

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

*UNIVERSITE MOULOU D MAMMARI DE TIZI-OUZOU  
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE*



# Mémoire

De fin d'études

*En vue d'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique*

*Option : Machines électriques*

Thème :

## **Modélisation physique d'un moteur synchrone à aimants permanents à f.e.m trapézoïdale**

Proposé et dirigé par :

**Mr B. BOUKAIS**

Etudié par :

**Mr OUBELLIL AMIROUCHE**

**Mr ZADOUD BOUSSAD**

Promotion 2009

# Remerciements

Au terme de ce modeste travail, nous tenons à remercier fortement notre promoteur M<sup>r</sup> Boukais.B pour toute l'aide, conseils et encouragements qu'il nous a prodigué le long du travail.

Nous tenons à remercier vivement M<sup>r</sup> .S Harmim, M<sup>r</sup> H.Sediki, M<sup>elle</sup> N.Ouarek et M<sup>elle</sup> M.Louanchi pour leurs précieux conseils et leurs soutiens tout au long de notre travail.

Nous tenons à remercier aussi les membres de jury qui nous feront honneur de juger notre travail.

Nos remerciements vont également à nos collègues du labo 403 et tous ceux qui ont aidé à mener à bien notre projet.

## *Dédicas*

*Je dédie ce modeste travail tout particulièrement à mes très chers parents auxquels je dois tout. Je les remercie pour leur patience et leur dévouement.*

*A mon frère Rabah, sa femme Fohra et sa petite fille Ania.*

*A ma sœur Fakra, son mari Ali et sa petite fille Melissa.*

*A la mémoire de ma chère grand-mère.*

*A mes amis et tous ceux qui me sont chers en particulier*

*Bachir, Djafar, Samir, Younes, Cherif, Abdenour, Rabah,*

*Khali Meh, Sabrina, Ali et Omar*

*Aux étudiants d'électrotechnique en particulier la promotion 2009.*

*Amirouche*

## *Dédicas*

*Je dédie ce modeste travail tout particulièrement à mes très chers parents auxquels je dois tout. Je les remercie pour leur patience et leur dévouement.*

*A mes frères Mouh., Ferhat.*

*A ma sœur Keltoum.*

*A la mémoire de mon grand-père.*

*A mes amis et tous ceux qui me sont chers en particulier*

*Bachir, Samir, Cherif, Abdelnour, Ali, Omar et Khali Moh.*

*Aux étudiants d'électrotechnique en particulier la promotion 2009.*

*Boussad*

# *Sommaire*

## SOMMAIRE

<b>Introduction Générale.....</b>	<b>01</b>
 <b>Chapitre I : Généralités sur la machine synchrone</b>	
<b>Introduction.....</b>	<b>03</b>
<b>I.1. Présentation de la machine synchrone .....</b>	<b>03</b>
I.1.1. Constitution.....	03
I.1.2. Principe de fonctionnement.....	06
I.1.2.1. Fonctionnement en alternateur.....	06
I.1.2.2. Fonctionnement en moteur.....	07
<b>I. 2. Moteurs synchrones à aimants permanents.....</b>	<b>10</b>
I.2.1. Les différentes structures du moteur synchrone à aimants permanents.....	10
I.2.2. Les aimants permanents .....	12
I.2.3. Avantages des moteurs synchrones à aimants permanents.....	14
<b>I.3. Variation de vitesse des moteurs synchrones, nécessité de l'autopilotage .....</b>	<b>14</b>
I.3.1. Influence des formes de courants d'alimentation et des f.é.m sur la forme du couple électromagnétique .....	15
I.3.2. Alimentation de la BDCM .....	18
Conclusion .....	20
 <b>Chapitre II : Modèle simplifié de l'association Convertisseur-BDCM.</b>	
<b>Introduction.....</b>	<b>21</b>
<b>II. 1.Modélisation du système machine-convertisseur .....</b>	<b>21</b>
II. 1.1. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents.....	21

II. 1.1.1. Hypothèses simplificatrices .....	21
II. 1.1.2. Représentation de la f.e.m .....	22
II. 1.1.3. Mise en équation de la BDCM.....	22
a) Equations des tensions .....	22
b) Expression du couple électromagnétique .....	25
c) Equation mécanique .....	25
II. 1.2. Modélisation de l'onduleur.....	27
II. 2. Contrôle des courants par hystérésis .....	30
II.3. Simulation du système étudié .....	30
II. 3.1. Paramètres de la machine .....	30
II. 3.2. Schéma de simulation .....	31
II. 3.3. Interprétation .....	35
Conclusion .....	36

### **Chapitre III : Modèle physique de l'ensemble machine-convertisseur.**

<b>Introduction.....</b>	<b>37</b>
III. 1. Modèle physique de l'onduleur .....	37
III. 1.1.Généralités sur le transistor IGBT.....	37
III. 1.1.1 Structure de l'IGBT .....	38
III. 1.1.2. Symbole et schéma équivalent .....	38
III. 1.1.3. Caractéristiques statique .....	39
III. 1.1.4. Commutation de l'IGBT .....	40
III. 1.1.5. Modèle de l'IGBT sur SimPowerSystems.....	41
III. 1.2. Modèle de la diode sur SimPowerSystems.....	42
III. 1.3. Les circuits snubber .....	43

III. 2. Modèle physique du moteur synchrone à aimants permanents.....	43
III. 2.1. Inductance propre .....	45
III. 2.2. Les inductances mutuelles .....	47
III. 2.3. Les forces électromotrices .....	48
III. 2.4. Equation mécanique .....	49
III. 3. Simulation de l'ensemble machine-convertisseur sur SimPowerSystems avec contrôle des courants.....	51
III. 3.1. Paramètres de simulation .....	51
III. 3.3. Résultats de simulation.....	53
III.3. 4. Interprétation et comparaison avec le modèle simplifié.....	56
III. 4. Simulation de l'ensemble machine-convertisseur sur SimPowerSystems sans contrôles des courants.....	56
III. 4.1. Paramètres de simulation .....	60
III. 4.2. Résultats de simulation.....	60
III.4. 3. Interprétation.....	65
III. 4.4.Comparaison avec les résultats expérimentaux .....	65
Conclusion .....	68
<b>Conclusion générale</b> .....	69
Références bibliographies	
Annexes	

# *Introduction Générale*

## **Introduction générale**

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continu constitue la seule source électromécanique de vitesse variable. Cependant, cette machine présente un grand problème de fiabilité (surtout au système balais collecteur) et ne peut être utilisée dans les environnements explosifs, ajouter à cela son coût relativement élevé [1].

Grâce aux progrès récents dans la technologie des composants de puissance à semi conducteur, notamment les thyristors GTO et les Transistors IGBT, les onduleurs de tension constituent désormais la configuration standard dans la commande des moteurs à courant alternatif de faibles et de moyennes puissances [2].

Le développement des machines synchrones à aimants permanents s'est effectué parallèlement à l'avènement de nouvelles technologies. En effet, son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones et à et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, l'absence des contacts tournants, une faible inertie et un couple massique élevé et volumique [3], [4].

Les machines synchrones à aimants peuvent être classées en deux grandes familles :

- Les moteurs à f.e.m sinusoïdales : Pour obtenir un couple constant les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux ; les actionneurs correspondants c'est-à-dire les ensembles moteur-alimentation-autopilotage sont communément appelés actionneurs synchrones (PMSM Permanent Magnet Synchronous Motors).
- Les moteurs à f.e.m trapézoïdales : Pour obtenir un couple uniforme les courants d'alimentation doivent être en créneaux. Les actionneurs correspondants sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (BDCM ou BLDC Brushless Direct Current Motors) [9].

Dans notre travail, nous nous intéressons à la machine synchrone à aimants permanents à f.e.m trapézoïdale alimentée par un onduleur de tension commandé en courant. Celle-ci est caractérisée par une structure et commande simple.

Plusieurs travaux ont été développés pour la simulation de tels systèmes. Ils concernent généralement l'optimisation de la structure ou celle des stratégies de commande. Les résultats de simulation sont insuffisants pour prédire les performances du système avec précision. En effet, les formes de la f.e.m et des inductances de la machine en combinaison avec les phénomènes de commutation influent considérablement sur les caractéristiques de la BDCM.

L'objectif de notre travail est la modélisation physique du moteur synchrone à aimants permanents à f.e.m trapézoïdale alimenté par un onduleur de tension commandé en courant à qui nous imposons une référence de courant en créneaux de  $120^\circ$ .

pour mener ce travail à terme nous l'avons décomposé en trois en trois principaux chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons les différents types d'aimants, les principales structures des machines à aimants et nous citerons leurs avantages et inconvénients ainsi que leurs alimentations.

Dans le deuxième chapitre, un modèle simplifié de l'ensemble machine-convertisseur est présenté et simulé sur l'environnement Matlab-Simulink. Celui-ci est régi par plusieurs entachés.

Le dernier chapitre est consacré au modèle physique de l'ensemble machine-convertisseur. Celui-ci tient compte de la majorité des imperfections du système machine-convertisseur. Néanmoins les pertes fer restent négligeables.

Nous portons enfin, dans la conclusion générale, notre appréciation sur le travail que nous avons réalisé.

*Chapitre I*  
*Généralités sur la machine*  
*synchrone*

**Introduction :**

L'utilisation des machines synchrones à aimants permanents, dans les entraînements à vitesse variable, a considérablement augmenté ces dernières années. En effet, ces machines associées à des convertisseurs électroniques ont des caractéristiques similaires à celles des machines à courant continu, sans présenter les inconvénients liés à la présence du collecteur mécanique.

Avec les nouveaux aimants à hautes performances, notamment à terre rare, les machines synchrones à aimants permanents M.S.A.P présentent des performances supérieures à celles des machines à rotors bobinés. Elles atteignent des puissances massiques très importantes.

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement des machines synchrones, les principales structures des machines synchrones à aimants et en fin nous citerons leurs avantages et inconvénients ainsi que leur principe de variation de vitesse.

**I.1. Présentation de la machine synchrone :**

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation bobiné. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [5].

Cette famille de machines regroupe en fait plusieurs sous-familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas.

**I.1.1. Constitution de la machine synchrone :**

Comme toute machine tournante, la machine synchrone comporte un stator et un rotor, c'est le rotor qui est l'inducteur, et le stator qui est l'induit.

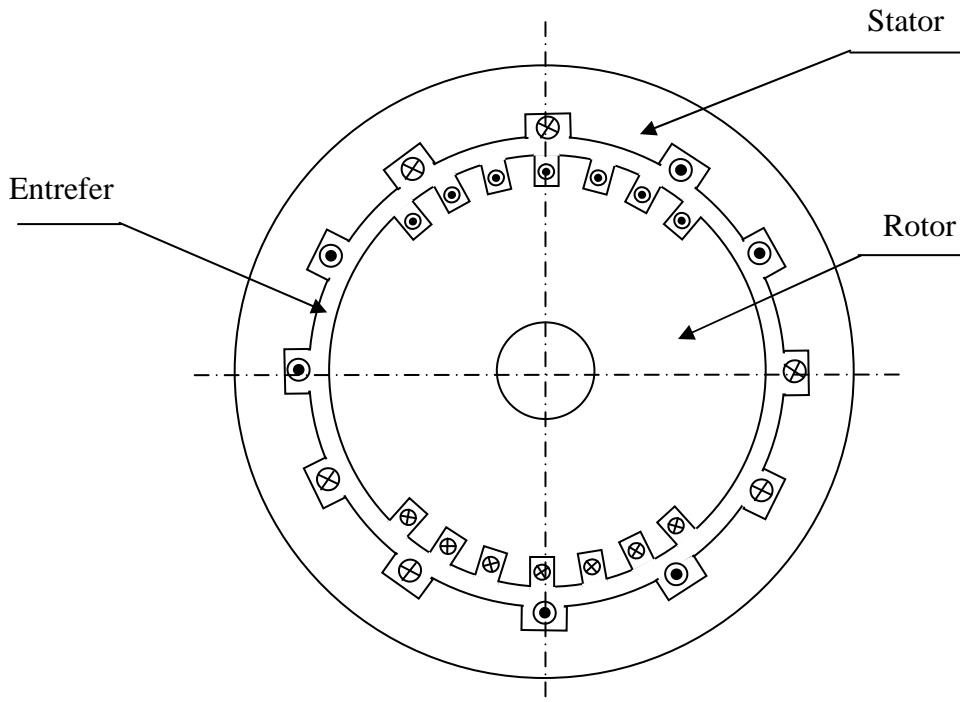


Fig. I.1. Constitution de la machine synchrone.

**Le stator :**

Le stator de la machine synchrone est une armature fixe qui comporte trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace. Ces enroulements sont logés dans les encoches d'un circuit magnétique feuilleté.

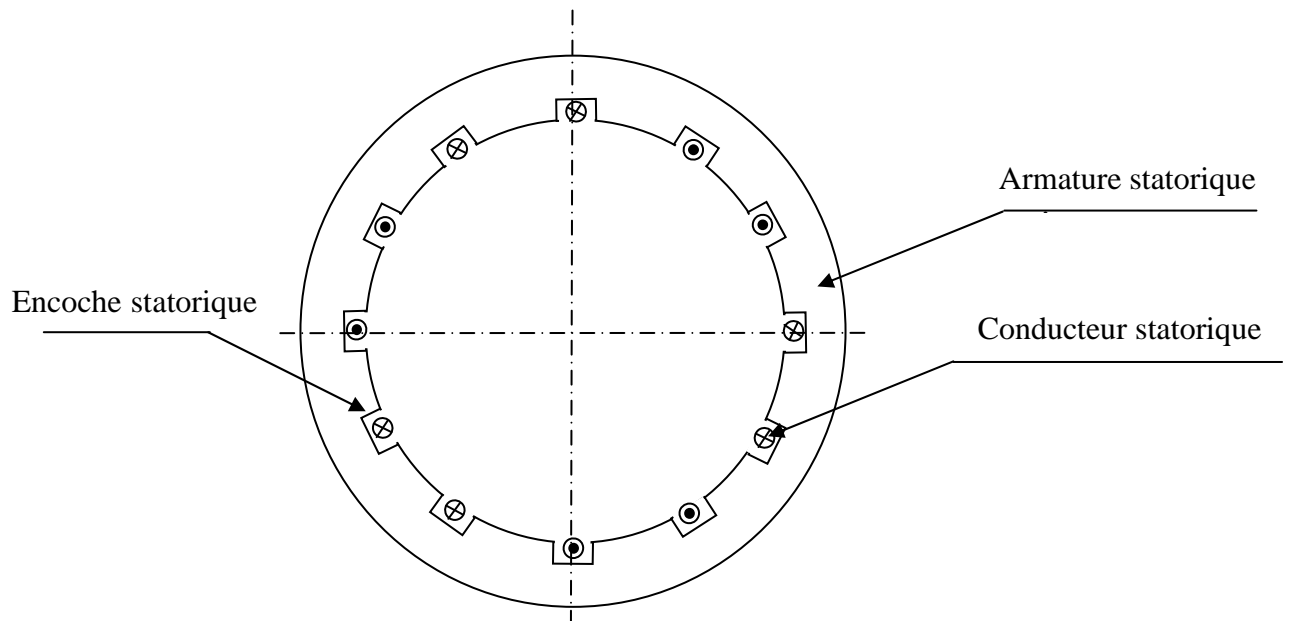


Fig. I.2. Schéma du stator.

**Le rotor:**

C'est la partie mobile de la machine synchrone. Le rotor peut prendre diverses formes car l'excitation peut être produite soit par des aimants permanents, soit par un bobinage placé dans des encoches ou sur des pôles saillants.

**Le rotor à pôles lisses :**

Ce type de construction, caractérisé par un entrefer fixe, est utilisé pour des machines de fortes puissances destinées à tourner à grande vitesse.

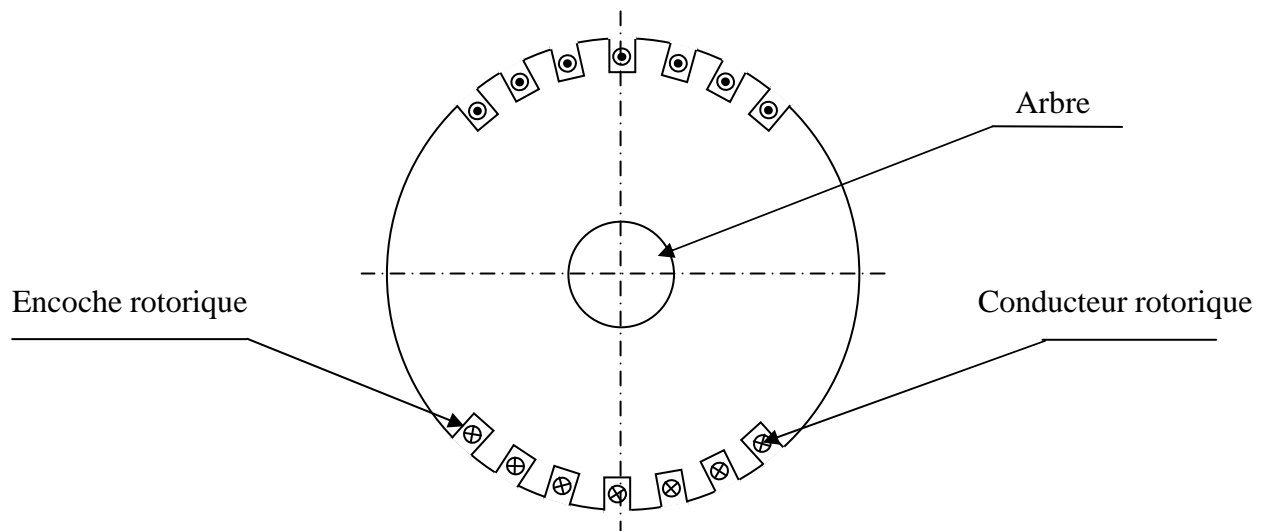


Fig. I. 3. Schéma du rotor à pôles lisses.

**Le rotor à pôles saillants :**

Dans ces machines, l'entrefer n'est pas constant. Il est bien adapté aux machines multipolaires destinées à des vitesses de rotation basses ou moyennes.

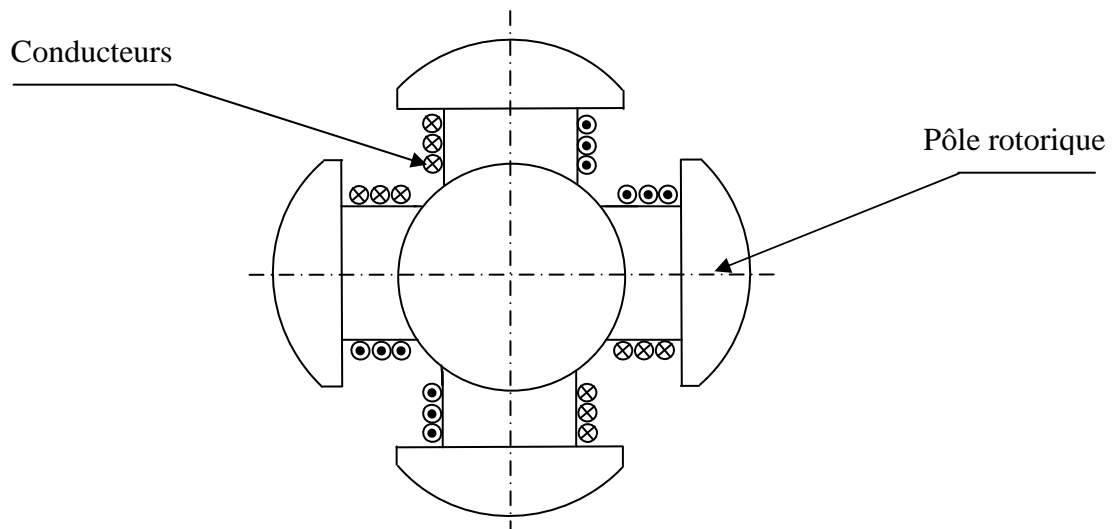


Fig. I. 4. Schéma du rotor à pôles saillants.

### I.1.2. Principe de fonctionnement de la machine synchrone :

Comme toutes les machines tournantes, la machine synchrone est réversible, elle peut fonctionner soit en alternateur soit en moteur.

#### I.1.2.1. Fonctionnement de la machine synchrone en alternateur :

Pour faire fonctionner la machine synchrone en alternateur, on entraîne à une vitesse  $N$  son rotor (excité en courant continu ou à aimants permanent) par une machine auxiliaire et le champ correspondant crée dans les enroulements du stator des forces électromotrices (f.e.m) périodiques dont la fréquence  $f$  dépend de la vitesse d'entraînement et le nombre de paires de pôles [6].

$$N = \frac{60f}{p} \text{ (tr/mn)} \quad [\text{I.1}]$$

**Schéma électrique équivalent :**

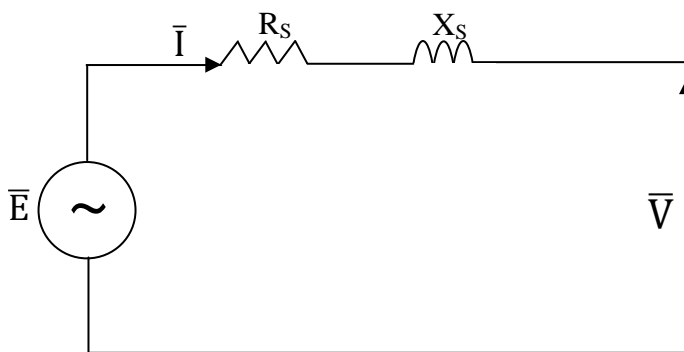


Fig. I.5. Circuit électrique équivalent par phase d'un alternateur.

$$\bar{V} = \bar{E} - (R_s - jX_s)\bar{I} \quad [\text{I.2}]$$

$$\text{Avec } X_s = L_s \cdot \omega \quad [\text{I.3}]$$

$R_s$  : Résistance de l'enroulement statorique.

$L_s$  : Inductance de l'enroulement statorique.

$E$  : La valeur efficace de force électromotrice induite par phase.

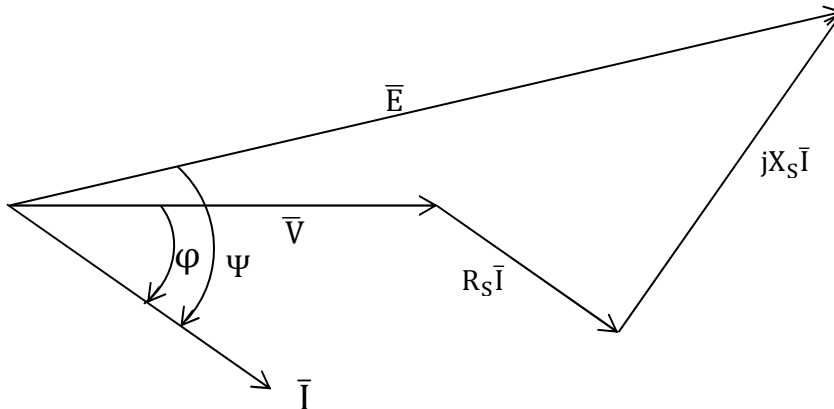
**Diagramme de Fresnel associé :**

Fig. I.6. Diagramme vectoriel de l'alternateur (une phase).

$\varphi$  : Le déphasage entre le courant et la tension aux bornes de la charge.

$\psi$  : Le déphasage entre le courant et la force électromotrice.

**I.1.2.2. Fonctionnement en moteur :**

Lorsque le bobinage statorique du moteur synchrone est connecté à une source de tension triphasée de pulsation  $\omega$ , il est parcouru par des courants triphasés de pulsation  $\omega$ . Ces courants engendrent dans l'entrefer un champ tournant à la vitesse angulaire  $\Omega = \omega/p$ . Le courant continu circulant dans le bobinage rotorique (ou les aimants permanents) engendre un champ magnétique fixe par rapport au rotor. Si ce dernier tourne à la même vitesse que le champ statorique, les deux champs ont tendance à s'aligner l'un en face de l'autre et il en résulte un couple mécanique.

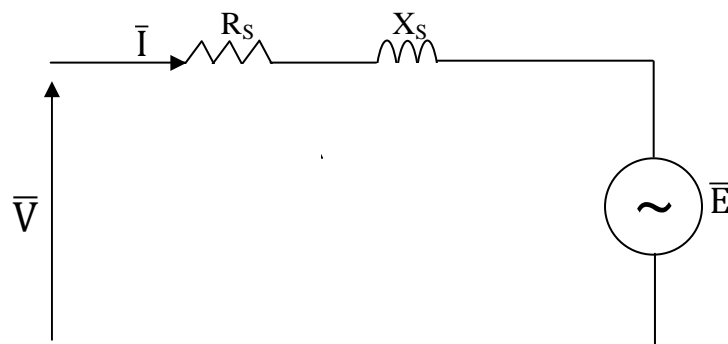
**Schéma électrique équivalent :**

Fig. I.7. Circuit électrique équivalent par phase d'un moteur synchrone.

$$\bar{V} = (R_S + jX_S)\bar{I} + \bar{E} \quad [\text{I.4}]$$

$E$  : La valeur efficace de force contre électromotrice du moteur synchrone.

**Diagramme de Fresnel associé :**

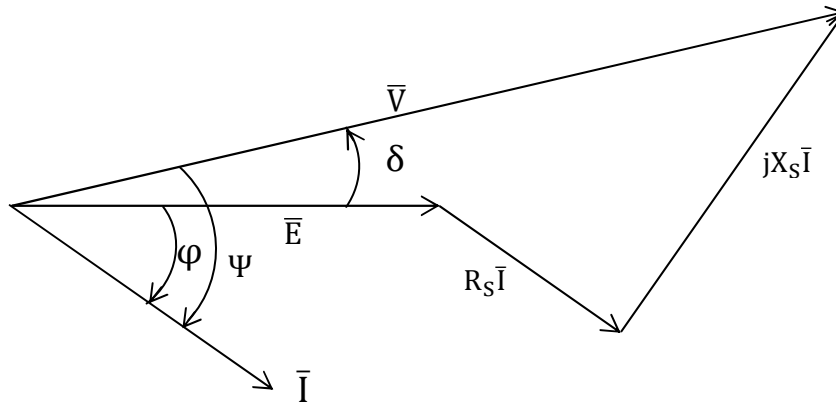


Fig. I.8. Diagramme vectoriel d'un moteur synchrone (une phase).

$\delta$ : Le déphasage angulaire entre le champ rotorique et le champ tournant du stator.

**Expression du couple électromagnétique :**

Le couple électromagnétique développé par le moteur synchrone résulte de l'interaction des deux champs (champ statorique et champ rotorique) [7].

Le moteur synchrone est le siège de trois champs tournants :

$\vec{B}_V$ : Champ magnétique à vide porté par le rotor ;

$\vec{B}_I$ : Champ magnétique induit ;

$\vec{B}_{res}$ : Champ magnétique résultant.

A ces trois champs correspond trois flux magnétiques  $\phi_V$ ,  $\phi_i$  et  $\phi_{res}$ .

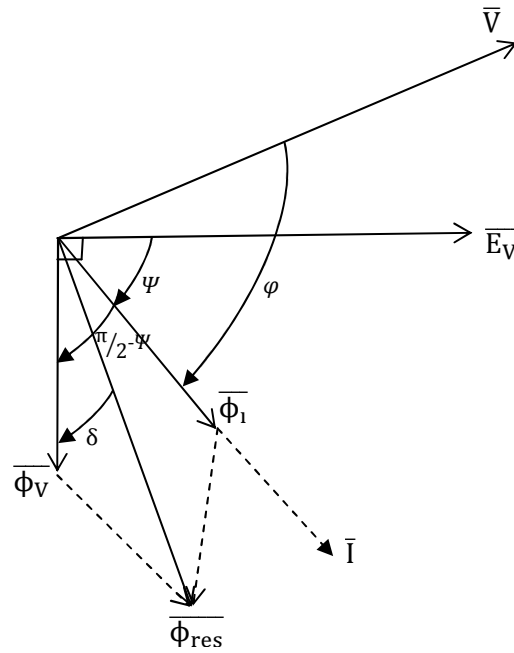


Fig. I.9. Disposition du flux statorique par rapport au flux rotorique.

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{p \cdot 3 \cdot E_v \cdot I \cdot \cos\Psi}{\omega} \quad [I. 5]$$

$$E_v = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} K \cdot f \cdot n_s \cdot \widehat{\phi}_v = \frac{K}{\sqrt{2}} n_s \cdot \omega \cdot \widehat{\phi}_v \quad [I. 6]$$

$$C_{em} = \frac{3 \cdot p \cdot \frac{K}{\sqrt{2}} \cdot n_s \cdot \sqrt{2} \cdot \phi_v \cdot I \cdot \cos\Psi}{\omega} \quad [I. 7]$$

$$C_{em} = p \cdot 3 \cdot K \cdot n_s \cdot \phi_v \cdot I \cdot \cos\Psi \quad [I. 8]$$

$$C_{em} = A \cdot \phi_v \cdot I \cdot \cos\Psi \quad [I. 9]$$

Avec :

$$A = 3 \cdot p \cdot K \cdot n_s \quad [I. 10]$$

Telque :

K : Coefficient de bobinage.

$n_s$ : Nombre de spires d'une phase de l'enroulement statorique.

De l'expression [I.9], il apparaît un mode de contrôle du couple par alimentation à courant imposé. On dispose de trois grandeurs de réglage indépendantes :

- $I$  : la valeur efficace du courant de phase ;
- $\phi_V$  : la valeur efficace du flux à vide par phase, réglable par l'intermédiaire du courant d'excitation  $I_e$  (dans le cas des machines à rotor bobiné) ;
- $\cos\psi$  :  $\psi$  le déphasage entre  $\bar{I}$  et  $\bar{E}_V$  (réglable par autopilotage).

## **I.2. Moteurs synchrones à aimants permanents :**

Dans les machines à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants. En effet le champ d'excitation est créé par des aimants permanents, qui présente l'avantage d'éliminer le système bagues-balais et les pertes joules rotoriques.

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications telque les machines outils, la robotique, les générateur aérospatiaux, la traction électrique...etc.

Le domaine de puissance de la machine synchrone à aimants permanents à l'heure actuelle est de quelques dizaines de kilowatts à cause des limites magnétiques des aimants [5].

### **I.2.1. Les différentes structures du moteur synchrone à aimants permanents :**

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont classés en trois types, en fonction de la disposition des aimants au niveau du rotor :

- a) Le moteur synchrone à aimants collés en surface.
- b) Le moteur synchrone à aimants enterrés à concentration de flux.
- c) Le moteur synchrone à aimants insérés.

Les différentes structures de rotors des machines synchrones à aimants sont respectivement illustrées dans les figures (I.10), (I.11) et (I.12).

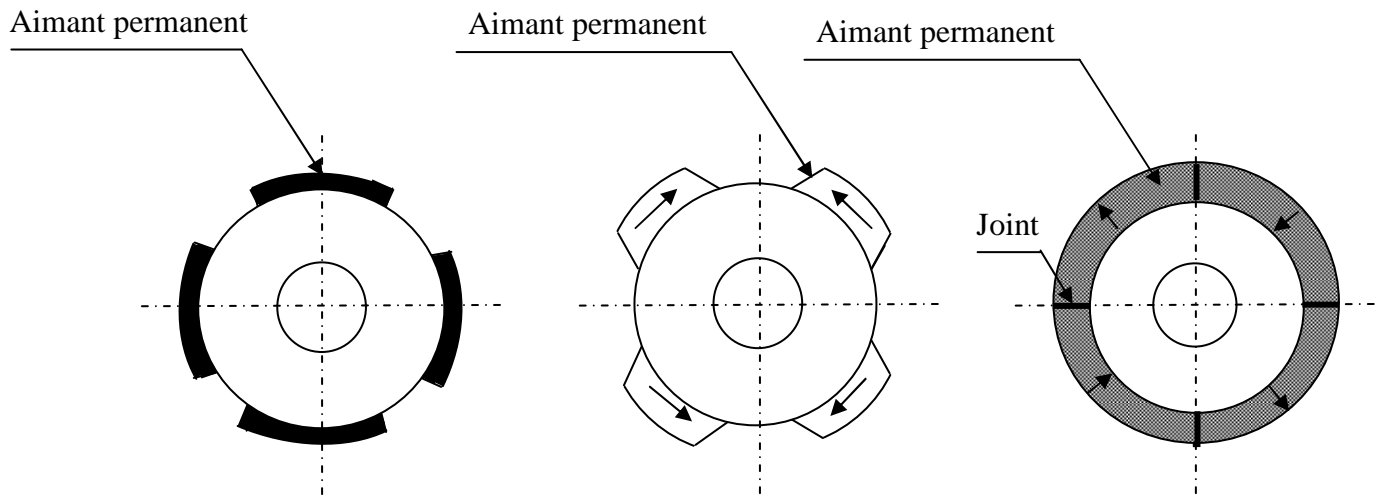


Fig. I.10. Rotors lisses à aimants montés en surface.

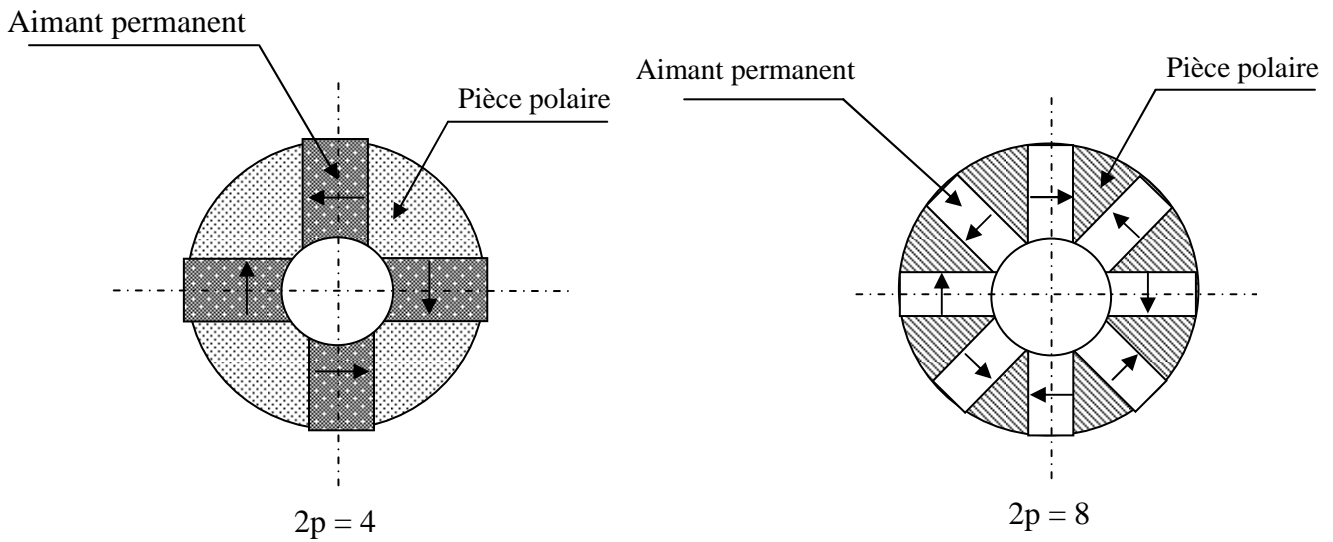


Fig. I.11. Rotors saillants à aimants enterrés à concentration de flux.

