

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي



BADJI MOKHTAR- ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA

جامعة باجي مختار - عنابة

Année 2010

Faculté des Sciences de l'ingénieur
Département d'électrotechnique

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER

**Etude des performances d'une machine asynchrone
alimentée par une source de tension perturbée**

Option

Commande électrique

Par

LABED Naceredine

Directeur de mémoire : Dr. LABAR Hocine Université de Annaba

DEVANT LE JURY

Président

Pr DEBBACHE N.E

Université de Annaba

Examineurs :

Dr SOLTANI.F

Université de Annaba

Dr HOUARI.K

Université de Annaba

Dr BAHIT

Université de Annaba

دراسة أداء محرك كهربائي لا متزامن موصول بمأخذ كهربائي ذو تغذية مضطربة.

ملخص

العمل المقدم في هذه الرسالة يختص في دراسة اشتغال محرك كهربائي لا متزامن مغذى بواسطة مأخذ كهربائي مضطرب. الهدف المنشود هو التنبؤ بكيفية عمل المحرك اللا متزامن مع وجود اختلالات على مستوى التغذية و هذا من أجل تحسين أداء المحرك.

في البداية قمنا انطلاقاً من نظرية الاستطاعات اللحظية بإنشاء مرشح نشيط متوازي كحل عصري و فعال لتنقية خطوط الشبكات الكهربائية من التوترات اللاجيبية و الغير متوازنة. عملية المحاكاة على جهاز الحاسوب أظهرت فعالية هذا النوع من المرشحات.

اعتماداً على طريقة تحليلية² درستنا على المحرك اللامتزامن الذي يشتغل في وجود التوترات اللاجيبية و الغير متوازنة تمت في المرحلة الدائمة باستخدام الدارة المكافئة مستنتجين العبارات التحليلية للعزوم³ التيارات الكهربائية⁴ الاستطاعات و الضياعات. بواسطة برنامج حاسوبي مكنتنا هذه العبارات من إجراء عملية محاكاة لمختلف مقادير و مميزات المحرك.

Performance analysis of an induction motor supplied by a disturbed voltage source.

Abstract:

This thesis proposes the performance analysis of an induction motor supplied by a disturbed network. The objective is to predict the induction motor behavior under disturbed electrical supply conditions in order to improve its reliability.

By using the instantaneous power theory, we have presented an active power filter (APF) as a modern and efficient method of compensating nonlinear loads from harmonics and unbalances. A simulation carried out in MATLAB show the efficiency of this shunt active filter.

The influence of a distorted and unbalanced voltage upon the steady state performance of a three-phase induction motor has been studied using an analytical method. The conventional induction motor equivalent circuit is very useful in calculating the expressions of torques, currents, powers and losses. By using MATLAB, these expressions allow us to simulate different signals and characteristics of the motor under disturbed conditions.

Etude des performances d'une machine à induction alimentée par une source de tension perturbée.

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude d'un fonctionnement d'un moteur asynchrone alimenté par une source de tension perturbée. L'objectif visé est la prédiction du comportement d'un moteur asynchrone en présence des perturbations au niveau de l'alimentation afin d'améliorer sa fiabilité.

Nous avons procédé d'abord en basant sur la théorie des puissances instantanées à élaborer un filtre actif parallèle (FAP) comme solution moderne et efficace de dépollution des réseaux des harmoniques et du déséquilibre. Une simulation par le logiciel MATLAB/SIMULINK montre l'efficacité de ce type de filtre.

Basée sur une méthode analytique, notre étude sur la machine asynchrone fonctionnant en présence des harmoniques et de déséquilibre se fait en régime permanent par l'utilisation de son schéma équivalent tout en déduisant les expressions analytiques des couples, des courants, des puissances et des pertes. Par l'utilisation du logiciel MATLAB, ces expressions nous permettent de simuler les différentes grandeurs et caractéristiques du moteur en présence des perturbations électriques.



*A toute ma famille, en particulier mes parents ;
A tous mes amis sans que je puisse citer des noms.*

Remerciements

Arrivant au terme de ce travail, je tiens à exprimer dans ces lignes ma reconnaissance à toutes les personnes qui ont participé d'une manière ou d'une autre à son aboutissement.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude à mon directeur de mémoire Mr Labar Hocine pour ses encouragements et ces précieux conseils.

Je tiens à remercier le Docteur Debbache N.E Maitre de conférence à l'université d'Annaba, pour sa participation au jury de ce présent mémoire en tant que président de jury, tout comme le Docteur Soltani.f de l'université d'Annaba et le Docteur Houari.K de l'université d'Annaba ainsi que le Docteur Bahi.T de l'université d'Annaba pour avoir accepté de juger mon travail.

Je ne pourrai pas terminer cet espace sans remercier mes collègues avec lesquels j'ai passé des moments agréables à l'université d'Annaba.

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAUX	TITRES	N°
Tableau 1	Limites des courants harmoniques pour différentes classes.	9
Tableau 2	Paramètres du moteur asynchrone.	39
Tableau 3	Les glissements pour la rotation en avant.	52
Tableau 4	Les glissements pour la rotation en arrière	52

LISTE DES FIGURES

FIGURES	TITRES	N°
Figure I.1	Différents niveaux et limites utilisées en EMC	6
Figure I.2	Limites IEEE pour la distorsion harmonique de la tension.	7
Figure I.3	Limites IEEE des émissions de courants harmoniques.	8
Figure I.4	Limites de distorsion de la tension selon la CEI.	8
Figure I.5	Décomposition en série de Fourier.	10
Figure I.6	Distorsion de courant causée par une résistance non linéaire.	11
Figure I.7	Système triphasé déséquilibré.	14
Figure I.8 (a)	Phaseur de tension.	15
Figure I.8 (b)	Triangle pour calculer la composante inverse.	15
Figure I.9	Diagramme vectorielle des tensions de la Figure I.8.	15
Figure I.10	Filtre passif résonnant.	18
Figure I.11	Filtre passif amorti.	19
Figure I.12	Principe de compensation du F.A.P.	20
Figure I.13	Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé.	21
Figure I.14	Onduleur de tension raccordé au réseau avec un filtre inductive.	22
Figure I.15	Schéma bloc d'identification des courants perturbateurs.	24
Figure I.16	Détecteur de la composante fondamentale directe.	25
Figure I.17	Schéma fonctionnel de la PLL.	26
Figure I.18	détection de la composante fondamentale directe des tensions fortement perturbées.	27
Figure I.19	Régulation de la tension du bus continu.	28

Liste des figures

Figure I.20	Principe de commande en courant par MLI.	28
Figure I.20.a.	Structure de commande MLI.	28
Figure I.20.b.	Principe de fonctionnement.	28
Figure I.21	Schéma de régulation de courant.	29
Figure I.22	Tensions appliquées par le réseau.	29
Figure I.23	Courant côté charge.	30
Figure I.24	Courant de compensation injecté et courant de référence de la phase a.	30
Figure I.24 (a)	Courant de référence.	30
Figure I.24 (b)	Courant de compensation.	30
Figure I.25	Courant côté source.	31
Figure II.1	Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.	34
Figure II.2	Réponse dynamique de la vitesse, le couple et les courants statoriques.	40
Figure II.3	Les composantes des flux rotoriques.	41
Figure II.4	Circuit équivalent aux inductances couplées.	42
Figure II.5	Circuit équivalent aux inductances réparties.	43
Figure II.6	Circuit équivalent avec fuites totalisées au rotor.	44
Figure II.7	Circuit équivalent par phase de la machine asynchrone.	44
Figure III.1	Formes d'ondes des tensions non sinusoïdales.	49
Figure III.2(a)	Alimentation non sinusoïdale du moteur à induction (phase a).	50
Figure III.2(b)	Circuit équivalent du moteur asynchrone avec alimentation non sinusoïdale.	50
Figure III.3	Circuit équivalent par phase d'un moteur asynchrone.	51
Figure III.4	Circuit équivalent par phase du moteur.	56
Figure III.4(a)	Circuit de la composante directe.	56
Figure III.4(b)	Circuit de la composante inverse.	56
Figure III.5	Les composantes du couple.	60
Figure III.6	Caractéristiques du couple résultant T.	60
Figure III.7	Variations de K_c en fonction de K_u pour différent valeurs de g .	61
Figure III.8	Le rapport K_c/K_u en fonction du glissement g .	62
Figure III.9	Le glissement maximum permis en fonction de K_u .	63
Figure III.10	Facteur de déclassement en fonction de K_u .	63

Liste des figures

Figure III.11	Rendement du moteur correspondant au glissement maximum permis, fonction du facteur de déséquilibre de tension K_u .	64
---------------	--	----

LISTE DES SYMBOLES

Symbole	Désignation
CEM	Compatibilité électromagnétique.
PCC	Point commun de couplage.
THD _v	Taux de distorsion harmonique en tension.
TDD	Distorsion totale de la demande.
h	Rang d'harmonique.
FP	Facteur de puissance du circuit.
X ₁ , X _h	Valeur efficace de la composante fondamentale et harmonique de la quantité X, respectivement.
I _L , I _h	Demande maximale de courant, composante harmonique, respectivement.
\underline{U}	Valeur complexe de la tension de phase.
$\underline{U}^0, \underline{U}^+, \underline{U}^-$	Tension homopolaire, directe et inverse.
u	Taux de déséquilibre.
v _a , v _b et v _c	Les tensions de phase.
i _a , i _b et i _c	Les courants de ligne.
v ₀ , v _α et v _β	Tensions dans le plan (0, α, β).
i ₀ , i _α et i _β	Courants dans le plan (0, α, β).
V _a , V _b et V _c	Tensions de phase de l'onduleur/neutre de la charge.
e _a , e _b et e _c	Tensions au point de couplage.
C1 et C2	Capacités de stockage du bus continu.
Udc1 et Udc2	Tensions continues des deux capacités du bus continu.
d _a , d _b , d _c	fonctions logiques associées aux interrupteurs du demi-pont supérieur de l'onduleur
i _{ca} , i _{cb} et i _{cc} ,	Courants de compensation.
i _{cha} , i _{chb} et i _{chc}	Courants de charge.
p ₀ , p et q	Puissances homopolaire, réelle, et imaginaire instantanées.
\bar{p} et \bar{q}	Composantes continues des puissances instantanées.
\tilde{p} et \tilde{q}	Composantes alternatives des puissances instantanées.
i* _α et i* _β	Courants de référence dans le plan (0, α, β).
i* _a , i* _b et i* _c	Courants de référence dans le plan (a, b, c).
v' _α et v' _β	Tensions instantanées de la séquence directe fondamentale dans (0, α, β).

