\theta - (k-1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (I.11)$$

Avec $k=1, 2, 3$ nombres des enroulements

$$\begin{cases} M_1 = M. \cos(\theta) \\ M_2 = M. \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 = M. \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Alors le system (I.8) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \} \quad (\text{I.14})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_{rabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{sabc}] \} \quad (\text{I.15})$$

3. Equations mécaniques :

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I.16})$$

Avec $\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{I.17})$

J : Moment d'inertie du rotor.

f : le coefficient de frottement.

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor.

I.6. MODELISATION DIPHASEE DE LA MACHINE

ASYNCHRONE :

I.6.1. Transformation de Park :

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929).

Les deux figures (I.3) et (I.4) montrent le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone.

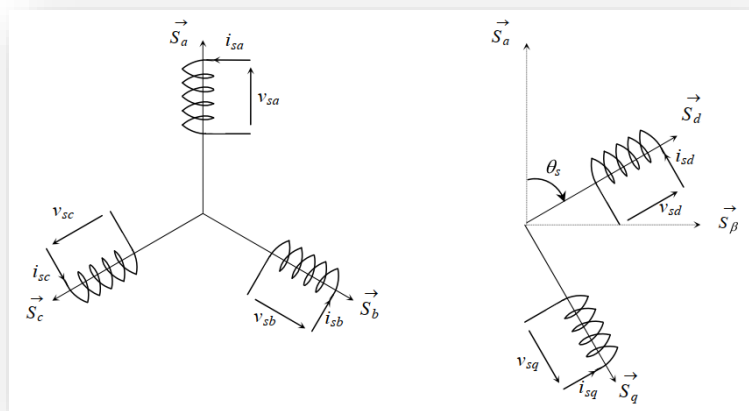


Figure (I.3) : Repérage angulaire du système d'axes (d, q) associé au stator de la MAS.

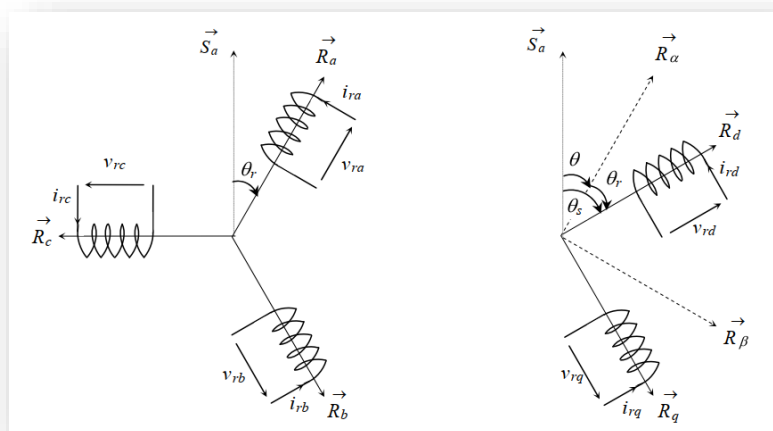


Figure (I.4) : Repérage angulaire des systèmes d'axes (d, q) associé au rotor de la MAS.

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Comme on définit également la transformation **inverse** ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \\ \sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

L'angle ρ correspond à la position du repère choisi pour la transformation, $\rho = \theta_s$ pour le stator et, pour le rotor. La transformation de Park (**d, q**) peut être également obtenue à partir des grandeurs triphasées (**abc**), et en faisant une rotation de l'angle ρ , le passage se fait ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer la transformation (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

On définit donc la matrice de transformation de Park par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\rho) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Et la matrice de transformation inverse par :

$$[P(\rho)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

I.6.2 Modèle de Park de la machine asynchrone :

1. Equations électriques :

• Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

• Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{aligned} [V_{dqo}] &= \begin{bmatrix} V_d \\ V_a \\ V_o \end{bmatrix} = [P(\rho)][V_{abc}] = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\rho) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.26}) \end{aligned}$$

$$\begin{cases} V_a = V_{\max} * \sin(2 * \pi * f) \\ V_b = V_{\max} * \sin(2 * \pi * f - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_{\max} * \sin(2 * \pi * f - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

$$\begin{cases} V_d = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_a * \cos(\rho) + V_b * \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) + V_c * \cos(\rho + \frac{2\pi}{3})) \\ V_q = -\sqrt{\frac{2}{3}} (V_a * \sin(\rho) + V_b * \sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) + V_c * \sin(\rho + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (I.28)$$

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [P(\rho)]^{-1} [V_{dq0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_d * \cos(\rho) - V_q * \sin(\rho)) \\ V_b = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_d * \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) - V_q * \sin(\rho - \frac{2\pi}{3})) \\ V_c = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_d * \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) - V_q * \sin(\rho + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (I.30)$$

2. Equations magnétiques :

Nous appliquons la transformation de Park pour les flux, nous obtenons :

• Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{os} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

• Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{or} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{sq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

Pour la simplification nous avons écrit les matrices sous la forme suivant

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{s0} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{os} & 0 \\ 0 & L_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s0} \\ I_{r0} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre de stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre de rotor.

$L_{os} = l_s - 2M_s$: l'inductance homopolaire statorique.

$L_{or} = l_r - 2M_r$: l'inductance homopolaire rotorique.

$M = \frac{3}{2} \cdot M_{sr}$: Inductance cyclique mutuelle stator - rotor.

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivant ;

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad (I.36)$$

Et les équations aux flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (I.37)$$

Où :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (I.38)$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Leftrightarrow \omega_s = \omega + \omega_r \quad (I.39)$$

$$[V] = [I][R] + [L][\dot{I}] + \omega_s[A1][I] + (\omega_s - \omega)[A2][I] \quad (I.40)$$

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

$$[A1] = \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -L_r & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}([V] - [I][R] - \omega_s[A1][I] - (\omega_s - \omega)[A2][I]) \quad (I.43)$$

3. Equations mécaniques :

$$\left\{ \begin{array}{l} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \\ C_{em} = \frac{3PM}{2L_r} (\phi_{dr}I_{qs} - \phi_{qr}I_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3MP}{2L_r} (\phi_{dr}I_{qs} - \phi_{qr}I_{ds}) - C_r - f\Omega \\ \omega = P\Omega \end{array} \right. \quad (I.44)$$

Où :

J : Moment d'inertie du rotor

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

Pour la machine triphasée ramenée à la machine biphasée, il faut multiplier toute l'expression électromagnétique par le coefficient **K=3/2**.

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r} (\phi_{dr}I_{qs} - \phi_{qr}I_{ds}) \quad (I.45)$$

I.7. CHOIX DU REFERENTIEL :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (**systèmes biphasés**) orthogonaux : [6]

I.7.1. Référentiel lié au stator :

Ce référentiel est noté $(\alpha, \beta) \rightarrow \omega_{\text{obs}}=0$.

Ce référentiel est choisi lorsqu'on désire étudier les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

I.7.2. Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est noté $(X, Y) \rightarrow \omega_{\text{obs}}=\omega_R$.

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

I.7.3. Dans un référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est noté $(X, Y) \rightarrow \omega_{\text{obs}}=\omega_s$.

Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'en réalité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, quand à lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui "glisse" par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent les deux flux statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme. Donc on fixe le repère (d, q) au champ tournant.

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

I.8. REPRESENTATION D'ETAT DE LA MAS :

Plusieurs façons existent pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état, cette forme dépend du type d'alimentation, des grandeurs de commande, du référentiel choisi et des variables d'état avec les sorties du système.

Pour cette étude, on utilisera les deux repères d'axes (d, q) lié au champ tournant et (α, β) lié au stator et on choisira les courants statoriques et le flux rotorique comme variables

d'états puisque les courants statoriques sont des grandeurs mesurables permettant l'observation du flux rotorique.[3]

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \quad (I.46)$$

$$[X] = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T \quad (I.47)$$

$$[V] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}] \quad (I.48)$$

D'une manière compacte, la machine peut être représentée par la relation suivante :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & K_s \omega_r \\ 0 & -\lambda & -K_s \omega_r & \frac{K_s}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.49)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}; K_s = \frac{M}{\sigma L_s L_r}; \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

Avec :

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'entrée.

De plus, l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux rotorique comme suit :

$$\begin{cases} C_e = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \\ C_e = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{\alpha r} I_{\beta s} - \Phi_{\beta r} I_{\alpha s}) \end{cases}$$

I.9. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN ONDULEUR :

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure (I.5) : [7]

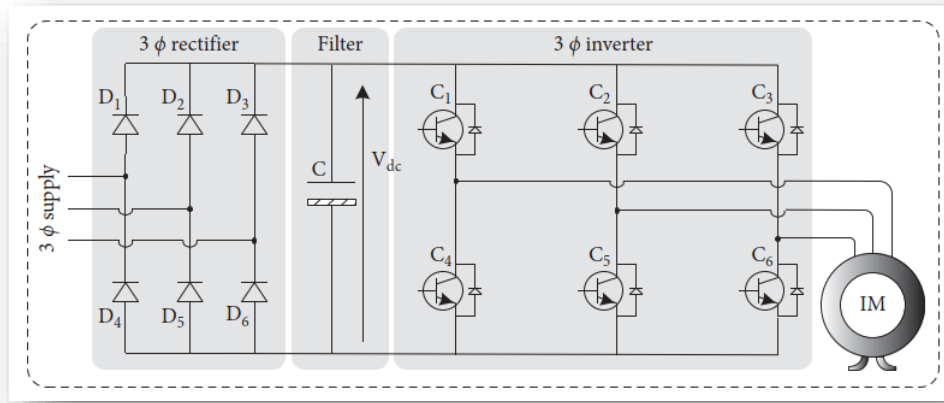


Figure (I.5) : Association de modules de puissance pour le convertisseur de tension triphasé-MAS.

I.10. CLASSIFICATION DES ONDULEURS :

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminée ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs. [8]

I.11. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue-alternative. Il fonctionne en commutation forcée et il est généralement conçu à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI).

L'onduleur de tension transforme un signal continu à son entrée en un signal alternatif à sa sortie, tout en contrôlant l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie. Le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension.

Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure (I.6) Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous les éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux

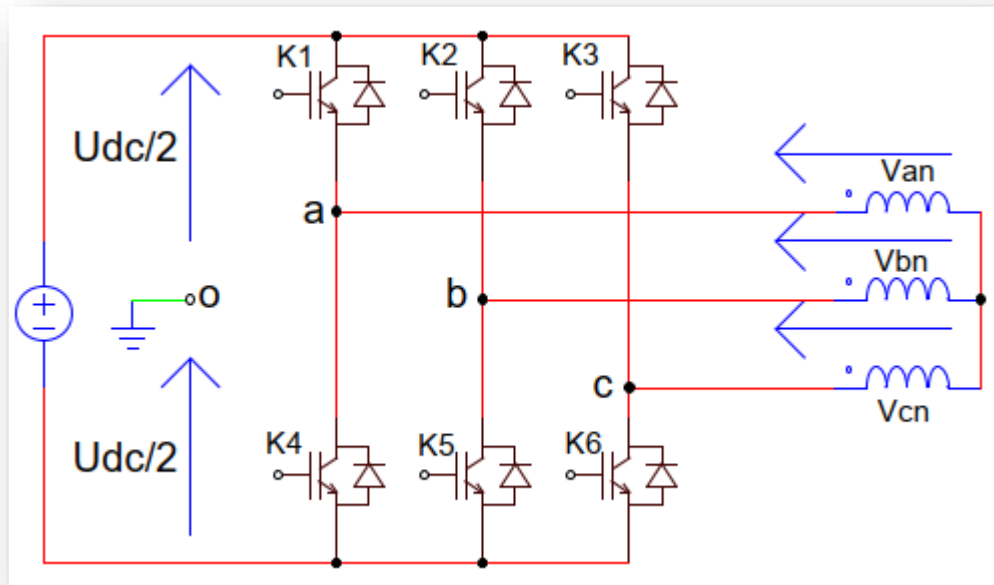


Figure (I.6) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MAS

La commande des deux transistors du même bras doit être complémentaire pour assurer la continuité des courants de sortie et éviter le court-circuit de la source.

Pour la modélisation de l'onduleur de tension on suppose pour simplifier :

- La commutation des interrupteurs instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs négligeable.
- La charge équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

Avec :

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{U_{dc}}{2} ; \text{si } K_1 \text{ est fermé; } S_a = 1 \\ V_{ao} = -\frac{U_{dc}}{2} ; \text{si } K_4 \text{ est fermé; } S_a = 0 \end{cases} \quad (I.50)$$

$$\begin{cases} V_{bo} = \frac{U_{dc}}{2} ; \text{si } K_2 \text{ est fermé; } S_b = 1 \\ V_{bo} = -\frac{U_{dc}}{2} ; \text{si } K_5 \text{ est fermé; } S_b = 0 \end{cases} \quad (I.51)$$

$$\begin{cases} V_{co} = \frac{U_{dc}}{2}; \text{ si } K_3 \text{ est fermé; } S_c = 1 \\ V_{co} = -\frac{U_{dc}}{2}; \text{ si } K_6 \text{ est fermé; } S_c = 0 \end{cases} \quad (I.52)$$

Pour les tensions simples, on peut écrire les relations suivantes

$$\begin{cases} V_{ao} = (V_{an} - V_{no}) \\ V_{bo} = (V_{bn} - V_{no}) \\ V_{co} = (V_{cn} - V_{no}) \end{cases} \quad (I.53)$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = (V_{ao} - V_{bo}) \\ V_{bc} = (V_{bo} - V_{co}) \\ V_{ca} = (V_{co} - V_{ao}) \end{cases} \quad (I.54)$$

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} : les tensions simples, et V_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif « o ».

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \text{ Et } i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \quad (I.55)$$

Alors :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (I.56)$$

En remplaçant (I.56) dans (I.53), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (I.57)$$

Après arrangement les équations des deux systèmes (I.36) et (I.34), on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}; \text{ soit } [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad (I.58)$$

Donc, notre onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu- alternatif.

