

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الألية والالكتروتقني  
Département d'automatique et Électrotechnique



## Mémoire de Master

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Machines Électriques

Présenté par

BELKACEMI Mohamed Abdelhak

# Modélisation et commande d'un moteur de type brushless

Proposé par : Dr. BRADAI Rafik

Année Universitaire 2022-2023

## Remerciements

---

*A la mémoire de ma grand-mère, mon grand père et mon père.  
A ma mère et ma tante pour leur abnégation et leur amour filiale et exclusif  
A ma chère sœur  
A toute ma famille, oncles et cousins, sans le support desquels je ne serais ce  
que je suis  
A tous mes amis,  
Ce travail, aussi modeste soit-il, ne saurait voir le jour sans la participation  
active de mes professeurs et leur encouragement depuis le début de mon  
parcours universitaire. Qu'il vente, qu'il neige ou qu'il pleuve, ils étaient  
toujours là à m'inculquer le savoir et à me construire.  
Qu'ils trouvent ici mes remerciements et ma gratitude  
...à toutes ces personnes et à tous ceux qui me sont chers, je dédie ce modeste  
travail.*

*Belkacemi*

---

**ملخص:** تركز هذه الأطروحة على المحركات اللافرشبية، وهي تكنولوجيا تتميز بموثوقيتها ومتانتها وأدائها العالي. الهدف الرئيسي هو دراسة نمذجة وتحكم هذه المحركات. يتم استكشاف طرق التحكم الاتجاهي والشكل المتعدد بشكل خاص لتعزيز التحكم في المحركات اللافرشبية. يتيح التحكم الاتجاهي التحكم المستقل في عزم الدوران والسرعة، في حين يناسب التحكم المتعدد المحركات اللافرشبية ذات التيار المستمر. تهدف هذه الأطروحة إلى تحسين أداء المحركات اللافرشبية، وزيادة كفاءة الطاقة، وتلبية المتطلبات الخاصة للتطبيقات الصناعية والتكنولوجية.

**كلمات المفاتيح** محرك بدون فرشاة تيار مستمر، محرك متزامن بالمغناطيس الدائم، محول قدرة، تحكم كهربائي.

---

**Résumé :** Ce mémoire de fin d'étude se concentre sur les moteurs brushless, une technologie prisée pour sa fiabilité, sa durabilité et ses performances élevées. L'objectif principal est d'étudier la modélisation et la commande de ces moteurs. Les méthodes de commande vectorielle et trapézoïdale sont particulièrement explorées pour améliorer le contrôle des moteurs brushless. La commande vectorielle permet un contrôle indépendant du couple et de la vitesse, tandis que la commande trapézoïdale est adaptée aux moteurs à courant continu sans balais. Ce mémoire vise à optimiser les performances des moteurs brushless, à améliorer leur efficacité énergétique et à répondre aux exigences spécifiques des applications industrielles et technologiques.

**Mots clés :** moteur sans balais a cc; moteur synchrone a aimants permanents ; commutateur de puissance ; commande électrique .

---

**Abstract:** This thesis focuses on brushless motors, a technology valued for its reliability, durability, and high performance. The main objective is to study the modeling and control of these motors. The vector control and trapezoidal control methods are particularly explored to enhance the control of brushless motors. Vector control allows independent control of torque and speed, while trapezoidal control is suitable for brushless DC motors. This thesis aims to optimize the performance of brushless motors, improve their energy efficiency, and meet the specific requirements of industrial and technological applications.

**Keywords:** Brushless DC motor, Permanent magnet synchronous motor, Power converter, Electrical control

---

## Listes des acronymes et abréviations

- **F** Est la force électromagnétique, (en newtons, **N**)
- **B** Est la densité du champ magnétique, (en teslas, **T**).
- **I** Est le courant du conducteur, (en ampères, **A**).
- **L** Est la longueur du conducteur, (en mètres, **m**).
- **$\theta$**  Est la différence angulaire, (en degrés ou radians).
- **v** Est la vitesse du conducteur, (en mètre par seconde, **m/s**).
- **N** Est le nombre de spires.
- **r** Est le rayon interne du moteur, (en mètre, **m**).
- **$K_E$**  Est la constante de force électromotrice, ( **$V \cdot s / rad$** ).
- **$C_m$**  Est le couple magnétique, (en Newtons mètres, **N.m**).
- **$\vec{m}$**  Est le moment magnétique, (en ampères mètres carrés,  **$A \cdot m^2$** ).
- **$P_{inst}$**  Est la puissance instantanée, (en watts, **W**).
- **$e'$**  Est la force contre-électromotrice, (en volts, **V**).
- **$\lambda_1$**  Est la constante de force contre-électromotrice, (en volts par radian par seconde,  **$V \cdot rad/s$** )
- **$v_d v_q$**  Sont les tensions d'axe dq, (en volts, **V**).
- **$R_s$**  Est la résistance du stator, (en ohms,  **$\Omega$** ).
- **P** Est la puissance électrique, (en watts, **W**)
- **p** Est le nombre de pôles
- **$\lambda_d \lambda_q$**  Sont les liaisons de flux d'axe dq
- **$i_a i_b i_c$**  Sont les courants de phase a, b et c, (en ampères, **A**)
- **$i_d i_q$**  Sont les courants du stator dans l'axe, (en ampères, **A**)
- **$\omega_s$**  Est la vitesse synchrone, (radian par seconde, **rad/s**).
- **$\omega_r$**  Est la vitesse rotorique, (radian par seconde, **rad/s**).
- **$L_{af}$**  Est la liaison de flux mutuel de l'aimant. ( henrys, **H**)
- **$L_d L_q$**  Sont les inductances des axes d, q, (henrys, **H**)
- **$K_t$**  Est le constant du couple moteur, (Newton par ampère, **N/A**)
- **J** Est le moment d'inertie, ( kilogramme mètre carré,  **$kg \cdot m^2$** ).
- **$C_r$**  Est le couple résistant, (Newton mètre, **N.m**).
- **$\theta$**  Est la position du rotor, (radians, **rad**).
- **$v_a v_b v_c$**  Sont les tensions instantanées des trois phases (a,b,c), (volt, **V**).
- **$L_a L_b L_c$**  Sont les self-inductances du bobinage du stator, (henry, **H**).
- **$M_{ab} M_{ac} M_{bc}$**  Sont les inductances mutuelles, (henry, **H**).
- **$f_c$**  Est le coefficient de frottement

- $Q_i(t)$  Est l'action de commutation du  $i$  ème élément de commutation
- $V_{AB} V_{AC} V_{BC}$  Sont les tensions ligne à ligne des phases A ,B,C, (volt, **V**).
- $V_{AN} V_{BN} V_{CN}$  Sont les tensions ligne à neutre des phases A,B,C, (volt, **V**).
- $V_{A0} V_{B0} V_{C0}$  Sont les tensions d'entrée de l'onduleur, (volt, **V**).
- $V_{DC}$  Est la tension continue, (volt, **V**).
- $m$  Est l'indice de modulation, (adimensionnel)
- $\tau$  Est le coefficient de réglage, (adimensionnel)
- $f_p$  Est la fréquence de porteuse,( hertz, **Hz**),
- $f_r$  Est la fréquence de référence,( hertz, **Hz**),
- $V_r$  Est la tension de référence, (volt, **V**).
- $V_p$  Est la tension de porteuse, (volt, **V**).
- $\Phi_f$  Est le flux d'entrefer, (weber, **Wb**)
- $k_p$  Est le gain proportionnel, (adimensionnel)
- $k_i$  Est le gain intégral, (adimensionnel)
- $\varepsilon$  Est le facteur d'amortissement, (adimensionnel)
- $\tau_q$  Est la constante de temps électrique d'axe q, (seconde, **s**),
- $T_r$  Est le temps de réponse, (seconde, **s**),

- **DC** : Courant Continu (Direct Current en anglais).
- **AC** : Courant Alternatif (Alternating Current en anglais).
- **MSAP** : Machine Synchrones à Aimants Permanents.
- **BLDC** : Moteur à Courant Continu Sans Balais (Brushless Direct Current Motor en anglais).
- **FTBO** : Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (Open-Loop Transfer Function en anglais).
- **FTBF** : Fonction de Transfert en Boucle Fermée (Closed-Loop Transfer Function en anglais).
- **THD** : Taux d'Harmoniques Distorsion (Total Harmonic Distortion en anglais).
- **FEM** : Force Électromotrice.
- **PWM** : Modulation de Largeur d'Impulsion MLI (Pulse Width Modulation en anglais).
- **SPWM** : Modulation de Largeur d'Impulsion Sinusoïdale MLIS (Sinusoidal Pulse Width Modulation en anglais).
- **SVPWM** : Modulation de Vecteur d'Esapce (Space Vector Pulse Width Modulation en anglais).
- **PM** : Aimant Permanent (Permanent Magnet en anglais).
- **MLIST** : Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-triangle
- **PI** : Proportionnel Intégral (Proportional Integral en anglais).

# Table des matières

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 Etat de l'art sur le moteur BRUSHLESS.....</b>	<b>3</b>
1.1 Introduction à moteur brushless .....	3
1.2 Généralités sur la MSAP.....	4
1.2.1 Concept fondamental des moteurs .....	4
1.2.2 Force magnétique .....	4
1.2.3 Règle de la main gauche .....	5
1.2.4 Règle de la main droite .....	5
1.3 Description Générale des MSAP .....	6
1.3.1 Constitution .....	6
a Le stator.....	6
b Le rotor .....	6
1.4 Disposition des aimants dans le rotor .....	7
1.5 Principe de fonctionnement MSAP.....	7
1.6 Principe de L'autopilotage des MSAP .....	8
1.7 Alimentation MSAP.....	9
1.8 Classification des MSAP .....	9
1.9 Description du moteur sans balais cc (BLDC) .....	11
1.10 Fonctionnement du moteur BLDC .....	11
1.10.1 Théoriquement.....	11
1.11 Détection de la position du rotor .....	13
1.11.1 Moteur brushless a capteur (sensored).....	13
1.11.2 Moteur brushless sans capteur (sensorless).....	14
1.12 Configurations d'enroulement de base .....	14
1.13 Applications des moteurs à aimants permanents .....	15
1.13.1 Industrie : .....	15
1.13.2 Vie publique : .....	16
1.14 Avantages et Inconvénients du moteur brushless .....	16
1.15 Schéma de commande d'un moteur Brushless .....	16
1.15.1 Onduleur triphasé .....	17
1.16 Onde carrée contre onde sinusoïdale .....	18
1.17 Conclusion.....	19
<b>Chapitre 2 Modélisation du moteur brushless .....</b>	<b>20</b>
2.1 Introduction .....	20
2.2 Modélisation d'un moteur BLDC.....	20
2.2.1 Configuration du moteur brushless .....	20
2.2.2 Moteur a trois phases en étoile a alimentation bidirectionnelle .....	20
2.2.3 Structure d'alimentation en pont complet (étoile) .....	21

2.2.4	Moteur a trois phases en etoile a alimentation unidirectionnelle .....	23
2.2.5	Structure d'alimentation en demi-pont (étoile) .....	24
2.2.6	Moteur a trois phases en triangle.....	25
2.2.7	Structure d'alimentation en pont complet (Delta).....	25
2.2.8	Moteur à quatre phases en etoile a alimentation bidirectionnelle .....	27
2.2.9	Structure d'alimentation Moteur à quatre phases en etoile .....	28
2.2.10	Moteur à quatre phases en étoile a alimentation unidirectionnelle.....	29
2.2.11	Moteur à quatre phases en carre .....	30
2.3	Modèle mathématique du moteur brushless triphasé .....	31
2.3.1	Modèle mathématique du MSAP .....	31
a	Modèle électrique .....	31
b	Modèle mécanique.....	31
2.3.2	Modèle mathématique du moteur BLDC triphasé .....	32
a	Modèle électrique .....	32
b	Modèle mécanique.....	33
2.4	Conclusion.....	34
	<b>Chapitre 3 Convertisseur DC/AC.....</b>	<b>35</b>
3.1	Introduction .....	35
3.1.1	L'essor des convertisseurs statiques.....	35
3.1.2	Convertisseur statique de type DC/AC .....	36
3.2	Présentation de la conversion DC/AC.....	36
3.3	Principes et structures de base des onduleurs.....	37
3.4	Classification des onduleurs .....	37
3.4.1	La nature de la source.....	37
3.4.2	Le nombre de phases de la charge .....	37
3.4.3	La structure du convertisseur .....	38
3.4.4	La nature des interrupteurs.....	38
3.5	Le mode de commande .....	38
3.6	Onduleurs de courant.....	38
3.7	Onduleurs de tension.....	39
3.7.1	Les onduleurs monophasés .....	39
3.7.2	Onduleurs monophasés à demi-pont .....	39
3.7.3	Onduleurs monophasés à pont complet .....	41
3.8	Onduleurs triphasés.....	43
3.8.1	Principe de fonctionnement .....	46
3.8.2	Modélisation de l'onduleur de tension triphasé .....	46
3.9	Les différents types de commande.....	48
3.9.1	La commande pleine onde 180° .....	48
a	Forme des tensions de sortie de l'onduleur.....	49
3.9.2	Commande décalée 120° .....	50
a	Forme des tensions à la sortie de l'onduleur .....	51

3.9.3	Commande MLI (Modulation de largeurs d'impulsions).....	51
a	La commande (MLI sinus-triangle).....	51
b	Principe de la commande (MLI sinus-triangle).....	52
c	Caractéristique de la MLI.....	52
3.10	Conclusion.....	55
	<b>Chapitre 4 Commande vectorielle de la MSAP .....</b>	<b>56</b>
4.1	Introduction .....	56
4.2	La commande vectorielle.....	56
4.2.1	Principe de la commande vectorielle .....	57
4.2.2	Découplage .....	58
a	Découplage par compensation .....	58
4.2.1	Description du système global .....	60
4.3	Calcul des régulateurs.....	60
4.3.1	Régulation du courant <i>i<sub>q</sub></i> .....	62
4.3.2	Régulation du courant <i>i<sub>d</sub></i> .....	63
4.3.3	Régulation de vitesse .....	64
4.4	Résultats de simulation.....	66
4.4.1	Essai à vide et en charge .....	66
4.4.2	Essai de l'inversion de sens de rotation.....	68
4.5	Conclusion.....	69
	<b>Chapitre 5 La Commande Trapézoïdale .....</b>	<b>70</b>
5.1	Introduction .....	70
5.2	Bases de la commutation trapézoïdale (6 étapes). .....	70
5.2.1	Commutation .....	70
5.2.2	Mise en oeuvre de la commande .....	72
5.3	Simulation du moteur BLDC sans régulateur.....	73
5.3.1	Résultat de simulation a vide sans regulateur.....	74
5.3.2	Résultat de simulation avec charge sans régulateur .....	74
5.4	Simulation du moteur BLDC avec régulateur .....	75
5.4.1	Configuration du régulateur PI .....	75
5.4.2	Calcule les paramètres du régulateur.....	76
a	Résultat de simulation avec charge et avec régulateur PI .....	76
5.5	Conclusion.....	77
	<b>Conclusion générale .....</b>	<b>78</b>
	Annexes	
	Bibliographie	



## Liste des figures

Figure 1. 1: Force magnétique.....	4
Figure 1. 2: Règle de la main gauche et règle de la main droite. ....	5
Figure 1. 3: Sections transversales des aimants du rotor.....	7
Figure 1. 4: Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	7
Figure 1. 5: Schéma de principe d'autopilotage d'une machine MSAP. ....	8
Figure 1. 6: Fem trapézoïdale. ....	10
Figure 1. 7: Fem sinusoïdale. ....	10
Figure 1. 8: Le rotor peut être à l'intérieur (à gauche) ou à l'extérieur (à droite).....	11
Figure 1. 9: Fonctionnement de l'onduleur et du moteur brushless exemple de situation de commutation. ....	12
Figure 1. 10: Table de commutation des tensions en fonction des signaux capteurs. ..	13
Figure 1. 11: Capteur a effet hall .....	14
Figure 1. 12: Disposition de base des enroulements triphasés.....	14
Figure 1. 13: Connexions de ligne d'enroulement de moteur BLDC triphasées populaires : (a) en étoile (demi-onde), (b) en étoile (pleine onde), (c) en triangle et (d) indépendantes. ....	15
Figure 1. 14: Organisation du système complet. ....	17
Figure 1. 15: Onduleur triphasé.....	17
Figure 2. 1: Commutation du courant dans les phases d'un moteur triphase en étoile avec une alimentation bidirectionnelle. ....	21
Figure 2. 2: Schéma de circuit du moteur connecté en étoile pleine onde. ....	21
Figure 2. 3: Courbes des forces contre-électromotrices et des courants pour un moteur triphasé en étoile dans le cas d'une alimentation bidirectionnelle. ....	22
Figure 2. 4: Commutation du courant dans les phases d'un moteur triphasé en étoile avec une alimentation unidirectionnelle. ....	23
Figure 2. 5: Schéma de circuit du moteur connecté en étoile demi onde. ....	24
Figure 2. 6: Courbes des forces contre-électromotrices et des courants pour un moteur triphasé en étoile dans le cas d'une alimentation unidirectionnelle. ....	24
Figure 2. 7: Moteur triphasé en triangle.....	25
Figure 2. 8: Commutation des courants dans les phases d'un moteur triphasé en triangle. ....	25
Figure 2. 9: Schéma de circuit du moteur connecté en delta pleine onde. ....	26
Figure 2. 10: Courbes des forces contre-electromotrices et des courants pour un moteur triphase en triangle.....	26
Figure 2. 11: Moteur à quatre phases en étoile sans neutre. ....	27
Figure 2. 12: Commutation du courant dans les enroulements d'un moteur d quatre phases en étoile avec une alimentation bidirectionnelle.....	27

Figure 2. 13: Schéma de circuit du moteur connecté en étoile pleine onde. ....	28
Figure 2. 14: Courbes des forces contre-électromotrices et des courants pour un moteur de quatre phases en étoile dans le cas d'une alimentation bidirectionnelle.....	28
Figure 2. 15: Moteur à quatre phases en étoile avec neutre. ....	29
Figure 2. 16: Commutation du courant dans les enroulements d'un moteur d quatre phases en étoile dans le cas d'une alimentation unidirectionnelle. ....	29
Figure 2. 17: Moteur à quatre phases en carré. ....	30
Figure 2. 18: Commutation du courant dans les enroulements d'un moteur à quatre phases en carré. ....	30
Figure 3. 1: Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance.....	36
Figure 3. 2: Conversion DC/AC et grandeurs de sortie. ....	37
Figure 3. 3: (a) Onduleur de courant et (b) Formes d'ondes. ....	38
Figure 3. 4: (a) Onduleur de tension et (b) Formes d'ondes. ....	39
Figure 3. 5: Onduleur de source de tension monophasé en demi-pont. ....	40
Figure 3. 6: Commutation et formes d'onde de sortie dans un onduleur en demi-pont.	41
Figure 3. 7: Onduleur de source de tension monophasé en pont (H). ....	41
Figure 3. 8: Commutation et formes d'onde de sortie dans un onduleur en pont. ....	42
Figure 3. 9: Onduleur triphasé formé de trois demi-ponts monophasés.....	43
Figure 3. 10: Formes d'onde pour le mode de fonctionnement à onde carrée/six étapes d'un onduleur triphasé. ....	44
Figure 3. 11: Les signaux de la commande à pleine onde. ....	49
Figure 3. 12: Forme de la tension $V_{an}$ à la sortie de l'onduleur commande en pleine onde. ....	50
Figure 3. 13: La tension $V_{ab}$ à la sortie de l'onduleur commande en pleine onde. ....	50
Figure 3. 14: Le spectre harmonique de la tension de sortie $V_{an}$ . ....	50
Figure 3. 15: Forme de tension de l'onduleur commande à $(120^\circ)$ . ....	51
Figure 3. 16: Schéma équivalent de l'onduleur à MLI. ....	53
Figure 3. 17: Schéma de principe de MLI sinus_triangle. ....	53
Figure 3. 18: Schéma bloc de la commande MLI. ....	54
Figure 3. 19: Résultat Simulink de commande MLI sinus_triangle.....	54
Figure 4. 1: Découplage par compensation. ....	59
Figure 4. 2: Commande découplée.....	59
Figure 4. 3: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP. ....	60
Figure 4. 4: Régulateur PI.....	61
Figure 4. 5: Boucle de régulation du courant $i_q$ . ....	62
Figure 4. 6: Boucle de régulation du courant $i_d$ . ....	64
Figure 4. 7: Boucle de régulation de vitesse. ....	65
Figure 4. 8: Boucle de régulation de vitesse. ....	65

Figure 4. 9: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide. ....	67
Figure 4. 10: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation .....	68
Figure 5. 1: Topologie d'inverseur pour la commande de BLDC.....	71
Figure 5. 2: La commande trapézoïdale des moteurs BLDC .....	71
Figure 5. 3: Formes d'ondes des courant et FEM d'un moteur BLDC. ....	72
Figure 5. 4: Séquence de commutation du moteur triphasé BLDC.....	73
Figure 5. 5: Résultats de simulation a vide sans régulateur PI. ....	74
Figure 5. 6: Résultats de simulation avec charge sans régulateur PI .....	74
Figure 5. 7: Résultats de simulation avec charge et régulateur PI .....	75

## Liste des tableaux

Tableau 1. 1: Les états de la commutation en six étapes .....	18
Tableau 1. 2: Comparaison des moteurs BLDC et MSAP .....	19
Tableau 3. 1: fonctionnement de l'onduleur avec la commande pleine onde .....	49
Tableau 3. 2: Fonctionnement de l'onduleur avec la commande décalée .....	51

# Introduction générale

---

**L**e moteur électrique sans balais (brushless) est de plus en plus utilisé dans différentes applications, telles que l'industrie automobile, l'aéronautique ou encore les équipements médicaux. Ce type de moteur est particulièrement apprécié pour sa fiabilité, sa longévité et ses performances élevées. Toutefois, la modélisation et la commande de ces moteurs présentent encore des défis importants.

Le sujet de ce mémoire porte sur la modélisation et la commande des moteurs brushless dans ces différentes formes. En effet, l'objectif de ce travail est de modéliser le moteur sous sa forme courant continu sans balais (BLDC) et sous sa forme alternative (MSAP), ainsi que de présenter une synthèse des différentes méthodes de commande.

## **Contexte et justification de l'étude**

Le moteur brushless est devenu un choix privilégié dans les applications nécessitant des performances élevées et une grande fiabilité. Les moteurs brushless présentent de nombreux avantages par rapport aux moteurs conventionnels, notamment en termes de rendement, de compacité et de durée de vie.

Toutefois, la modélisation et la commande de ces moteurs sont des tâches complexes. Le comportement dynamique du moteur dépend de nombreux paramètres, tels que la géométrie du rotor et du stator, les caractéristiques magnétiques et électriques, ainsi que les conditions de charge.

Ainsi, la modélisation et la commande des moteurs brushless sont des domaines de recherche importants pour optimiser les performances de ces moteurs et répondre aux exigences de plus en plus élevées des applications.

## **Modélisation et commande d'un moteur brushless**

La modélisation et la commande des moteurs brushless sont des tâches difficiles en raison de la complexité des phénomènes électromagnétiques impliqués. Pour surmonter ces difficultés, différentes méthodes de commande ont été proposées, telles que la commande trapézoïdale pour les moteurs à courant continu, la commande scalaire et la commande vectorielle ou DTC pour l'alimentation en alternative.

Le choix de la méthode de commande la plus appropriée dépend des spécifications de l'application et des caractéristiques du moteur. L'objectif de ce travail est donc de modéliser le moteur brushless sous sa forme BLDC et MSAP, ainsi que de présenter une synthèse des différentes méthodes de commande.

Ainsi, ce mémoire vise à apporter des contributions à la modélisation et à la commande des moteurs brushless, afin de mieux comprendre les phénomènes électromagnétiques impliqués et d'améliorer les performances des moteurs brushless dans diverses applications.

Le présent mémoire est organisé comme suit

Au premier chapitre, nous avons présenté une introduction générale sur ces types de moteurs, en mettant en évidence leurs avantages et leurs applications dans divers domaines.

Le deuxième chapitre était consacré à la modélisation des moteurs BLDC et MSAP. Nous avons examiné les équations et les paramètres clés utilisées pour décrire le comportement électromagnétique de ces moteurs.

Dans le troisième chapitre, nous avons approfondi l'étude de l'onduleur et de sa commande. Nous avons examiné les différentes topologies d'onduleurs utilisées pour alimenter les moteurs BLDC et MSAP, ainsi que les techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) employées pour générer les signaux de commande.

Le quatrième chapitre s'est concentré sur la commande vectorielle appliquée aux moteurs MSAP. Nous avons exploré les techniques de commande qui permettent de contrôler de manière précise la vitesse et la position des moteurs MSAP,

Enfin, dans le cinquième chapitre, nous avons abordé la commande trapézoïdale spécifique aux moteurs BLDC. Nous avons étudié les stratégies de commutation des phases et les méthodes de contrôle.

# Chapitre 1 Etat de l'art sur le moteur BRUSHLESS

---

## 1.1 Introduction à moteur brushless

L'utilisation des moteurs électriques avec variateurs de fréquence s'est développée ces dernières années. Les principales raisons de choisir un ensemble moteur et variateur de fréquence, au lieu d'un moteur à vitesse fixe, sont : le réglage de la vitesse, l'économie d'énergie, le contrôle de position et le démarrage progressif. Plusieurs types de moteurs peuvent être entraînés par des variateurs de fréquence, tels que : AC induction, synchrone, synchrone à aimant permanent, etc. Il existe plusieurs applications de moteurs et d'onduleurs, parmi lesquelles on peut citer : les machines à laver, les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les soufflantes, les machines-outils, les ascenseurs, les servocommandes, les équipements de réfrigération, les climatiseurs, les applications automobiles, les bandes transporteuses et bien d'autres. [1]

Les moteurs à courant continu sans balais et les moteurs à courant alternatif sans balais sont physiquement similaires : les deux ont des aimants rotatifs et les deux ont généralement des enroulements de stator triphasés. La principale différence est que dans le "moteur CA", la distribution ampère-conducteur du stator est distribuée de manière sinusoïdale et tourne en continu à la vitesse synchrone, tandis que dans le "moteur CC sans balais", son axe reste fixe dans l'espace pendant des intervalles de  $60^\circ$  électriques, et saute de  $60^\circ$  électriques lors de la commutation. Le moteur CC sans balais est semblable à un moteur à courant continu avec balais avec un petit nombre de segments de commutateur. Le moteur sans balais est parfois appelé "auto-synchrone" ou "auto-synchronisé" : comme la commutation est synchronisée avec la position du rotor, la machine ne peut pas perdre de synchronisme de la même manière qu'une machine synchrone classique lorsque le couple de sortie dépasse. La capacité de couple est déterminée uniquement par le courant, donc si le moteur est forcé de ralentir, la fréquence d'entraînement ralentira aussi.

Le courant dans chaque phase change de polarité deux fois pendant chaque cycle de la fréquence fondamentale  $f$ . Dans les moteurs CC sans balais avec entraînement en onde carrée, la forme d'onde FEM est approximativement trapézoïdale, et le courant continu est maintenu constant pendant un intervalle de commutation fixe, ce qui maintient le couple constant. À la fin de chaque intervalle de commutation, le courant commute ou passe à une autre phase pour maintenir le couple.

Dans les moteurs à entraînement sinusoïdal, le courant est régulé par MLI pour avoir une forme d'onde sinusoïdale, tandis que le moteur est conçu pour avoir une forme d'onde FEM sinusoïdale. Avec deux phases ou plus et un décalage de phase approprié entre leurs courants et FEM, il est à nouveau possible de produire un couple constant. La polarité inverse à deux fois la fréquence fondamentale est une propriété naturelle du courant alternatif.[2]

Il existe deux définitions courantes pour les moteurs à courant continu sans balais (BLDC ou BLDCM), présentées par des chercheurs. Certains d'entre eux considèrent que seuls les moteurs brushless utilisant des ondes trapézoïdales ou carrées devraient être appelés moteurs BLDC, tandis que les moteurs brushless utilisant des ondes sinusoïdales devraient être nommés moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). D'autres chercheurs estiment que tous les moteurs brushless devraient être appelés moteurs BLDC. Dans notre cas, nous adopterons la première définition.[3]

## 1.2 Généralités sur la MSAP

### 1.2.1 Concept fondamental des moteurs

Les moteurs convertissent l'énergie électrique en énergie mécanique en utilisant des principes électromagnétiques. La méthode de conversion d'énergie est fondamentalement la même dans tous les moteurs électriques. Ce document commence par un aperçu général de la physique électromagnétique de base avant d'aborder les détails du fonctionnement du moteur.[4]

### 1.2.2 Force magnétique

Les pôles magnétiques génèrent des lignes invisibles de force magnétique allant du pôle nord au pôle sud, comme illustré à la **figure (1.1)**. Lorsque des pôles magnétiques de polarité opposée se font face, ils génèrent une force attractive, tandis que des pôles similaires génèrent une force répulsive.[4]

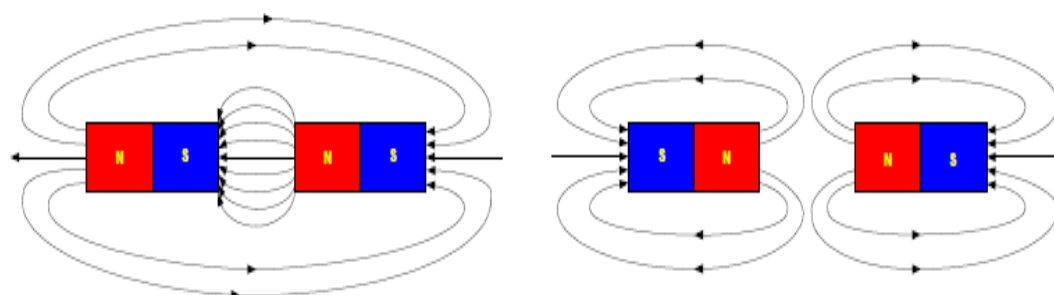
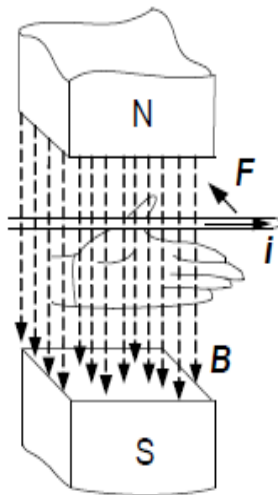


Figure 1. 1: Force magnétique.