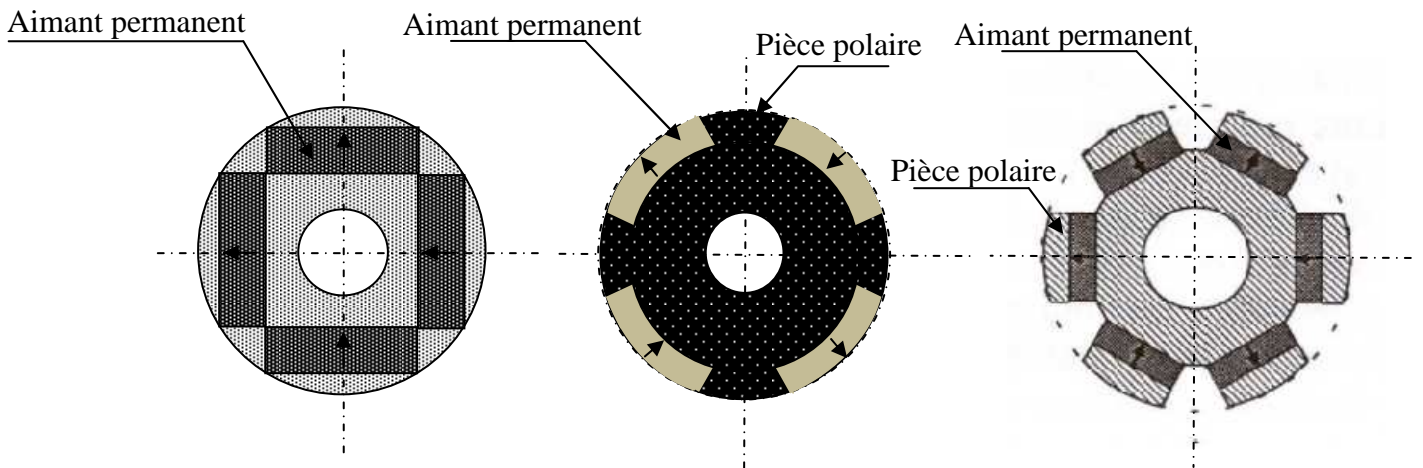


Fig. I.12. Rotor saillants à aimants insérés.

### I.2.2. Les aimants permanents :

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H

(Fig. I.13).

Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente  $B_r$ , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé.
- Le champ coercitif de l'induction  $H_{CB}$  qui est le champ démagnétisant annulant l'induction rémanente, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Le champ coercitif de polarisation  $H_{CJ}$  qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau. La démagnétisation est totale et irréversible.
- Le produit d'énergie ( $BH_{max}$ ) qui définit la valeur énergétique de l'aimant par unité de volume.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres.

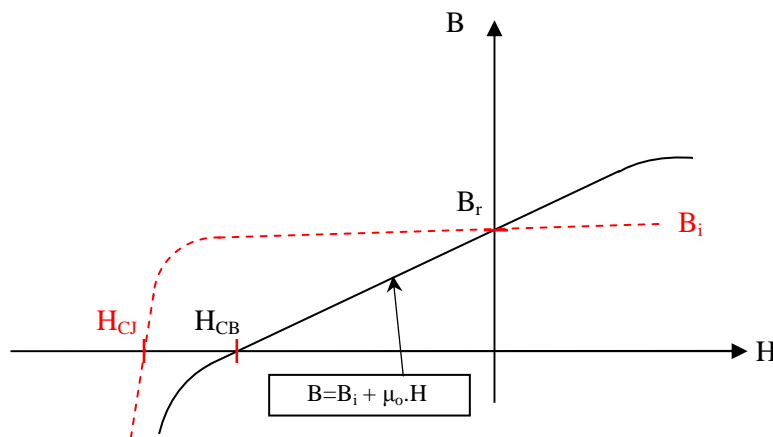


Fig. I.13. Courbe de désaimantation.

Les aimants permanents sont classés dans la catégorie des matériaux durs du fait qu'ils s'aimantent difficilement et résiste à toute désaimantation.

On utilise actuellement quatre principaux types d'aimants, privilégiant soit des performances magnétiques très élevées, soit une stabilité en température [5].

#### - Les ALNICO :

Sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt ou de titane. Ils possèdent une induction rémanente  $B_r$  relativement élevée mais un champ

coercitif faible (Fig. I.14), ce qui réduit leurs utilisations dans les machines électriques malgré une température de Curie relativement élevée.

#### - Les ferrites :

Sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications malgré leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (Fig. I.14). Les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faibles puissances à faible coût.

#### - Les terres rares :

##### • Samarium-cobalt :

Ils sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leurs compositions. De plus, le cobalt est interdit dans certains domaines (automobile notamment) pour des raisons de normes environnementales.

##### • Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) :

Les aimants (Nd-Fe-B) possèdent une aimantation rémanente très élevée et détiennent de ce fait tous les records du produit  $(-B.H)_{\max}$  à température ambiante. Malheureusement, la valeur faible de leur température de Curie limite ses performances.

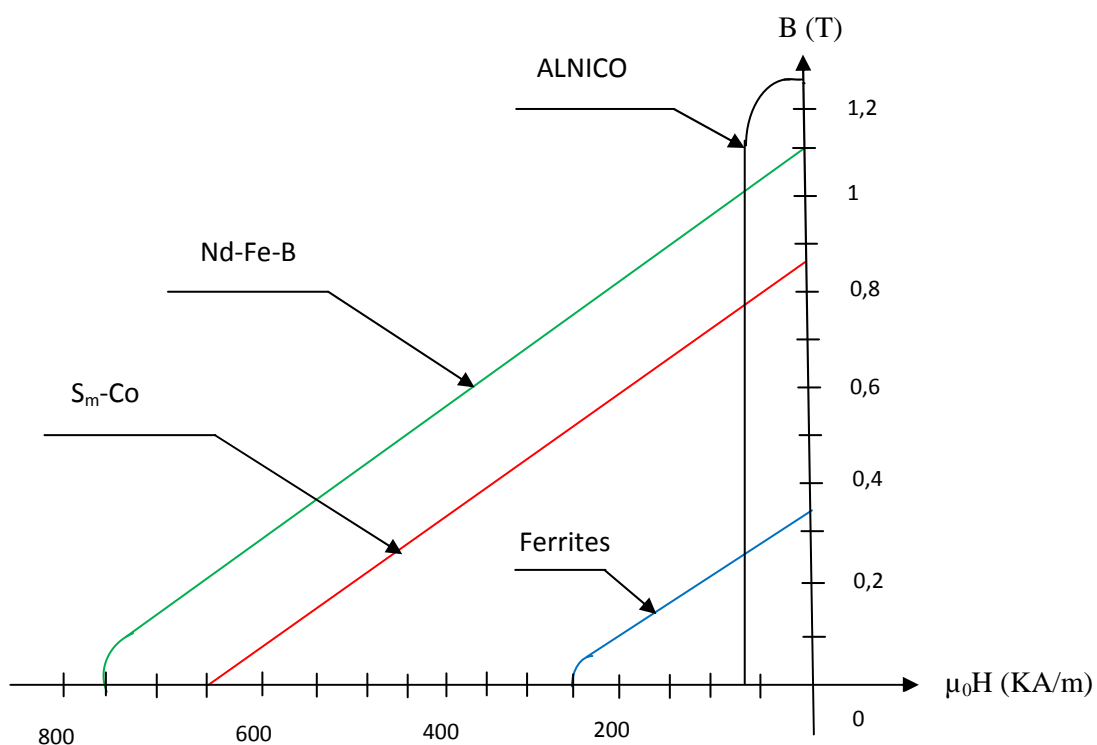


Fig. I.14. Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

### I.2.3. Avantages des moteurs synchrones à aimants permanents.

Lors de la construction des moteurs synchrones à aimants permanents, l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation offrent les avantages suivants :

- Bon rendement (absence de pertes par effet joule au rotor).
- Bon fiabilité, à cause de l'absence de contacte balais-bagues dans ces moteurs.
- Champ magnétique important dans l'entrefer.
- Une meilleure performance dynamique grâce à la faiblesse des inductances statorique due à la largeur importante de l'entrefer (perméabilité des aimants voisine de celle de l'air).
- Une faible inertie et un couple massique élevé.

Ces avantages ont poussé son développement afin de répondre aux exigences grandissantes dans les domaines de positionnement et d'entraînements à performances élevées. Cependant l'inconvénient de ne pas avoir accès au réglage du flux inducteur rend difficile le fonctionnement en survitesse [8].

### I.3. Variation de vitesse des moteurs synchrones, nécessité de l'autopilotage :

Le moteur synchrone tourne à la vitesse  $\Omega = \frac{\omega}{p}$ . Pour faire varier sa vitesse, il faut donc faire varier  $\omega$ , la pulsation du réseau.

Le champ statorique tourne à la vitesse imposée par la fréquence des courants d'alimentation; le champ rotorique (excitation ou aimant) dans le mode de fonctionnement classique est accroché au champ du stator. Plus on demande de couple sur le rotor, plus les deux champs se décalent. Cela est du à la différence entre les dynamiques des deux champs statorique et rotorique. En effet, La dynamique du champ statorique dépend des performances des courants d'alimentation (constante de temps électrique, donc faible). Alors que la dynamique du champ rotorique dépend des performances de masses tournantes beaucoup moins rapides (constante mécanique).

Une variation brusque de la pulsation d'alimentation entraînera une variation tout aussi rapide de la vitesse du champ tournant statorique. Le rotor est soumis à l'inertie du système mécanique, la vitesse de rotation du champ rotorique n'augmentera donc pas aussi vite.

Cela aura pour effet de générer un décalage très important entre les deux champs et donc faire décrocher la machine. Pour résoudre ce problème l'idée essentielle est d'asservir la position du champ rotorique par rapport à celle du champ statorique ou du champ résultant [7].

Cela constitue le mode de fonctionnement dit autopiloté. On impose le décalage angulaire entre les deux champs. On parle alors de moteur synchrone ou de moteur brushless (moteur à courant continu sans balais). C'est une association machine synchrone, convertisseur statique permettant un fonctionnement à vitesse variable à partir d'un réseau fréquence fixe.

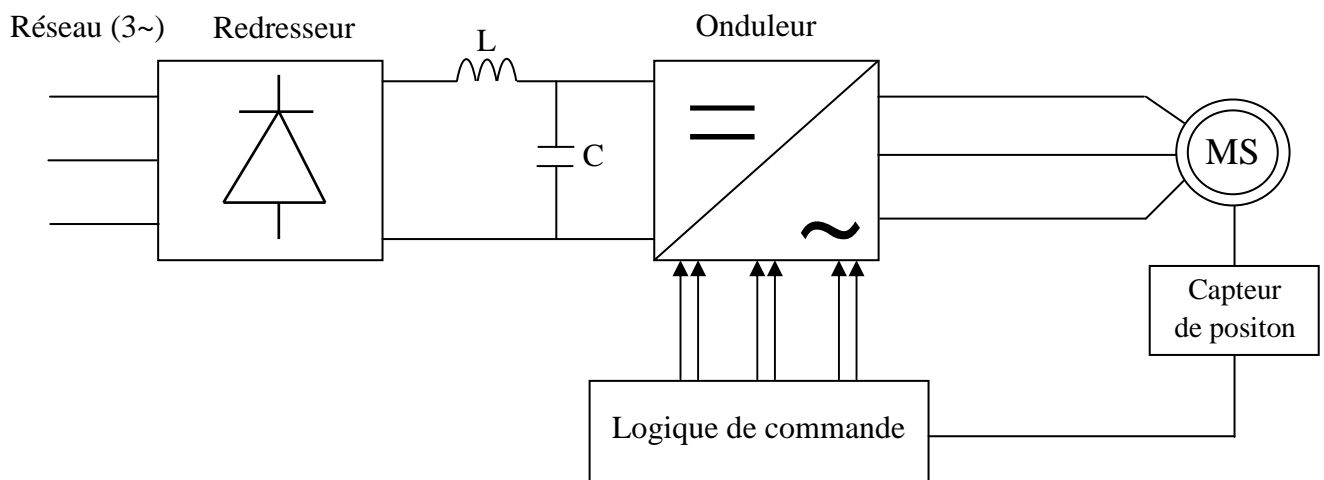


Fig. I. 15. Autopilotage d'un moteur synchrone.

### I.3.1. Influence des formes de courants d'alimentation et des f.é.m sur la forme du couple électromagnétique :

L'expression du couple électromagnétique s'écrit en fonction des courants d'alimentation et des forces électromotrices :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) + e_c(t) \cdot i_c(t)}{\Omega} \quad [I. 11]$$

On peut classer les machines synchrones selon leur f.é.m en deux familles :

- Machines à f.é.m sinusoïdales.
- Machines à f.é.m trapézoïdales.

Nous avons simulé la forme du couple pour les deux familles de machines selon le type d'alimentation (courants sinusoïdaux et en créneaux). Les résultats sont illustrés sur les figures suivantes :

1. Les machines à f.é.m sinusoïdales :

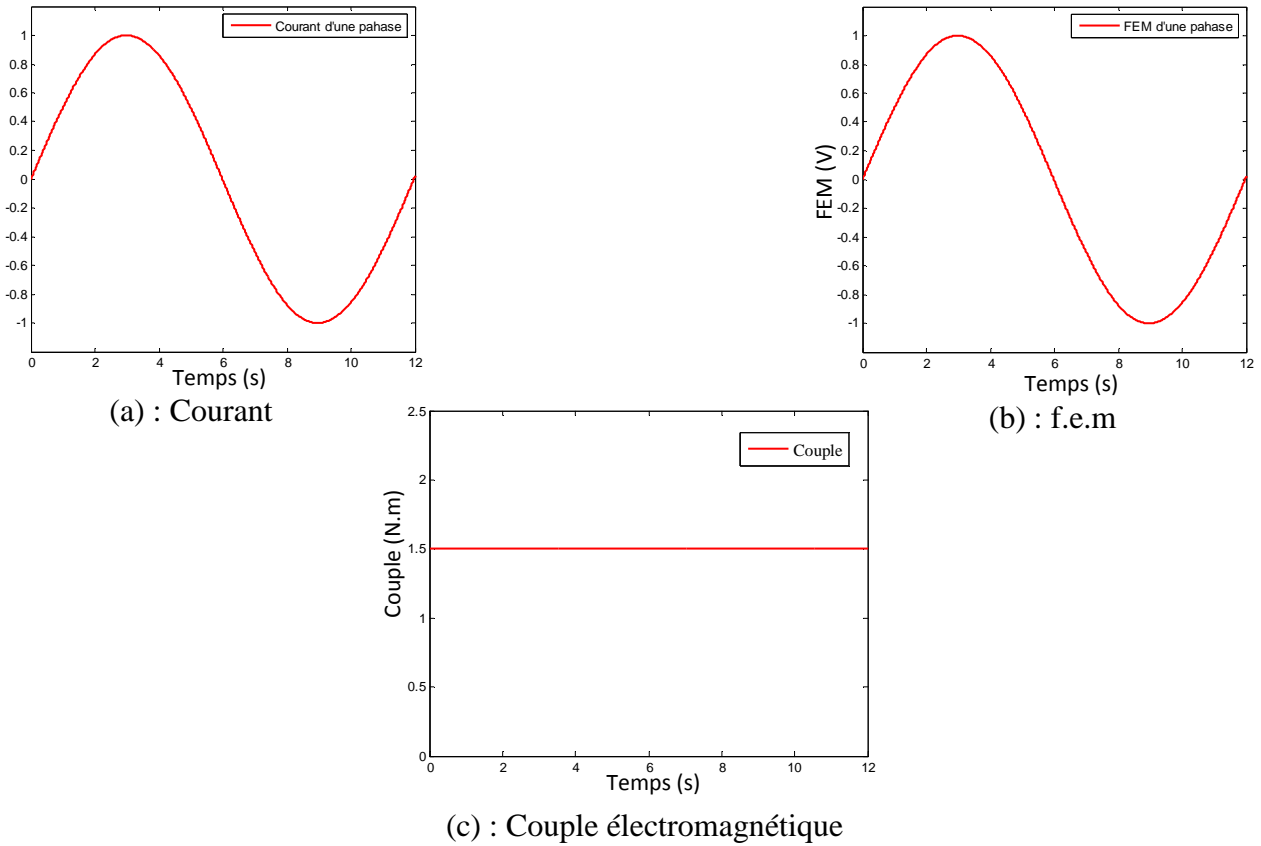


Fig. I .16.Couple obtenu pour des f.e.m sinusoïdales et des courants sinusoïdaux.

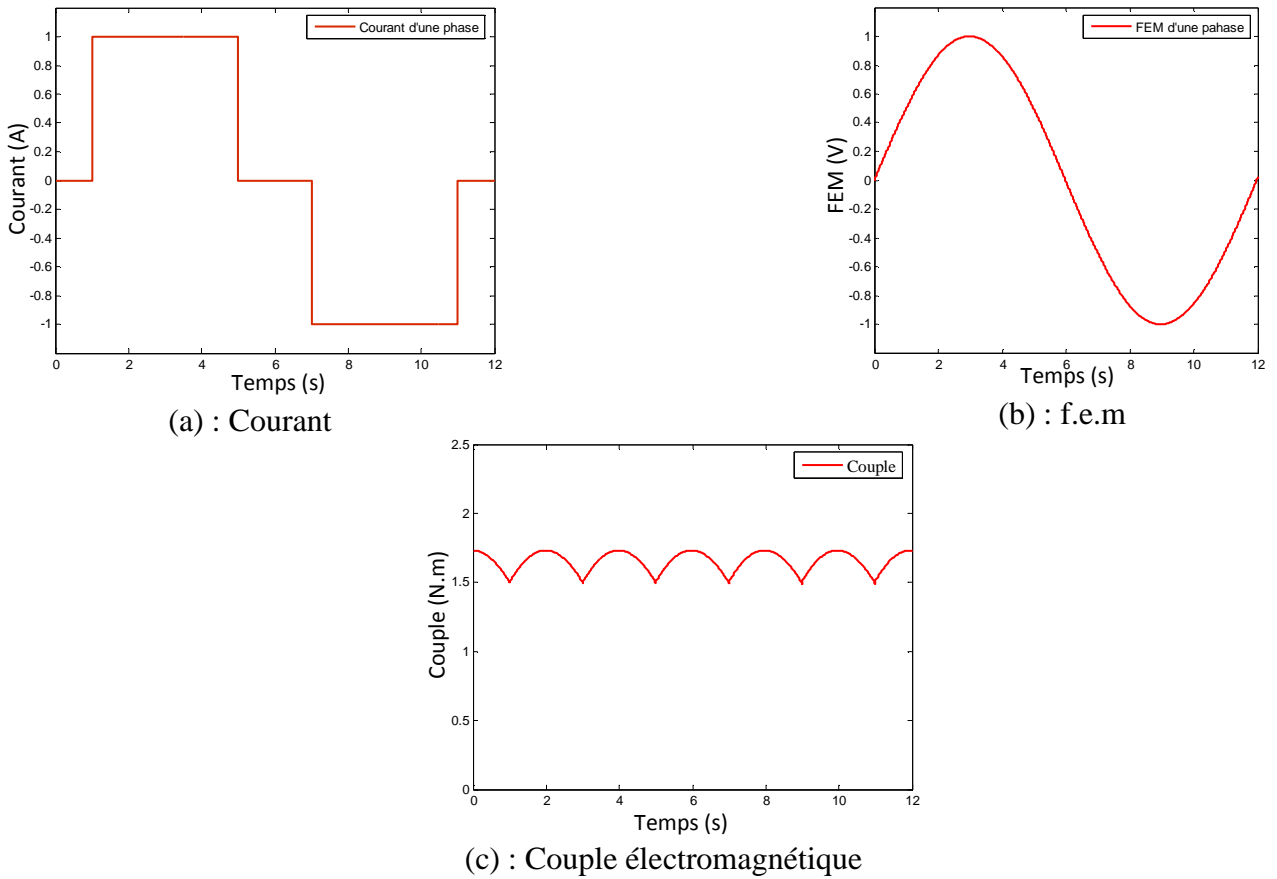


Fig. I .17.Couple obtenu pour des f.e.m sinusoïdales et des courants en créneaux.

2. Les machines à f.e.m trapézoïdales :

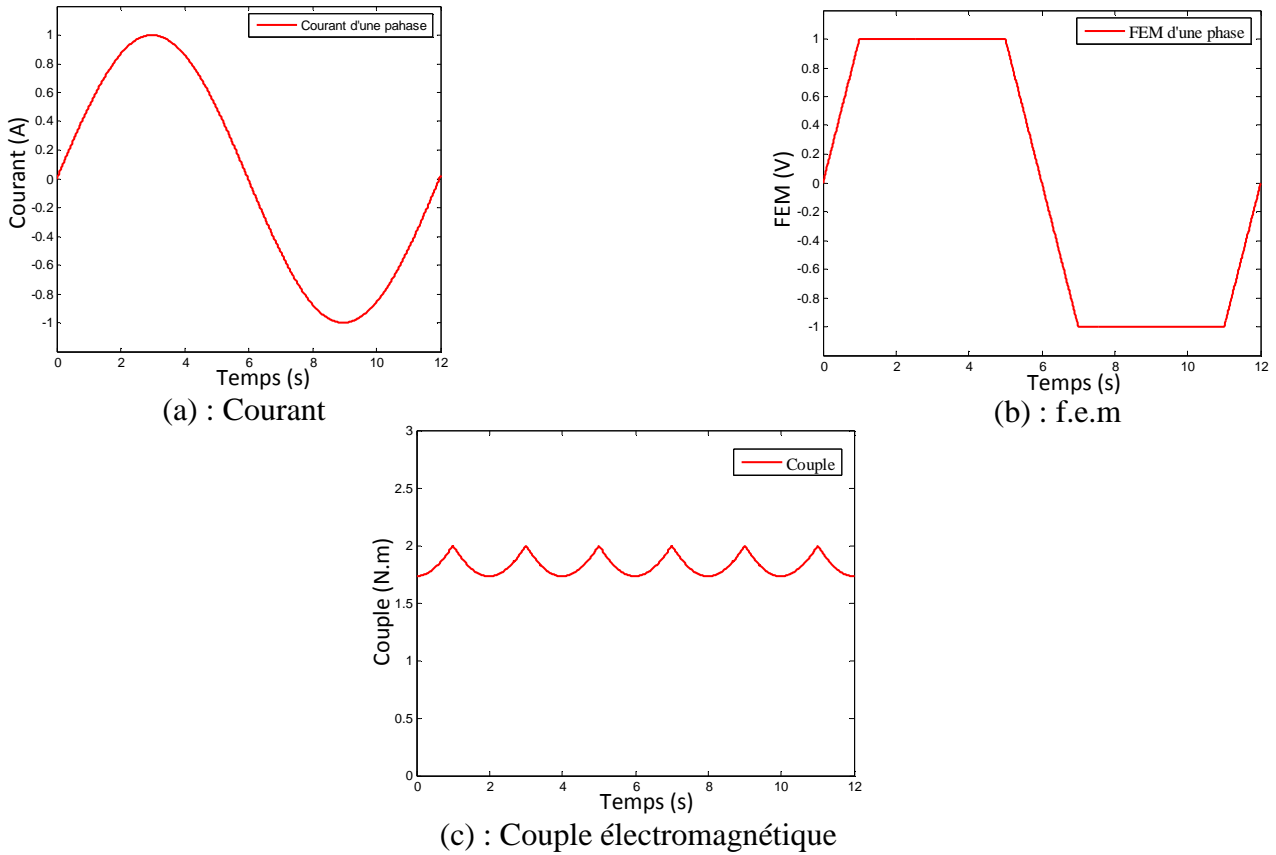


Fig. I .18. Couple obtenu pour des f.e.m trapézoïdales et des courants en sinusoïdaux.

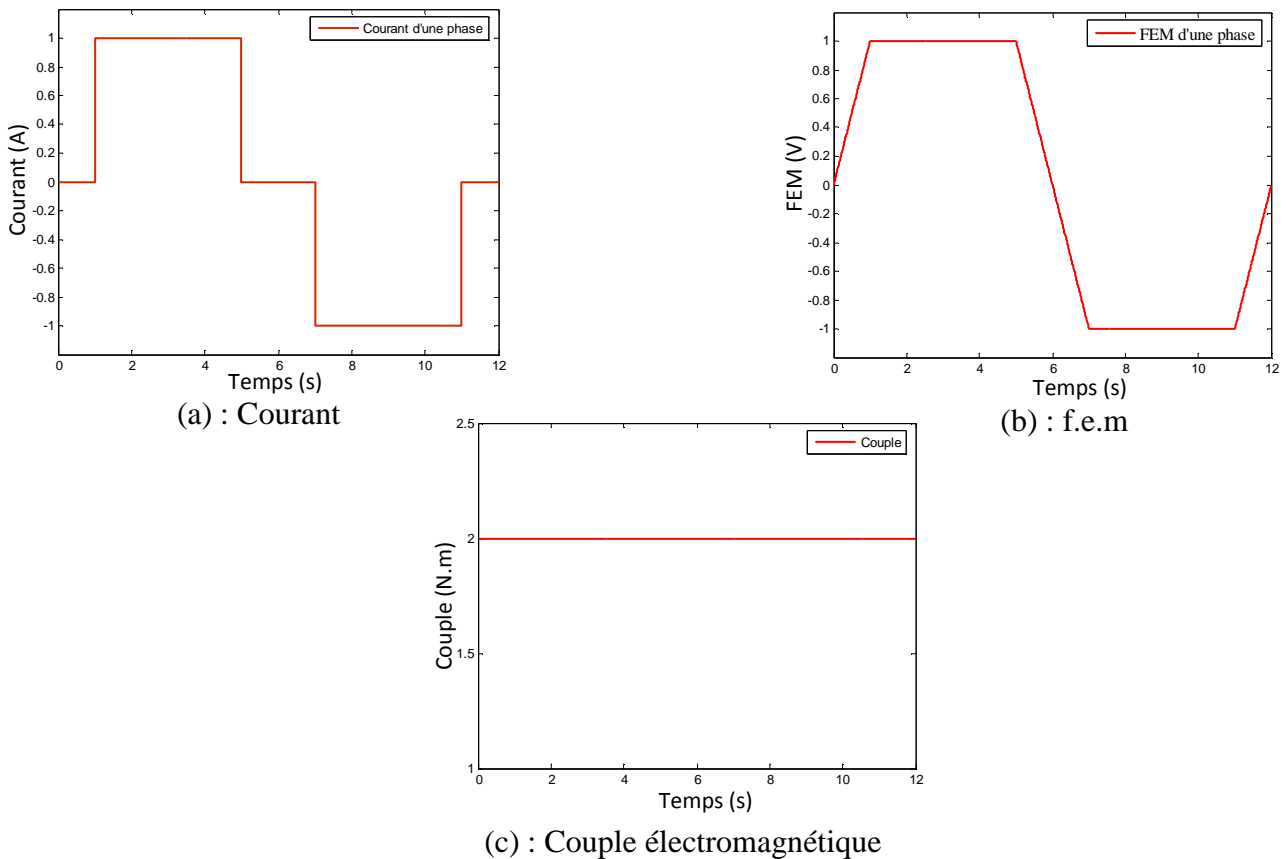


Fig. I .19. Couple obtenu pour des f.e.m trapézoïdales et des courants en créneaux.

D'après les résultats obtenus, il apparaît clairement que pour les machines à f.é.m trapézoïdales la forme des courants la plus adaptée, c'est-à-dire celle qui minimise les ondulations du couple est de type créneaux de  $120^\circ$ , celles-ci est communément appelée BDCM (Brushless Direct Current Motors). De même, pour les machines à f.é.m sinusoïdales, la forme de courant garantissant un couple lisse est de type sinusoïdale, celles-ci est communément appelée PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motors).

Pour ce qui suit, on s'intéressera à la machine à f.e.m trapézoïdale alimentée en créneaux de courant de  $120^\circ$  de type BDCM.

### I.3.2. Alimentation de la BDCM:

Le moteur est alimenté via un onduleur de tension qui convertit un courant d'entrée contenu dans les trois phases en courant alternatif sous forme de créneaux, d'une durée de  $120^\circ$  électrique. Les durées de conduction sont séparées par des interruptions de  $60^\circ$  électrique à courant nul.

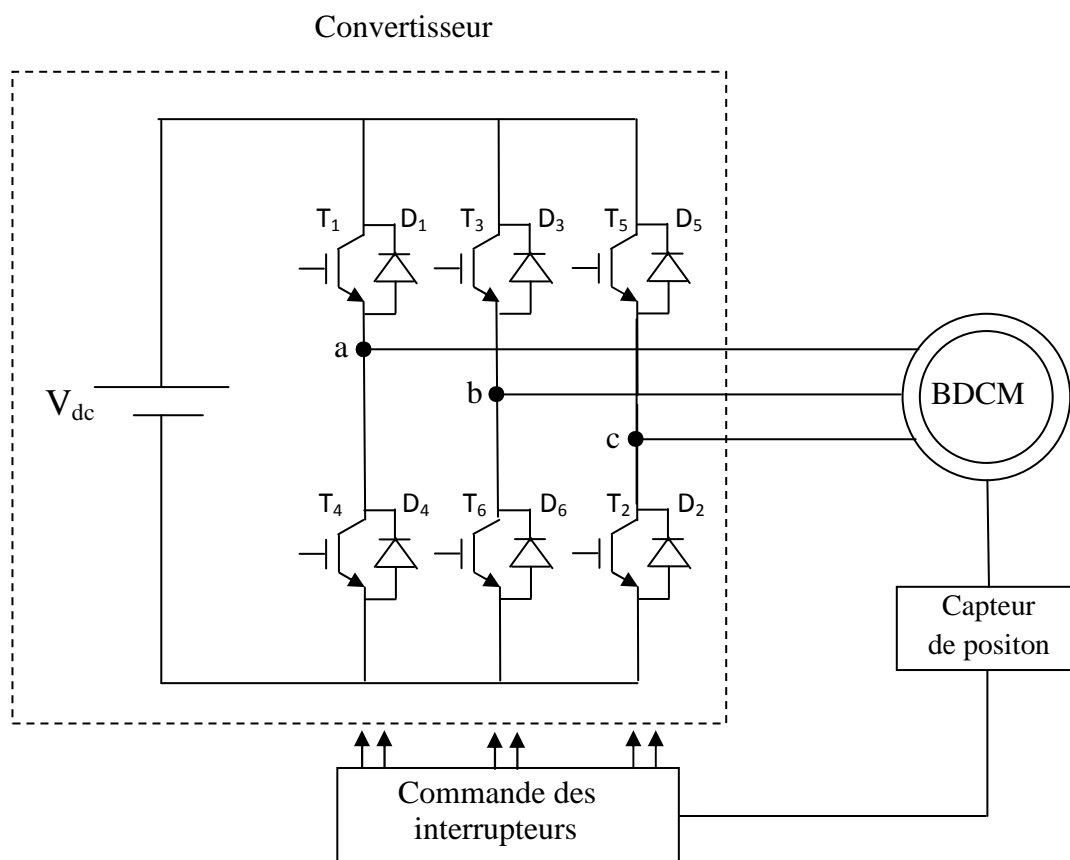


Fig. I .20. Alimentation du moteur synchrone par un onduleur de tension.

Les chronogrammes de l'alimentation en créneaux de courants de 120° pour la BDCM sont représentés sur la figure (I.21).

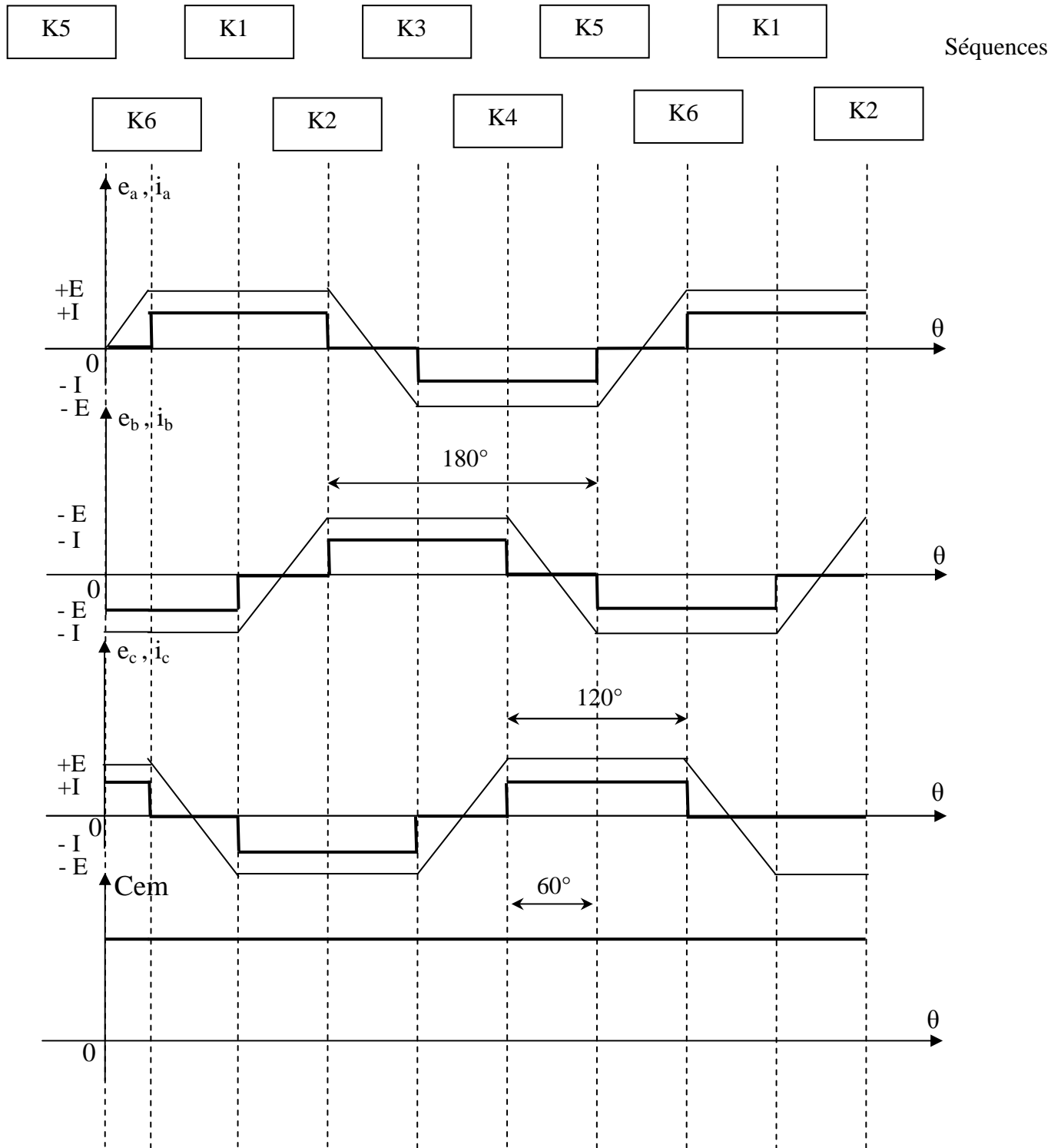


Fig. I.21. Chronogrammes de l'alimentation en créneaux de courants de 120°.

**Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons présenté d'une manière générale les machines synchrones et en particulier les machines synchrones à aimants permanents et nous avons aussi cités les différents types d'aimants ainsi que leurs avantages et inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré au modèle simplifié de l'ensemble Machine-Convertisseur.

# *Chapitre II*

*Modèle simplifié de l'association*

*Convertisseur-BDCM*

## Introduction :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci permet de simuler son comportement et de connaître la forme de chacune de ses grandeurs.

Dans cette partie, nous modélisons et simulons l'ensemble Machine-Convertisseur en posant plusieurs simplifications à savoir la commutation des interrupteurs est instantanée, la f.e.m est idéale, le couple de détente est négligé et les inductances sont considérées constantes. Le modèle de simulation a été développé sous l'environnement Matlab-Simulink.

### II .1. Modélisation du système machine-convertisseur :

Notre système d'étude comporte la machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant, celui-ci est représenté par la figure (II.1).

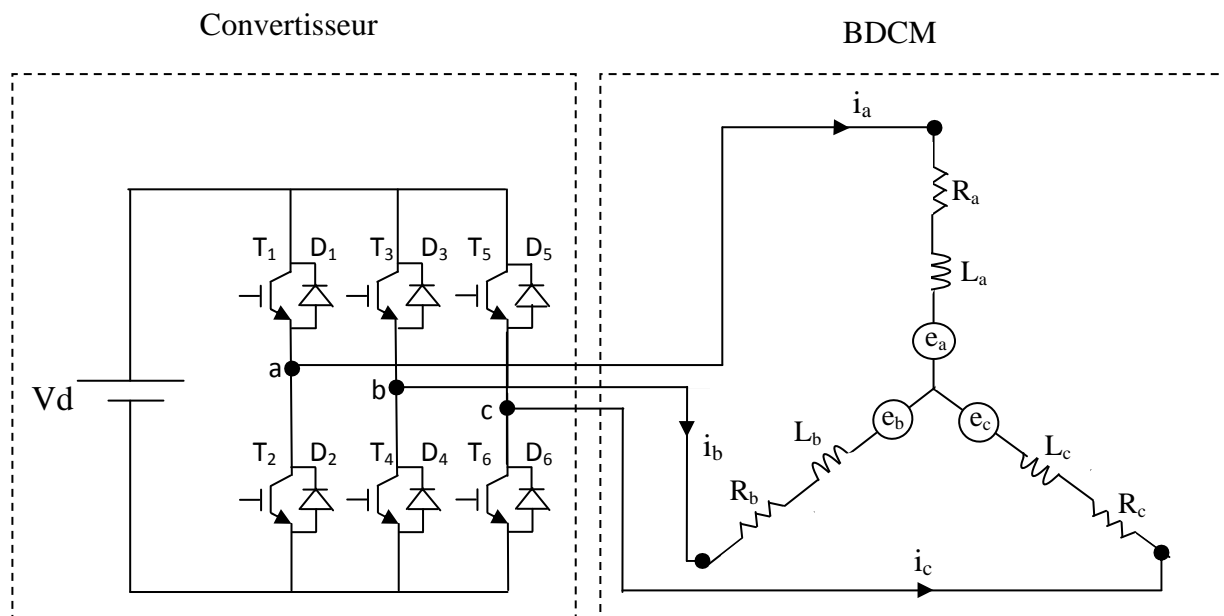


Fig. II .1.Représentation du système machine-convertisseur.

#### II .1.1. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents.

##### II .1.1.1. Hypothèses simplificatrices :

La modélisation du moteur synchrone à aimants permanents est subordonnée par les hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est constant :
  - On néglige l'effet d'encoches ; pas de couple de détente.
  - Le rotor est lisse ; les inductances propres et mutuelles sont constantes.
- Le stator est couplé en étoile.
- Les phases sont supposées symétriques.

### II .1.1.2. Représentation de la f.e.m :

En valeur unitaire la f.e.m d'une phase peut être représentée par la figure suivante :

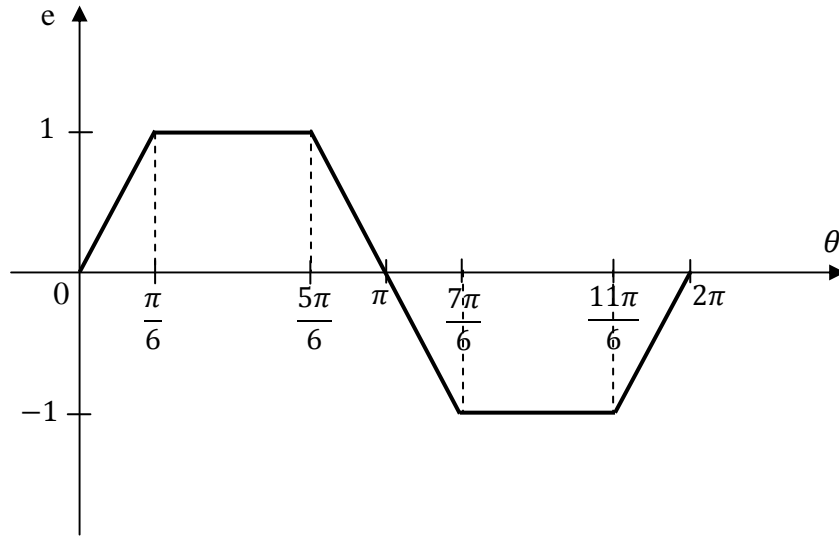


Fig. II.2. La force électromotrice de la phase a en valeur unitaire.

Celle-ci devrait être multipliée par la constante de la machine et par la vitesse pour retrouver la f.e.m d'une phase pour une vitesse donnée.

Les f.e.m des phases b et c sont décalées de  $120^\circ$ .

### II .1.1.3. Mise en équation de la BDCM :

#### a) Equations des tensions :

Les tensions instantanées par enroulement de la machine sont données par :

$$\begin{cases} V_{an}(t) = R_a \cdot i_a(t) + \frac{d\phi_a(t)}{dt} \\ V_{bn}(t) = R_b \cdot i_b(t) + \frac{d\phi_b(t)}{dt} \\ V_{cn}(t) = R_c \cdot i_c(t) + \frac{d\phi_c(t)}{dt} \end{cases} \quad [\text{II. 1}]$$

Les flux totaux des trois phases (a, b et c) :

$$\begin{cases} \phi_a = \phi_{aa} + \phi_{ab} + \phi_{ac} + \phi_{ra} \\ \phi_b = \phi_{ba} + \phi_{bb} + \phi_{bc} + \phi_{rb} \\ \phi_c = \phi_{ca} + \phi_{cb} + \phi_{cc} + \phi_{rc} \end{cases} \quad [\text{II. 2}]$$

$$\begin{cases} \phi_a = L_{aa} \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c + \phi_{ra} \\ \phi_b = M_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + M_{bc} \cdot i_c + \phi_{rb} \\ \phi_c = M_{ca} \cdot i_a + M_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + \phi_{rc} \end{cases} \quad [\text{II. 3}]$$

Avec :

$L_{aa}$ ,  $L_{bb}$  et  $L_{cc}$  : Les inductances propres respectivement des phases a, b et c.

$M_{ab}$ ,  $M_{ac}$  : Inductances mutuelles entre la phase a et respectivement les phases b et c.

$M_{ba}$ ,  $M_{bc}$  : Inductances mutuelles entre la phase b et respectivement les phases a et c.

$M_{ca}$ ,  $M_{cb}$  : Inductances mutuelles entre la phase c et respectivement les phases a et b.

$\phi_{ra}$ ,  $\phi_{rb}$  et  $\phi_{rc}$  : Les flux mutuels entre le rotor et respectivement les phases a, b et c (flux envoyés par l'aimant dans le stator).

Puisque les phases sont symétriques et les inductances sont indépendantes de la position du rotor on aura :

$$L_{aa}=L_{bb} = L_{cc} = L = \text{constante}$$

$$M_{ab} = M_{ba} = M_{bc} = M_{cb} = M_{ac} = M_{ca} = M = \text{constante}$$

$$R_a = R_b = R_c = R = \text{constante}$$

Comme les enroulements des phases sont connectés en étoile, avec un neutre en l'air, alors on peut écrire :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow i_b + i_c = -i_a \quad [\text{II. 4}]$$

$$\phi_a = L \cdot i_a + M \cdot (i_b + i_c) + \phi_{ra} \quad [\text{II. 5}]$$

$$\phi_a = (L - M) \cdot i_a + \phi_{ra} \quad [\text{II. 6}]$$

Posons :

$$L_m = L - M \quad [\text{II. 7}]$$

$L_m$  : Inductance cyclique.

$$\phi_a = L_m \cdot i_a + \phi_{ra} \quad [\text{II. 8}]$$

Les flux des autres phases s'écrivent donc :

$$\phi_b = L_m \cdot i_b + \phi_{rb} \quad [\text{II. 9}]$$

$$\phi_c = L_m \cdot i_c + \phi_{rc} \quad [\text{II. 10}]$$

Donc le système d'équations [II.1] devient :

$$\begin{cases} V_{an}(t) = R \cdot i_a(t) + L_m \cdot \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{d\phi_{ra}(t)}{dt} \\ V_{bn}(t) = R \cdot i_b(t) + L_m \cdot \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{d\phi_{rb}(t)}{dt} \\ V_{cn}(t) = R \cdot i_c(t) + L_m \cdot \frac{di_c(t)}{dt} + \frac{d\phi_{rc}(t)}{dt} \end{cases} \quad [\text{II. 11}]$$

On a aussi :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{ra}(t)}{dt} = \frac{d\phi_{ra}(t)}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = p\Omega \frac{d\phi_{ra}(t)}{d\theta_e} = e_a \\ \frac{d\phi_{rb}(t)}{dt} = \frac{d\phi_{rb}(t)}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = p\Omega \frac{d\phi_{rb}(t)}{d\theta_e} = e_b \\ \frac{d\phi_{rc}(t)}{dt} = \frac{d\phi_{rc}(t)}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = p\Omega \frac{d\phi_{rc}(t)}{d\theta_e} = e_c \end{cases} \quad [\text{II. 12}]$$

D'où :

$$\begin{cases} V_{an}(t) = R \cdot i_a(t) + L_m \cdot \frac{di_a(t)}{dt} + e_a \\ V_{bn}(t) = R \cdot i_b(t) + L_m \cdot \frac{di_b(t)}{dt} + e_b \\ V_{cn}(t) = R \cdot i_c(t) + L_m \cdot \frac{di_c(t)}{dt} + e_c \end{cases} \quad [\text{II. 13}]$$

Le système [II. 13] peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad [\text{II. 14}]$$

A partir des équations ci-dessus, on peut établir le schéma suivant :

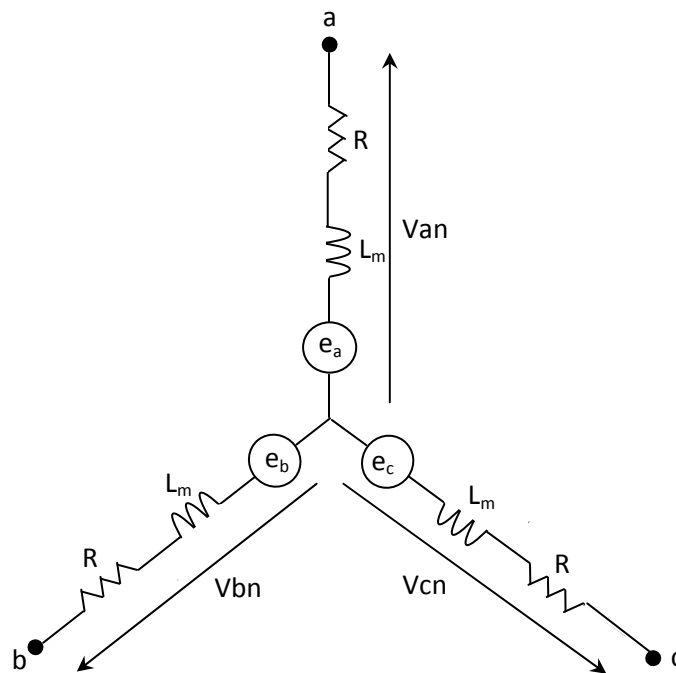


Fig. II.3. Schéma équivalent de la BDCM.

**b) Expression du couple électromagnétique :**

La puissance instantanée absorbée par le moteur s'écrit :

$$P(t) = v_a(t) \cdot i_a(t) + v_b(t) \cdot i_b(t) + v_c(t) \cdot i_c(t) \quad [\text{II. 15}]$$

Dans le cas d'une machine à pôles lisses, cette expression s'écrit :

$$p(t) = R \cdot [i_a^2(t) + i_b^2(t) + i_c^2(t)] + \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left[ \frac{di_a^2(t)}{dt} + \frac{di_b^2(t)}{dt} + \frac{di_c^2(t)}{dt} \right] + e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) + e_c(t) \cdot i_c(t) \quad [\text{II. 16}]$$

Le premier terme représente les pertes Joule statoriques.

Le deuxième terme représente la variation de l'énergie stockée dans l'entrefer et le matériau magnétique.

Le troisième terme représente la puissance électromagnétique développée par la machine [10].

L'expression du couple électromagnétique s'écrit alors :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) + e_c(t) \cdot i_c(t)}{\Omega} \quad [\text{II. 17}]$$

**c) Equation mécanique :**

Elle est donnée par l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad [\text{II. 18}]$$

Avec :

$\Omega$  : La vitesse mécanique du rotor.

$J$  : L'inertie total du système.

$C_r$ : Le couple résistant.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_{em}$ : Le couple électromagnétique.

Le modèle de simulation de la machine sur Matlab-Simulink est représenté par la figure suivante :

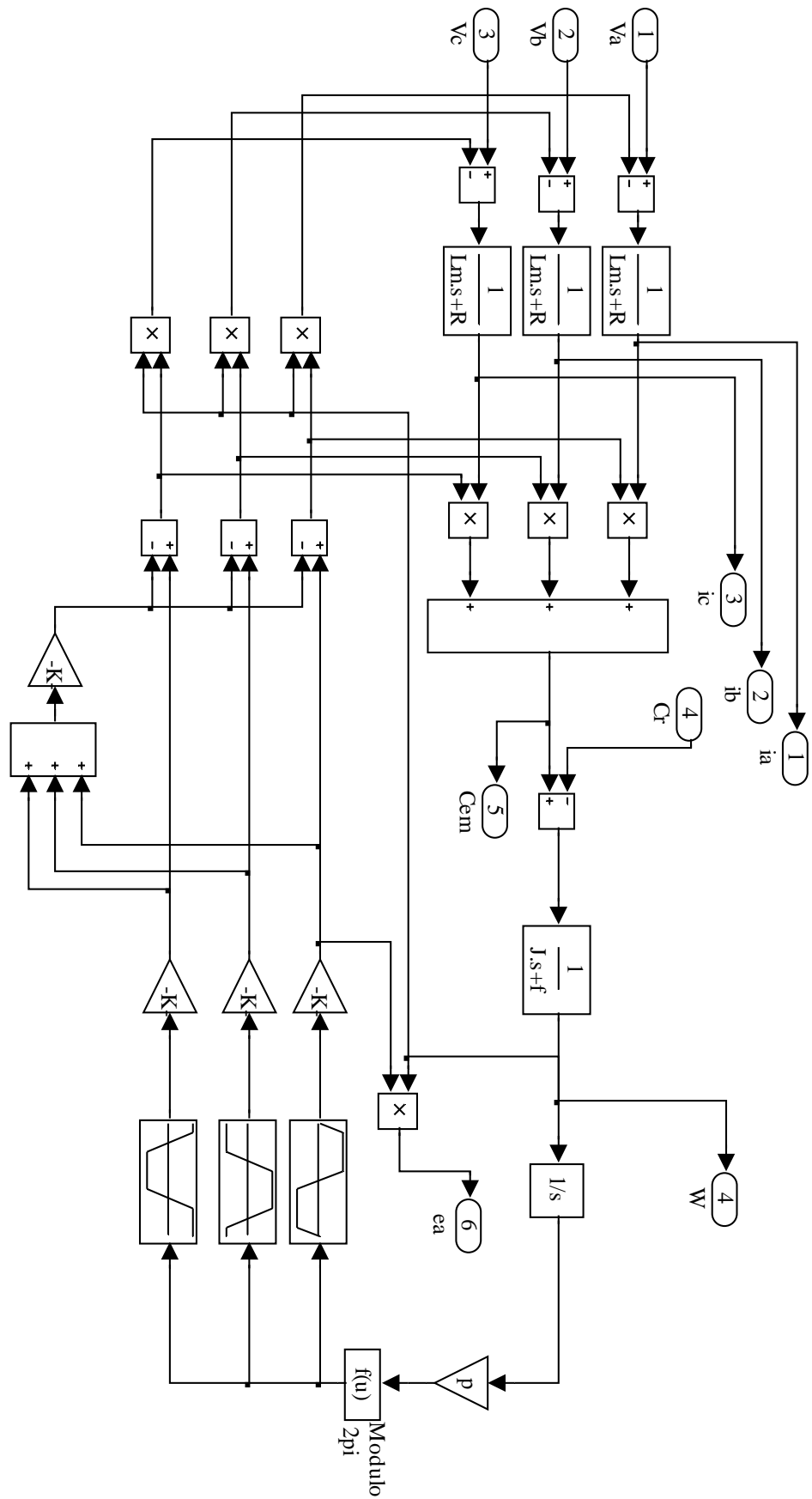


Fig. II. 4. Modèle de simulation de la BDCM sur matlab-Simulink.

### II .1.2. Modélisation de l'onduleur :

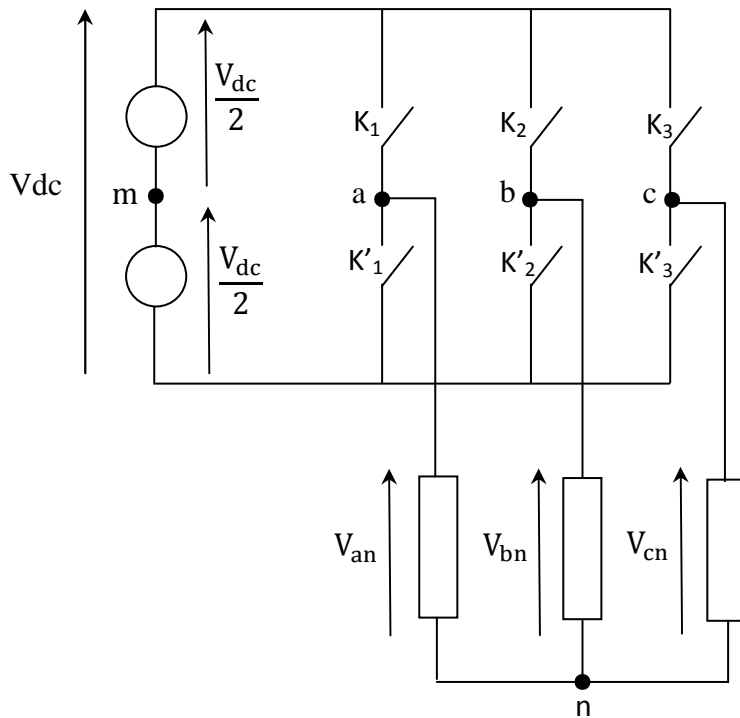


Fig. II.5. Structure de l'onduleur triphasé.

Pour la modélisation de l'onduleur nous prenons encore les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La commutation est instantanée (composants parfaits).
- La chute de tension à l'état passant est nulle.
- La charge triphasée, est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

Nous associons à chaque état de l'interrupteur une fonction logique qui dépend de la commande de l'onduleur.

On appelle  $K_i$  et  $K'_i$  les interrupteurs de l'onduleur,  $C_i$  et  $C'_i$  les fonctions logiques associées ( $i=a, b, c$ ), on a :

- Si  $C_i=1$ , alors  $K_i$  est passant et  $K'_i$  est ouvert.
- Si  $C_i=0$ , alors  $K_i$  est ouvert et  $K'_i$  est passant.

Les tensions de sortie de l'onduleur sont imposées par la commande et elles vérifient la fonction :

$$V_{im} = f_i(C_i) \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad [\text{II. 19}]$$

$i = a, b, c$

$$\begin{cases} V_{am} = (C_a - C'_a) \cdot \frac{V_{dc}}{2} = (2 \cdot C_a - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{bm} = (C_b - C'_b) \cdot \frac{V_{dc}}{2} = (2 \cdot C_b - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{cm} = (C_c - C'_c) \cdot \frac{V_{dc}}{2} = (2 \cdot C_c - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad [\text{II. 20}]$$

$$\begin{cases} V_{an} = V_{am} + V_{mn} \\ V_{bn} = V_{bm} + V_{mn} \\ V_{cn} = V_{cm} + V_{mn} \end{cases} \quad [\text{II. 21}]$$

On somme membre à membre les équations [II. 21], on aura :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{am} + V_{bm} + V_{cm} + 3V_{mn} = 3 \cdot E_h \quad [\text{II. 22}]$$

$E_h$  : Composante homopolaire, due à la présence d'harmonique de rang multiple de trois dans les f.e.m.

$$V_{mn} = E_h - \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm}) \quad [\text{II. 23}]$$

$$V_{mn} = E_h - \frac{1}{3}[(2 \cdot C_a - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2} + (2 \cdot C_b - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2} + (2 \cdot C_c - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2}] \quad [\text{II. 24}]$$

$$V_{mn} = E_h - \frac{V_{dc}}{3}(C_a + C_b + C_c) + \frac{V_{dc}}{2} \quad [\text{II. 25}]$$

Le système d'équations [II. 21] devient :

$$\begin{cases} V_{an} = (2 \cdot C_a - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{3}(C_a + C_b + C_c) + \frac{V_{dc}}{2} + E_h \\ V_{bn} = (2 \cdot C_b - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{3}(C_a + C_b + C_c) + \frac{V_{dc}}{2} + E_h \\ V_{cn} = (2 \cdot C_c - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{3}(C_a + C_b + C_c) + \frac{V_{dc}}{2} + E_h \end{cases} \quad [\text{II. 26}]$$

On aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{V_{dc}}{3}(2 \cdot C_a - C_b - C_c) + E_h \\ V_{bn} = \frac{V_{dc}}{3}(-C_a + 2 \cdot C_b - C_c) + E_h \\ V_{cn} = \frac{V_{dc}}{3}(-C_a - C_b + 2 \cdot C_c) + E_h \end{cases} \quad [\text{II. 27}]$$

Ces équations peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{an} - E_h \\ V_{bn} - E_h \\ V_{cn} - E_h \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{pmatrix} \quad [\text{II. 28}]$$

Le modèle de l'onduleur sous Matlab-Simulink est représenté la figure suivante :

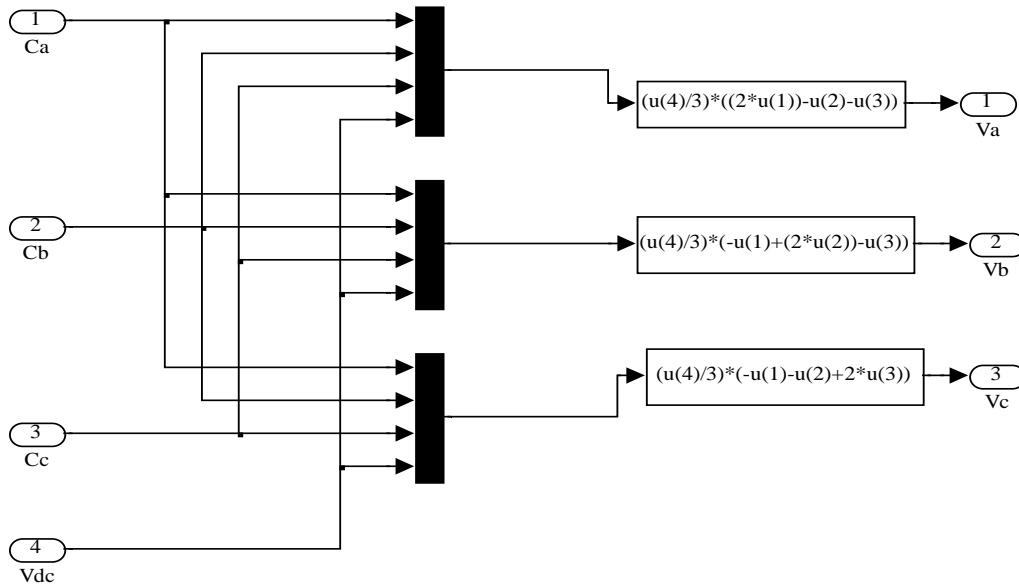


Fig. II. 6. Modèle de l'onduleur sur Matlab- Simulink.

Le tableau [II.1] montre les expressions que prennent les tensions  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$ ,  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  en fonction des états des interrupteurs (ouverture ou fermeture)  $K_1$ ,  $K_2$  et  $K_3$ .

$K_1$	$K_2$	$K_3$	$V_{an}-E_h$	$V_{bn}-E_h$	$V_{cn}-E_h$	$U_{ab}$	$U_{bc}$	$U_{ca}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$
0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$
0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau [II.1] : Etablissement des expressions des tensions en fonction des interrupteurs.

## II. 2. Contrôle des courants par hystérésis :

Le principe de cette méthode est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande c'est-à-dire que si le courant instantané s'écarte de sa référence d'une valeur plus ou moins  $\Delta i/2$ , le régulateur à hystérésis agit de façon à maintenir les courants à l'intérieur d'une bande de courant.

Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références des courants. La sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur de manière à imposer une commutation des interrupteurs lorsque le courant s'écarte de la valeur de référence.

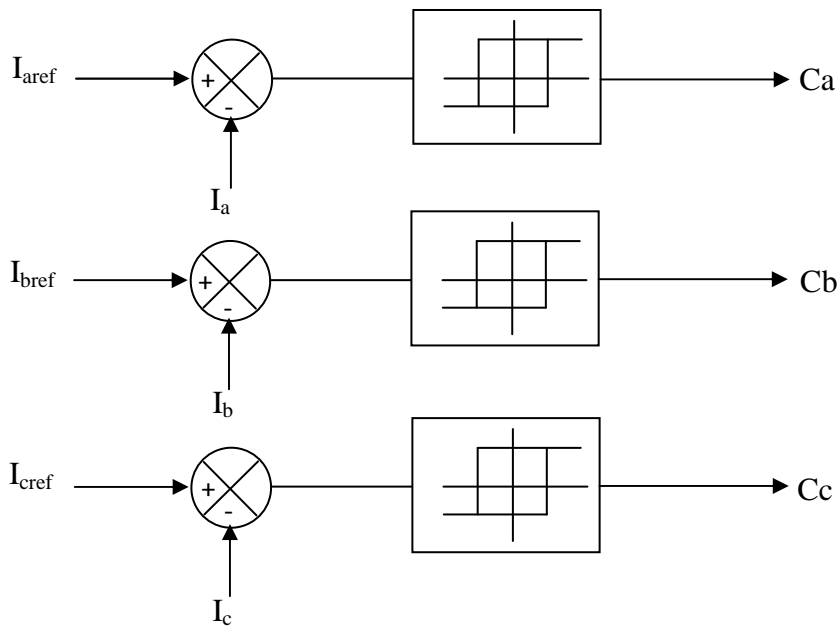


Fig. II.7. Contrôle des courants par régulateur à hystérésis.

## II.3. Simulation du système étudié :

### II.3.1. Paramètres de la machine :

La machine étudiée est un moteur synchrone à aimants permanents Samarium Cobalt recoma 28, avec quatre pôles, 12 encoches et trois phases, les paramètres sont :

- Résistance par phase :  $R=1,25 \Omega$
- Inductance cyclique :  $L_m = 0.0065 \text{ H}$ .

- Coefficient des frottements visqueux  $f= 764 \cdot 10^{-6}$  N.m.s/rd.
- Moment d'inertie propre de la machine :  $J=128 \cdot 10^{-6}$  Kg.m<sup>2</sup>
- Force électromotrice trapézoïdale telle que : Son plateau  $E_{max}=17,2V$  pour une vitesse de rotation  $N=1000$  tr/mn.

Un modèle de simulation de l'ensemble convertisseur-machine, a été élaboré sous Matlab-simulink, celui-ci nous a permis de déterminer les caractéristiques de la machine, telque le couple électromagnétique, les courants, la vitesse de rotation et les tensions.

Le schéma de simulation est représenté sur la figure suivante :

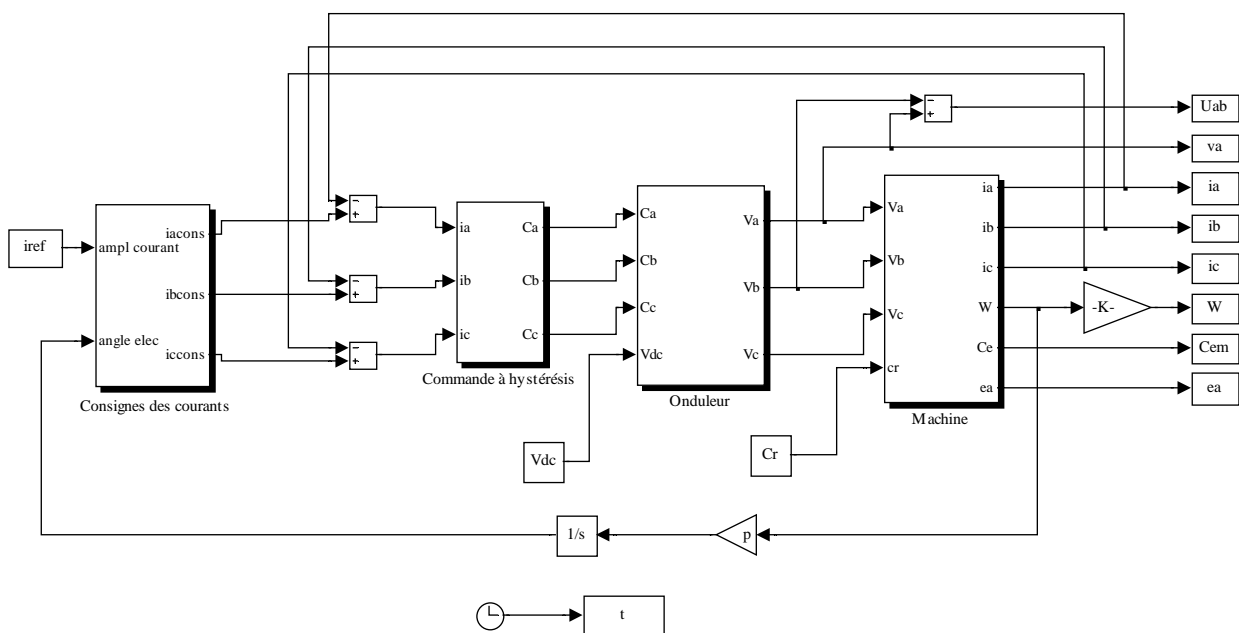


Fig. II.8. Modèle de simulation du système machine-convertisseur sur Matlab-Simulink.

La simulation du système a été effectuée dans les conditions suivantes :

- Une couple de charge,  $Cr= 1,5$  N.m.
- Une tension d'entrée de l'onduleur,  $V_{dc}=190$  V.
- Courant de référence, avec un plateau  $iref=4.8$  A.