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (I.59)$$

En substituant les valeurs de V_{jo} de chaque phase **a**, **b**, et **c** dans le système (I.58) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; [V_{jn}] = U_{dc}[T][S_j] \quad (I.60)$$

Le modèle (I.60) peut être représenté par le schéma suivant :

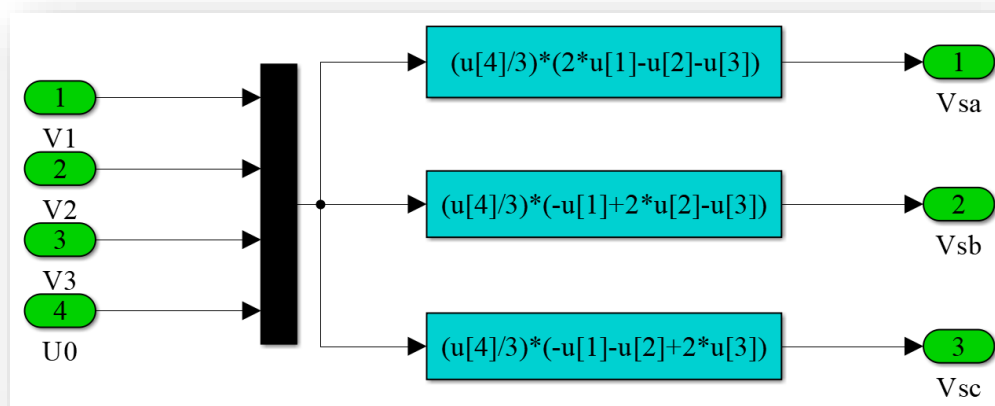


Figure (I.7) : Modèle de l'onduleur triphasé

I.12. TECHNIQUE DE MODULATION DE LA LARGEUR D'IMPULSION (MLI) :

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont : [9]

- La commande par hystérésis.
- La commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

La technique de **Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)** permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence {partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques.

Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de gérer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone {partir des courants de référence calculés au niveau de la commande. Trois types de MLI sont généralement utilisés : [10]

- a) La MLI pré calculée :
- b) La MLI sinus-triangle.
- c) La MLI vectorielle.

I.12.1. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle :

La modulation triangulé-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoidale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulé-sinusoidale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.[11]

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoidale :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence : $m = f_p / f_r$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse : $r = V_r / V_p$. [12]

Le schéma de principe est donné par la figure (I.8).

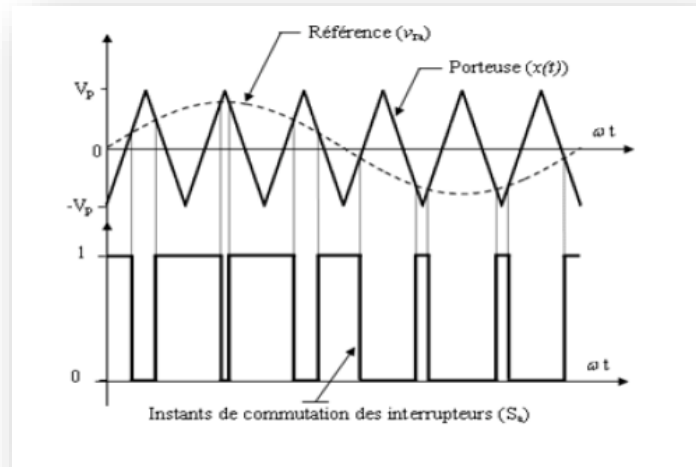


Figure (I.8) : Principe de la commande MLI-ST

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p . On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} X_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ X_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (\text{I.61})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ V_{rb} = V_r \sin\left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{rc} = V_r \sin\left(2\pi f_r t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.62})$$

La commande **MLI sinus triangle** utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation I.67 suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{rabc} - X(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{rabc} - X(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.63})$$

La figure (I.9) représente le modèle Simulink de la commande MLI sinus triangle

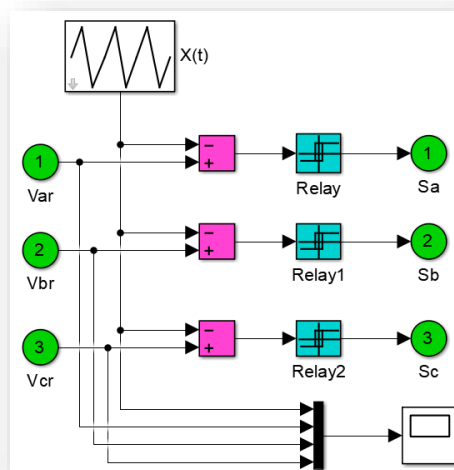
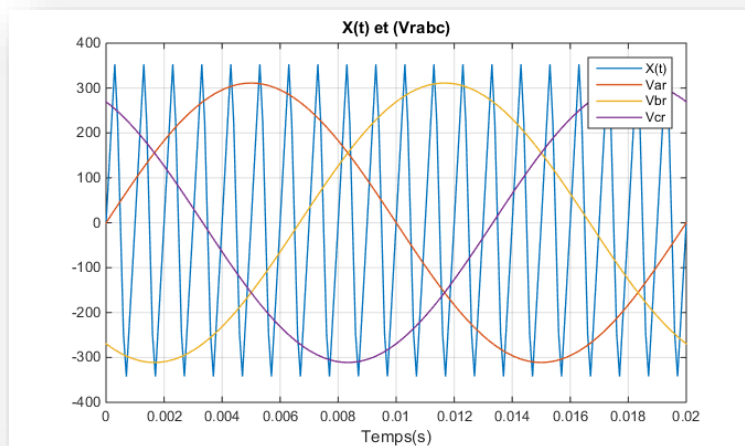


Figure (I.9) : Principe de la commande MLI- ST

La Figure (I.10) montre les signaux (porteuse, modulante) ainsi que la tension d'une phase du l'onduleur :



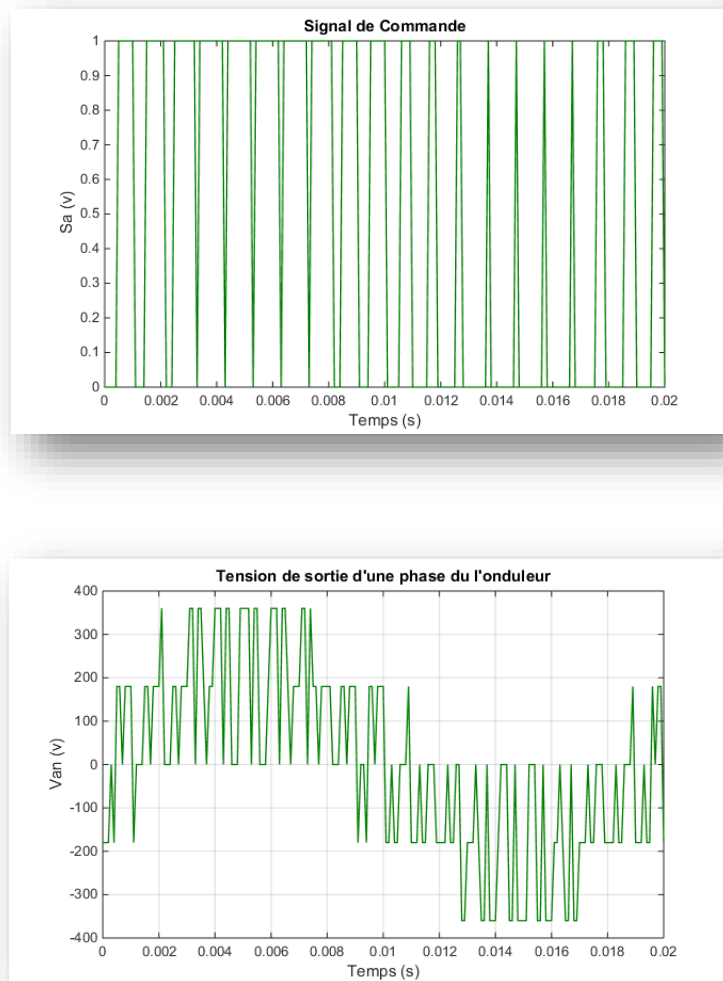


Figure (I.10) : Illustration de MLI avec tension de sortie d'une phase du l'onduleur

I.13. AVANTAGES ET INCONVENIENT DE LA TECHNIQUE

MLI :

I.13.1. Avantage :

- Repousser les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.
- Permettre le réglage de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

I.13.2. Inconvénients :

- Les variations rapides de la tension génèrent des perturbations électromagnétiques conduites ou rayonnées et accélèrent le vieillissement des isolants.

I.14. SIMULATION DE L'ASSOCIATION MAS-ONDULEUR :

La simulation a été effectuée par le logiciel « Simulink » sous « Matlab ». Dans cette partie on présentera le cas d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé de tension dont les paramètres de la MAS sont donnés dans l'annexe. La figure (I.11) représente un schéma bloc de l'association Onduleur-MAS.

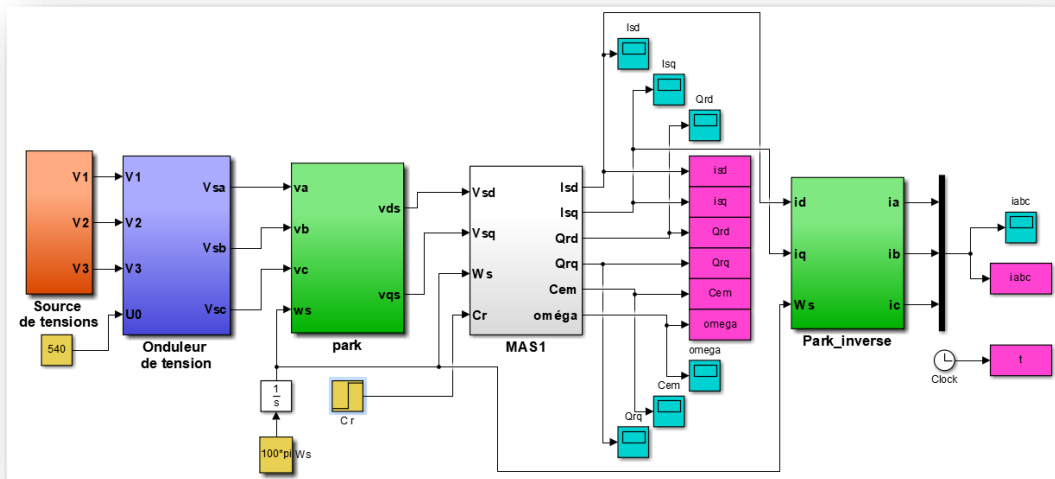


Figure (I.11) : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à MLI.

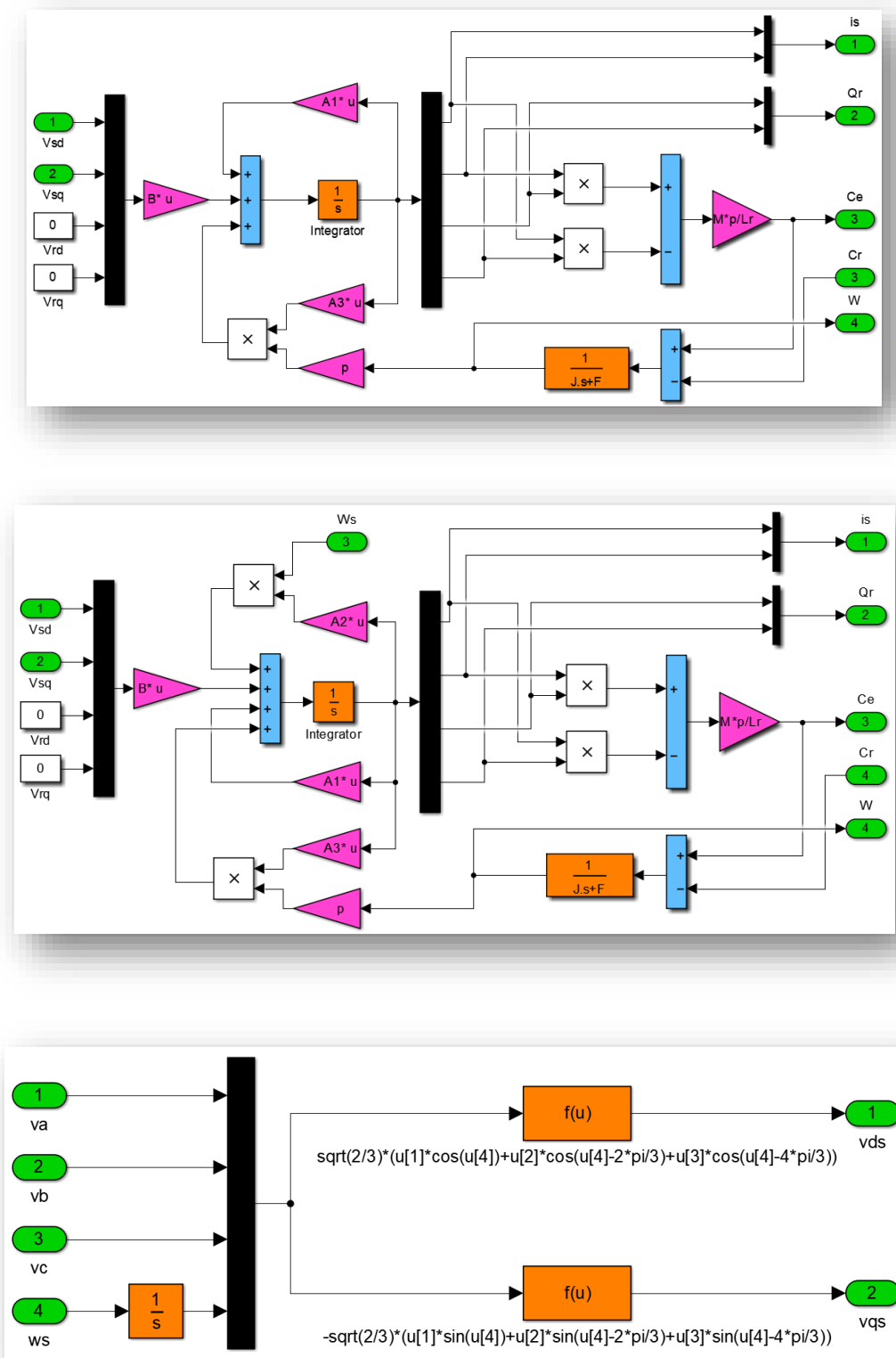


Figure (I.12) : la MAS de le repères (d, q) et (α, β) et le transformation fe PARK

