

**Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique**

Université MOHAMED BOUDIAF de M'sila

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique



Synthèse du cours

Modélisation et simulation des systèmes électromécaniques

Pour: 2^{eme} année Master Electromécanique

Par:

Dr. BELHAMDI SAAD

**Maître de Conférence "A" en Electrotechnique à l'Université MOHAMED BOUDIAF
de M'sila**

2020/2021

BELHAMDI SAAD



I-1-Constitution des machines électriques :

Les machines électriques sont basées sur le phénomène de l'induction électromagnétique. Elles comportent toutes des éléments communs qui présentent des analogies de construction on distingue trois parties essentielles:

I-1-1-Partie Mécanique :

Servant de support pour les différents éléments de la machine ou assurant sa protection et sa liaison avec l'extérieur.

I-1-2-Partie magnétique :

Servant à la canalisation et au transport des lignes de champ magnétique, du lieu de production (là où elles sont produites à partir d'une d'excitation continue ou alternative) au lieu d'utilisation (là où elles vont induire des courants).

I-1-3-Partie électrique :

Servant à la canalisation du courant électrique à l'intérieur de la machine et à la connexion de cette dernière avec le circuit électrique extérieur.

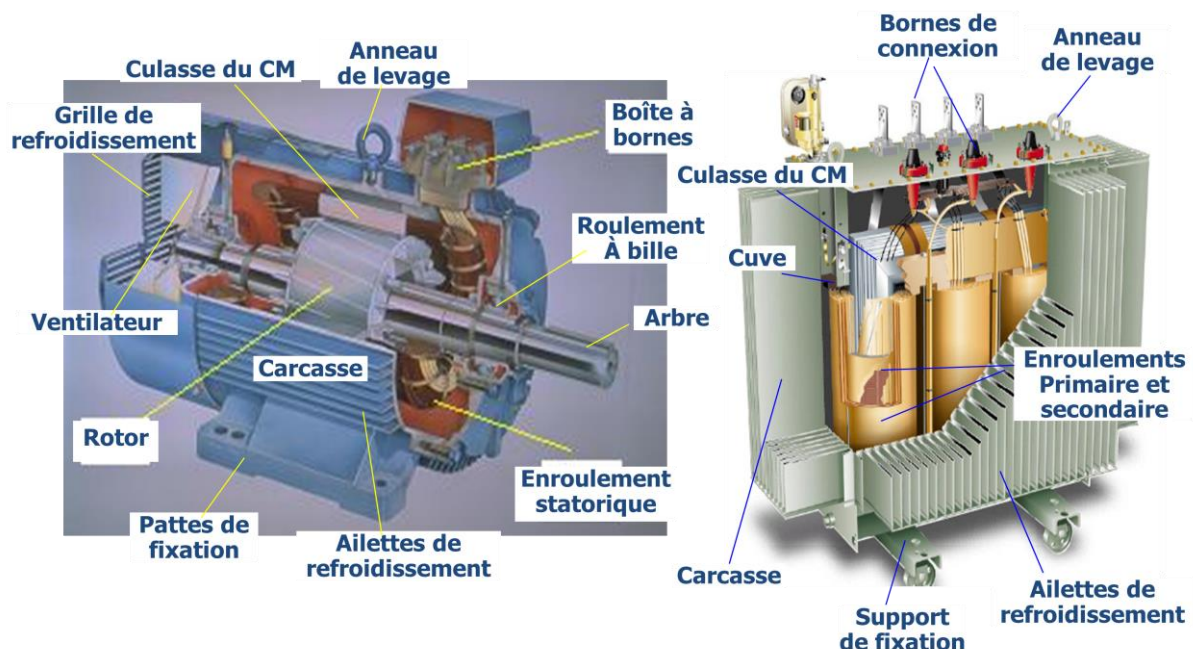


Figure (I-1) : Machine Asynchrone et Transformateur

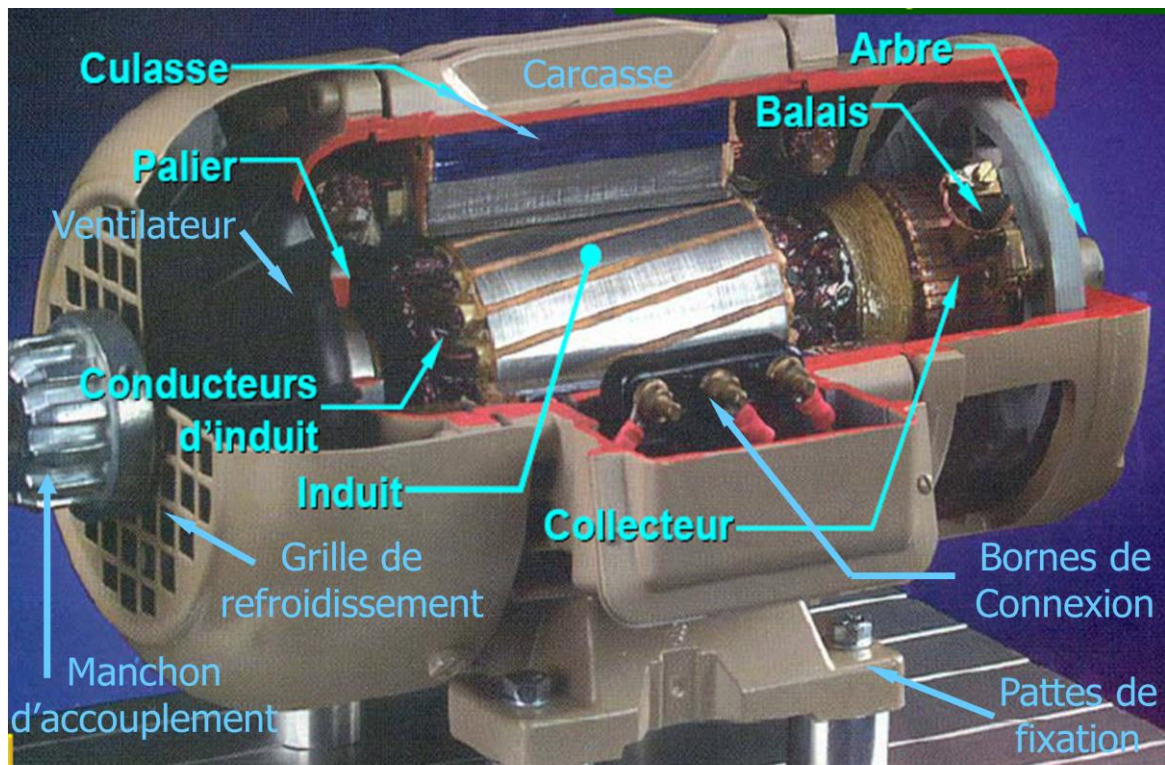


Figure (I-2) : Machine à courant continu.

Etude des Machines à Courant Continu

II-1-Introduction :

La machine à courant continu MCC est un convertisseur électrique permettant la conversion bidirectionnelle de l'énergie. Suivant la méthode de création du champ magnétique, on distingue l'excitation électromagnétique et magnétoélectrique. Si la première est créée à l'aide de bobines, la seconde est réalisée à l'aide d'aimant permanents.

L'excitation électromagnétique est la plus répandue, elle peut être obtenue à l'aide d'une source d'alimentation indépendante, ou bien à travers l'induit (auto-excitation), selon le mode de connexion de l'enroulement d'excitation par rapport à l'induit qui a une grande influence sur les propriétés de la machine, on distingue les excitations indépendante, shunt, série et composée.

Les MCC de conception usuelle sont utilisées en moteur et en générateur, elles sont réalisées pour différentes gammes de puissances, de tensions et de vitesse de rotation, cependant la présence du collecteur limite ces machines en puissance et de régulation.

Dans nos jours, les machines à courant continu sont utilisées souvent en fonctionnement moteur dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, vu la simplicité et la souplesse de leurs commandes, mais elles présentent certains inconvénients principalement à cause du système « balais-collecteur », limitations en puissance et en vitesse avec un coût relativement plus élevé que pour les machines à courant alternatif.

II-2-Constitution de la machine à courant continu :

La machine à courant continu est constituée de trois parties principales :

- ✓ L'inducteur
- ✓ L'induit
- ✓ Le dispositif collecteur / balais

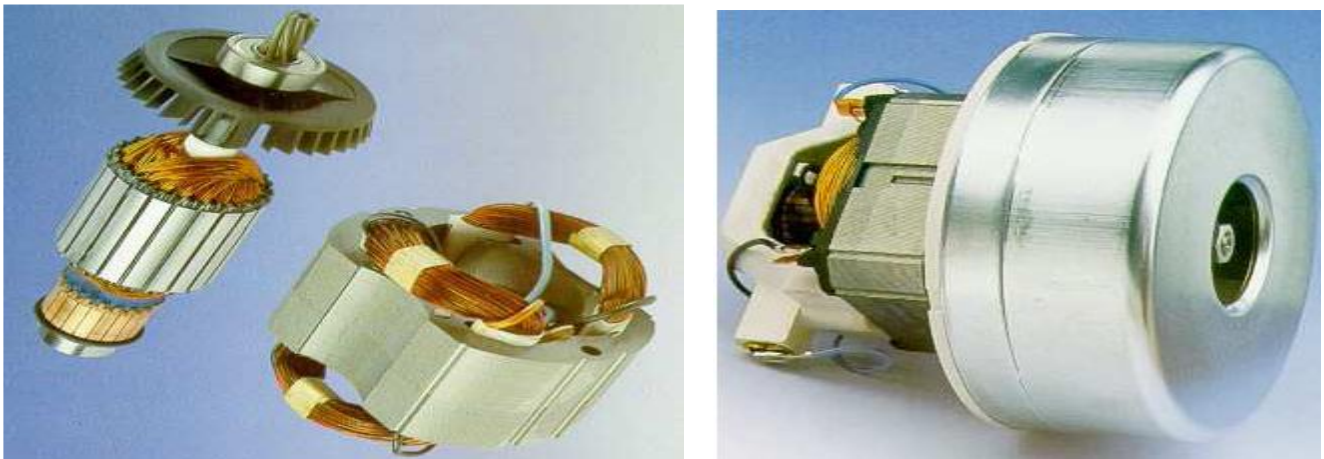


Figure (II-1) : Conception de la machine à courant continu.

II-1-1- L'inducteur (ou circuit d'excitation)

C'est un aimant ou un électroaimant (bobinage parcouru par un courant continu i).

Il est situé sur la partie fixe de la machine (le stator) :

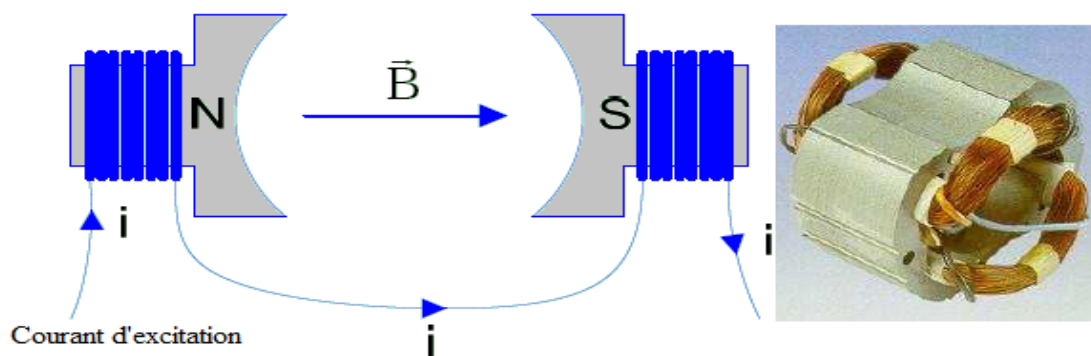


Figure (II-2) : Circuit d'excitation.

Il sert à créer un champ magnétique (champ "inducteur") dans le rotor.