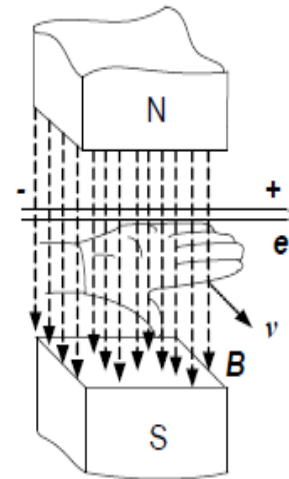


### 1.2.3 Règle de la main gauche

Le courant dans un conducteur génère un champ magnétique. Placer un conducteur à proximité d'un champ magnétique externe peut générer une force qui atteint son apogée lorsque le conducteur est à 90° par rapport au champ externe. La règle de la main gauche peut aider l'utilisateur à déterminer la direction de la force, comme indiqué dans la **Figure (1.2.a)**. [4]



(a) Règle de la main gauche



(b) Règle de la main droite

**Figure 1. 2:** Règle de la main gauche et règle de la main droite.

L'amplitude de la force peut être calculée à partir de l'équation ci-dessous :

$$F = BIL \sin \theta \quad (1.1)$$

Où  $F$  est la force électromagnétique,  $B$  est la densité du champ magnétique,  $I$  est le courant du conducteur,  $L$  est la longueur du conducteur et  $\theta$  est la différence angulaire entre  $B$  et  $I$ .

### 1.2.4 Règle de la main droite

Le mouvement du conducteur dans le champ magnétique induit une force électromotrice appelée Force contre-électromotrice. La règle de la main droite peut déterminer la direction de la force comme le montre la **figure (1.2.b)**.

L'amplitude de la force électromotrice induite peut être calculée comme suit :

$$E = BLv \sin \theta \quad (1.2)$$

Où :

$E$  est la force électromagnétique induite (V).

$v$  est la vitesse du conducteur (m/s).

$\theta$  est la différence angulaire entre  $B$  et  $L$  (rad).

Lorsque le moteur tourne à une vitesse angulaire de  $\omega$  (rad/s) et qu'il y a  $N$  spires de bobine, la force électromotrice totale est :

$$E = 2BLvN = 2BL\omega rN = K_E\omega \quad (1.3)$$

Où :

$\omega$  est la vitesse angulaire (rad/s).

$r$  est le rayon interne du moteur (m).

$K_E=2rBLN$  est la constante de force électromotrice (V·s/rad).

### 1.3 Description Générale des MSAP

Comme tout actionneur électrique, la machine synchrone à aimants permanents est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie mobile (rotor). Le stator renferme un bobinage alimenté en triphasé, et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation. Quant au rotor, son champ magnétique produit est généré par des aimants permanents. La machine MSAP partage certaines similitudes avec la machine BLDC, mais est entraîné par un signal sinusoïdal pour obtenir une ondulation de couple inférieure. La répartition sinusoïdale des enroulements du stator à plusieurs phases génère une densité de flux sinusoïdale dans l'entrefer qui est différente de la densité de flux trapézoïdale du moteur BLDC. Cependant, les conceptions plus récentes peuvent atteindre cette densité de flux sinusoïdale avec des enroulements de stator concentrés et une structure de rotor modifiée. .[4]

#### 1.3.1 Constitution

##### *a Le stator*

Est formé d'un circuit magnétique feuilleté portant un enroulement triphasé réparti dans des encoches. Ce bobinage constitue l'induit de la machine car il est le siège de forces électromotrices induites par le champ tournant.[5]

##### *b Le rotor*

Le rotor est feuilleté et comporte des aimants permanents, soit montés en surface, soit enterrés comme montré ci-dessus

La position des aimants du rotor peut modifier considérablement les propriétés électriques d'une machine MSAP[5]

## 1.4 Disposition des aimants dans le rotor

Machines à aimants permanents collés à la surface. L'inductance d'axe direct est égale à l'inductance d'axe en quadrature dans cette position. aussi ce montage conduit à provoquer une ondulation de couple plus faible[4]

Les machines synchrones dont les aimants sont insérés en surface du rotor **figure (1.3.b)**, sont caractérisées par une très grande saillance qui permet l'augmentation du couple maximal. L'inductance d'axe direct est inférieure à l'inductance d'axe en quadrature dans cette disposition.[6]

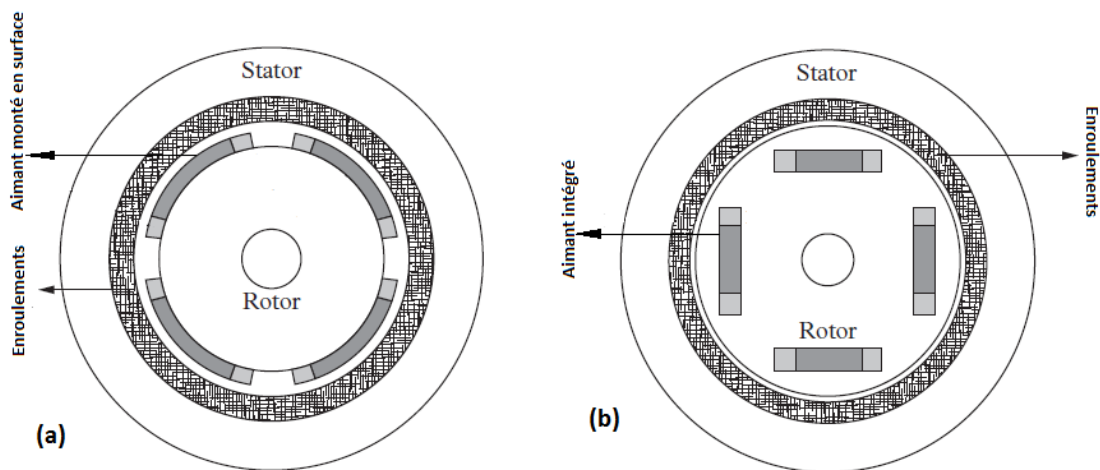


Figure 1. 3: Sections transversales des aimants du rotor.

## 1.5 Principe de fonctionnement MSAP

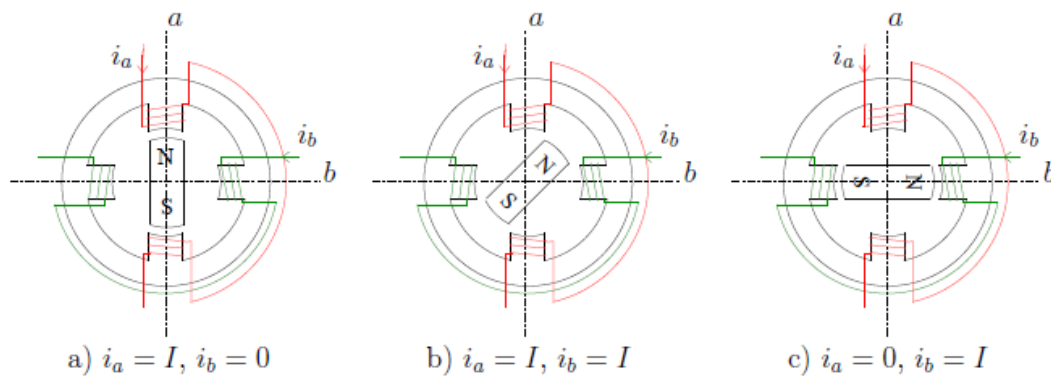
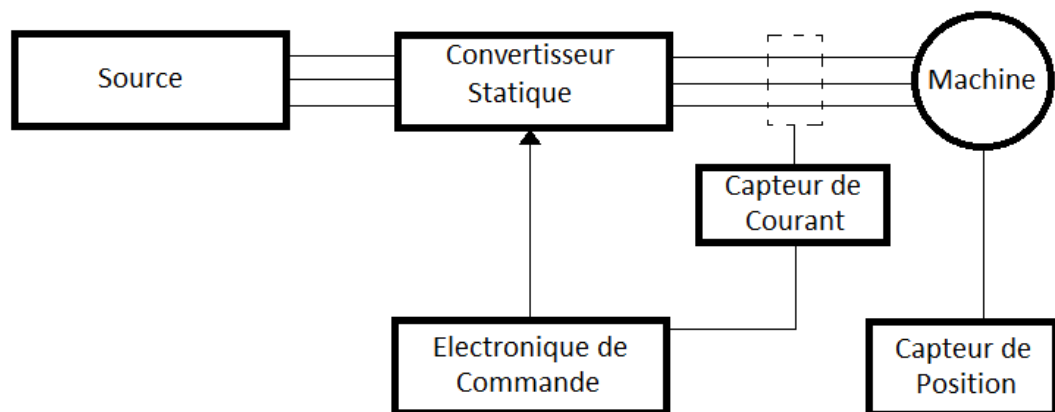


Figure 1. 4: Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La **Figure (1.4)** représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paires de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire  $\vartheta_p$  comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure  $\vartheta_p = 90^\circ$ . Ceci correspond au passage de la **Figure (1.4.a)** à la **Figure (1.4.c)**. Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois **Figure (1.4.b)**. La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d’alimentation du stator. [7]

## 1.6 Principe de L’autopilotage des MSAP

L'autopilotage d'une machine synchrone à aimant permanent vise à maintenir le décalage angulaire entre les f.é.m. (forces électromotrices) de la machine et les courants statoriques à un niveau constant ou peu variable. Cette condition permet de contrôler le couple électromagnétique développé par la machine, ce qui permet la mise en place d'une boucle d'asservissement de position ou de vitesse autour du contrôle du couple de la machine. Pour accomplir cette tâche, il est essentiel de contrôler la synchronisation de la machine à l'aide d'un capteur de position relié au rotor. Cela permet de déterminer le courant ou la tension requis pour assurer le contrôle du couple de la machine. Grâce à ce principe, plusieurs variantes existent, en prenant en compte le type de machine et le convertisseur utilisés.[8]



**Figure 1. 5:** Schéma de principe d’autopilotage d’une machine MSAP.

## 1.7 Alimentation MSAP

La plupart des moteurs à aimants permanents fabriqués sont conçus pour s'insérer dans une chaîne de commande, composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, du moteur et de la charge. La machine est alimentée par un onduleur à partir de la position du rotor. En effet, les moteurs à aimants permanents sont classés selon le mode d'alimentation, en deux types :[9]

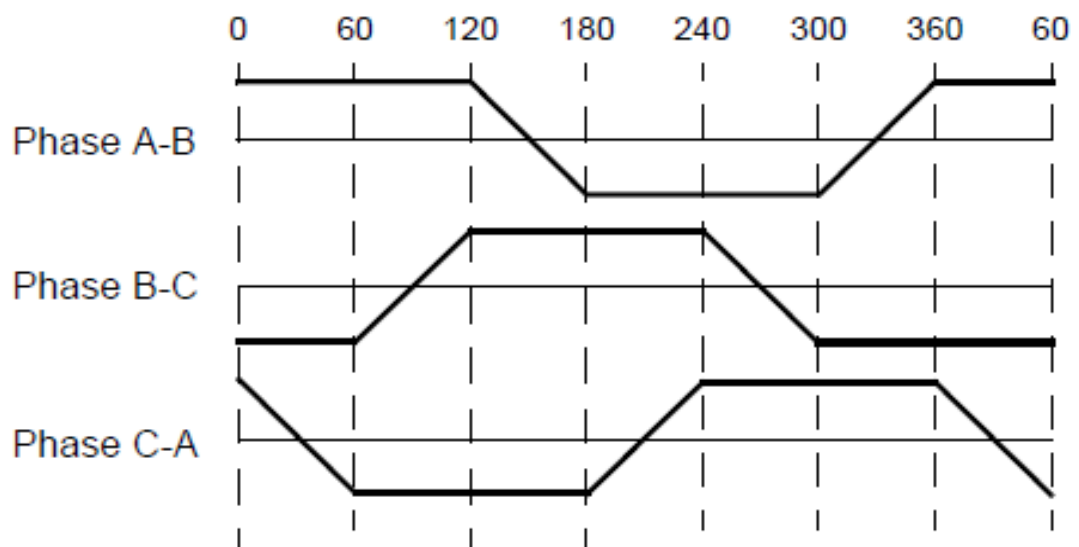
- moteurs à courant continu sans balais
- moteurs synchrones à courant alternatif,

## 1.8 Classification des MSAP

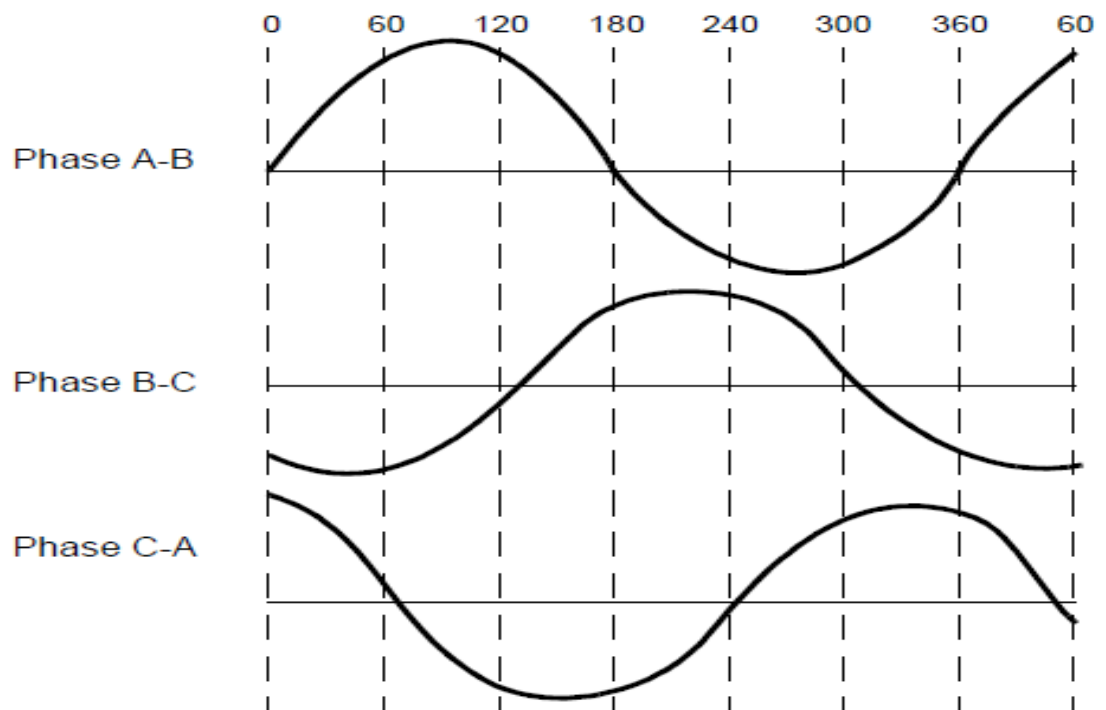
La conception des moteurs Brushless à courant continu et à courant alternatif est pratiquement la même : avec un stator polyphasé et des aimants permanents situés sur le rotor. La seule différence réside dans le contrôle et la forme de la tension d'excitation : un moteur synchrone à courant alternatif est alimenté avec des formes d'onde plus ou moins sinusoïdales qui produisent à leur tour un champ magnétique tournant. Dans les moteurs sans balais à courant continu à aimants permanents (BLDC), le courant d'induit a la forme d'une forme d'onde carrée (trapézoïdale), seuls deux enroulements de phase (pour la connexion étoile Y) conduisent le courant en même temps et ce schéma de commutation est synchronisé avec la position angulaire du rotor (commutation électronique). Les moteurs MSAP sont classés sur la base de la forme d'onde de leur force électromotrice induite, c'est-à-dire sinusoïdale et trapézoïdale.[10]

- Le moteur à fem sinusoïdale, dites MSAP (Machines synchrones à aimant permanent).
- Les moteurs à fem trapézoïdal, dites BLDC (Brushless direct current motors).

Comme leurs noms l'indiquent, le moteur trapézoïdal donne une force contre-électromotrice de manière trapézoïdale et la force contre-électromotrice du moteur sinusoïdal est sinusoïdale, comme le montrent les **figures (1.6) et (1.7)**. En plus de la force contre-électromotrice, le courant de phase présente également des variations trapézoïdales et sinusoïdales dans les types de moteurs respectifs. Cela rend le couple de sortie d'un moteur sinusoïdal plus lisse que celui d'un moteur trapézoïdal. Cependant, cela a un coût supplémentaire, car les moteurs sinusoïdaux prennent des interconnexions d'enroulement supplémentaires en raison de la répartition des bobines sur la périphérie du stator, augmentant ainsi l'apport de cuivre par les enroulements du stator.



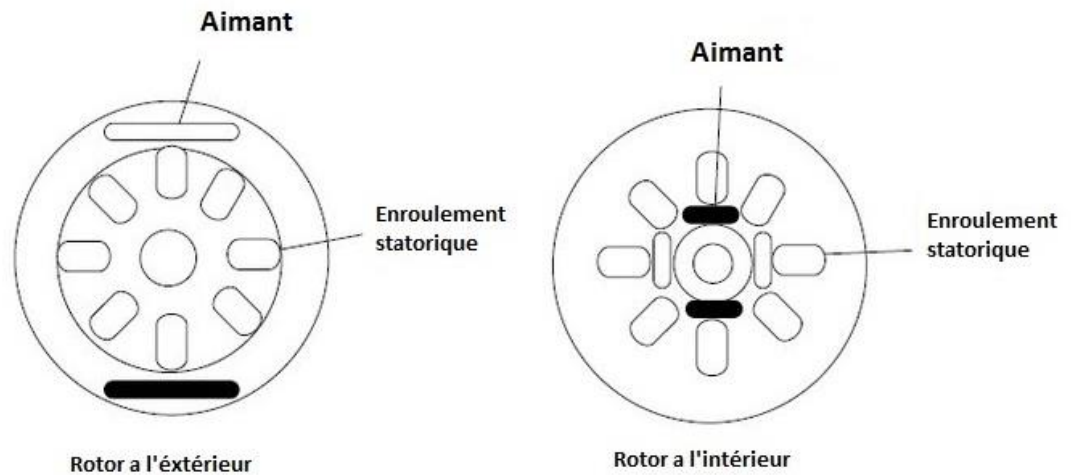
**Figure 1. 6:** Fem trapézoidale.



**Figure 1. 7:** Fem sinusoïdale.

## 1.9 Description du moteur sans balais cc (BLDC)

Les moteurs sans balais se composent d'une partie stationnaire, le stator, et d'une partie rotative, le rotor. L'espace entre le stator et le rotor est appelé l'entrefer. Le stator porte les enroulements et le rotor porte les aimants. Les moteurs sans balais peuvent avoir des rotors internes ou externes. Ces deux cas sont illustrés dans la **Figure (1.8)** . Dans tous les cas, le stator et les enroulements sont fixes, permettant un accès direct aux enroulements sans balais ni bagues collectrices.[11]



**Figure 1. 8:** Le rotor peut être à l'intérieur (à gauche) ou à l'extérieur (à droite).

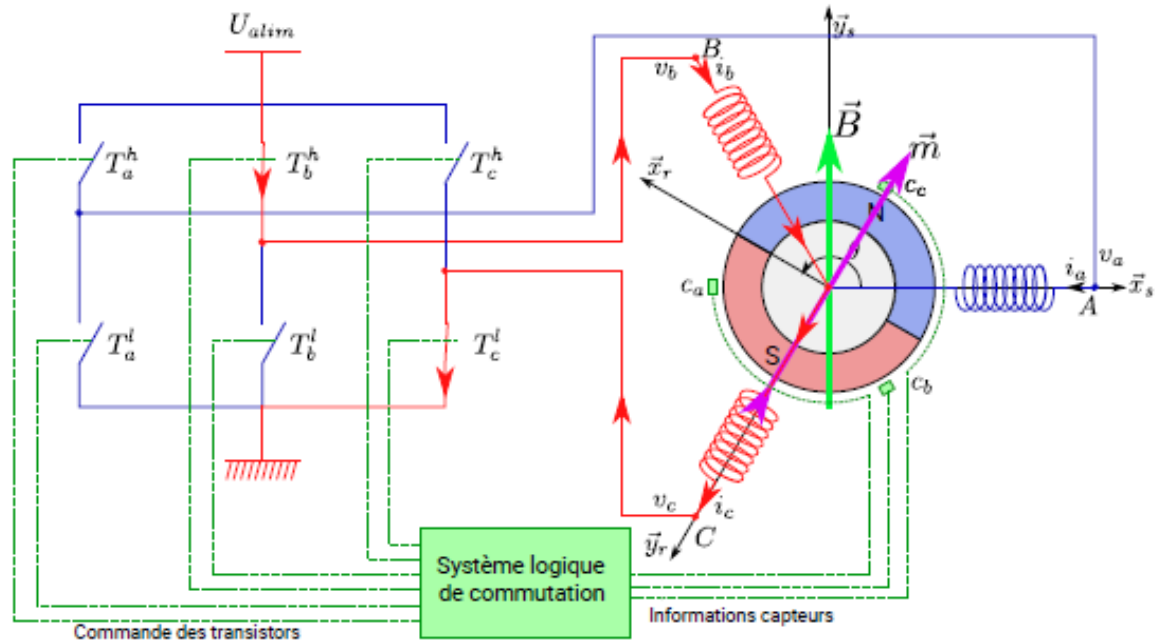
## 1.10 Fonctionnement du moteur BLDC

### 1.10.1 Théoriquement

Le fonctionnement du moteur est basé sur l'attraction ou la répulsion entre les pôles magnétiques. à partir de trois sources de tensions variables, fournies par un onduleur, et permettant de générer un champ magnétique tournant.

Le rotor, généralement équipé d'un aimant permanent, tend à suivre le champ magnétique tournant. La **figure (1.9)** montre l'architecture du moteur et de son onduleur.[12]

Le rotor se déplacera si le courant se déplace vers un enroulement adjacent. La charge séquentielle de chaque enroulement entraînera le rotor à suivre un champ de rotation. Le couple dans cet exemple dépend de l'amplitude du courant et du nombre de tours sur les enroulements statoriques, de la force et de la taille des aimants permanents, de l'entrefer entre le rotor et les enroulements, ainsi que de la longueur du bras rotatif. [4]



**Figure 1. 9:** Fonctionnement de l'onduleur et du moteur brushless exemple de situation de commutation.

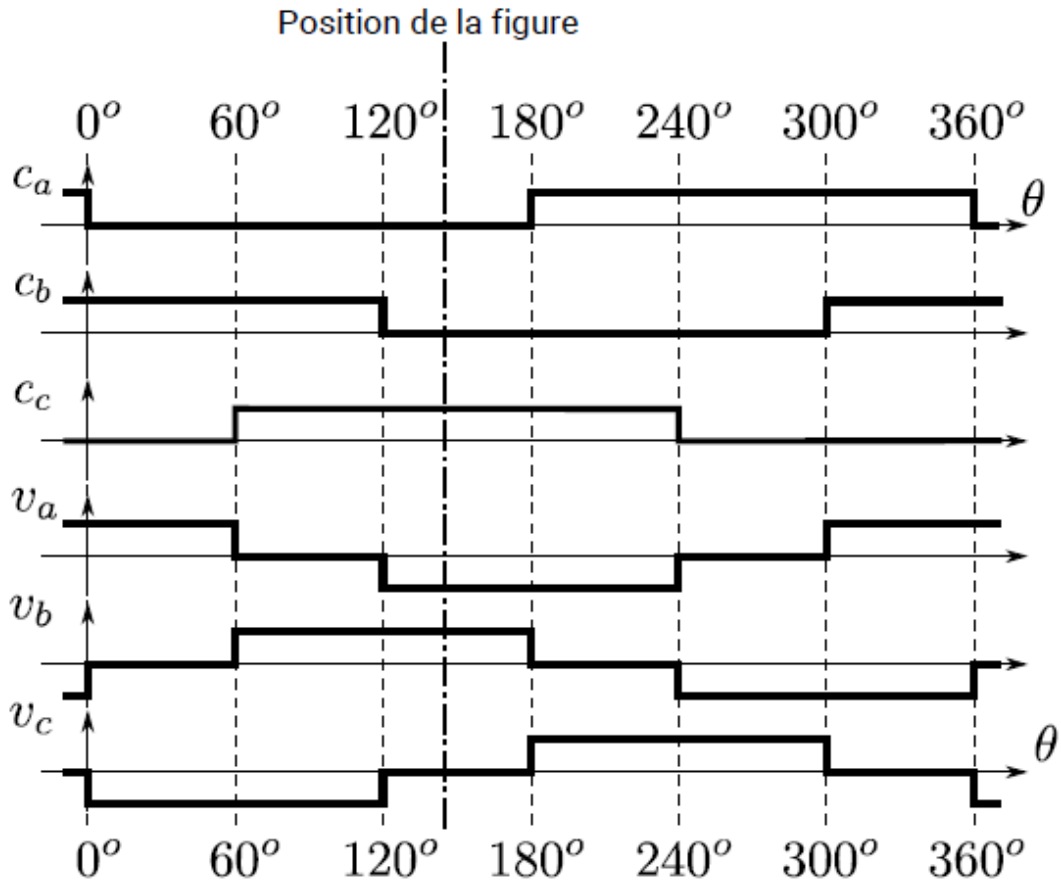
Dans le cas simple du moteur BLDC, à chaque commutation, deux phases sont reliées respectivement à la tension d'alimentation et à la masse, et une phase n'est pas connectée. Prenons l'exemple de la **figure (1.9)**, la phase A n'est pas reliée, la phase B est reliée à la tension d'alimentation et la phase C est reliée à la masse. Un courant parcourt les bobines de B vers C et génère un champ magnétique statorique  $\vec{B}$  dans le moteur dirigé suivant  $\vec{y}_S$ . Le rotor supporte un aimant dont le moment magnétique  $\vec{m}$ , orienté du sud vers le nord, tend à s'aligner avec le champ magnétique statorique en tournant dans le sens trigonométrique.

Dès que le rotor s'approchera de  $\vec{y}_S$ , la commutation sera modifiée pour faire circuler le courant de B vers A, le champ magnétique statorique  $\vec{B}$  tourne de  $\pi/6$ , de façon à attirer le rotor et poursuivre la rotation dans le sens trigonométrique. L'angle entre  $\vec{m}$  et  $\vec{B}$  conduit à un couple magnétique

$$\vec{C}_m = \vec{m} \wedge \vec{B} \quad (1.4)$$

Mais il faut tenir compte du fait qu'une fois que le rotor commence son mouvement de rotation, la direction du rotor est variable à chaque instant, et donc à chaque instant, il va falloir savoir dans quelle position se trouve le rotor, pour pouvoir exciter les bobines correspondantes pour atteindre ce couple maximal à ce moment particulier.[13]





**Figure 1. 10:** Table de commutation des tensions en fonction des signaux capteurs.

## 1.11 Détection de la position du rotor

Dans un moteur CC à balais conventionnel, les balais établissent normalement un contact physique avec le commutateur sur le rotor pour fournir un chemin électrique entre la source et les enroulements d'induit du rotor, mais le moteur sans balais utilise plutôt l'électronique pour faciliter son processus d'excitation et de commutation [14][15]

Pour connaître la position du rotor à tout moment, deux procédures peuvent être utilisées, et selon celle qui est utilisée, le moteur a capteur ou sans capteur[13]

### 1.11.1 Moteur brushless a capteur (sensored)

Il existe de nombreuses méthodes pour détecter la position du rotor d'un moteur sans balais, telles que le codeur optique absolu, le résolveur sans balais, le transducteur capacitif et les photodiodes, le capteur à effet Hall.

Dans l'expérience, un capteur à effet Hall est utilisé pour détecter la position du rotor par rapport aux phases du stator **figure (1.11)**. La tension de sortie est amplifiée pour donner un signal utilisable, et chaque élément Hall avec son circuit électronique associé est incorporé dans une seule puce[16]

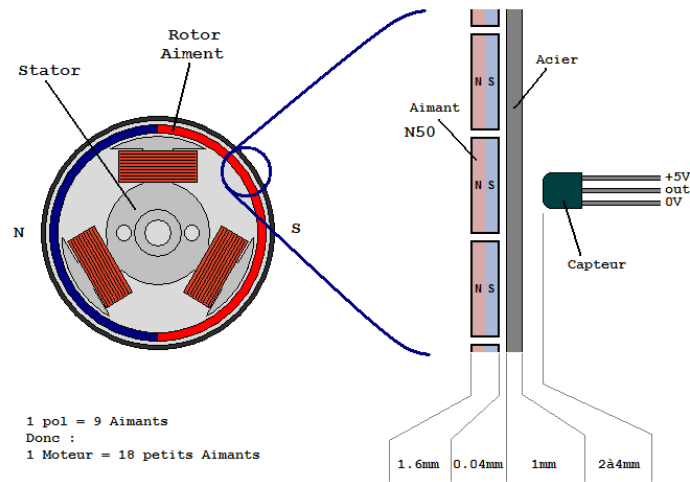


Figure 1. 11: Capteur a effet hall

### 1.11.2 Moteur brushless sans capteur (sensorless)

Dans le cas des moteurs Sensorless, il n'y a pas de capteurs, la position est donc déterminée en effectuant des calculs sur le comportement observé du courant dans le moteur.