I.15. RESULTATS DE SIMULATION :

Après un démarrage à vide, on a appliqué, sur notre machine, un couple de charge $C_r = 30 \text{ (N.m)}$ à l'instant $t = 2 \text{ (s)}$, et les résultats obtenus dans le repère stator (α, β) et le repère champ tournant (d, q) sont représentés dans les figures (I.13) et (I.14) :

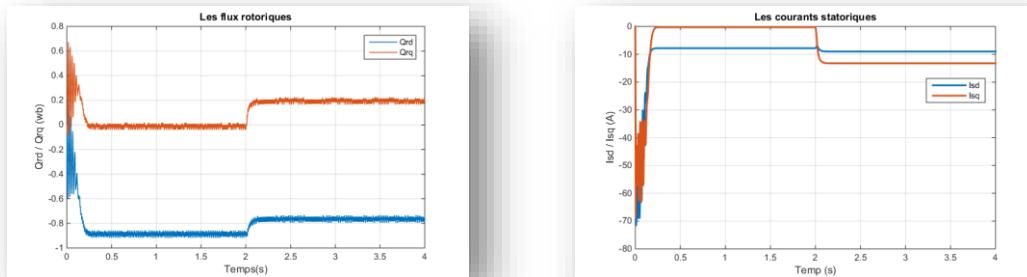


Figure (I.13) : Résultat de Simulation dans le repère $(d ; q)$

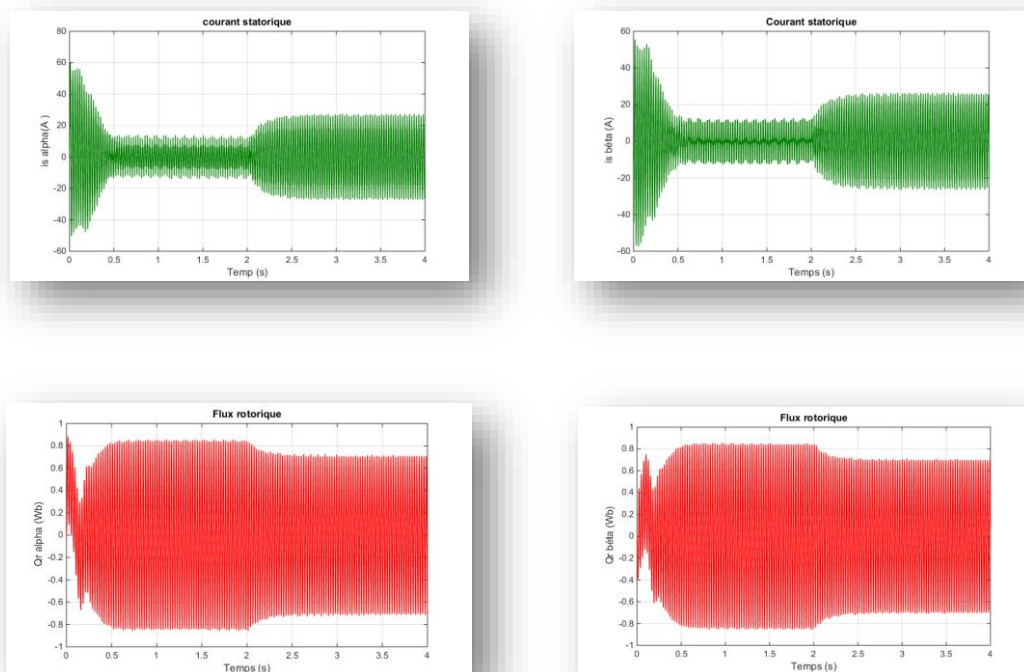


Figure (I.14) : Résultat de Simulation dans le repère $(\alpha ; \beta)$

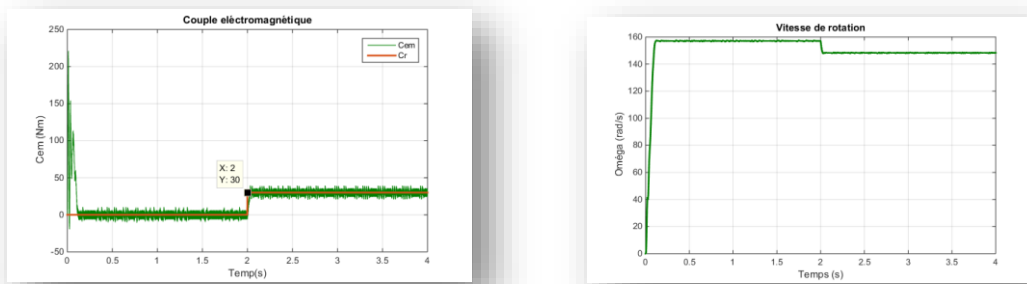


Figure (I.15) : Résultat de la vitesse de rotation et de couple électromagnétique.

Interprétation des résultats de simulation :

Le moteur est alimenté directement par le réseau **220/380, 50 (HZ)**, à vide jusqu'à **t=2(s)** où nous appliquons la charge nominale **Cr=30 (Nm)**.

❖ Les courants statoriques :

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de **zéro** avec une amplitude maximale de **60 (A)** jusqu'à **0.5 (s)** ; après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à **17(A)**.

A l'instant **t= 2 (s)** nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant **Cr =30 (N.m)**, nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur et se stabilise à une autre valeur de **28 (A)**.

❖ Le couple électromagnétique :

L'oscillation de couple est l'élément marquant de cet oscillogramme pendant une durée de **0.2 (s)** puisque le couple nominal du moteur est très inférieur. Il faudra donc prendre garde au dimensionnement du couple mètre utilisé si on ne veut pas le détruire. Après disparition du régime transitoire, le couple tend vers zéro avec beaucoup d'ondulations.

L'introduction d'un couple de charge **Cr= 30 (Nm)** à l'instant **t=2 (s)** provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique d'une part et une absorption supplémentaire des courants statoriques de l'autre part.

❖ **La vitesse rotorique :**

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ **0.3 (s)** La vitesse rotorique s'établit à une valeur **157 (rd/s)** proche de la vitesse de synchronisme

A l'instant **t= (2)** : l'application de la charge nominale se poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique jusqu'à **146 (rd/s)** qui se traduit par un glissement.

❖ **Le flux rotorique :**

D'après cette courbe on constate que les ondulations du courant affectent aussi le flux, aussi que le flux passe par une période transitoire ensuite il atteint sa valeur finale suivant une onde sinusoïdale.

I.16. CONCLUSION :

Ce travail présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage et de l'onduleur alimenté en tension triphasé et le modèle de Park (**biphasé**) équivalent. L'application de la transformation de Park nous a permis d'obtenir un modèle biphasé de la machine dans un référentiel **(α, β)** et **(d, q)**.

Cette modélisation nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par logiciel « **SIMULINK** » sous **MATLAB** sont valables.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (**MLI**), ce qui génère des oscillations remarquables sur les courants et le couple.

Dans le deuxième chapitre on exploitera le modèle établi précédemment pour étudier la régulation de vitesse de la machine asynchrone en utilisant la technique de commande scalaire.

CHAPITRE II :
COMMANDE SCALAIRE
D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE

II.1. INTRODUCTION :

Au cours des dernières décennies, les moteurs asynchrone (**MAS**) sont de plus en plus populaires dans les applications industrielles ainsi que dans les appareils ménagers, grâce à leur responsabilité, leur faible coût, leur robustesse, leur facilité d'entretien et leur simplicité de contrôle.

Les méthodes de contrôle de l'**MAS** sont principalement classées en deux grandes classes : les approches de contrôle scalaire et de contrôle vectoriel. Le contrôle scalaire, communément appelé contrôle tension / fréquence (**V / F**), est considéré comme une approche simple basée sur le contrôle de l'amplitude de la tension d'alimentation et de la fréquence. Pour le contrôle indirect de la vitesse **MAS**, il utilise un inverseur de source de tension triphasé contrôlé par une technique de modulation de largeur d'impulsion (**MLI**). Cependant, malgré sa simplicité de mise en œuvre. [13]

Nous allons présenter, dans ce chapitre, la technique de la commande scalaire d'une machine asynchrone.

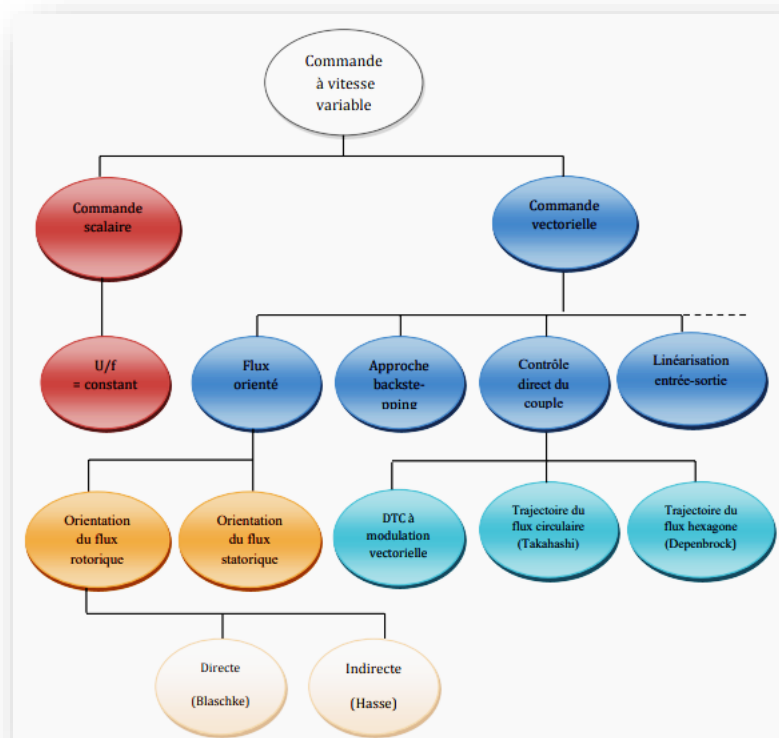


Figure (II.1) : Classification des méthodes de contrôle de vitesse

II.2. COMMANDE SCALAIRE :

Cette command, connue sous le nom de loi « U/f », détermine, selon les équations du régime permanent, en fonction de la fréquence de fonctionnement désirée la valeur de la tension à imposer aux bornes du stator de la machine pour maintenir le flux statorique constant.

Dépendent de l'actionneur utilisé pour alimenter la machine, les auteurs divisent la commande scalaire en deux types, un se nommer « la commande en courant », pour les machines entraînées par des onduleurs en courant (généralement de fortes puissances) et l'autre, qui est le plus utilisé, nommer « **la commande en tension** », connaît aussi sur le nom « **commande en V/f** », pour les machines entraînées par des onduleurs en tension (sont généralement de moyennes et de faibles puissances).

Pour expliquer le principe de la commande scalaire on fait appel à la modélisation de la machine en régime permanent.[14]

II.3. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME PERMANENT :

La modélisation correspond à une machine à rotor bobiné dont l'enroulement en court-circuit est applicable également à une machine à cage, compte tenu de l'usage essentiel de la machine asynchrone en moteur, on s'intéresse beaucoup plus, dans notre modélisation, par convention récepteur.

Pour la mise en équations du modèle de la machine, nous supposons les hypothèses du chapitre I

II.3.1 Modèle de la machine asynchrone en régime permanent :

Si les tensions d'alimentation sont triphasées et équilibrées, on peut écrire

$$\begin{cases} V_{as} = U_s \cos(\omega_s t) \\ V_{bs} = U_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} = U_s \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La vitesse mécanique (Ω) est constante

On définit le glissement (g) comme le rapport des pulsations rotoriques et statoriques

$$g = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II.2})$$

Les différentes pulsations sont reliées par la relation d'autopilotage

$$\omega_r = \omega_s + P\Omega \quad (\text{II.3})$$

Choisissons de fixer le repère « $\mathbf{d q}$ » au champ tournant

$$\begin{cases} V_{ds} = U_s \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ V_{qs} = U_s \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{ds} = U_s \\ V_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

En utilisant la notation complexe $\bar{X} = X_d + jX_q$, les grandeurs électriques peuvent se mettre sous la forme :

$$\bar{V}_s = V_{ds} + jV_{qs} = R_s(I_{ds} + jI_{qs}) + \frac{d}{dt}(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) - j(\phi_{qs} + j\phi_{ds}) \quad (\text{II.5})$$

D'où

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} - j\omega_s \bar{\phi}_s \\ 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En peut alors utiliser le modèle de la machine ramené au rotor. En régime permanent ($\frac{d}{dt} = 0$), il devient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \\ 0 = \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\phi}_r \\ \omega_r = g\omega_s \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Où

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Finalement les grandeurs électriques s'écrivent

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s L_r \bar{I}_r + j\omega_s M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.3.2. Schéma électrique équivalent :

Les équations (II.9) peuvent être représentées par le schéma électrique équivalent suivant :

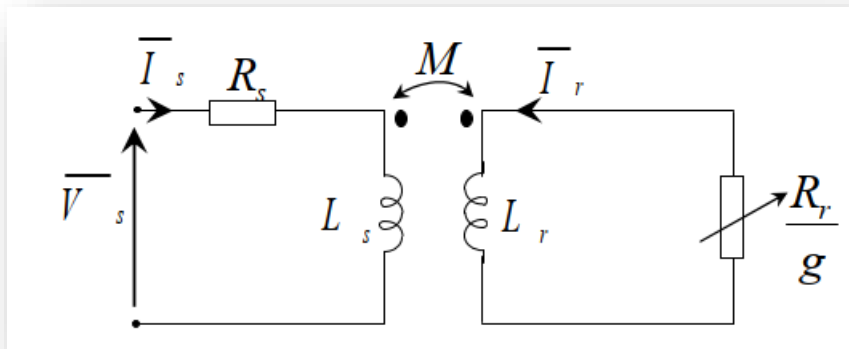


Figure (II.2) : Schéma équivalent d'une machine asynchrone

II.3.3. Schéma ramené au stator avec inductance de fuite localisée au rotor :

On peut ramener le schéma de la figure (II.2) au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor (N_r , ω_s).