II-2-2-L'induit (circuit de puissance) :

L'induit est situé au rotor (partie tournante de la machine) :

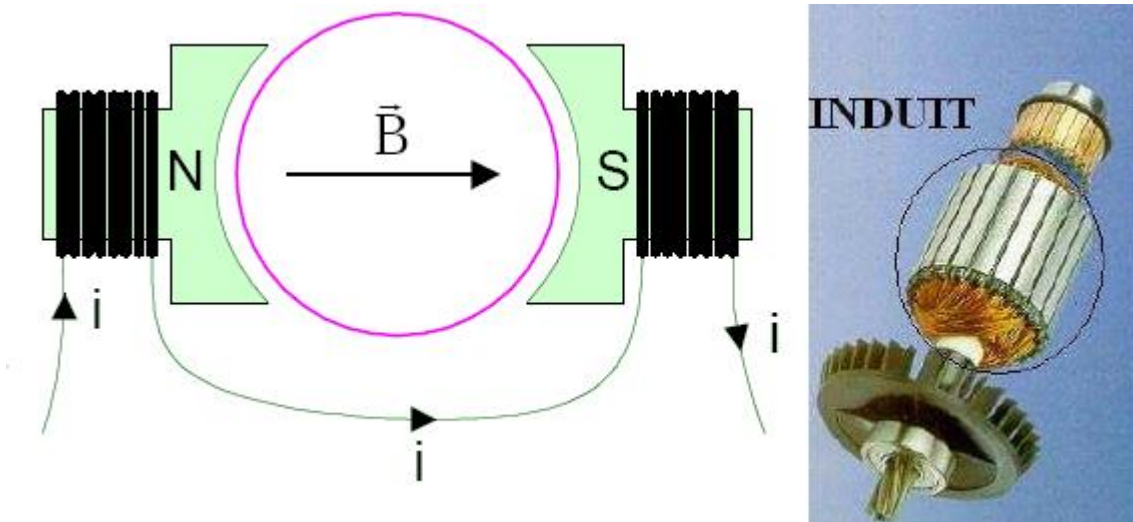


Figure (II-3) : Circuit de puissance (Induit).

C'est un bobinage parcouru par un courant continu I (courant d'induit).

II-1-3-Le collecteur et les balais

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit.

Les balais (ou charbons) sont situés au stator et frottent sur le collecteur en rotation.

Le dispositif collecteur / balais permet donc de faire circuler un courant dans l'induit.

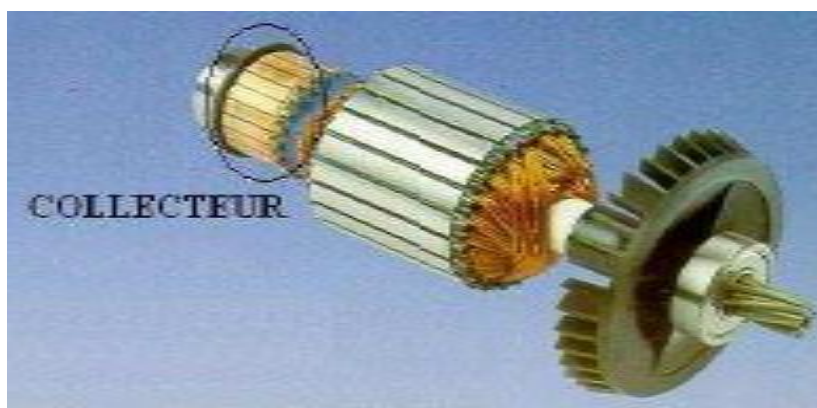


Figure (II-4) : Circuit balais collecteur.

II-2-Principe de fonctionnement :

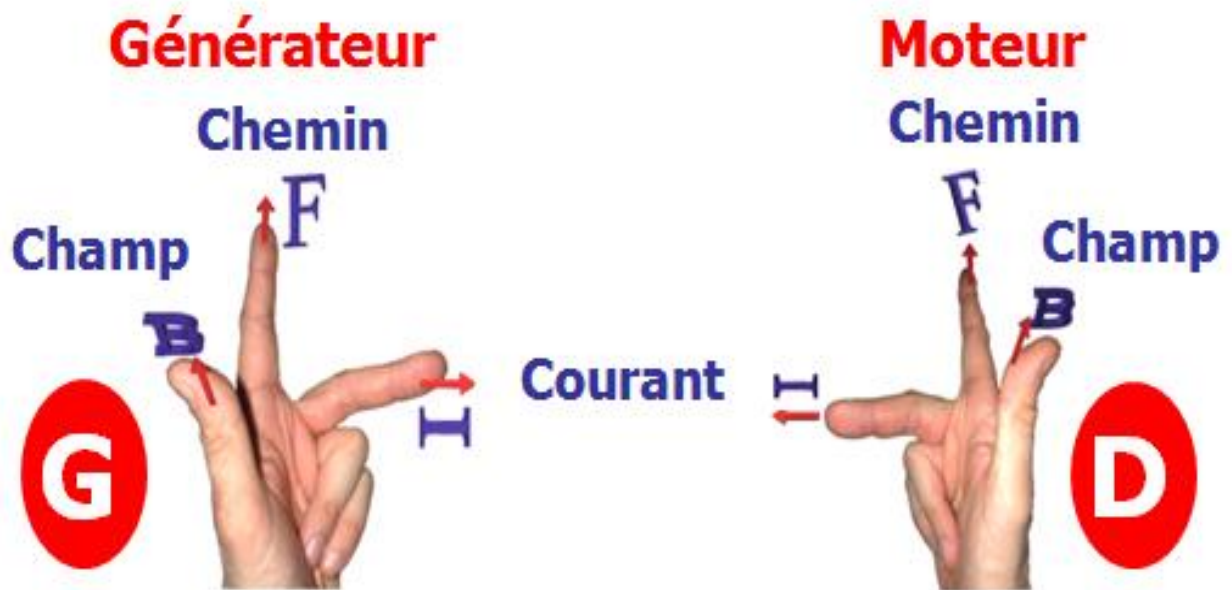


Figure (II-5) : Principe de fonctionnement de la machine à courant continu.

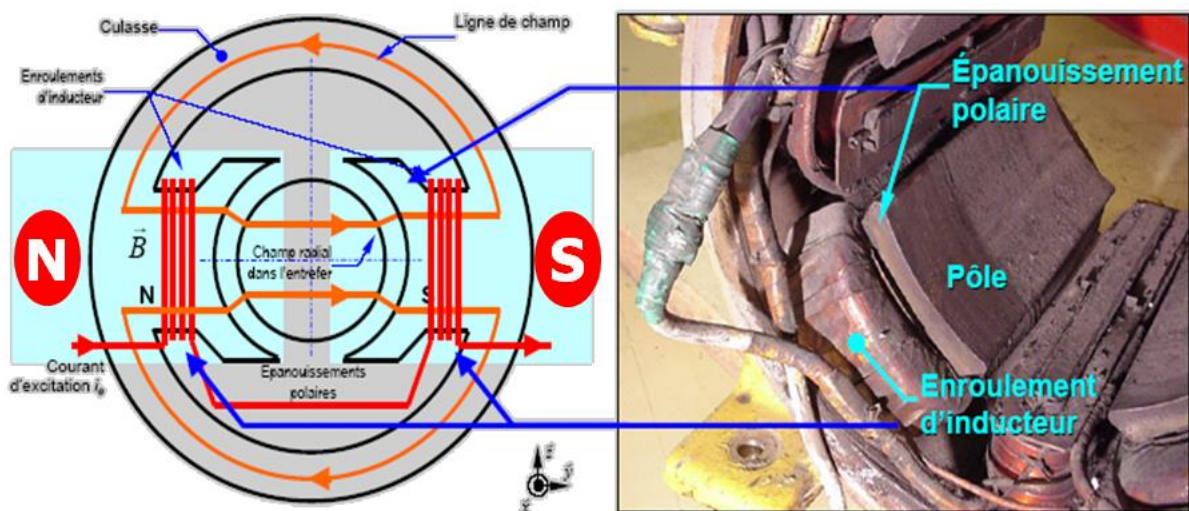


Figure (II-6) : Description de la machine à courant continu.

II-3-La réaction magnétique d'induit :

Le phénomène de réaction magnétique d'induit est dû à l'effet du champ magnétique créé par l'enroulement d'induit lorsque ce dernier est parcouru par un courant I_a , sur le champ principale créé par les bobines inductrices.

En effet, lorsque la machine opère à vide, il existe seulement la f.m.m des pôles inducteurs (excitation) qui crée le flux principale. Dans le fonctionnement en charge il y a superposition des deux f.m.m, ce qui produit un affaiblissement du flux principal arrivant sur l'induit suivi d'une distorsion de la répartition du champ magnétique dans l'entrefer de la machine.

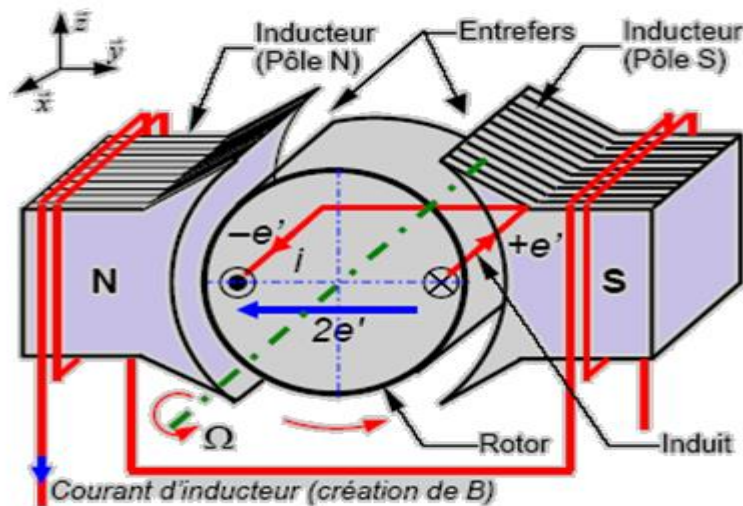


Figure (II-7) : Interaction du champ inducteur.

II-3-1-Mise en évidence de la R.M.I :

Si on alimente l'inducteur seul, celui-ci crée un champ d'induction qui est distribué symétriquement par rapport à l'axe des pôles comme représenté sur la figure (II-8).

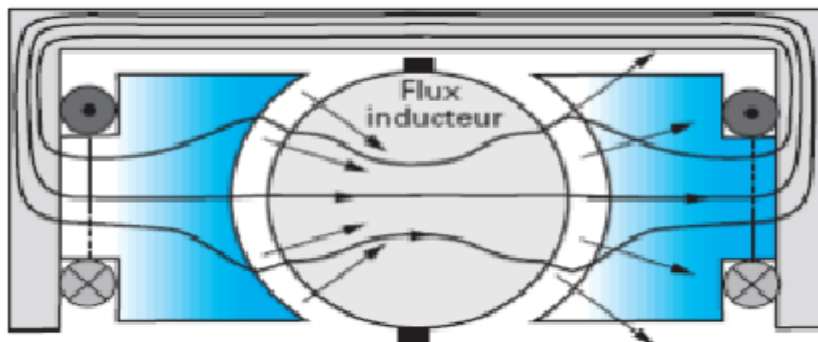


Figure (II-8) : Alimentation de l'inducteur seule.

Si on alimente l'induit seul, celui-ci se comporte comme une bobine crée un champ d'induction qui est transversal à l'axe des pôles comme représenté sur la figure (II-9).

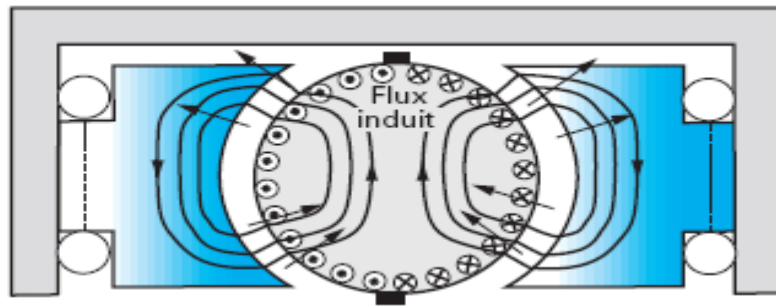


Figure (II-9) : Alimentation de l'induit seule.

Si l'on fait la superposition des deux effets précédents, on remarque une déformation de l'induction résultante et un déplacement de son passage par zéro d'un angle α .

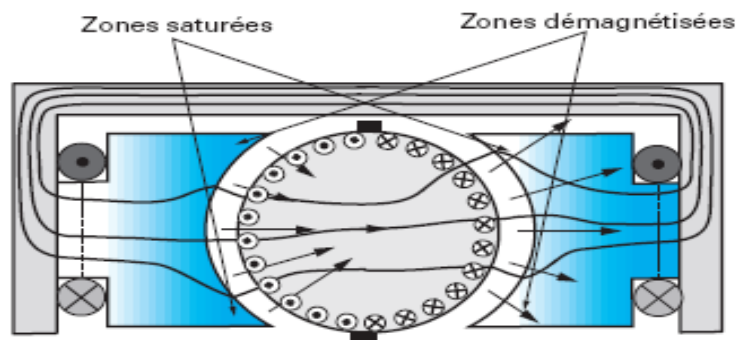


Figure (II-10) : Phénomène de la R.M.I.

II-4-Pôles Auxiliaires

Deux types de pôles auxiliaires existent dans les machines à courant continu, les pôles de commutation et ceux de compensation de réaction d'induit. Ces techniques qui ne sont pas utilisées dans les moteurs à aimants et de petite puissance apparaissent en revanche dans la plupart des machines de calibre supérieur à 10 kW. Nous ne nous intéresserons pas à leur calcul trop délicat, aussi nous contenterons- nous de décrire leur influence.