## 1.12 Configurations d'enroulement de base

Dans un moteur triphasé, il y a trois enroulements ou phases positionnés à  $120^\circ$  électriquement l'un de l'autre. La **figure (1.12)** montre l'emplacement de 6 bobines dans un stator représentatif à 12 encoches. Un rotor bipolaire (non illustré) tournera lorsque les trois enroulements sont alimentés en séquence A-B-C, comme A-A', B-B', puis C-C' sont alimentés séquentiellement. L'enroulement triphasé développe toujours un couple de démarrage positif, peu importe où le rotor commence son mouvement.[17]

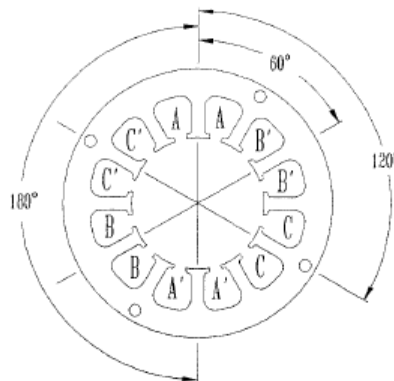
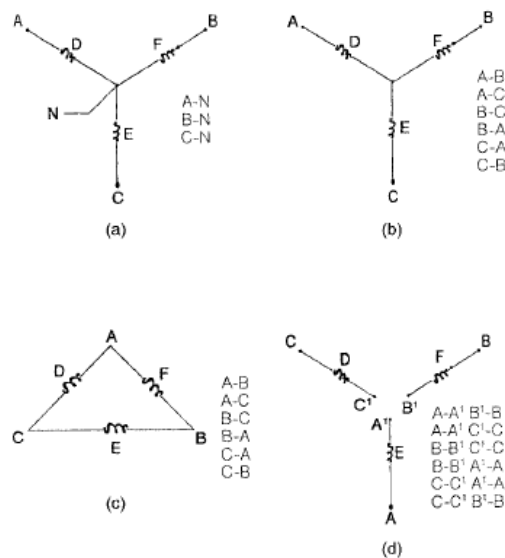


Figure 1. 12: Disposition de base des enroulements triphasés.

Il existe plusieurs schémas de connexions pour les enroulements de ligne utilisés dans les systèmes d'entraînement triphasés, comme illustré dans la **Figure (1.13)**.



**Figure 1. 13:** Connexions de ligne d'enroulement de moteur BLDC triphasées populaires : (a) en étoile (demi-onde), (b) en étoile (pleine onde), (c) en triangle et (d) indépendantes.

## 1.13 Applications des moteurs à aimants permanents

Les moteurs à aimant permanent sont utilisés dans une large gamme de puissance allant de mWs à des centaines de kws. Il y a également des tentatives d'appliquer des aimant permanent à de gros moteurs d'une puissance minimale de 1 MW. Ainsi, les moteurs à aimant permanent couvrent une grande variété de domaines d'application, des moteurs pas à pas pour les montres-bracelets, en passant par les entraînements industriels pour les machines-outils, jusqu'aux gros moteurs synchrones à aimant permanent pour la propulsion des navires (frégates de la marine, navires de croisière, cargos de taille moyenne et brise-glaces)[10]

L'application des moteurs électriques PM comprend :

### 1.13.1 Industrie :

- entraînements industriels, par exemple pompes, ventilateurs, soufflantes, compresseurs, centrifugeuses, broyeurs, palans, systèmes de manutention, etc.
- servomoteurs
- processus d'automatisation
- systèmes de transport internes
- des robots

### **1.13.2 Vie publique :**

- systèmes de climatisation
- Matériel de restauration
- machines à laver à pièces
- guichets automatiques
- des distributeurs automatiques
- machines de change
- distributeurs de billets
- systèmes de contrôle environnemental
- horloges

### **1.14 Avantages et Inconvénients du moteur brushless**

Comme pour toute machine, le moteur à courant continu sans balais présente des avantages et des inconvénients. Parmi ses avantages, on peut citer son haut rendement, sa durée de vie plus longue et sa capacité à fournir un couple élevé à basse vitesse. De plus, le moteur à courant continu sans balais est plus silencieux que les moteurs à courant continu à balais en raison de l'absence de frottement des balais. [18]

Cependant, les moteurs à courant continu sans balais peuvent être plus coûteux que les autres types de moteurs, en raison de la complexité de leur électronique de commande. Ils peuvent également nécessiter un contrôleur de vitesse externe pour fonctionner, ce qui ajoute également au coût global. En outre, la conception de leur électronique de commande peut entraîner des interférences électromagnétiques qui peuvent affecter les équipements électroniques sensibles.[18]

### **1.15 Schéma de commande d'un moteur Brushless**

Des capteurs, munis éventuellement de circuits de mise en forme, qui permettent de connaître la position du rotor à tout instant.

Un circuit logique qui élabore les commutations à appliquer aux différentes phases du moteur compte tenu des signaux émis des capteurs.

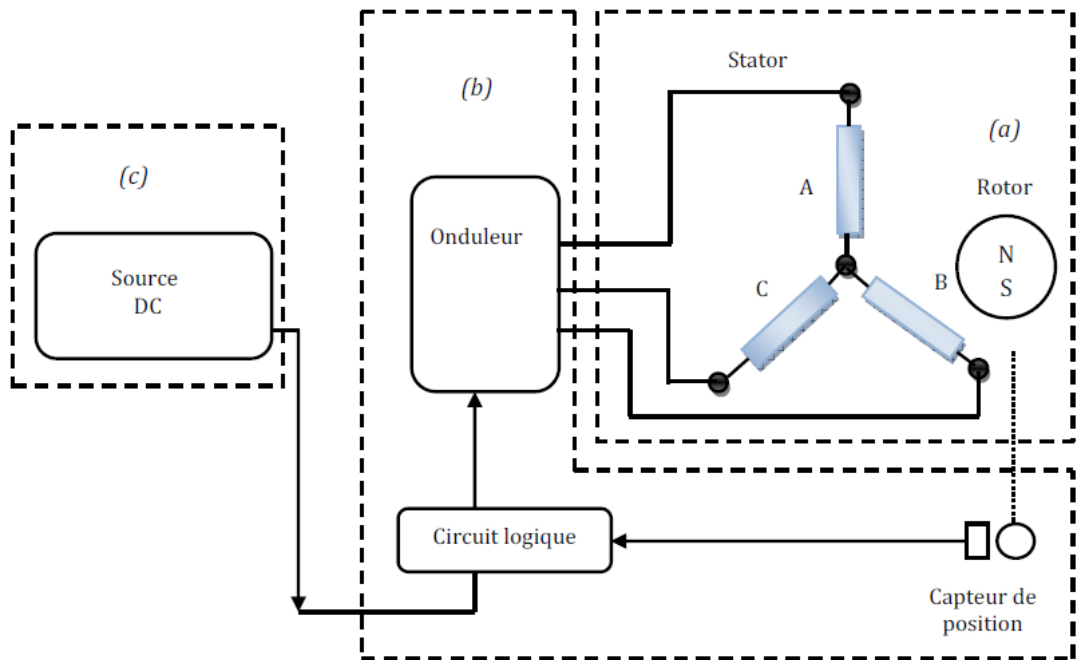
Un commutateur de puissance qui alimente les enroulements en fonction des informations reçues par la logique de commande ;

Une commande de la tension ou du courant permettant d'agir sur la vitesse du moteur.

Les trois premières fonctions permettent d'effectuer les commutations assurées par le système balais-collecteur dans un moteur à courant continu classique tandis que la

dernière est analogue a celle qui est utilisée pour la commande de ces mêmes moteurs.

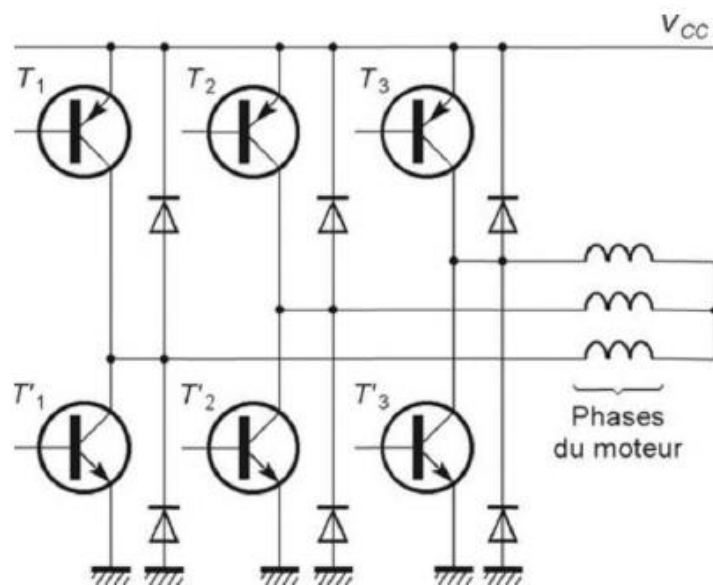
**Figure (I.14)**



**Figure 1. 14:** Organisation du système complet.

### 1.15.1 Onduleur triphasé

Le contrôle moteur BLDC consiste à générer des courants continus dans les phases du moteur. Cette commande se décompose en deux opérations indépendantes : synchronisation des flux stator et rotor et contrôle de la valeur du courant. Les deux opérations sont réalisées grâce à l'onduleur triphasé illustré à la **figure (I.15)** .[19]



**Figure 1. 15:** Onduleur triphasé

## 1.16 Onde carrée contre onde sinusoïdale

La façon dont le moteur est entraîné avec des courants joue également un rôle dans le fait qu'il soit considéré comme CC ou CA. En règle générale, les moteurs avec une force contre-électromotrice plus trapézoïdale sont entraînés avec une commutation à onde carrée en six étapes et sont considérés comme un courant continu sans balais. Les moteurs avec plus de force contre-électromotrice sinusoïdale sont entraînés avec une commutation sinusoïdale triphasée et sont considérés comme du courant alternatif. Cependant, toute forme de force contre-électromotrice peut être pilotée par une onde carrée ou sinusoïdale.[11]

La commutation à six étapes est la stratégie de contrôle de moteur sans balai la plus simple. Elle repose sur le principe qu'à tout moment, une phase du moteur fournit du courant, une autre en absorbe et une autre ne fournit ni ne absorbe de courant. Cela laisse six états possibles, qui sont répartis uniformément en fonction de la position du rotor. Ainsi, chaque état est actif pendant 60° degrés électriques. En utilisant trois capteurs à effet Hall pour déterminer la position du rotor dans chaque sextant, le contrôleur peut être piloté par une simple recherche d'état. Le **tableau (1.1)** résume les six états tels qu'ils pourraient correspondre à des angles électriques. En regardant n'importe quelle phase, le courant d'entraînement est une onde carrée avec des pics de 120 degrés et des temps d'arrêt de 60° degrés.[11]

**Tableau 1. 1:** Les états de la commutation en six étapes

<i>Angle électrique</i>	<i>Effet hall</i>	<i>Phase A</i>	<i>Phase B</i>	<i>Phase C</i>
$0^\circ > 60^\circ$	{0,0,1}	+	-	<i>off</i>
$60^\circ > 120^\circ$	{0,1,1}	+	<i>off</i>	-
$120^\circ > 180^\circ$	{0,1,0}	<i>off</i>	+	-
$180^\circ > 240^\circ$	{1,1,0}	-	+	<i>off</i>
$240^\circ > 300^\circ$	{1,0,0}	-	<i>off</i>	+
$300^\circ > 360^\circ$	{1,0,1}	<i>off</i>	-	+

Alternativement, la commutation sinusoïdale entraîne chaque phase du moteur avec un courant sinusoïdal. Les trois phases seront alimentées par des ondes sinusoïdales déphasées de 120° les unes par rapport aux autres. En pratique, les ondes sinusoïdales sont générées par modulation de largeur d'impulsion à haute fréquence. L'inductance du moteur filtre la tension carrée PWM en un courant sinusoïdal avec une petite ondulation. Pour les besoins de l'analyse, une onde sinusoïdale pure est supposée.[11]

**Tableau 1. 2:** Comparaison des moteurs BLDC et MSAP [19]

<b>BLDC</b>	<b>MSAP</b>
Machine synchrone	Machine synchrone
Alimenté en courant continu	Alimenté par des courants sinusoïdaux
FEM trapézoïdal	FEM sinusoïdale
Commutation de la position du flux du stator tous les 60 °	Variation continue de la position du flux stator
Seulement deux phases ON en même temps	Possible d'avoir trois phases ON en même temps
Ondulation de couple aux commutations	Pas d'ondulation de couple aux commutations
Harmoniques de courant d'ordre inférieur dans la plage audible	Moins d'harmoniques grâce à l'excitation sinusoïdale
Pertes de noyau plus élevées dues au contenu harmonique	Perte de noyau inférieure
Moins de pertes de commutation	Pertes de commutation plus élevées à la même fréquence de commutation
Les algorithmes de contrôle sont relativement simples	Les algorithmes de contrôle sont mathématiquement intensifs

## 1.17 Conclusion

Ce chapitre présente l'état de l'art des moteurs brushless, en se concentrant sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Il aborde différents aspects tels que le concept fondamental des moteurs, la force magnétique et la disposition des aimants dans le rotor. Le principe de fonctionnement des moteurs brushless est expliqué, mettant en évidence l'autopilotage des MSAP. Les méthodes de détection de la position du rotor sont discutées, notamment les moteurs brushless à capteur et sans capteur. Les avantages des moteurs à aimants permanents sont soulignés, tels que leur efficacité, leur fonctionnement silencieux et leur longue durée de vie, malgré des coûts initiaux plus élevés. Le schéma de commande avec un onduleur triphasé est présenté, et la qualité de commande des ondes carrées et sinusoïdales est comparée. En conclusion, les moteurs brushless représentent une technologie avancée et prometteuse, offrant des avantages importants par rapport aux moteurs à balais traditionnels, et continuant à susciter un grand intérêt dans l'ingénierie électrique.

# Chapitre 2 Modélisation du moteur brushless

---

## 2.1 Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face aux différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les lois de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse, de la position et du couple électromagnétique. Toutes ces améliorations demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire.

Dans ce chapitre, on va présenter la modélisation d'un moteur à aimants permanents (de type MSAP et BLDC)

## 2.2 Modélisation d'un moteur BLDC

### 2.2.1 Configuration du moteur brushless

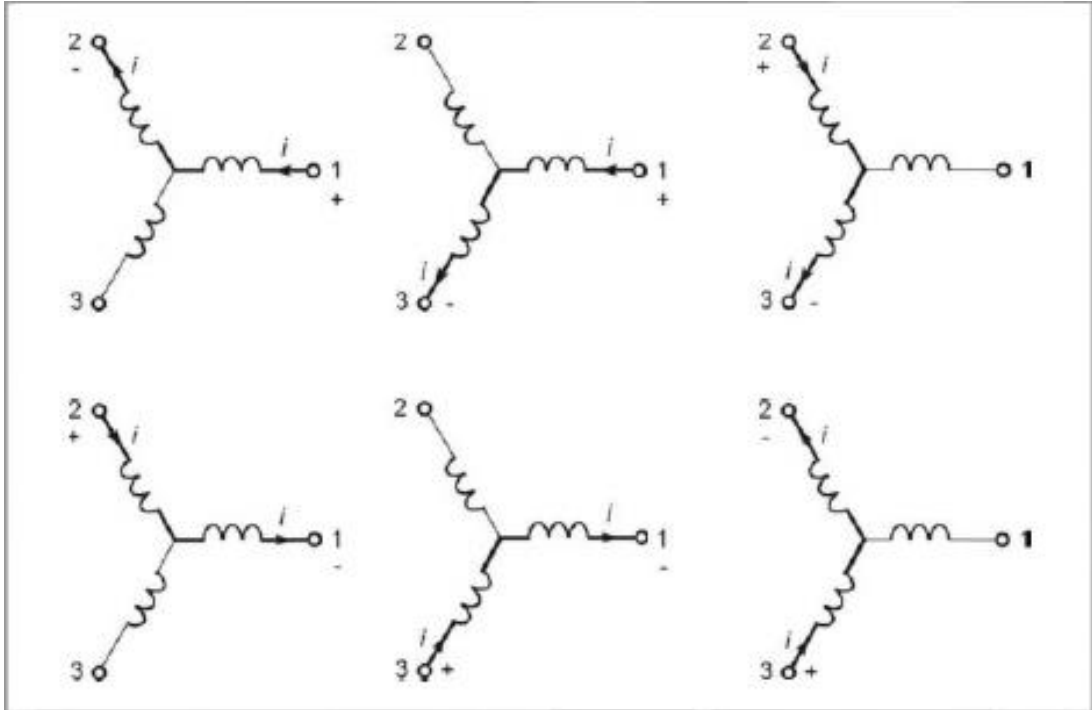
Il est possible d'envisager un certain nombre de configurations différentes de moteurs à courant continu sans balais en sélectionnant le nombre de phases et la manière dont le courant est délivré aux enroulements par les commutateurs à semi-conducteurs.[16]

### 2.2.2 Moteur a trois phases en étoile a alimentation bidirectionnelle

Dans un moteur triphasé en étoile, la commutation du courant entre les phases est un processus crucial pour assurer un fonctionnement efficace. Lorsqu'on utilise une alimentation bidirectionnelle, les deux phases sont alimentées en sens inverse en même temps, ce qui permet d'éliminer le courant dans le fil commun.

Ainsi, on peut alimenter les deux phases restantes en série. Selon le schéma de commutation des enroulements, six cas différents peuvent être obtenus pour la circulation du courant.[20]



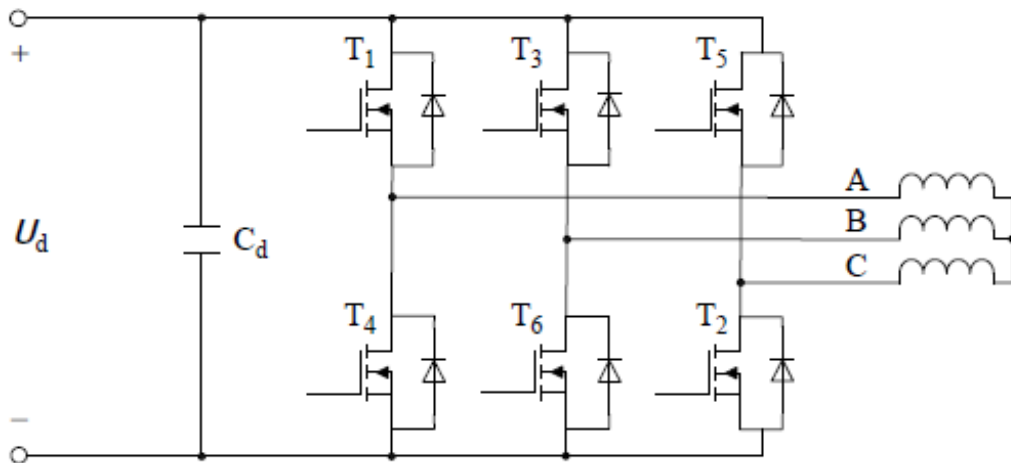


**Figure 2. 1:** Commutation du courant dans les phases d'un moteur triphase en étoile avec une alimentation bidirectionnelle.

### 2.2.3 Structure d'alimentation en pont complet (étoile)

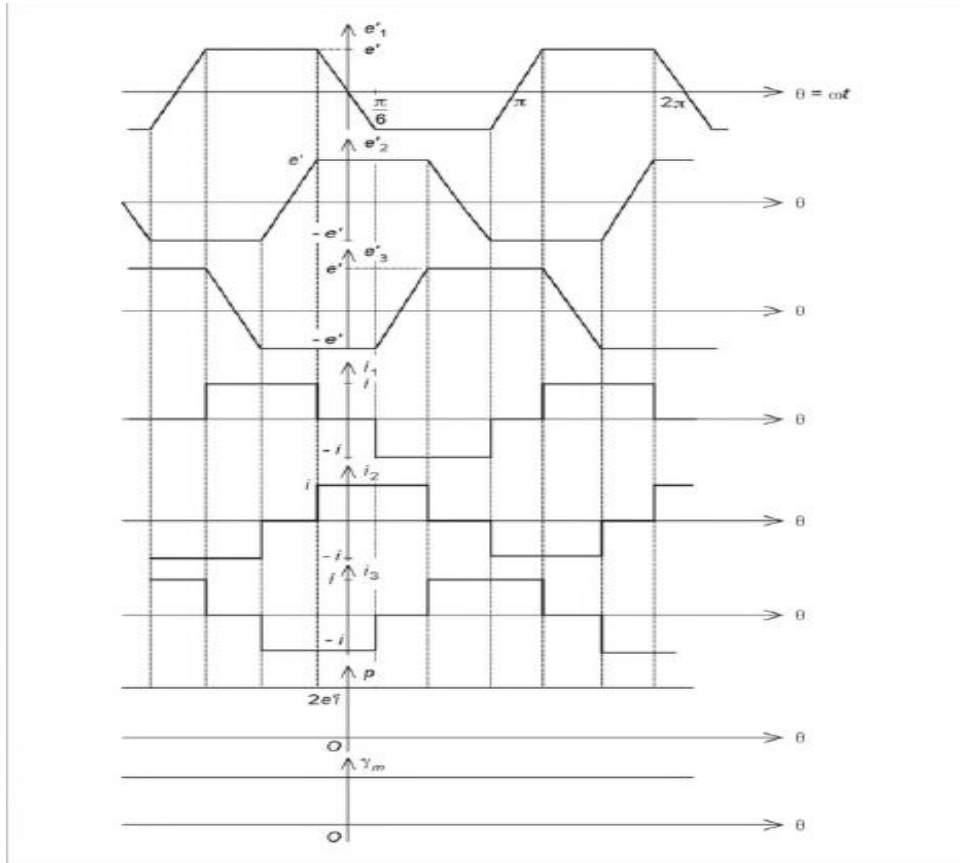
Le principe du mode biphasé est de conduire en permanence deux des enroulements du moteur et de suspendre le troisième.

En mode biphasé, un seul interrupteur du pont supérieur est actif à la fois, ce qui génère un courant vers l'avant dans un enroulement et un courant de retour dans l'autre enroulement, produisant ainsi un couple. La somme de ces couples donne le couple synthétique, qui tourne de  $60^\circ$  électriques à chaque période de commutation. Les ondulations de couple sont plus faibles que dans un système en demi-pont car la direction du couple change six fois en une seule période.[3]



**Figure 2. 2:** Schéma de circuit du moteur connecté en étoile pleine onde.

En observant la **figure (2.3)**, on peut observer comment les forces électromotrices et les courants varient en fonction de la position angulaire du rotor et comment ils sont modifiés lors de la commutation de phase.



**Figure 2. 3:** Courbes des forces contre-électromotrices et des courants pour un moteur triphasé en étoile dans le cas d'une alimentation bidirectionnelle.

La puissance instantanée transformée est égale à la somme des puissances de chaque phase :

$$p_{inst} = e'_1 i_1 + e'_2 i_2 + e'_3 i_3 \quad (2.1)$$

On constate sur les courbes que cette puissance est constante et qu'elle s'exprime par :

$$p_{inst} = 3 \times \frac{2}{3} e' i = 2 e' i \quad (2.2)$$

Le couple électromagnétique  $C_{em}$  est donc également constant puisque :

$$p_{inst} = C_{em} \omega \quad (2.5)$$

Par ailleurs, l'amplitude  $e'$  des forces contre-électromotrices est proportionnelle à la vitesse de rotation  $\omega$  :

$$e' = \lambda_1 \omega \quad (2.6)$$

$\lambda_1$  est la constante de force contre-électromotrice par phase. On en déduit :

$$p_{inst} = 2\lambda_1 \omega i \quad (2.7)$$

Ce qui donne pour le couple :

$$C_{em} = 2\lambda_1 i \quad (2.8)$$

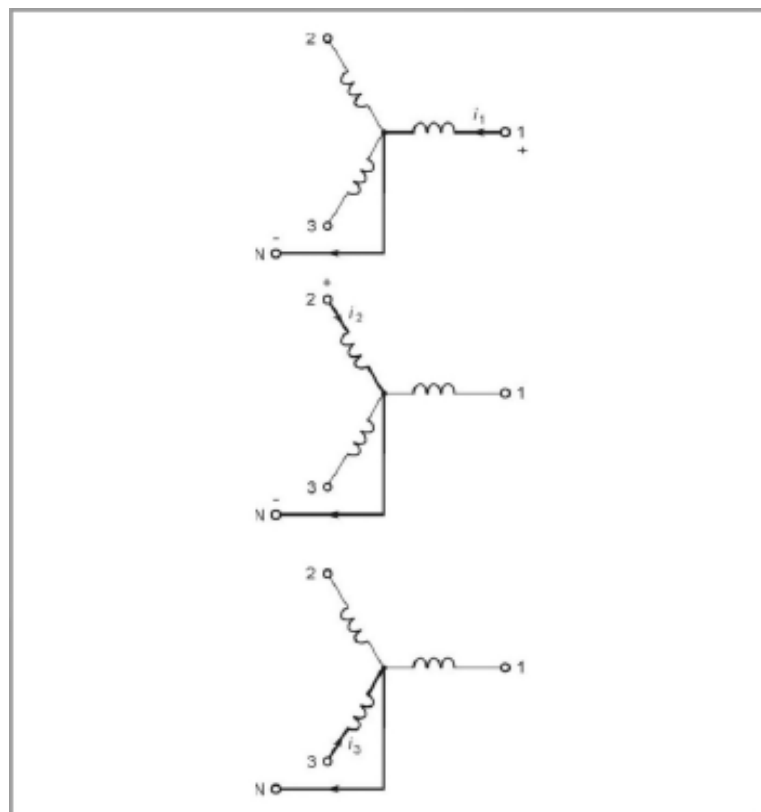
Cette relation est de la même forme que celle qu'on avait obtenue pour le moteur a courant continu :

$$C_{em} = \lambda i \quad (2.9)$$

$\lambda$  est la constante de couple de la machine. Il faut la distinguer de  $\lambda_1$  qui est une constante définie pour une seule phase.

### 2.2.4 Moteur a trois phases en étoile a alimentation unidirectionnelle

Il arrive que pour des raisons d'économie au niveau de l'alimentation, on ne prévoit pas d'inverser les courants. Dans ce cas, la connexion du neutre est indispensable. On applique une alimentation unidirectionnelle entre chaque borne 1, 2 ou 3 et le commun. On obtient ainsi trois cas différents pour la circulation du courant sont illustrés a la **figure (2.4)**. [20]

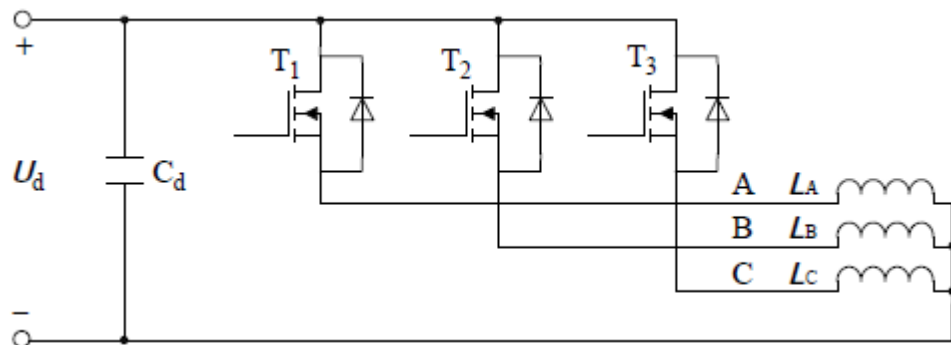


**Figure 2. 4:** Commutation du courant dans les phases d'un moteur triphasé en étoile avec une alimentation unidirectionnelle.

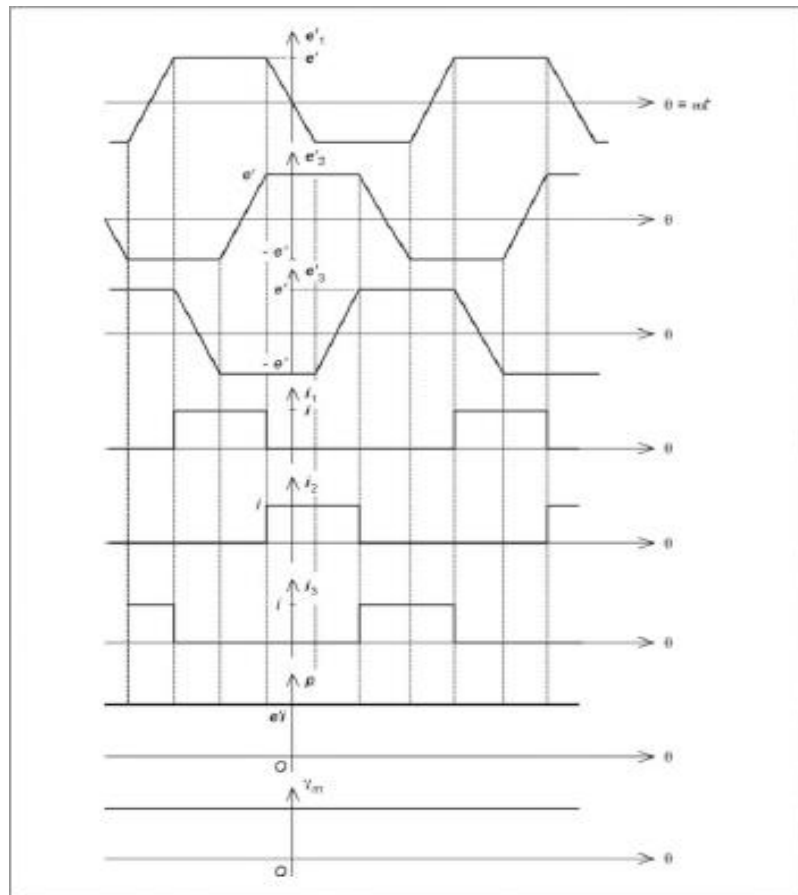
## 2.2.5 Structure d'alimentation en demi-pont (étoile)

Pour les moteurs BLDC connectés en étoile, le circuit de commande en demi-pont triphasé généralement utilisé est illustré à la **Figure (2.5)**

Sur la **figure(2.5)**, LA, LB et LC représentent les enroulements des phases A, B et C, respectivement, et les interrupteurs de puissance T1, T2 et T3 sont connectés aux enroulements triphasés en série. Les signaux de position du rotor HA, HB et HC sont utilisés pour piloter les interrupteurs de puissance après avoir été amplifiés afin de commander la commutation du moteur[3]



**Figure 2. 5:** Schéma de circuit du moteur connecté en étoile demi onde.



**Figure 2. 6:** Courbes des forces contre-électromotrices et des courants pour un moteur triphasé en étoile dans le cas d'une alimentation unidirectionnelle.