Où l'on posera les nouveaux paramètres comme suit [6]

$$N_r = \sigma L_r = L_r - \frac{M}{L_s}; m = \frac{M}{L_s} \quad (\text{rapport de transformation}) \quad (\text{II.10})$$

Composantes ramenées au stator

$$\begin{cases} N'_r = \frac{N_r}{m^2} \\ R'_r = \frac{R_r}{L_s} \\ \bar{I}'_r = m \bar{I}_r \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On obtient donc les équations du schéma équivalent ramené au stator avec inductance de fuites localisées au rotor figure (II.3).

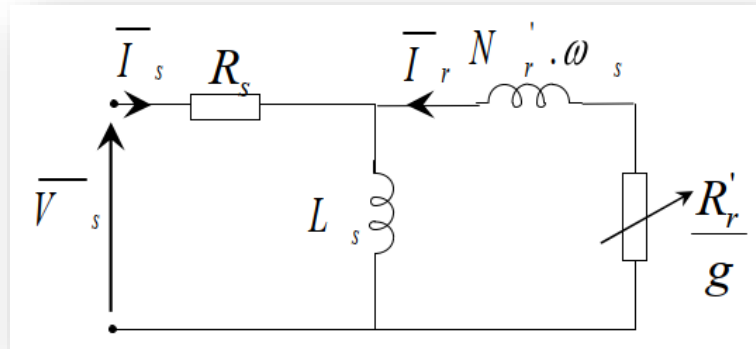


Figure (II.3) : Schéma équivalent d'une phase ramené au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor

II.4. EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE :

Le couple (en régime permanent) de la machine asynchrone, sera donné par :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_{em} - \Delta P_{jr}}{\Omega} \quad (\text{II.12})$$

Avec : $\Delta P_{mec} = 0; \Delta P_{fer} = 0$ (II.13)

$$P_{em} = \frac{\Delta P_{jr}}{g} = 3 \frac{R_r'}{g} I_r'^2 \quad (\text{II.14})$$

$$C_e = \frac{P_{em} - P_{em}}{\Omega} = \frac{P_{em}(1-g)}{\Omega} = \frac{P_{em}(1-g)}{\Omega_s(1-g)} \quad (\text{II.15})$$

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = 3 \frac{P}{\omega_s} \cdot \frac{R_r'}{g} \cdot I_r'^2 \quad (\text{II.16})$$

En négligeant la résistance statorique R_s On aura pour le courant rotorique :

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2}} \quad (\text{II.17})$$

D'où :

$$C_e = 3p \frac{V_s^2}{\omega_s} \frac{R_r'/g}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (\text{II.18})$$

Pour un couple maximum on donne $\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 = (N_r' \omega_s)^2$, donc $g = \frac{R_r'}{N_r' \omega_s}$ et :

$$C_{em_{max}} = \frac{3p N_r' \omega_s}{2 \omega_s} \left(\frac{V_s}{N_r' \omega_s}\right)^2 \quad (\text{II.19})$$

Enfin :

$$C_{max} = \frac{3p}{2N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (\text{II.20})$$

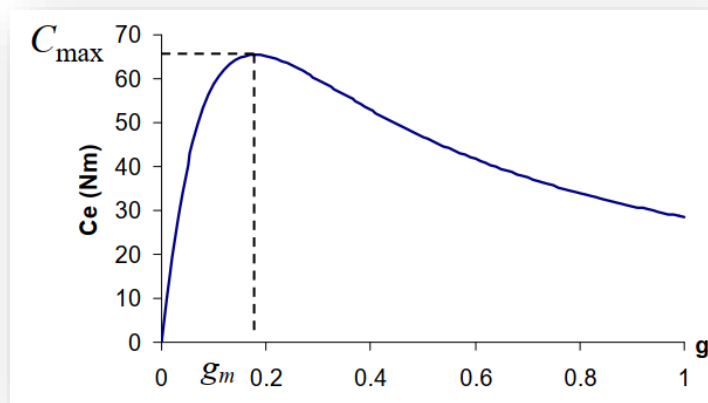


Figure (II.4) : Couple électromagnétique en fonction du glissement.

La tension et le flux statorique sont liés par la relation $\bar{V}_s \approx j \omega_s \bar{\Phi}_s$. Ainsi le couple électromagnétique peut s'exprimer par :

- En fonction du flux statorique :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = 3p \phi_s^2 \frac{R_r' \omega_r}{R_r'^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (\text{II.21})$$

- En fonction du flux rotorique :

$$C_e = 3p \phi_r^2 \frac{\omega_r}{R_r} \quad (\text{II.22})$$

II.5. COMPORTEMENT DE LA MAS EN RÉGIME PERMANENT :

En études le comportement de la machine en régime permanent, pour alléger les notations, posons : [9]

En régime permanent et dans un repère lié au rotor, l'équation du circuit rotorique s'écrit :

$$0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_s L_r \bar{I}_r + j\omega_s M \bar{I}_s \quad (\text{II.23})$$

Où ω_g est la pulsation des courants rotoriques.

Le flux statorique est donné par ses composantes dans les axes **d** et **q** du repère lié au rotor :

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (\text{II.24})$$

A partir des équations ci-dessus, on en déduit :

$$I_r = -\frac{jM\omega_r}{R_r + jL_r\omega_r} I_s \quad (\text{II.25})$$

Et

$$\phi_s = L_s \frac{R_r + j\sigma L_r \omega_r}{R_r + jL_r \omega_r} I_s \quad (\text{II.26})$$

D'où l'expression du flux en fonction du module du courant statorique :

$$I_s = \frac{\phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{L_r \omega_r}{R_r}\right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r}\right)^2}} \quad (\text{II.27})$$

En régime permanent et dans un repère lié au stator :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + j\omega_s L_s \vec{I}_s + j\omega_s M \vec{I}_r \quad (\text{II.28})$$

D'où :

$$V_s = \frac{R_s}{1 + j\frac{L_r}{R_r}\omega_r} \left[1 - \frac{\sigma L_s L_r}{R_s R_r} \omega_s \omega_r \right] \vec{I}_s \quad (\text{II.29})$$

En reportant (II.27) dans (II.29), la tension statorique doit suivre la loi suivante

$$V_S = \frac{R_S \phi_S}{L_S} \sqrt{\frac{\left(\frac{L_S \omega_S + L_r \omega_r}{R_S} + \frac{L_r \omega_r}{R_r}\right)^2 + \left(1 - \frac{\sigma L_S L_r \omega_S \omega_r}{R_S R_r}\right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r}\right)^2}} \quad (\text{II.30})$$

Cette relation reste valable entre les valeurs efficaces des tensions et flux statoriques. Elle constitue le principe des lois de commande à flux constant des machines alimentées en tension. On choisit de maintenir, si possible, le flux à sa valeur nominale.

Compte tenu des dispositifs utilisés, deux modes de commande sont possibles

- Commande par contrôle de la fréquence statorique s et du courant ou de la tension statorique ;
- Une commande avec autopilotage et contrôle de la pulsation des courants rotorique. [2]

II.6. ALIMENTATION EN TENSION :

La loi de commande précédente permet de maintenir le flux constant. Mais elle est trop complexe pour être exploitée sans moyen de calcul puissant. Elle doit être simplifiée. [15]

- Si la pulsation rotorique est très faible, alors :

$$V_S = \Psi_S^* \cdot \omega_S \sqrt{1 + \left(\frac{R_S}{L_S \omega_S}\right)^2} \quad (\text{II.31})$$

- Si, de plus, R_S est négligeable, alors : $V_S = \Psi_S^* \cdot \omega_S$ ce qui caractérise une loi en $V_S/f_e = \text{coste}$.

Si la fréquence statorique diminue, les réactances de fuite décroissent. Par contre les résistances demeurent à peu près constantes. Le terme $(R_S \cdot I_S)$ n'est pas négligeable. Une régulation en V_S/f_e conduirait à de fortes variations de flux. Les pertes statoriques doivent être compensées par une augmentation de tension ΔV_S par rapport à $\Psi_S^* \cdot \omega_S$

Ces lois simplifiées ne suffisent donc pas à réguler le flux pour les faibles valeurs de ω_e et les forts glissements. On ajoute souvent un terme correctif pour prendre en compte la pulsation rotorique : [15]

$$V_S = \Psi_S^* (\omega_S + K\omega) \text{ Avec } K = \frac{R_S \cdot L_r}{R_S \cdot L_S} \quad (\text{II.32})$$

Pour améliorer le comportement à basse fréquence, on peut utiliser :

$$V_s = \Psi_s^* (\omega_s \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega_s \cdot L_s}\right)^2} + K\omega) \text{ Avec } K = \frac{R_s \cdot L_r}{R_s \cdot L_s} \quad (\text{II.33})$$

II.7. CONTRÔLE EN V/F DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Son principe est de maintenir **V/f=Constant** ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{max} = \frac{3p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (\text{II.34})$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique.

En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (**en régime quasi-statique**) de la machine asynchrone figure (II.4) [16]

Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "**défluxage**". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$ de la Figure (II.5)). [7]

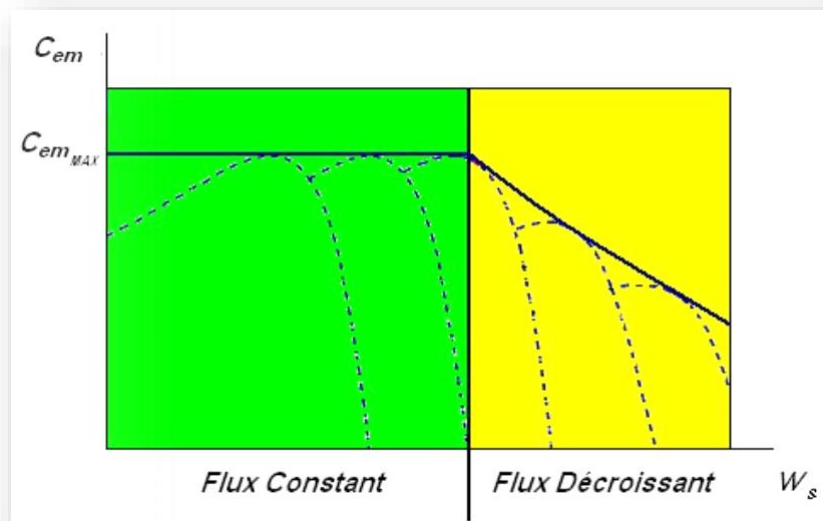
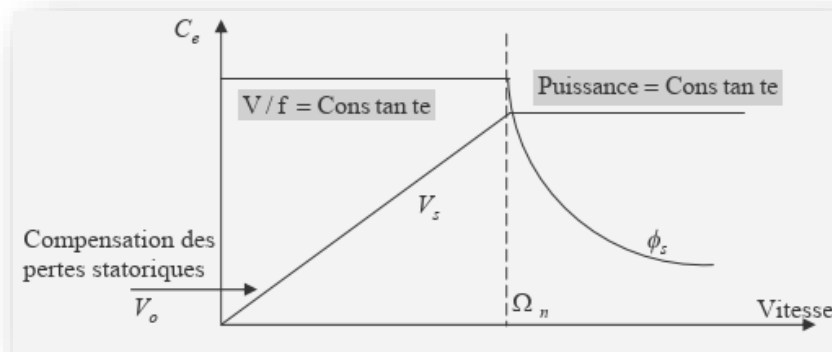


Figure (II.5) : Caractéristique couple vitesse défluxage est fonctionnement en survitesse.

En fait, garder le rapport constant U/F revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de défluxage ou régime de survitesse.

A basse vitesse la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_o Figure (II.6).

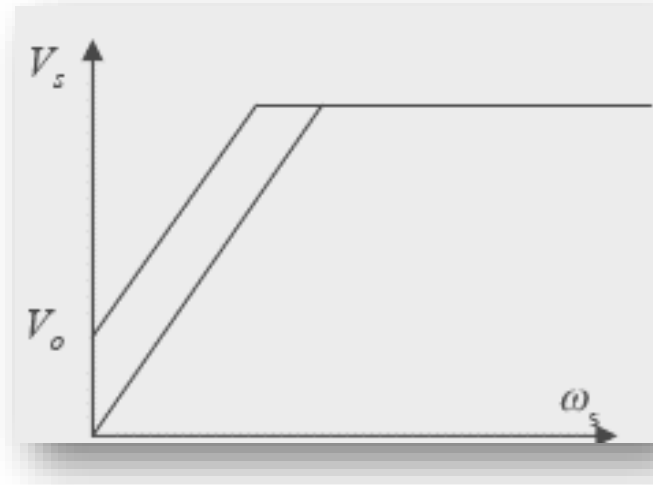


Figure (II.6) : caractéristique V/f

II.8. SIMULATION DE LE COMMANDE SCALAIRE DE LA MAS :

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande scalaire en utilisant le logiciel MATLAB / Simulink, et en faisant plusieurs tests puis on visualise ces résultats.

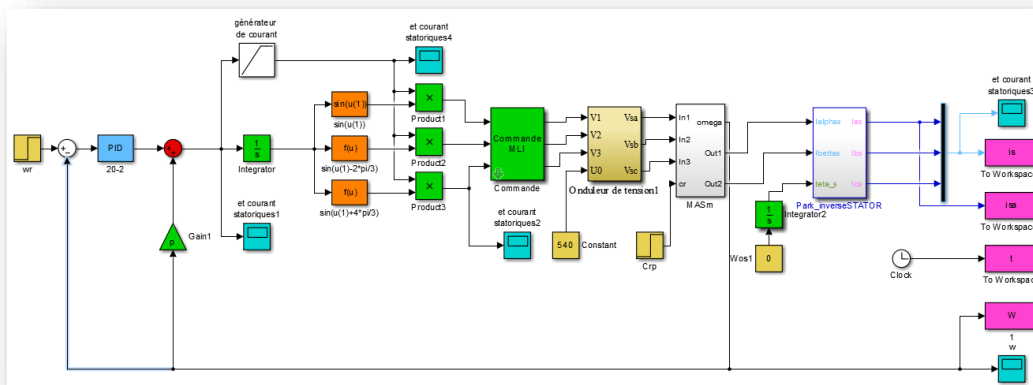


Figure (II.7) : Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la machine asynchrone.