Après simulation, nous avons obtenu les résultats suivants :

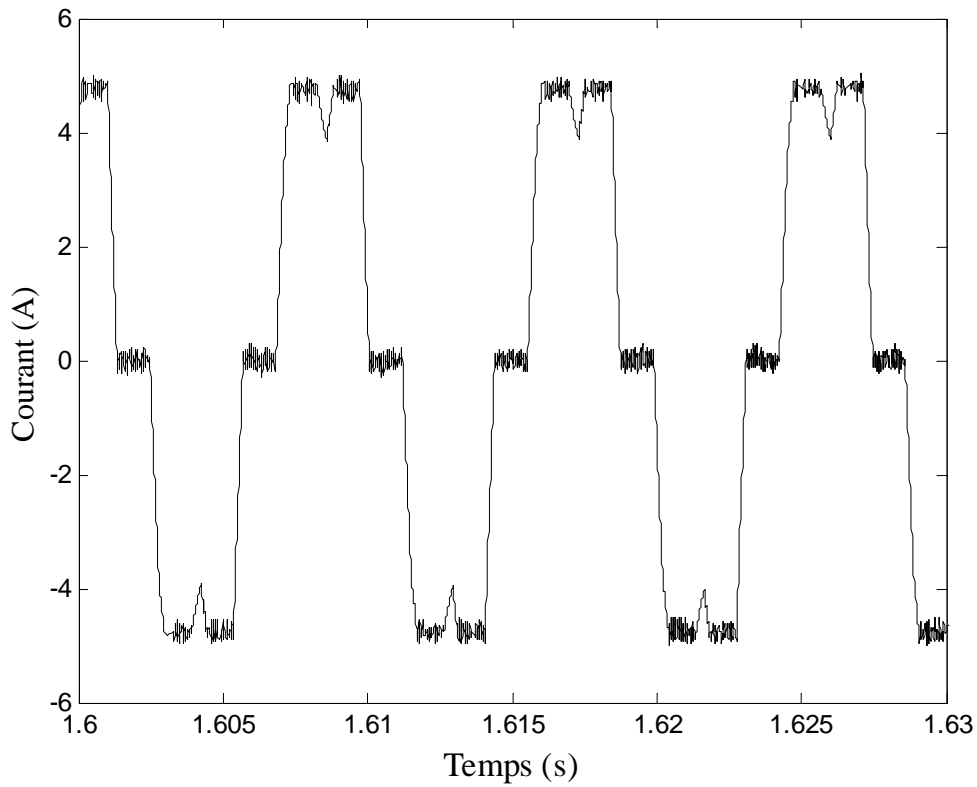


Fig. II.9. Courant d'une phase

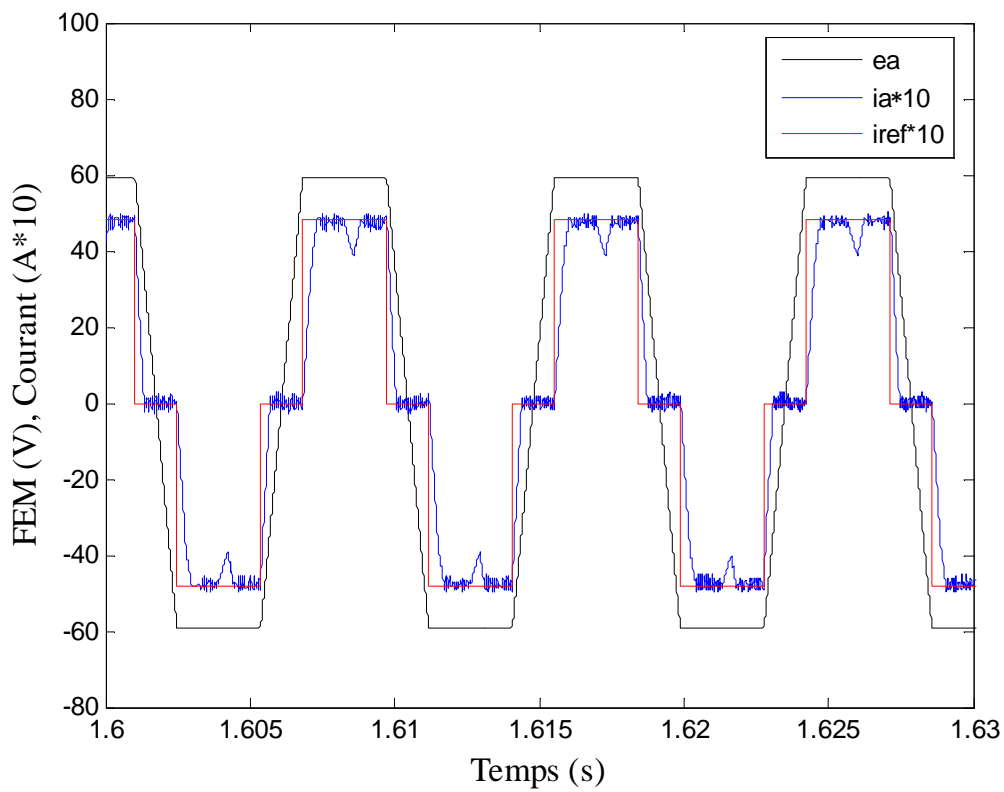


Fig. II.10. Superposition du courant de référence, courant d'une phase et la f.e.m en régime permanent.

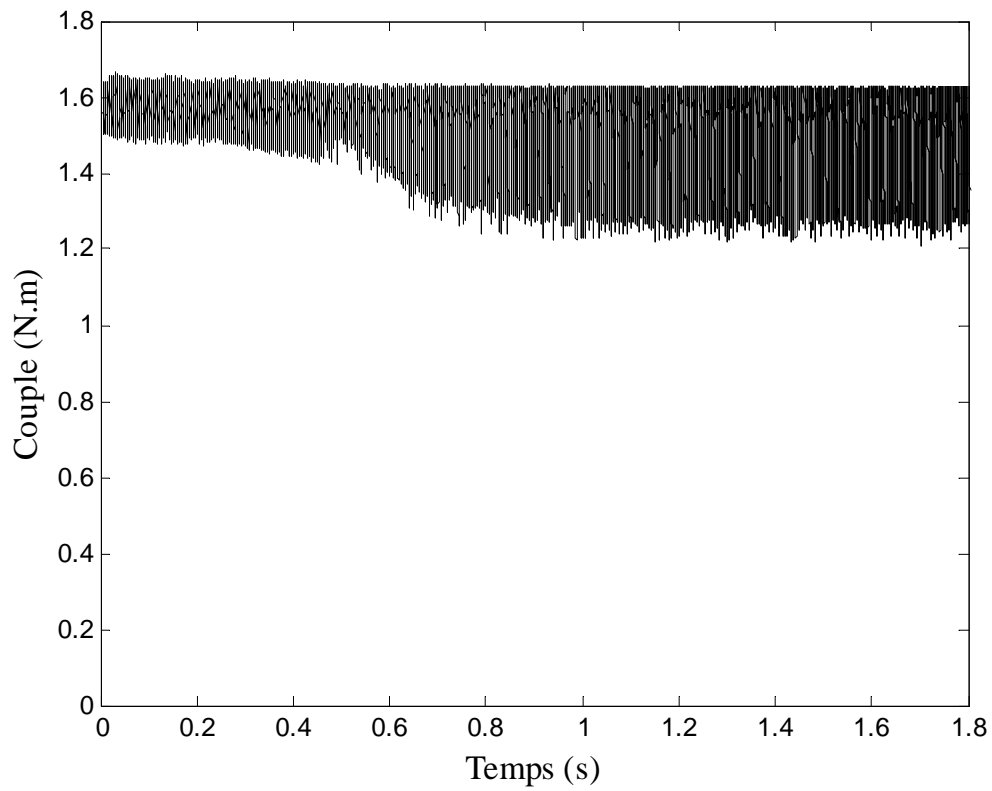


Fig. II.11. Variation du couple électromagnétique.

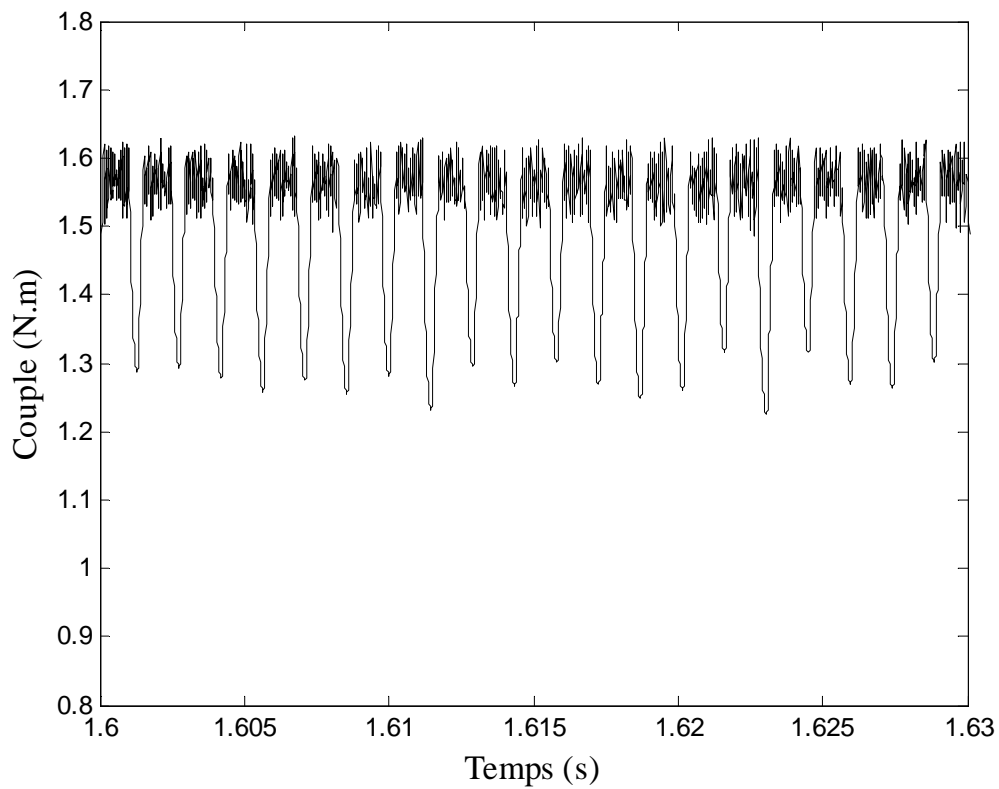


Fig. II.12. Zoom sur le couple en régime permanent

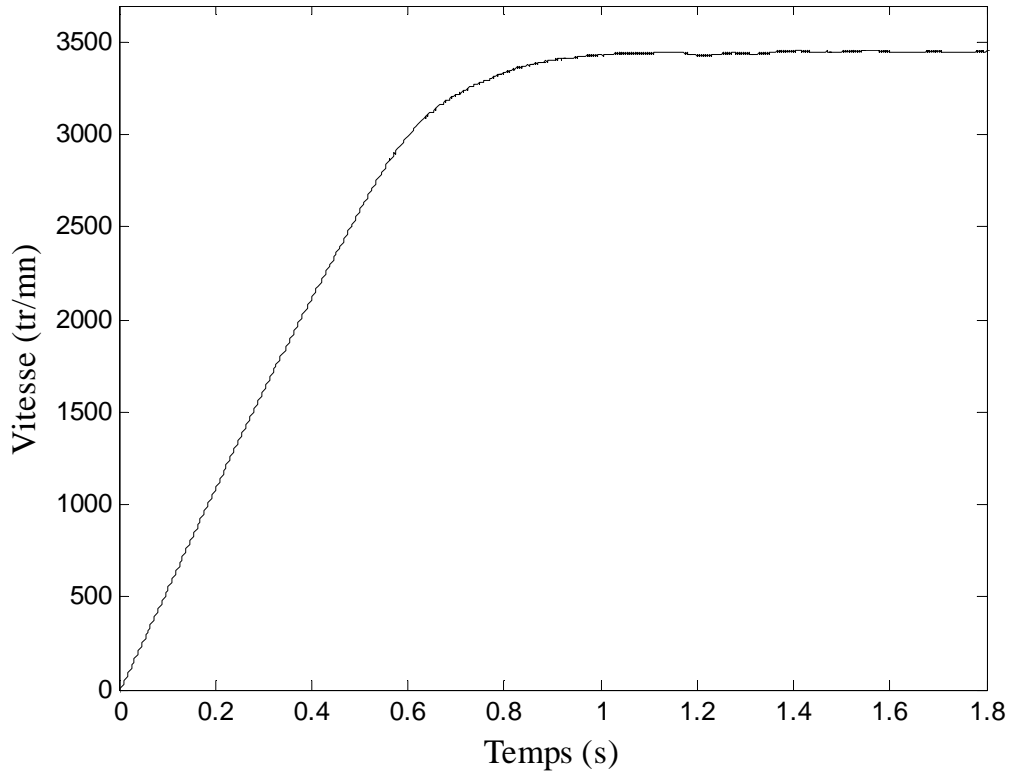


Fig. II.13. Vitesse de rotation.

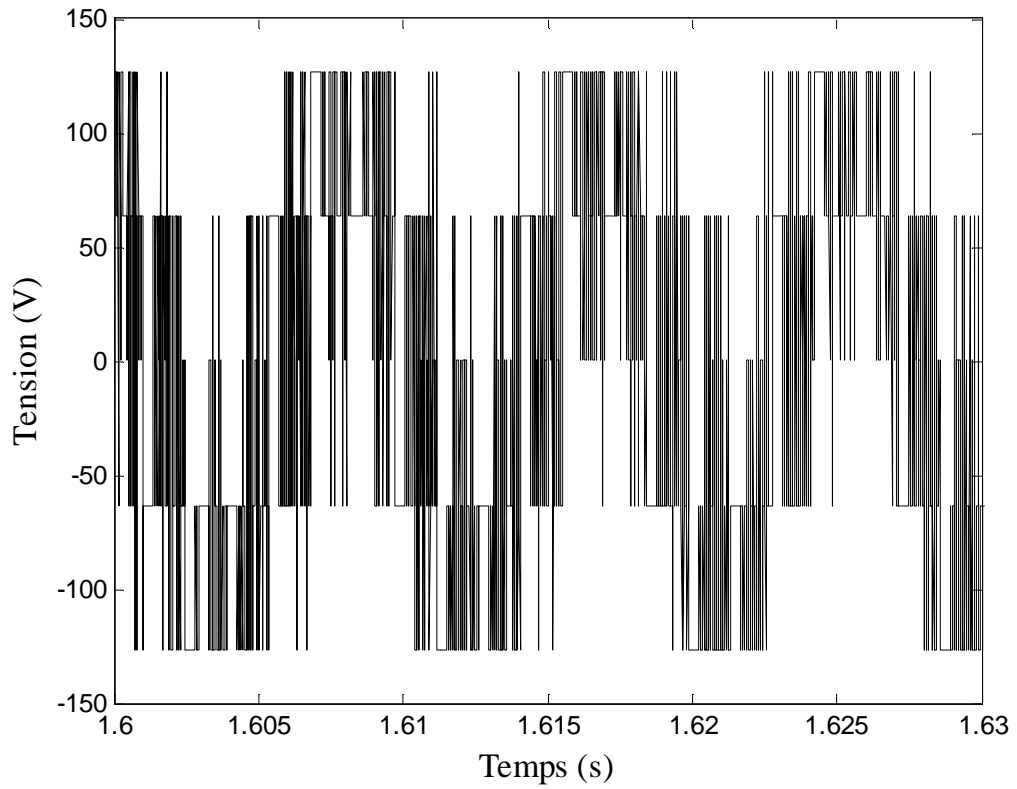


Fig. II.14. Tension simple.

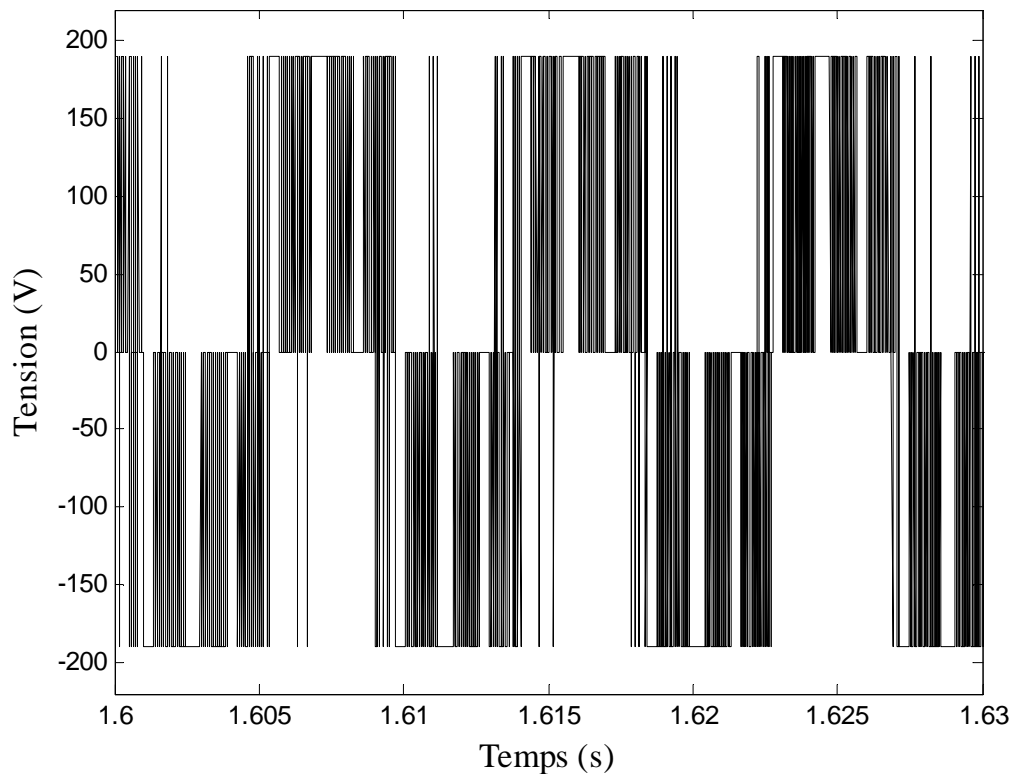


Fig. II.15. Tension composée.

### II.3.3. Interprétation des résultats obtenus :

La figure (II.9) montre la forme du courant de phase, qui oscille au tour du courant de référence ( $i_{ref}=4.8A$ ). Sa forme présente des durées de conduction de  $120^\circ$  électrique alternées par des interruptions de  $60^\circ$  électrique. Ce courant diffère de celui en créneaux idéaux à cause du contrôle par hystérésis, qui ne laisse pas le courant instantané s'écarter de sa référence d'une valeur plus ou moins  $\Delta i/2$ , mais ce contrôle est caractérisé par des fréquences de commutation très élevées ainsi que par des courants lors de la commutation dépassant les limites de la bande à hystérésis.

Sur la figure (II.10) nous donnons une superposition de la f.e.m, du courant de phase et du courant de référence. Le produit des courants de phase par les f.e.m correspondantes donne l'image du couple électromagnétique de la machine illustré par les figures (II.11). La simulation montre que les déformations au niveau du courant influent directement sur les ondulations du couple de la machine (Fig. II.12). En régime permanent le taux d'ondulation du couple peut être calculé par l'expression suivante :

$$\tau(\%) = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\text{moy}}} \cdot 100 \quad [\text{II. 29}]$$

$$\text{telque: } \tau(\%) = \frac{1,63 - 1,26}{1,5} \cdot 100 = 24,67 \%$$

**Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons établi les équations générales permettant la simulation sous l'environnement Matlab-Simulink de l'ensemble Machine-Convertisseur.

Les résultats de simulation, montrent le couple électromagnétique présente des ondulations dues aux déformations au niveau du courant pendant les périodes de commutation avec un taux de 24,67 % qui est relativement élevé. Finalement la phase de commutation échappe au contrôle imposé sur les courants.

Dans la suite de ce travail, nous proposons un modèle physique du système qui tient compte du maximum d'imperfections à savoir celles du convertisseur et de la machine.

*Chapitre III*  
*Modèle physique de*  
*l'ensemble*  
*Machine-Convertisseur*

**Introduction :**

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté et simulé sur Matlab-Simulink un modèle simplifié du système machine-convertisseur.

Au cours de ce chapitre, nous proposons un modèle (physique) plus approprié qui tient des imperfections des interrupteurs de l'onduleur et des imperfections de la machine (présence du couple de détente, variation des inductances propres et mutuelles et forme réelle de la f.e.m). Ce modèle est réalisé sur l'environnement Matlab-SimPowerSystems.

**III. 1. Modèle physique de l'onduleur :**

L'onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors IGBT, est le cœur de l'organe de commande du moteur synchrone à aimants permanents. Il est constitué de trois bras, de deux transistors pour chacun. Chaque transistor est monté en anti parallèle avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs doivent être contrôlés de manière complémentaire [03]. En plus de ces interrupteurs, l'onduleur de tension est muni d'un circuit snubber (circuit d'aide à la commutation) pour protéger les composants contre les variations brusques de tension.

**III. 1.1. Généralités sur le transistor IGBT :**

Le transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar ou en français transistor bipolaire à grille isolée), est un interrupteur commandé à l'ouverture et à la fermeture. Sa structure est représentée par la Figure (III.1), elle est obtenue à partir d'une sorte d'association entre le transistor MOSFET et le transistor bipolaire.

Du point de vue utilisation, l'IGBT associe les avantages des transistors MOSFET (commande en tension, commutations rapides et énergie de commande faible) et ceux des transistors bipolaires (tensions très élevées au blocage et courants élevés à la conduction).

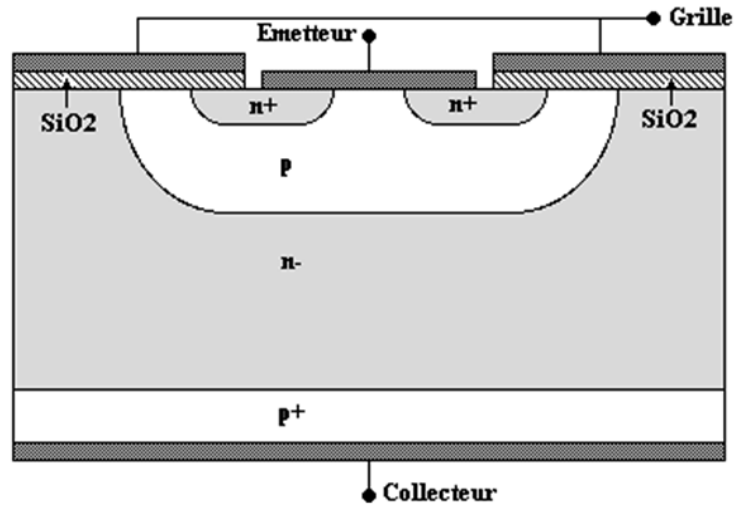


Fig. III.1. Structure du transistor IGBT.

**III. 1.1.1. Symbole et schéma équivalent :**

Sur la figure (III.2) nous donnons les symboles utilisés pour un transistor IGBT, la figure (III.3) représente son schéma équivalent.

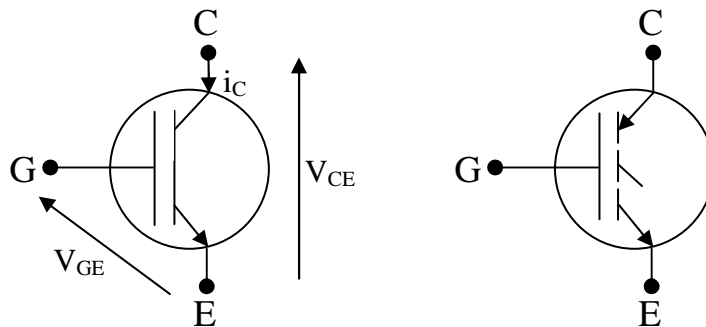


Fig. III. 2. Symboles du transistor IGBT.

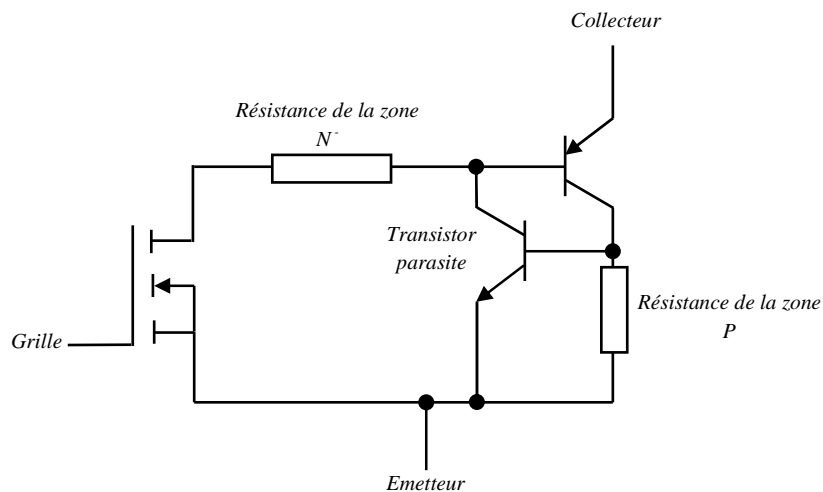


Fig. III.3. Schéma équivalent du transistor IGBT.

**III. 1.1.2. Caractéristique statique :**

La figure (III.4) représente les caractéristiques donnant le courant  $i_C=f(V_{CE})$  pour différentes valeurs de la tension de commande  $V_{GE}$

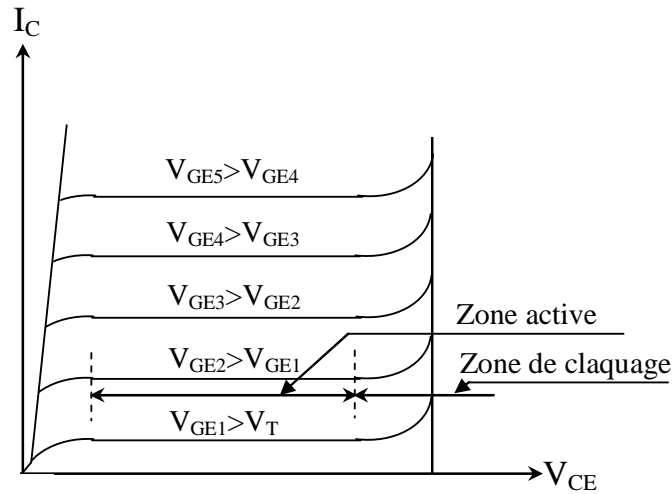


Fig. III.4. Caractéristique statique du transistor IGBT.

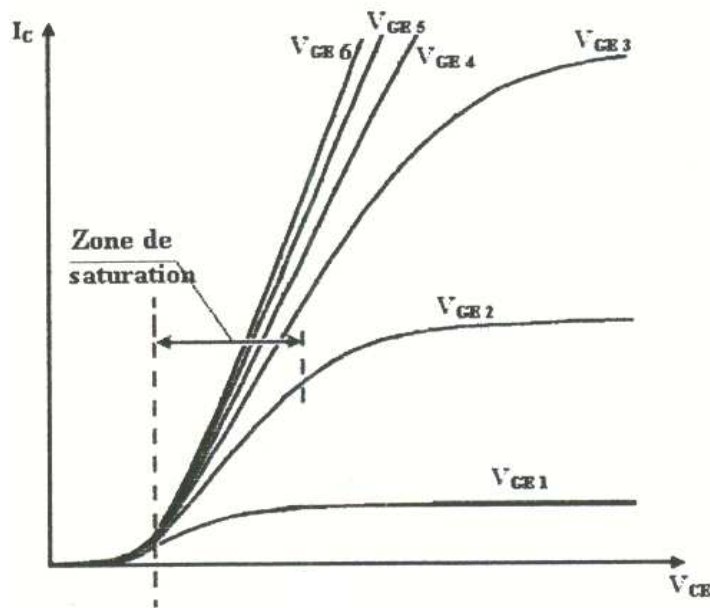


Fig. III.5. Zoom sur la zone de saturation.

A partir de la caractéristique  $i_C = f(V_{CE})$ , on peut distinguer quatre zones :

- **Zone de blocage :**

Lorsque  $V_{GE}$  est inférieur à la tension de seuil  $V_T$ , le transistor reste bloqué et sa caractéristique est pratiquement confondue avec l'axe des tensions.

- **Zone de saturation :**

C'est la partie linéaire de la caractéristique, elle représente la conduction du transistor avec une faible chute de tension.

- **Zone active :**

Ou bien zone d'amplification, dans cette zone le transistor conduit avec une chute de tension  $V_{CE}$  plus importante.

- **Zone de claquage :**

C'est la zone limite de fonctionnement normale du transistor, c'est-à-dire c'est la zone où le transistor risque une destruction par claquage.

### III. 1.1.3. Commutation de l'IGBT :

Les temps de commutation de l'IGBT sont représentés par la figure suivante :

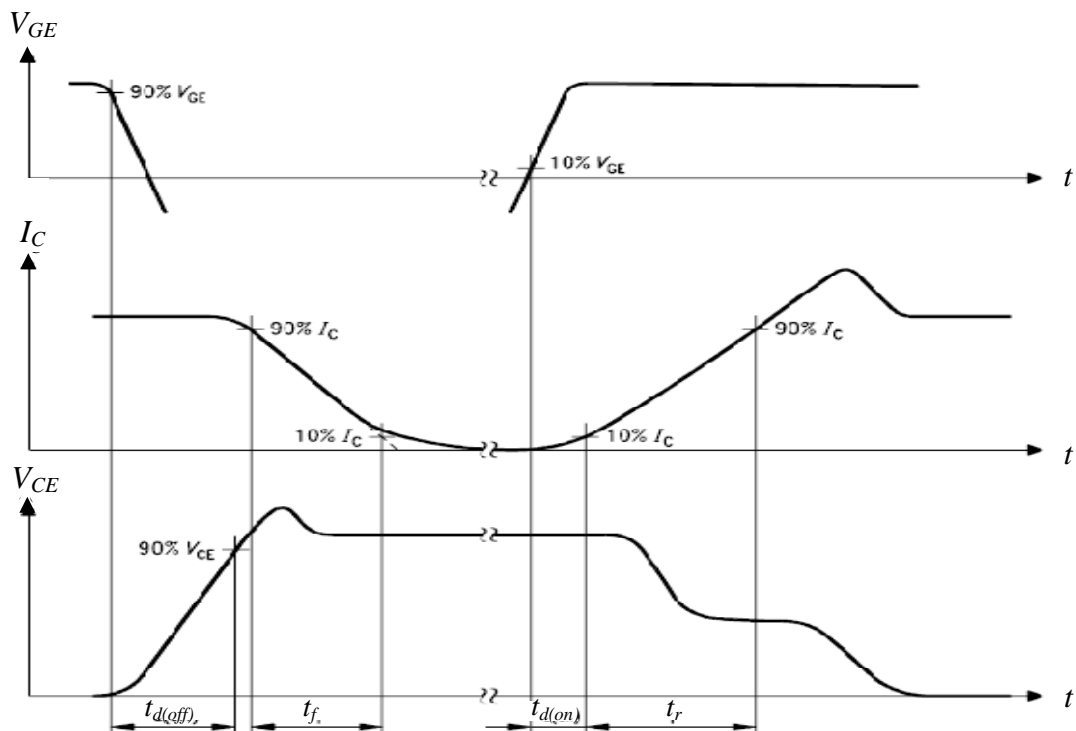


Fig. III.6. Temps de commutation du transistor IGBT.

La fermeture de cet interrupteur est caractérisée par le temps de retard  $t_d$  (on) (turn-on delay time) qui correspond à une montée de 10 % du courant  $I_C$  et le temps de la montée du courant  $t_r$  (en anglais rise time) de 10 % à 90 %. L'ouverture nécessite un temps de retard  $t_d$  (off) (turn-off delay time) qui correspond à l'établissement de 90 % de la tension  $V_{CE}$  et un temps  $t_t$  (tail time) qui correspond à la chute du courant  $I_C$  de 90% à 10% de sa valeur [15].

### III. 1.1.4. Modèle de l'IGBT sur SimPowerSystems :

Le transistor IGBT est modélisé sous SimPowerSystems par une tension de seuil  $V_f$  en série avec une inductance interne  $L_{ON}$ , une résistance interne  $R_{ON}$  et un interrupteur idéal  $S_W$  contrôlé par un signal logique.

( $g > 0$  pour l'état fermé ou  $g = 0$  pour l'état bloqué). Le modèle de l'IGBT sur SimPowerSystem est donné par la figure ci-dessous :

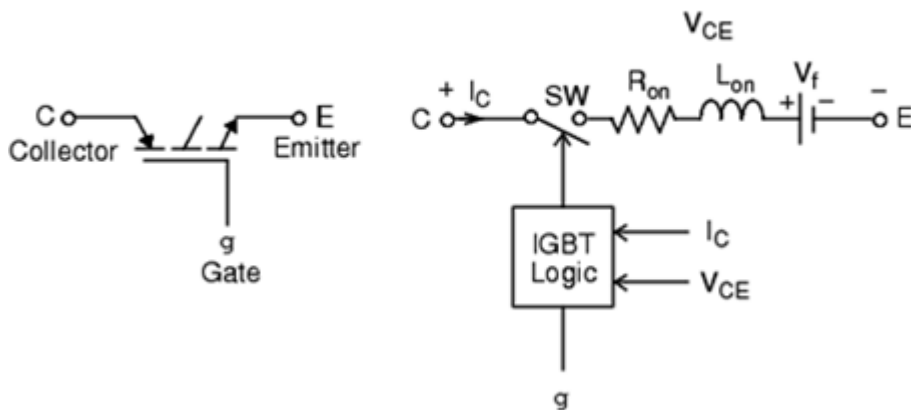


Fig. III.7. Schéma de l'IGBT sur SimPowerSystems.

L'IGBT conduit lorsque la tension  $V_{CE}$  est positive et supérieur à la tension de seuil  $V_f$  et un signal positif est appliqué à la grille ( $g > 0$ , dans notre cas  $g=1$ ), tandis que il bloqué lorsque la tension  $V_{CE}$  est positive et un signal nul est appliqué à la grille ( $g = 0$ ).

### III. 1.2. Modèle de la diode sur SimPowerSystems :

La diode est modélisée sous SimPowerSystems par une résistance  $R_{ON}$ , une inductance  $L_{ON}$  et une source de tension continue  $V_f$  connectée en série avec un interrupteur  $S_w$ . le modèle de la diode sur SimPowerSystems est représenté sur la figure suivante :

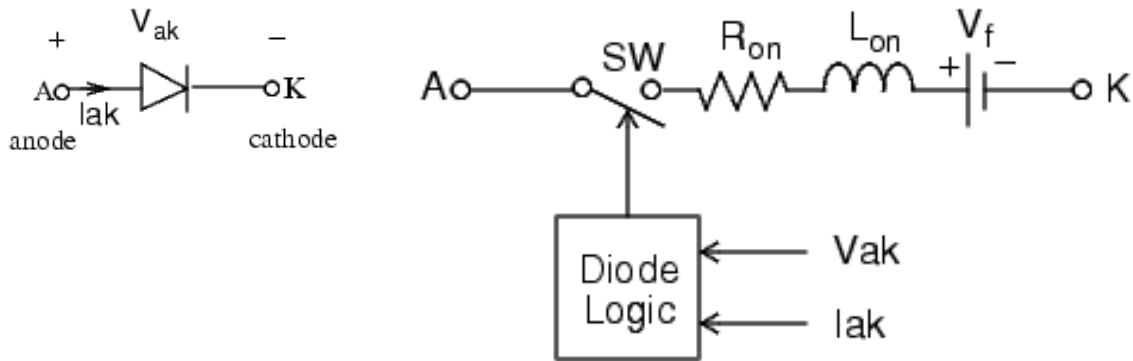


Fig. III.8. Schéma de la diode sur SimPowerSystems.