Le couple obtenu est encore constant, mais il est divisé par 2 par rapport au cas de l'alimentation bidirectionnelle[20]

$$p_{inst} = 3 \times \frac{1}{3} e' i \quad (2.10)$$

$$\gamma = \lambda_1 i \quad (2.11)$$

### 2.2.6 Moteur a trois phases en triangle

On peut également connecter les enroulements en triangle

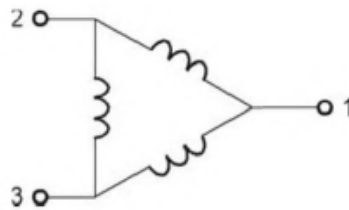


Figure 2. 7: Moteur triphasé en triangle.

Dans ce cas, le courant se partage entre deux branches, l'une formée par une seule phase, l'autre par deux phases en série. L'application des tensions entre les bornes 1, 2 et 3 est la même qu'avec le couplage étoile en alimentation bidirectionnelle, mais la distribution du courant dans les enroulements est différente. Un tiers de l'intensité en ligne circule dans les deux phases en série tandis que les deux autres tiers parcourent la phase seule, figure (2.8).[20]

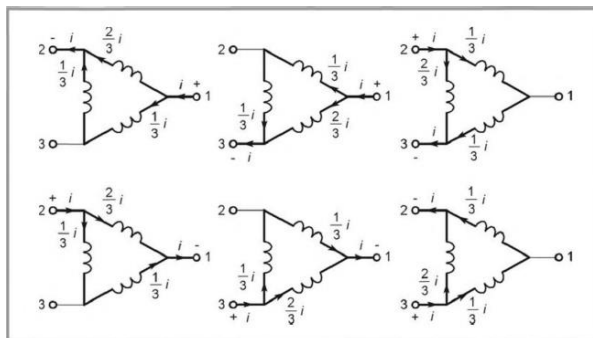
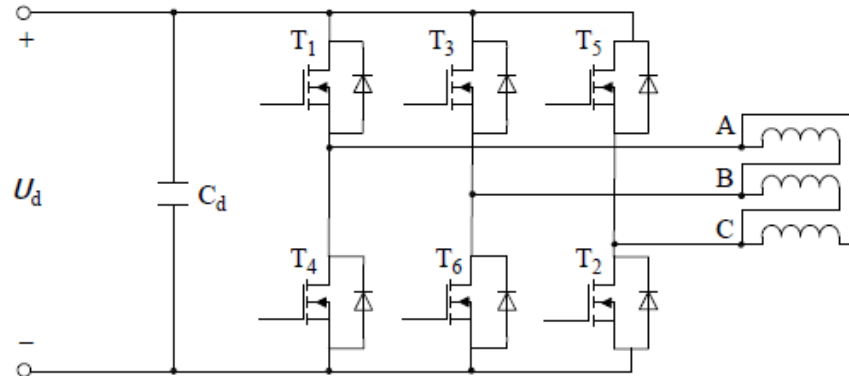


Figure 2. 8: Commutation des courants dans les phases d'un moteur triphasé en triangle.

### 2.2.7 Structure d'alimentation en pont complet (triangle)

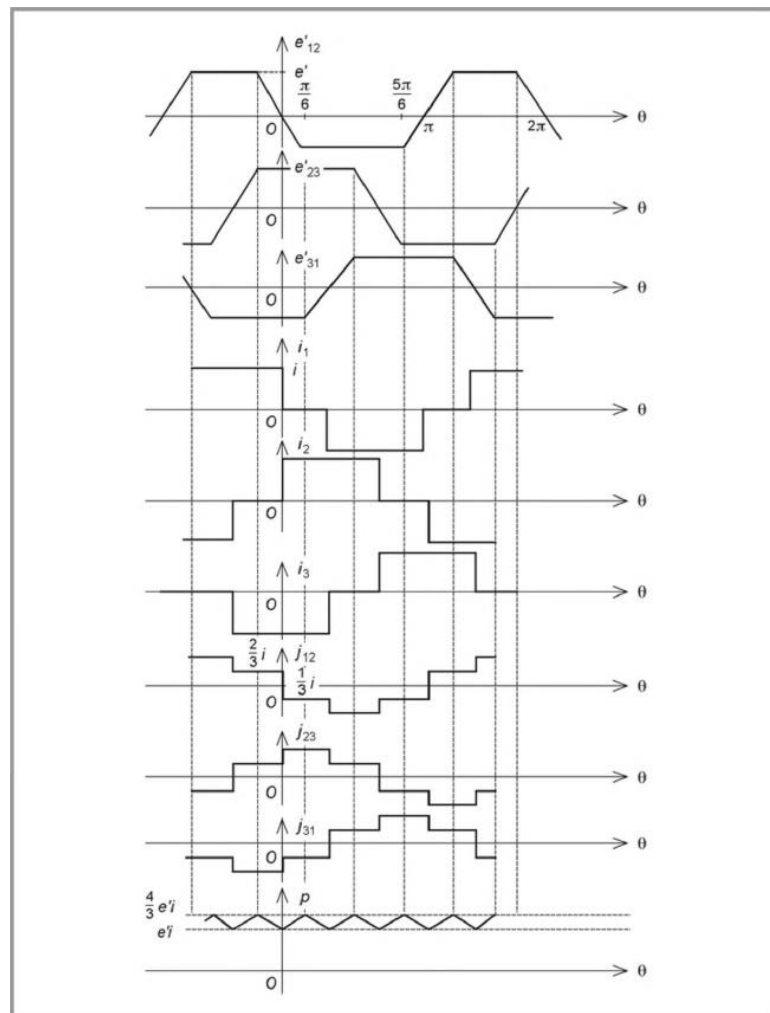
Le schéma de principe d'un système de commande de moteur BLDC en pont complet triphasé connecté en delta est montré dans la Figure (2.9). Comme le montre la figure, il y a peu de différences entre les circuits d'entraînement connectés en triangle et en étoile.

La seule chose à faire est de considérer le point de connexion des phases A et B dans le moteur connecté en triangle comme le point A dans le moteur connecté en étoile, tandis que le point de connexion des phases B et C est le point B, et le point de connexion des phases C et A est le point C.



**Figure 2. 9:** Schéma de circuit du moteur connecté en triangle pleine onde.

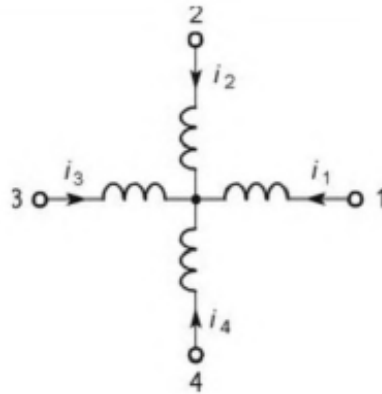
Les courbes des courants montrent que la puissance instantanée et donc le couple ne sont pas tout à fait constants (figure 10).



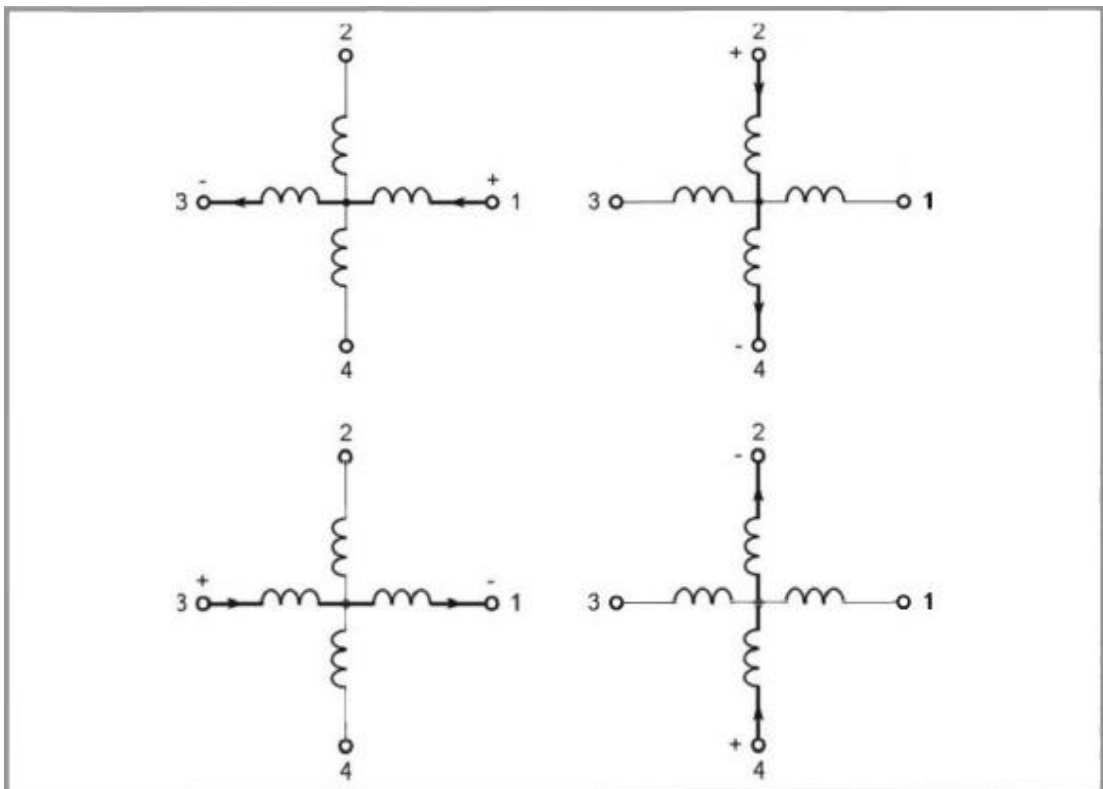
**Figure 2. 10:** Courbes des forces contre-electromotrices et des courants pour un moteur triphase en triangle.

## 2.2.8 Moteur à quatre phases en étoile a alimentation bidirectionnelle

On rencontre également des machines a quatre enroulements qu'on peut connecter en étoile. Avec une alimentation bidirectionnelle, le neutre n'est pas nécessaire **figure (2.11)**. On retrouve des distributions des courants **figure (2.12)** et des courbes **figure (2.13)** analogues aux précédentes. [20]



**Figure 2. 11:** Moteur à quatre phases en étoile sans neutre.



**Figure 2. 12:** Commutation du courant dans les enroulements d'un moteur a quatre phases en étoile avec une alimentation bidirectionnelle.

## 2.2.9 Structure d'alimentation Moteur à quatre phases en étoile

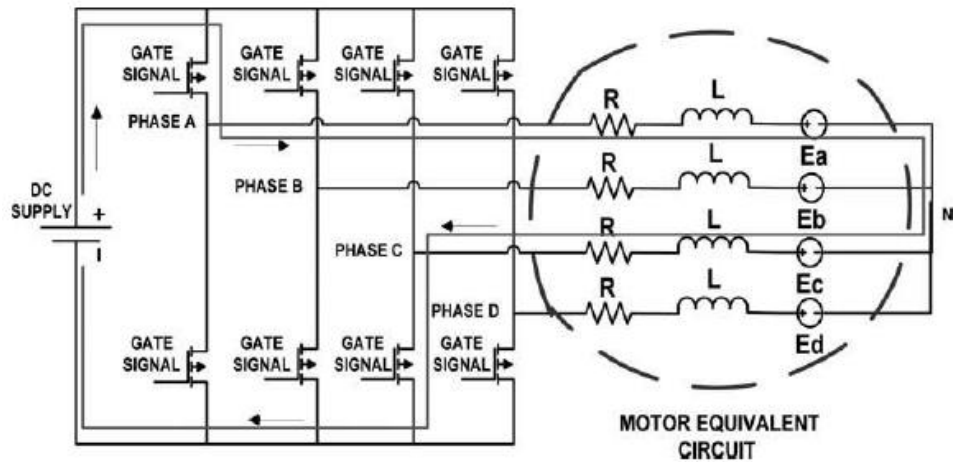


Figure 2. 13: Schéma de circuit du moteur connecté en étoile pleine onde.

La particularité de ces machines est que les forces contre-électromotrices  $e'_3$  et  $e'_4$  sont opposées par rapport à  $e'_1$  et  $e'_2$ . Figure (2.14)

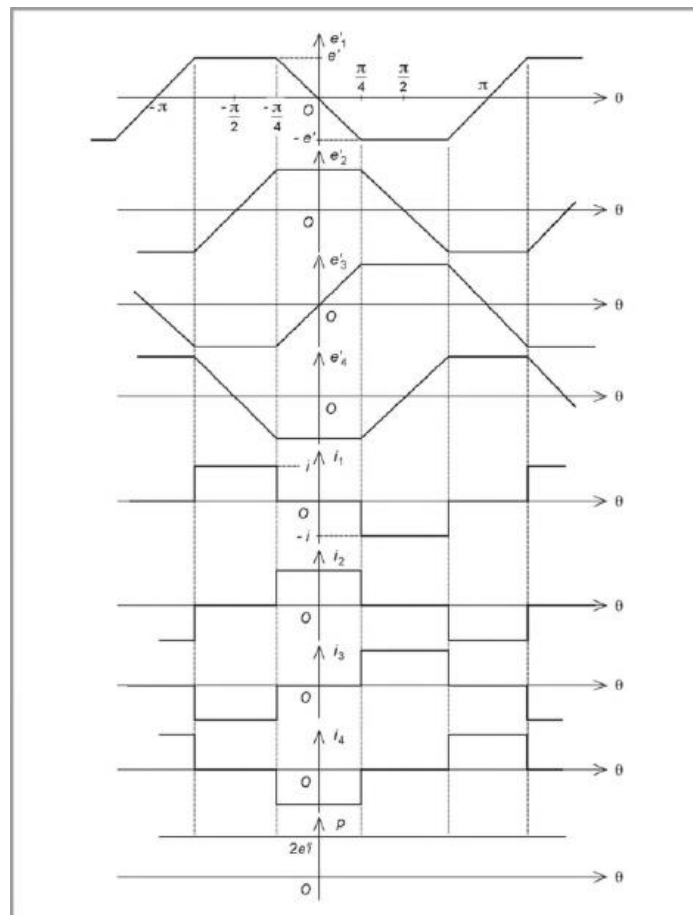
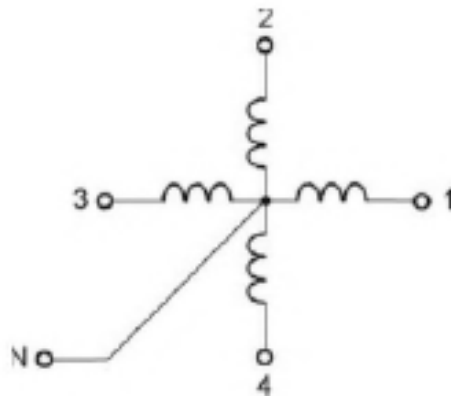


Figure 2. 14: Courbes des forces contre-électromotrices et des courants pour un moteur de quatre phases en étoile dans le cas d'une alimentation bidirectionnelle.

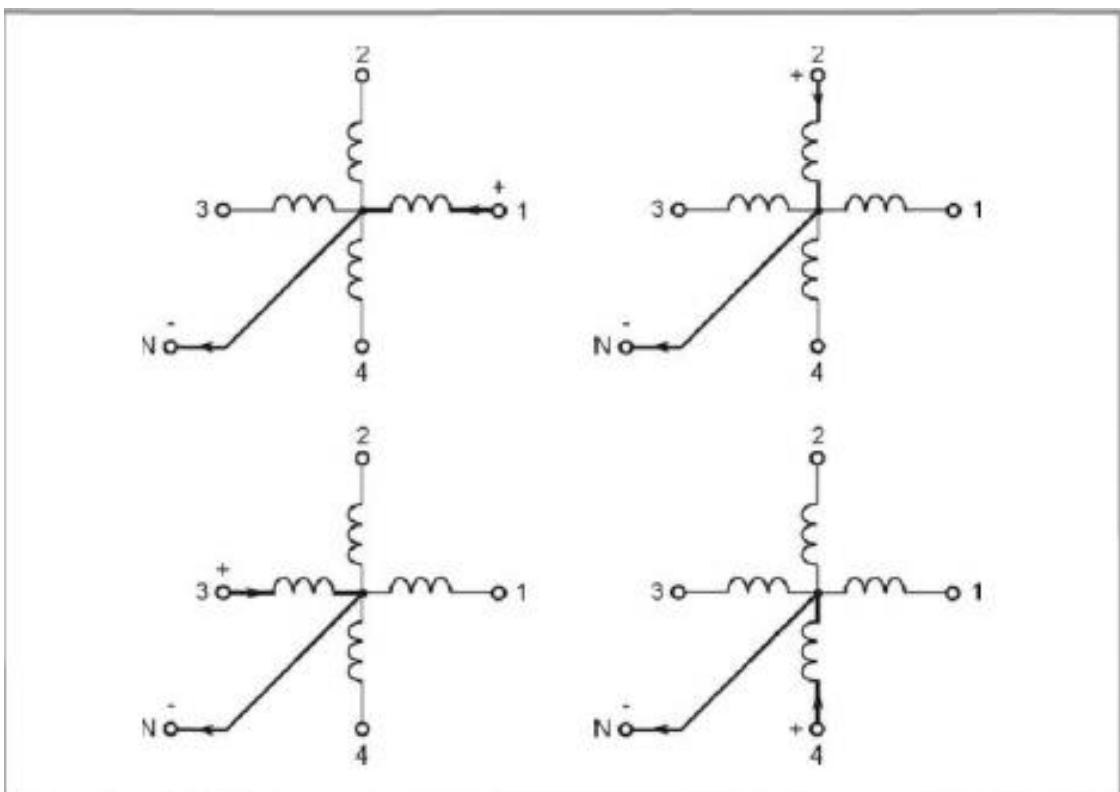


### 2.2.10 Moteur à quatre phases en étoile a alimentation unidirectionnelle

Il est toujours possible pour des raisons d'économie de n'utiliser qu'une alimentation unidirectionnelle, mais dans ce cas, le neutre doit être connecte **figure (2.15)**. La distribution des courants est déduite de ce qui précède **figure (2.16)**. [20]



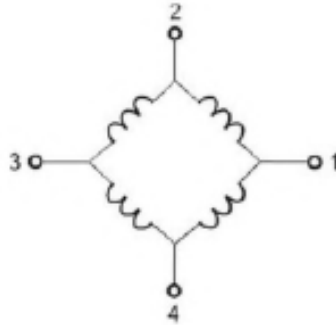
**Figure 2. 15:** Moteur à quatre phases en étoile avec neutre.



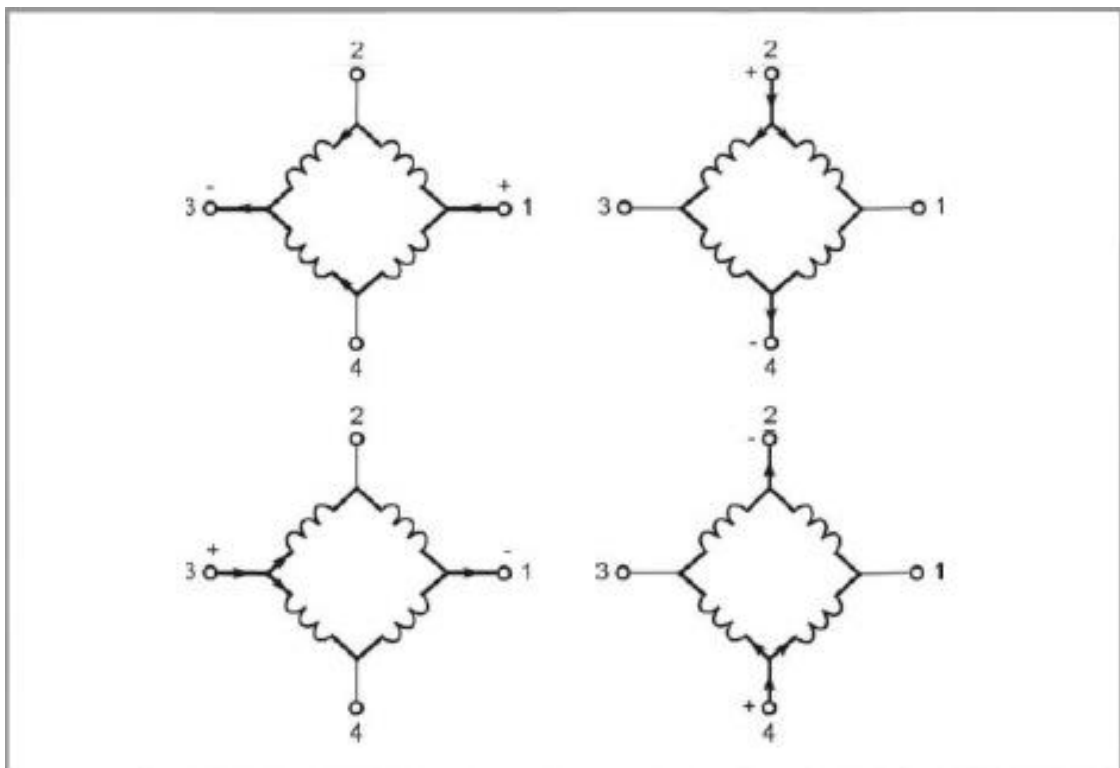
**Figure 2. 16:** Commutation du courant dans les enroulements d'un moteur d quatre phases en étoile dans le cas d'une alimentation unidirectionnelle.

### 2.2.11 Moteur à quatre phases en carre

Dans le contexte d'une alimentation bidirectionnelle, il est possible de coupler les enroulements en forme de carré, comme illustré dans la **figure (2.17)**. Cela correspond à l'équivalent du couplage en triangle utilisé pour les machines triphasées, et la répartition des courants est similaire. **figure (2.18)**. [20]



**Figure 2. 17:** Moteur à quatre phases en carre.



**Figure 2. 18:** Commutation du courant dans les enroulements d'un moteur à quatre phases en carré.

## 2.3 Modèle mathématique du moteur brushless triphasé

Bien que le MSAP et le BDCM soient de construction similaire, mais leur modélisation prend des formes différentes. Le modèle d,q du rotor bobiné SM est facilement adapté au MSAP tandis qu'un modèle à variable de phase abc est nécessaire pour le BDCM si une étude détaillée de son comportement est nécessaire.[21]

### 2.3.1 Modèle mathématique du MSAP [21]

#### *a* Modèle électrique

Le stator du MSAP et le moteur synchrone à rotor bobiné sont similaires. De plus, il n'y a pas de différence entre la force contre-électromotrice produite par un aimant permanent et celle produite par une bobine excitée. Par conséquent, le modèle mathématique d'un MSAP est similaire à celui du rotor bobiné MS. Les hypothèses suivantes sont faites dans la dérivation :

- 1) La saturation est négligée bien qu'elle puisse être prise en compte par des changements de paramètres.
- 2) La force contre-électromotrice est sinusoïdale.
- 3) Les courants de Foucault et les pertes par hystérésis sont négligeables.

Avec ces hypothèses, les équations d, q du stator dans le référentiel du rotor du MSAP sont :

$$v_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\lambda_d - \omega_r\lambda_q \quad (2.12)$$

$$v_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\lambda_q + \omega_r\lambda_d \quad (2.13)$$

Où

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (2.14)$$

Et

$$\lambda_d = L_d i_d + L_{af} \quad (2.15)$$

$L_{af}$  est la liaison de flux mutuel de l'aimant.

#### *b* Modèle mécanique

Le couple électrique

$$c_{em} = 3 \frac{p}{2} [\lambda_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.16)$$

Pour un fonctionnement à flux constant lorsque  $i_d$  est égal à zéro, le couple électrique  $c_{em} = \frac{3}{2} \lambda_{af} i_q = K_t i_q$  où  $K_t$  est la constante de couple moteur. Notez que cette équation de couple pour le MSAP ressemble à celle de la machine à courant continu ordinaire et offre donc une facilité de contrôle.

Donc sous forme d'espace d'état

$$\frac{di_d}{dt} = (v_d - R i_d + \omega_r L_q i_q) / L_d \quad (2.17)$$

$$\frac{di_q}{dt} = (v_q - R i_q + \omega_r L_d i_d - \omega_r \lambda_{af}) / L_q \quad (2.18)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r - f_c \omega_r) / J \quad (2.19)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.20)$$

$v_d$  et  $v_q$  sont obtenus à partir de  $v_a, v_b$  et  $v_c$  par la transformée de Park définie ci-dessous

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

où  $\theta$  est la position du rotor.

La puissance d'entrée totale de la machine en termes de variables abc est

$$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2.22)$$

Tandis qu'en termes variables de d, q

$$P = (v_d i_d + v_q i_q) / 2 \quad (2.23)$$

### 2.3.2 Modèle mathématique du moteur BLDC triphasé

#### a Modèle électrique [22]

Pour des raisons de simplification, le modèle reposera sur les hypothèses suivantes : L'entrefer est uniforme ; le circuit magnétique est non saturé et ne prend pas en compte les pertes par courants de Foucault ni par hystérésis ; les trois phases du stator sont symétriques et identiques. Par conséquent, L'équation (2.24) présente les tensions de

moteur BLDC. Ces équations restent valables que ce soit pour une structure out-runner ou in-runner.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_n \\ v_n \\ v_n \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Où  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  sont les tensions de phase,  $R_a$ ,  $R_b$  et  $R_c$  sont les résistances d'enroulement de stator,  $L_a$ ,  $L_b$  et  $L_c$  sont les self-inductances du bobinage du stator,  $M_{ab}$ ,  $M_{ac}$ , et  $M_{cb}$  sont les inductances mutuelles,  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sont les courants de phase,  $e_a$ ,  $e_b$  et  $e_c$  sont les forces contre-électromotrices, et  $v_n$  est la tension du neutre.

À partir des hypothèses mentionnées ci-dessus, on peut déduire que

$$L_a = L_b = L_c = L; \quad R_a = R_b = R_c = R; \quad \text{et } M_{ab} = M_{ac} = \dots = M_{cb} = M.$$

En outre, l'enroulement triphasé étant connecté en étoile, ce qui permet de mentionner la simplification suivante :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow i_b + i_c = -i_a \quad (2.25)$$

L'équation (2.26) est ainsi dérivée comme suit :

$$Li_a + Mi_b + Mi_c = Li_a + M(-i_a) = (L - M)i_a \quad (2.26)$$

Par conséquent, après avoir répété les mêmes étapes de calcul pour les deux autres phases, l'équation (2.24) devient :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_n \\ v_n \\ v_n \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Où  $L_s = L - M$  est l'inductance équivalente de phase.

### **b Modèle mécanique**

En ce qui concerne la vitesse du moteur, il est nécessaire de présenter dans un premier temps, les équations mécaniques du moteur. Le couple électromagnétique et la dérivée de vitesse sont exprimés comme suit :

$$C_{em} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (2.28)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_c \omega_r) \quad (2.29)$$

Où  $e$  est la valeur de la force contre électromotrice.

En combinant les équations (2.26), (2.28) et (2.29), le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{2eI}{\omega_r} \quad (2.30)$$

Où  $I$  représente le courant d'entrée et s'exprime comme suit :

$$I = \frac{|i_a| + |i_b| + |i_c|}{2} \quad (2.31)$$

En vue de présenter l'équation de la vitesse, les hypothèses suivantes sont prises en compte : le moteur tourne à une vitesse constante et les ondulations de courant et de couple sont négligées. Les équations représentant le couple et la vitesse en régime permanent sont présentées dans (2.32) et (2.33).

$$C_{em} - C_r - f_c \omega_r = 0 \quad (2.32)$$

$$\omega_r = \frac{2eI - C_r}{f_c} \quad (2.33)$$

## 2.4 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a abordé la modélisation d'un moteur brushless à courant continu (BLDC) en mettant l'accent sur sa configuration et les modèles mathématiques associés. Nous avons exploré différentes structures d'alimentation, telles que l'alimentation bidirectionnelle et unidirectionnelle en étoile et en demi-pont, ainsi que les configurations en triangle et en carré. De plus, nous avons examiné en détail les modèles électriques et mécaniques du moteur MSAP et du moteur BLDC triphasé. Cette étude fournit une base solide pour la compréhension et la conception de systèmes de commande avancés pour les moteurs brushless.