II-4-1-Enroulements de compensation de réaction d'induit :

Le moyen le plus simple pour compenser la réaction d'induit est d'opposer à chaque courant d'induit un courant de signe contraire afin d'annuler son action.

La figure (II-11) décrit ce dispositif. Des encoches sont pratiquées dans l'inducteur afin de recevoir un enroulement auxiliaire symétrique de l'induit. Il contient autant de conducteurs que la partie active de l'induit (zone face à l'entrefer). La zone proche des balais est inactive,

car le flux émis par ses conducteurs concerne l'air. Cet enroulement est placé électriquement en série avec l'induit afin de garantir l'égalité des courants.

Ainsi, tous les ampères-tours émis par le rotor sont annulés. Le flux inducteur n'est plus déformé et les cornes polaires ne se saturent plus. La force électromotrice du moteur devient alors constante, quel que soit le couple fourni. Ce dispositif améliore considérablement les performances de la machine, même s'il double les pertes Joule d'induit. Le moteur à courant continu compensé se comporte presque comme une machine idéale, où deux bobines en quadrature s'attirent sans se perturber.

Il y a malgré tout des limites à la compensation, dues au fait que les conducteurs de l'induit sont mobiles, tandis que ceux de l'enroulement de compensation sont fixes. Des saturations locales se produisent donc, qui ne permettent pas d'accepter un courant d'induit infini.

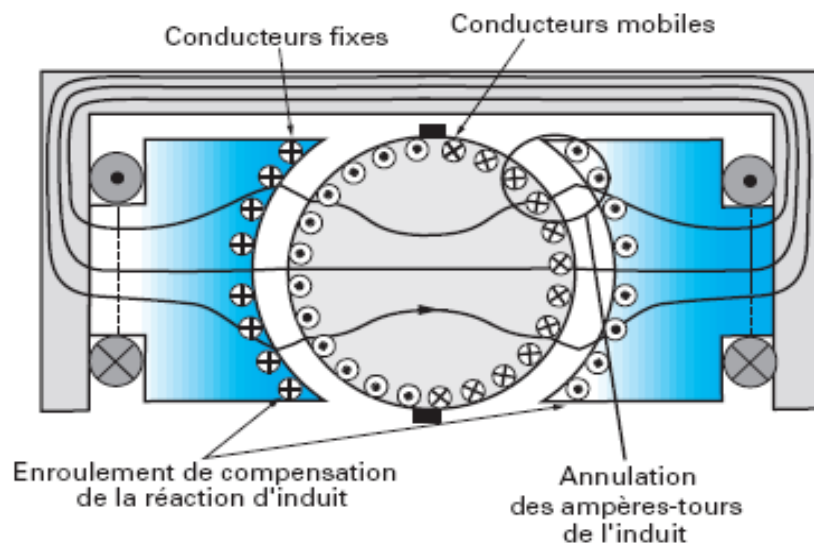


Figure (II-11) : Enroulements de compensation de la réaction transversale d'induit.

II-4-2-Enroulement de la commutation :

Ce phénomène mal maîtrisé provoque des étincelles qui transforment rapidement le moteur en lance-flammes, dès que la puissance nominale dépasse quelques kilowatts, des pôles d'aide à la commutation deviennent donc indispensables, la figure (II-12) présente les conducteurs en commutation.

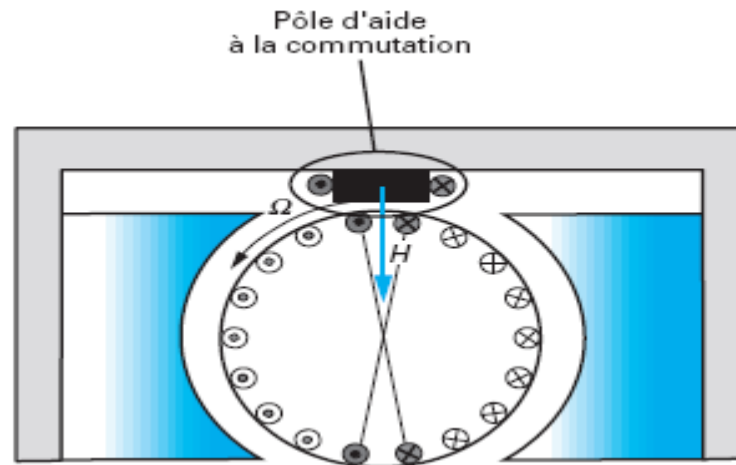


Figure (II-12) : Principe de la commutation.

Le pôle d'aide à la commutation est très court angulairement et comporte généralement peu de spires, comme le représente la figure (II-13). Il est connecté en série avec l'induit et se comporte comme un inducteur local. Lorsque le conducteur passe devant lui, il reçoit une force électromotrice proportionnelle à sa vitesse v et au champ H coupé (loi de Lenz), qui accélère la variation du courant en lui permettant de s'inverser.



Figure (II-13) : Pôle d'aide à la commutation (Source Alstom).

Nous voyons, sur la figure (II-14) les trois cas possibles :

- ✓ La commutation est bien réglée, la variation linéaire du courant élimine quasiment toute étincelle ;

- ✓ La commutation est mal réglée, le courant varie trop vite (ou trop lentement).
- ✓ Il n'y a pas de pôle d'aide, le courant est forcé par la mise en contact de la lame suivante à atteindre sa valeur finale négative.

Dans ces deux derniers cas, une étincelle apparaît, concluons en précisant que la connexion électrique du pôle d'aide à la commutation avec l'induit fait que l'induction qu'il crée rend son action proportionnelle au courant à commuter. C'est exactement l'effet recherché : en l'absence de saturation excessive, la commutation est correcte dans toute la plage de fonctionnement :

- ✓ En mode moteur.
- ✓ En mode générateur.
- ✓ En marche avant ou arrière.

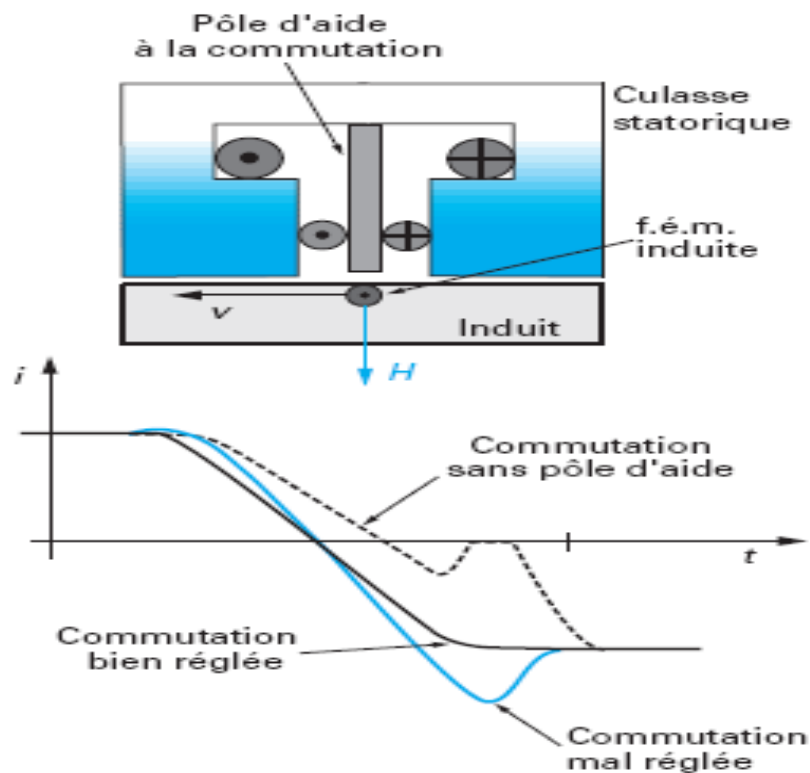


Figure (II-14) : Principe de la commutation assistée.

III-2-Modélisation de la MCC- sur les axes (d,q):

Le modèle de la MCC peut être représenté dans le système d'axes (d,q), les enroulements considérés dans le modèle sont :

- ✓ Les enroulements d'excitation série et shunt représentés par les indices respectivement s et f.
- ✓ Les enroulements d'induit, auxiliaire et de compensation sont représentés par les indices respectivement « ad, aq,aux et c ».

Les pôles auxiliaires et de commutation sont placés sur l'axe interpolaire des pôles inducteurs.

Ces pôles produisent une f.e.m de signe opposé de sorte qu'elle annule l'effet de la réaction magnétique d'induit et la f.e.m qui cause les étincelles.

III-2- Mise en équation de la MCC

Selon la configuration de la figure III-1, les équations de tensions et de flux, pour le fonctionnement en moteur, sont de la forme ci-dessous.

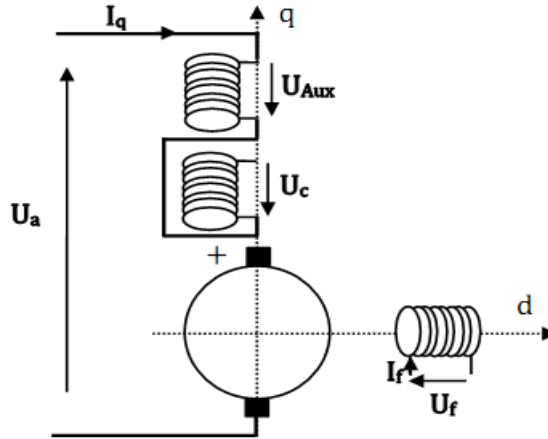


Figure III-1 Représentation du MCC sur les axes d_q avec Aux et Comp.

Equation des tensions

$$\begin{aligned}
 U_f &= R_f \cdot I_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\
 U_c &= R_c \cdot I_c + \frac{d\psi_c}{dt} \\
 U_{aux} &= R_{aux} \cdot I_{aux} + \frac{d\psi_{aux}}{dt} \\
 U_q &= R \cdot I_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \cdot \psi_d
 \end{aligned} \tag{1}$$

Equation des flux

$$\begin{aligned}
 \psi_f &= L_f \cdot I_f \\
 \psi_c &= L_c I_c + M_{cq} I_q + M_{caux} I_{aux} \\
 \psi_{aux} &= L_{aux} I_{aux} + M_{auxq} I_q + M_{auxc} I_c \\
 \psi_d &= M_{fd} I_f \\
 \psi_q &= L I_q + M_{qc} I_c + M_{qaux} I_{aux}
 \end{aligned} \tag{2}$$

les équations (2 et 3) peuvent être réduites en considérant la tension et le flux total aux bornes du circuit induit et l'emplacement série de ces enroulements. On peut écrire:

$$\begin{aligned} U_a &= U_q + U_c + U_{aux} \\ I_q &= -I_c = -I_{aux} \\ \psi_a &= \psi_q - \psi_c - \psi_{aux} \end{aligned} \quad (3)$$

En régime dynamique les équations des MCC :

$$\begin{aligned} U_f &= R_f \cdot I_f + L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} \\ U_a &= U_f = R_a \cdot I_q + L_a \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot M_{fd} \cdot I_f \end{aligned} \quad (4)$$

$$\psi_d = M_{fd} I_f \quad (5)$$

$$C_e = M_{fd} \cdot I_f \cdot I_q$$

$$C_e - C_{st} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (6)$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega$$

avec les enroulements auxiliaire et de compensation

$$\begin{aligned} R_a &= R + R_c + R_{aux} \\ L_a &= L + L_c + L_{aux} - 2 \cdot (M_{qc} + M_{qaux} - M_{caux}) \end{aligned}$$

sans les enroulements auxiliaire et de compensation

$$\begin{aligned} R_a &= R + R_c + R_{aux} \\ R_{aux} &= R_c = 0 \\ R_a &= R \\ L_{aux} &= L_c = 0 \\ L_a &= L \end{aligned}$$

III-2-1-Modèle du MCC-série sans enroulements auxiliaire et de compensation :

A partir du modèle généralisé sur les axes (d_q) de la machine à courant continu, et suivant les connexions des enroulements, on peut déduire facilement le modèle du moteur à excitation série sans les enroulements de compensation et auxiliaire.

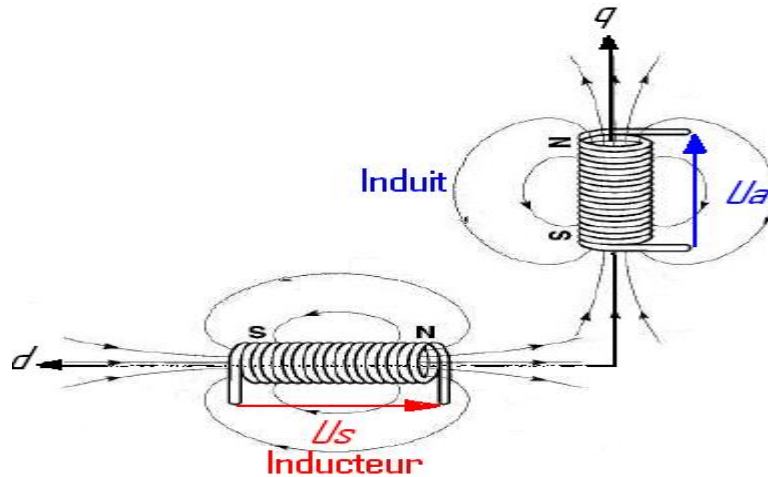


Figure (III-2) : Représentation du MCC série sur les axes d_q sans Aux et Comp.