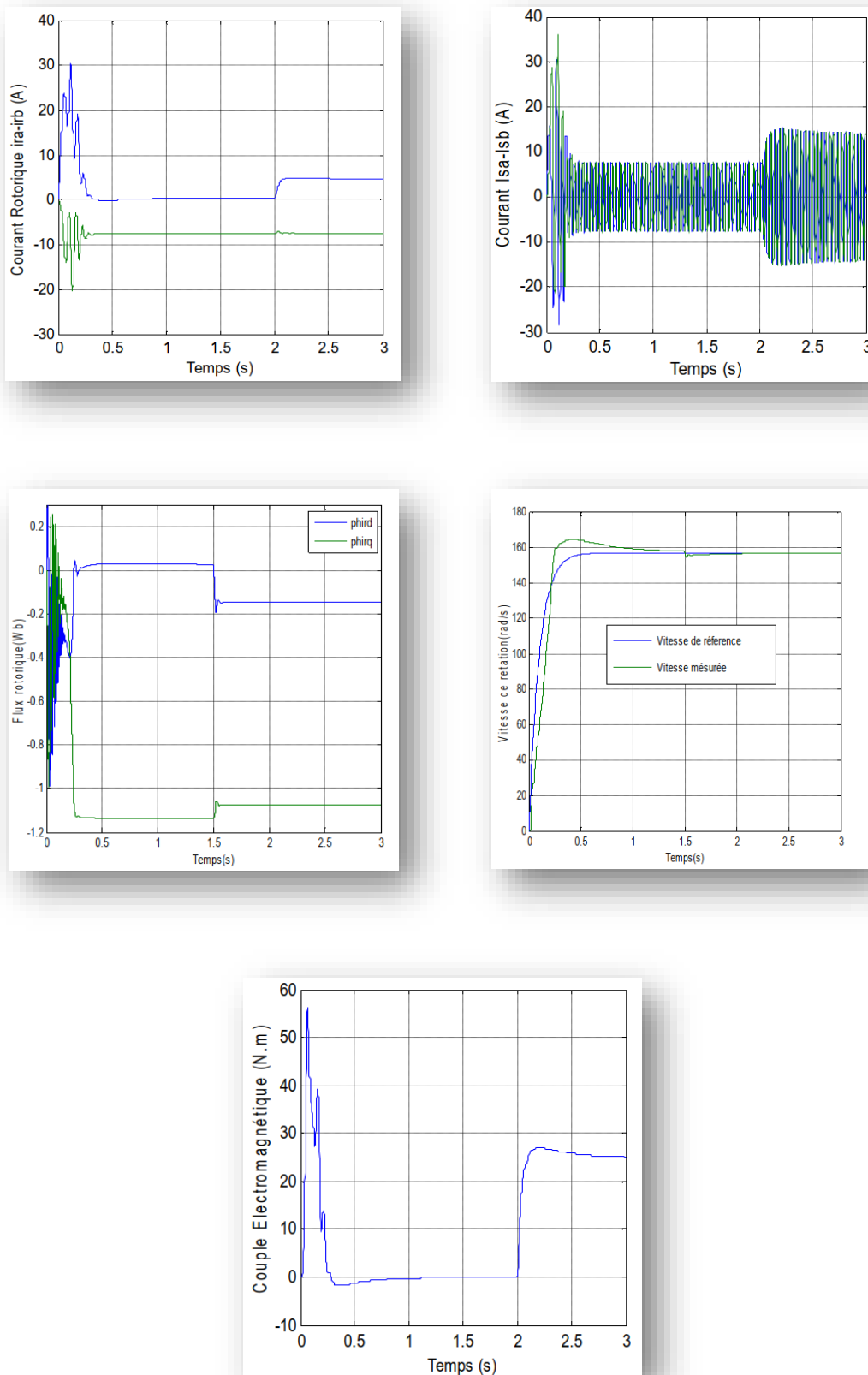
II.9. RESULTATS DE SIMULATION :

Figure (II. 8) : Essai en charge nominale après un démarrage à vide.

Interprétation des résultats :

La figure (II.8) représente la simulation d'un démarrage de la machine à vide, et après l'établissement du régime permanent à $t=1.5$ (s) on applique une charge de couple résistant de valeur **25 (N.m)**.

Après un régime transitoire de **0.2 (s)**, la vitesse de rotation s'élève à sa valeur de référence **157 (rad/s)**. Un fort appel du courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple de démarrage. Puis il se diminue jusqu'à une valeur presque nulle puisque la machine est à vide et elle tourne avec une vitesse proche à la vitesse de synchronisme. Le couple électromagnétique atteint donc une valeur puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle (l'image du courant) en régime permanent à vide.

L'introduction du couple de charge **25 (N.m)**, à l'instant $t=1$ (s), diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le couple électromagnétique augmente jusqu'à **25 (N.m)**.

Le flux est affecté par la variation du couple, c'est l'effet du couplage couple –flux.

II.10. CONCLUSION :

Dans ce chapitre on a présenté la commande scalaire de la machine asynchrone alimentée par une source de tension telle que le rapport (V/f) est constant.

En effet, la première commande qu'a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables.

Pour des performances moyennes et pour les fonctionnements en survitesse, on fait appel de préférence au contrôle scalaire.

CHAPITRE III :
LA CARTE STM32F429 ET
LES COMPOSANTES
D'EXPERIENCE

III.1. INTRODUCTION :

Dans ce chapitre, nous parlerons autour de la carte STM32F429, de ses caractéristiques les plus importantes, de ses caractéristiques et de son mode de fonctionnement, en plus d'une explication le **Waijung Blockset Toolbox** et des blocs les plus utilisés. Puis sa les composantes de l'onduleur triphasé ; les transistors et les diodes, MOSFET DRIVER TLP250, ces caractéristiques et ces options sur notre travail, ces importances dans le plan d'essai, les avantages et les inconvénients.

III.2. INTRODUCTION A LA GENERATION DE CODE :

Le prototypage rapide permet à l'utilisateur de tester rapidement une conception, en étant capable de faire des ajustements rapides jusqu'à ce que les résultats soient satisfaisants. Il est courant de commencer à utiliser un outil tel que Simulink pour simuler des algorithmes de contrôle pour des systèmes modélisés. Avec des outils de prototypage rapide, la conception peut être rapidement testée sur le matériel de contrôle réel, c'est-à-dire le **STM32F4**. [17]

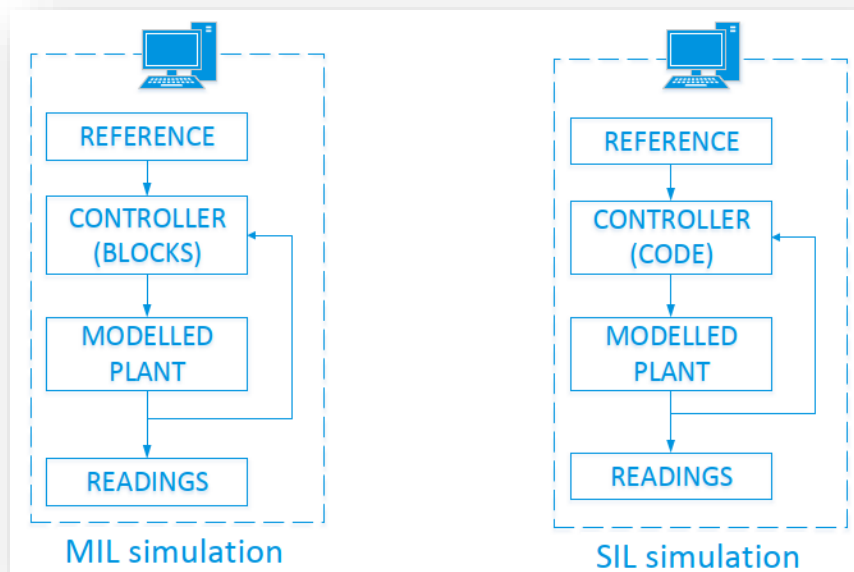


Figure (III.1) : Différences entre la simulation MIL et SIL

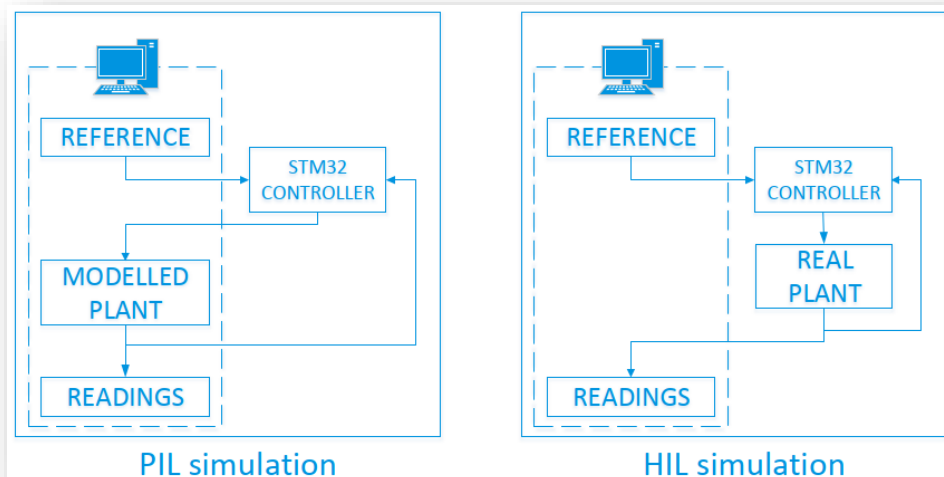


Figure (III.2) : Différences entre la simulation PIL et HIL

Les outils de génération de code permettent de se concentrer sur la conception et les tests plutôt que sur la programmation. En fait, certains outils permettent de générer directement du code C / C ++ et de le flasher sur la carte, en sautant les étapes de simulation **SIL** et **PIL**. [17]

Néanmoins, il est recommandé, lorsque cela est possible, de suivre toutes les étapes afin de détecter d'éventuelles erreurs.

III.3. LA CARTE STM32F429 (DISCOVERY) :

Le kit **STM32F429IDISCOVERY** est un kit économique et facile à utiliser qui permet aux utilisateurs de développer des applications avec le microcontrôleur hautes performances **STM32F429** basé sur le cœur STMicroelectronics **Arm® Cortex®-M4**. Il comprend un outil de débogage intégré **ST-LINK / V2-B**, un écran **LCD QVGA TFT 2,4 "**, une **SDRAM 64 Mbit** externe, un gyroscope **ST MEMS**, un connecteur **USB OTG Micro AB**, des **LED** et des boutons poussoirs. [18]

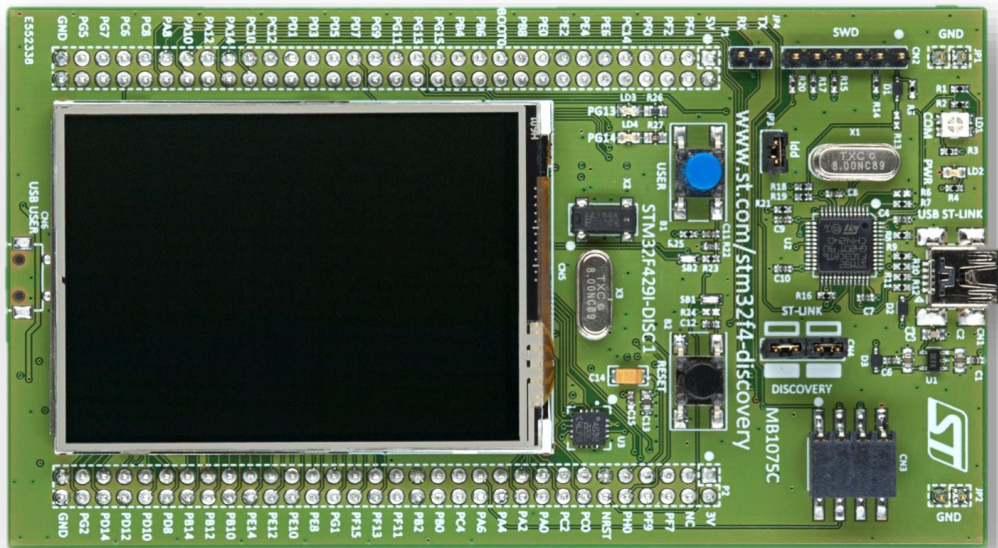


Figure (III.3) : Carte de développement STM32F429.

III.4. DISPOSITION DU MATÉRIELS :

La carte Discovery STM32F429 a été conçue autour du microcontrôleur STM32F429ZIT6 dans un boîtier **LQFP 144** broches.

Pour configurer une carte Discovery STM32F429 et exécuter l'application DISCOVER, nous suivons la séquence ci-dessous :

1. Assurez-vous que les cavaliers **JP3** et **CN4** sont activés (mode découverte).

2. Connectez la carte Discovery STM32F429 à un PC à l'aide d'un câble **USB Type-A / Mini-B** via le connecteur **USB ST-LINK CN1**, pour alimenter la carte, les **LED LD2 (PWR)** et **LD1 (COM)**.

3. Les applications suivantes sont disponibles à l'écran :

- Horloge / calendrier et jeu
- Lecteur vidéo et navigateur d'images (lire des vidéos et afficher des images à partir du stockage de masse USB connecté au CN6)
- Moniteur de performances (surveillez la charge du processeur et exécutez un benchmark graphique)
- Information système

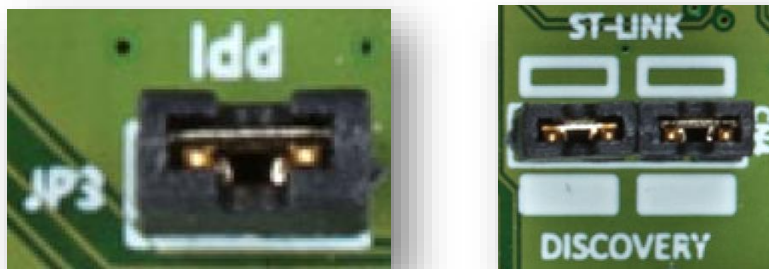


Figure (III.4) : Cavalier JP3 activé et cavalier CN4 pour permettre la programmation et le débogage ST-LINK / V2.