LISTE DES SYMBOLES

v'_a, v'_b et v'_c i'_α et i'_β \bar{p}' et \bar{q}' $p_{3\varphi}'$ $V_{réf}$ ω_c f_p f_s r_c et L_c r_s et L_s A, B, C a, b, c θ R_s, R_r $[V_{ABC}], [i_{ABC}]$ $[V_{abc}], [i_{abc}]$ $[\phi_{ABC}], [\phi_{abc}]$ $[L_s], [L_r]$ $[M_{sr}], [M_{rs}]$ ω_s, ω_r et ω V_{ds}, i_{ds} V_{qs}, i_{qs} V_{dr}, i_{dr} V_{qr}, i_{qr} f_r C_r Ω C_e g X_m X_s X_r Z_s V_{km} n_k f_k g_k I_{kr} ω_k P_{kr} P_{kjr} I_{ks} T_k K_u	Tensions instantanées de la séquence directe fondamentale dans (a, b, c). Courants auxiliaires identifiés par la PLL. Puissances instantanées auxiliaires. Puissance triphasée auxiliaire. Tension de référence du bus continu. Pulsation de coupure. Fréquence de la porteuse. Fréquence de la source. Résistance et inductance du filtre de sortie. Résistance et inductance du réseau. Correspondent aux trois phases du stator. Correspondent aux trois phases du rotor. Angle entre les phases A et a. Résistance statorique et résistance rotorique. Vecteurs des tensions et courants statoriques. Vecteurs des tensions et courants rotoriques. Vecteurs des phases statoriques et rotoriques respectivement. Matrices d'inductances statoriques et rotoriques. matrices des inductances mutuelles stator, rotor. Pulsation statorique, rotorique et mécanique, respectivement. Composantes des tensions et courants statoriques suivant l'axe (d). Composantes des tensions et courants statoriques suivant l'axe (q). Composantes des tensions et courants rotoriques suivant l'axe (d). Composantes des tensions et courants rotoriques suivant l'axe (q). Coefficient de frottement. Couple résistant. Vitesse mécanique du moteur. Le couple électromagnétique. Glissement. Réactance mutuelle. Réactance statorique. Réactance rotorique. Impédance totale de la machine. Valeur crête de la tension harmonique d'ordre k. Vitesse de l'harmonique de l'ordre k. Fréquence de l'harmonique d'ordre k. Le glissement à la k ^{ème} harmonique. Le courant rotorique dû à la k ^{ème} harmonique. La vitesse de rotation due à la k ^{ème} harmonique. Puissance fournies au rotor due à la k ^{ème} harmonique. Pertes joules au rotor dû à la k ^{ème} harmonique. Le courant statorique dû à la k ^{ème} harmonique. Le couple dû à l'harmonique de k ^{ème} ordre. Le facteur de déséquilibre de tension.
---	--

LISTE DES SYMBOLES

K_c Z_p et Z_n	Le facteur de déséquilibre de courant. Les impédances du moteur des composantes directe et inverse, respectivement.
-------------------------	---

TABLE DES MATIERES

Liste des tableaux	i
Liste des figures	ii
Liste des symboles	v
Table des matières	viii
Introduction générale	1
I Qualité d'énergie, perturbations et solutions de dépollution	3
I.1 Introduction.....	4
I.2 Définition de la qualité d'énergie.....	4
I.3 Normes internationales.....	5
I.3.1 Organismes internationaux de normalisation.....	5
I.3.2 Normes conformes à L'IEEE-519 :1992.....	7
I.3.3 normes conformes à la CEI.....	7
I.4 Les perturbations électriques.....	9
I.4.1 La distorsion harmonique.....	9
I.4.1.1 Définition.....	9
I.4.1.2 Effets de la distorsion harmonique.....	10
I.4.1.3 Sources des harmoniques.....	12
I.4.1.4 Caractérisation des harmoniques.....	12
I.4.2 Le déséquilibre du système triphasé.....	13
I.4.2.1 Définition.....	13
I.4.2.2 Effets du déséquilibre.....	13
I.4.2.3 sources du déséquilibre.....	14
I.4.2.4 Calcul du déséquilibre.....	14

TABLE DES MATIERES

I.4.2.5	Caractérisation du déséquilibre.....	17
I.5	Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	18
I.5.1	Compensation des perturbations de courant.....	18
I.5.1.1	Filtre passif.....	18
I.5.1.2	Filtre actif parallèle.....	18
I.5.2	Compensation des perturbations de tension.....	30
I.6	Conclusion.....	31
II	Modélisation et simulation de la machine asynchrone.....	32
II.1	Introduction.....	33
II.2	Constitution.....	33
II.3	Modélisation de la machine asynchrone.....	33
II.3.1	Modèle transitoire.....	33
II.3.1.1	Hypothèses simplificatrices.....	33
II.3.1.2	Représentation de la machine dans l'espace électrique.....	34
II.3.1.3	Equations électriques.....	34
II.3.1.4	Application de la transformation de Park à la M.A.S.....	35
II.3.1.5	Modèle de la M.A.S dans le référentiel de Park.....	36
II.3.1.6	Equations magnétiques.....	36
II.3.1.7	Equations mécaniques.....	37
II.3.1.8	Modèle de la machine en vue de sa simulation.....	37
II.3.1.9	Simulation de la machine.....	38
II.3.2	Modèle en régime permanent.....	41
II.3.2.1	Etude en régime permanent.....	41
II.3.2.2	Modèle à inductances couplées.....	42
II.3.2.3	Modèle à inductances réparties.....	42
II.3.2.4	Modèle à fuites totalisées au rotor.....	43
II.3.2.5	Puissances électrique, mécanique et thermique.....	44
II.4	Conclusion.....	46
III	Fiabilité de la machine asynchrone en présence des perturbations.....	47
III.1	Introduction.....	48
III.2	Moteur asynchrone en présence des harmoniques.....	48
III.2.1	Méthode d'analyse.....	48
III.2.2	Circuit équivalent.....	51
III.2.3	Puissances électrique, mécanique et thermique.....	53
III.3	Moteur asynchrone en présence du déséquilibre.....	55
III.3.1	Circuit équivalent.....	55

TABLE DES MATIERES

III.3.2 Analyse en régime établi.....	55
III.3.2.1 Taux de déséquilibre de tension.....	55
III.3.2.2 Les composantes symétriques des courants et leurs taux de Déséquilibre.....	56
III.3.2.3 Les impédances du moteur.....	57
III.3.2.4 Couple et rendement.....	58
III.4 Simulation et interprétation.....	59
III.5 Conclusion.....	64
Conclusion générale.....	66
Bibliographie.....	68

Introduction générale

Le moteur asynchrone (parfois appelé moteur à induction) est la source d'énergie mécanique la plus préférée dans l'industrie, grâce à ses avantages : simplicité, robustesse, prix peu élevé et facilité d'entretien. La large utilisation des moteurs asynchrones dans l'industrie les rend l'appareil la plus consommatrice de l'énergie électrique [25].

La prolifération des systèmes à base d'électronique de puissance (appelés charges non linéaires) dans la production et la distribution d'énergie électrique et chez le consommateur final est la cause principale de la dégradation du niveau de la qualité de l'énergie [37]. Comme ces charges sont indispensables pour différents besoins domestiques et industrielles (Alimentation à découpage des micro-ordinateurs, les différents montages en pont utilisés surtout dans les systèmes HVDC, les équipements médicaux, les différentes protections intervenant contre les anomalies du réseau, les démarreurs électroniques des moteurs, les variateurs électroniques de vitesse, les postes à souder...etc), les moteurs asynchrones sont sensés à fonctionner dans un environnement de plus en plus sévère où ils seront sujets à plusieurs perturbations électriques présentes sur les réseaux (notamment les harmoniques et le déséquilibre). Face à ces perturbations, le filtrage actif et en particulier le filtrage parallèle a prouvé son efficacité comme une alternative aux solutions traditionnelles basées sur les systèmes à base d'éléments passifs pour la dépollution de ces perturbations.