III-2-1-1-Equations des tensions :

$$U_s = R_s I_q + L_s \frac{dI_q}{dt} \quad (7)$$

$$U_a = R_a I_q + L_a \frac{dI_q}{dt} + \omega_r M_{sd} I_q \quad (8)$$

III-2-1-2-Equation du couple :

$$C_e = M_{sd} I_q^2 \quad (9)$$

Sachant que

$$\begin{cases} I_s = I_q \\ U = U_s + U_a \end{cases} \quad (10)$$

En remplaçant les deux équations (7,8) dans (10), on obtient :

$$(L_s + L_a) \frac{dI_q}{dt} = U - (R_s + R_a) I_q - \omega_r M_{sd} I_q \quad (11)$$

III-2-1-3-Equation mécanique :

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_{st} \quad (12)$$

III-2-1-4-Bloc de simulation du MCC-Série :

A partir des équations précédentes, on peut construire le schéma fonctionnel comme il est illustré sur la figure (III-3).

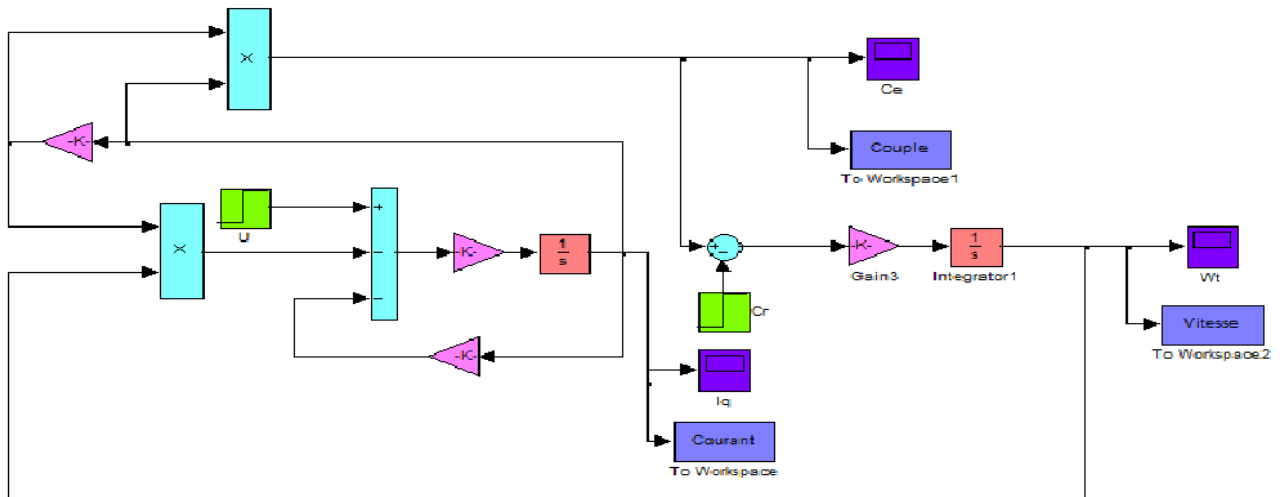


Figure (III-3) : Schéma de bloc de simulation du moteur série.

III-2-2- Modèle du MCC-série avec les enroulements auxiliaire et de compensation :

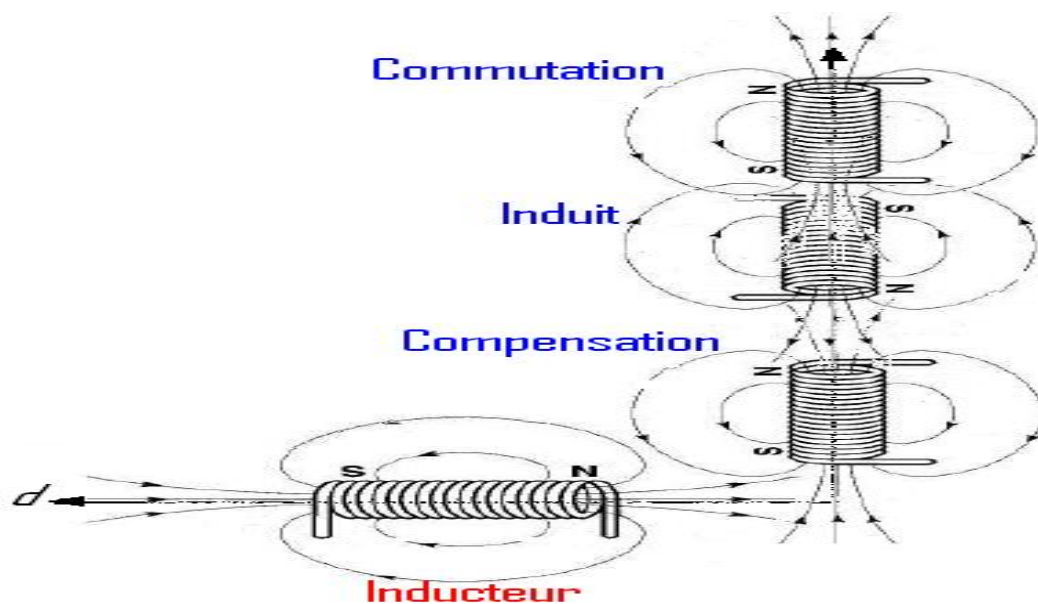


Figure (III-4) : Représentation du MCC série sur les axes d_q avec Aux et Comp.

$$\begin{cases} U_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \\ U_c = R_c I_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \\ U_{aux} = R_{aux} I_{aux} + \frac{d\varphi_{aux}}{dt} \\ U_q = -R I_q - \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (13)$$

III-2-2-1-Equation de tension :

$$U = U_a + U_s = U_q + U_{aux} + U_c + U_s \quad (14)$$

III-2-2-2-Equation de courant :

$$I_q = -\dot{I}_q = I_c = I_{aux} = I_s \quad (15)$$

III-2-2-3-Equations du flux :

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s I_s \\ \varphi_c = L_c I_c + M_{cq} I_q + M_{caux} I_{aux} \\ \varphi_{aux} = L_{aux} I_{aux} + M_{aux} I_{aux} + M_{aux} I_c \\ \varphi_d = M_{sd} I_s \\ \varphi_q = L I_q + M_{qc} I_c + M_{qaux} I_{aux} \end{cases} \quad (16)$$

On obtient finalement :

$$U = R I_q + L \frac{dI_q}{dt} - M_{qaux} \frac{dI_q}{dt} + \omega_r M_{sd} I_q + R_c I_q + L_c \frac{dI_q}{dt} - M_{cq} \frac{dI_q}{dt} + M_{aux} \frac{dI_q}{dt} + R_{aux} I_q + L_{aux} \frac{dI_q}{dt} - M_{aux} \frac{dI_q}{dt} + M_{aux} \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q + L_s \frac{dI_q}{dt} \quad (17)$$

Ou bien :

$$\frac{dI_q}{dt} [L + L_c + L_{aux} + L_s - 2(M_{cq} + M_{qaux} - M_{caux})] + \omega_r M_{sd} I_q + (R + R_c + R_{aux} + R_s) I_q = U \quad (18)$$

On note :

$$\begin{cases} R_t = R_s + R_a = [R_s + R_c + R_{aux} + R] \\ L_t = L_s + L_a = [L_s + L_c + L_{aux} + L - 2(M_{qc} + M_{qaux} - M_{caux})] \end{cases} \quad (13)$$

III-2-3- Modèle du MCC-série avec les enroulements auxiliaire et sans compensation :

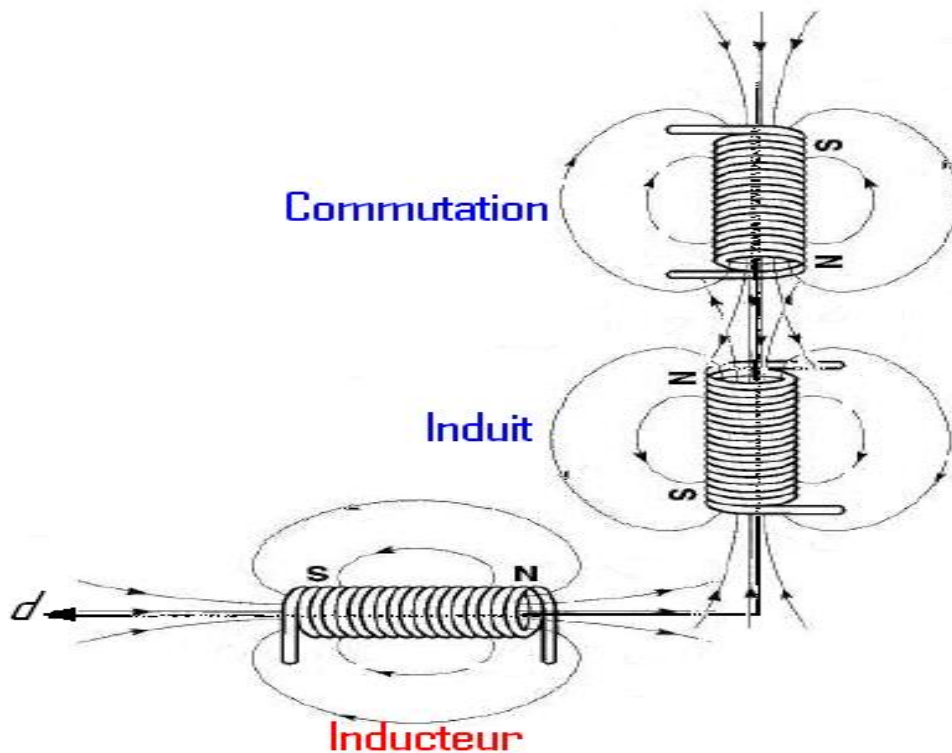


Figure (III-5) : Représentation du MCC série sur les axes d_q avec Aux et sans Comp.

On prend les mêmes expressions que celles présentées dans les équations précédentes sauf que les paramètres des enroulements de compensation sont nuls.

$$U = U_q + U_s + U_{aux} \quad (19)$$

$$\begin{cases} R_s + R_a = [R_s + R_{aux} + R] = R_t \\ L_s + L_a = [L_s + L_{aux} + L - 2(M_{qaux})] = L_t \end{cases} \quad (20)$$

III-4-Modélisation de la MCC-séparé sur les axes (d_q) :

III-4-1-Equations des tensions :

$$U_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \quad (21)$$

$$U_a = R_a I_q + L_a \frac{dI_q}{dt} + \omega_r M_{sd} I_q \quad (22)$$

III-4-2-Equation du couple :

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (23)$$

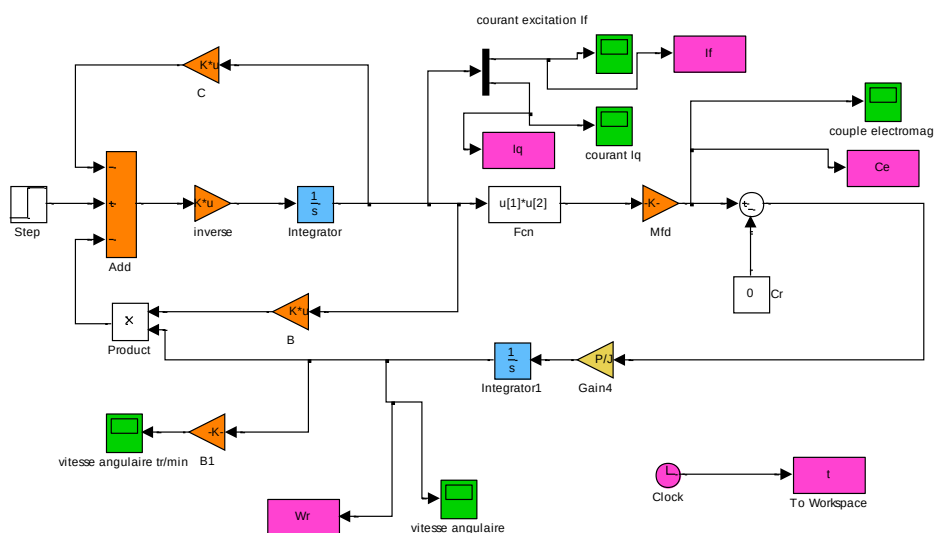
$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (30)$$
$$\begin{cases} C_e = KI_a = KI_q \\ C_f = f\Omega \end{cases} \quad (31)$$
$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r \quad (32)$$