- Figure (III.5) illustre les connexions entre le STM32F429ZIT6 et ses périphériques (**ST-LINK/V2-B**, **push-buttons**, **LEDs**, **USB OTG**, **ST-MEMS** gyroscope, accéléromètre, magnétomètre, et connecteurs).
- La Figure (III.6) et la Figure (III.7) montrent l'emplacement de ces fonctions sur la carte Discovery STM32F429. [18]

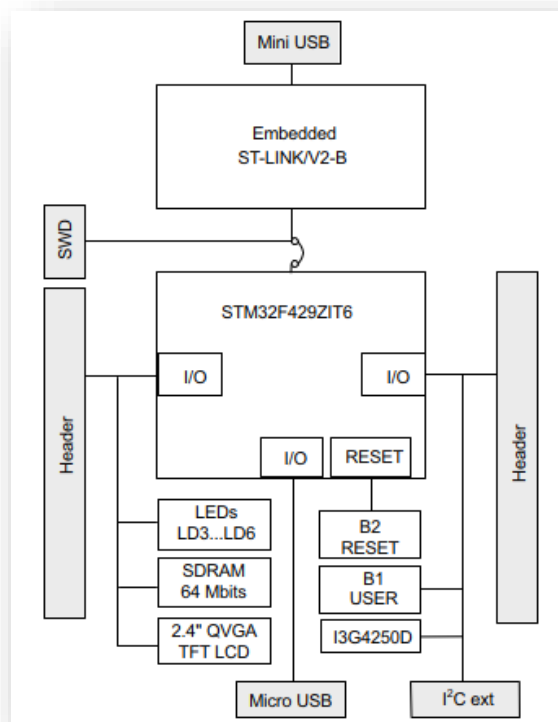


Figure (III.5) : Schéma fonctionnel du matériel

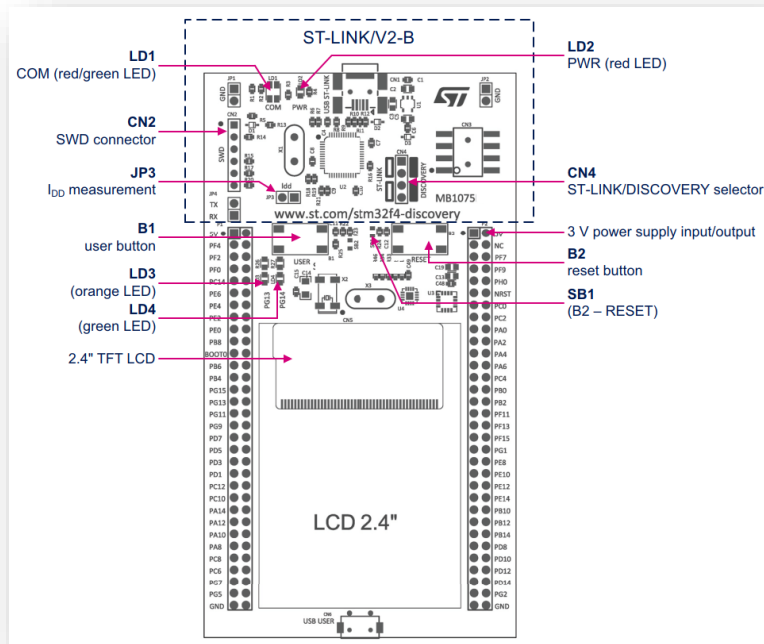


Figure (III.6) : Disposition supérieure.

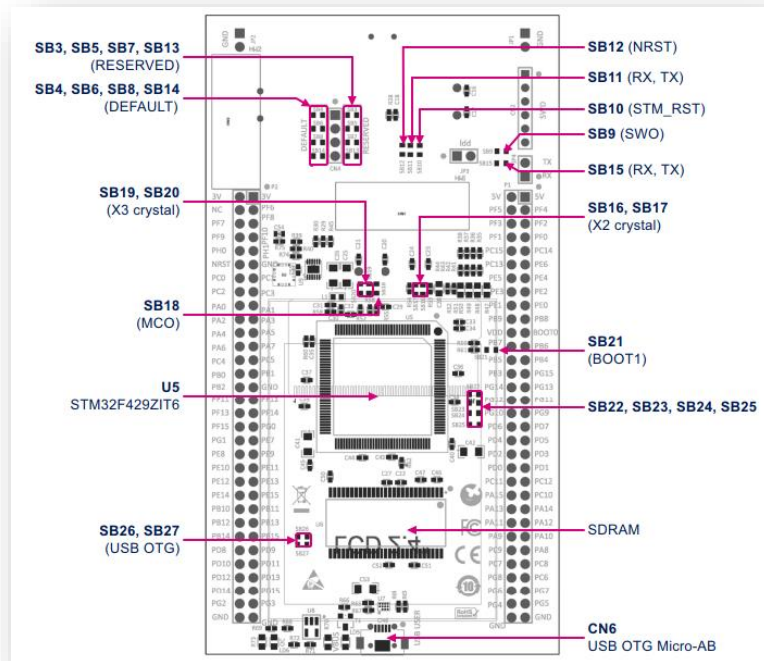


Figure (III.7) : Disposition inférieure

III.5. CARACTERISTIQUES :

III.5.1. Caractéristiques du microcontrôleur :

- 1) Microcontrôleur STM32F429ZIT6 avec 180 MHz, **2 Mo** de mémoire Flash, **256 Ko** de RAM dans un boîtier **LQFP144**
- 2) Écran LCD TFT QVGA 2,4 "
- 3) USB OTG avec connecteur Micro-AB
- 4) I3G4250D, capteur de mouvement ST MEMS gyroscope à sortie numérique 3 axes
- 5) Six LED
 - LD1 (rouge / vert) pour la communication **USB**
 - LD2 (rouge) pour mise sous tension **3,3 V**
 - Deux LED utilisateur : LD3 (vert), LD4 (rouge)
 - Deux LED USB OTG : LD5 (vert) VBUS et LD6 (rouge) OC (surintensité)
- 6) Deux boutons poussoirs (user and reset).
- 7) SDRAM 64 Mbit
- 8) Embase d'extension pour les E / S LQFP144 pour une connexion rapide à la carte de prototypage et une détection facile
- 9) ST-LINK / V2-B embarqué
- 10) Fonctions USB :
 - Port de débogage
 - Port COM virtuel
 - Stockage de masse
- 11) Mbed Enabled TM
- 12) Alimentation de la carte : via le bus USB ou à partir d'une tension d'alimentation externe de 5 V. [18]

III.6. GÉNÉRATION DE CODE :

III.6.1. Exigences pour le prototypage rapide :

Dans ce projet, la capacité de Simulink à générer automatiquement du code **C / C ++** sera utilisée pour le prototypage rapide.

L'idée générale de programmer le microcontrôleur se compose de trois parties : premièrement, une boîte à outils est utilisée pour interagir avec les ports et les périphériques

de la carte ; deuxièmement, un codeur génère le code **C / C ++** du modèle Simulink et enfin, une boîte à outils (toolbox) compile le code précédent et le charge sur le microcontrôleur. Cette dernière opération peut généralement également se faire en deux étapes différentes : d'abord, générer le code binaire et enfin, le flasher.

Chaque boîte à outils disponible à ses propres besoins, mais les exigences communes sont :

- MATLAB and MATLAB Coder
- Simulink and Simulink Coder
- Embedded Coder

En outre, le STM32F4 ST-LINK doit être installé afin de fournir tous les pilotes pour le STM32F4.

III.6.2. Blockset de Waijung :

Il existe une grande quantité de blocs disponibles, mais les principaux utilisés seront les périphériques « **On-chip** » STM32F4 Target, qui sont illustrés dans la figure (III.8).

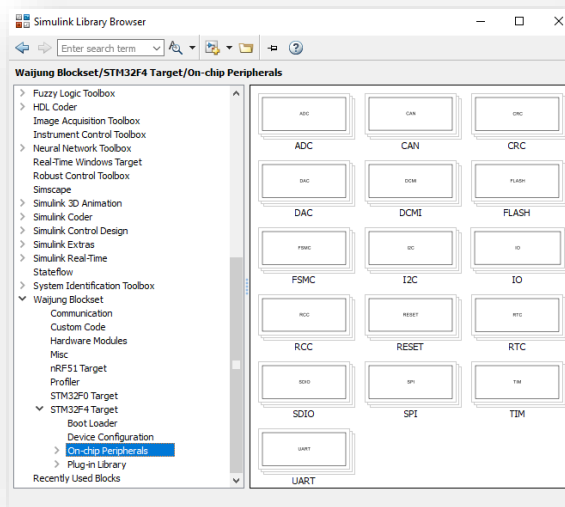


Figure (III.8) : Blocs de groupe principaux de la Waijung Blockset Toolbox

III.6.3. Opérations de base :

Ensuite, certaines des configurations courantes utilisées dans les algorithmes développés dans ce projet sont décrites.

1. Configuration du modèle pour la génération de code :

L'agencement de base d'un modèle qui doit être exécuté sur le STM32F4 consiste à configurer la cible et le solveur Simulink.

Tout d'abord, ouvrez un modèle Simulink vierge et supprimez un bloc de configuration cible de la cible STM32F4. Les paramètres peuvent être modifiés en double cliquant dessus. Dans ce projet, le compilateur GNU ARM sera utilisé. Assurez-vous également de sélectionner l'unité de microcontrôleur (MCU) et la configuration d'horloge appropriées. Pour ce microcontrôleur, la configuration doit ressembler à la figure (III.9).

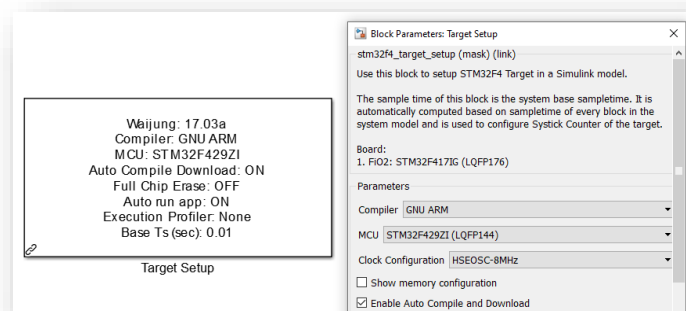


Figure (III.9) : Target Setup du bloc de configuration

Le reste des paramètres peut rester par défaut.

2. Configuration du convertisseur analogique-numérique :

La tension de référence pour les périphériques ADC et DAC n'est pas exactement la valeur nominale de 3 volts, elle doit donc être mesurée directement à partir de la broche VDD pour une meilleure précision.

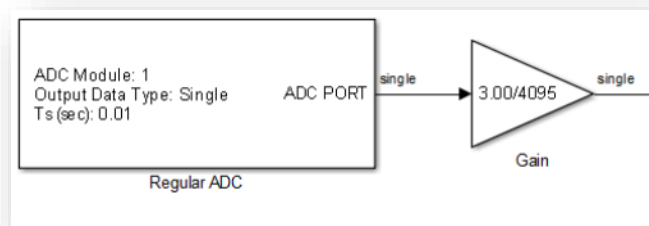


Figure (III.10) : Configuration ADC pour lire un seul PORT ADC.

La sortie du port **ADC** est une valeur entière comprise entre **0 et 4095**, quelle que soit la sortie de données sélectionnée. Cette plage est donnée par le fait que les **ADC** implémentés dans le **STM32F4** ont une résolution de **12 bits**. Dans ce cas, la sortie a été définie sur simple, mais elle peut être définie sur un type de données de plage d'ajustement tant que la cohérence des signaux est conservée le long de l'algorithme.

La sortie du port **ADC** est traduite en volts en la multipliant par un gain selon l'équation

$$V_{port} = \frac{N_{port} V_{ref}}{4095} \quad (III.1)$$

Où N_{port} est la lecture brute de **0 à 4095**, V_{ref} est la tension de référence et V_{port} est la tension de lecture en volts.

Outre le type de données, le prescaler **ADC** peut être configuré. Ce n'est pas un paramètre critique, mais le régler sur la valeur la plus basse minimisera le temps de conversion.

Enfin, le temps d'échantillonnage doit être réglé sur **Ts**.

Ici, un seul port **ADC1** est lu, mais plusieurs broches peuvent être sélectionnées à partir du même bloc **ADCx**. Pour utiliser une autre **ADC**, disons **ADC2**, un bloc **ADC** régulier supplémentaire doit être inséré.

3. Configuration du convertisseur numérique-analogique :

Comme pour les **ADC**, la valeur réelle de V_{ref} doit être lue avant d'exécuter la conversion. En cela, la conversion peut être effectuée soit par le **DAC1 (PA4)** soit par le **DAC2 (PA5)**. La configuration est simple et est illustrée à la figure (III.3). Le **DAC** souhaité est sélectionné en cochant la case correspondante. L'utilisateur doit faire attention à ne pas laisser le champ Input V_{ref} par défaut, qui est une valeur de **3,3 volts** et conduirait à des écritures erronées. De plus, il a été détecté que la valeur saisie dans le champ Input V_{ref} doit être un nombre. Il n'est pas possible d'utiliser une variable générique et de modifier sa valeur à partir de la fenêtre de commande, car cela entraîne une erreur de compilation.

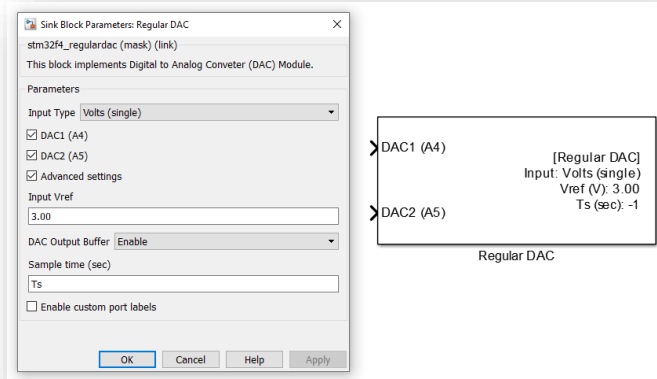


Figure (III.11) : Configuration typique pour l'écriture de valeurs analogiques

III.7. USING TIMER / COUNTER

Tous les microcontrôleurs ont une horloge qui les aide à exécuter les programmes d'une manière rimée. L'horloge est en fait un signal numérique à haute fréquence et définit le rythme des processus de bus de données entrants et sortants. En fonction de la vitesse d'horloge, le traitement du microcontrôleur peut être rapide ou lent (**STM32F429DISCOVERY** peut fonctionner jusqu'à une fréquence de **180 (MHz)**).