Vue les effets néfastes de ces deux perturbations sur les moteurs asynchrones : échauffement supplémentaire, déclassement (derating en anglais), couples parasites, diminution de rendement...etc, ce problème est devenu un sujet très important à laquelle les ingénieurs d'électricité doivent faire attention. Notre travail s'inscrit dans ce cadre, et présente l'analyse des performances en régime permanent d'un moteur asynchrone en présence d'harmonique et de déséquilibre de tension, pour cela nous avons proposé de suivre les étapes suivantes :

Dans le premier chapitre, des notions sur la qualité d'énergie électrique et les normes internationales liées à ces notions ainsi que des perturbations électriques notamment les harmoniques et le déséquilibre sont exposées. Nous parlerons de leurs origines ainsi que de leurs conséquences sur les systèmes et les équipements électriques, et on propose des solutions de dépollution des réseaux de ces perturbations, tout en mettant l'accent sur le filtrage actif parallèle.

Dans le deuxième chapitre, et avant toute analyse sur le moteur asynchrone, on doit comprendre d'abord le fonctionnement et les caractéristiques de ce moteur, et la modélisation s'impose comme l'outil le plus efficace pour cette fin. Nous présenterons la modélisation et la

Introduction générale

simulation du moteur dans le régime transitoire, ainsi nous étudierons leur comportement dans le cas où l'alimentation est parfaitement sinusoïdale en utilisant son circuit équivalent.

Le troisième chapitre est consacré à l'analyse des caractéristiques et des performances du moteur asynchrone en présence des harmoniques et de déséquilibre de tension. Le circuit équivalent (modèle en régime permanent) est très utile en étudiant les caractéristiques du moteur en régime permanent et il sera utilisé pour l'étude des effets des deux types de perturbations sur le moteur asynchrone.

Enfin, notre travail sera clôturé par une conclusion générale.

CHAPITRE I

Qualité d'énergie, perturbations et solutions de dépollution

I.1 Introduction :

La problématique de la qualité de l'énergie électrique est devenue un sujet stratégique qui concerne tous les acteurs en présence [36], qu'ils soient gestionnaires de réseaux, utilisateurs de ces réseaux (producteurs ou consommateurs d'électricité), cette préoccupation sur la qualité de l'électricité résulte de plusieurs facteurs :

- Les équipements électriques devenaient moins tolérants aux perturbations de la qualité d'énergie, processus devenaient moins tolérants aux dysfonctionnements de ces équipements, et entreprises devenaient moins tolérants à l'arrêt de la production.
- les équipements électriques produisent beaucoup de courants perturbateurs, tous les équipements (haute ou basse puissance) sont alimentés par des convertisseurs de l'électronique de puissance qui génèrent un large spectre de distorsion.
- La dérégulation (libéralisation, privatisation) de la fabrication de l'énergie menait à un besoin de fournir aux consommateurs des indications ou des critères sur la qualité de leurs énergies.

Nous commencerons ce chapitre par la définition de la notion de la qualité d'énergie, en présentant les deux principales normes internationales associées à cette notion et imposées aux utilisateurs des réseaux électriques. Nous parlerons ensuite des principales perturbations affectant cette qualité, de leurs origines et des conséquences sur les équipements électriques. Nous proposerons ensuite des solutions traditionnelles et modernes pour pallier à ces perturbations.

I.2 Définition de la qualité d'énergie :

Selon l'IEEE, on appelle " power quality problem " toute variation dans l'alimentation en puissance électrique, ayant pour conséquence le dysfonctionnement ou l'avarie d'équipements des utilisateurs, telle que : creux de tension, surtension, distorsion harmonique, parasites [33]. Cependant, tous ces phénomènes affectent essentiellement la tension qui est fournie à l'utilisateur. Si ce dernier n'utilise pas de charge perturbatrice, le courant sera peut-être déformé, mais uniquement d'une manière qui résulte des caractéristiques de la tension fournie. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension ("power quality=voltage quality").

On trouve aussi d'autre définition : La qualité d'énergie est une combinaison de deux qualités, la qualité de la tension et la qualité du courant [02]. La qualité de la tension est associée à la déviation de la tension actuelle sur la tension idéale, et la qualité du courant est associée à la déviation du courant actuelle sur le courant idéale. La tension idéale est une onde sinusoïdale d'amplitude et fréquence constantes et égales aux valeurs nominales, le courant idéal aussi est de constantes amplitude et fréquence, mais de fréquence et phases qui sont les mêmes que celles de la tension. Toute déviation du courant ou de la tension de l'idéal s'appelle perturbation de qualité d'énergie.

La perturbation de la tension vient du réseau et affecte le consommateur, tandis que la perturbation du courant vient du consommateur et affecte le réseau, cette classification peut être tirée lors du démarrage brusque d'un grand nombre de moteurs asynchrones menant à une grande demande de courant, c'est une perturbation de courant pour le réseau, et la chute de tension résultante est vue comme perturbation de tension pour les consommateurs voisins.

Le terme beaucoup relié à la qualité d'énergie électrique est le terme « Compatibilité électromagnétique .*CEM*. » comme utilisé dans les normes de la **CEI** (Commission Electrotechnique internationale), la **CEI** définit la *CEM* comme “ l'aptitude d'un dispositif, d'une appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cette environnement, par environnement électromagnétique d'un dispositif, on entend le niveau de perturbation auquel il est soumis, en tenant compte des perturbations rayonnées et conduites.

L'objectif est de parvenir à une compatibilité électromagnétique entre tous les équipements électriques, afin d'y arriver on doit s'assurer que le taux de perturbation produit par un équipement (niveau d'émission) est inférieur au limite d'émission et que le taux de perturbation maximal pour lequel cette équipement fonctionne de façon normale (niveau d'immunité) est supérieur au limite d'immunité. Finalement, le niveau de compatibilité peut être introduit : il s'agit d'un niveau de référence qui se trouve entre les limites d'émission et d'immunité et qui permet le fonctionnement correct des équipements durant la plupart du temps (voit Figure I.1).

I.3 Normes internationales :

Pour empêcher la prolifération des problèmes de perturbations sur les réseaux électriques, des normes de qualité d'énergie électrique de plus en plus contraignantes seront imposées aux fournisseurs et consommateurs de cette énergie.

Ces normes s'appliquent à ce qu'on appelle le point commun de couplage **PCC** , le point le plus proche de la source de pollution par lequel plusieurs consommateurs sont alimentés, il représente aussi l'interférence entre le réseau et les consommateurs, tous les mesures et les tests se font au niveau de ce point.

I.3.1 Organismes internationaux de normalisation :

Les deux principaux organismes internationaux de normalisation dans le domaine électrotechnique sont la **CEI** (Commission Electrotechnique internationale), et l'**IEEE** (Institut of Electrical and Electronics Engineers) [01]. La **CEI** est un organisme officiel composé de comités nationaux de 63 pays, tandis que l'**IEEE** est une association professionnelle avec plus de 377.000 membres appartenant à 150 pays, partagés en différentes régions et sections. Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial mais n'ont

pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées.

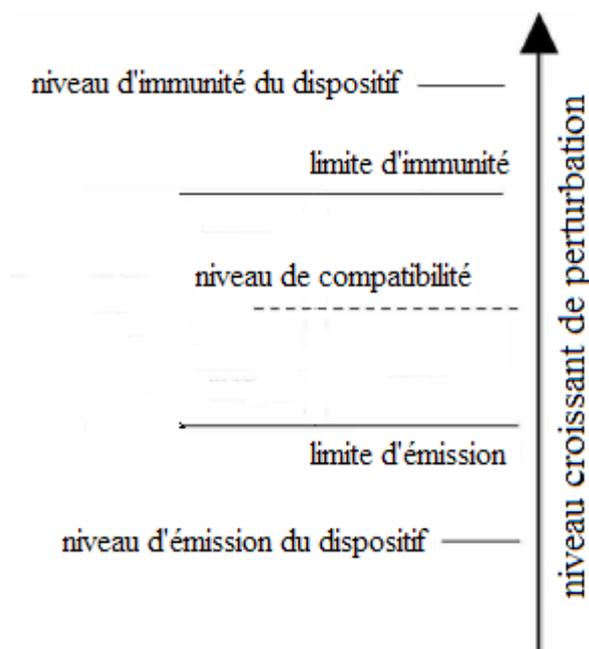


Figure I.1 Différents niveaux et limites utilisées en EMC

Aujourd'hui le terme le plus répandu dans le domaine scientifique et industriel, accepté et utilisé par l'**IEEE**, est celui de « Qualité d'énergie ».

Les deux normes principales de la qualité de l'**IEEE** sont :

1. **IEEE 519:1992**, Recommended Practices and Requirements for harmonic Control in Power Systems. Cette norme détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique ainsi que les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau.
2. **IEEE 1159: 1999**, IEEE Recommended Practice on Monitoring Electric Power Quality. Cette norme réalise un bilan exhaustif et donne une définition de tous les phénomènes électromagnétiques qui ont lieu dans le réseau en fonction de leur contenu spectral, leur durée et leur amplitude.

Néanmoins, la **CEI** n'utilise le terme de qualité d'énergie dans aucune de ses normes. En revanche, Elle utilise le concept de « Compatibilité Electromagnétique ». Les normes d'*EMC* de la CEI sont regroupées dans la publication CEI-61000. Cette publication est divisée en 6 parties :

- Partie1. Généralités. Considérations générales, définitions, terminologie etc.
- Partie 2. Description et classification de l'environnement et des niveaux de compatibilité.