# Chapitre 3 Convertisseur DC/AC

---

## 3.1 Introduction

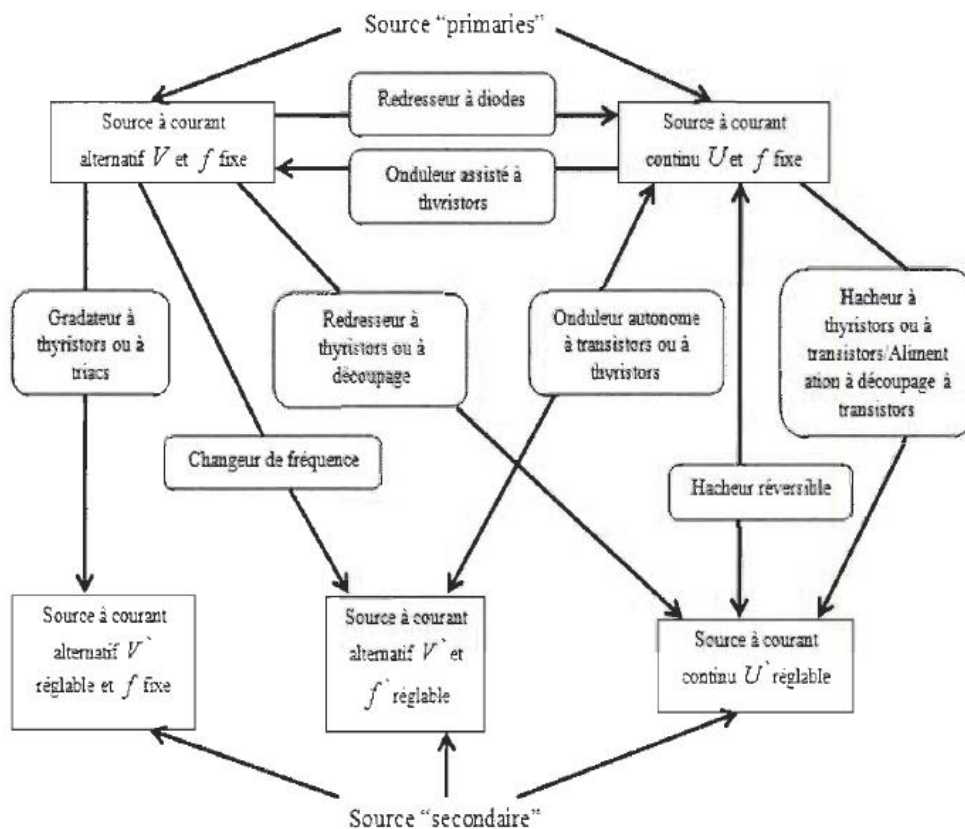
Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

### 3.1.1 L'essor des convertisseurs statiques

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique, on peut remplacer les « machines » par des convertisseurs statiques utilisant des composants électroniques en commutation. Les avantages de ces convertisseurs sont nombreux :

- contrôle et même régulation électronique possible du transfert de puissance;
- système moins lourd et moins encombrant;
- excellent rendement;
- facilité de mise œuvre grâce à l'automatisation;
- protections de plus en plus efficaces;
- coût relatif en baisse, grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants.[23]

Les types de convertisseurs peuvent être représentés selon le diagramme de la **figure(3.1)**.



**Figure 3. 1:** Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance.

### 3.1.2 Convertisseur statique de type DC/AC

La conversion DC/AC consiste à générer une ou plusieurs tension(s) alternative(s), le plus souvent sinusoïdale(s), à partir d'une tension continue. Ceci permet principalement d'alimenter des appareils adaptés aux tensions réseaux à partir de batteries ou de tensions redressées, ou encore de piloter, par variation de la fréquence, un moteur AC à vitesse variable. Les circuits qui réalisent ces opérations sont appelés « onduleurs ». [24]

## 3.2 Présentation de la conversion DC/AC

On parle d' « onduleur », de façon générique, pour désigner un circuit à découpage destiné à la production d'une tension et d'un courant alternatifs à partir d'une source continue voir **figure (3.2)**. Le principe de fonctionnement repose sur un mécanisme d'inversion périodique de la tension d'entrée qui conduit à une tension alternative en sortie. Étant donné que les tensions de sortie du circuit sont généralement désirées alternatives et sinusoïdales, on s'intéressera principalement à caractériser leurs valeurs efficaces ainsi que leur « pureté harmonique », c'est-à-dire à étudier leur spectre et à chiffrer leur taux de distorsion harmonique (THD). [24]



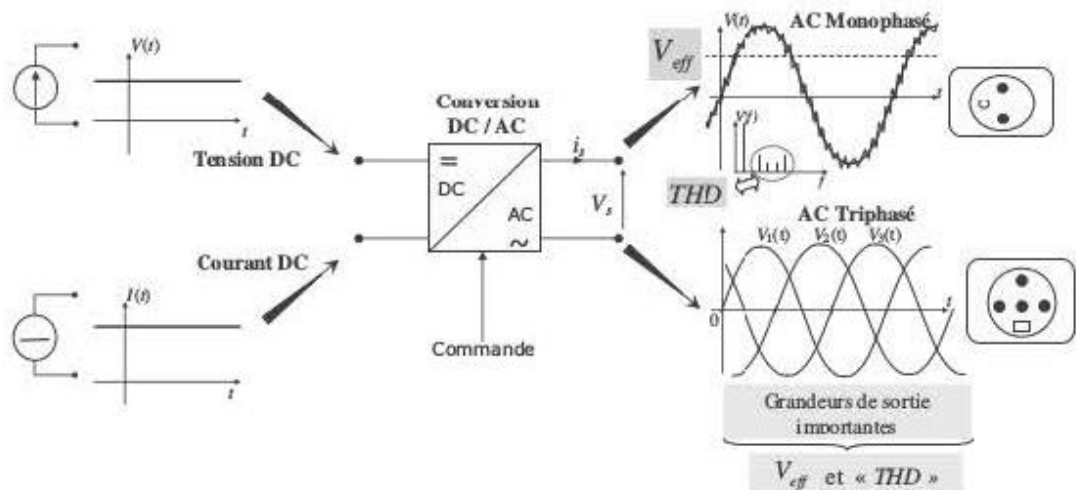


Figure 3. 2: Conversion DC/AC et grandeurs de sortie.

### 3.3 Principes et structures de base des onduleurs

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formés d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts [16].

Les onduleurs actuels fonctionnent à partir de structures relativement simples, autant en monophasé qu'en triphasé. Pour bien saisir leur principe de base, il convient au départ de s'intéresser à la commande la plus rudimentaire dite « commande pleine onde », [24]

### 3.4 Classification des onduleurs

Les montages onduleurs sont très nombreux en fonction de leurs applications, de leurs structures et de leurs commandes. Nous pouvons classer les onduleurs comme suit [25] :

#### 3.4.1 La nature de la source

- L'onduleur de courant
- L'onduleur de tension

#### 3.4.2 Le nombre de phases de la charge

On distingue :

- Les onduleurs monophasés
- Les onduleurs triphasés.

### 3.4.3 La structure du convertisseur

On trouve des structures en :

- Demi-pont
- En pont complet
- Avec transformateur

### 3.4.4 La nature des interrupteurs

- Interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture (Transistor bipolaire, MOSFET, IGBT, GTO),
- Interrupteurs commandés à la fermeture (Thyristors) avec blocage naturel ou forcé, Interrupteurs commandés à l'ouverture (Thyristor dual).

### 3.5 Le mode de commande

On distingue les stratégies de commande suivante :

- Commande pleine onde.
- Commande décalée.
- Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

### 3.6 Onduleurs de courant

Un onduleur à source de courant (également connu sous le nom de commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu. Cette source possède une inductance interne élevée, ce qui signifie que le courant  $i$  qui la traverse ne peut pas être influencé par les variations de tension  $u$  aux bornes de celle-ci.[26]

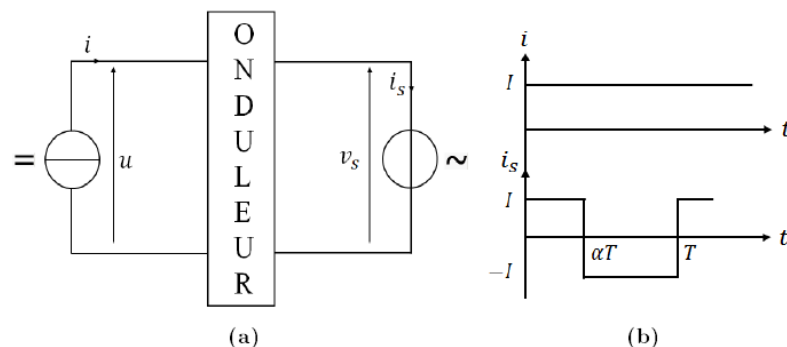


Figure 3. 3: (a) Onduleur de courant et (b) Formes d'ondes.

### 3.7 Onduleurs de tension

Un onduleur à source de tension est un onduleur alimenté par une alimentation en courant continu (CC), c'est-à-dire par une alimentation avec une impédance interne négligeable ; sa tension  $u$  n'est pas affectée par les variations de courant  $i$  qui le traversent. L'alimentation en courant continu impose la tension à l'entrée - et donc à la sortie - de l'onduleur.

Le courant de sortie  $i'$  et donc le courant d'entrée  $i$  dépendent de la charge placée du côté AC. Cette charge peut être de n'importe quel type, à condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (condensateur ou f. e. m alternative) connectée directement aux bornes de sortie.[26]

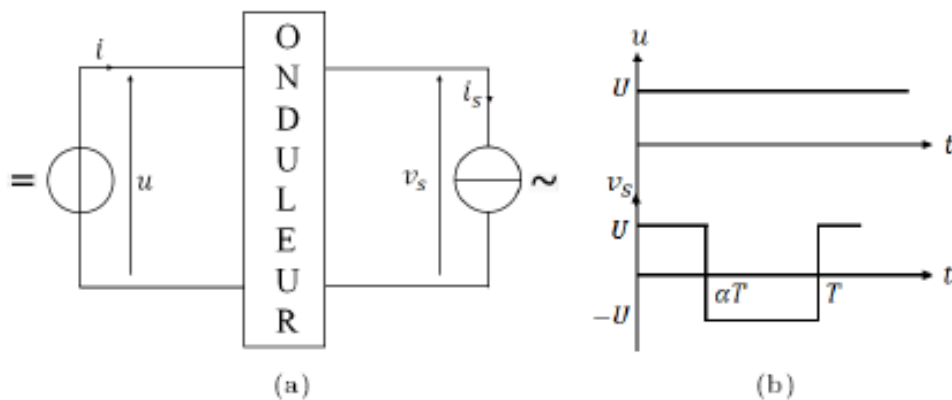


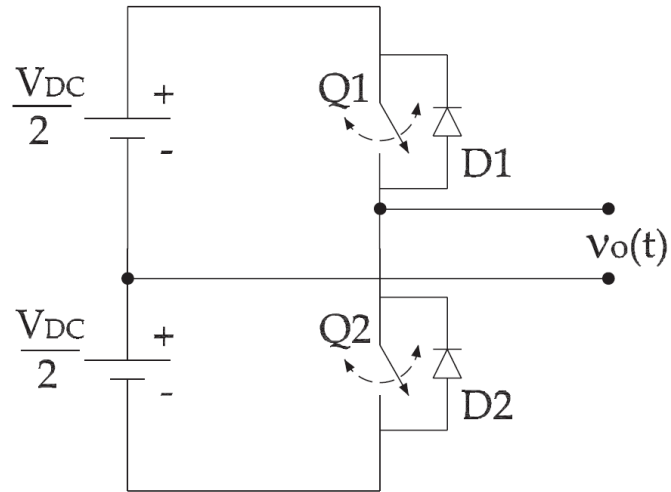
Figure 3. 4: (a) Onduleur de tension et (b) Formes d'ondes.

#### 3.7.1 Les onduleurs monophasés

Il existe deux topologies courantes pour les onduleurs monophasés ( $1 \phi$ ), appelées topologies en demi-pont ou à prise centrale et en pont complet ou en pont en H.[27]

#### 3.7.2 Onduleurs monophasés à demi-pont

La figure 3.1 présente la topologie du circuit de puissance d'un onduleur monophasé en demi-pont à source de tension.



**Figure 3. 5:** Onduleur de source de tension monophasé en demi-pont.

Le fonctionnement de base de l'onduleur demi-pont peut être représenté en définissant des ensembles de fonctions de commutation de sorte que :[27]

$$\begin{aligned} \text{Ouvert} &\Rightarrow 0 \\ \text{fermé} &\Rightarrow 1 \end{aligned}$$

Ces ensembles de fonctions de commutation sont capables de définir la sortie de l'onduleur en fonction des actions de commutation. La forme d'onde de la tension de sortie illustrée à la Figure 1.1 peut être décrite par l'équation suivante :[27]

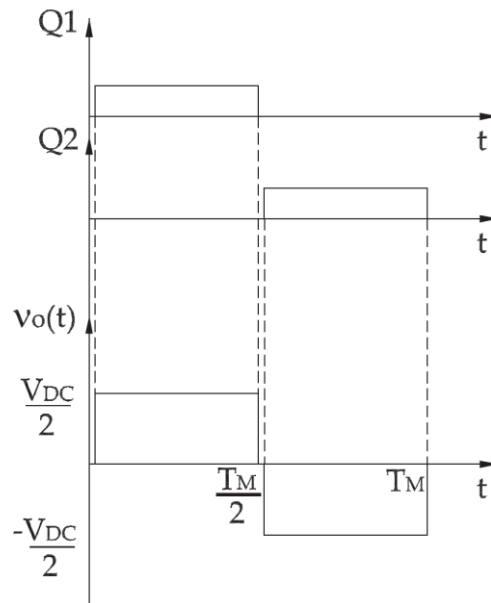
$$v_0 = \frac{V_{DC}}{2} (Q_1(t) - Q_2(t)) \quad (3.1)$$

où  $Q_1(t)$  et  $Q_2(t)$  sont des actions de commutation des éléments de commutation  $Q_1$  et  $Q_2$ , respectivement. Étant donné que  $Q_1$  et  $Q_2$  ne peuvent pas être activés en même temps, ainsi que pour un courant de sortie continu, la relation entre  $Q_1(t)$  et  $Q_2(t)$  peut être énoncée comme suit :

$$Q_1(t) + Q_2(t) = 1 \quad (3.2)$$

Ceci donne la tension de sortie en fonction des actions de commutation comme suit :

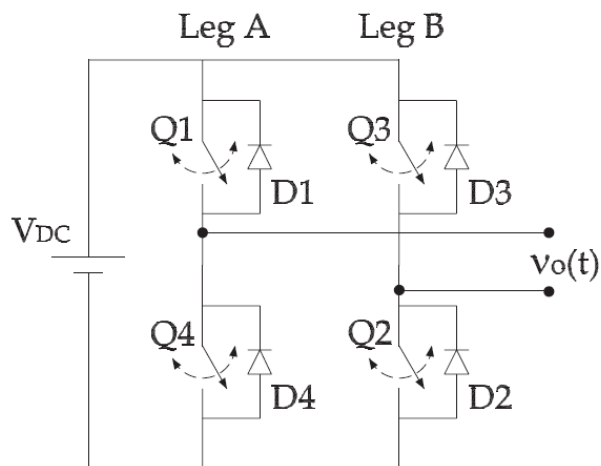
$$v_0(t) = \frac{V_{DC}}{2} (2Q_1(t) - 1) \quad (3.3)$$



**Figure 3. 6:** Commutation et formes d'onde de sortie dans un onduleur en demi-pont.

### 3.7.3 Onduleurs monophasés à pont complet

La deuxième topologie des onduleurs monophasés est le pont complet (full-bridge) ou le pont en H, qui comporte deux bras monophasés du même type. Cette topologie d'onduleur est préférée dans les applications de haute puissance car la tension de sortie est deux fois celle de l'onduleur en demi-pont. De plus, le courant circulant dans chaque interrupteur est la moitié du courant circulant dans chaque interrupteur de l'onduleur en demi-pont. La **figure (3.7)** montre un schéma de principe pour le pont complet ou le pont en H.

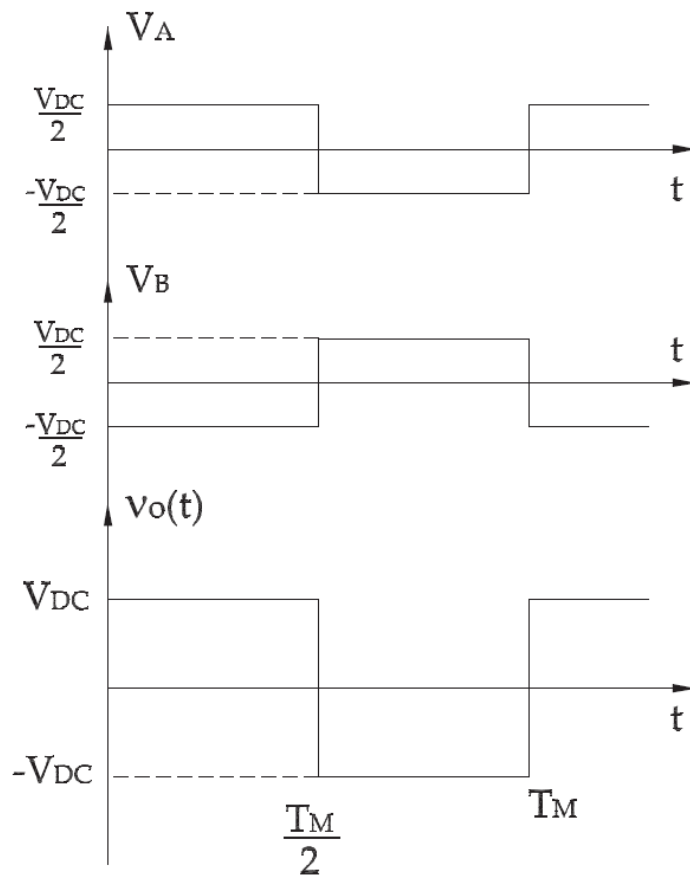


**Figure 3. 7:** Onduleur de source de tension monophasé en pont (H).

Ainsi que les formes d'ondes de commutation et de tension de sortie. La forme d'onde de tension de sortie représentée dans la **figure (3.8)** peut être décrite comme suit :[27]

$$V_A(t) = \frac{V_{DC}}{2} (Q_1(t) - Q_4(t)) \quad (34)$$

$$V_B(t) = \frac{V_{DC}}{2} (Q_3(t) - Q_2(t))$$



**Figure 3. 8:** Commutation et formes d'onde de sortie dans un onduleur en pont.

La tension de sortie est :  $v_0(t) + V_A(t) - V_B(t)$

$$Q_1(t) + Q_4(t) = 1 \quad (3.5)$$

$$Q_3(t) + Q_2(t) = 1$$

Ceci donne la tension de sortie en fonction des actions de commutation comme suit:

$$V_A(t) = \frac{V_{DC}}{2} (2Q_1(t) - 1) \quad (3.6)$$

$$V_B(t) = \frac{V_{DC}}{2} (2Q_3(t) - 1)$$

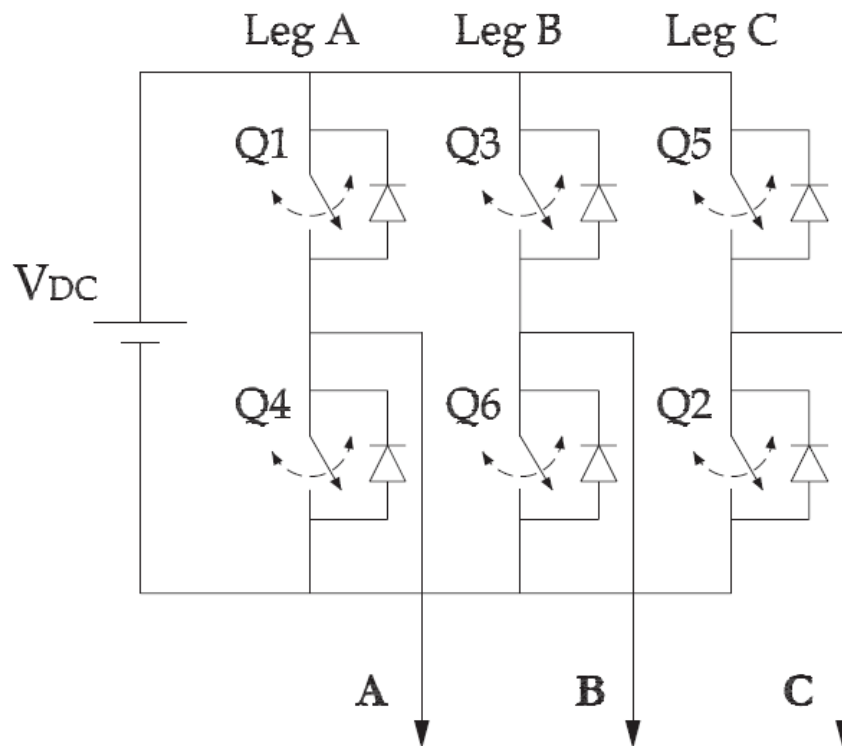
La tension de sortie de l'onduleur pont complet  $v_o(t)$  peut être exprimée de la manière suivante :

$$v_o(t) = V_{DC}(Q_1(t) - Q_3(t)) \quad (3.7)$$

### 3.8 Onduleurs triphasés

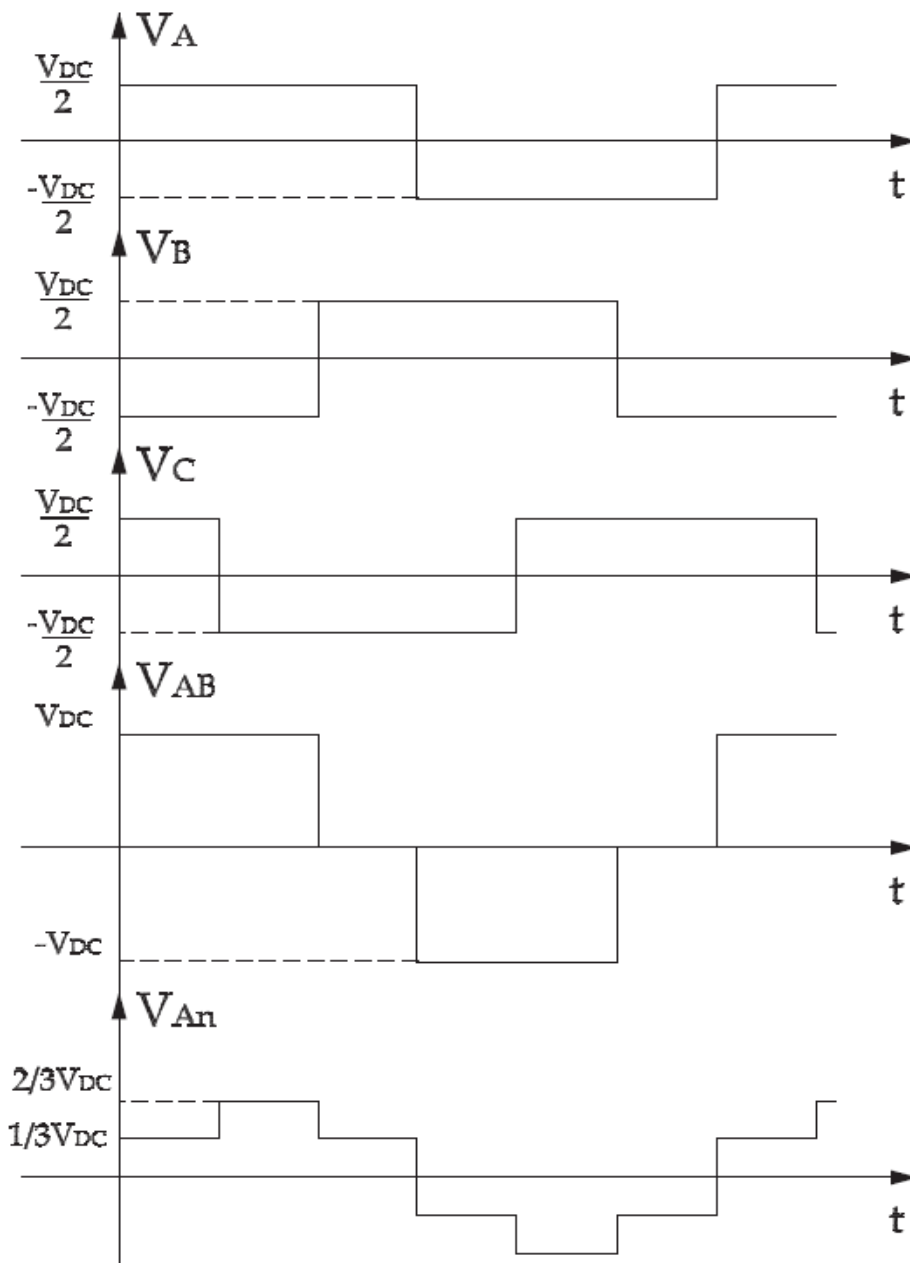
L'onduleur à source de tension monophasée couvre les applications de puissance faible tandis que l'onduleur à source de tension triphasée couvre les applications de puissance moyenne à élevée[28]

L'onduleur triphasé est constitué de trois bras comprenant chacun deux interrupteurs bidirectionnels. Ces interrupteurs sont conçus pour fonctionner de manière complémentaire afin d'éviter les courts-circuits. Les interrupteurs bidirectionnels peuvent être réalisés à l'aide de transistors de puissance montés en antiparallèle avec des diodes de puissance. [29]



**Figure 3. 9:** Onduleur triphasé formé de trois demi-ponts monophasés.

Le fonctionnement fondamental des trois branches est coordonné de sorte qu'un commutateur fonctionne à chaque point à 60 degrés de la forme d'onde de sortie fondamentale. Cela crée une forme d'onde de sortie ligne à ligne qui comporte six étapes. La forme d'onde à six étapes à une étape de tension nulle entre les sections positive et négative de l'onde carrée de sorte que les harmoniques qui sont des multiples de trois sont éliminés. Notez que les éléments de commutation des onduleurs triphasés peuvent fonctionner dans la conduction à 180 degrés et à 120 degrés. La figure 1.3 montre le schéma de principe de l'onduleur triphasé ainsi que les formes d'onde de commutation et de sortie pour le fonctionnement à 180 degrés de conduction. [27]



**Figure 3. 10:** Formes d'onde pour le mode de fonctionnement à onde carrée/six étapes d'un onduleur triphasé.



Les formes d'onde de tension de sortie sur chaque jambe illustrée à la **figure (3.10)** peuvent être décrites comme suit :

$$V_A(t) = \frac{V_{DC}}{2}(Q_1(t) - Q_4(t)) \quad (3.8)$$

$$V_B(t) = \frac{V_{DC}}{2}(Q_3(t) - Q_6(t))$$

$$V_C(t) = \frac{V_{DC}}{2}(Q_5(t) - Q_2(t))$$

où  $Q_1(t)$ ,  $Q_2(t)$ ,  $Q_3(t)$ ,  $Q_4(t)$ ,  $Q_5(t)$  et  $Q_6(t)$  sont les actions de commutation des éléments de commutation  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $Q_5$  et  $Q_6$ , respectivement. Étant donné que  $Q_1$  et  $Q_4$ ,  $Q_3$  et  $Q_6$ , et  $Q_5$  et  $Q_2$  ne peuvent pas être activés en même temps en raison du courant de sortie continu, les relations suivantes peuvent être énoncées :

$$Q_1(t) + Q_4(t) = 1 \quad (3.9)$$

$$Q_3(t) + Q_6(t) = 1$$

$$Q_5(t) + Q_2(t) = 1$$

Cela peut fournir les tensions des bras en fonction des actions de commutation comme suit :

$$V_A(t) = \frac{V_{DC}}{2}(2Q_1(t) - 1) \quad (3.10)$$

$$V_B(t) = \frac{V_{DC}}{2}(2Q_3(t) - 1)$$

$$V_C(t) = \frac{V_{DC}}{2}(2Q_5(t) - 1)$$

Les tensions de ligne à ligne de l'onduleur triphasé peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$v_{AB}(t) = V_A(t) - V_B(t) = V_{DC}(Q_1(t) - Q_3(t)) \quad (3.11)$$

$$v_{BC}(t) = V_B(t) - V_C(t) = V_{DC}(Q_3(t) - Q_5(t))$$

$$v_{CA}(t) = V_C(t) - V_A(t) = V_{DC}(Q_5(t) - Q_1(t))$$

### 3.8.1 Principe de fonctionnement

- Pour  $\omega t \in [0 \text{ à } 60]$  les transistors Q1, Q5, Q6 conduisent le courant. Le courant positif se divise en deux (Q1 et Q5 sont concernés) et le courant négatif (courant de retour) passe par Q6. Les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts
- Pour  $\omega t \in [60 \text{ à } 120]$  les transistors Q1, Q2, Q6 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.
- Pour  $\omega t \in [120 \text{ à } 180]$  les transistors Q1, Q2, Q3 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.
- Pour  $\omega t \in [180 \text{ à } 240]$  les transistors Q2, Q3, Q4 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.
- Pour  $\omega t \in [240 \text{ à } 300]$  les transistors Q3, Q4, Q5 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.
- Pour  $\omega t \in [300 \text{ à } 360]$  les transistors Q4, Q5, Q6 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.[28]

### 3.8.2 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

Les couples d'interrupteurs **(Q1 et Q4)**, **(Q3 et Q6)**, **(Q5 et Q2)** doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors

Pour simplifier l'étude, on suppose que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée couplée en étoile.

Les tensions composées **V<sub>ab</sub>**, **V<sub>bc</sub>** et **V<sub>ca</sub>** sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{A0} + V_{0B} = V_{A0} - V_{B0} \\ V_{BC} = V_{B0} + V_{0C} = V_{B0} - V_{C0} \\ V_{CA} = V_{C0} + V_{0A} = V_{C0} - V_{A0} \end{cases} \quad (3.12)$$

Tel que  $V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}$ , sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues.