L'ouverture et la fermeture de la diode est imposée par la tension appliquée à ses bornes  $V_{AK}$  et le courant  $I_{AK}$ .

Elle se met à conduire dès que la tension  $V_{AK}$  devient positive et supérieure à une tension de seuil  $V_f$  ( $V_{AK} > V_f > 0$ ) dans ce cas la chute de tension à ses bornes est :

$$V_{AK} = R_{ON} \cdot I_{AK} + L_{ON} \frac{dI_{AK}}{dt} + V_f \quad [\text{III. 1}]$$

La diode devient bloquée lorsque le courant  $I_{AK}$  qui la traverse devient nul et la tension à ses bornes est inférieure à sa tension de seuil ( $V_{AK} < V_f$ ).

### III. 1.3. Les circuits d'aide à la commutation ou circuits snubber :

Les circuits d'aide à la commutation ou circuits snubber sont destinés à protéger les transistors contre les variations brusques de tensions ( $dv/dt$ ). Le circuit snubber comporte, outre la capacité  $C_S$ , une résistance  $R_S$  destinée à limiter le courant de décharge de  $C_S$  à la fermeture du transistor [12]. Le schéma du circuit snubber comme l'indique la figure ci-dessous :

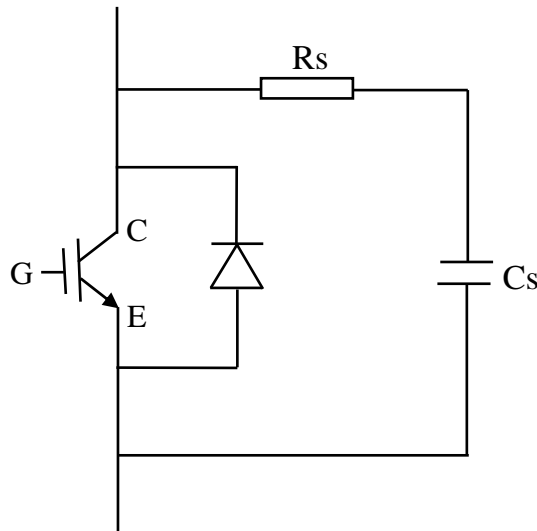


Fig. III. 9. Interrupteur avec son circuit snubber.

La simulation du modèle physique de l'onduleur sur l'environnement Matlab-SimpowerSystems est donnée dans l'annexe III.

### III. 2. Modèle physique du moteur synchrone à aimants permanents:

La simulation la plus précise et la plus efficace des systèmes machines synchrones à aimants alimentées par des convertisseurs à base d'interrupteurs électroniques est très importante pour prédire leurs caractéristiques et optimiser leurs fonctionnements. En effet la variation des inductances propres et mutuelles des bobines statoriques est non sinusoïdale, donc il n'y a pas d'avantage particulier lorsque on transforme les équations du modèle abc au modèle dq. Généralement on utilise le modèle abc si on suppose que les inductances propres et mutuelles sont constantes. A cause de la rotation et la saturation du circuit magnétique, les inductances des bobines statoriques varient en fonction de la position du rotor [13].

Pour déterminer la variation en fonction de la position du rotor, des inductances propres et mutuelles, du couple de détente et des f.e.m de la machine ; un modèle magnétostatique basé sur la méthode des éléments finis peut être utilisé. Dans le cadre de notre travail nous avons directement exploité les résultats donnés par la référence [9].

Le modèle physique d'une phase du moteur synchrone à aimants permanents (BDCM) s'écrit comme suit :

$$V_{abc} = R_{abc} \cdot i_{abc} + \frac{d\phi_{abc}}{dt} + e_{abc} \quad [\text{III. 2}]$$

Avec :

$$\phi_{abc} = L_{abc} \cdot i_{abc} \quad [\text{III. 3}]$$

L'expression du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{(e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c)}{\Omega} + C_{det} \quad [\text{III. 4}]$$

$$C_{em} - C_r = j \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad [\text{III. 5}]$$

Telque :

$V_{abc}$  : Tension d'une phase.

$i_{abc}$  : courant dans une phase.

$e_{abc}$  : La force électromotrice créée dans une phase.

$C_{det}$  : Couple de détente.

$\phi_{abc}$  : Le flux total d'une phase.

A partir l'équation [III. 2] on peut tirer :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\phi_a}{dt} \\ \frac{d\phi_b}{dt} \\ \frac{d\phi_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{dL_{aa}}{d\theta} & \frac{dM_{ab}}{d\theta} & \frac{dM_{ac}}{d\theta} \\ \frac{dM_{ba}}{d\theta} & \frac{dL_{bb}}{d\theta} & \frac{dM_{bc}}{d\theta} \\ \frac{dM_{ca}}{d\theta} & \frac{dM_{cb}}{d\theta} & \frac{dL_{cc}}{d\theta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \cdot \Omega \quad [\text{III. 6}]$$

On remplace [III. 6] dans [III. 2], on obtient le modèle électrique des trois phases de la BDCM:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{dL_{aa}}{d\theta} & \frac{dM_{ab}}{d\theta} & \frac{dM_{ac}}{d\theta} \\ \frac{dM_{ba}}{d\theta} & \frac{dL_{bb}}{d\theta} & \frac{dM_{bc}}{d\theta} \\ \frac{dM_{ca}}{d\theta} & \frac{dM_{cb}}{d\theta} & \frac{dL_{cc}}{d\theta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \cdot \Omega + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad [\text{III. 7}]$$

L'implantation du modèle électrique par phase de la BDCM sur SimPowerSystems est donnée par la figure (III.10).

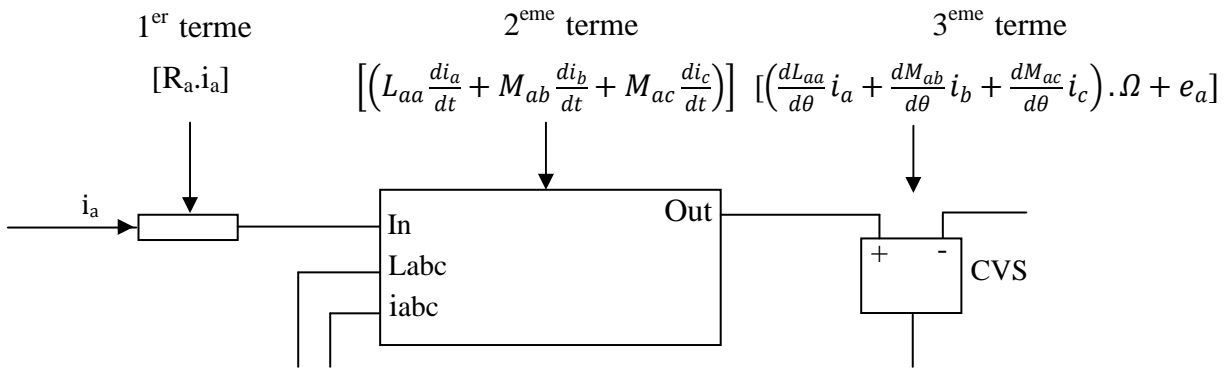


Fig. III.10. Modèle physique de la phase a de la BDCM.

CVS représente la source de tension contrôlée (Controlled voltage source).

Le modèle par phase de la figure (III.10) comporte trois termes :

- Le premier terme représente la chute résistive par phase.
- Le deuxième terme représente la chute inductive totale par phase. Celle-ci peut être décomposée en deux sous termes, le premier représente la chute due à l'inductance propre de la phase et le deuxième représente la chute due aux mutuelles avec les deux autres phases.
- Le troisième terme représente la chute de tension due la f.e.m en charge, elle est due au flux coupé par le mouvement du rotor. Celle-ci peut être décomposée en deux sous termes, le premier représente la variation des inductances par rapport à la position, le deuxième représente la f.e.m à vide due au flux crée par les aimants.

Le même modèle peut être utilisé pour les phases b et c.

### III. 2.1. Inductance propre :

L'inductance propre de la machine est reconstruite en utilisant l'équation aux bornes d'une inductance pure telque :

$$v_{L_a} = L_{aa} \cdot \frac{di_a}{dt} \tag{III. 8}$$

D'où :

$$i_a = i_a(0) + \frac{1}{L_{aa}} \int v_{L_a} dt \tag{III. 9}$$

Tel que  $i_a(0) = 0$  et  $V_{La}$  est la chute de tension due à l'inductance propre  $L_{aa}$ .

Un voltmètre (VM) et une source de courant contrôlée (CCS) sont utilisés pour connecter l'inductance propre avec le circuit de puissance. Le modèle sous SimPowerSystems représentant la chute de tension due à l'inductance propre est le suivant :

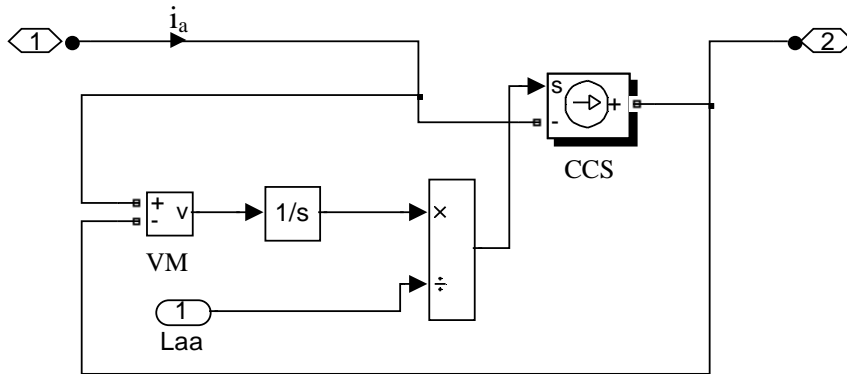


Fig.III .11. Chute de tension due à l'inductance propre.

Cette inductance étant variable en fonction de la position du rotor, dans ce cas une table faisant une correspondance entre l'inductance et la position est nécessaire. Pour l'injecter dans le modèle, nous avons utilisé le block Look-up table.

La variation de l'inductance propre  $L_{aa}$  en fonction de la position du rotor est donnée par la figure (III.12).

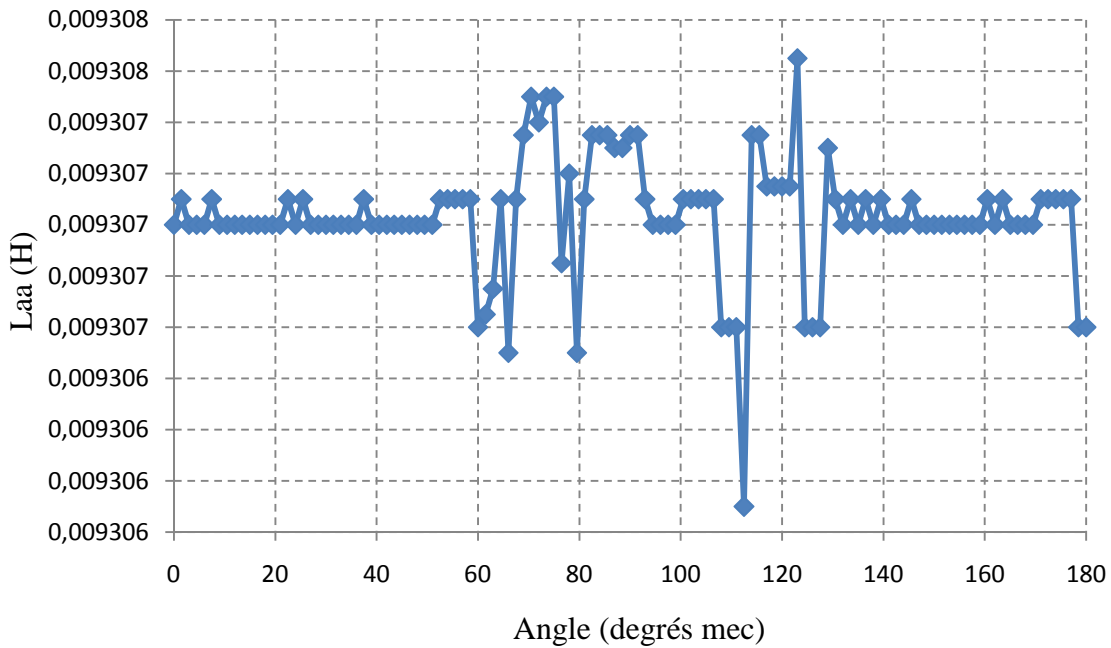


Fig. III.12. Variation de l'inductance propre d'une phase de la machine.

III. 2.2. Les inductances mutuelles.

Le 2<sup>ème</sup> terme de l'équation [III. 7] qui représente la chute de tension due aux inductances mutuelles, celle-ci est reconstruite à partir d'une tension contrôlée (CVS) son modèle sous SimPowerSystems est donné par la figure (III.13).

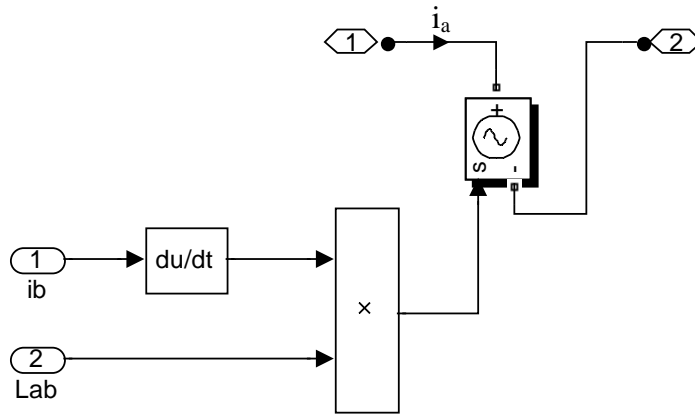


Fig.III .13. Chute de tension due à l'inductance mutuelle.

De la même façon que l'inductance propre, celle-ci est introduite dans le modèle par le block look-up table.

La variation de l'inductance mutuelle  $M_{ab}$  de la BDCM est représentée sur la figure suivante :

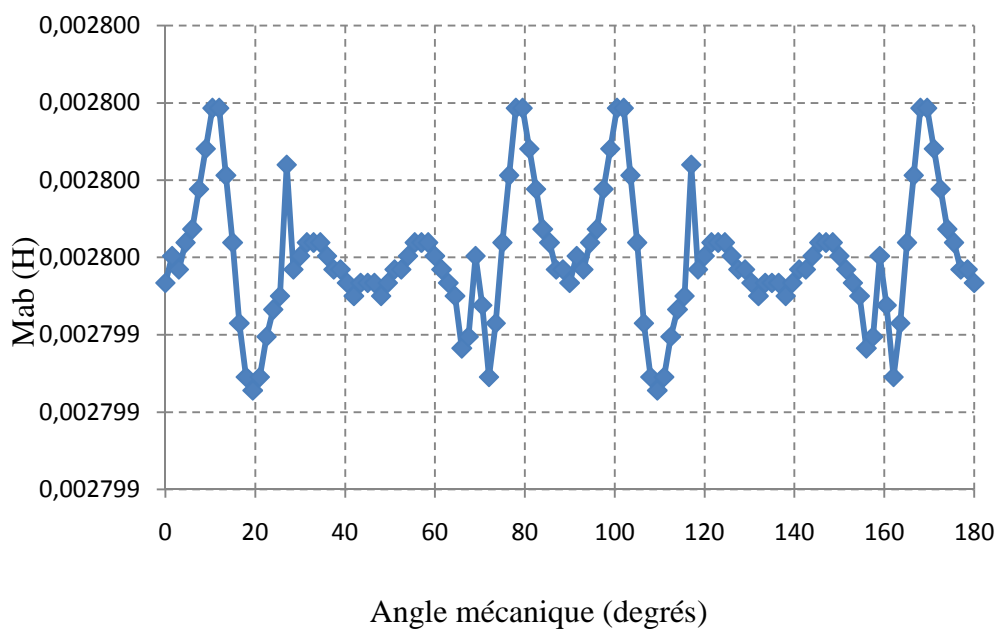


Fig. III.14. Variation de l'inductance mutuelle  $M_{ab}$ .

Les deux chutes de tensions inductives, celle due à l'inductance propre et celle due à l'inductance mutuelle peuvent être regroupée et former le schéma de la chute inductive totale par phase de la figure (III.15).

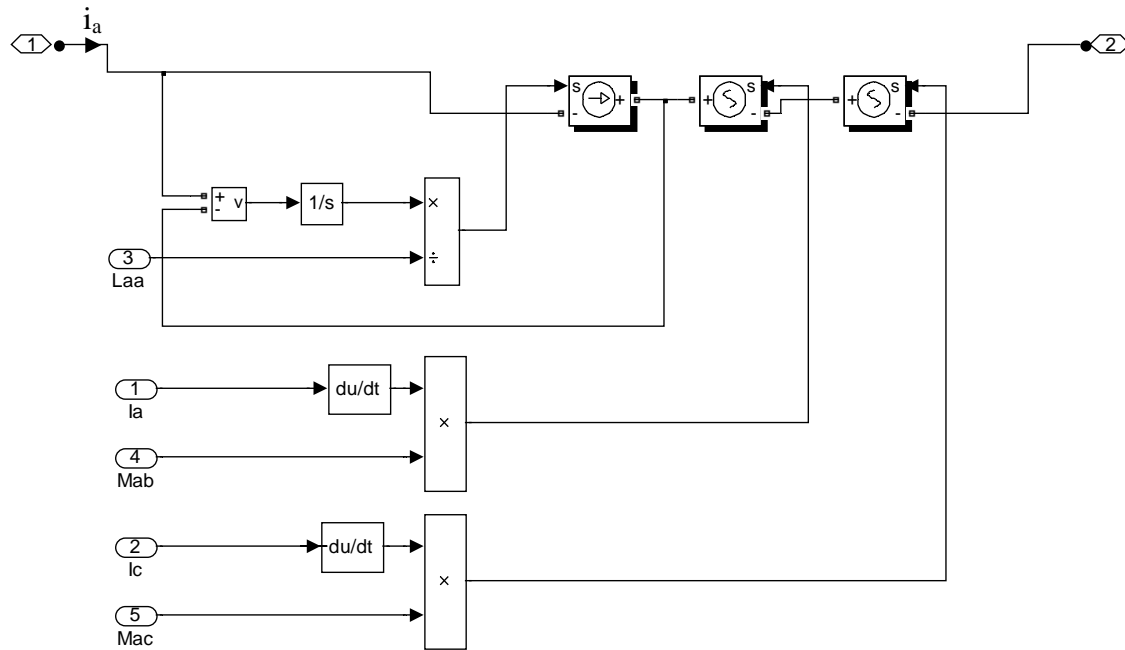


Fig.III .15. Chute de tension inductive totale par phase.

### III. 2.3. Les forces électromotrices :

La force électromotrice totale par phase est représentée par le troisième terme de la figure (III.10). La somme des deux sous termes peut être représentée par le modèle de la figure (III.16). La f.e.m à vide est déterminée par [9] en utilisant la méthode des éléments finis, sa variation en fonction de la position du rotor pour une vitesse de 1000 (tr/mn) est donnée par la figure (III.16). Pour l'injecter dans le modèle, nous avons utilisé le block look-up table.

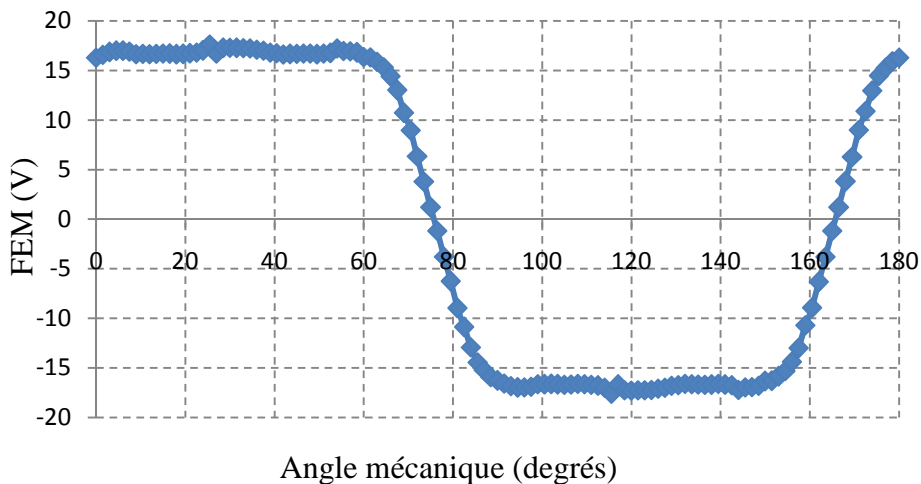


Fig. III.16. f.e.m induite dans une phase.

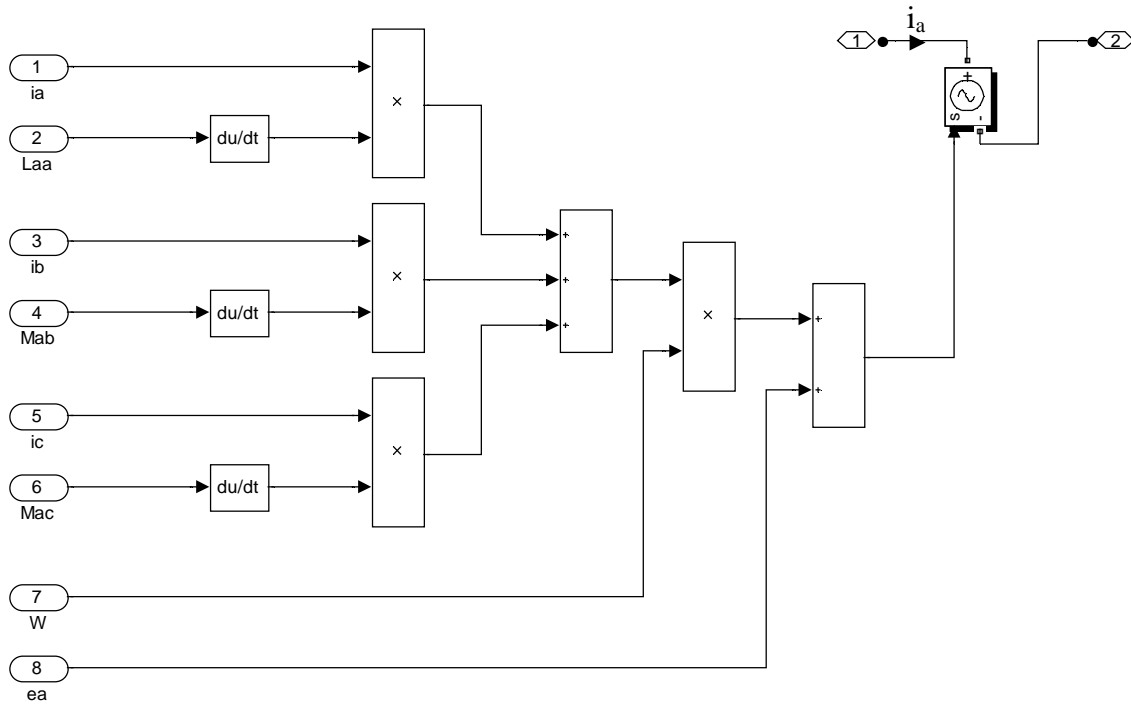


Fig. III.17. Chute de tension due à la f.e.m totale par phase.

**III. 2.4. Equation mécanique :**

A partir des deux équations [III.4] et [III.5], nous représentons le modèle de l'équation mécanique sous Matlab-SimPowerSystems par la figure suivante :

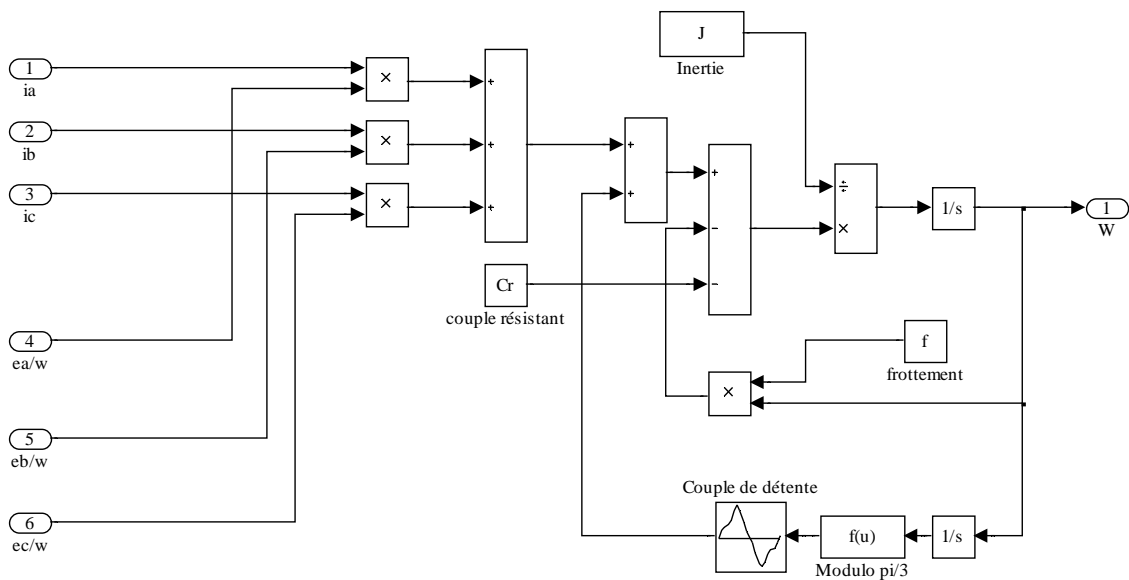


Fig.III.18. Modèle de l'équation mécanique.

Nous avons injecté dans cette équation mécanique les frottements visqueux et le couple de détente, ce dernier est un couple pulsatoire du a l'interaction de la denture statorique avec les aimants rotoriques. En d'autres termes, c'est un couple du a la variation de l'énergie magnétique au sein du moteur lorsque le rotor tourne a vide [14].

$$C_{\text{det}} = -\frac{\partial W_m}{\partial \Omega} \quad [\text{III. 10}]$$

Le couple détente est déterminé par [9] en utilisant la méthode des éléments finis, sa variation en fonction de la position du rotor est donnée par la figure (III.19). Pour l'injecter dans le modèle, nous avons utilisé le block look-up table.

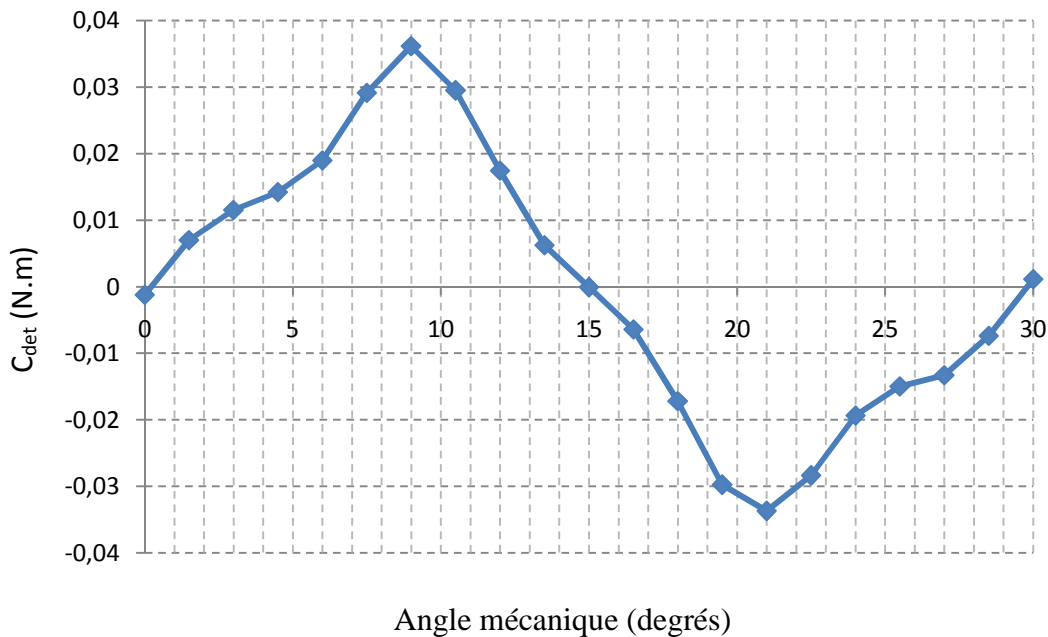


Fig. III.19. Couple de détente.

### III. 3. Simulation de l'ensemble machine-convertisseur sur SimPowerSystems avec contrôle des courants :

Pour la simulation de l'ensemble machine-convertisseur, nous avons opté pour le contrôle des courants à hystérésis, ceci dans le but de comparer les résultats de simulation à ceux du modèle simplifié présenté dans le chapitre précédent.

#### III. 3. 1. Paramètres et schéma de simulation :

La simulation du système a été effectuée pour les conditions suivantes :

- Une charge nominale,  $C_r = 1,5 \text{ N.m}$ .
- Une tension de l'onduleur,  $V_{dc} = 190 \text{ V}$ .
- Un coefficient de frottement visqueux,  $f = 764 \cdot 10^{-6} \text{ N.m.s/rd}$
- Moment d'inertie propre de la machine,  $J = 128 \cdot 10^{-6} \text{ Kg.m}^2$ .
- Résistance d'une phase,  $R = 1,25 \Omega$ .
- Résistance équivalente des conducteurs,  $R_{cond} = 0,5 \Omega$ .
- Résistance dynamique de l'IGBT  $R_{on} = 0,021 \Omega$ , de la diode  $R_{on} = 0,025 \Omega$ . (Annexe I)
- Tension de seuil de l'IGBT  $V_T = 1,2 \text{ V}$ , de la diode  $V_T = 0,95 \text{ V}$  (Annexe I)

Le schéma de simulation sur SimPowerSystems de l'ensemble machine-convertisseur avec contrôle des courants est représenté par la figure (III.20).

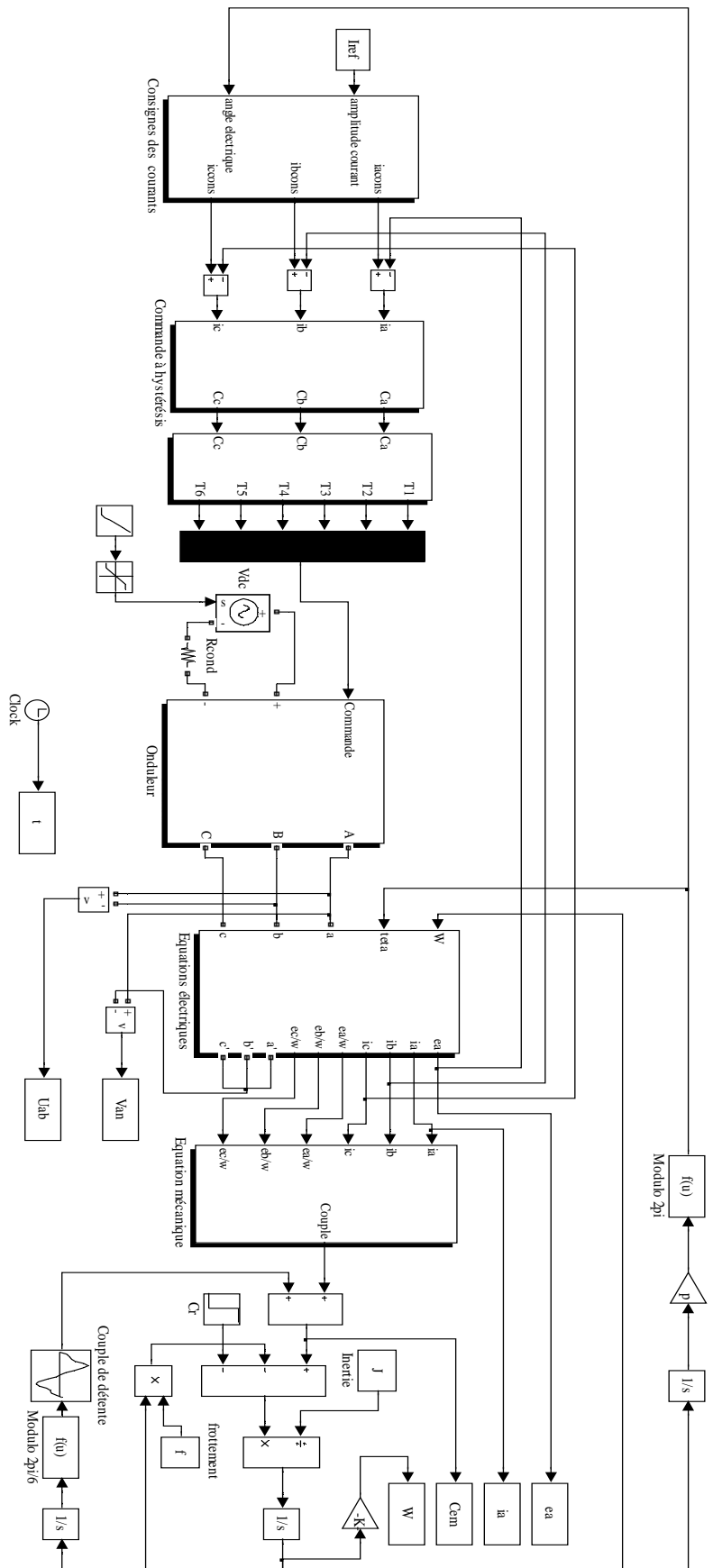


Fig. III.20. Schéma de simulation sur SimPowerSystems de l'ensemble Machine-convertisseur avec contrôle des courants.