Figure (III-7) : Schéma de bloc de simulation du moteur shunt

Annexe

Paramètre du MCC-série

<i>Symbole</i>	<i>Description</i>
U	Tension d'alimentation
R	Résistance de circuit d'excitation
L	Inductance de circuit d'excitation
Rs	Résistance de circuit d'induit
LS	Inductance de circuit d'induit
Rc	Résistance de compensation
Lc	Inductance de compensation
Raux	Résistance de circuit auxiliaire
Laux	Inductance de circuit auxiliaire
Mcq	Mutuelle entre Lc et Lq
Mqaux	Mutuelle entre Lq et Laux
Mcaux	Mutuelle entre Lc et Laux
J	Moment d'inertie totale du moteur
f	Coefficient de frottement visqueux
P	Nombre de paires de pôles
Cr	Couple résistant

Paramètre du MCC- Séparé -Shunt

<i>Symbole</i>	<i>Description</i>
Uf	Tension d'excitation
Rf	Résistance de circuit d'excitation
Lf	Inductance de circuit d'excitation
Ra	Résistance de circuit d'induit
La	Inductance de circuit d'induit
J	Moment d'inertie totale du moteur
f	Coefficient de frottement visqueux
P	Nombre de paires de pôles
Cr	Couple résistant

Chapitre II Modélisation et simulation de la MSAP

II.1 - INTRODUCTION :

Les machines électriques sont, en général, modélisées par des équations non linéaires. Ce non linéarité est dû aux inductances et coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps. Un changement de variable est souvent utilisé afin de diminuer la complexité de ce modèle dynamique, par la réduction du nombre de variables et l'élimination de la position du rotor dans les coefficients des équations différentielles. Dans ce cas, les conditions du régime permanent peuvent être déterminées beaucoup plus facilement et l'analyse de stabilité se fait plus aisément, ainsi que la synthèse de la commande.

II.2 - DESCRIPTION D'UNE MSAP :

La structure du MSAP se comporte, comme une machine asynchrone. Le schéma de la MSAP peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec les aimant permanents au rotor.

L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice d'excitation, le schéma de la figure (2.1) illustre la représentation de la MSAP.

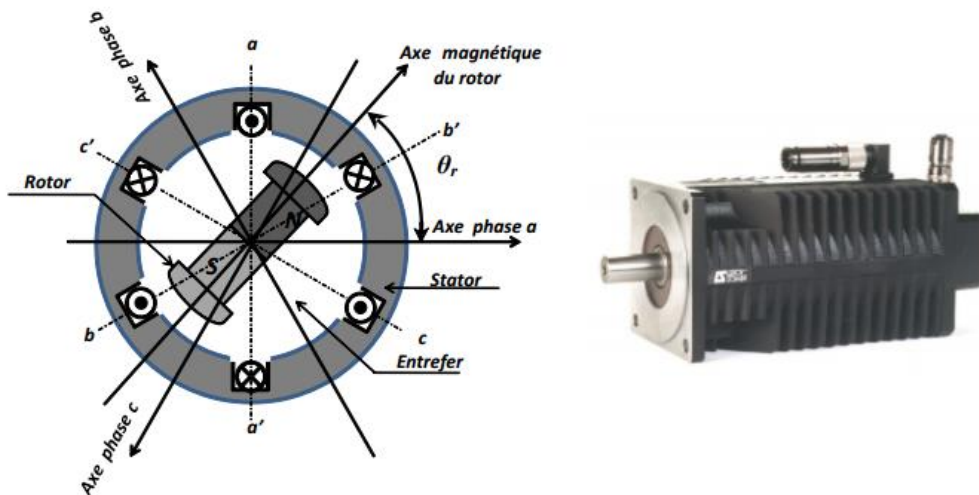


Figure 2.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

II.3 - ANALYSE DE FONCTIONNEMENT DE MSAP :

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90° . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator.

La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante:

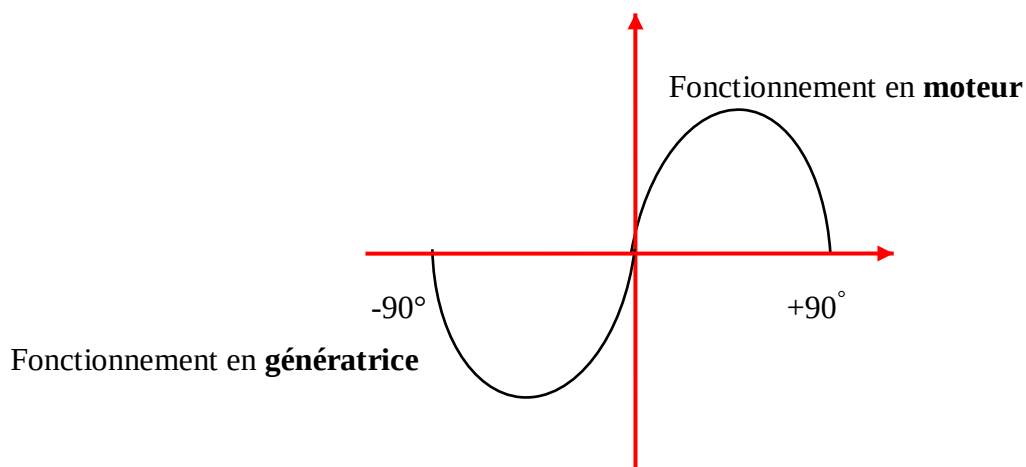


Figure 2.2 : Caractéristique du couple-angle électrique.

II.3.1 - Les avantages et les inconvénients de la MSAP :

➤ Avantages de la MSAP :

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types des machines :

- La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu.
- Son rendement est proche de 99%.
- On peut régler son facteur de puissance $\cos \varphi$ en modifiant le courant d'excitation I_{ex} ; Donc le moteur synchrone peut également être utilisé comme source de puissance réactive pour relever le facteur de puissance $\cos \varphi$ d'une installation électrique.
- Moins de pertes de cuivre (MSAP), les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.

- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du contact bagues balais dans ces machines (MSAP).

➤ **Inconvénients de la MSAP :**

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Le flux inducteurs de la machines à aimant est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieur en particulier dans le cas d'inducteur à pôles saillants.
- pour le fonctionnement en moteur il est souvent nécessaire d'utiliser un moteur auxiliaire de démarrage.
- Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.
- Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.

II.3.2 - Domaines d'application de la MSAP

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

II.4 - DIFFERENTES TYPES DES MACHINES A AIMANTS :

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable. Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur et à entrefer axial.

II.4.1 - Moteur a rotor intérieur :

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure 2.3 montre un exemple de moteur à rotor intérieur :

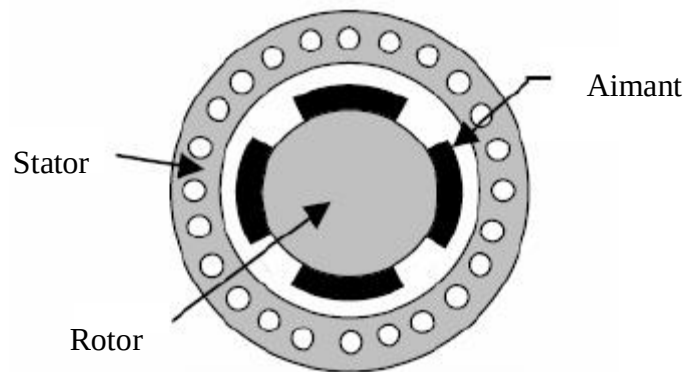


Figure 2.3 : Moteur à rotor intérieur.

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

II.4.2 - Moteur a rotor extérieur :

La figure (2.4) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de

stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

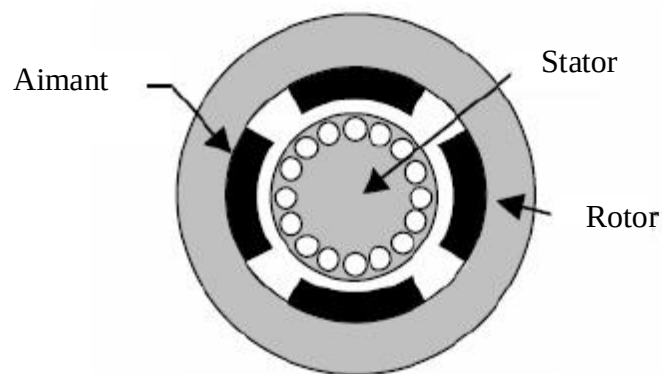


Figure 2.4 : Moteur à rotor extérieur.

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

II.4.3 - Moteur à entrefer axial :

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer.

La figure 2.5 représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

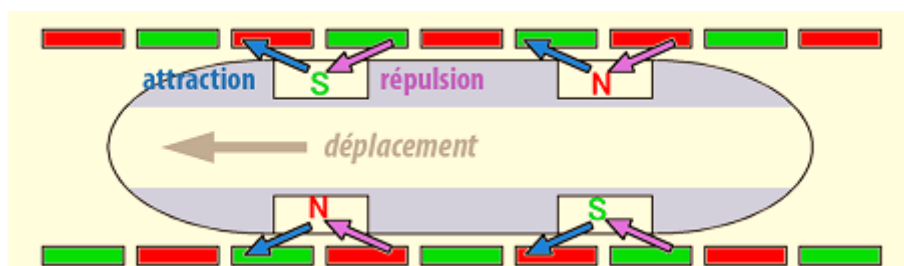


Figure 2.5 : Moteur à entrefer axial.

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple résistant à faible vitesse.

II.5 - Modélisation de la Machine Synchrone a Aimants Permanents

L'étude des systèmes électromagnétiques ne peut se faire que moyennant des hypothèses ou des transformations mathématiques afin d'obtenir un ou plusieurs modèles simplifiés. Les hypothèses usuelles données dans la majorité des références sont adoptées comme suit :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé et l'effet de Peau et d'hystérésis est négligé.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, que seuls les enroulements (inducteur et induit) sont parcourus par des courants, ce qui permet de négliger les courants de Foucault.
- La densité de courant est uniforme dans les sections des conducteurs élémentaires afin de négliger l'effet pelliculaire.
- La force magnétomotrice créée le long de l'entrefer dans chaque phase de l'induit est à répartition spatiale sinusoïdale, on ne considère que le fondamental et on néglige les harmoniques d'espace.
- On assimile le système d'alimentation à une source triphasée délivrant des tensions symétriques et équilibrées et dont la composante homopolaire est nulle.

La figure 2.6 donne la représentation des enroulements pour une MSAP.

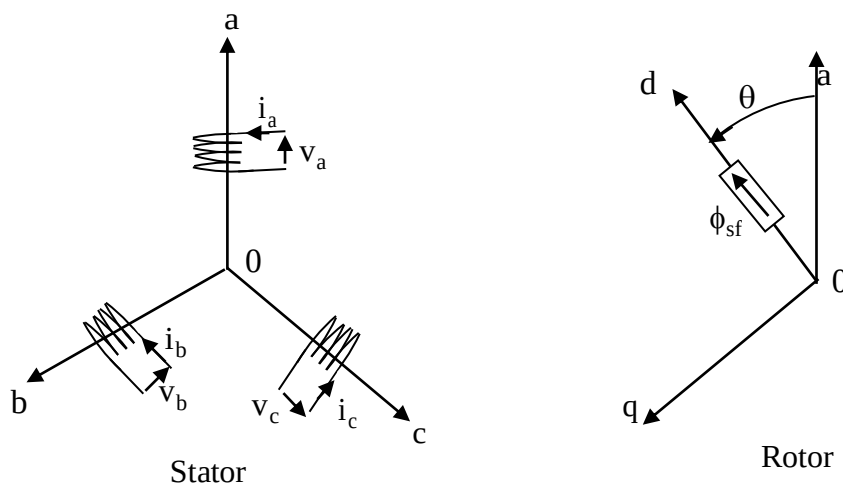


Figure 2.6 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

II.5.1 - Mise en équations de la MSAP:

A partir de la figure 2.6, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

II.5.1.1 - Equations électriques :

$$[V] = [R_s][i] + \frac{d[\phi]}{dt} \quad (1)$$

Avec :

$[V] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$[i] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$: Vecteur courants statoriques.

$[\phi] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$: Vecteur flux statorique.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} : \text{Matrice de la résistance équivalente d'un enroulement statorique.}$$

II.5.1.2 - Equations magnétiques :

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisant à une matrice des inductances, qui établit les relations linéaires entre les flux et les courants.

$$[\phi] = [L_s][i] + [\phi_f] \quad (2)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductance propre d'une phase statorique.}$$

M_s : L'inductance mutuelle entre phases du stator.