Elles sont référencées par rapport à un point milieu « 0 » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{A0} = V_{AN} + V_{N0} \\ V_{B0} = V_{BN} + V_{N0} \\ V_{C0} = V_{CN} + V_{N0} \end{cases} \quad (3.13)$$

Tel que :  $V_{an}, V_{bn}$  et  $V_{cn}$  : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),  
 $V_{no}$  : tension de neutre de la charge par rapport au point milieu fictif « 0 ».

Le système  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$  et  $V_{CN}$  est en équilibre, alors :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (3.14)$$

La substitution de (13) dans (14) aboutit à :

$$V_{N0} = \frac{1}{3}(V_{A0} + V_{B0} + V_{C0}) \quad (3.15)$$

En remplaçant (15) dans (13), on obtient :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{2}{3}V_{A0} - \frac{1}{3}V_{B0} - \frac{1}{3}V_{C0} \\ V_{BN} = -\frac{1}{3}V_{A0} + \frac{2}{3}V_{B0} - \frac{1}{3}V_{C0} \\ V_{CN} = -\frac{1}{3}V_{A0} - \frac{1}{3}V_{B0} + \frac{2}{3}V_{C0} \end{cases} \quad (3.16)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T][V_{DC}] \quad (3.17)$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix}, [V_{DC}] = \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix}, [V_{DC}] = E \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

La commutation supposée idéale :  $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i = 1, 2, 3\}$ .

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

### 3.9 Les différents types de commande

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'étude des onduleurs:[30]

- La commande pleine onde ;
- La modulation de largeur d'impulsions (MLI).

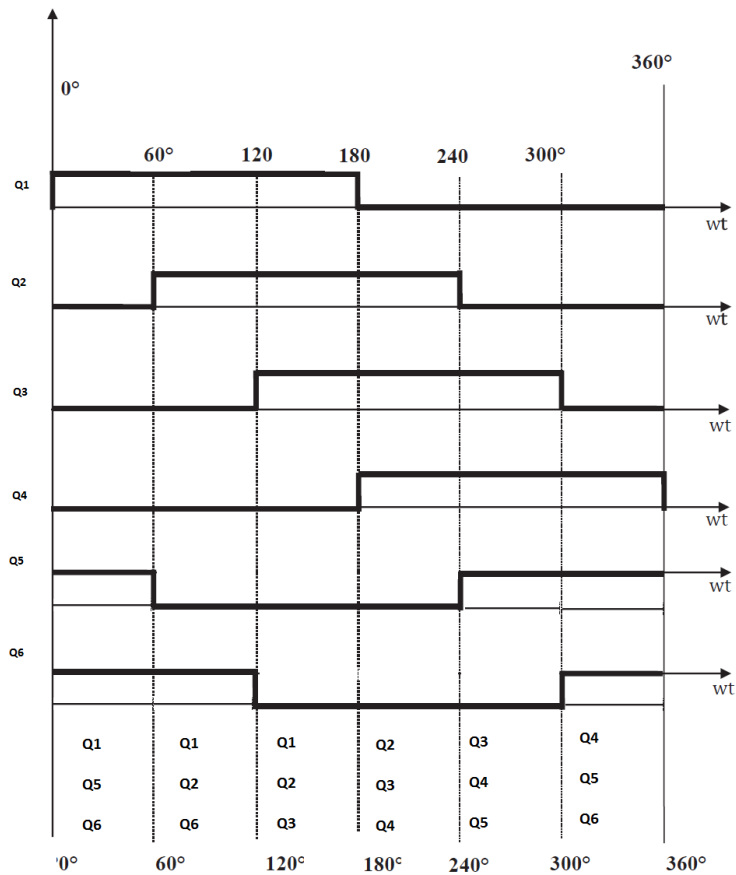
#### 3.9.1 La commande pleine onde 180°

Dans le cas où la commande pleine onde est appliquée, l'onduleur de tension est contrôlé à faible fréquence. La forme d'onde de la tension de sortie aura une forme carrée, à amplitude constante et imposée par la source électrique en entrée. D'après le développement en série de Fourier, le contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur est représenté par l'équation :

$$v_{xn} = \frac{2}{\pi} V_{DC} \sum_h \frac{\sin(h\omega t)}{h} \quad (3.20)$$

Avec  $h = \{2k + 1/k \in \mathbf{N}\}$  est le rang des harmoniques impaires et  $\omega$  la pulsation fondamentale égale  $2\pi/T_1$ . L'équation (20) montre que le contenu harmonique de la tension de sortie est riche en harmoniques impaires qui sont proches de la composante fondamentale.[30]

Dans cette technique de commande, on ferme les semi-conducteurs d'une même branche de façon complémentaire pendant une demi-période, et en décalant la commande de chaque bras d'un tiers de la période. Par conséquent, on obtient trois ondes carrées de tension décalées de (120°) aux bras de l'onduleur, dont l'amplitude est égale à la tension continue (VDC), et de même fréquence que la tension du réseau.[25]



**Figure 3. 11:** Les signaux de la commande à pleine onde.

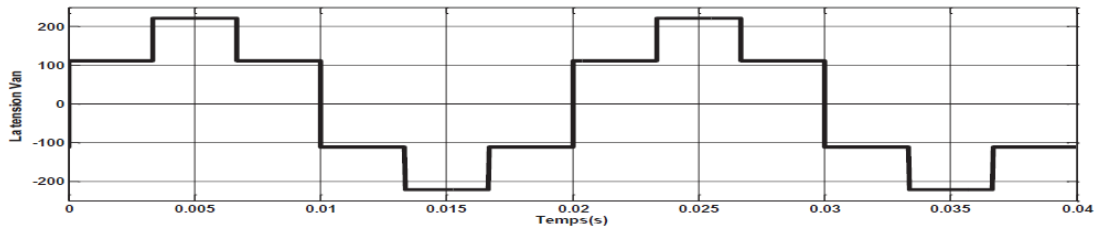
Dans ce type de commande, chaque interrupteur conduit pendant (180°), Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, et chaque mode dure (60°),

**Tableau 3. 1:** fonctionnement de l'onduleur avec la commande pleine onde

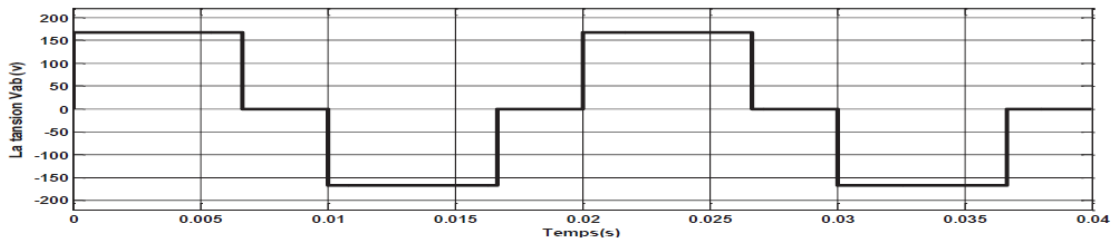
$\omega t$	60°	120°	180°	240°	300°	360°
Interrupteurs conduits	$Q_{1,5,6}$	$Q_{1,2,6}$	$Q_{1,2,3}$	$Q_{2,3,4}$	$Q_{3,4,5}$	$Q_{4,5,6}$
$V_{AN}$	$E/3$	$2E/3$	$E/3$	$-E/3$	$-2E/2$	$-E/3$
$V_{BN}$	$-2E/3$	$-E/3$	$E/3$	$2E/3$	$E/3$	$-E/3$
$V_{CN}$	$E/3$	$-E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$
$V_{AB}$	$E$	$E$	$0$	$0$	$E$	$0$
$V_{BC}$	$E$	$0$	$E$	$E/3$	$E/3$	$-E$
$V_{CA}$	$0$	$E/3$	$-E$	$0$	$0$	$E$

**a** *Forme des tensions de sortie de l'onduleur*

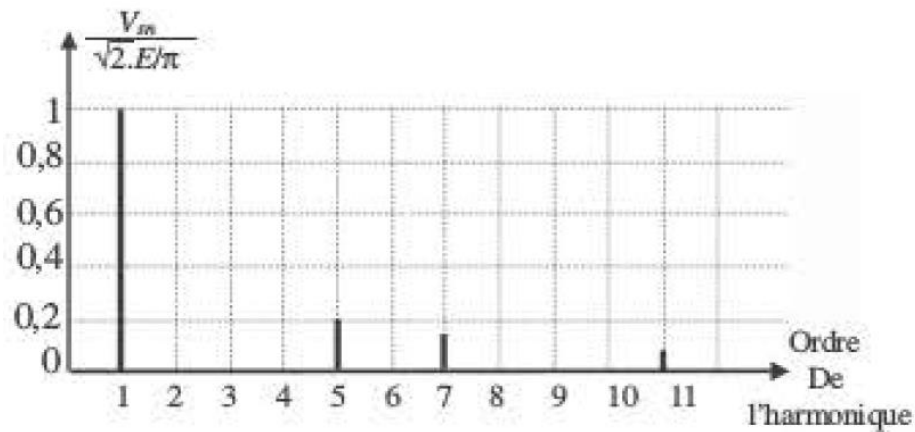
Les figures (3.12 , 3.13) représentent la tension simple  $V_{an}$  et la tension composée  $V_{ab}$  à la sortie de l'onduleur à deux niveaux commandés en pleine onde. [25]



**Figure 3. 12:** Forme de la tension  $V_{an}$  à la sortie de l'onduleur commande en pleine onde.



**Figure 3. 13:** La tension  $V_{ab}$  à la sortie de l'onduleur commande en pleine onde.



**Figure 3. 14:** Le spectre harmonique de la tension de sortie  $V_{an}$ .

Dans la **figure (3.14)**, le spectre des tensions simples du système est présenté. Les valeurs efficaces de chaque composante sont normalisées par rapport à celle du fondamental, qui est le premier harmonique. Il est observé que l'harmonique 3 est absente, conformément à l'expression de la série de Fourier. Les harmoniques ne commencent à apparaître qu'à partir de l'harmonique 5, et leur présence est relativement discrète par rapport au fondamental.[24]

### 3.9.2 Commande décalée 120°

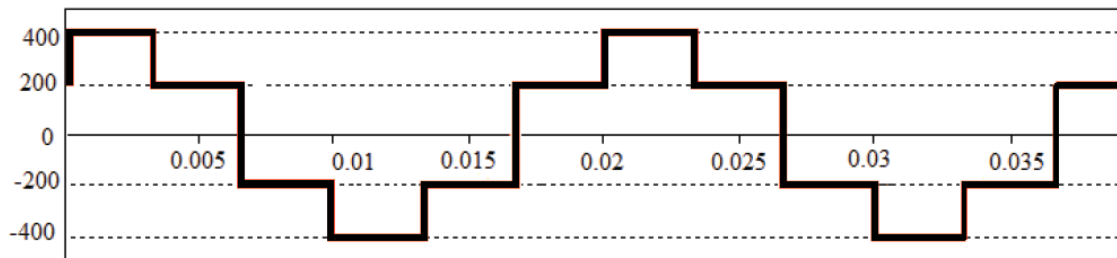
C'est une commande qui suit le même le principe que la précédente, sauf que les interrupteurs conduisent pendant 120°, donc ils sont moins utilisés par rapport à la commande (180°). Le fonctionnement de l'onduleur est résumé dans le tableau suivant:[25]

**Tableau 3. 2:** Fonctionnement de l'onduleur avec la commande décalée

$\omega t$	$60^\circ$	$120^\circ$	$180^\circ$	$240^\circ$	$300^\circ$	$360^\circ$
Interrupteurs conduits	$Q_{1,6}$	$Q_{1,2}$	$Q_{2,3}$	$Q_{3,4}$	$Q_{4,5}$	$Q_{5,6}$
$V_{AN}$	$E/2$	$E/2$	0	$-E/2$	$-E/2$	0
$V_{BN}$	$-U_E/2$	0	$E/2$	$E/2$	0	$-E/2$
$V_{CN}$	0	$-E/2$	$-E/2$	0	$E/2$	$E/2$
$V_{AB}$	$E$	$E/2$	$-E/2$	$-E$	$-E/2$	$E/2$
$V_{BC}$	$-E/2$	$E/2$	$E$	$E/2$	$-E/2$	$-E$
$V_{CA}$	$-E/2$	$-E$	$-E/2$	$E/2$	$E$	$E/2$

**a** *Forme des tensions à la sortie de l'onduleur*

La **figure (3.15)** présente la tension de la première phase obtenue à la sortie de l'onduleur à deux niveaux en pont complet commande a ( $120^\circ$ ).



**Figure 3. 15:** Forme de tension de l'onduleur commande à ( $120^\circ$ ).

### 3.9.3 Commande MLI (Modulation de largeurs d'impulsions)

La technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM) est appliquée dans l'onduleur (convertisseur DC/AC) pour produire une onde alternative avec une tension et une fréquence variable, principalement utilisée dans les entraînements de moteurs à vitesse variable. L'entrée de l'onduleur est en courant continu, PWM, et le contrôle du convertisseur électronique de puissance DC/AC a suscité beaucoup d'attention au cours des trois dernières décennies. La recherche est toujours active dans ce domaine et plusieurs schémas ont été suggérés dans la littérature. L'idée de base est de moduler la durée des impulsions ou le rapport cyclique afin d'obtenir une tension/courant/puissance et une fréquence contrôlées, satisfaisant les critères d'aire égale.[31]

**a** *La commande (MLI sinus-triangle)*

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) est l'une des techniques de modulation de largeur d'impulsion les plus fondamentales utilisées dans les systèmes

d'onduleurs. Elle repose sur la comparaison d'une onde porteuse haute fréquence avec des signaux de modulation sinusoïdaux pour générer des signaux de commande appropriés pour les onduleurs. La SPWM est largement utilisée comme point de départ pour le développement d'autres techniques de modulation de largeur d'impulsion plus avancées. Bien que la SPWM et la modulation de largeur d'impulsion par vecteur spatial (SVPWM) semblent différentes, elles sont étroitement liées, la SVPWM étant une évolution de la SPWM.[31]

### ***b Principe de la commande (MLI sinus-triangle)***

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) et les autres techniques de modulation visent à convertir une tension de référence généralement sinusoïdale en une tension de sortie sous forme de créneaux. Dont l'objectif principal est d'obtenir une tension de sortie maximale avec une distorsion harmonique totale minimale (THD). Cela permet d'obtenir des signaux de sortie de haute qualité pour les applications d'onduleurs dans divers domaines tels que les systèmes d'alimentation électrique, les moteurs électriques et les systèmes de conversion d'énergie.[31]

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

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

### ***c Caractéristique de la MLI***

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (3.21)$$

$$\tau = \frac{V_r}{V_p} \quad (3.22)$$

Avec :

$m$  : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence.

$\tau$  : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse.



On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à  $E/2$  connectés entre eux par un point commun (0).

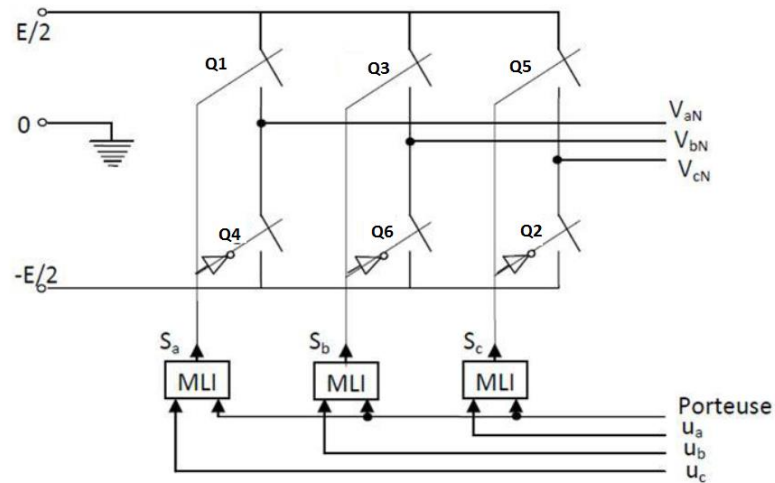


Figure 3. 16: Schéma équivalent de l'onduleur à MLI.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par les porteuses. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont décalées de  $2\pi / 3$  à la même fréquence  $f_s$ . [25]

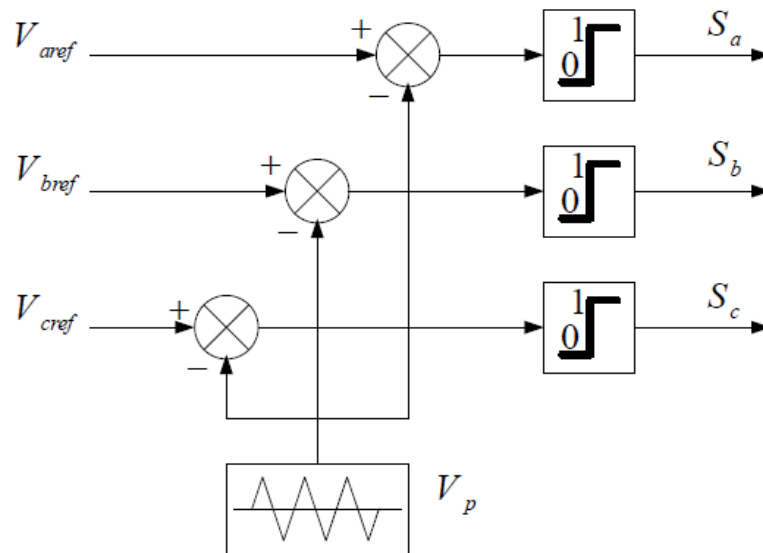


Figure 3. 17: Schéma de principe de MLI sinus\_triangle.

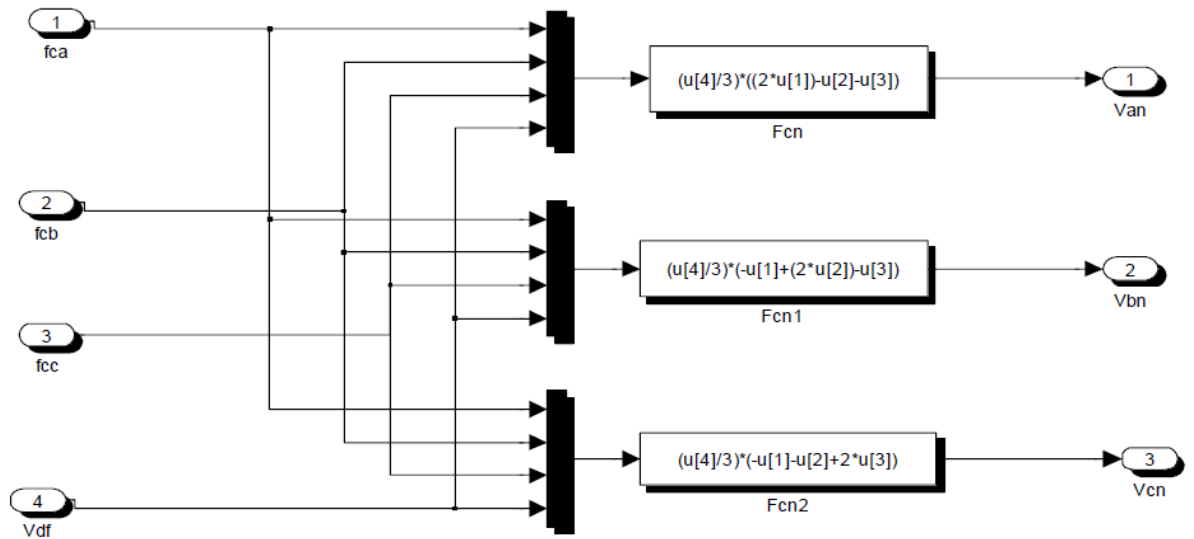


Figure 3. 18: Schéma bloc de la commande MLI.

La figure(3.19) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont  $r = 0.8$  et  $m = 21$ .

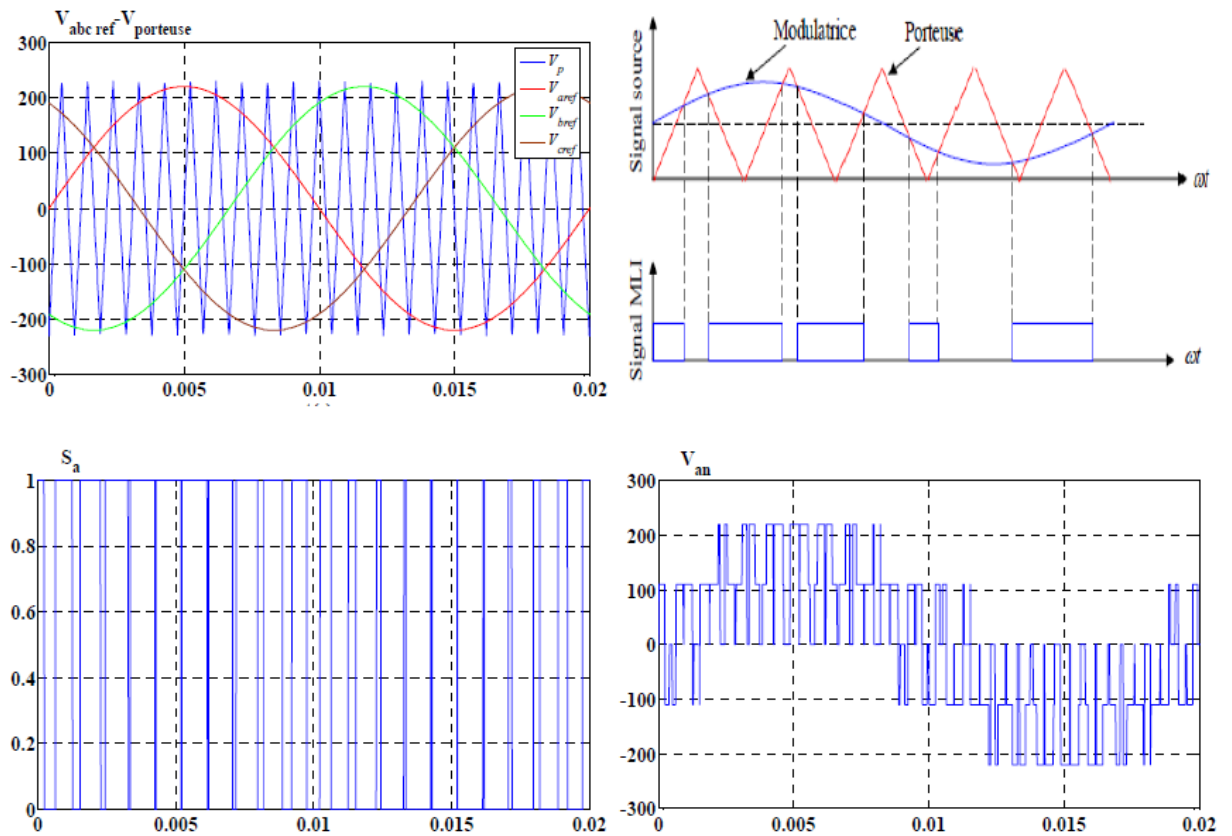


Figure 3. 19: Résultat Simulink de commande M.L.I sinus\_triangle.

### **3.10 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie sur les onduleurs, sa constitution physique élémentaire, son fonctionnement, leurs principales applications et nous avons présenté les différentes structures des onduleurs. Nous avons consacré notre étude aux onduleurs de tension et principalement ceux en pont triphasé et les différentes stratégies de commande d'un onduleur triphasé.

# Chapitre 4 Commande vectorielle de la MSAP

---

## 4.1 Introduction

Dans les machines électriques, un couple est développé grâce à l'interaction de deux champs magnétiques. Dans les machines à courant continu à excitation séparée, ces champs sont fournis par des sources de flux distinctes, et un système de commutation les positionne perpendiculairement pour optimiser la production de couple. Cependant, dans les machines à courant alternatif, les champs ne sont pas indépendants ni orthogonaux, et il n'y a pas de système de commutation pour les positionner correctement. C'est là qu'intervient la commande vectorielle (CV), qui vise à rendre les champs magnétiques indépendants et perpendiculaires autant que possible. La commande vectorielle transforme les courants de phase du stator en un vecteur de courant à deux composantes perpendiculaires, similaire à un moteur à courant continu à excitation séparée, permettant de contrôler le couple et le flux de manière indépendante. La commande vectorielle offre un contrôle rapide et précis, et est largement utilisée dans l'industrie grâce à ses nombreuses fonctionnalités de contrôle.[32]

Dans ce chapitre, nous nous concentrerons spécifiquement sur l'étude de la commande vectorielle dans le contexte des machines à courant alternatif. Nous explorerons les principes et les techniques de la commande vectorielle, qui permettent de contrôler de manière précise et indépendante le couple et le flux d'une machine électrique.

## 4.2 La commande vectorielle

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps (Blashke 1972). Cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs trigonométriques, des intégrations des régulations...ce qui ne pouvait se faire avec l'électronique analogique.[33]

La commande vectorielle des machines synchrones est la technique actuelle permettant l'obtention des dynamiques satisfaisant le plus grand nombre de cahiers des charges. La stratégie de commande repose sur le modèle de Park de la machine et consiste à imposer le courant en quadrature  $i_q$  pour imposer le couple. Le courant  $i_d$ , quant à lui, sera déduit

pour annuler la partie de l'équation due à l'anisotropie et minimiser les pertes joules. Il sera donc nul pour une machine à pôles lisses.

La régulation s'effectue donc sur des grandeurs du référentiel tournant et donne la possibilité de placer les champs magnétiques statoriques de manière précise.

#### 4.2.1 Principe de la commande vectorielle

La principale idée de cette stratégie consiste à rendre le comportement d'une machine synchrone similaire à celui d'une machine à courant continu. Cela implique de créer un modèle linéaire et découplé, ce qui conduit à une amélioration de son comportement dynamique [40] [41]

L'équation (4.1), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables  $i_d, i_q$

$$C_{em} = \frac{3}{2}p((L_d - L_q)i_d i_q + i_q \varphi_f) \quad (4.1)$$

Une des stratégies couramment utilisées en commande est de maintenir la composante  $i_d$  du courant à zéro. Cette approche simplifie la loi de commande en établissant une relation linéaire entre le couple et le courant. Ainsi, on obtient une caractéristique similaire à celle d'une machine à courant continu avec excitation séparée. [42]

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \varphi_f i_q \quad (4.2)$$

Comme le flux  $\varphi_f$  est constant, le couple est directement proportionnel à  $i_q$   
Donc :

$$C_{em} = k_t i_q \quad (4.3)$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2}p \varphi_f \quad (4.4)$$

Nous observons que l'équation du couple présente des similitudes avec celle du couple d'une machine à courant continu à excitation séparée. De plus, un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

## 4.2.2 Découplage :[34][43]

Lorsque l'on modélise la machine synchrone dans le référentiel de Park, on obtient un système d'équations différentielles où les courants  $i_d$  et  $i_q$  ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont liés par des termes non linéaires tels que  $L_q\omega i_q$  et  $L_d\omega i_d$

$$\begin{cases} V_d = \left( R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left( R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (4.5)$$

Pour éliminer ce couplage, on utilise une méthode de compensation [43]. Cette méthode implique l'ajout de termes spécifiques qui rendent les axes d et q complètement indépendants.

### *a* Découplage par compensation :

La compensation vise à découpler les axes d et q. Ce découplage permet de simplifier les équations de la machine et du régulateur, facilitant ainsi le calcul des coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage consiste à introduire deux nouvelles variables de commande,  $e_d$  et  $e_q$  comme illustré dans la **Figure (4.1)**. [43]

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} + e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (4.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (4.7)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (4.8)$$

On a donc les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés. Le courant  $i_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $i_q$  ne dépend que  $V_{q1}$  à partir de l'équation (4.7) les courant  $i_d$  et  $i_q$  s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d & \frac{V_{d1}}{R_s + \frac{d}{dt} L_d} \\ i_q & \frac{V_{q1}}{R_s + \frac{d}{dt} L_q} \end{cases} \quad (4.9)$$

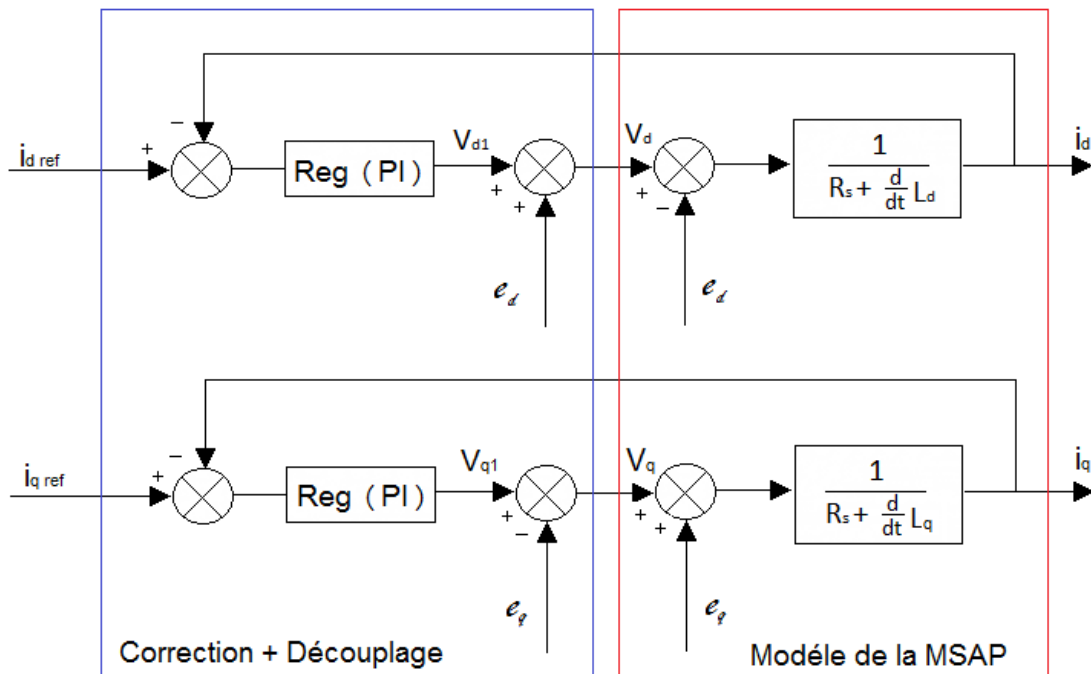


Figure 4. 1: Découplage par compensation.