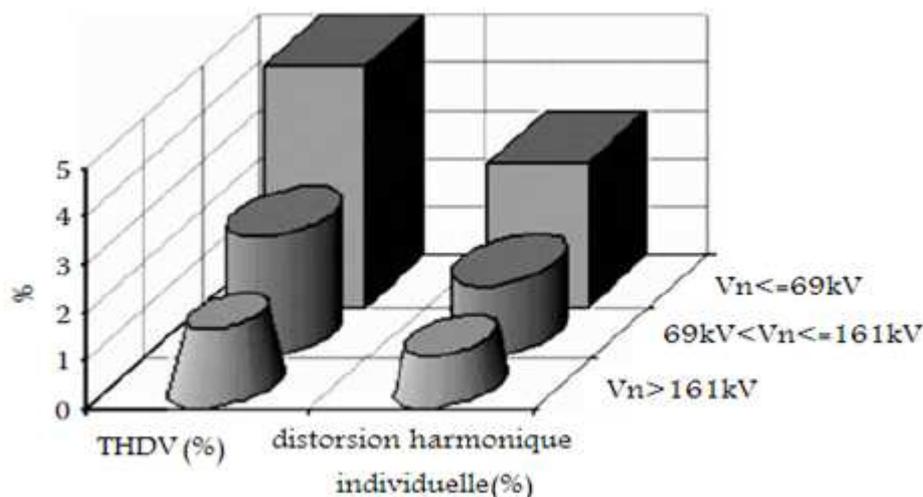
- Partie 3. Limites démission et d'immunité.
- Partie 4. Technique d'essai et de mesure.
- Partie 5. Guide d'installation et d'atténuation des perturbations.
- Partie 6. Normes génériques.

I.3.2 Normes conformes à l'IEEE-519 :1992 :

Les limites de distorsion d'harmonique recommandées par l'IEEE-519 sont à vérifier par comparaison avec les mesures au niveau du PCC. Le problème c'est que ces niveaux peuvent être dépassés par 50% lors du démarrage ou sous conditions inhabituelles, il est aussi recommandé d'utiliser des fonctions de distribution de probabilité à partir des mesures réelles en certifiant que si les limites sont dépassées seulement pendant une période 'courte', telle condition peut être considérée comme acceptable.

Dans la figure I.2, les limites recommandées sont en fonction du niveau de tension du réseau, pour les réseaux électriques de 69kv et inférieurs, par exemple, le THD_v ne dépasse pas le 5% et la distorsion harmonique individuelle est limitée par 3%.

Concernant la distorsion des courants harmoniques, l'IEEE-519 définit les limites en fonction du rapport entre le courant de court-circuit (I_{cc}) et le courant de charge nominal (I_{ch}). Les limites recommandées sont résumées dans la Figure I.3, où le TDD représente la distorsion totale de la demande (distorsion du courant par rapport à la demande nominale).



$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100\%$$

Figure I.2 Limites IEEE pour la distorsion harmonique de la tension.

I.3.3 Normes conformes à la CEI :

Concernant la CEI, les niveaux de compatibilité sont utilisés comme référence pour

la coordination entre l'émission et l'immunité des équipements des installations BT et MT. Les niveaux de planification sont utilisés par le gestionnaire du réseau lors de l'évaluation de l'impact d'une installation perturbatrice de la clientèle sur le réseau. La Figure I.4 montre les niveaux de compatibilité et de planification de la distorsion de la tension selon la CEI pour les réseaux MT. Les niveaux du THD pour les réseaux MT sont quelque peu plus hauts que seuls de l'IEEE dans la Figure I.2.

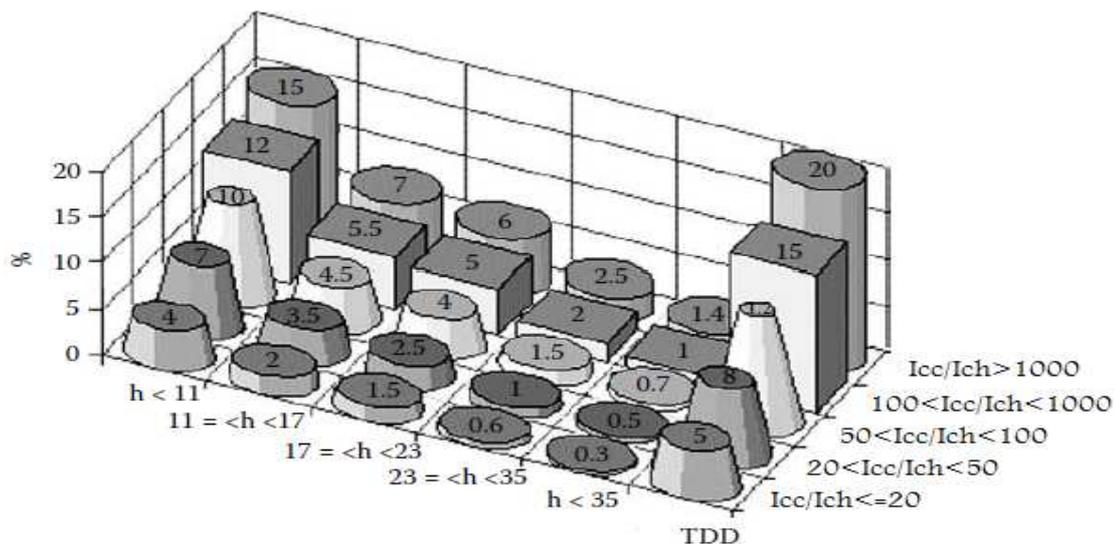


Figure I.3. Limites IEEE des émissions de courants harmoniques.

Les limites d'émission pour les petits équipements de la clientèle sont définies en CEI 61000-3-2, le document distingue entre quatre classe d'équipements :

1. Classe A : équipements triphasés équilibrés, les moteurs, et tous les équipements non classés ailleurs. En gros cette classe est la plus large.
2. Classe B : Tous les outils portables.
3. Classe C : équipements lumineux.
4. Classe D : Equipements monophasés, téléviseurs, ordinateurs.

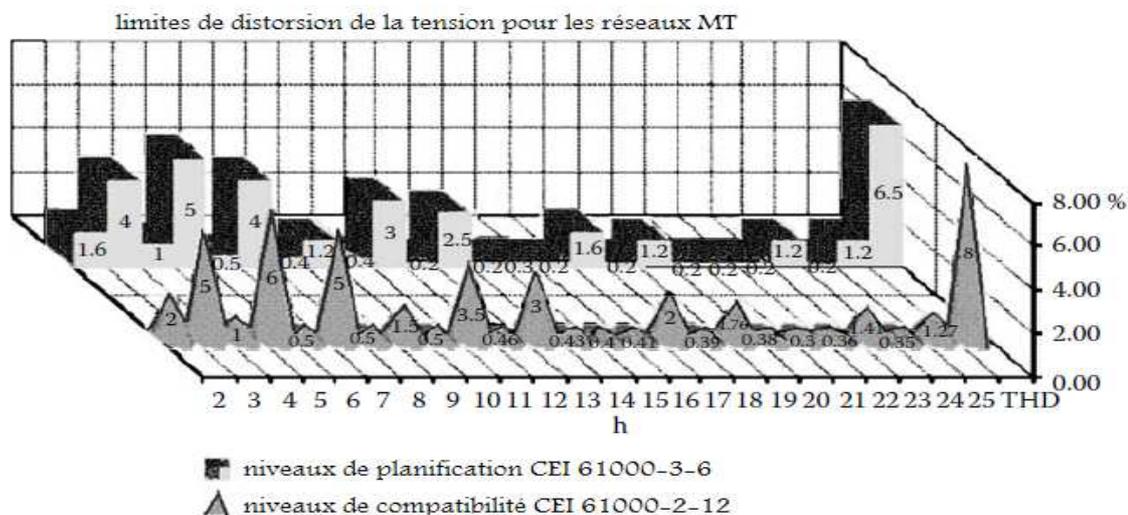


Figure I.4. Limites de distorsion de la tension selon la CEI

Tableau.1 représente les limites pour les harmoniques de courant de chacune des classes des équipements classifiées ci-dessus. Les limites sont données en ampère pour les classes A et B et en pourcentage de la fondamentale pour la classe C. Pour la classe D, les niveaux sont donnés en milliampères par watt pour les équipements de puissance supérieur à 75W et inférieur à 600W, ou en ampère pour les équipements de puissance supérieur à 600W.

Harmonique impair h	Harmonique pair h	Classe A (A)	Classe B (A)	Classe C (% de la fondamentale)	Classe D	
					75w<p<600w (mA/w)	p>600w (A)
	2	1.08	1.62	2		
3		2.3	3.45	(30)×FP (circuit)	3.4	2.3
	4	0.43	0.645			
5		1.14	1.71	10	1.9	1.14
	6	0.3	0.45			
7		0.77	1.155	7	1	0.77
	8≤h≤40	1.84/h	2.76/h			
9		0.4	0.6	5	0.5	0.4
11		0.33	0.495	3(pour 11≤h≤39)	0.35	0.33
13		0.21	0.315		0.296	0.21
15≤h≤39		2.25/h	3.375/h		3.85/h	2.25/h

Tableau.1 Limites des courants harmoniques pour différentes classes
FP : facteur de puissance du circuit.

I.4 Les perturbations électriques :

I.4.1 La distorsion harmonique :

I.4.1.1 Définition :

La distorsion harmonique est l'une des formes de la distorsion d'onde (harmonique, inter-harmonique, distorsion aperiodique) [02], on peut la définir comme la superposition sur la fondamentale d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entier de celle du fondamental, le signal résultant prend la forme d'un signal périodique non

sinusoïdale, la figure I.5 montre la représentation en séries de Fourier d'une onde déformée, la composante *continu* est nulle, tandis que la première composante est appelée composante *fondamentale*, le reste des composantes de la série sont appelés *harmoniques*.