$[\phi_f] = [\phi_{af} \ \phi_{bf} \ \phi_{cf}]^T$: Vecteur flux des aimants.

Les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques (a, b, c) sont donnés par :

$$[\phi_f] = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Du fait que la machine est équilibrée a neutre isolé, on a ($i_a + i_b + i_c = 0$), d'où les expressions des flux se déduisent par :

$$[\phi] = [L_{SC}][i] + [\phi_f] \quad (4)$$

Avec :

$$[L_{SC}] = \begin{bmatrix} l_{SC} & 0 & 0 \\ 0 & l_{SC} & 0 \\ 0 & 0 & l_{SC} \end{bmatrix}; \quad L_{SC} = L_s - M_s : \text{L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.}$$

II.5.1.3 - Equation mécanique :

L'équation mécanique s'écrit comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (5)$$

$$C_f = f_c \Omega$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} : \text{Vitesse mécanique de rotation de la machine.}$$

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie.

f_c : Coefficient de frottement.

p : Nombre de paires de pôles.

ω_r : Vitesse électrique du rotor.

II.5.2 - Transformation de PARK :

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de PARK et qui permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a, b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère cartésien d'axes (d, q), comme nous le montre la figure suivante :

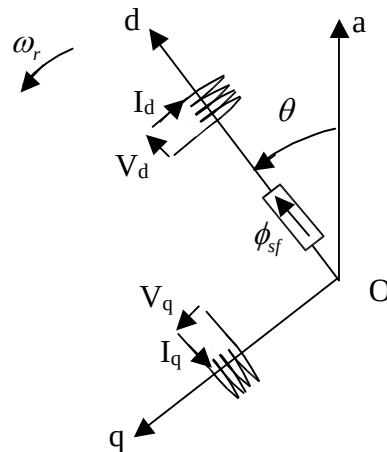


Figure 2.7 – Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

L'équation qui traduit est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (6)$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Dont la matrice inverse est la suivante :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\text{Et : } \theta = \int \omega_r(t) dt \quad (9)$$

II.5.2.1 - Equations des tensions et des flux dans référentiel de PARK :

A partir cette transformation, les équations s'écrivent comme:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_f \\ \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (10)$$

II.5.2.1 - Expression du couple électromagnétique :

La puissance absorbée par la machine est donnée par :

$$p(t) = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (11)$$

Dans la repère (d, q), cette puissance s'écrit :

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (12)$$

En remplaçant les tensions V_d et V_q par leur expressions, la puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de PARK devient :

$$p(t) = \frac{3}{2} \left(R_s (i_d^2 + i_q^2) + L_d i_d \frac{di_d}{dt} + p \omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \right) \quad (13)$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet Joule: $p_j = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$

- Puissance électromagnétique : $p_{em} = \frac{3}{2} \left(p \omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \right)$
- La variation d'énergie magnétique : $p_v = \frac{3}{2} \left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right)$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \quad (14)$$

Avec :

$\frac{3}{2} p \phi_f i_q$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.

$\frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

II.6 - Modélisation de L'onduleur de Tension:

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables est des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande du MSAP. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K1 et K2, K3 et K4, K5 et K6 doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Le schéma suivante (la figure (2.8)) représente un convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par:

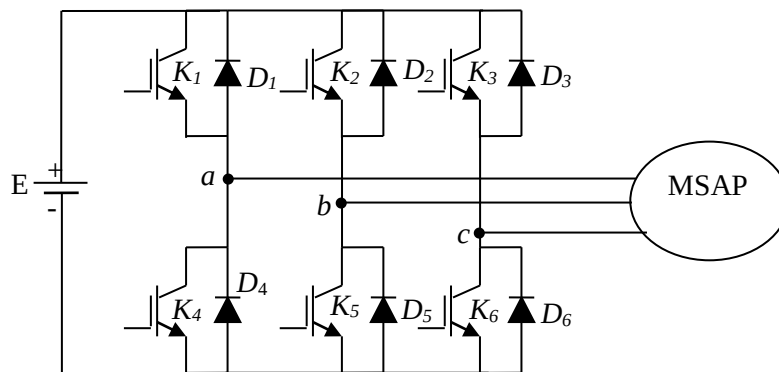


Figure 2.8 -Représentation schématique d'un onduleur de tension.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [10] :

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

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande c_1 , c_2 et c_3 . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante :

Si $c_i = 1$: L'interrupteur du haut K_i est fermé et l'interrupteur de bas K_{i+3} est ouvert.

Si $c_i = 0$: L'interrupteur du haut K_i est ouvert et l'interrupteur de bas K_{i+3} est fermé.

Les commandes c_i de l'onduleur de tension triphasé sont généralement générées par une stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée ($V_a + V_b + V_c = 0$), les tensions phase - neutre s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (15)$$

II.6.1 - Commande par MLI :

La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence;
- le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si:

$$f_{\text{porteuse}} > 20. f_{\text{référence}} \quad (16)$$

Les figure I.9 représente deux signaux à *MLI* générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure 2.9.a) et 2kHz (figure 2.9.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.

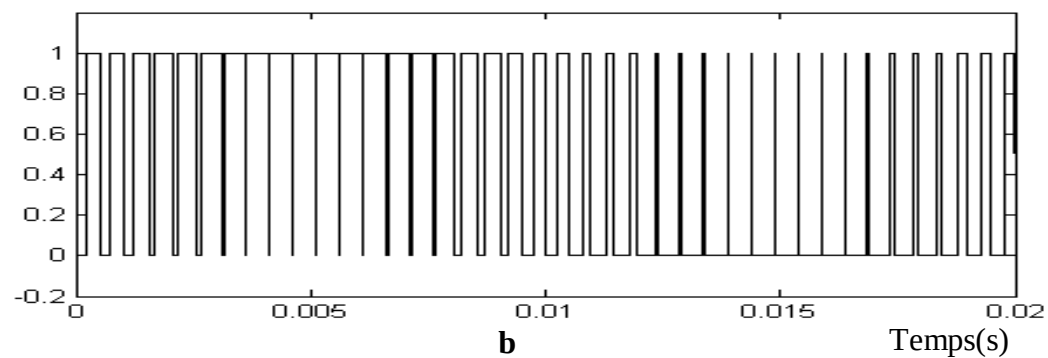
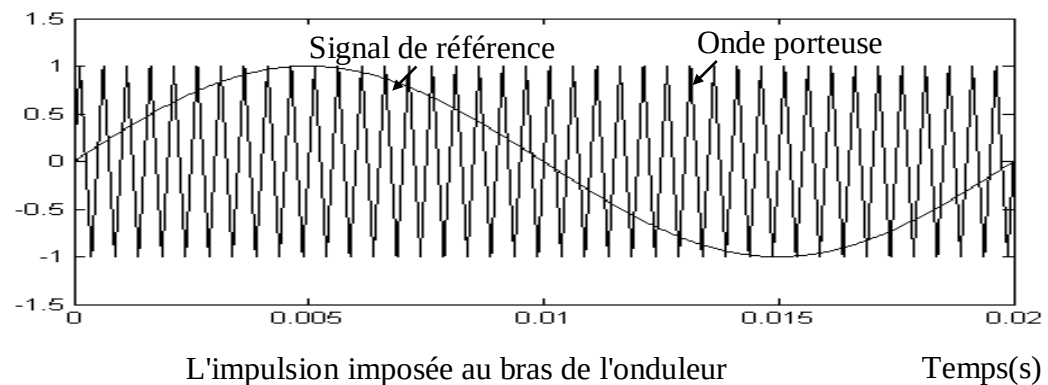
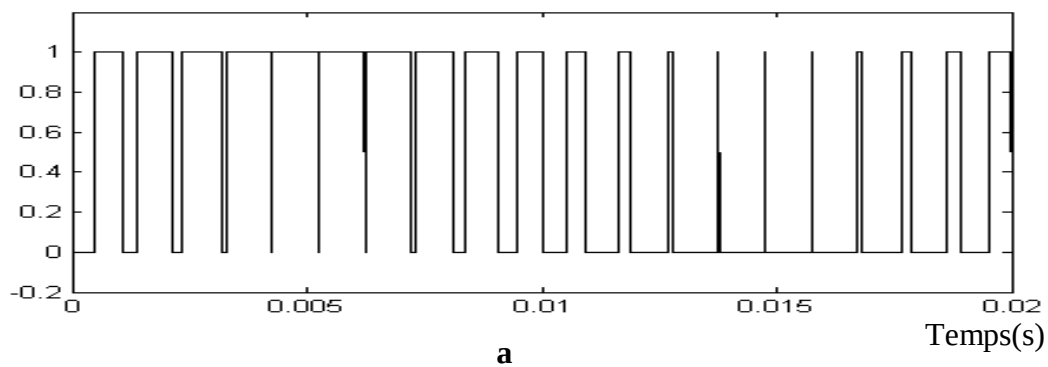
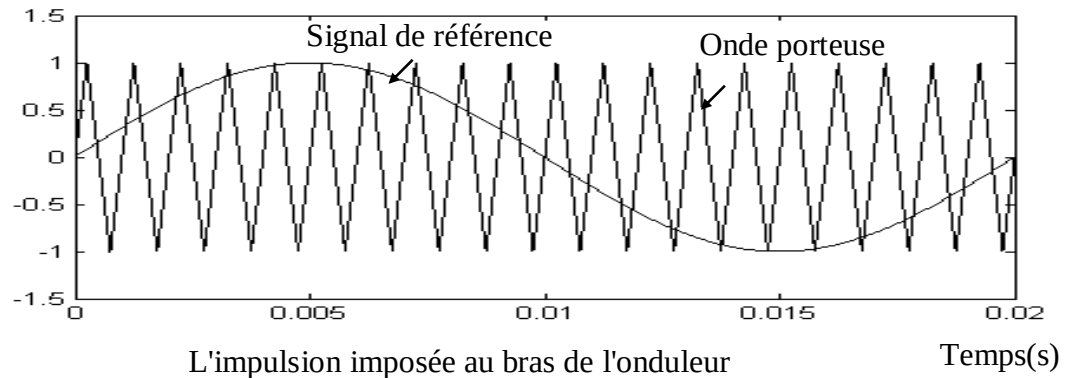


Figure 2.9 : Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b).

II.7 - Equations D'état de la MSAP :

Les équations de la MSAP dans le repère de PARK sont regroupées dans le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_q}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} + \omega_r L_d \frac{i_d}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \phi_f \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em}}{J} - \frac{C_r}{J} - \frac{C_f}{J} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) i_d i_q) + \phi_f i_q \end{cases} \quad (17)$$

Le schéma bloc de ce système est représenté par la figure (2.10) :

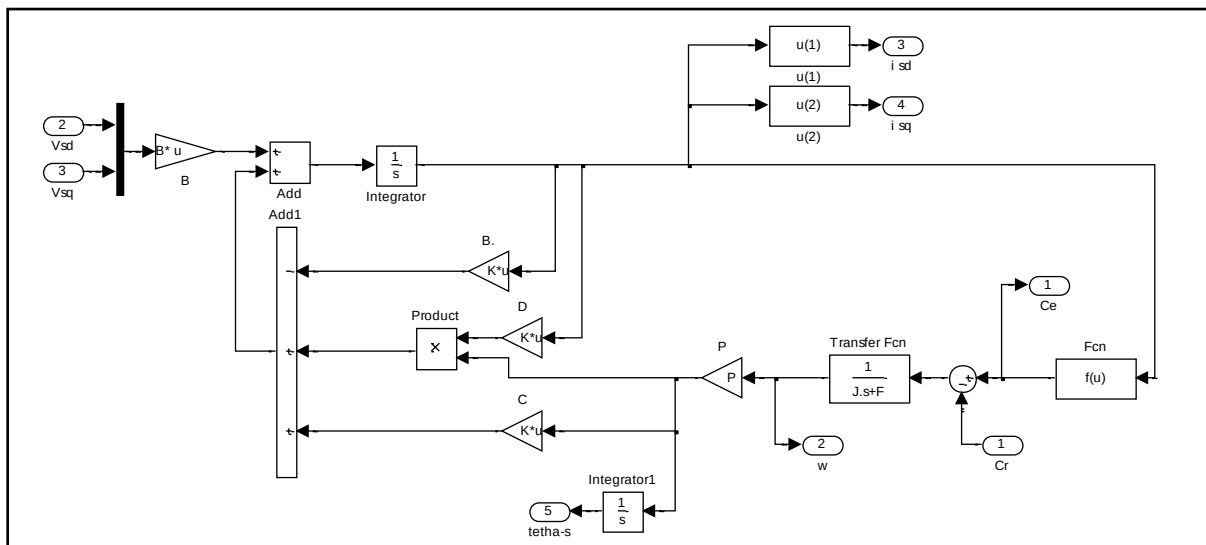


Figure (2.10) : Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d-q.