L'horloge du microcontrôleur peut être utilisée dans plusieurs modules tels que module analogique-numérique, module de communication série, temporisateurs synchrones et asynchrones. Les modules de minuterie de microcontrôleur peuvent être utilisés dans de nombreuses applications telles que la temporisation, la création de signaux périodiques (**PWM**), la détection de signaux (capture d'entrée), etc.

Les composants importants du module de minuterie sont les suivants.

- Le registre de compteur est un type de données entier 16 bits. Lorsqu'il y a un front montant ou un signal externe sur la broche de la minuterie, le compteur encourra le processus de comptage.
- Up Counter commencera à compter de **0** à une valeur prédéfinie. Lorsque la valeur pré-réglée est atteinte, le compteur recommence à compter de **0** à la même valeur pré-réglée et ce processus se poursuit.
- Le compteur décroissant commencera à compter d'une valeur pré-réglée à **0** et ce processus se poursuit également comme le compteur ascendant.

- Le compteur haut-bas commencera le processus de comptage de **0** à une valeur prédéfinie. Lorsque la valeur préréglée est atteinte, le compte à rebours commence de la valeur préréglée à **0**.
- Un diviseur de préscaler est un circuit de comptage électronique qui est utilisé pour réduire un signal électrique haute fréquence en un signal électrique basse fréquence par division entière. L'utilisateur peut sélectionner une valeur de **0** à **65535** comme fonction de diviseur. Le Prescaler est représenté comme sur la figure (III.12).

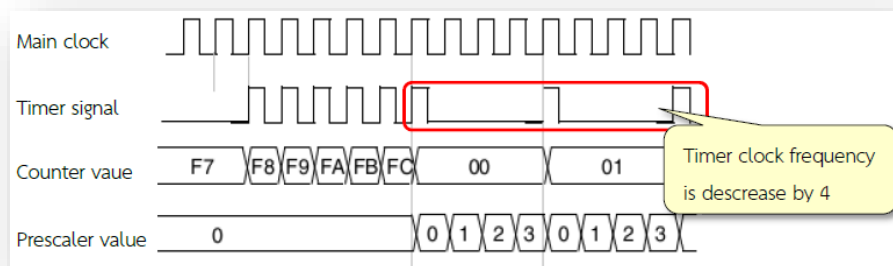


Figure (III.12) : Fonctionnement de la minuterie / compteur lorsque le Prescaler passe de 1 à 4

Dans STM32F4DISCOVERY, il y a **17** modules qui sont associés au signal d'horloge et peuvent être réglés par 14 modules de la série Timer (**TIM1 à TIM14**), où chaque module est indiqué dans le tableau :

Type	Timer	Résolution	Counter type	Capture Compare Channels	MAX INTERFACE CLOCK	MAX TIMER CLOCK*
Advanced	TIM1	16 bit			SysClk/2	SysClk,
	TIM8					
Général purpose	TIM2	32 bit	Up/DOWN	4	SysClk/4	SysClk, SysClk/2
	TIM5		UP			
	TIM3		Down			
	TIM4	16 bit			SysClk/2	SysClk,
	TIM9					

	TIM10			
	TIM11	1		
	TIM12	2		
	TIM13			
	TIM14	1	SysClk/4	SysClk, SysClk/2
Basic	TIM6, TIM7	0		

Le Tableau montre que les modules de minuterie STM32F429DISCOVERY peuvent avoir une variété de paramètres. Les utilisateurs doivent étudier les paramètres associés des registres, les configurations du prescaler et leurs limites. Le module Timer dans **Waijung Blockset** dans la bibliothèque TIM peut réduire l'effort requis pour comprendre les paramètres des registres, du prescaler et peut leur permettre de développer des applications plus rapidement

III.8. LES COMPOSANTS D'ONDULEUR TRIPHASÉ :

III.8.1. MOSFET :

Le **MOSFET** (Transistor à effet de champ à semi-conducteur à oxyde métallique). Le **MOSFET**, différent du JFET, "n'a pas de structure de jonction pn" à la place, la grille du **MOSFET** est isolée du canal par une couche de dioxyde de silicium (**SiO₂**).

Un **MOSFET** est un dispositif semi-conducteur important et peut être utilisé dans n'importe lequel des circuits couverts pour **JFET**. Cependant, un **MOSFET** présente plusieurs avantages par rapport au **JFET**, notamment une impédance d'entrée élevée et un faible coût de production.[19]

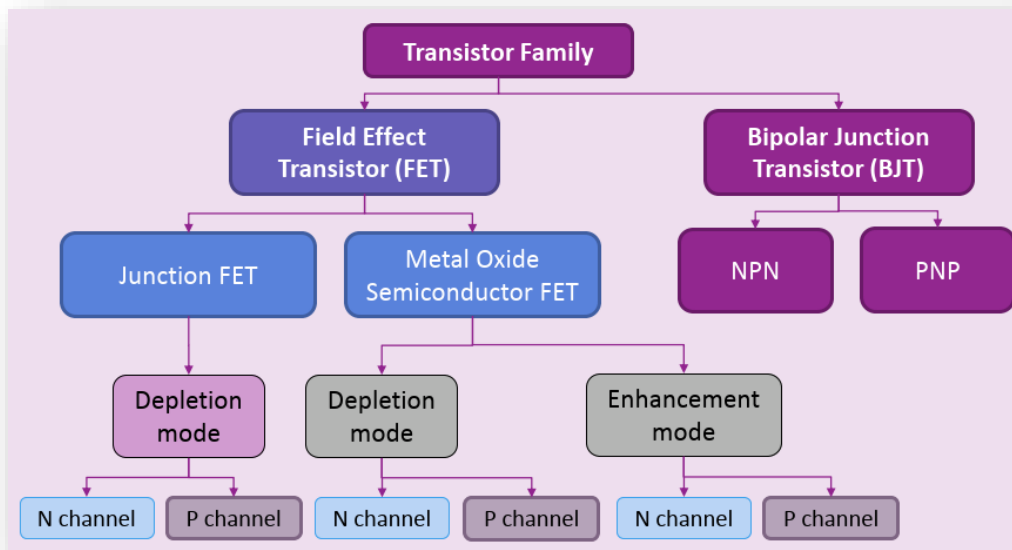


Figure (III.13) : la construction de base pour les deux configurations de MOSFET.

III.8.1.1. Types de MOSFET

Il existe deux types de base de MOSFET à savoir.

1. MOSFET de type à déplétion « Depletion » ou D-MOSFET.

Le D-MOSFET peut être utilisé à la fois en mode de suppression et en mode d'amélioration. Pour cette raison, un D-MOSFET est parfois appelé MOSFET d'appauvrissement / amélioration.

2. MOSFET de type amélioration « Enhancement » ou E-MOSFET.

- L'E-MOSFET ne peut être utilisé qu'en mode amélioration.
- La manière dont un MOSFET est construit détermine s'il s'agit d'un D-MOSFET ou d'un E-MOSFET.[19]

III.8.1.2. D-MOSFET

Le **D-MOSFET** à canal n est un morceau de matériau de type n avec une région de type **p** (appelée substrat) à droite et une grille isolée à gauche. Les électrons libres circulant de la source au drain doivent traverser le canal étroit entre la grille et la région de type **p** (c'est-à-dire le substrat).

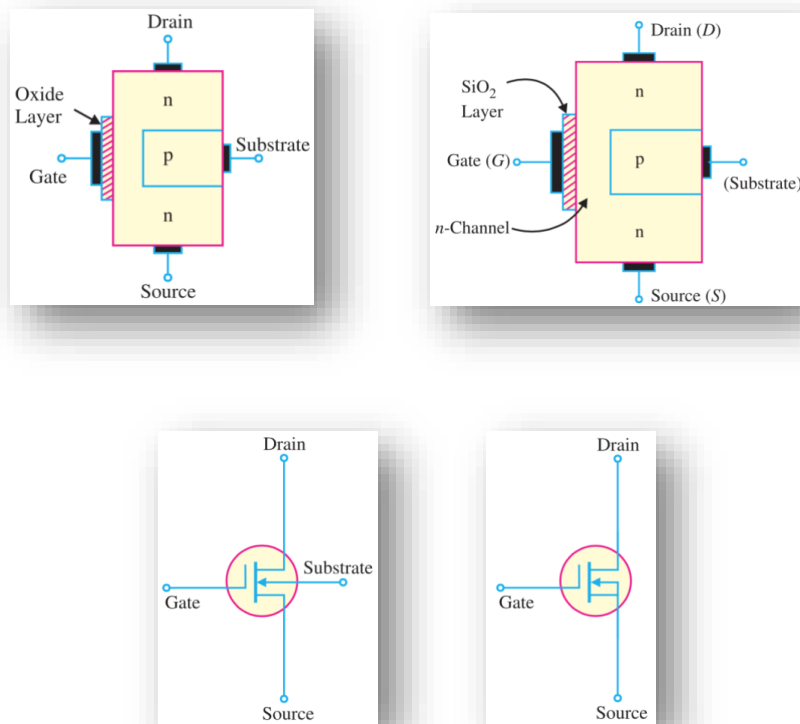


Figure (III.14) : Symboles pour D-MOSFET

Fonctionnement du circuit du D-MOSFET :

- La Porte forme un petit condensateur. Une plaque de ce condensateur est la porte et l'autre plaque est le canal avec une couche d'oxyde métallique comme diélectrique.

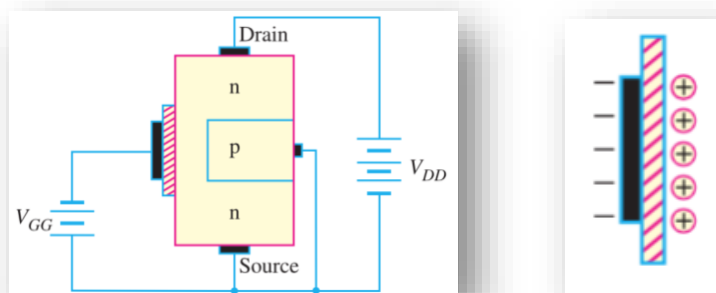


Figure (III.15) : Schéma de D-MOSFET

- Lorsque la tension de porte est modifiée, le champ électrique du condensateur change, ce qui change à son tour la résistance du canal **n**.
- Puisque la porte est isolée du canal, nous pouvons appliquer une tension négative ou positive à la porte. L'opération de porte négative est appelée mode « depletion » tandis que l'opération de porte positive est connue sous le nom de mode « enhancement ». [19]

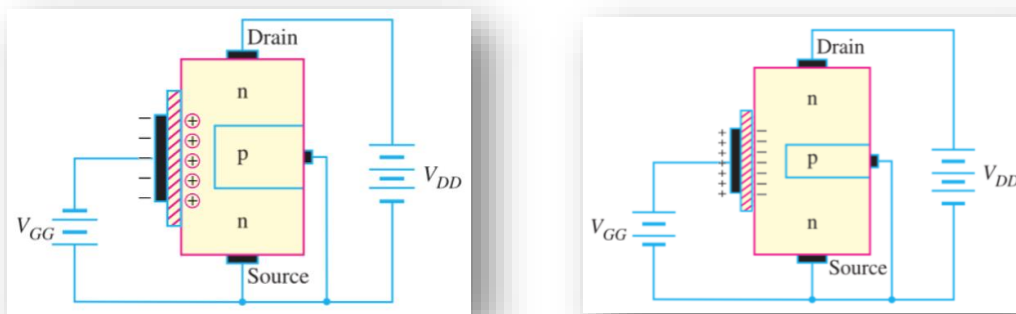


Figure (III.16) : (1) Depletion mode, (2) Enhancement mode

III.8.1.3. E-MOSFET :

- Le E-MOSFET n'a pas de canal entre la source et le drain contrairement au D-MOSFET.
- Le substrat s'étend complètement jusqu'à la couche de SiO₂ de sorte qu'aucun canal n'existe.
- Le E-MOSFET nécessite une tension de grille appropriée pour former un canal (appelé canal induit).
- Il est rappelé que l'E-MOSFET ne peut être utilisé qu'en mode amélioration.
- En bref, la construction du E-MOSFET est assez similaire à celle du D-MOSFET à l'exception de l'absence de canal entre les bornes drain et source.

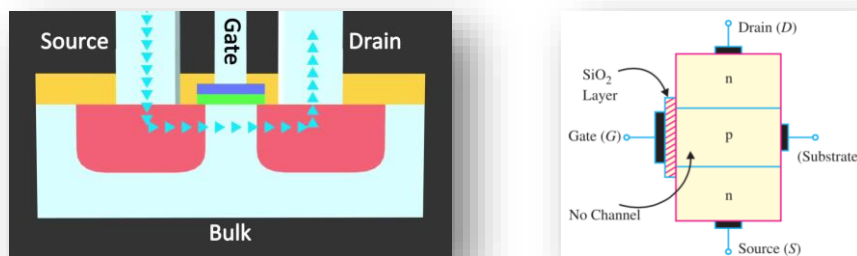


Figure (III.17) : schéma de la E-MOSFET

- Lorsque $V_{GS} = 0V$, il n'y a pas de canal reliant la source et le drain.
- Pour cette raison, E-MOSFET est normalement OFF lorsque $V_{GS} = 0 V$.

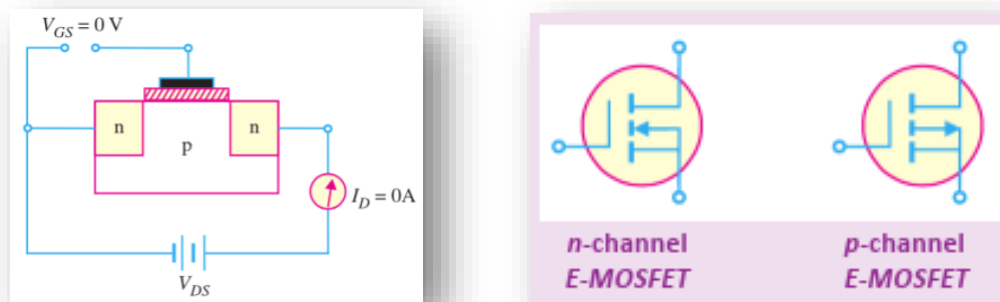


Figure (III.18) : type de E-MOSFET

- Lorsque la Porte est rendue positive, elle attire les électrons libres dans la région p.
- Les électrons libres se combinent avec les trous à côté de la couche de SiO₂.
- Si V_{GS} est suffisamment positif, tous les trous touchant la couche de SiO₂ sont remplis et les électrons libres commencent à circuler de la source vers le drain.