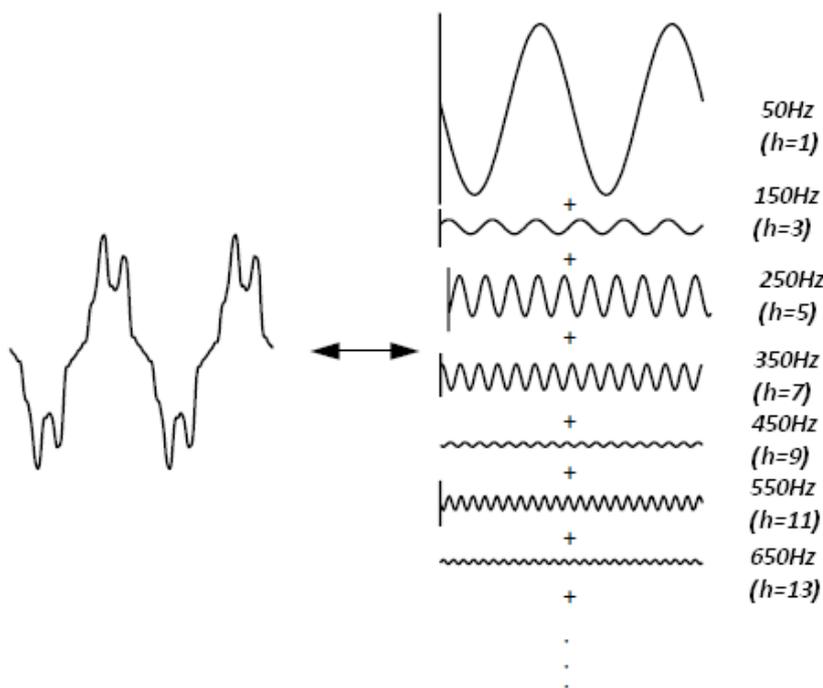


Figure I.5 Décomposition en série de Fourier.

Dans les réseaux électriques, la distorsion harmonique est causée par les charges non linéaires. Une charge non linéaire est une charge dans laquelle le courant est non proportionnel à la tension appliquée. La figure I.6 montre ce concept en appliquant une tension sinusoïdale à une simple résistance non linéaire [16] dans laquelle la tension est le courant variant selon la courbe montrée. Bien que la tension appliquée soit parfaitement sinusoïdale, le courant résultant est déformé.

I.4.1.2 Effets de la distorsion harmonique :

On peut citer de nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques comme l'échauffement, le mal fonctionnement de certains équipements électriques et l'interférence avec les réseaux de télécommunication et le risque d'excitation de résonance.

On distingue essentiellement deux sortes d'effets [30] :

1. Effets instantanés :

Les effets instantanés apparaissent immédiatement sur les équipements :

- systèmes électroniques et électromécaniques : on peut citer parmi les effets, le dérangement des commutations des thyristors lorsque les grandeurs

harmoniques déplacent le passage par zéro de la tension, l'augmentation de la marge d'erreur des appareils de mesures, ou encore le déclenchement intempestif des relais de protection.

- Effets électrodynamiques : la présence d'harmoniques entraîne des vibrations et des bruits dans les appareils électromagnétiques. Des couples mécaniques parasites dus aux champs tournants harmoniques donnant des vibrations dans les machines tournantes.
- Télécommunication : le couplage des courants à haute fréquence des lignes des réseaux électriques avec les lignes de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants et nuire à la qualité de l'image et du son.

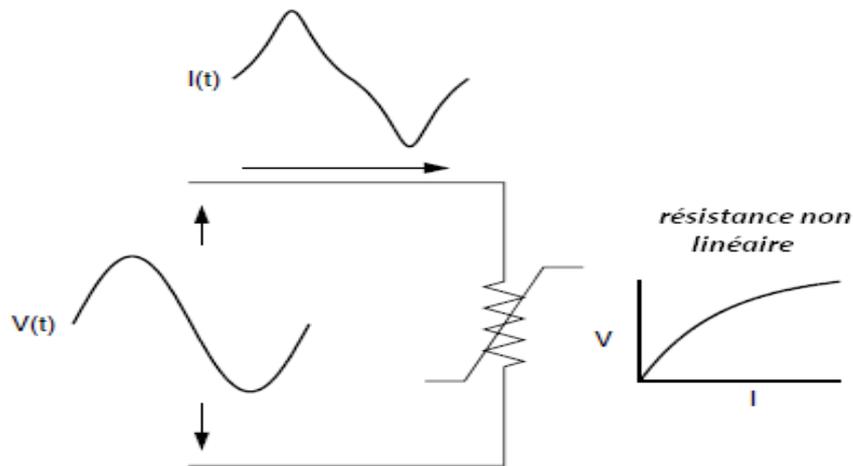


Figure I.6 Distorsion de courant causée par une résistance non linéaire.

2. Effets à terme :

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement qui conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements.

- Echauffement des câbles et des équipements : ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du sur-échauffement du neutre et les matériels bobinés comme les transformateurs ou les moteurs.
- Echauffement des condensateurs : l'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs : échauffement causé par les pertes dans le stator des

machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, circuit magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet de joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

I.4.1.3 Sources des harmoniques :

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques.

Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances des réseaux électriques peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse ...), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerce,...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre) [06].

I.4.1.4 Caractérisation des harmoniques :

Différents grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime déformé. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et la distorsion totale de la demande (TDD).

- a. Le taux de distorsion harmonique :

Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde déformée.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h>1}^{hmax} X_h^2}}{X_1} \quad (1.1)$$

où le X_h est la valeur efficace de la composante harmonique h de la quantité X.

- b. La distorsion totale de la demande :

Les niveaux de distorsion des courants peuvent être décrits par le THD, mais ce dernier peut être un indicateur trompeur. Un courant faible pourrait avoir un grand THD mais il ne présente pas une importante menace sur le système, comme les entraînements à vitesse variable qui montrent un grand THD de courant pour des petites charges (amplitude des harmoniques faibles, THD grand). Beaucoup d'analystes faire reporter le THD à la fondamentale de la demande maximale (I_L) au lieu de la fondamentale de l'échantillon de courant.

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hmax} I_h^2}}{I_L} \quad (1.2)$$

I.4.2 Le déséquilibre du système triphasé :

I.4.2.1 Définition :

Lorsque les trois signaux ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalés d'un angle de 120^0 les unes par rapport aux autres, on parlera de déséquilibre du système (voir figure I.7). [30]

La méthode des composantes symétriques [02] est l'outil principal pour décrire le déséquilibre en tension et en courant dans les systèmes triphasés. Considérons au début la tension triphasée équilibrée de valeur efficace E écrite sous forme de phaseur de tension complexe.

$$\underline{U}_a = E \quad \underline{U}_b = a^2 E \quad \underline{U}_c = a E$$

$$\text{Avec } a = -\frac{1}{2} + \frac{1}{2}j\sqrt{3} = 1e^{j120^\circ}$$

Même pendant le fonctionnement normal du système, les tensions ne sont pas totalement équilibrées. Pour quantifier le taux de déséquilibre, ces tensions sont écrites comme une somme de trois composantes.

$$\begin{cases} \underline{U}_a = \underline{U}^0 + \underline{U}^+ + \underline{U}^- \\ \underline{U}_b = \underline{U}^0 + a^2 \underline{U}^+ + a \underline{U}^- \\ \underline{U}_c = \underline{U}^0 + a \underline{U}^+ + a^2 \underline{U}^- \end{cases} \quad (1.3)$$

Les trois tensions complexes $\underline{U}^0, \underline{U}^+$ et \underline{U}^- sont appelées la composante *homopolaire*, *directe* et *inverse*, respectivement. Les composantes symétriques sont obtenues à partir des tensions de phase par la transformation inverse de (1.3).

$$\begin{cases} \underline{U}^0 = \frac{1}{3}(\underline{U}_a + \underline{U}_b + \underline{U}_c) \\ \underline{U}^+ = \frac{1}{3}(\underline{U}_a + a \underline{U}_b + a^2 \underline{U}_c) \\ \underline{U}^- = \frac{1}{3}(\underline{U}_a + a^2 \underline{U}_b + a \underline{U}_c) \end{cases} \quad (1.4)$$

Mêmes expressions sont utilisées pour les courants.

I.4.2.2 Effets du déséquilibre :

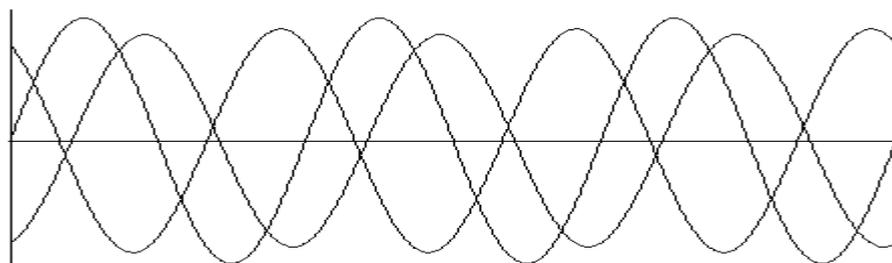


Figure I.7 Système triphasé déséquilibré

Le déséquilibre de tension conduit à un déséquilibre de courant à travers les équipements triphasés [02]. Comme les équipements qui sont particulièrement sujet au déséquilibre de tension (machines tournantes, redresseurs triphasés) sont connectés en triangle, seulement la composante inverse qui affecte ces équipements, la composante homopolaire ne conduit pas à un changement du courant de charge.

Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un dysfonctionnement des appareils basses tensions connectés [06] :

- Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampes à incandescence qui fournit un mauvais éclairage).
- Destruction d'un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).

Les machines tournantes ont une impédance inverse faible par rapport à l'impédance directe, le courant additionnel résultant conduira à des pertes supplémentaires, donc échauffement supplémentaire des machines. Les composantes inverses créeront dans la machine un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal, d'où un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui provoquent aussi l'échauffement de ces machines.

I.4.2.3 Sources du déséquilibre :

Le déséquilibre de tension est principalement dû aux :

- a. Courant de charge déséquilibré : ceci est fréquent pour les récepteurs triphasés basse tension, et pour les récepteurs monophasés haute tension comme la machine à souder, des fours à arc et la traction ferroviaire.
- b. Courant équilibré circulant dans des impédances déséquilibrées : comme les impédances des réseaux électriques (inductance et capacité), les enroulements des transformateurs triphasés et des machines tournantes dus à une conception erronée.

I.4.2.4 : Calcul du déséquilibre :

Considérons le phaseur de tension montré sur la Figure I.8.a et comme seulement les tensions de phase sont connues, on crée le triangle de la Figure I.8.b où :

$$A = |\underline{U}_{bc}| \quad B = |\underline{U}_{ca}| \quad C = |\underline{U}_{ab}|$$

En utilisant les relations trigonométriques, on trouve :

$$\begin{cases} A^2 = B^2 + C^2 - 2BC \cos \alpha \\ B^2 = A^2 + C^2 - 2AC \cos \beta \\ C^2 = A^2 + B^2 - 2AB \cos \gamma \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \cos \alpha = \frac{B^2 + C^2 - A^2}{2BC} \\ \cos \beta = \frac{A^2 + C^2 - B^2}{2AC} \\ \cos \gamma = \frac{A^2 + B^2 - C^2}{2AB} \end{cases} \quad (I.5)$$

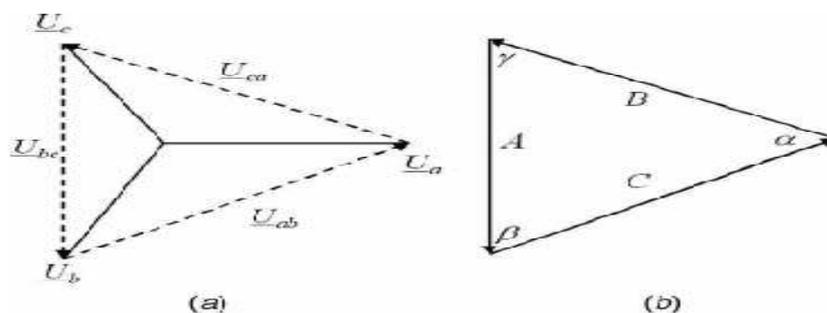


Figure I.8 (a) Phaseur de tension. (b) Triangle pour calculer la composante inverse.

En utilisant \underline{C} comme référence et on se rapporte au diagramme de la Figure I.9 on obtient les expressions :

$$\begin{aligned} \underline{C} &= C \\ \underline{B} &= -B \cos \alpha + jB \sin \alpha \\ \underline{A} &= -A \cos \beta - jA \sin \beta \end{aligned} \quad (I.6)$$

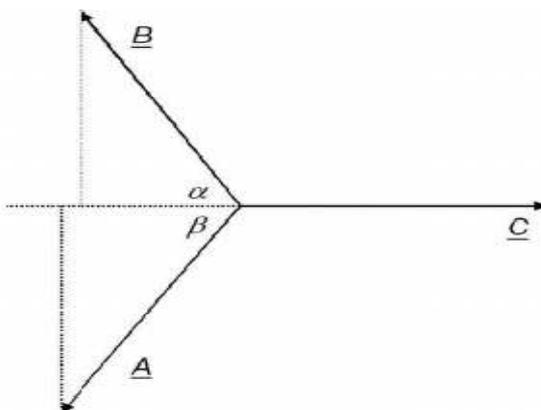


Figure I.9 Diagramme vectorielle des tensions de la Figure I.8.

Les composantes positive et négative peuvent être obtenues en utilisant les expressions standards :

$$\underline{U}^+ = \underline{C} + a^2 \underline{B} + a \underline{A} \quad (I.7)$$

$$\underline{U}^- = \underline{C} + a \underline{B} + a^2 \underline{A}$$

On remplace (I.6) dans (I.7) on obtient :

$$\begin{aligned} \underline{U}^+ = & C + \frac{1}{2}B \cos \alpha + \frac{1}{2}jB\sqrt{3} \cos \alpha - \frac{1}{2}jB \sin \alpha + \frac{1}{2}B\sqrt{3} \sin \alpha \\ & + \frac{1}{2}A \cos \beta - \frac{1}{2}jA\sqrt{3} \cos \beta + \frac{1}{2}jA \sin \beta + \frac{1}{2}A\sqrt{3} \sin \beta \end{aligned} \quad (I.8)$$

$$\begin{aligned} \underline{U}^- = & C + \frac{1}{2}B \cos \alpha - \frac{1}{2}jB\sqrt{3} \cos \alpha - \frac{1}{2}jB \sin \alpha - \frac{1}{2}B\sqrt{3} \sin \alpha \\ & + \frac{1}{2}A \cos \beta + \frac{1}{2}jA\sqrt{3} \cos \beta + \frac{1}{2}jA \sin \beta - \frac{1}{2}A\sqrt{3} \sin \beta \end{aligned} \quad (I.9)$$

Avant de continuer et pour simplifier les expressions (I.8) et (I.9), on applique les relations trigonométriques sur la figure I.8 on trouve :

$$B \sin \alpha = A \sin \beta \quad (I.10)$$

D'après les expressions de l'équation (I.5), on obtient :

$$B \cos \alpha + A \cos \beta = C \quad (I.11)$$

$$B \cos \alpha - A \cos \beta = \frac{B^2 - A^2}{C}$$

En remplaçant (I.10) et (I.11) en (I.8) et (I.9), on trouve :

$$\underline{U}^+ = \frac{3}{2}C + B\sqrt{3} \sin \alpha + \frac{1}{2}j\sqrt{3} \frac{B^2 - A^2}{C} \quad (I.12)$$

$$\underline{U}^- = \frac{3}{2}C - B\sqrt{3} \sin \alpha - \frac{1}{2}j\sqrt{3} \frac{B^2 - A^2}{C}$$

Le dernier inconnu restant dans ces expressions est le $\sin \alpha$, qui peut être obtenu de (I.5) et $\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$:

$$\begin{aligned} \sin \alpha &= \sqrt{1 - \frac{(B^2 + C^2 - A^2)^2}{4B^2C^2}} \\ &= \frac{\sqrt{(A^2 + B^2 + C^2)^2 - 2(A^4 + B^4 + C^4)}}{2BC} \end{aligned} \quad (\text{I. 13})$$

Les expressions suivantes sont en valeur absolue pour la composante directe et la composante inverse en fonction des tensions de phases :

$$|\underline{U}^+| = \frac{3}{2}(A^2 + B^2 + C^2) + \frac{3}{2}\sqrt{(A^2 + B^2 + C^2)^2 - 2(A^4 + B^4 + C^4)} \quad (\text{I. 14})$$

$$|\underline{U}^-| = \frac{3}{2}(A^2 + B^2 + C^2) - \frac{3}{2}\sqrt{(A^2 + B^2 + C^2)^2 - 2(A^4 + B^4 + C^4)} \quad (\text{I. 15})$$

I.4.2.5 Caractérisation du déséquilibre :

On peut caractériser le déséquilibre selon trois définitions :

- a. Définition de NEMA (National Equipment Manufacturer's Association) [11], [15] :

$$u_{NEMA} = \frac{\text{déviat}ion \text{ max de la tension par rapport à la tension moyenne de ligne}}{\text{tension moyenne de ligne}} \cdot 100$$

Elle considère seulement les amplitudes, les phases ne sont pas incluses.

- b. Définition de l'IEEE (Institut of Electrical and Electronics Engineers) [13], [14], [19] :

$$u_{IEEE} = \frac{\text{déviat}ion \text{ max de la tension par rapport à la tension moyenne de phase}}{\text{tension moyenne de phase}} \cdot 100$$

Comme NEMA, l'IEEE ne considère que les amplitudes.

- c. La définition vraie :

La définition vraie du déséquilibre de tension est définie comme étant le rapport des amplitudes des tensions inverse et directe [13], [14], [18], [19] :

$$u_{vraie} = \frac{V_-}{V_+} \cdot 100$$

Contrairement aux définitions précédentes, cette définition utilise les amplitudes et les phases des composantes directe et inverse comme indications de déséquilibre.

I.5 Solutions de dépollution des réseaux électriques :

L'objectif de la dépollution des réseaux électriques est l'élimination ou la minimisation des perturbations agissant sur les charges dans le but d'améliorer la qualité d'énergie consommée et la rendre conforme à une norme ou à des recommandations du distributeur d'énergie.

La stratégie la plus répandue pour la dépollution est la compensation, elle consiste à superposer à la source de perturbation une autre source d'énergie capable d'absorber ou de compenser les composantes non souhaités. Cette stratégie utilise généralement des compensateurs d'harmoniques et/ou d'énergie réactive placés, selon la nature de la perturbation à éliminer, en dérivation ou en série avec le réseau ou la charge à protéger. Ces compensateurs sont généralement des filtres d'harmoniques qui peuvent être passifs ou actifs. Le développement accru de l'électronique de puissance a permis d'améliorer l'efficacité de ce dernier type qu'on va l'étudier en détail par la suite.