Chapitre III Modélisation et simulation d'un moteur Asynchrone

III.1 Généralité sur la Machine Asynchrone

III.1.1 Définition

On appelle machine asynchrone (MAS), une machine électrique de vitesse variable, à courant alternatif, qui a deux enroulements dont un seul (statorique) est alimenté par un réseau électrique à pulsation ω_s ; alors que le deuxième (rotorique) est fermé sur lui-même ou à cage d'écureille. Généralement ce type de machines est plus utilisée en moteur asynchrone (en triphasé).

III.1.2 Constitution de la machine asynchrone

Ce type de machine est comportant deux armatures coaxiales l'une est fixée appelée stator et l'autre est mobile appelée rotor; entre les 2 armatures il y a l'entrefer. Le stator est porté un enroulement triphasé est alimenté en triphasé par l'intermédiaire de la plaque à borne de la machine ce qui le permet de l'alimenter en couplage Y ou en Δ (voir Fig.1).

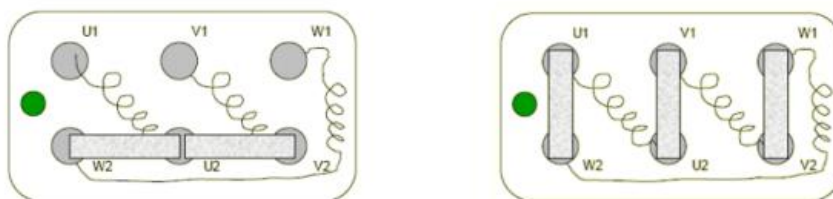


Fig. 1 Plaque à bornes de la machine

Le rotor porte des barres en cuivre ou en aluminium logées dans des encoches et réunies à leurs extrémités par deux couronnes en Aluminium, ce dernier est appelé « Cage d'écureille ». Le courant dans ses barres est induit uniquement par le champ statorique.

III 2.Principe De Fonctionnement :

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant (créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau) et des courants induits dans l'enroulement rotorique (lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor.

III.3 .Hypothèse Simplificatrices :

Les hypothèses simplificatrices suivantes ont été prises en compte:

- entrefer constant;
- effet des encoches négligé;
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante;
- pertes ferromagnétiques négligeables;
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux;
- la constance des inductances propres.
- une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

III.4. Modélisation De La Machine Asynchrone:

III.4.1. Machine Triphasée :

La machine est supposée triphasée au rotor et stator, elle est représentée schématiquement par la figure (3-1)

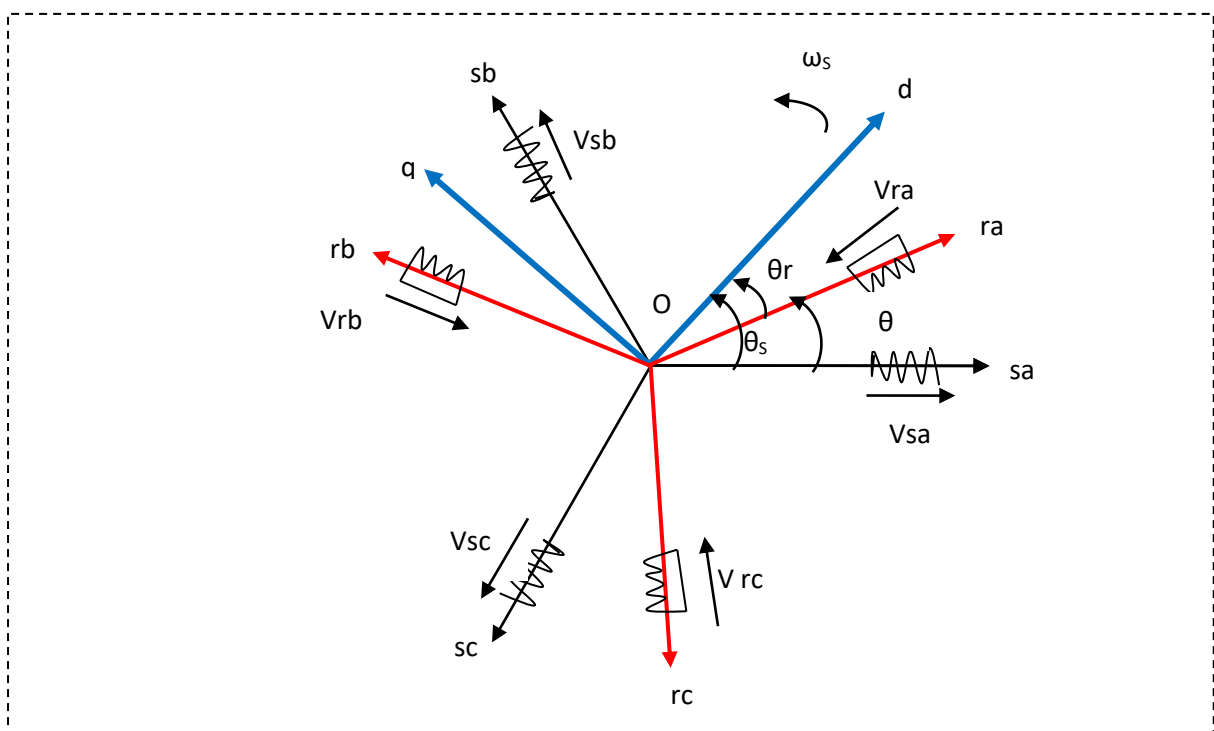


Figure (3-1) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

D'après la figure (3-1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement pour le stator avec l'indice (s) et le rotor (qui peut être soit bobiné ou à cage d'écureuil.) avec l'indice(r).

III.4. 2. Equation De La Machine Asynchrone En Régime Dynamique:

Dans le cadre des hypothèses précédente et pour une machine équilibrée et couplée en étoile,

Les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante.

III.4.2.1. Equation Electrique:

Pour le stator :

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (1)$$

Pour le rotor

$$[V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (2)$$

III.4.2.2. Equations Magnétique:

Pour stator :

$$[\phi_r] = [L_{ss}] [I_s] + [L_{sr}] [I_r] \quad (3)$$

Pour rotor :

$$[\phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [L_{sr}]^T [I_s] \quad (4)$$

Les valeurs instantanées des tensions et des courants de phase du stator et du rotor sont données respectivement par :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$$

$$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$$

$$[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances statoriques.

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad \text{La matrice d'inductances rotoriques.}$$

La matrice des inductances mutuelles stator – rotor $[L_{sr}]$ s'écrit sous la forme :

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$[L_{sr}]^T = [L_{sr}]$$

Avec :

l_s : inductance propre des phases statoriques.

l_r : inductance propre des phases rotoriques.

L_{sr} : inductance mutuelle entre rotor et stator.

M_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.

M_{sr} : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

III.4.2.3. Equation Mécanique :

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, fem) mais aussi des paramètres mécanique (couple ,vitesse). L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{f\omega}{p} + C_r \quad (6)$$

Avec :

J : moment d inertie de la machine $[Kgm^2]$.

f : coefficient de frottement, $[N.m / rad / s]$.

C_r : couple résistant impose a l'arbre de la machine $[N.m]$.

C_e : couple électromagnétique développe par la machine $[N.m]$.

ω : vitesse rotorique électrique $[rad / s]$.

p : nombre de paires de pôles.

Ω : vitesse mécanique donnée par : $\Omega = \frac{\omega}{p}$.

En faisant substituer les matrices de flux par les matrices des inductances on aboutit à :

$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{ [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_r] \} \quad (7)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{ [I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}] [I_s] \} \quad (8)$$

Les équations (7) et (8) représentent le modèle asynchrone triphasé réel. La résolution de ces dernières équations se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des mutuelles inductances (5) varient en fonction du temps d'où le passage au modèle de Park.

III.4.3. Transformation De Park Appliquée à La MAS:

Le modèle de Park est la substitution du modèle triphasé (Equation différentielles à coefficients variables). par le modèle biphasé caractérisé par deux axes orthogonaux U et V (U axe direct et V axe en quadrature) qui a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres du modèle indépendantes de la rotation. La figure (3.2) présente le système d'un axe réel triphasé (X_a, X_b, X_c) et le système d'axe fictif (U, V).

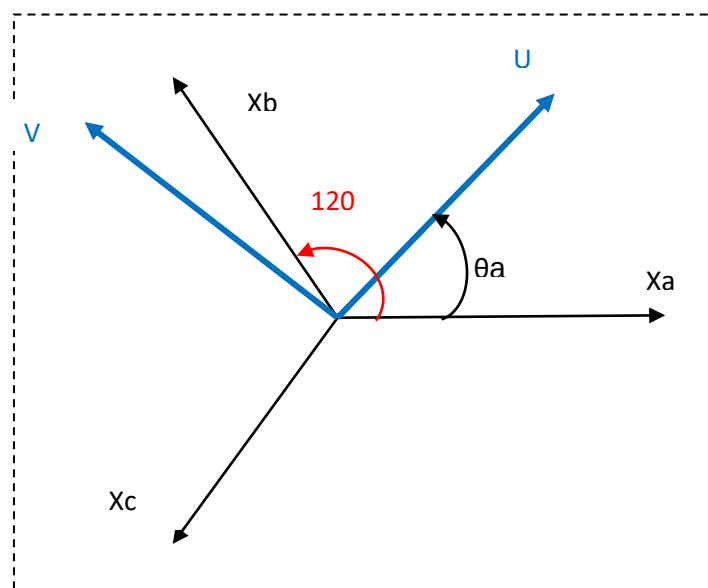


Figure (3-2) : Transformation Des enroulements réels en enroulements équivalents (u,v)

$$\begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_O \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

(XU, XV) système biphasé équivalent se positionnant à θ_a près

X : représente une tension, un courant ou un flux

X_O : Composante homopolaire (pour les systèmes triphasés équilibrés, la composante homopolaire est nulle).

$$P(\theta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

D'où se matrice inverse $p(\theta_a)^{-1}$

$$P(\theta_a)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$[P(\theta_a)]$: Matrice de transformation de Park.

L'angle θ_a dans la matrice $[P(\theta_a)]$, prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et la valeur (θ_r) pour les grandeurs rotoriques.

Avec:

- θ_a angle de positionnement de l'axe (U, V) par rapport à l'axe réel (X_a, X_b, X_c)
- $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$ vitesse de coordonnée de l'axe (U,V) .

III.4.3.1. Equation Électrique :

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes U et V.

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans ce système après transformation s'écrivent comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ur} \\ i_{vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ \omega_a - \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} \quad (13)$$

III.4.3.2. Equation Du Flux :

$$\begin{cases} \phi_{us} = L_s i_{us} + M i_{ur} \\ \phi_{vs} = L_s i_{vs} + M i_{vr} \end{cases} \quad (14)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$ Inductance cyclique propre du stator.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$ Inductance cyclique mutuelle propre de l'effet des trois phases statoriques

sur une phase du stator.

De la même manière pour le rotor ,on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ur} = L_r i_{ur} + M i_{us} \\ \phi_{vr} = L_r i_{vr} + M i_{vs} \end{cases} \quad (15)$$

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

III.4.3.3. Choix Du Repère :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut fixer le repère (u, v) au stator ou au rotor ou au champ tournant, rappelons que le repère (u, v) est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles de transformation de Park ϑ_s et ϑ_r afin d'effectuer les rotations, on peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant [10].

- Dans un référentiel lié à un champ tournant, l'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'en faire aisément la régulation où on a besoin d'une orientation du flux.
- Dans un référentiel lié au stator pour l'étude des grandeurs rotoriques.
- Dans un référentiel lié au rotor pour l'étude des grandeurs statoriques.

III.4.3.4. Référentiel Immobile Au Champ Tournant (Système d, q) :

Les axes de référence sont tournantes au synchronisme d'où :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \omega_a = \omega_s \quad \omega_r = \omega_a - \omega = \omega_s - \omega$$

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \end{cases} \quad (16)$$

Ce qui permet d'avoir :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (21)$$

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.

III.4.3.5. Equation Du Couple Electromagnétique :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (22)$$

III.4.3.6. Equation D'état Du Modèle De La Machine Asynchrone:

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par Plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques $(i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})$.

En remplaçant les expressions (20) et (21) dans l'équation (19), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\omega_s i_{ds} + \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \dot{\Phi}_{qr} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (23)$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (24)$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T \quad \text{Vecteur d'état ; } \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} & \dot{i}_{qs} & \dot{\phi}_{dr} & \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix}^T$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{Vecteur de commande.}$$

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right)\omega & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (25)$$

La matrice de commande :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

Avec :

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad \text{Coefficient de dispersion.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{Constante de temps rotorique.}$$

Dans le but de simplifier la réalisation par Simulink la matrice [A] peut être décomposée de la forme suivant :

$$A = [A_1] + \omega [A_2] + \omega_s [A_3]$$

Avec :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1-\sigma}{M\sigma} \\ 0 & 0 & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$[A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

III.5. Alimentation De La Machine Asynchrone :

Un onduleur de tension triphasé est constitué de trois cellules (bras) de commutation de deux interrupteurs. Pour chaque interrupteur est formé par un transistor (ou un thyristor) monté en tête-bêche avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs k11et k12, k21 et k22, k31 et k32 doivent être contrôlé de manière complémentaire.