**III. 3. 2. Résultats de simulation :**

Les résultats de simulation sont donnés par les figures ci-dessous :

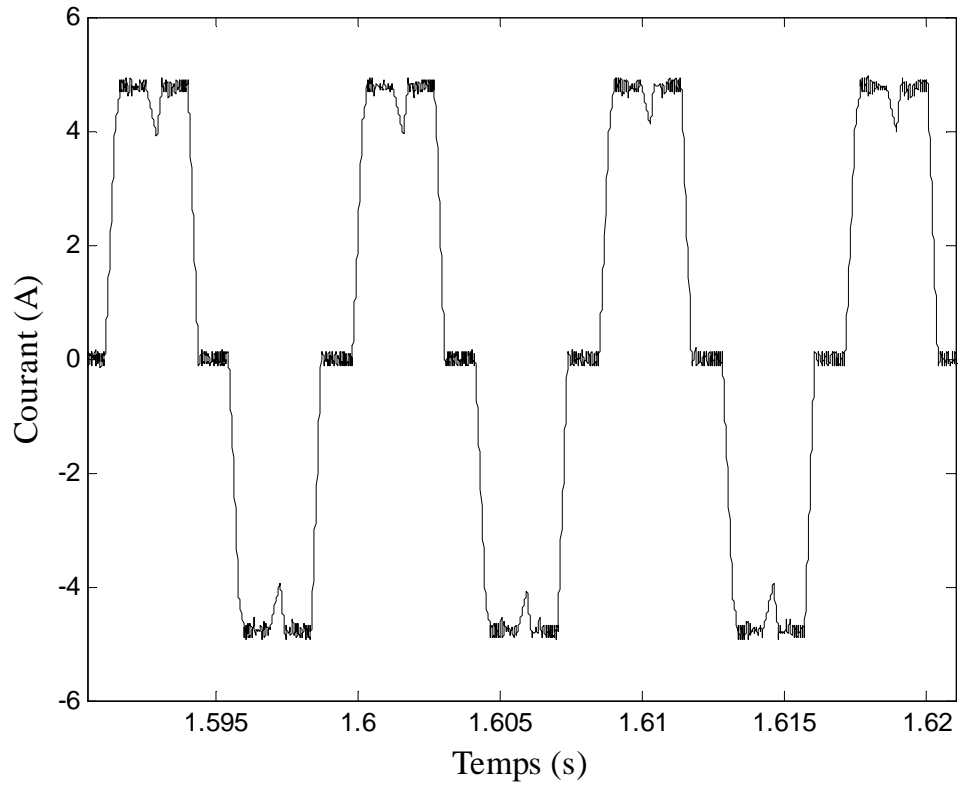


Fig. III.21. Courant d'une phase.

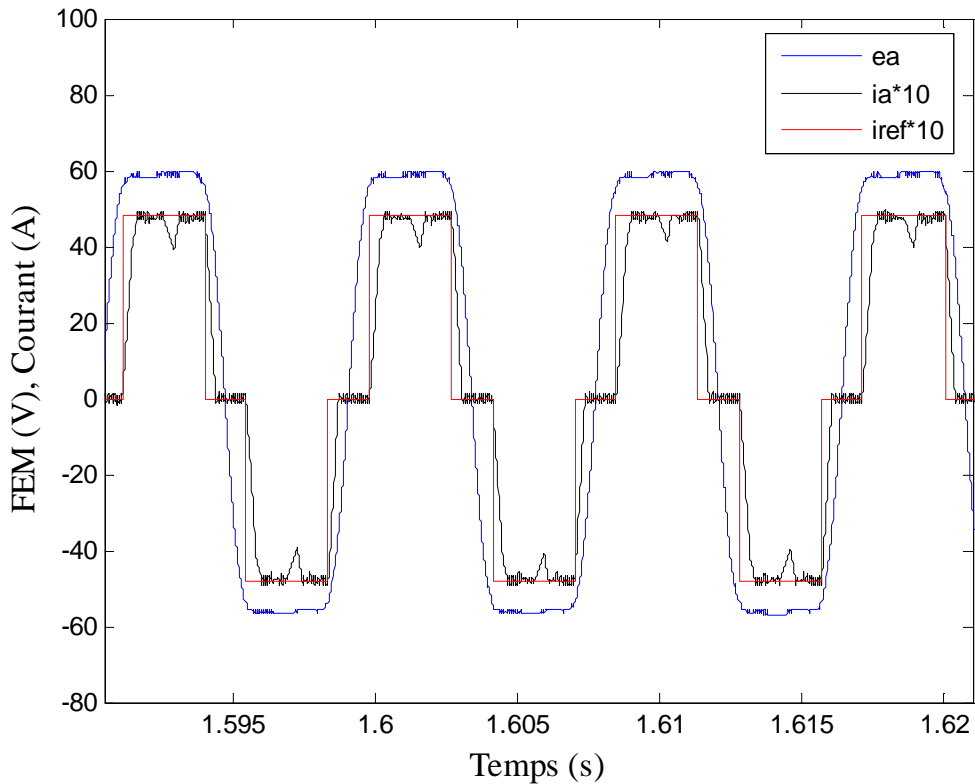


Fig. III.22. Superposition du courant de référence, courant d'une phase et la f.e.m en régime permanent.

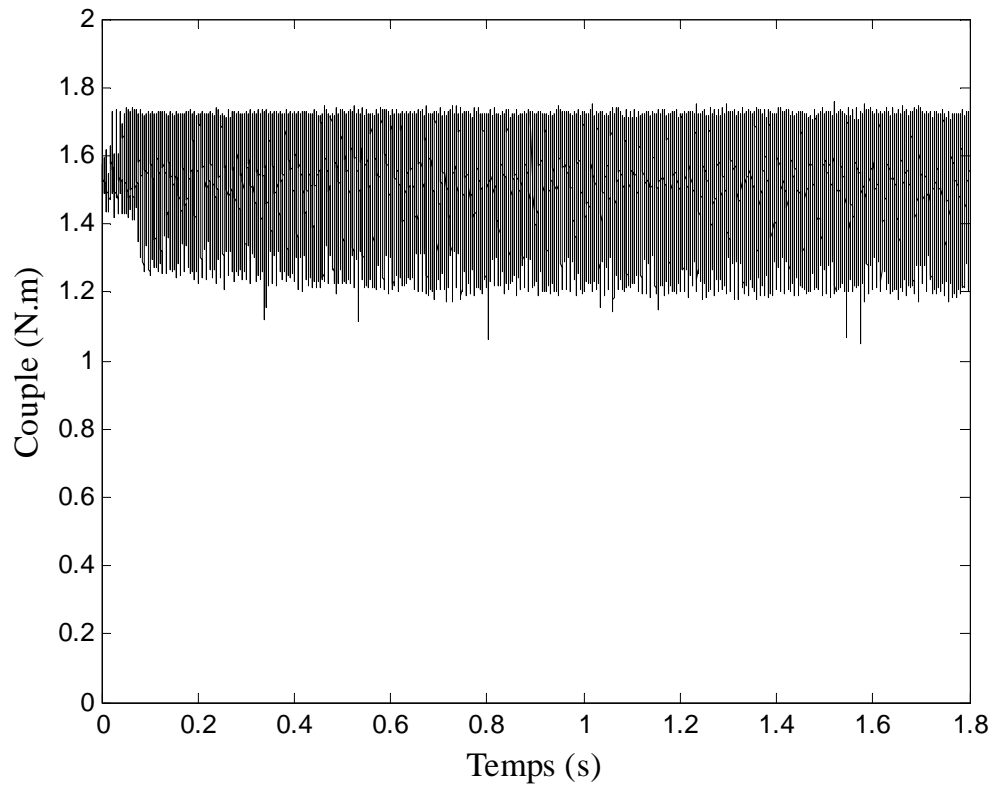


Fig. III.23. Couple électromagnétique.

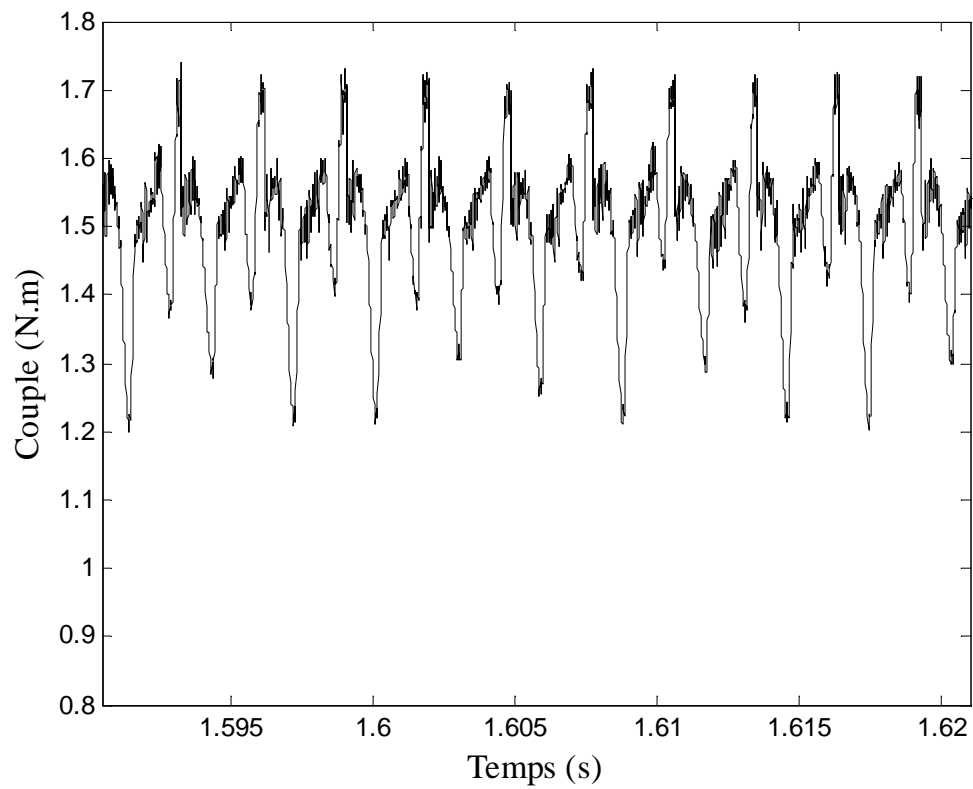


Fig. III.24. Zoom sur le couple en régime permanent

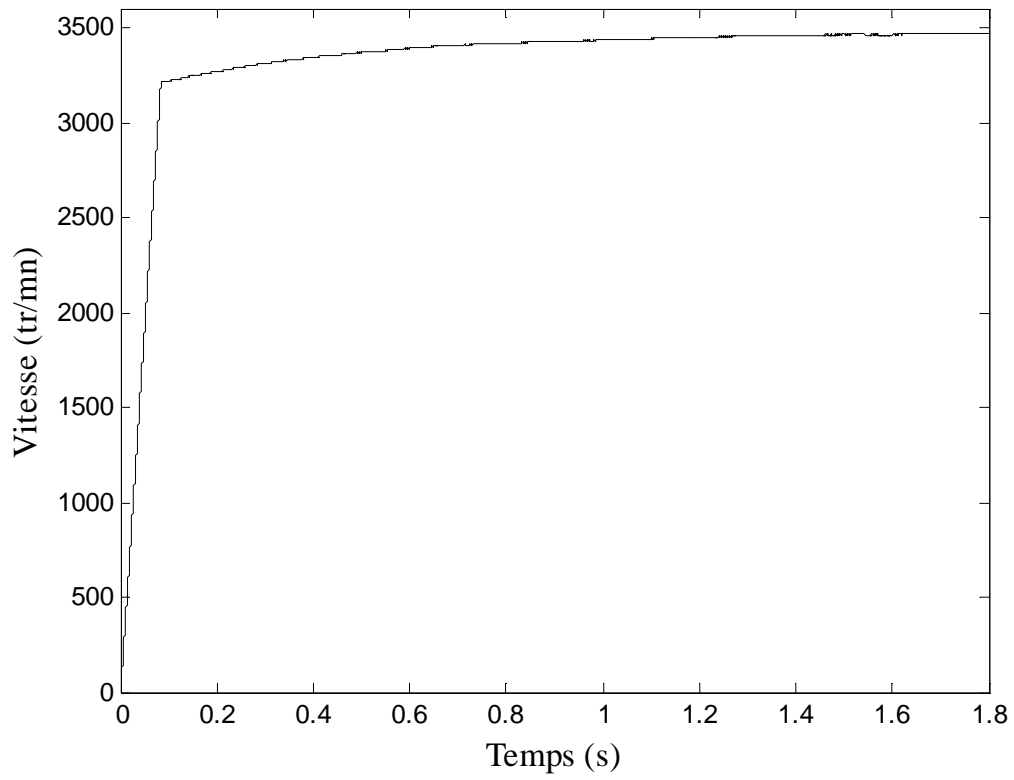


Fig. III.25. Vitesse de rotation

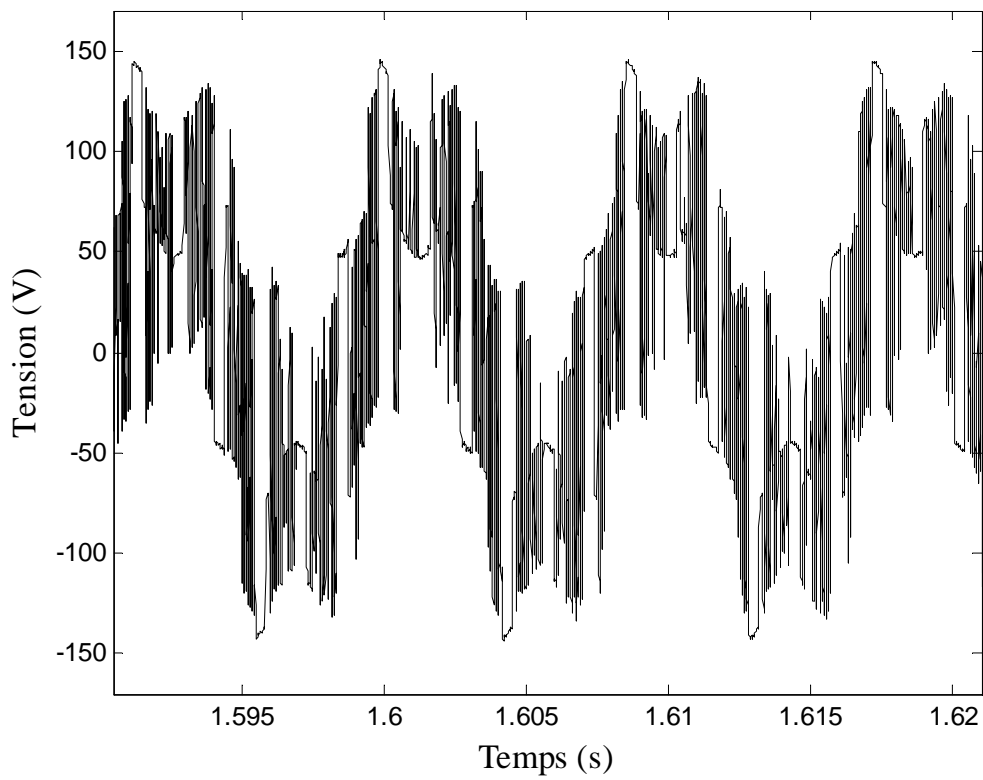


Fig. III.26. Tension simple.

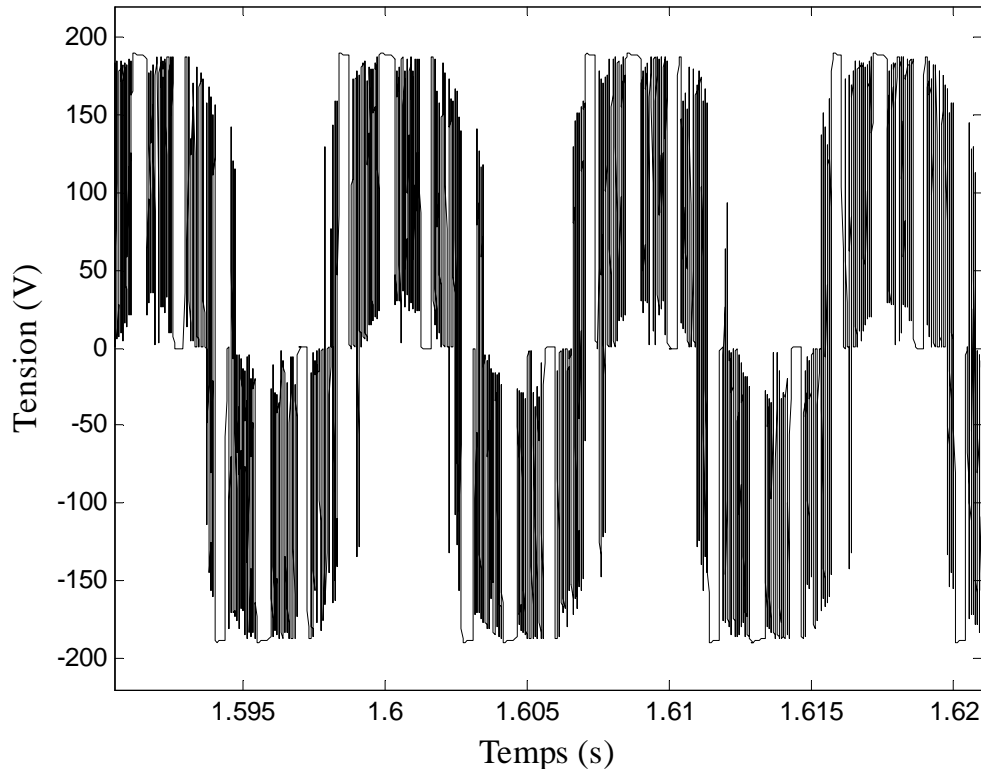


Fig. III.27. Tension entre deux phases.

### III. 3. 3. Interprétation et comparaison avec le modèle simplifié :

Les courants de phase des deux modèles (simplifié et physique) ont exactement les mêmes formes d'ondes à cause du même contrôle appliqué au deux modèles (contrôle des courants à hystérésis). Ceux-ci présentent des creux pendant les phases de commutation qui sont dus à l'effet retardataire des inductances. Cet effet n'a pu être éliminé par le contrôle imposé aux courants.

Les tensions simple et composée du modèle physique ont des plateaux légèrement différents par rapport à celles du modèle simplifié à cause des composants réels utilisés dans le modèle physique (commutation des transistors non instantanée, chute de tension au niveau des conducteurs et des composants semi-conducteurs).

Le couple électromagnétique du modèle physique présente le même phénomène d'ondulations que le modèle simplifié. Cependant celui-ci présente un taux d'ondulation  $\tau(\%) = 33,33\%$  largement supérieur, cela est dû à la déformation au niveau de la f.e.m (f.e.m réelle) et surtout à la présence du couple de détente.

### III. 4. Simulation de l'ensemble machine-convertisseur sur SimPowerSystems sans contrôle des courants et comparaison avec les résultats expérimentaux :

Afin de valider les résultats de simulation du modèle physique, nous allons le confronter avec des résultats expérimentaux obtenus par N.Arab (référence [11]). Le banc d'essai utilisé peut être représenté par le synoptique de la figure (III.28).

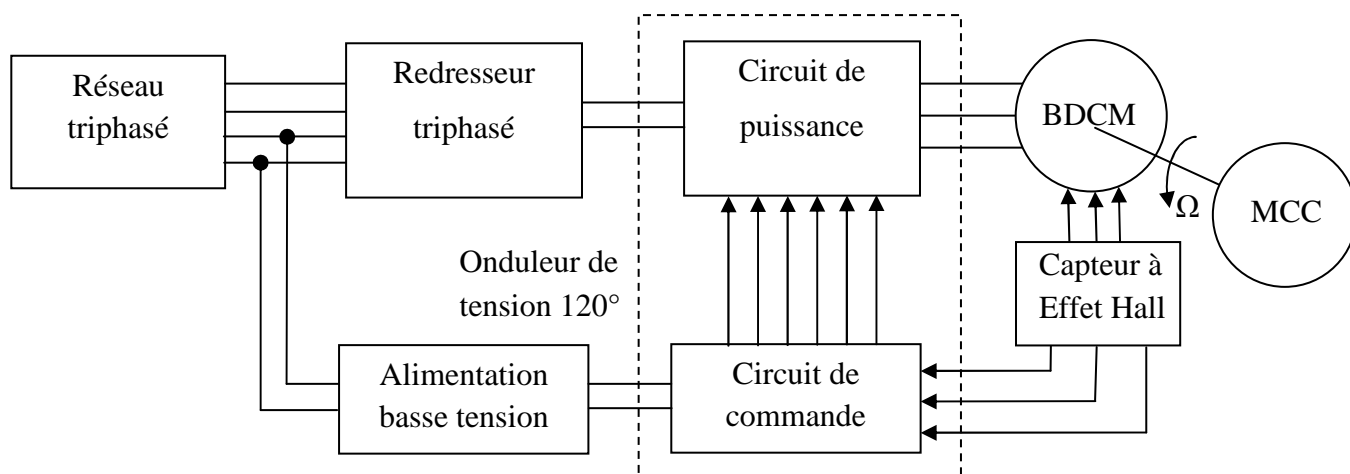


Fig. III. 28. Schéma synoptique du banc d'essai réalisé.

Cette expérience a été réalisée sans contrôle des courants, et pour imposer les mêmes conditions que l'expérience nous sommes contraint à effectuer une simulation du système machine-convertisseur avec les mêmes paramètres et sans contrôle des courants.

La boucle d'autopilotage est assurée par l'acquisition de la position du rotor à l'aide d'un capteur à trois sondes à effet Hall, qui convertit l'angle  $\theta$  en trois signaux logiques A, C et B illustrés sur la figure (III.29). Les signaux des six transistors sont obtenus par une logique de commande  $120^\circ$  imposée par les trois signaux du capteur.

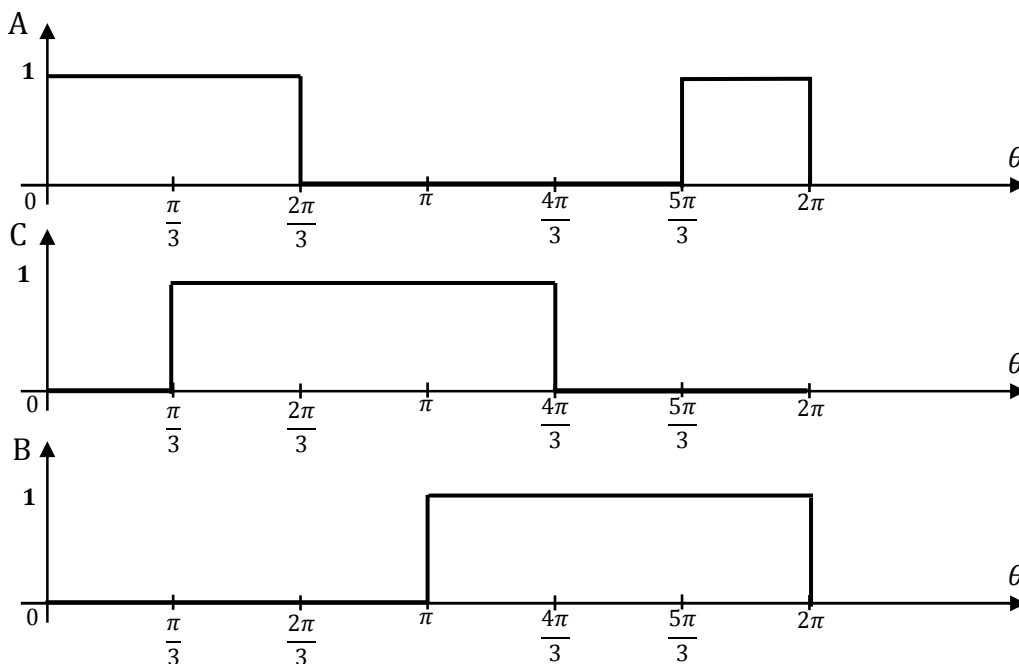


Fig. III.29. Signaux logiques à la sortie du capteur.

La logique de commande imposée aux transistors de l'onduleur est illustrés dans le tableau ci-dessous :

	A	C	B	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>3</sub>	T <sub>4</sub>	T <sub>5</sub>	T <sub>6</sub>
$[0; \frac{\pi}{3}]$	1	0	0	1	0	0	1	0	0
$[\frac{\pi}{3}; \frac{2\pi}{3}]$	1	1	0	1	0	0	0	0	1
$[\frac{2\pi}{3}; \pi]$	0	1	0	0	0	1	0	0	1
$[\pi; \frac{4\pi}{3}]$	0	1	1	0	1	1	0	0	0
$[\frac{4\pi}{3}; \frac{5\pi}{3}]$	0	0	1	0	1	0	0	1	0
$[\frac{5\pi}{3}; 2\pi]$	1	0	1	0	0	0	1	1	0

Tableau [III.1] Signaux du capteur et états des interrupteurs.

En utilisant la simplification de Karnaugh, nous avons obtenu les fonctions des six transistors, telque :

$$T_1 = A \cdot \bar{B} \qquad T_4 = A \cdot \bar{C}$$

$$T_2 = \bar{A} \cdot B \qquad T_5 = B \cdot \bar{C}$$

$$T_3 = \bar{A} \cdot C \qquad T_6 = \bar{B} \cdot C$$

Le modèle représentant la logique de la commande de l'onduleur sur Matlab-SimPowerSystems sans contrôle des courants est le suivant :

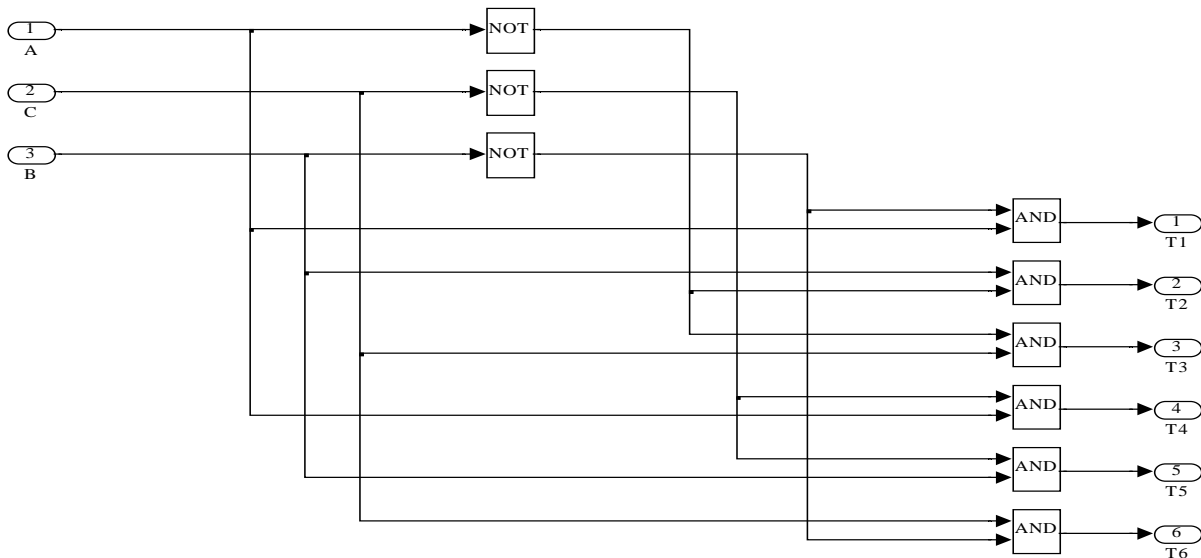


Fig. III.30. Logique de la commande de l'onduleur sans contrôle des courants.

Le schéma de simulation sur SimPowerSystems de l'ensemble machine-convertisseur avec contrôle des courants est représenté par la figure (III.31).

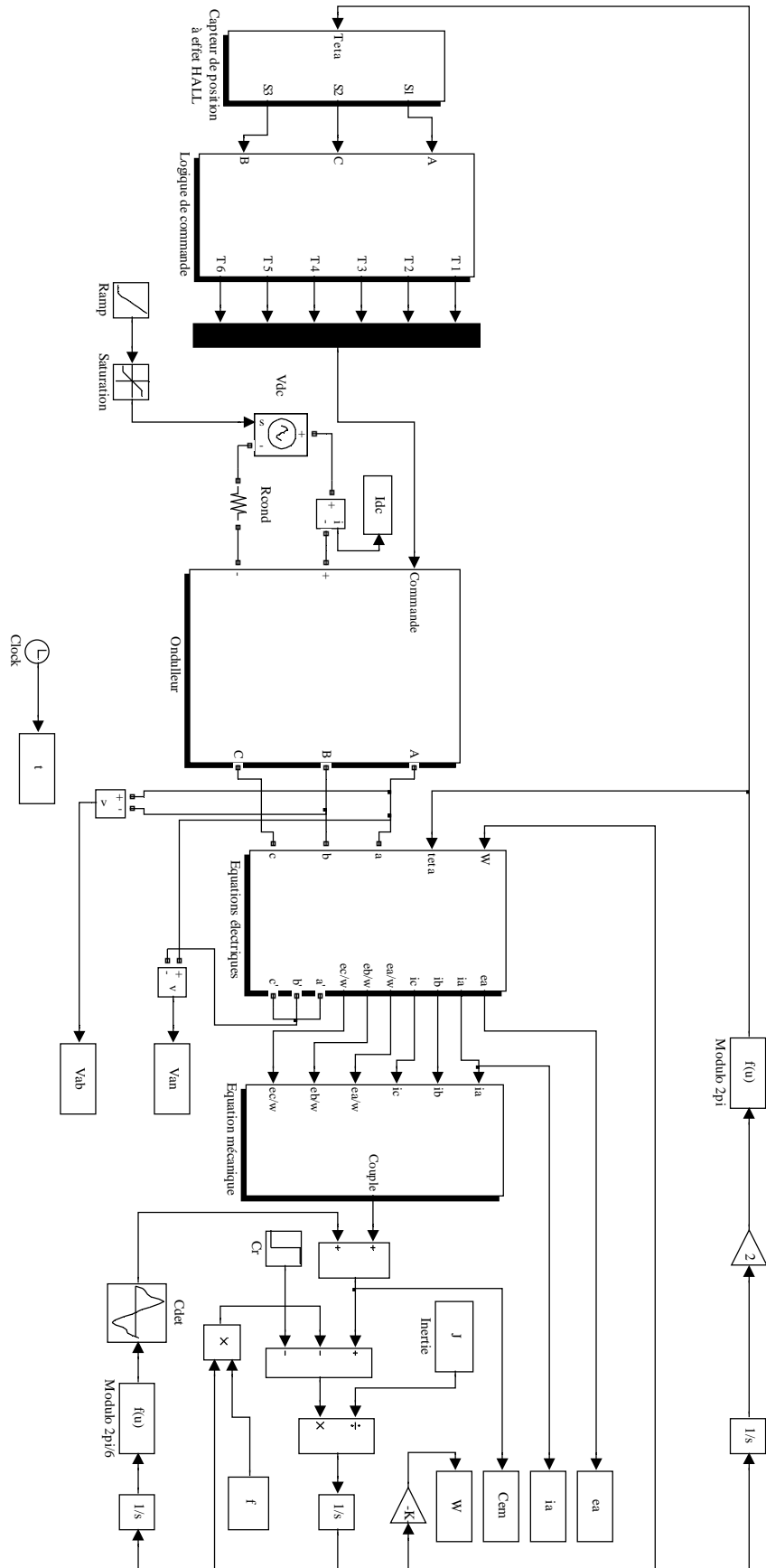


Fig. III.31. Schéma de simulation sur SimPowerSystem de l'ensemble machine-convertisseur sans contrôle des courants.

### III. 4.1. Paramètres de simulation :

La simulation a été effectuée pour les conditions suivantes :

- Une tension d'entrée continue,  $V_{dc} = 190$  V.
- Un couple de charge,  $C_r = 1.5$  N.m.

### III. 4.2. Résultats de simulation :

Les résultats de simulation du système sans contrôle des courants sont donnés par les figures ci-dessous :

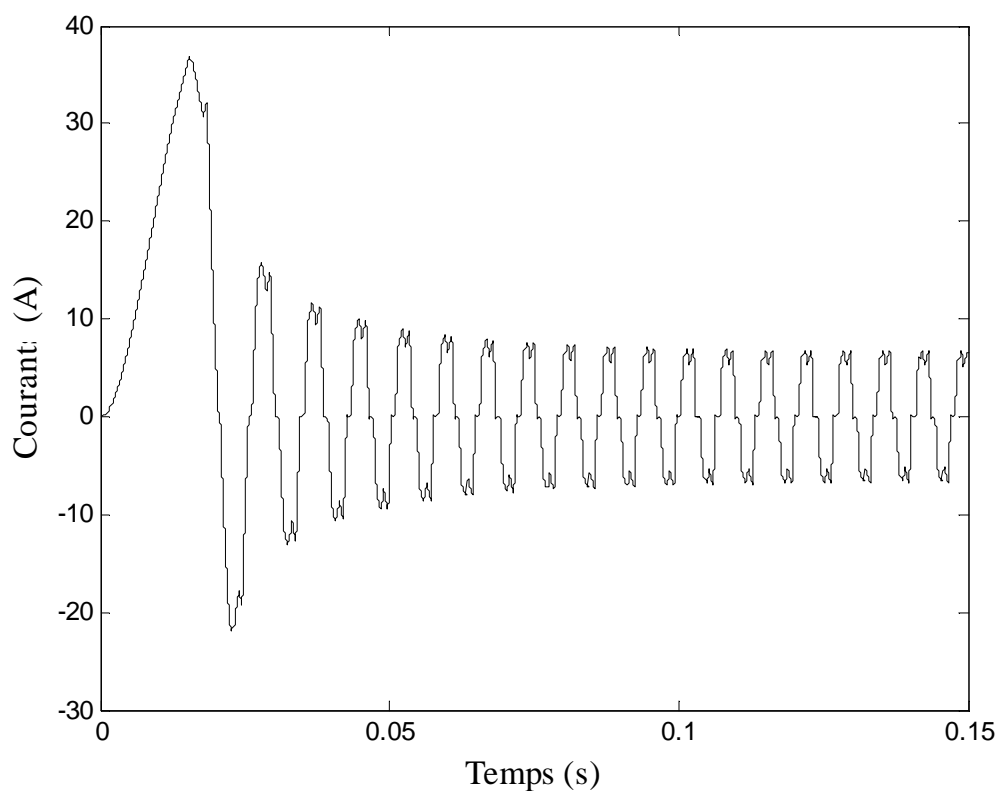


Fig. III.32. Courant d'une phase.