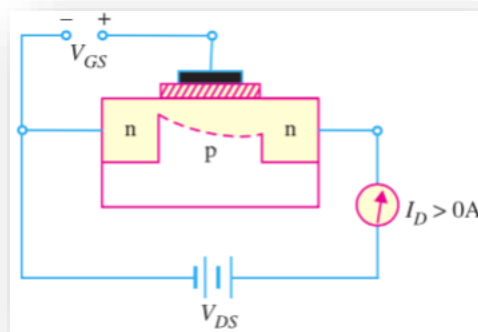


Figure (III.19) : la Porte est positive

- Lorsque V_{GS} est inférieur à $V_{GS} (th)$, il n'y a pas de canal induit et l' I_D de courant de drain est nul.
- Lorsque V_{GS} est égal à $V_{GS} (th)$, l'E-MOSFET est activé et le canal induit conduit le courant de drain de la source vers le drain.
- Au-delà de V_{GS} , si la valeur de V_{GS} est augmentée, le canal nouvellement formé devient plus large, entraînant une augmentation de l' I_D .

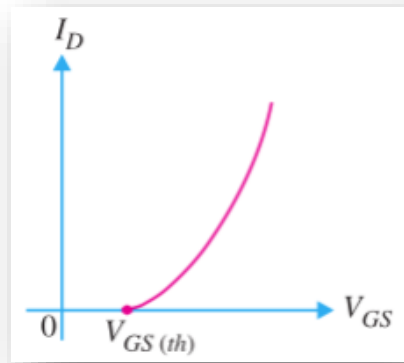


Figure (III.20) : Courbe I_D en fonction de V_{GS}

III.8.1.4. MOSFET 10N65 :

10N65 est un MOSFET de puissance haute tension et courant élevé conçu pour avoir de meilleures caractéristiques, telles qu'un temps de commutation rapide, une faible charge de grille, une faible résistance à l'état passant et des caractéristiques d'avalanche robustes élevées. Ce MOSFET de puissance est généralement utilisé dans les applications de commutation à grande vitesse dans les alimentations électriques, les commandes de moteur PWM, les convertisseurs CC-CC à haut rendement et les circuits de pont.

1. FONCTIONNALITÉS

- * 10A, 600V, $R_{DS}(\text{activé}) = 0,73\Omega @ V_{GS} = 10V$
- * Faible charge de grille (typique 44 nC)
- * Faible C_{rss} (typique 18 pF)
- * Commutation rapide
- * 100% testé en avalanche
- * Capacité dv/dt améliorée

2. SYMBOLE

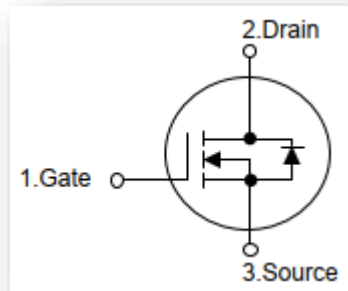


Figure (III.21): le symbole de la MOSFET 10N60

III.8.2. MOSFET DRIVER TLP250 :

TLP250 est un driver IGBT/MOSFET isolé IC. L'entrée se compose d'un l'émettant lumière de la diode. La sortie reçoit un signal d'attaque par un photodétecteur intégré. Donc, la caractéristique principale est l'isolement électrique entre les circuits de pouvoir bas et hauts. Il transfère des signaux électriques optiquement via la lumière.

1. Le diagramme TLP250 :

Le diagramme TLP250 de Pinout dans la figure (III.22) :

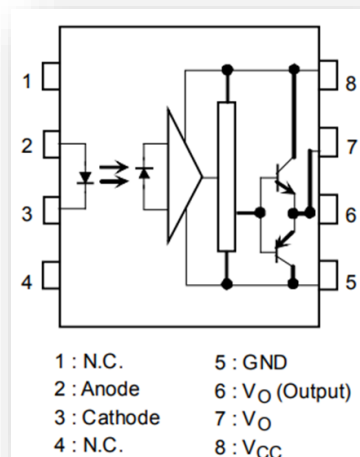


Figure (III.22) : Schéma simple d'un optocoupleur TLP250.

2. Description de la configuration des broches :

Les détails sont selon la fiche technique.

PINS	Détails
1. NC	Non utilisé
2. Anode	Terminus d'anode de diode LED
3. Cathode	La borne cathodique de la LED
4. NC	Non utilisé
5. GND	Connectez avec la terre de l'alimentation
6. Vo	Borne de sortie
7. Vo	Borne de sortie
8. Vcc	Connectez avec le terminus Positif d'alimentation électrique

3. MOSFET driver isoler fonctionnant :

Le TLP250 a un étage d'entrée et un étage de sortie. Il a également une configuration d'alimentation. Il est plus approprié pour **MOSFET** et **IGBT**. La principale différence entre ce driver et les autres MOSFET driver est qu'il est optiquement isolé. Ses côtés d'entrée et de sortie moyens sont isolés électriquement l'un de l'autre. Mais le signal électrique est transféré des deux côtés via un signal optique. Cela fonctionne comme un optocoupleur.

L'étage d'entrée a une diode électroluminescente et l'étage de sortie a une photodiode. Chaque fois que la lumière **LED** de l'étage d'entrée tombe sur la diode de photodétecteur d'étage de sortie, la sortie devient élevée.

4. Caractéristiques Électriques et Spécification :

- Fréquence de fonctionnement : 0-25 kHz.
- Tension d'alimentation d'entrée : 10-35 volts.
- Tension de sortie : 10-35 volts.
- Courant de sortie : 1,5 A.
- Tension d'isolement électrique : 3500 V_{RMS}.
- Temps de montée et de descente de commutation : 1,5 µs.
- Plage de température de fonctionnement : -20-85 degrés.

5. TLP250 comme pilote MOSFET / IGBT côté haut Exemple :

Le schéma de circuit du « driver MOSFET / IGBT » tlp250 utilisé comme driver côté haut est illustré ci-dessous. Il est utilisé comme circuit de commande de porte côté haut non inverseur. Parce que la masse du signal d'entrée est connectée à la cathode de la diode électroluminescente de l'étage d'entrée. Par conséquent, il est utilisé comme driver de porte côté haut non inverseur.

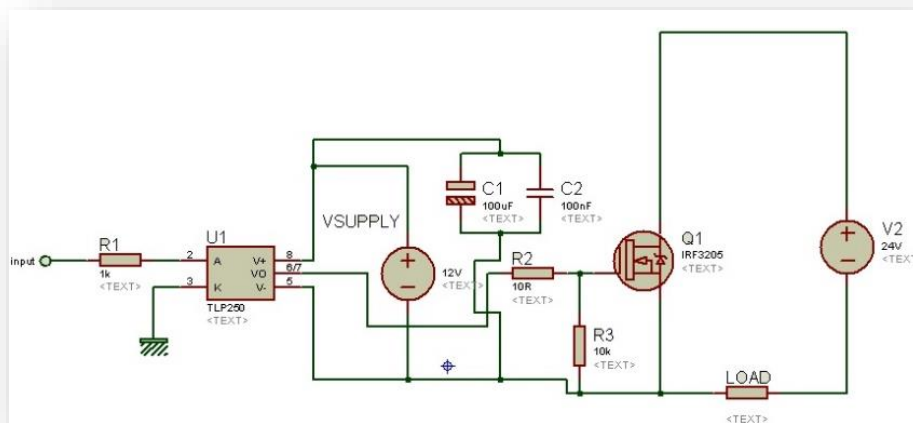


Figure (III.23) : driver MOSFET / IGBT côté haut

Dans la configuration côté haut, il y a trois motifs comme indiqué sur la figure ci-dessus. La masse du signal d'entrée, une masse de la tension d'alimentation et la masse de la tension d'alimentation. N'oubliez pas que lors de l'utilisation du **TLP250** comme « **MOSFET driver** » côté haut, toutes les masses des terres doivent être isolées les unes des autres.

6. Applications du TLP250 :

- Chauffage par induction.
- Système de chauffage solaire.
- Onduleurs solaires / Onduleur de puissance.
- Onde sinusoïdale pure et onduleurs sinusoïdaux modifiés.

III.9. CONCLUSION :

Nous donnons premièrement une description générale du banc d'essai réalisé au niveau du laboratoire de génie électrique, où nous procédons à la présentation de tous les éléments du banc d'essai sur tout son cœur, la carte de développement **STM32F429**.

Après la description de la carte STM32F429, cette carte posséder des positions peut être exploité en le domaine d'industrie et cela nous permet de contrôler et commander au les genres des machines électriques a haute efficacité et bons résultats.

Les composants d'onduleur triphasé spécifique et précis, le **TLP250** utilisé comme driver côté haut est illustré ci-dessous, **10N65** est un MOSFET de puissance haute tension et courant élevé conçu pour avoir de meilleures caractéristiques.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE :

Dans ce mémoire nous propose la méthodologie d'implémentation d'un algorithme de commande scalaire d'une machine asynchrone triphasé à cage alimenté par un onduleur de tension commandé par MLI.

❖ Le premier chapitre :

Nous présentation du modèle mathématique de la machine asynchrone en vue de sa commande. Ensuite est d'effectuer le modèle de l'onduleur triphasé de tension. A la suite de ce travail nous avons effectué la simulation du modèle de la MAS-Onduleur dans les deux repères, lié au stator ($\alpha \beta$), et lié au champ tournant ($d q$).

❖ La deuxième chapitre :

Les principes de la commande scalaire Elle est basée sur le modèle en régime permanent telle que le rapport (V/f) est constant. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique, la simulation de commande est validée dans le repère ($\alpha \beta$).

❖ Le troisième chapitre :

Dans ce chapitre nous avons expliqués les éléments et les composants utilisé en le l'expérience de laboratoire, et ses caractéristiques, ses options, ses propriétés, les causes de choix, les combinaisons de chaque élément entre les éléments d'essai, et l'étude de la carte **STM32F429** arriver l'efficacité cette microcontrôleur et la rapidité et l'arguer d'espace de travail para port l'**Arduino** par exemple, utilisé beaucoup en l'industrie. Le **waijung** c'est la bibliothèque de la carte **STM32F429** dans le programme Matlab utilisé pour la simulation et la programmation sur le **STM32F429**.

En dernière, ce travail est incomplet en raison du manque d'accès aux composants, et le travail sera terminé dans le prochain travail.

ANNEXES

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE :

La machine utilisée est une machine asynchrone a cage d'écureuil standard.

- Caractéristiques principales :

Puissance nominal	4KW
Tension nominal	220/380 V
Courant nominal	15A
Nombre des pôles	2
Cos φ	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min

- Paramètres électriques :

Résistance statorique	1.2 Ω
Résistance rotorique	1.8 Ω
Inductance cyclique du stator	0.1554 H
Inductance cyclique du rotor	0.1568 H
Inductance mutuel	0.15 H

- Paramètres mécaniques :

Moment de d'inertie du rotor	0.07 Kg.m²
Coefficient de frottement physique	0.0 I

- Matlab Fonction :

Function [vs, ws] = fun (vin, win, flag)

```

If(flag==0)
    vs=48;
    ws=48*2*pi;
else
    vs=Vin ;
    ws= Win ;
end

```

end

BIBLIOGRAPHIES

- [1] **Dissa Abdennour**, « Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire », thèse de magister, Université de Batna.
- [2] **Lamine M, Traoré. A** « Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink », msas_pp038_45
- [3] **BENGUESMIA Toufik et GUERAR Khalil** « Implémentation de la commande scalaire pour une machine asynchrone triphasé », Mémoire de Master UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2017 /2018
- [4] **Tamrab et Hanene** « Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone » Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [5] **Abed Khoudir** « Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type Asynchrone », Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010.
- [6] **Alia Salim et Guedda Smail** « Commande Vectorielle d'une Machine à Induction », Mémoire de Master Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued Mai 2018.
- [7] **Mme A. Merhoum, Mr Allali. A**, « Optimisation des techniques de MLI pour les équipements FACTS à base d'onduleur », Diplôme magister, université d'Oran, 2013
- [8] **KAMEL MERABET** « Commande MLI d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de La tension triphasée », Mémoire présenté à L'Université du QUEBEC A TROIS-RIVIERES DECEMBRE 2011.
- [9] **I. Alex Alexa**, « A Complete Class of PWM Techniques for Voltage Source Inverter ». international symposium on fundamentals of Electrical Engineering », University of Politechnica of Bucharest. Romania. Nov 28-29-2014.

- [10] **K. Taniguchi**, « PWM Technique for Power MOSFET Inverter ». IEEE Transaction, Vol. .3. Juil 1988.
- [11] **Dr A. Meroufel** « Contrôle de la machine asynchrone », Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès 2008/2009.
- [12] **BOUTERAA Imad Eddine** : « Commande en V/f en boucle ouverte du moteur à induction basé sur la modulation de largeur d’impulsion vectorielle hybride ». Mémoire de Master université de m’sila 2013/2014.
- [13] **Ali Hmidet, Olfa Boubaker**, « Real-Time Low-Cost Speed Monitoring and Control of Three-Phase Induction Motor via a Voltage/Frequency Control Approach», Hindawi Mathematical Problems in Engineering, Volume 2020, Article ID 6913813.
- [14] **Hamid CHAIKHY**, « Contribution au développement et à l’implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones », Thèse de doctorat, université HASSAN II-CASABLANCA, 2013.
- [15] **G. CLARC**, « Commande scalaire des machines à courant alternatif », Cour.
- [16] **L. BAGHLI**, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », Cour, Université de Tlemcen – FT 2020.
- [17] **CÁNDIDO OTERO MOREIRA**, « Rapid Control Prototyping Using an STM32 Microcontroller », Clausthal University of Technology Institute for Electrical Information Technology, August 28, 2015.
- [18] Discovery kit with STM32F429ZI MCU Juillet 2020.
- [19] **Hazem Sakeek**, « Electronics fundamentals circuits devices and applications », Cour.