Les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont donc découplés et représentées par la **Figure (4.3)**.

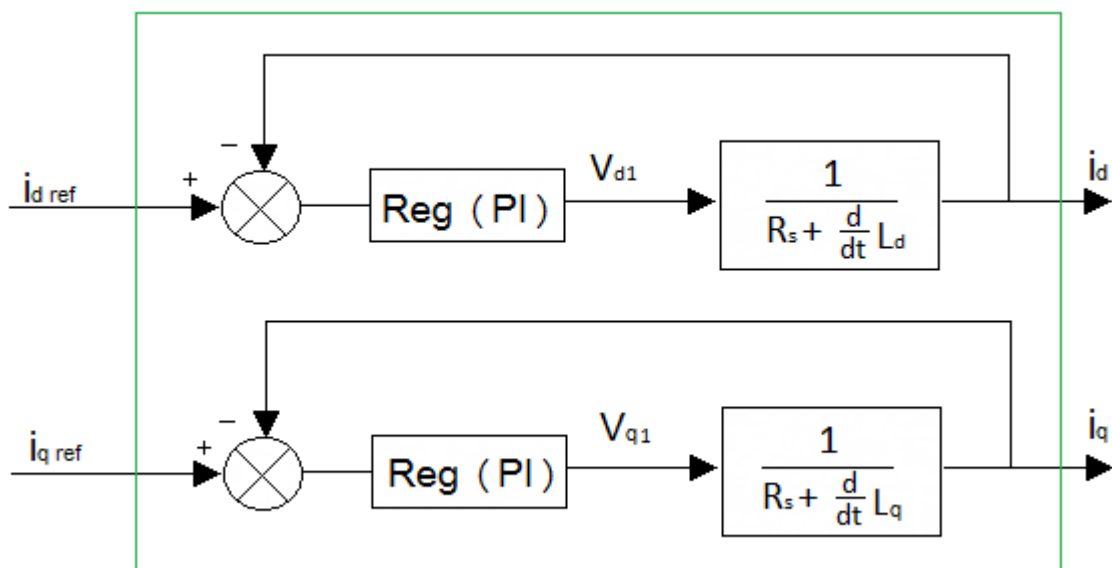


Figure 4. 2: Commande découplée.

### 4.2.1 Description du système global :

La machine synchrone est décomposée en deux axes indépendants, d et q. La régulation de l'axe d est réalisée par une seule boucle, tandis que la régulation de l'axe q est réalisée par deux boucles en cascade. La boucle externe se charge de la régulation de la vitesse, où la sortie de son régulateur génère le courant de référence  $i_{qref}$ .

Ce courant de référence est comparé au courant réel  $i_q$  mesuré, et l'erreur est appliquée à l'entrée du régulateur du courant  $i_q$ .

En parallèle, une boucle de régulation du courant  $i_d$  est maintenue à zéro. Les sorties des régulateurs de courant  $i_d$  et  $i_q$  sont ensuite appliquées à un bloc de découplage, qui génère les tensions de référence  $V_{dref}$  et  $V_{qref}$  en convertissant le repère (d, q) au repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ). Ces tensions de référence  $V_{\alpha ref}$  et  $V_{\beta ref}$  sont utilisées pour la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) de l'onduleur de tension.

La **Figure (4.3)** représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère ( $d, q$ ).

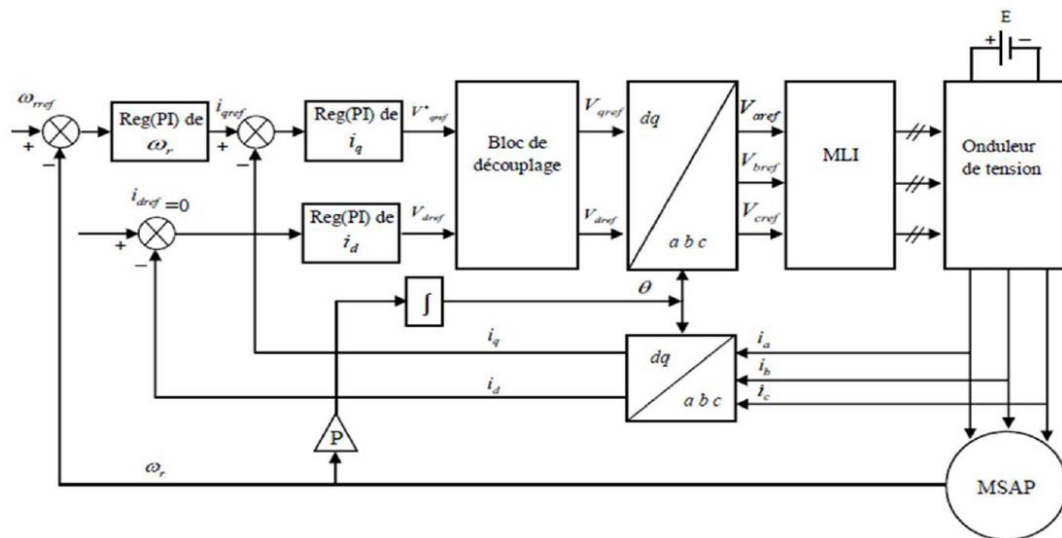


Figure 4. 3: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

### 4.3 Calcul des régulateurs :[34][38][39]

Les régulateurs ont pour fonction de maintenir la grandeur de sortie égale à la grandeur de référence malgré les perturbations internes ou externes [44]. Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est réalisée à l'aide de régulateurs de type proportionnel-intégral (PI). [43]



L'action intégrale permet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée, tandis que l'action proportionnelle permet de régler la rapidité du système.

Le régulateur PI combine les actions proportionnelle et intégrale en parallèle, comme illustré dans la **figure (4.4)**. La relation entre la sortie  $u_r(t)$  et le signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  est exprimée par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) d(t) \quad (4.10)$$

C'est à dire :

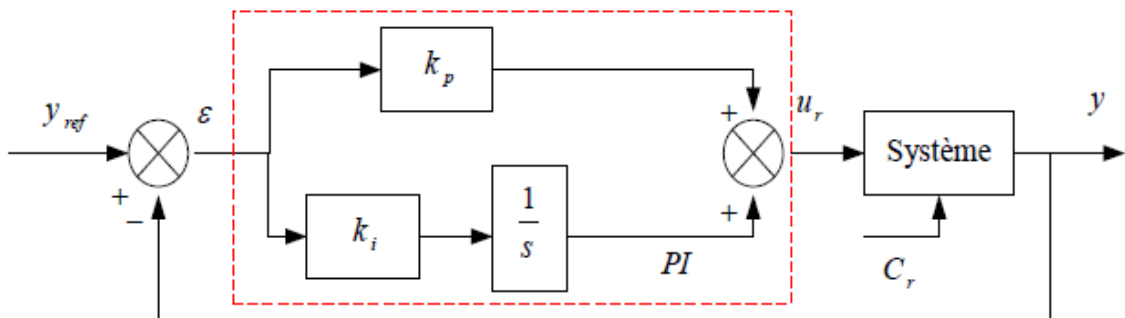
$$\frac{u_r(t)}{\varepsilon} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4.11)$$

Où :

$k_p$  : Gain proportionnel,

$k_i$  : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :



**Figure 4. 4:** Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \varepsilon \quad (4.12)$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (4.13)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (4.14)$$

### 4.3.1 Régulation du courant : $i_q$

Selon l'équation (4.9) et (4.13), on aboutit au schéma de la Figure (4.5).

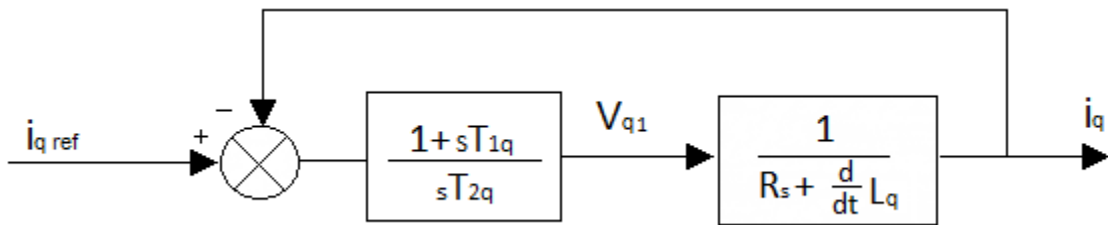


Figure 4. 5: Boucle de régulation du courant  $i_q$ .

La fonction de Transfert en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (4.5) est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s \left(1 + s\frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (4.15)$$

Grâce à l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, nous obtiendrons :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \quad (4.16)$$

Ce qui se traduit par la condition

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (4.17)$$

Avec :

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe q.

Après compensation l'équation (4.15), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (4.18)$$

La fonction de Transfert en boucle fermé (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (4.19)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_s T_{2q}} \quad (4.20)$$

L'équation (4.20) peut être imposée de la forme  $\left(\frac{1}{1+s\tau_q}\right)$  Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (4.21)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (4.22)$$

Donc :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (4.23)$$

$T_r$  : Temps de réponse imposé.

En remplace l'équation (4.21) dans (4.14), On obtient :

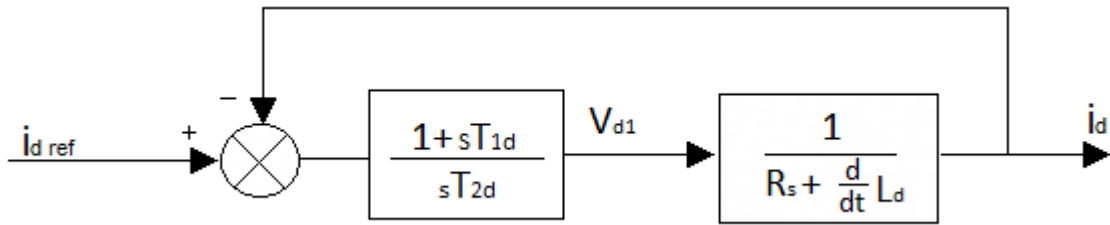
$$k_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (4.24)$$

En substituant l'équation (4.22) dans (4.24), nous obtenons finalement :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (4.25)$$

### 4.3.2 Régulation du courant $i_d$

La figure suivante représente la boucle de régulation de l'axe d :



**Figure 4. 6:** Boucle de régulation du courant  $i_d$  .

Le même processus utilisé pour la régulation du courant  $i_q$  est suivi pour la régulation du courant  $i_d$ . La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(1 + sL_d)} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s \left(1 + s\frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (4.26)$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (4.27)$$

On remplace l'équation (4.27) dans (4.26). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2d}} = \frac{1}{1 + s\tau_d} \quad (4.28)$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_sT_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (4.29)$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée  $T_r = 3\tau_d$ , il vient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (4.30)$$

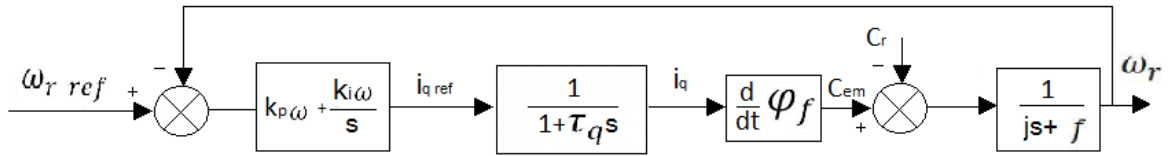
$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe d

### 4.3.3 Régulation de vitesse

La commande du processus est divisée en deux sous-systèmes distincts :

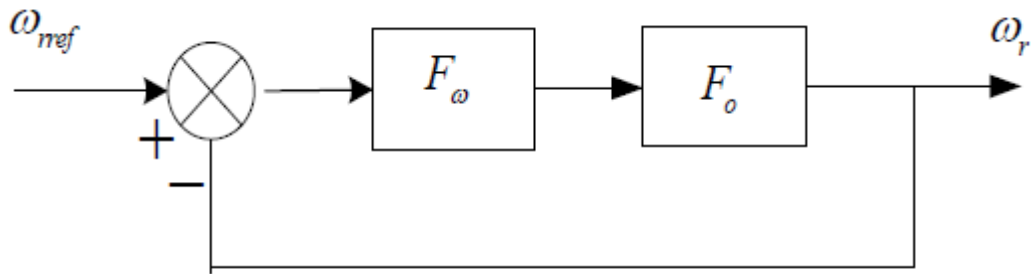
- Le sous-système de régulation du courant  $i_q$ , qui est également responsable du réglage du couple.
- Le sous-système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée dans la figure ci-dessous :



**Figure 4. 7:** Boucle de régulation de vitesse.

Le schéma de la **Figure (4.7)** peut être simplifié par la **Figure (4.8)** :



**Figure 4. 8:** Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse, notée  $F_\omega(s)$ , est donnée par :

$$F_\omega(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (4.31)$$

$$\text{Ou : } \begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (4.32)$$

$F_o(s)$  : La fonction de transfert en boucle ouverte pour  $C_r = 0$ , est donnée par :

$$F_o(t) = \frac{\frac{d}{dt} \varphi_f}{f(1 + s\tau_q)(1 + s\tau_m)} \quad (4.33)$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$  : Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_\omega F_o}{1 + F_\omega F_o} \quad (4.34)$$

Après les calculs en trouve :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{d}{dt}\varphi_f(k_{p\omega}s + k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + \left(\frac{d}{dt}\varphi_f k_{p\omega} + f\right)s + P\varphi_f k_{i\omega}} \quad (4.35)$$

Si nous négligeons les termes  $(J\tau_q)$  et  $(f\tau_q)$  par rapport à  $(J)$ , le polynôme caractéristique de cette fonction est modifié de la manière suivante :

$$P(s) = Js^2 + \left(f + \frac{d}{dt}\varphi_f k_{p\omega}\right)s + \frac{d}{dt}\varphi_f k_{i\omega} \quad (4.36)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) présente une dynamique de second ordre, identifiée par une équation caractéristique sous la forme canonique suivante :

$$\frac{1}{\omega_0} p^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \quad (4.37)$$

Où :

$\omega_0$ : Pulsation propre du système,

$\varepsilon$  : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (4.36) et (4.37) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\varepsilon\omega_0 - f}{\frac{d}{dt}\varphi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{\frac{d}{dt}\varphi_f} \end{cases} \quad (4.38)$$

Pour déterminer les caractéristiques du régulateur, nous choisissons un facteur d'amortissement de 0.7 et nous définissons la pulsation des oscillations non amorties en fonction de la dynamique souhaitée.

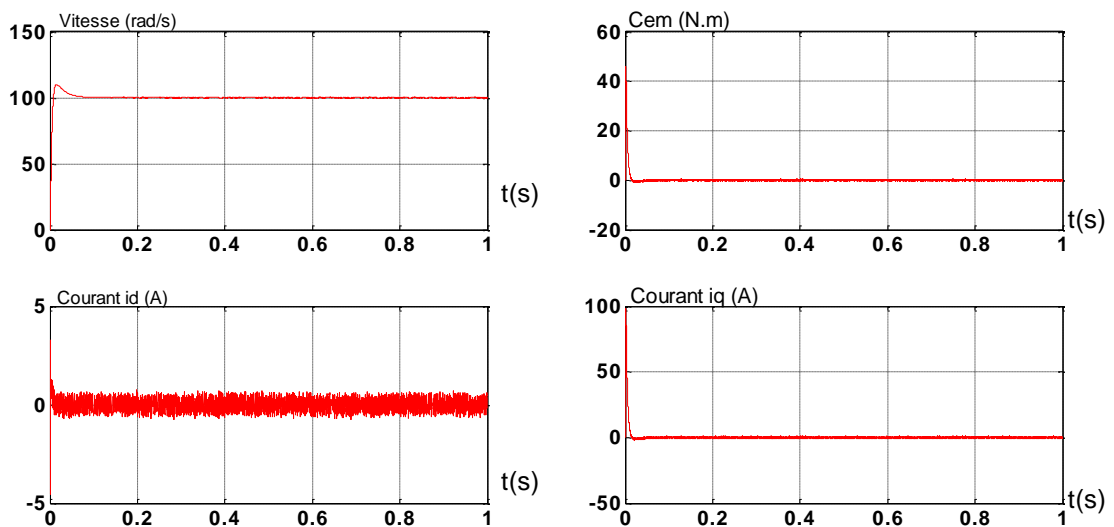
## 4.4 Résultats de simulation

Une fois le découplage réalisé et les régulateurs synthétisés, nous procédons à la simulation de la commande de vitesse en utilisant un régulateur PI pour la MSAP. Les paramètres de la machine sont disponibles en annexe. La simulation est effectuée en prenant en compte la dynamique souhaitée.

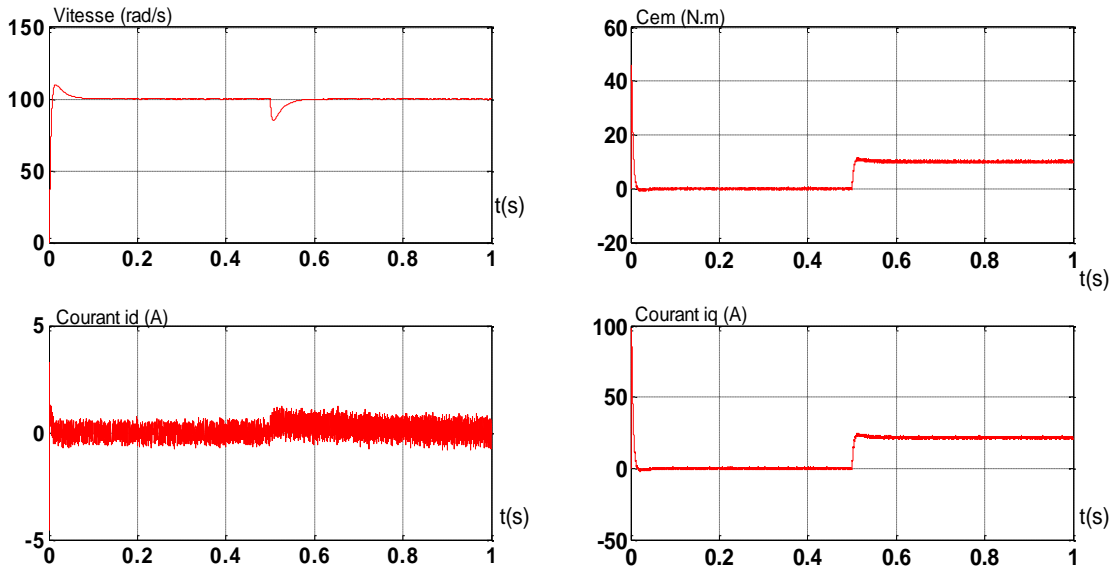
### 4.4.1 Essai à vide et en charge

Les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP sont représentés dans les **figures (4.9)** et **(4.10)**. Lorsqu'un échelon de consigne de 100 rad/s est appliqué, on observe les comportements suivants :

- La vitesse de rotation suit approximativement la référence, mais présente un dépassement lors du régime transitoire. Après l'application d'une charge de 5 N.m à partir de  $t=0.5s$ , la vitesse diminue temporairement, mais récupère rapidement sa valeur de référence.
- Le couple subit un pic au moment du démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. Cela indique que le système est capable de fournir le couple nécessaire malgré la perturbation.
- Les deux composantes du courant, à savoir le courant dans l'axe direct ( $i_d$ ) et le courant dans l'axe quadratique ( $i_q$ ), montrent une réponse qui met en évidence le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine. Cela signifie que le courant dans l'axe direct ne contribue pas à la production de couple, ce qui permet de contrôler indépendamment le couple et la vitesse de la machine.
- Le courant  $i_q$ , qui représente le courant dans l'axe quadratique, est directement lié au couple produit par la machine. Ainsi, en contrôlant le courant  $i_q$ , on peut influencer efficacement le couple de sortie de la machine.



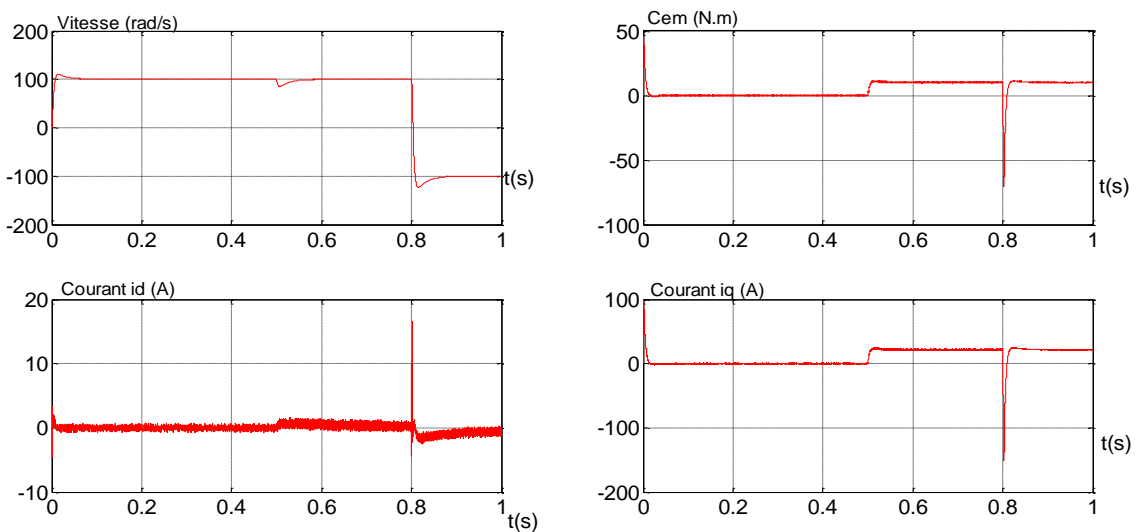
**Figure 4. 9:** Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.



**Figure (4.10)** - Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10 N.m à  $t = 0.5$  s.

#### 4.4.2 Essai de l'inversion de sens de rotation

La **figure (4.11)** présente les résultats de simulation lorsqu'on inverse la vitesse de rotation du MSAP, passant de la valeur de référence de +100 rad/s à la valeur de -100rad/s à l'instant  $t=0.8$ s, sans charge. Les résultats de cette simulation sont encourageants, ce qui démontre la robustesse de la commande dans de telles conditions de fonctionnement



**Figure 4. 10:** Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à  $t = 0.8$ s.



## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle de la Machine Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) alimentée en tension. Nous avons abordé différents aspects de cette commande, y compris le principe de la commande vectorielle, le découplage par compensation, la description du système global et le calcul des régulateurs.

En conclusion, les résultats de simulation obtenus pour le MSAP démontrent la robustesse de la commande dans différentes conditions de fonctionnement. Lorsqu'un échelon de consigne de vitesse est appliqué, la vitesse de rotation suit la référence avec un léger dépassement transitoire, mais parvient rapidement à récupérer sa valeur de référence. De plus, le système est capable de fournir le couple nécessaire en maintenant la vitesse à sa référence, lors de l'introduction d'une charge, ce qui atteste de sa capacité à faire face aux perturbations.

La commande vectorielle de la machine permet de réaliser un découplage efficace entre les composantes du courant, ce qui facilite le contrôle indépendant du couple et de la vitesse de la machine. Le courant dans l'axe direct ne contribue pas à la production de couple, tandis que le courant dans l'axe quadratique est directement lié au couple produit par la machine.

# Chapitre 5 La Commande Trapézoïdale

---

## 5.1 Introduction

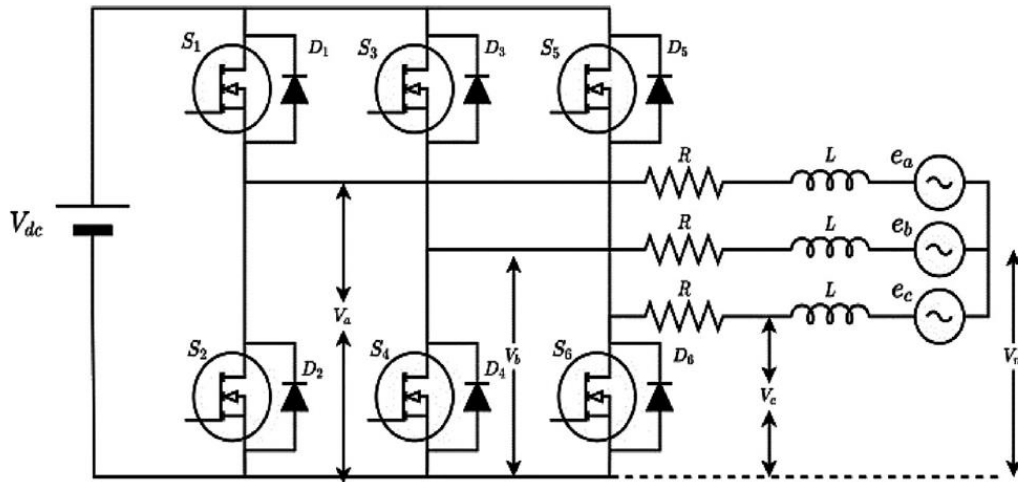
Ce chapitre présente une brève introduction aux principes et à l'architecture de la commande trapézoïdale des moteurs sans balais à courant continu (BLDC) avant d'aborder la modélisation mathématique et la simulation numérique de cette commande.

## 5.2 Bases de la commutation trapézoïdale (6 étapes).

La méthode en 6 étapes est l'une des méthodes les plus simples pour piloter des moteurs BLDC triphasés. Il est également appelé trapézoïdal à 120 degrés, car il entraîne chaque enroulement sur 120 degrés de rotation électrique et laisse l'enroulement non entraîné sur 60 degrés. Notez que bien que la méthode d'entraînement soit simple, ce manque d'entraînement à 60 degrés entraîne également une ondulation de couple plus élevée dans l'application finale.[35]

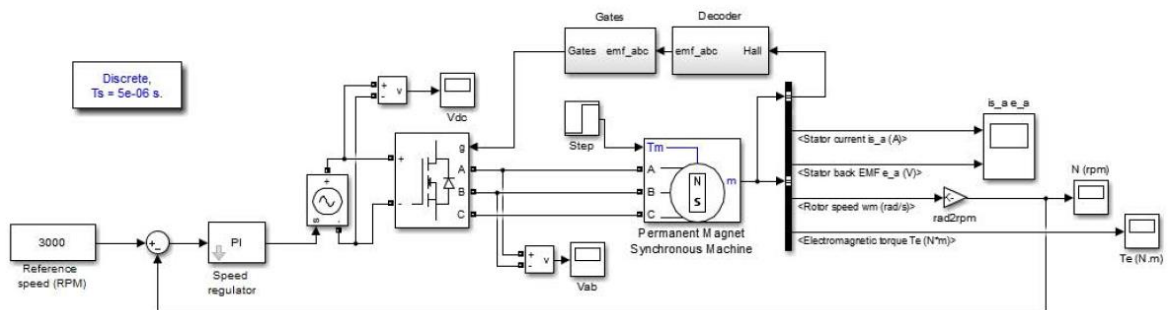
### 5.2.1 Commutation

La commutation des phases dans un moteur BLDC dépend des valeurs des capteurs Hall. Lorsque les bobines du moteur sont alimentées correctement, un champ magnétique se crée et fait tourner le rotor. La méthode de commande de commutation la plus élémentaire pour les moteurs BLDC est le schéma marche-arrêt, où une bobine est soit conductrice, soit non conductrice. Deux bobines sont alimentées simultanément tandis que la troisième bobine est mise en "mode veille". Ce schéma de commutation est connu sous le nom de commutation trapézoïdale ou commutation par blocs. Pour contrôler les moteurs brushless, un étage de puissance composé de 3 demi-ponts est utilisé [36]



**Figure 5. 1:** Topologie d'inverseur pour la commande de BLDC.

La **figure (5.2)** montre le schéma de contrôle trapézoïdale d'un moteur BLDC. Dans ce schéma de contrôle, la production du couple suit le fait que le courant circule dans deux phases seulement, et il ne faut pas avoir de couple dans la région de passage par zéro de la f.é.m.[37]



**Figure 5. 2:** La commande trapézoïdale des moteurs BLDC en boucle fermée

Pour les moteurs BLDC triphasés, les formes d'onde de contre-électromotrice et de courant de phase avec un mode de conduction à 120° sont indiquées dans La **figure (5.2)**.