Le schéma structurel de l'onduleur de tension alimentant le stator du moteur asynchrone est donné par la figure (3-3) :

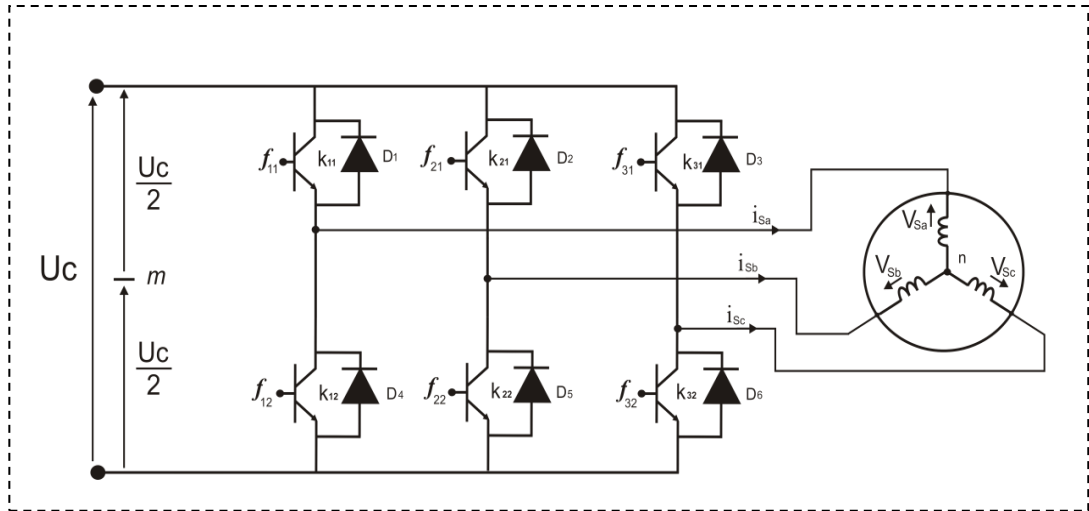


Figure (3-3): Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MAS.

On définit la fonction de connexion f_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{1, 2\}$) comme l'état de l'interrupteur k_{ci} , on a :

$$\begin{cases} f_{11} = 1 - f_{10} \\ f_{21} = 1 - f_{20} \\ f_{31} = 1 - f_{30} \end{cases} \quad (30)$$

Avec :

$f_{ci} = 1$ si l'interrupteur est fermé.

$f_{ci} = 0$ si l'interrupteur est ouvert.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante, d'amplitude « U_c ». Les potentiels des nœuds « a », « b » et « c » de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu fictif « n » sont donnés par les tensions suivantes :

$$\begin{cases} v_{an} = f_{11} U_c \\ v_{bn} = f_{21} U_c \\ v_{cn} = f_{31} U_c \end{cases} \quad (31)$$

Les tensions composées délivrées par cet onduleur sont donnés par :

$$\begin{cases} u_{sab} = U_c (f_{11} - f_{21}) \\ u_{sbc} = U_c (f_{21} - f_{31}) \\ u_{sca} = U_c (f_{31} - f_{11}) \end{cases} \quad (32)$$

Pour une charge triphasé équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé, les tensions statoriques simples sont reliés par :

$$V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0 \quad (33)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3}(u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3}(u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3}(u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (34)$$

Après arrangement les équations des deux systèmes (I. 32) et (I.34), on obtient le système matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix}$$

III.5.1. Commande De L'onduleur De Tension à MLI Naturelle (sinus-triangle) :

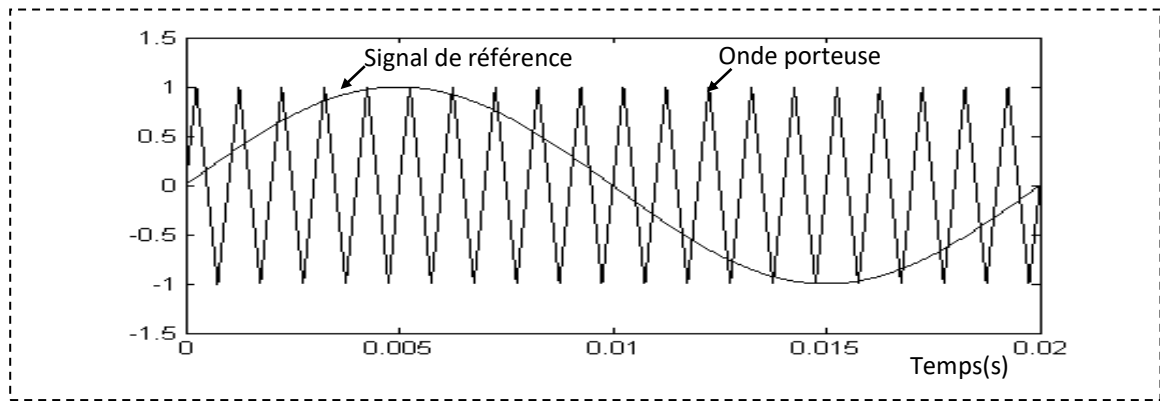
La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire) définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$$f_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}}$$

Les figures (3-4), (3-5) représentent deux *MLI* générées par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure 1-4) et 2kHz (figure3- 5), avec le même signal sinusoïdal de référence. Ces *MLI* sont obtenues comme suit :



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

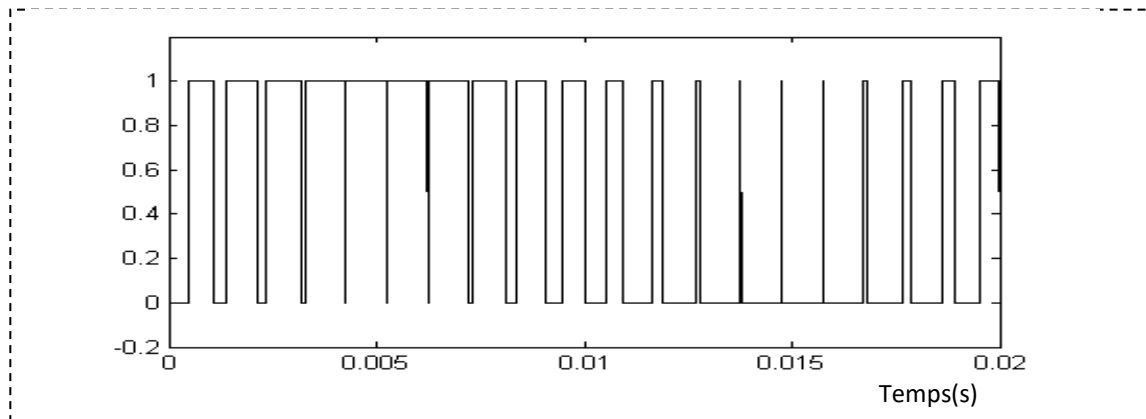
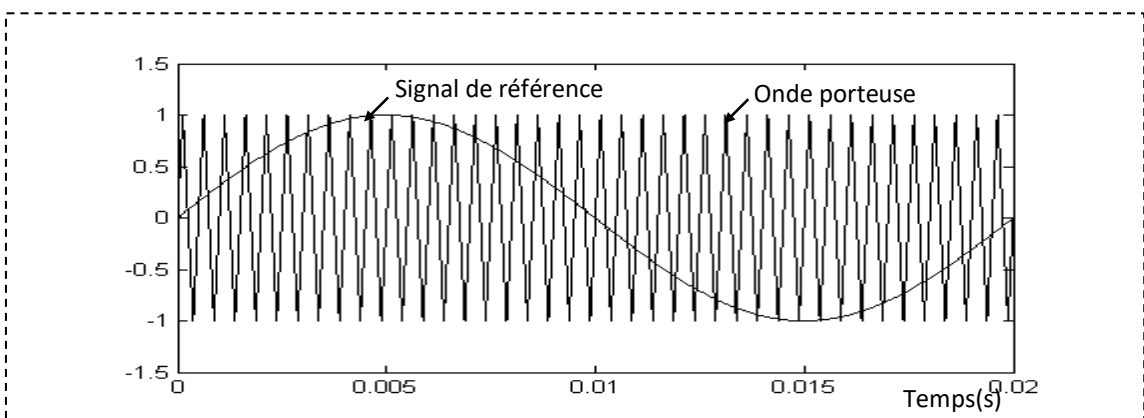


Figure (3-4) : Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 1kHz.



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

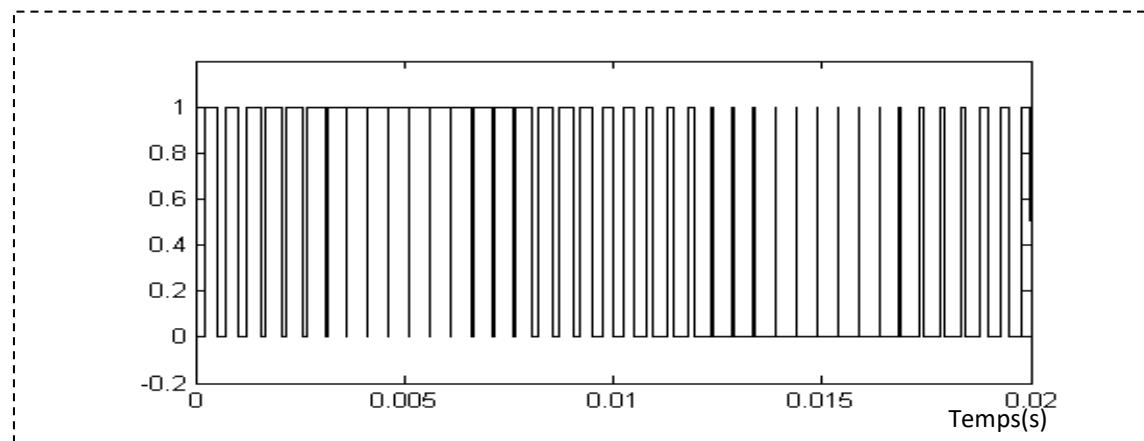


Figure (3-5) : Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 2kHz.

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, ce qui rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques.

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

III.6 Simulation De La MAS:

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :

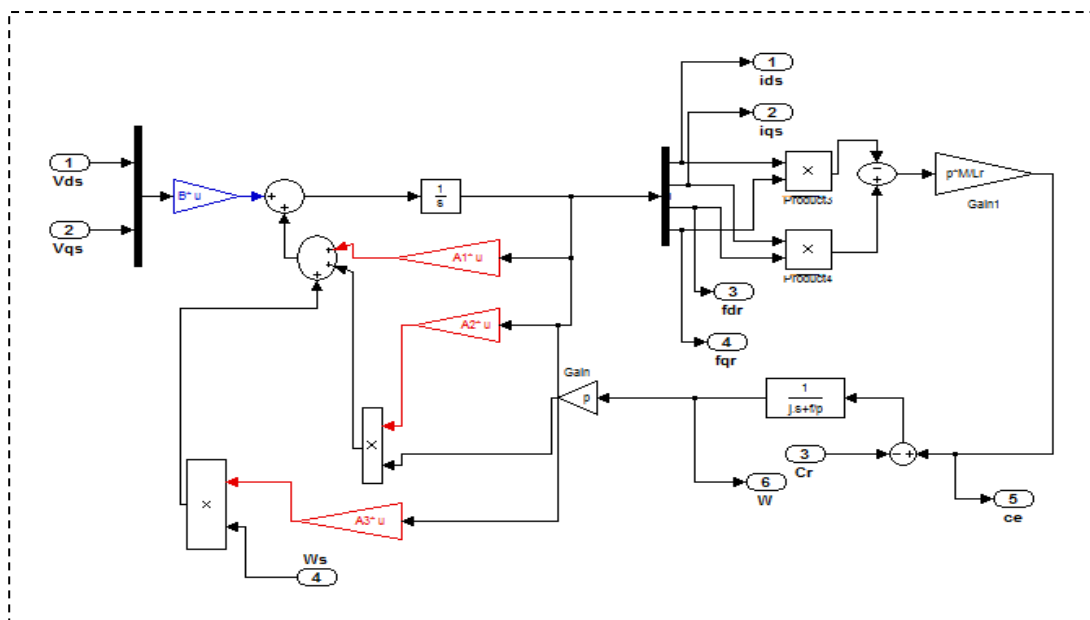


Figure (3-6) : Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.