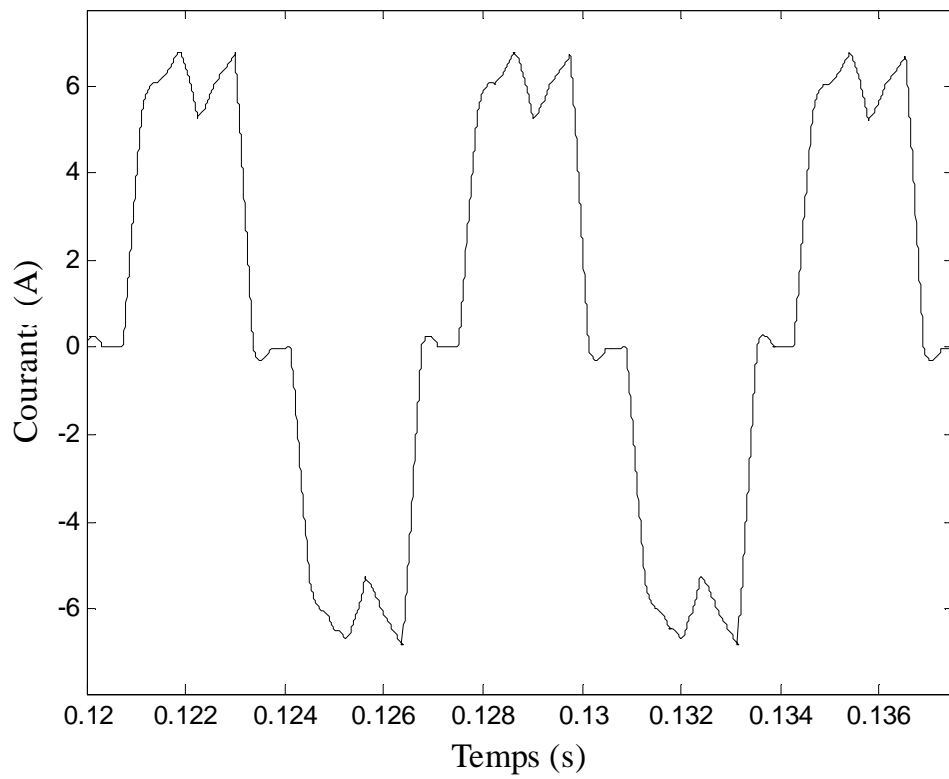


Fig. III.33. Zoom sur le courant en régime permanent.

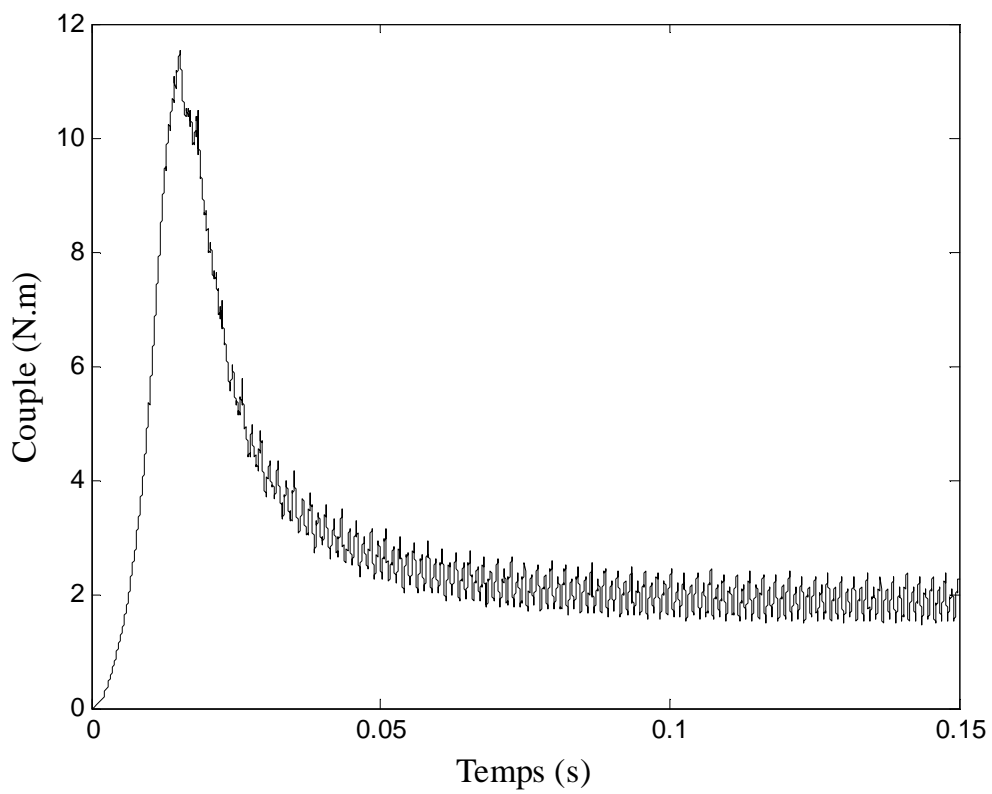


Fig. III.34. Couple électromagnétique.

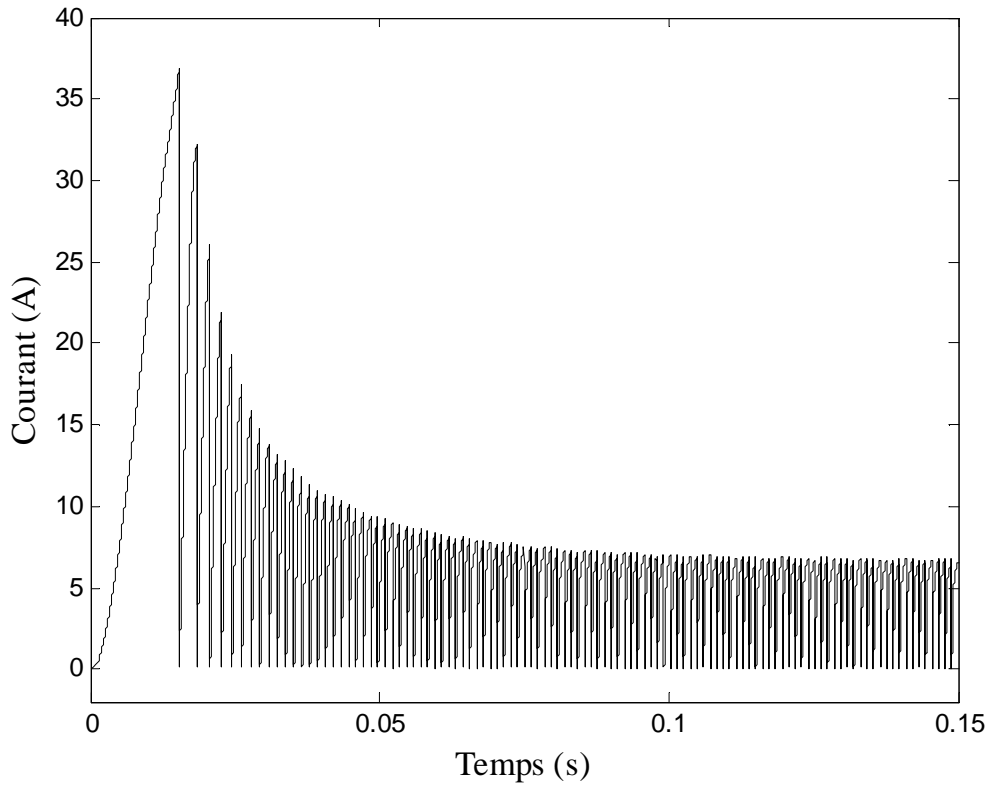


Fig. III.35. Courant d'entrée continu.

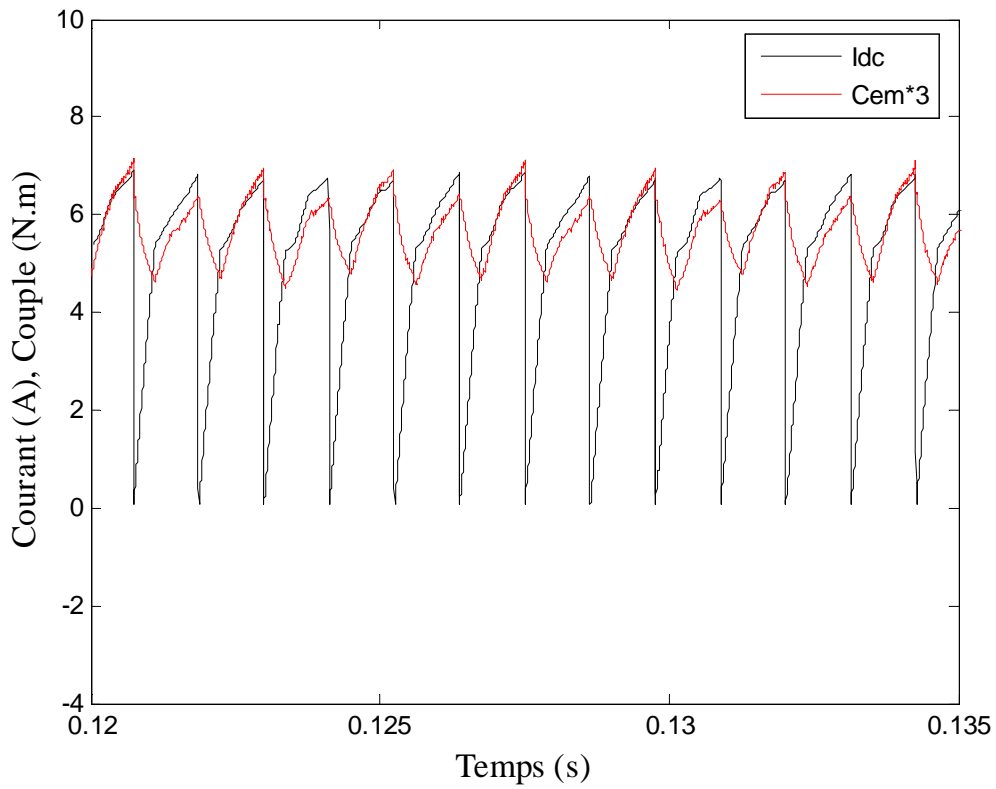


Fig. III.36. Courant Idc, Couple Cem.

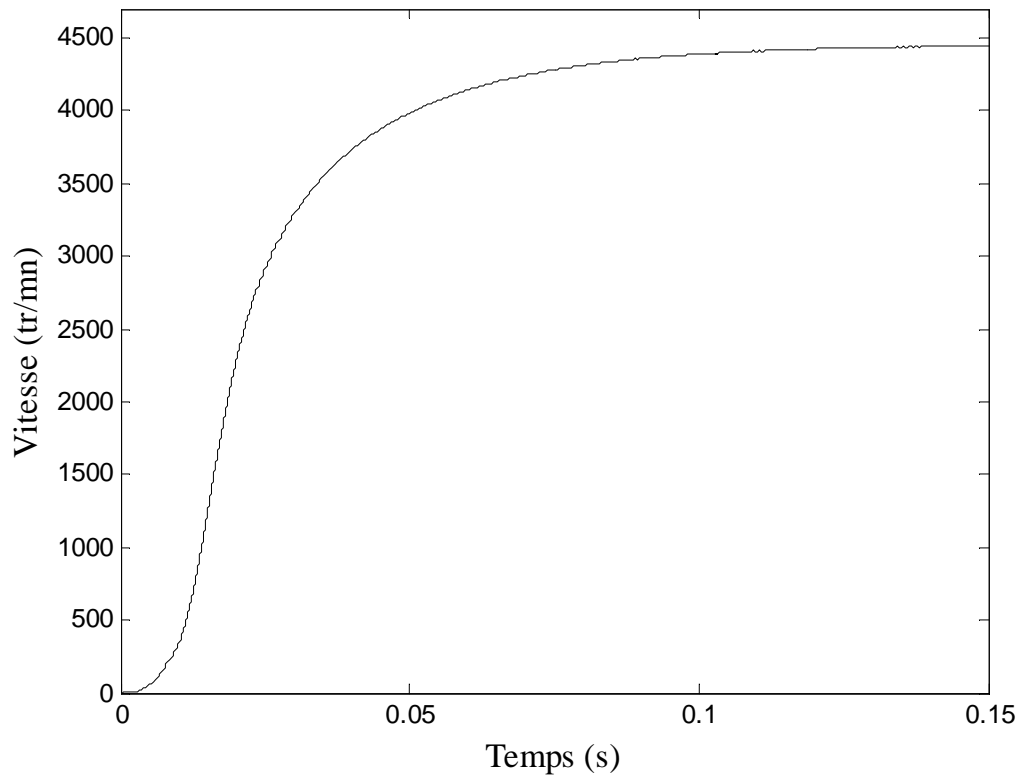


Fig. III.37. Vitesse de rotation en (tr/mn).

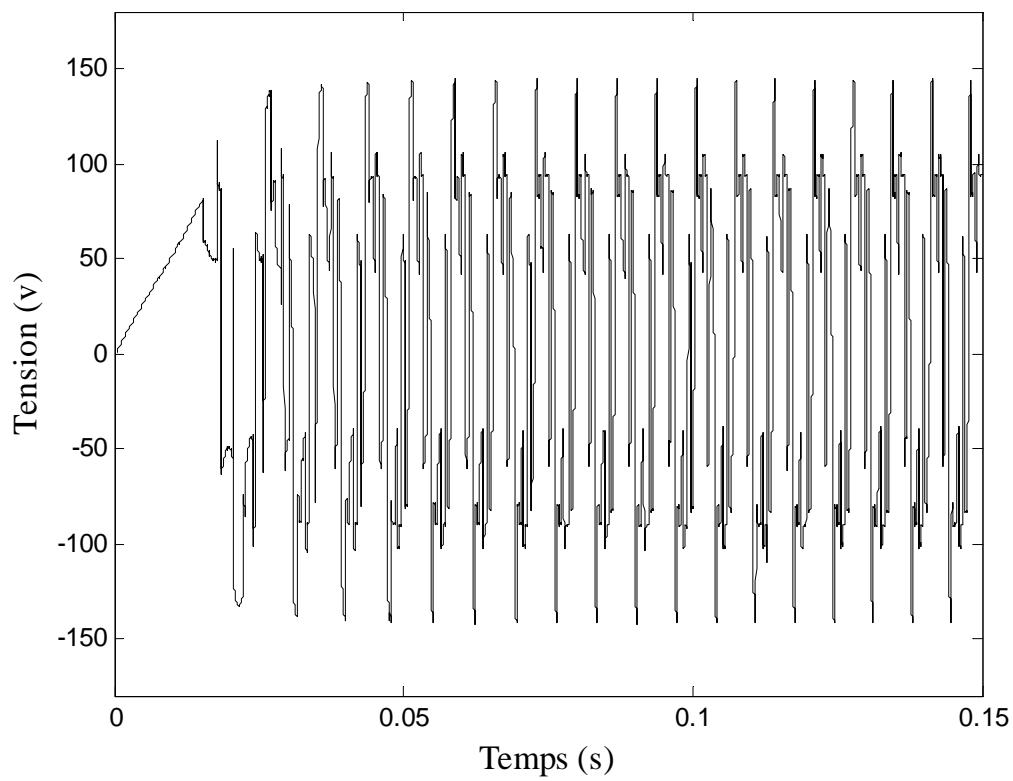


Fig. III.38. Tension simple.

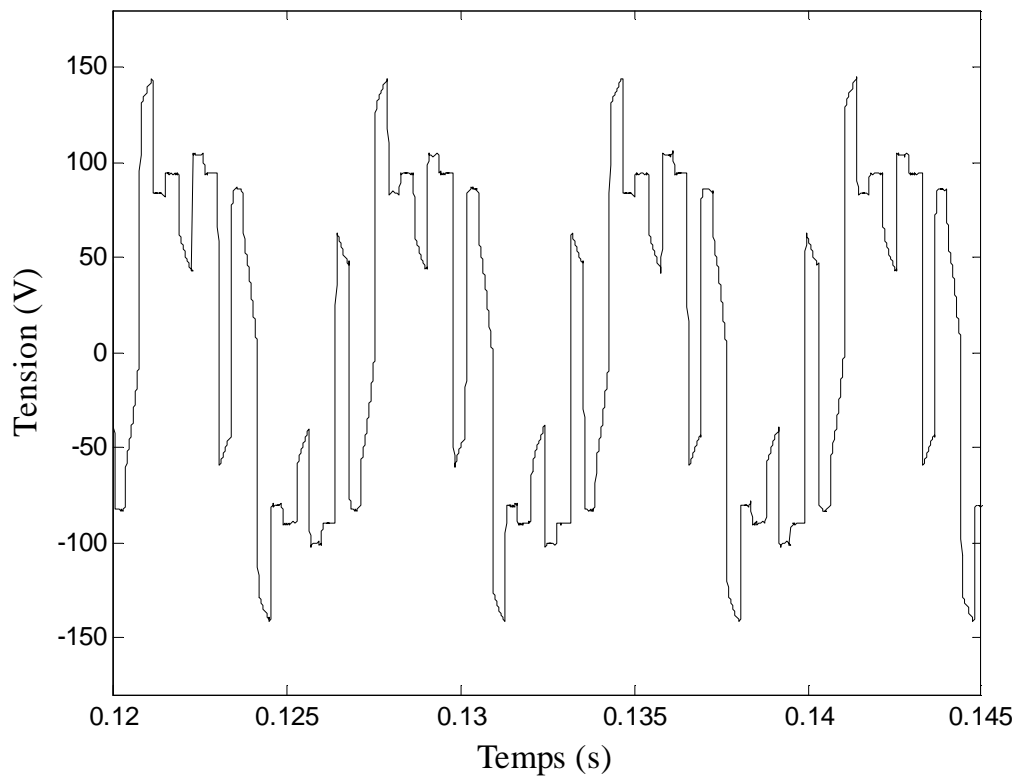


Fig. III.39. Zoom en régime permanents.

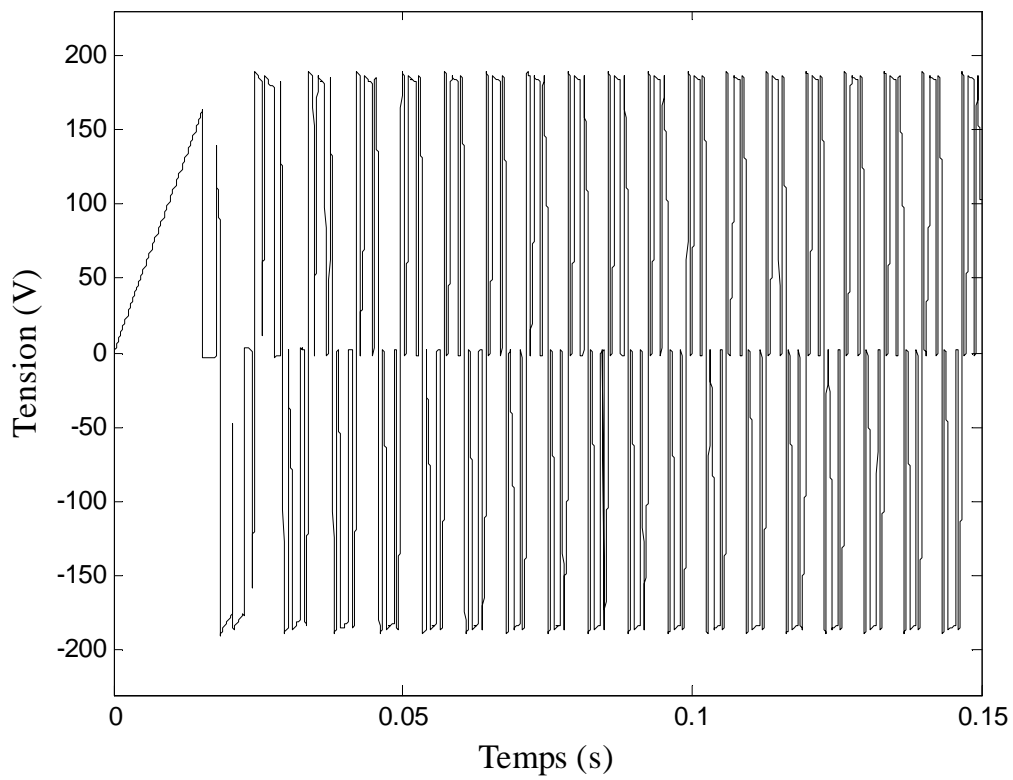


Fig. III.40. Tension entre deux phases.

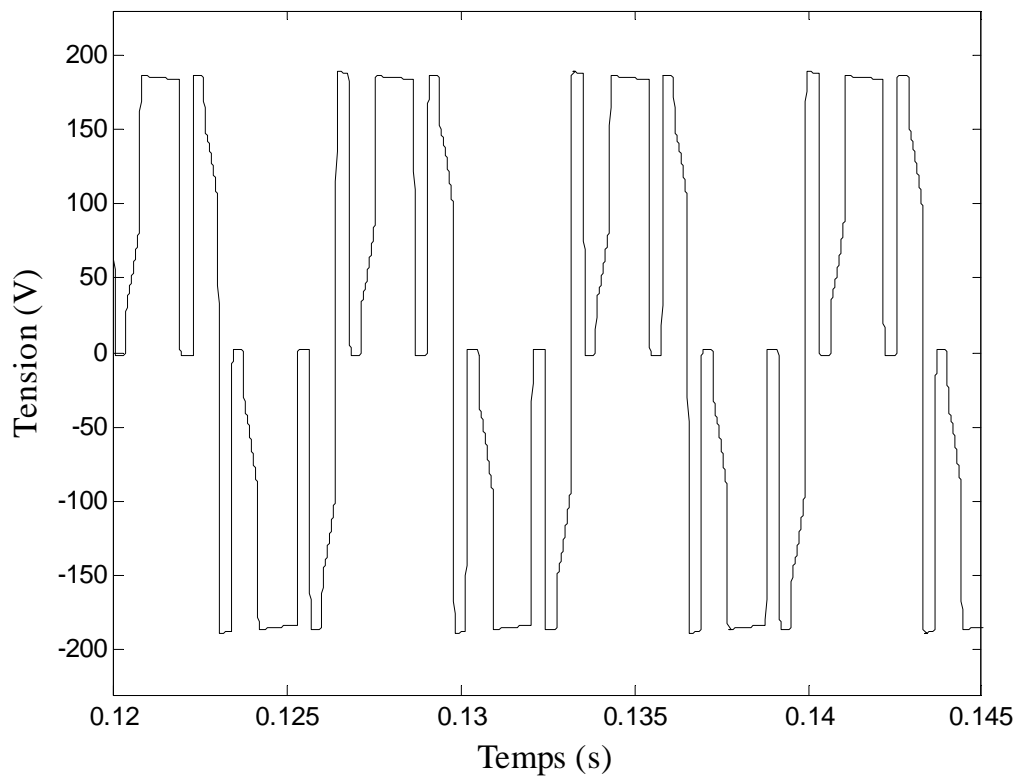


Fig. III.41. Zoom en régime permanent.

### III. 4.3. Interprétation :

La figure (III.32) montre que la forme du courant de phase présente un pic au démarrage. Sa forme présente des durées de conduction de  $120^\circ$  électriques alternées par des interruptions de  $60^\circ$  électriques. Ce courant diffère de celui en créneaux idéaux, cela est dû à l'effet retardataire des inductances durant les instants de commutation des interrupteurs.

Nous remarquons qu'au régime transitoire la machine développe un couple maximal supérieur à celui appliqué par la charge afin de vaincre l'inertie de l'ensemble rotor et charge. Toutefois en régime permanent la BDCM développe un couple égale au couple résistant. La simulation montre que les déformations au niveau du courant et la forme de la f.e.m influent directement sur les ondulations du couple de la machine.

Les plateaux des tensions simple et composée présentent des déformations lors de la commutation des composants réels utilisés dans le modèle simulation.

### III. 4.4. Comparaison avec les résultats expérimentaux :

Les résultats théoriques et expérimentaux de la tension composée, courant d'une phase et courant d'entrée continu sont donnés dans les figures ci-après :

Les mesures du courant et de la tension ont été effectuées avec des capteurs à effet hall dont les constantes correspondent respectivement à 1.27A/div et 28V/div.

Nous avons choisi les mêmes paramètres que ceux de l'expérience réalisée, à savoir :

- Une tension d'entrée continue,  $V_{dc} = 59 \text{ V}$ .
- Un couple de charge,  $C_r = 0.5 \text{ N.m}$ .

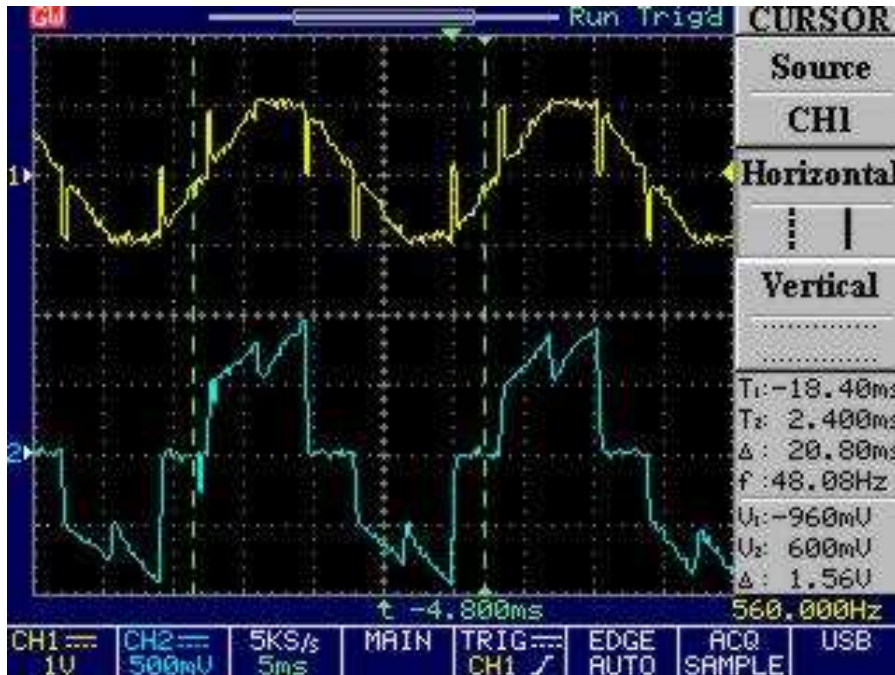


Fig. III.42. Tension composée et courant d'une phase expérimentaux.

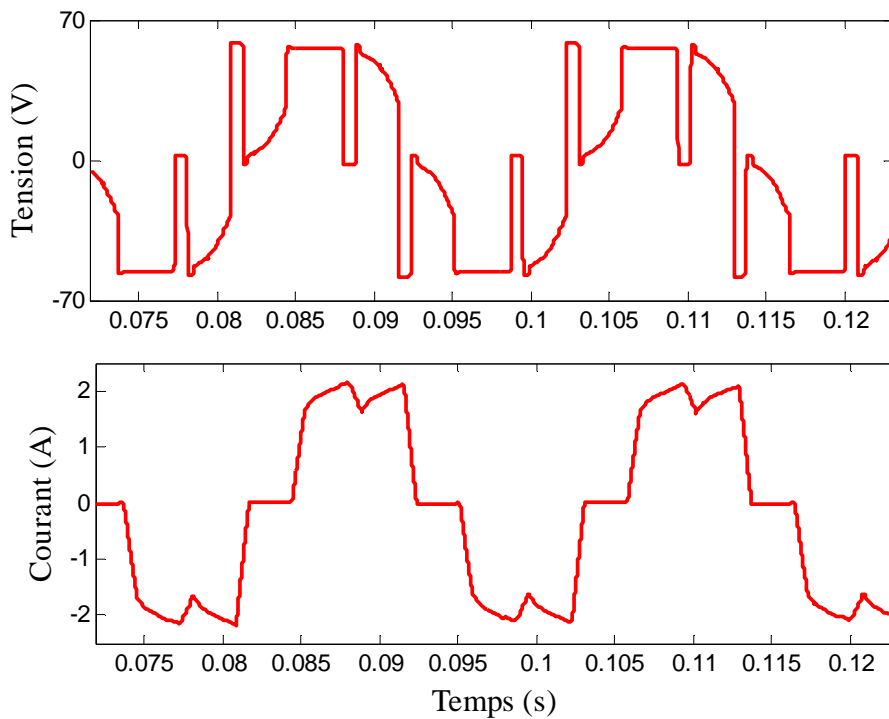


Fig. III.43. Tension composée et courant d'une phase théoriques.

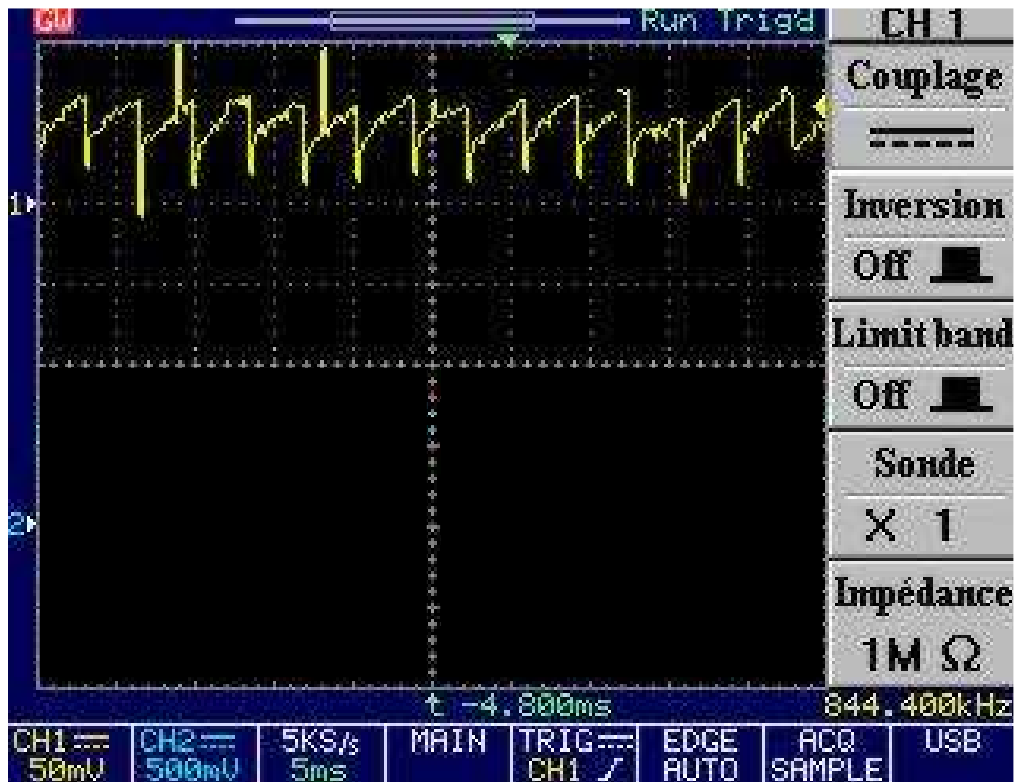


Fig. III.44. Courant d'entrée continu expérimental.

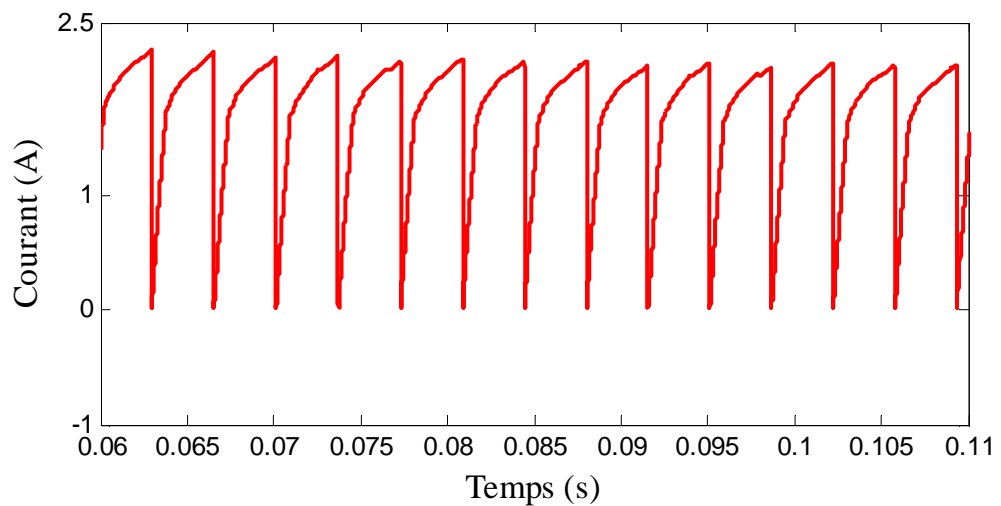


Fig. III.45. Courant d'entrée continu théorique.

Les figures (III.42) et (III.43) illustrent la variation du courant par phase et de la tension entre deux phases en fonction du temps.

Les courbes des tensions théoriques et expérimentales montrent que la tension à la sortie de l'onduleur est de 56 V ce qui représente une différence de tension de 3V par rapport à l'entrée de l'onduleur. Celle-ci est due à la chute de tension dans les transistors et les conducteurs. Dans ce cas, les résultats théorique et expérimental de la tension entre phases sont très proches. Cependant une légère différence au niveau du plateau de la tension existe.

Les courants de phase théorique et expérimental ont des formes d'ondes très proches, mais présentent des valeurs légèrement différentes. La valeur maximale du courant théorique est de 2,1 A tandis que celle expérimentale est de 2,3 A.

Les figures (III.44) et (III.45) montrent la variation du courant d'entrée continu théorique et expérimental, ces deux courants donnent respectivement l'image des couples électromagnétiques théorique et expérimental. Donc on peut dire que ces deux couples ont des formes d'ondes assez proches.

### **Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons développé un modèle physique du système BDCM-convertisseur sous l'environnement Matlab-SimPowerSystems, celui-ci tient compte du maximum d'imperfections du système.

Dans un premier temps, nous avons imposé un contrôle des courants à ce modèle pour pouvoir le comparer au modèle simplifié. Les résultats de simulation montrent que le taux d'ondulation du couple électromagnétique a augmenté de 24,67 % à 33,33 %, cela est dû à la déformation au niveau de la f.e.m (f.e.m réelle) et surtout à la présence du couple de détente. Dans un deuxième temps, et afin de valider les résultats de simulation du modèle physique, nous l'avons confronté avec des résultats expérimentaux sans contrôle des courants.

Enfin nous constatons que les résultats prédits par la simulation du modèle physique de l'ensemble machine-Convertisseur sont très proches de ceux expérimentaux.

# *Conclusion Générale*

## **Conclusion générale**

Dans ce travail, nous avons présenté une modélisation physique du système machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension  $120^\circ$ .