I.5.1 Compensation des perturbations de courant :

I.5.1.1 Filtre passif :

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Ainsi pour filtrer un courant à une fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau (Figure I.10). Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Pour atténuer toute une bande de fréquence, un filtre passif amorti du second ordre (Figure I.11) est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs.

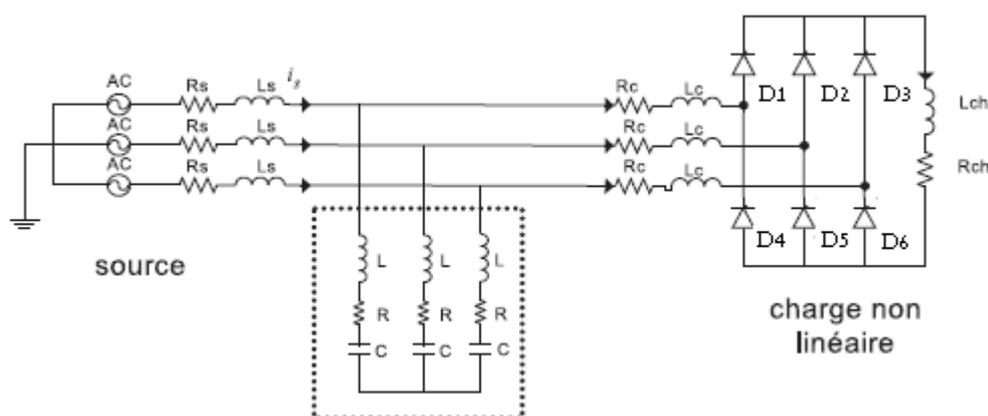


Figure I.10 Filtre passif résonnant.

I.5.1.2 Filtre actif parallèle :

Pendant ces dernières années, le filtrage actif a attiré l'attention comme un moyen efficace pour minimiser les perturbations de tension et de courant causées par l'utilisation croissante des charges non linéaires [03] dans les réseaux électriques. La fonction du filtrage actif peut varier d'une compensation de courant harmonique [05], [04], d'énergie réactive[24], et de tension harmonique [41], [26] à une correction des creux de tension [17] et équilibrage des tensions déséquilibrées[08].

L'apparition de ce type de filtrage était indispensable pour remédier aux problèmes rencontrés en utilisant le filtrage passif :

- Une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire.
- Les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre.
- Le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées.
- Equipements volumineux.
- Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent.

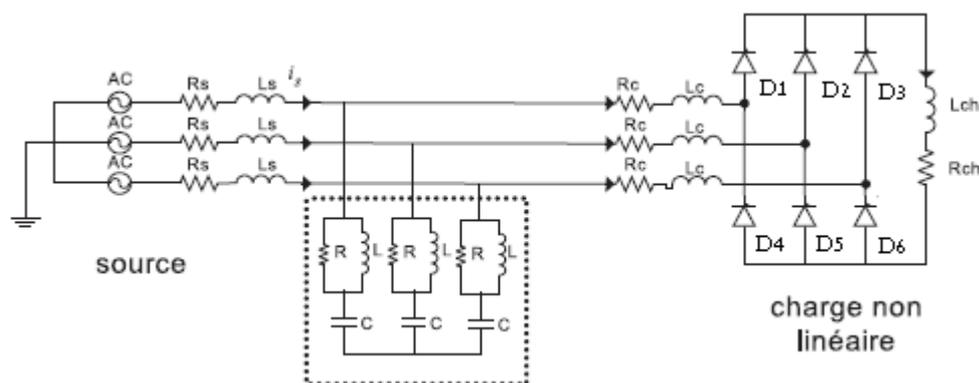


Figure I.11 Filtre passif amorti.

L'essor du filtrage actif est dû à l'évolution de l'électronique de puissance, notamment en ce qui concerne les semi-conducteurs de puissance, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT.

Description générale

Le filtre actif parallèle (appelé aussi shunt) est la solution la plus communément utilisée pour remédier aux problèmes des perturbations des harmoniques et de déséquilibre de courant, il est constitué d'un circuit de commande et un circuit de puissance, au cœur de ce dernier, un onduleur généralement, de tension, ajouter à ceci un système de stockage d'énergie, la Figure I.12 montre le principe fondamental de la compensation du filtre actif parallèle FAP. Un FAP est monté en parallèle avec la charge pour détecter les composantes indésirables du courant et injecter dans le système les courants de compensation (en opposit-

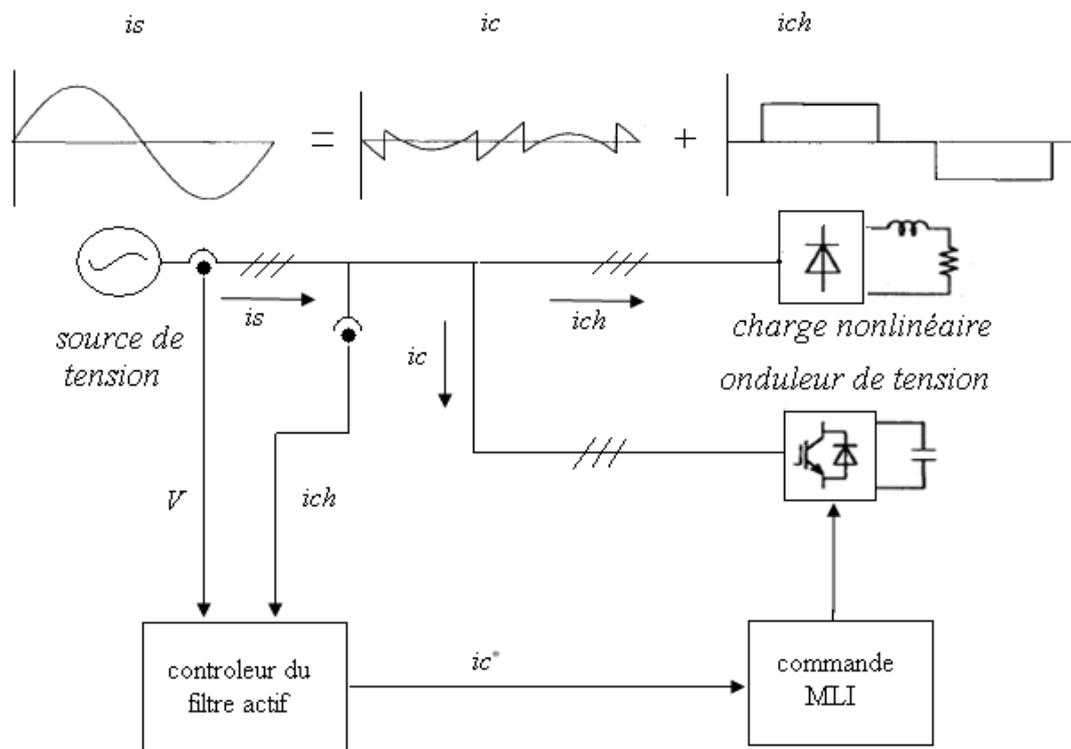


Figure I.12 Principe de compensation du F.A.P.

on de phase à ceux existant sur le réseau), le courant total résultant tiré de la source est sinusoïdal.

Onduleur de tension pour le F.A.P :

La Figure I.13 montre un onduleur de tension commandé en courant pour l'implémentation du filtre parallèle à la sortie duquel on placera un filtre inductif. L'onduleur est constitué de trois bras dont chacun est composé de deux cellules, chaque cellule contient un interrupteur commandé à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, GTO) monté en antiparallèle avec une diode (interrupteur bidirectionnel).

Cette structure du filtre actif ne permet pas la fermeture simultanée des semi-conducteurs d'un même bras sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage. On remarque bien qu'il n'y a pas de source d'énergie, seulement un élément de stockage d'énergie (capacité) est raccordé à la partie continue de l'onduleur de tension. La raison est que la fonction principale du filtre parallèle est de se comporter comme un compensateur c.-à-d, L'énergie moyenne échangée entre le filtre actif et le réseau électrique devrait être nulle.

Fonctionnements

L'onduleur à deux niveaux a pour tâche de fournir à sa sortie deux niveaux de tension,

il peut être modélisé selon la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \frac{U_{dc}}{3} \quad (I. 16)$$

d_a, d_b, d_c Représentent les fonctions logiques associées aux interrupteurs du demi-pont supérieur de l'onduleur. V_a, V_b, V_c Représentent les tensions de phases fournies par l'onduleur de la Figure I.13.

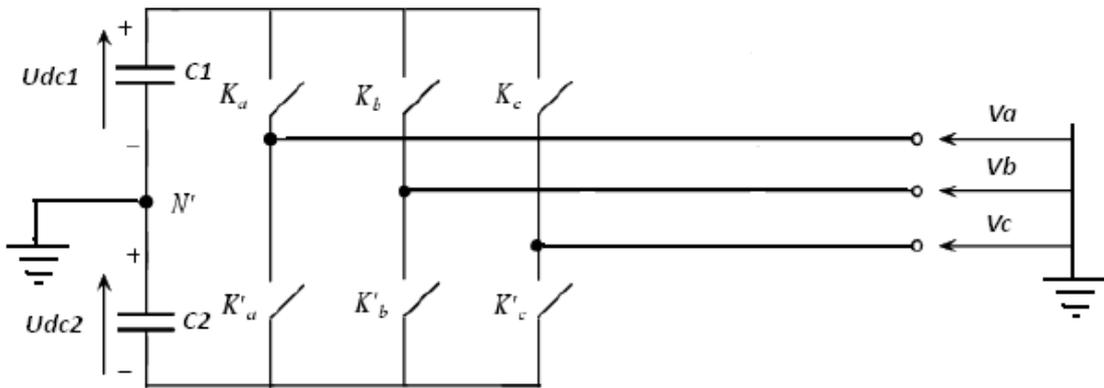


Figure I.13 Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé.