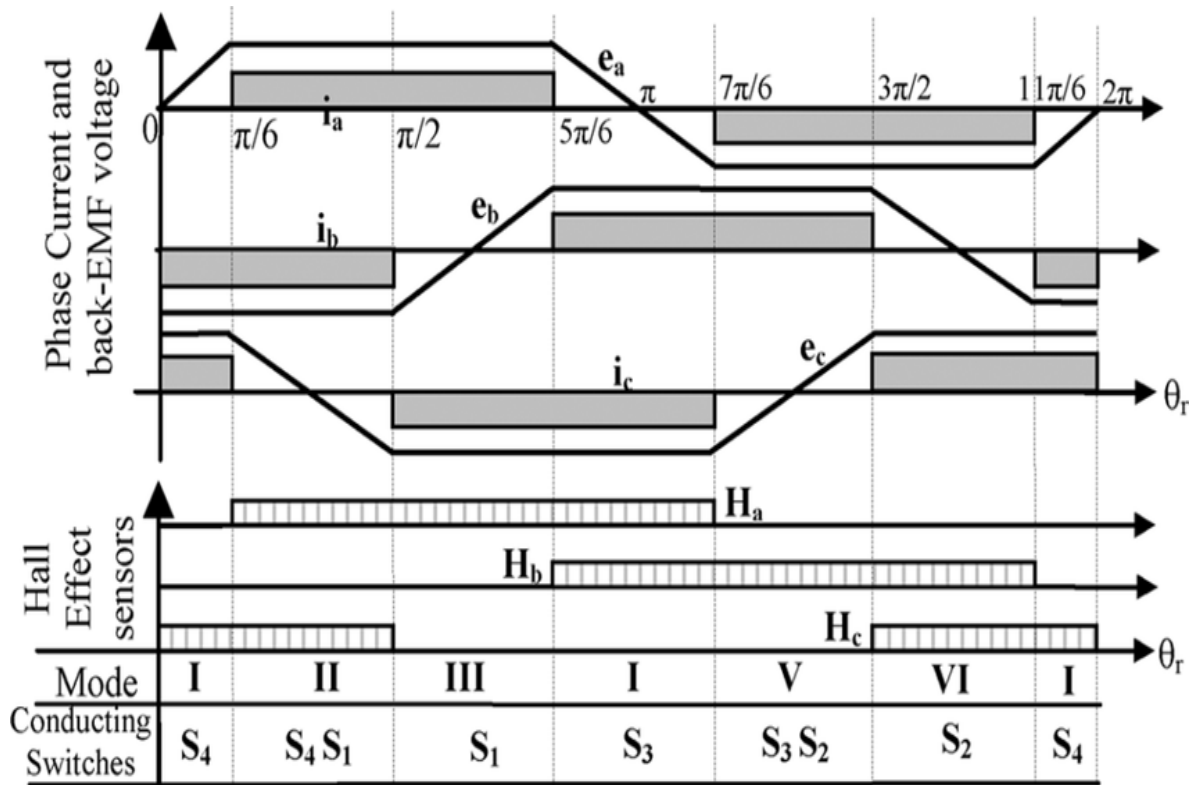


Figure 5. 3: Formes d'ondes des courant et FEM d'un moteur BLDC.

### 5.2.2 Mise en oeuvre de la commande

Pour assurer un contrôle précis d'un moteur triphasé BLDC, trois capteurs à effet Hall sont nécessaires pour détecter la position du rotor. Ces capteurs sont positionnés de manière à être déphasés de 120 degrés les uns par rapport aux autres sur le moteur. Grâce à cette configuration, les signaux captés par les capteurs à effet Hall permettent de déterminer la séquence exacte de commutation.

La **figure(5.4)** montre les diagrammes de synchronisation où les enroulements de phase - U, V et W - sont soit alimentés soit flottants en fonction des signaux de capteur Hall a, b et c. Ceci est un exemple de signal de capteur Hall ayant un décalage de phase de 120° les uns par rapport aux autres, où le moteur tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. Pour produire un signal de capteur Hall avec un décalage de phase de 60° ou faire tourner le moteur dans le sens des aiguilles d'une montre, une séquence de synchronisation différente est nécessaire. [4][36]

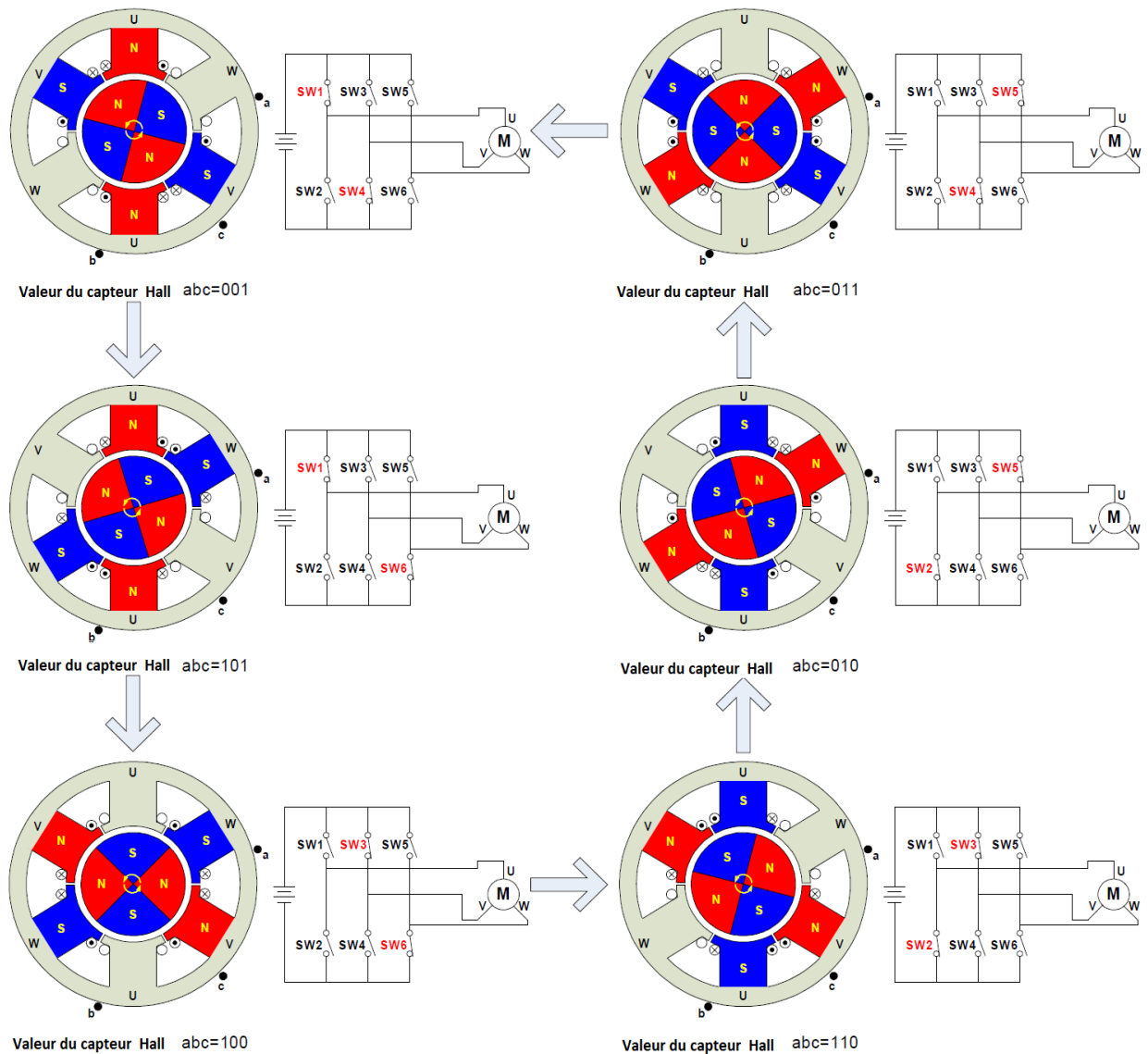


Figure 5. 4: Séquence de commutation du moteur triphasé BLDC.

### 5.3 Simulation du moteur BLDC sans régulateur (boucle ouverte)

Le moteur BLDC a été simulé dans l'environnement Simulink. La **Figure (5.2)** illustre le modèle de simulation du moteur BLDC sans contrôleur. L'alimentation du moteur est assurée par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (PWM). Les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur sont générés en décodant les signaux de l'effet Hall. Les différents paramètres utilisés pour la simulation sont répertoriés dans le **tableau (5.1)**

### 5.3.1 Résultat de simulation a vide sans regulateur

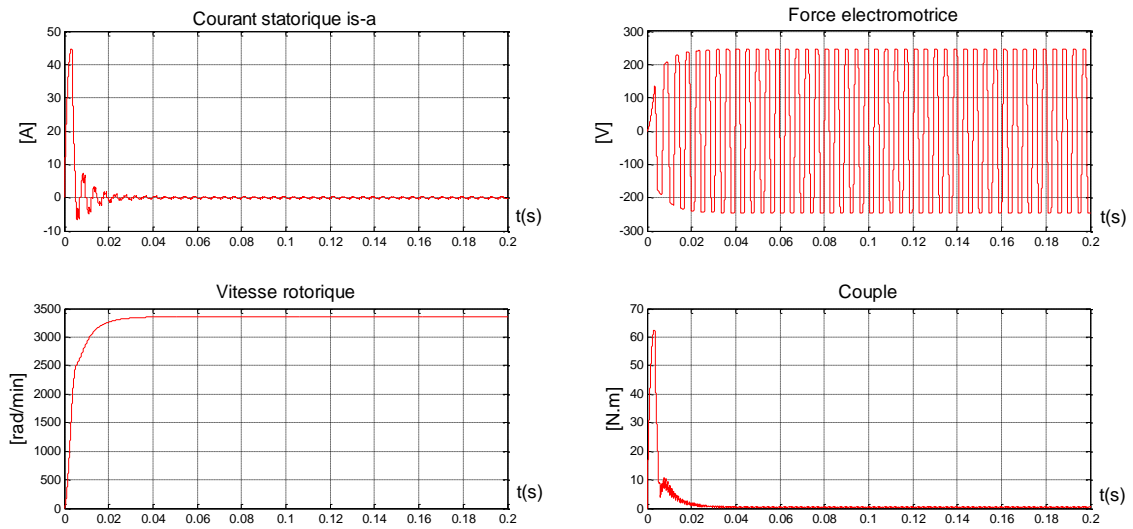


Figure 5. 5: Résultats de simulation a vide a boucle ouverte.

En observant la courbe de la vitesse en fonction du temps, on peut constater que la vitesse du moteur est directement liée à la tension d'entrée. La vitesse du moteur dépend de la tension appliquée. Ainsi, en contrôlant la tension fournie au moteur BLDC, il est possible de réguler sa vitesse.

### 5.3.2 Résultat de simulation avec charge sans régulateur

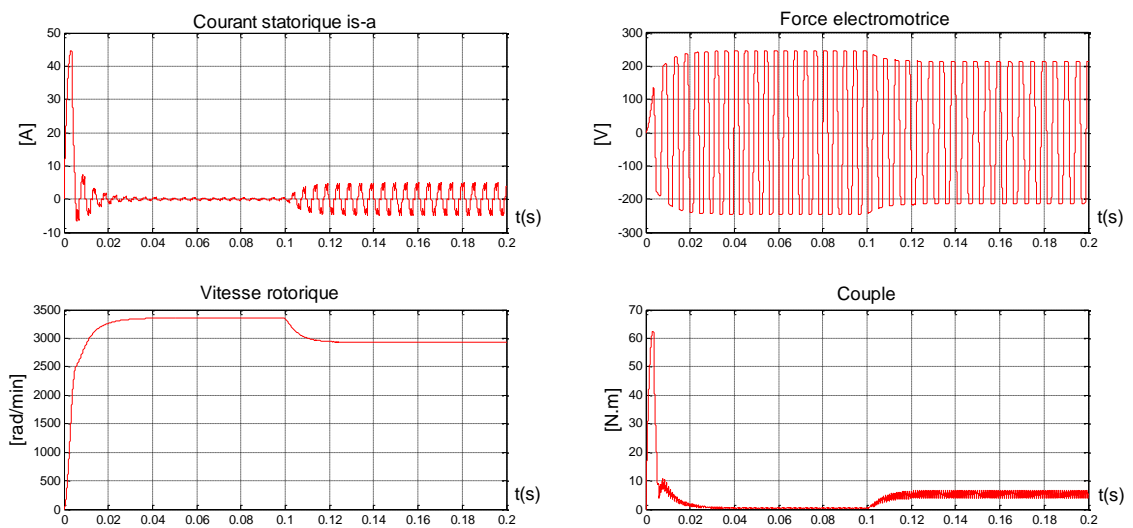


Figure 5. 6: Résultats de simulation avec charge à boucle ouverte

La **figure (5.6)** montre que lorsqu'un moteur BLDC est commandé en boucle ouverte, sa vitesse augmente progressivement jusqu'à atteindre une valeur maximale pendant le régime transitoire. Ensuite, la vitesse se stabilise à cette valeur maximale pendant le régime permanent. Cependant, lorsqu'une charge est appliquée brusquement, la vitesse chute rapidement à une valeur inférieure, et le moteur maintient cette nouvelle vitesse pendant toute la période où la charge est présente. Cela indique que le moteur BLDC en boucle ouverte n'est pas capable de maintenir sa vitesse nominale lorsqu'il est confronté à des charges soudaines.

Aussi au démarrage du moteur, le couple électromagnétique augmente rapidement pendant la période de régime transitoire, ce qui est nécessaire pour entraîner le rotor à partir de l'arrêt. Ensuite, le couple diminue progressivement à mesure que le rotor atteint des vitesses élevées, se stabilisant finalement à une valeur proche de zéro. Cela est dû au fait que le moteur fonctionne à vide en régime permanent dans l'intervalle de temps [0, 0.1].

Lorsqu'un couple résistant est appliqué au moteur à l'instant 0.1 s, le couple  $e_m$  augmente pour surmonter ce couple résistant. Ainsi, on conclut que lors du démarrage d'un moteur BLDC, il produit un couple important qui permet d'accélérer le rotor à des vitesses plus élevées.

## 5.4 Simulation du moteur BLDC avec régulateur ( boucle fermée)

### 5.4.1 Configuration du régulateur PI

Les contrôleurs PI sont préférés en raison de leur simplicité de réglage et de régulation, et ils sont largement utilisés pour le contrôle du courant et de la vitesse dans les systèmes de moteurs BLDC. Étant donné que le moteur BLDC est un système complexe avec plusieurs variables, il existe une possibilité de présence de saturation. Ainsi, afin de gérer efficacement ces variables et de contrôler la vitesse, des techniques de contrôle basées sur des régulateurs PI sont couramment employées.[38]

Le contrôleur PI traite la différence entre le point de consigne et le signal de retour de vitesse, et le signal de sortie du contrôleur est obtenu à partir d'opérations proportionnelles et intégrales qui se chevauchent, pour maintenir la vitesse au niveau souhaité.

La fonction de transfert de régulateur PI est :

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{k_i}{s} \quad (5.1)$$

Où  $k_p$  est la constante proportionnelle et  $k_i$  est la constante intégrale.

Si le facteur proportionnel est trop élevé, le système deviendra instable. S'il est trop petit, le système n'est pas en mesure d'atteindre le point de consigne dans un temps donné.

Les avantages du contrôleur P et du contrôleur I sont combinés dans le contrôleur PI. L'action proportionnelle augmente le gain de la boucle et rend le système moins sensible aux variations des paramètres du système. L'action intégrale élimine ou réduit l'erreur d'état stable.[39]

#### 5.4.2 Calcule les paramètres du régulateur

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$H(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{1}{J \cdot s + f}\right) \quad (5.2)$$

En boucle fermée est

	$F(s) = \frac{H}{1 + H} = \frac{\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{1}{J \cdot s + f}\right)}{1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{1}{J \cdot s + f}\right)} = \frac{(k_p \cdot s + k_i)/J}{s^2 + (f + k_p) \cdot s + k_i/J}$	(5.3)
--	--	-------

Où  $F(s)$  est la fonction de transfert en boucle fermée et  $k_p$ ,  $k_i$  sont les paramètres du régulateur PI,  $J$  est le moment d'inertie et  $f$  est le coefficient de frottement. En comparant la caractéristique de la fonction de transfert avec une équation caractéristique standard du système du 2e ordre :

nous obtenons :

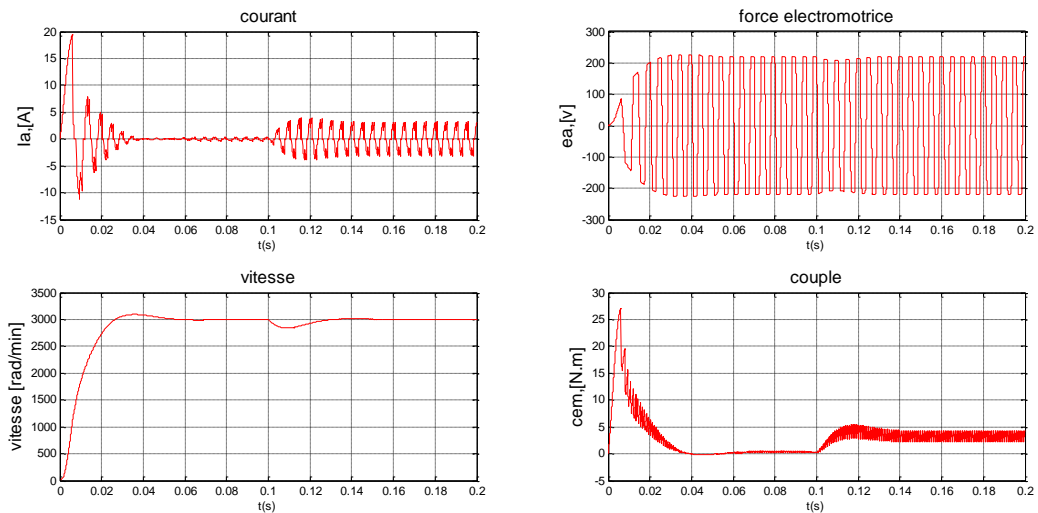
$$\begin{aligned} k_p &= 2\varepsilon\omega_0 J - f \\ k_i &= J\omega_0^2 \end{aligned} \quad (5.5)$$

Avec :  $\varepsilon = 1$  et après les calculs on a :

$$k_i = 16.16 ; k_p = 0.031 \quad (5.6)$$

#### ***a*** Résultat de simulation avec charge et avec régulateur PI





**Figure (5.7):** Résultats de simulation avec charge et régulateur PI.

Cette figure montre qu'avec le régulateur PI, la vitesse du moteur présente une légère ondulation pendant une brève période lors du régime transitoire, mais se stabilise rapidement à la vitesse de consigne souhaitée.

A l'application d'une charge à l'instant 0.1s, la vitesse présente encore des ondulations pendant une durée de presque 0.05s, après cela, la vitesse revient à la valeur de consigne et ce stabilise.

Cela démontre que le régulateur PI présente une bonne réponse dynamique, avec un suivi précis de la consigne de vitesse. Le régulateur PI permet d'ajuster et de stabiliser la vitesse du moteur.

## 5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné la commande trapézoïdale avec et sans l'utilisation d'un régulateur PI pour un moteur BLDC. nous avons présenté les concepts fondamentaux de la commutation trapézoïdale à six étapes, ainsi que sa mise en œuvre. Nous avons ensuite effectué des simulations du moteur BLDC sans régulateur, en analysant les résultats tant en condition de vide que sous charge. Par la suite, nous avons intégré un régulateur PI et défini sa configuration et les paramètres nécessaires.

En conclusion, l'étude de la commande trapézoïdale avec un régulateur PI pour un moteur BLDC a permis d'observer des améliorations significatives dans le fonctionnement du système. Les simulations réalisées ont démontré que l'ajout du régulateur PI a réduit les erreurs de suivi de consigne et a assuré une meilleure régulation de la vitesse du moteur, en charges et a vide.

# Conclusion générale

---

Ce mémoire de fin d'étude s'est concentré sur la modélisation et la commande des moteurs brushless, en mettant l'accent sur les moteurs à courant continu sans balais (BLDC) et les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Chaque chapitre a apporté des contributions spécifiques à la compréhension et à l'amélioration de ces moteurs.

Dans le premier chapitre, nous avons exploré les moteurs brushless, en mettant en évidence leurs avantages par rapport aux moteurs conventionnels. Nous avons discuté des aspects tels que le concept fondamental des moteurs, la force magnétique et la configuration des aimants dans le rotor. Ce chapitre a permis de comprendre l'importance des moteurs brushless dans diverses applications.

Le deuxième chapitre s'est concentré sur la modélisation des moteurs BLDC et MSAP. Nous avons examiné les différentes configurations d'alimentation et les modèles mathématiques associés à ces moteurs. Cette modélisation précise permet de comprendre le comportement dynamique des moteurs brushless et de concevoir des systèmes de commande avancés.

Le troisième chapitre a abordé la commande vectorielle pour les moteurs MSAP et la commande trapézoïdale pour les moteurs BLDC. Nous avons étudié en détail ces deux méthodes de commande en raison de leur efficacité et de leur large application dans l'industrie. La commande vectorielle permet un contrôle indépendant du couple et de la vitesse, tandis que la commande trapézoïdale est utilisée pour les moteurs BLDC à six étapes. Ces méthodes de commande ont été choisies en raison de leur efficacité prouvée et de leur capacité à améliorer les performances des moteurs brushless.

En conclusion, cette étude sur la modélisation et la commande des moteurs brushless revêt une grande importance. Les moteurs brushless sont largement utilisés dans diverses industries en raison de leurs performances élevées et de leur fiabilité. La compréhension approfondie des phénomènes électromagnétiques et la maîtrise des méthodes de commande avancées sont essentielles pour optimiser les performances de ces moteurs.

L'utilisation de la commande vectorielle et trapézoïdale dans cette étude permet de contrôler efficacement les moteurs brushless, d'améliorer leur rendement énergétique,

leur précision de contrôle et leur capacité à faire face aux variations de charge. Cela ouvre la voie à de nombreuses applications potentielles dans l'industrie automobile, l'aéronautique, les équipements médicaux et bien d'autres.

En somme, ce mémoire a contribué à la modélisation précise des moteurs brushless et à l'étude de méthodes de commande avancées

## Annexes

---

**Tableau (A.2)** – Paramètre de la MSAP

Fréquence	F=50 Hz
Puissance nominal	Pn=1.5 Kw
Resistance statorique	Rs=1.4 $\Omega$
Inductance directe	Ld=0.0066 H
Inductance quadratique	Lq=0.0058 H
Moment d'inertie	J=0.00176 kg.m <sup>2</sup>
Coefficients de frottements	Fr= 0.00038818 N.m.s/rad
Flux des aimants	$\varphi_{sf}$ =0.1564 Wb
Nombre de pair de poles	P=3

**Tableau (A.1)** – Paramètres du moteur BLDC

Rs	2.8750 ohm
Ls	8.5mh
Constante de couple	1.4 N.m/A
Constante de tension	40 V/Krpm
Constante d'inertie	0.8e-4 Kg.m <sup>2</sup>
Nombre de pôles	4
Nombre de phases	3
Entrée de tension	24 v
Constante proportionnelle	0.0031
Constante intégrale	16.16

## Bibliographie

---

- [1] J. O. Pacheco, N. O. Pacheco, and A. B. D. S. Júnior, “Motor Vector Control Brushless AC - An Approach Using Supply Voltage,” vol. 14, no. 9, pp. 4013–4020, 2016.
- [2] T. M. J. R. Hendershot, *Design of Brushless Permanent -Magnet Machines*, Second edi., vol. 822, no. 1. Venice, Florida: Motor Design Books LLC, 2010.
- [3] C. L. Xia, *Permanent magnet brushless DC motor drives and controls*. Noida, India, 2012.
- [4] J. Zhao and Y. Yangwei, “Brushless DC Motor Fundamentals Application Note,” *MPS, Futur. Analog IC Technol.*, no. July 2011, p. 19, 2011, [Online]. Available: [www.MonolithicPower.com](http://www.MonolithicPower.com)
- [5] P. Mayé, *Aide-mémoire Electrotechnique*, 2nd ed. 2020.
- [6] Padmaraja Yedamale, “AN885 - Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals,” *Microchip Technol. Inc.*, pp. 1–20, 2003.
- [7] R. Delpoux, “Contribution à l ’ identification , l ’ estimation et la commande de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents ( MSAP ),” *Vol. 0*, vol. 072, 2012.
- [8] U. D. E. Batna, “Mémoire de Magister Commande DTC-SVM d ’ une Machine Synchrone à Aimants Permanents,” 2012.
- [9] F. Group, *DC Motor Drives Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. 2010.
- [10] F. G. Jacek and M. Wing, *Permanent Magnet Technology: Design and Applications*. new york: World Wide Web, 2002. [Online]. Available: <http://www.dekker.com>
- [11] S. W. (Shane W. Colton, “Design and prototyping methods for brushless motors and motor control,” *Massachussetts Inst. Technol.*, no. Thesis, p. 135, 2010, [Online]. Available: <https://dspace.mit.edu/handle/1721.1/61599>
- [12] “Modélisation des moteurs BrushLess Préambule,” pp. 1–46.
- [13] I. Automatizados and D. Bueno, “Motor eléctrico brushless : Funcionamiento y características Motor eléctrico brushless : Funcionamiento y características Brushless sensor ed y brushless sensor less,” pp. 1–7.
- [14] T. Nama, “Application of a Smart Hall Effect Sensor System for 3-phase BLDC Drives .,” pp. 5–7, 2017.

- [15] “R. Krishnan - Electric Motor Drives\_ Modeling, Analysis, and Control (2001).pdf.”
- [16] K. S. M. AL-HADITHI, “Mathematical Modelling of Permanent-Magnet Brushless Dc Motor Drives,” 1992.
- [17] P. E. William H. Yeadon, *HANDBOOK OF SMALL ELECTRIC MOTORS*, 1st Editio. McGraw-Hill Companies, 2001. [Online]. Available: [www.TechnicalBooksPdf.com](http://www.TechnicalBooksPdf.com)
- [18] P. Version, “International Journal of Scientific and Research Publications April 2013 Edition,” vol. 3, no. 4, 2013.
- [19] B. Akin and M. Bhardwaj, “Trapezoidal Control of BLDC Motors Using Hall Effect Sensors,” no. July, p. 35, 2013, [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sprabq6/sprabq6.pdf>
- [20] P. Mayé, *Moteurs électriques pour la robotique*, 3rd ed. Paris, France, 2016.
- [21] P. Pillay and R. Krishnan, “Modeling Of Permanent Magnet Motor Drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 35, no. 4, pp. 537–541, 1988,
- [22] D. P. Jules, “Thèse de Doctorat en Cotutelle Mohamed DAHBI pour obtenir le grade de Docteur de l’ Université de Picardie Jules Verne Contribution à l’ Amélioration des Performances des Actionneurs dans un Véhicule Electrique,” no. Ed 585, 2020.
- [23] M. Pinard, *Convertisseurs et Électronique de Puissance*. 2007.
- [24] L. Lasne, *Électronique de puissance*, 2e édition. Paris, 2015.
- [25] F. CHOUAF, “COMMANDE D’UN ONDULEUR TRIPHASE PAR MLI VECTORIELLE,” Badji Mokhtar- Annaba FACULTE, 2018.
- [26] G. Segulier, “POWER ELECTRONIC CONVERTERS,” T. et Documentation, Ed., Lavoisier, 1989.
- [27] S. A. Saleh, *An Introduction to Wavelet Modulated Inverters*. Wiley-IEEE Press, 2010. doi: 10.1002/9780470647998.
- [28] M. H. Rashid, *POWER ELECTRONICS HANDBOOK*, 2e edition. Academic Press, 2006.
- [29] K. MERABET, “COMMANDE MLI D’UN ONDULEUR TRIPHASÉ BASÉE SUR LA DISPERSION DE LA TENSION TRIPHASÉ,” TROIS-RIVIÈRES, QUÉBEC, 2011.
- [30] N. ROUHANA, “Contribution à la réduction des composants passifs dans les convertisseurs électroniques de puissance embarqués,” Université de Technologie de Compiègne, 2017.
- [31] H. Abu-Rub, *High Performance Control of Ac Drives With Matlab / Simulink Models High Performance Control of Ac Drives With Matlab / Simulink*. 2012.
- [32] S. Vaez-Zadeh, *CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS*

*MOTORS*. New York, United States of America: Oxford University Press, 2018.

- [33] W. Hachelfi, “Contribution à l’amélioration des performances statiques et dynamiques du moteur à aimants permanents,” Larbi Ben M’hidi – Oum El Bouaghi, 2022.
- [34] H. B. E. N. Achour, S. Ziani, Y. Chaou, Y. El Hassouani, and A. Daoudia, “Permanent Magnet Synchronous Motor PMSM Control by Combining Vector and PI Controller 2 Mathematical model of the PMSM 3 Field oriented control of Permanent Magnet Synchronous Motor ( PMSM ),” vol. 17, pp. 244–249, 2022.
- [35] E. Corporation and R. E. Corporation, “Old Company Name in Catalogs and Other Documents,” *Electronics*, pp. 1–4, 2010.
- [36] Atmel Corporation, “AVR194: Brushless DC Motor Control using Microcontroller Application Note,” pp. 1–16, 2008.
- [37] B. Akin and M. Bhardwaj, “Trapezoidal Control of BLDC Motors Using Hall Effect Sensors\_sprabq6,” *Control*, no. July, pp. 1–33, 2010.
- [38] D. E. Beladjine, D. Boudana, A. Moualdia, M. Hallouz, and P. Wira, “A Comparative Study of BLDC Motor Speed Control Using PI and ANN Regulator,” *18th IEEE Int. Multi-Conference Syst. Signals Devices, SSD 2021*, pp. 1291–1295, 2021, doi: 10.1109/SSD52085.2021.9429474.
- [39] U. Neethu and V. R. Jisha, “Iii. Mathematical Model of Bldc Motor,” 2012.
- [40] A. Bechkaoui, “diagnostic des défauts dans les machines synchrones à vitesse variable,” badji mokhtar -annaba, 2016.
- [41] G. Grellet, and g. Clerc, “actionneur electriques, principes, modèles, commande ” Eyrolles, 1997.
- [42] H. Amrous, “Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents”, Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [43] F. Benchabane, “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring”, Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [44] N.S. Amirouche, “Contribution à la commande adaptative et neuronale d’une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.