Une première étude très simpliste utilisant l'expression du couple d'interaction de la machine et des formes d'ondes de courant et de f.e.m idéales, nous a permis de vérifier l'influence des courants d'alimentation sur le couple de la machine. Nous avons abouti à la conclusion que la forme de courant en créneaux de  $120^\circ$  est la mieux adaptée pour l'alimentation de la BDCM.

En ce qui concerne la modélisation du système machine-convertisseur, nous avons développé sous l'environnement Matlab-Simulink un modèle simplifié de ce système en posant plusieurs simplifications à savoir la commutation des interrupteurs est instantanée, la f.e.m est idéale, le couple de détente est négligé et les inductances sont considérées constantes. Cela nous a permis de déterminer les caractéristiques de la machine à savoir le couple électromagnétique, les courants, la vitesse et les tensions. Les résultats de simulation montrent que le taux d'ondulation du couple électromagnétique est de 24,67 % qui est relativement élevé. Nous avons constaté que la phase de commutation échappe au contrôle imposé sur les courants, cela est dû à l'effet retardataire des inductances de la machine.

Afin de s'approcher au mieux de la réalité du système, un modèle physique de l'ensemble Machine-Convertisseur tenant compte à la fois des imperfections de l'onduleur et celles de la machine est établi. Nous avons d'abord étudié le convertisseur, celui-ci est un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors IGBT. Les modèles des transistors ainsi que des diodes de roue libre tiennent compte de leurs temps d'amorçage et d'ouverture ainsi que de leurs chutes de tension lorsqu'ils conduisent.

Un modèle physique de la machine (BDCM), tenant compte de la variation des inductances propres et mutuelles, de la f.e.m réelle de la machine ainsi que du couple de détente est établi.

La simulation sous l'environnement Matlab-SimPowerSystems de l'ensemble BDCM-convertisseur avec contrôle des courants a été effectuée, ses résultats ont été comparés avec ceux du modèle simplifié. Ceux-ci montrent que le taux d'ondulation du couple électromagnétique a augmenté de 24,67 % à 33,33 %, cela est dû à la déformation au niveau de la f.e.m (f.e.m réelle) et surtout à la présence du couple de détente.

Afin de valider les résultats de simulation du modèle physique de la machine, nous avons procédé à une comparaison avec des résultats expérimentaux réalisés par N.Arab. Les résultats obtenus avec le modèle physique concordent avec ceux de l'expérience. Nous pouvons alors conclure que le modèle physique développé est assez précis.

Afin de tester la dynamique du système machine-convertisseur, une commande en vitesse avec contrôle des courants aurait été souhaitable, sa simulation et sa réalisation expérimentale seraient des perspectives très intéressantes pour les promotions à venir.

*Références*  
*bibliographies*

[1] **Ben Ferdia Abdelkader** " Commande non linéaire d'un moteur synchrone à aimants permanents "

Thèse Magister, université de Batna 2006.

[2] **YAKOUB KHADIDJA** " Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteurs à induction "

Thèse Magister, université de Batna 2005.

[3] **AIMEUR AISSA** " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants "

Thèse Magister, université de Batna 2003.

[4] **BODIN Florence** "Commande des machines synchrones à aimants permanents et à forces contre-électromotrices non sinusoïdales "

Thèse de DOCTORAT, Université de Nantes 1999

[5] **Merzoug Med salah** " Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) "

Thèse Magister, université de Batna 2006.

[6] **B. SAINT-JEAN** " Electrotechnique et machines électriques "

Edition Eyrolles 1977.

[7] **Dominique Bareille, Jean-Pierre-Daunis** " Electrotechnique, Transformateurs et machines tournantes "

Edition DUNOD, Paris, 2006.

[8] **Pierre Mayé** " Moteurs Electriques Industriels "

Edition DUNOD, Paris 2005.

[9] **B. Boukais** " Analyse des performances statiques et dynamiques de deux BDCM de faibles puissances "

Thèse Magister, U.M.M.T.O 2001.

[10] **Guy SEGUIER, Francis Notelet** " Electrotechnique industrielle "

Edition Lavoisier 2006.

[11] **N.Arab** " Implémentation d'un DSPTMS320LF2407A en vu d'autopiloté une machine synchrone à aimants permanents".

Mémoire D'ingénieur, U.M.M.T.O 2007.

[12] **Guy SEGUIER, Francis LABRIQUE et Robert BAUSERE** " Les convertisseurs de l'électronique de puissance "

Edition Lavoisier 1995.

[13] **O. A. Mohammed, S. Liu**, "Physical modeling of PM synchronous motors for integrate coupling with machine drives"

IEEE Trans. Magn., vol. 41, no.5, pp. 1628-1631, May 2005.

[14] **Ramdane LATEB** " Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps: Application à la propulsion marine par POD."

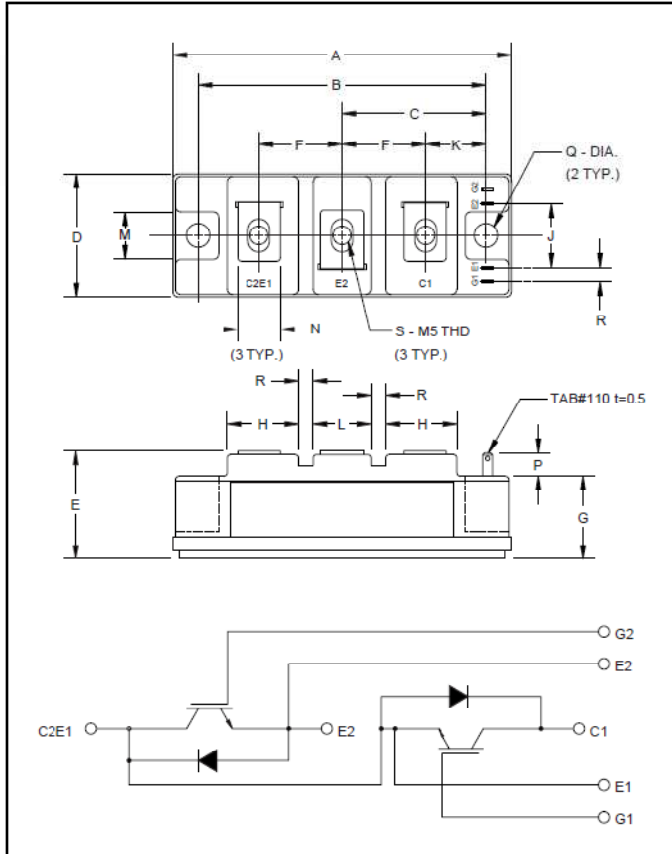
Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine 2006.

[15] **Michel Lavabre** " Electronique de puissance, convertisseur d'énergie"

Edition CASTEILLA, 1998.

# *Annexes*

MITSUBISHI IGBT MODULES  
**CM100DY-12H**  
 HIGH POWER SWITCHING USE  
 INSULATED TYPE



Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.70	94.0
B	3.150±0.01	80.0±0.25
C	1.57	40.0
D	1.34	34.0
E	1.22 Max.	31.0 Max.
F	0.90	23.0
G	0.85	21.5
H	0.79	20.0
J	0.71	18.0

Dimensions	Inches	Millimeters
K	0.67	17.0
L	0.63	16.0
M	0.51	13.0
N	0.47	12.0
P	0.28	7.0
Q	0.256 Dia.	Dia. 6.5
R	0.16	4.0
S	M5 Metric	M5

**Description:**

Mitsubishi IGBT Modules are designed for use in switching applications. Each module consists of two IGBTs in a half-bridge configuration with each transistor having a reverse-connected super-fast recovery free-wheel diode. All components and interconnects are isolated from the heat sinking baseplate, offering simplified system assembly and thermal management.

**Features:**

- Low Drive Power
- Low  $V_{CE(sat)}$
- Discrete Super-Fast Recovery Free-Wheel Diode
- High Frequency Operation
- Isolated Baseplate for Easy Heat Sinking

**Applications:**

- AC Motor Control
- Motion/Servo Control
- UPS
- Welding Power Supplies

**Ordering Information:**

Example. Select the complete part module number you desire from the table below -i.e. CM100DY-12H is a 600V ( $V_{CES}$ ), 100 Ampere Dual IGBT Module.

Type	Current Rating Amperes	$V_{CES}$ Volts (x 50)
CM	100	12

**CM100DY-12H**HIGH POWER SWITCHING USE  
INSULATED TYPE**Absolute Maximum Ratings,  $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise specified**

Ratings	Symbol	CM100DY-12H	Units
Junction Temperature	$T_j$	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Voltage (G-E SHORT)	$V_{CES}$	600	Volts
Gate-Emitter Voltage (C-E SHORT)	$V_{GES}$	$\pm 20$	Volts
Collector Current ( $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ )	$I_C$	100	Amperes
Peak Collector Current	$I_{CM}$	200*	Amperes
Emitter Current** ( $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ )	$I_E$	100	Amperes
Peak Emitter Current**	$I_{EM}$	200*	Amperes
Maximum Collector Dissipation ( $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $T_j \leq 150\text{ }^\circ\text{C}$ )	$P_C$	400	Watts
Mounting Torque, M5 Main Terminal	-	1.47 ~ 1.96	N · m
Mounting Torque, M6 Mounting	-	1.96 ~ 2.94	N · m
Weight	-	190	Grams
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	$V_{iso}$	2500	Vrms

\*Pulse width and repetition rate should be such that the device junction temperature ( $T_j$ ) does not exceed  $T_{j(max)}$  rating.

\*\*Represents characteristics of the anti-parallel, emitter-to-collector free-wheel diode (FWDi).

**Static Electrical Characteristics,  $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise specified**

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Collector-Cutoff Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = V_{CES}$ , $V_{GE} = 0\text{V}$	-	-	1.0	mA
Gate Leakage Current	$I_{GES}$	$V_{GE} = V_{GES}$ , $V_{CE} = 0\text{V}$	-	-	0.5	$\mu\text{A}$
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C = 10\text{mA}$ , $V_{CE} = 10\text{V}$	4.5	6.0	7.5	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 100\text{A}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$	-	2.1	2.8**	Volts
		$I_C = 100\text{A}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$ , $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	-	2.15	-	Volts
Total Gate Charge	$Q_G$	$V_{CC} = 300\text{V}$ , $I_C = 100\text{A}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$	-	300	-	nC
Emitter-Collector Voltage	$V_{EC}$	$I_E = 100\text{A}$ , $V_{GE} = 0\text{V}$	-	-	2.8	Volts

\*\* Pulse width and repetition rate should be such that device junction temperature rise is negligible.

**Dynamic Electrical Characteristics,  $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise specified**

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Input Capacitance	$C_{ies}$	$V_{GE} = 0$ , $V_{CE} = 10\text{V}$	-	-	10	nF
Output Capacitance	$C_{oes}$		-	-	3.5	nF
Reverse Transfer Capacitance	$C_{res}$		-	-	2	nF
Resistive	Turn-on Delay Time	$V_{CC} = 300\text{V}$ , $I_C = 100\text{A}$ ,	-	-	120	ns
	Rise Time		$t_r$	-	-	300
Switch	Turn-off Delay Time	$V_{GE1} = V_{GE2} = 15\text{V}$ , $R_G = 6.3\Omega$	-	-	200	ns
	Fall Time		$t_f$	-	-	300
Diode Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$I_E = 100\text{A}$ , $di_E/dt = -200\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	110	ns
Diode Reverse Recovery Charge	$Q_{rr}$	$I_E = 100\text{A}$ , $di_E/dt = -200\text{A}/\mu\text{s}$	-	0.27	-	$\mu\text{C}$

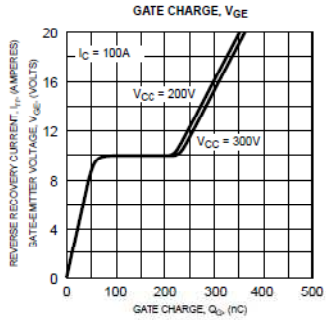
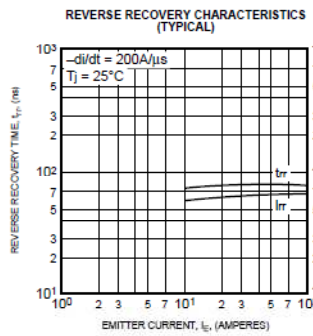
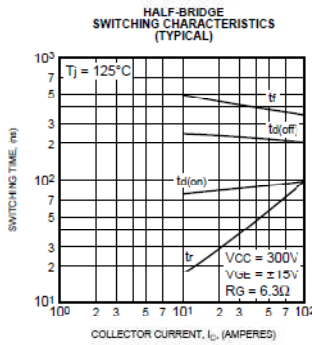
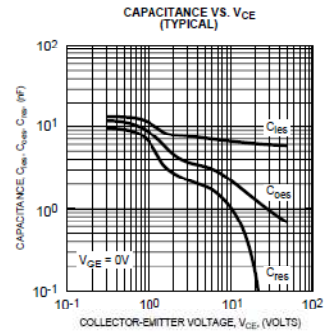
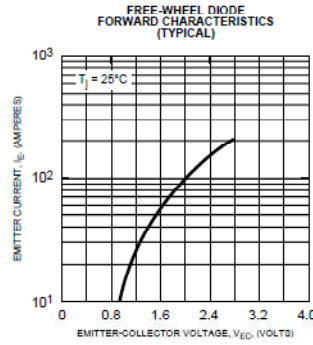
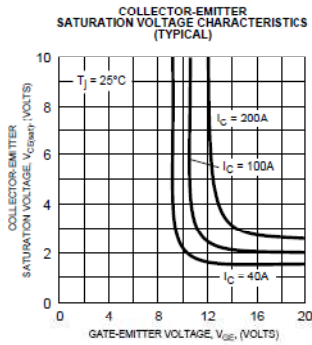
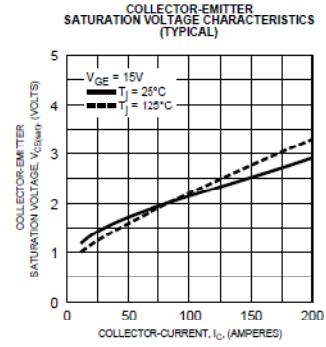
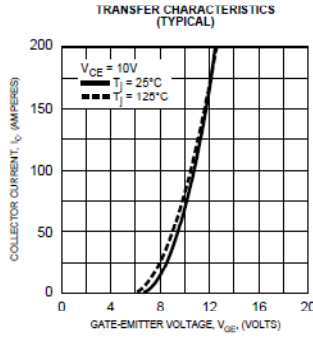
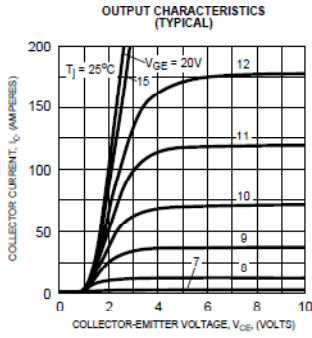
**Thermal and Mechanical Characteristics,  $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise specified**

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	Per IGBT	-	-	0.31	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	Per FWDi	-	-	0.70	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Per Module, Thermal Grease Applied	-	-	0.075	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Sep.1998

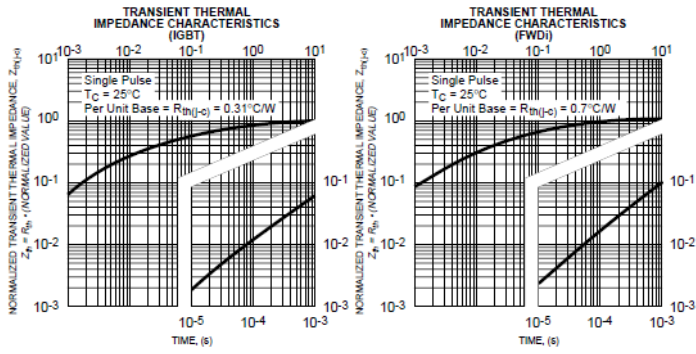
**CM100DY-12H**

HIGH POWER SWITCHING USE  
INSULATED TYPE



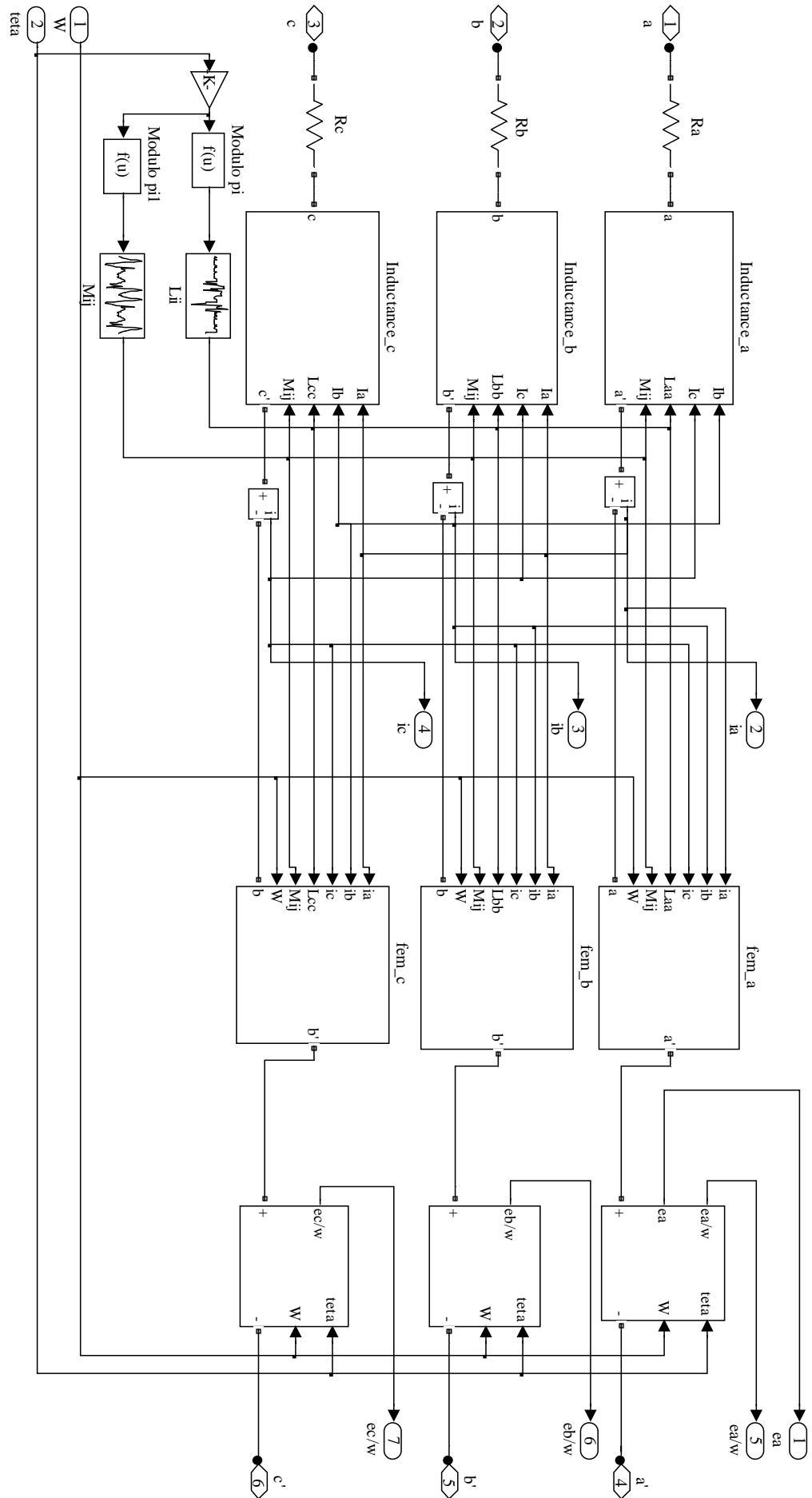
**CM100DY-12H**

HIGH POWER SWITCHING USE  
INSULATED TYPE



# Annexe II

## Modèle de la BDCM sur SimPowerSystems



**Simulation du modèle physique de l'onduleur sur SimPowerSystems :**

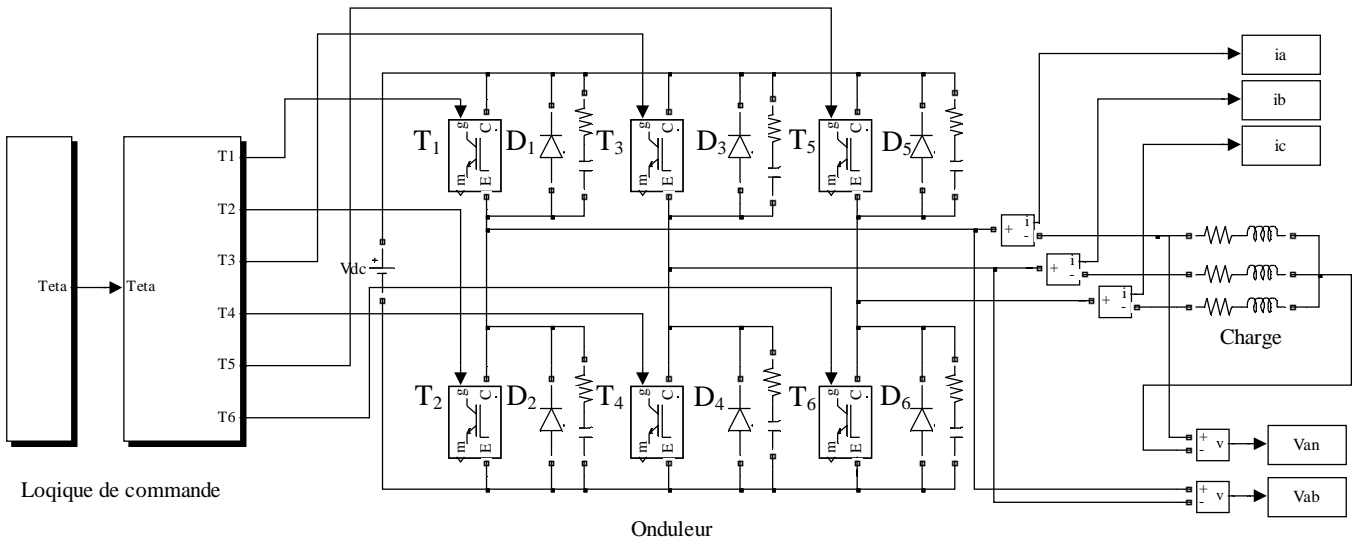
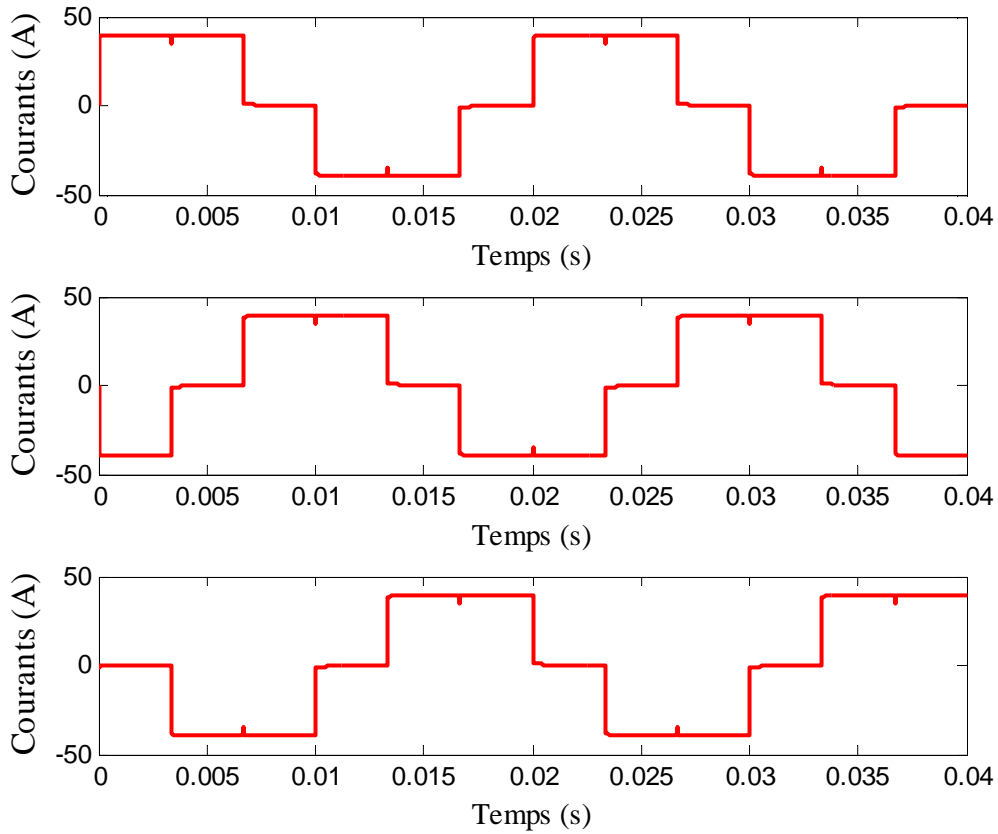
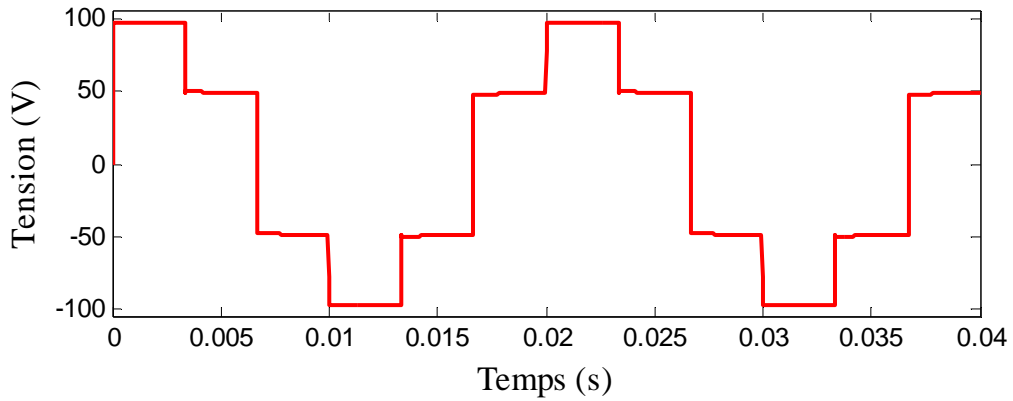
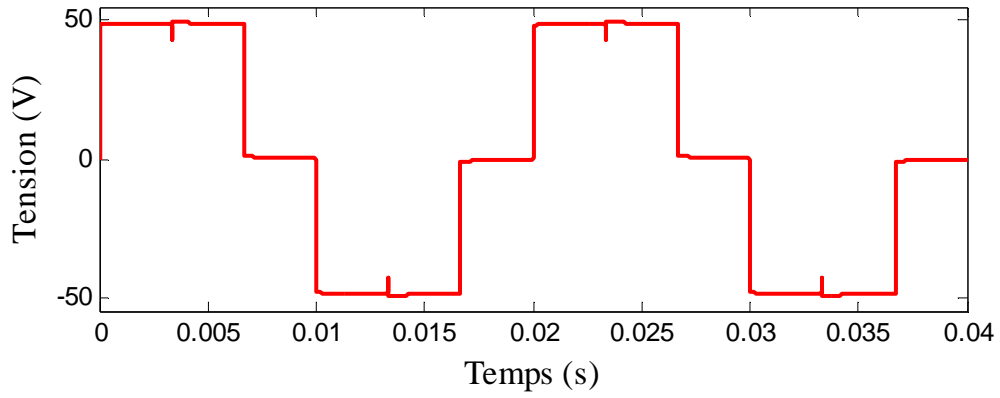


Schéma de simulation de l'onduleur sur SimpowerSystems.

**a- Sur une charge résistive (R) :**

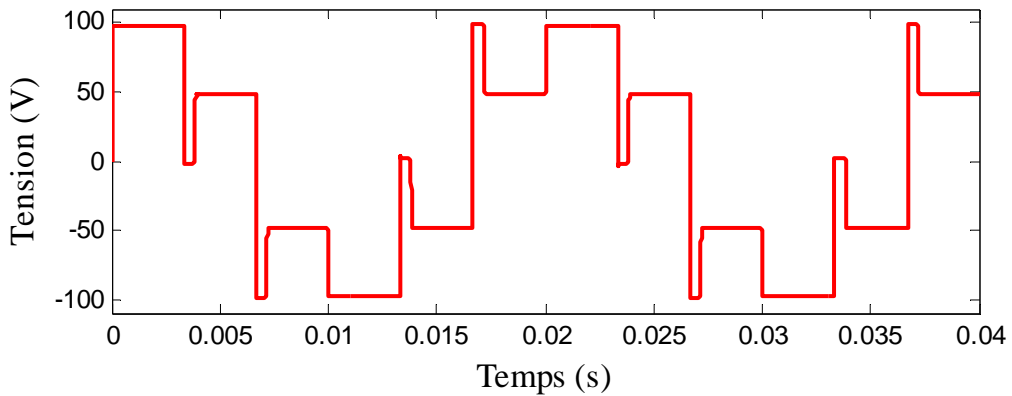
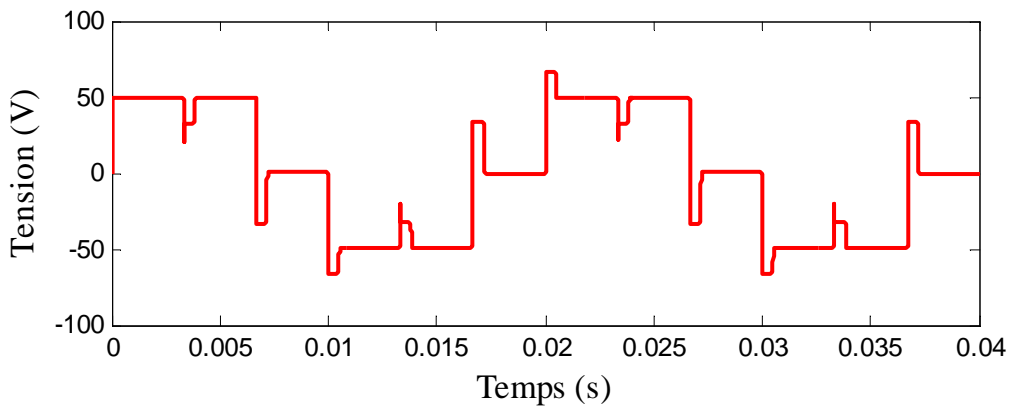


Courants dans les phases a, b et c.

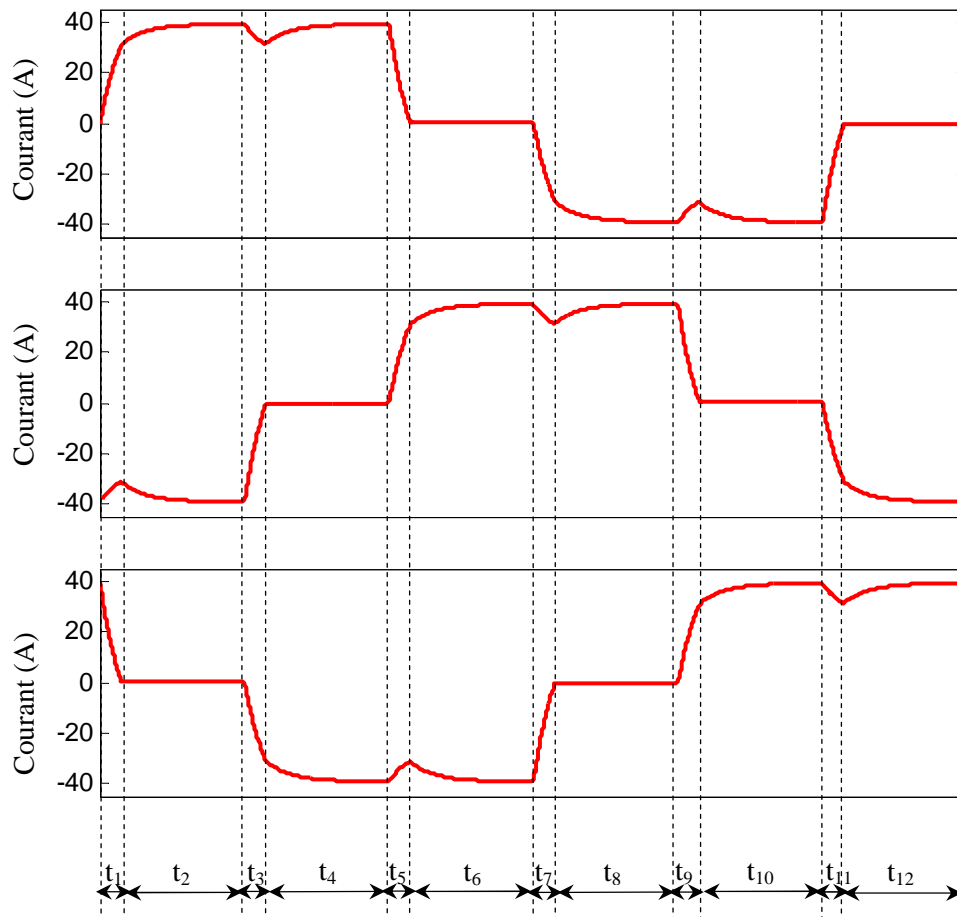


Tension simple et composée.

**b- Sur une charge inductive (RL) :**



Tension simple et composée.



Courants dans les phases a, b et c.

**c) Interprétation :**

- Pour la charge résistive, les formes des ondes de tension et de courant sont presque idéales. Elles présentent des pics qui sont dûs à la commutation des interrupteurs.
- Dans le deuxième cas, la présence de l'inductance provoque un retard à l'extinction des courants. Ceci entraîne la conduction temporaire des diodes. On crée ainsi 12 états différents décrits par le tableau ci-dessous :

Etat	Eléments en conduction
$t_1$	$T_1, T_4$ et $D_6$
$t_2$	$T_1$ et $T_4$
$t_3$	$T_1, T_6$ et $D_3$
$t_4$	$T_1$ et $T_6$
$t_5$	$T_3, T_6$ et $D_2$
$t_6$	$T_3$ et $T_6$
$t_7$	$T_2, T_3$ et $D_5$
$t_8$	$T_2$ et $T_3$
$t_9$	$T_5, T_2$ et $D_4$
$t_{10}$	$T_2$ et $T_5$
$t_{11}$	$T_4, T_5$ et $D_1$
$t_{12}$	$T_4$ et $T_5$

Eléments en conduction dans l'onduleur 120°.