Modélisation de l'onduleur de tension commandé en courant :

On s'intéressera ici aux relations liant les tensions de phases $V_k(t)$ avec les courants de phases $i_{ck}(t)$ et les tensions de réseau $e_k(t)$ quand l'onduleur est couplé au réseau à travers un filtre inductif (voir Figure I.14) :

$$\begin{cases} V_a(t) = r_c i_{ca}(t) + L_c \frac{d}{dt} i_{ca}(t) + e_a(t). \\ V_b(t) = r_c i_{cb}(t) + L_c \frac{d}{dt} i_{cb}(t) + e_b(t). \\ V_c(t) = r_c i_{cc}(t) + L_c \frac{d}{dt} i_{cc}(t) + e_c(t). \end{cases} \quad (I. 17)$$

Théorie des puissances instantanées :

Cette théorie est basée sur un ensemble des puissances instantanées définies dans le domaine temporel, elle peut être appliquée au système triphasé avec ou sans neutre connecté. Elle est valide non seulement en régime permanent mais aussi en régime transitoire [28], [27]. Comme on va voir, cette théorie est très efficace et flexible pour la

conception des contrôleurs des filtres actifs basés sur les composantes de l'électronique de puissance.

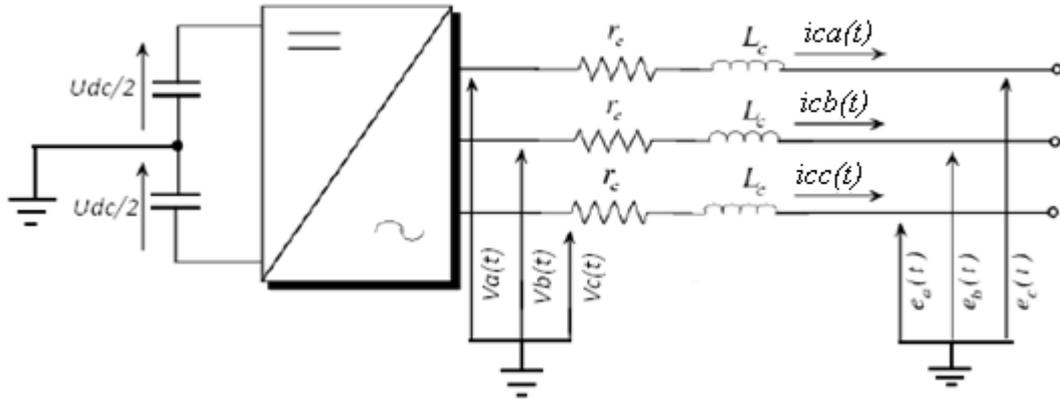


Figure I.14 Onduleur de tension raccordé au réseau avec un filtre inductive.

La théorie des puissances instantanées considère toujours le système triphasé comme une unité, et pas comme une superposition de trois systèmes monophasés, elle exploite la transformation $\alpha\beta 0$ pour obtenir les puissances réelles et imaginaires :

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 18})$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 19})$$

Où :

v_a, v_b et v_c : Les tensions de phase.

i_a, i_b et i_c : Les courants de ligne.

v_0, v_α et v_β : Les tensions homopolaire, directe et quadratique, respectivement.

i_0, i_α et i_β : Les courants homopolaire, directe et quadratique, respectivement.

La puissance réelle p , imaginaire q et homopolaire $p0$ sont définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I. 20})$$

La signification physique de ces puissances bien détaillée en [23] est résumée comme suit :

- La puissance réelle p représente L'énergie instantanée totale transférée par unité de temps, cette puissance active se compose toujours de la puissance réelle et homopolaire.
- La puissance imaginaire q représente l'énergie échangée entre les phases du réseau, elle ne contribue pas au transfert d'énergie entre la source et la charge.

Chacune des puissances p et q comporte une partie continue et une partie alternative :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{I. 21})$$

Considérons la matrice inverse de $[T]$, le calcul des composantes de courant en utilisant l'équation (I.20) est possible. L'expression est la suivante :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{I. 21})$$

Etude de la partie contrôle commande :

Identification des courants de compensation :

Le but de la partie commande est la compensation des courants de la charge non linéaire pour forcer le réseau à débiter des courants sinusoïdales. La Figure I.15 résume la démarche à suivre pour déterminer les références de courants injectés par le filtre pour accomplir la compensation, le bloc 'Transf $\alpha\beta$ et calcul des puissances instantanées' réalise les équations (I.18) à (I.20) à l'exception de la composante homopolaire parce qu'il s'agit d'un système triphasé sans neutre connecté, pour l'extraction de la composante alternative (perturbatrice), on applique la relation suivante :

$$\tilde{p} = p - \bar{p} \quad (\text{I. 22})$$

En utilisant un filtre butterworth 5^{ème} ordre de 50HZ comme fréquence de coupure pour extraire la composante continue \bar{p} .

Les signaux résultants $\tilde{p}, q, \Delta\bar{p}, v'_\alpha$ et v'_β sont utilisés par le bloc 'calcul des références de courant ' pour identifier les perturbations sur les courants :

$$\begin{pmatrix} i^*_\alpha \\ i^*_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{v'^2_\alpha + v'^2_\beta} \begin{bmatrix} v'^2_\alpha & v'^2_\beta \\ -v'_\beta & v'_\alpha \end{bmatrix} \begin{pmatrix} -\tilde{p} + \Delta\bar{p} \\ -q \end{pmatrix} \quad (\text{I. 23})$$

On applique la transformation inverse sur les courants, on obtient les courants de référence dans le repère abc :

$$\begin{pmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{pmatrix} \quad (I.24)$$

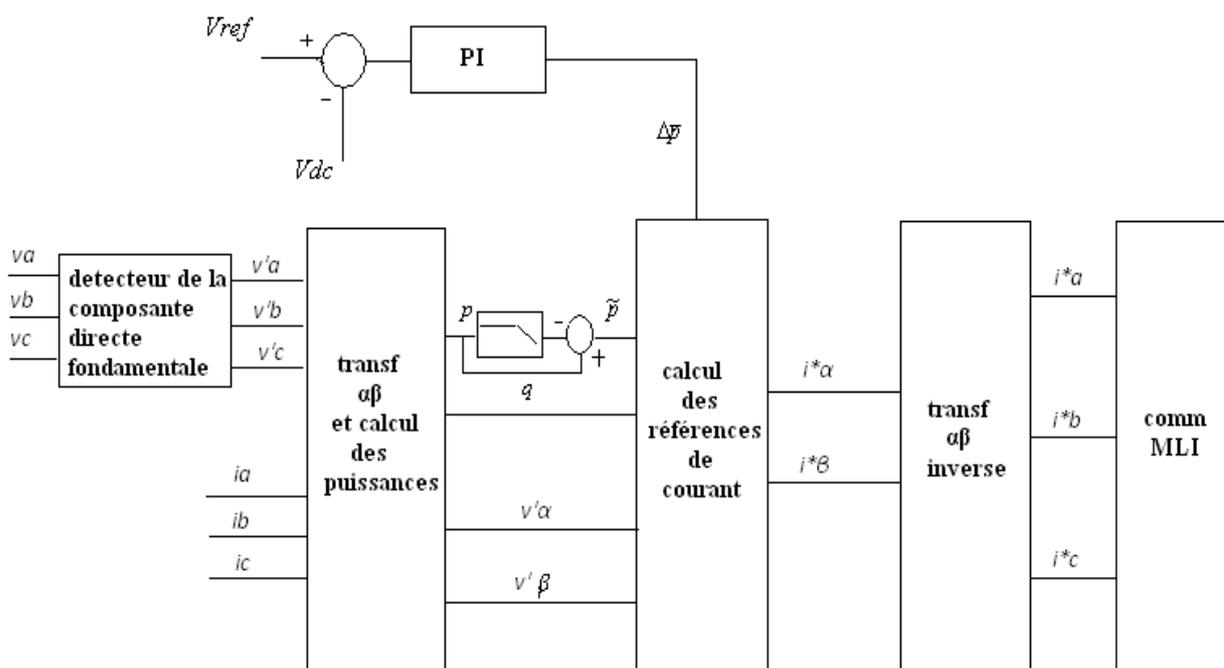


Figure I.15 Schéma bloc d'identification des courants perturbateurs.

Identification des composantes de la tension :

Les tensions appliquées sont généralement perturbées, elles se composent principalement de la composante directe fondamentale, mais elles peuvent aussi contenir les composantes inverse et homopolaire sur la fréquence fondamentale (déséquilibre) et peuvent aussi contenir des harmoniques sur n'importe quelle fréquence. La détection de la composante directe fondamentale est nécessaire dans les applications de filtrage actif parallèle.

a. Circuit principal du détecteur :

La Figure I.16 montre le schéma fonctionnel de ce détecteur, les tensions v_a , v_b et v_c sont transformées au repère $\alpha\beta$ par la transformation de Clarke pour obtenir v_α et v_β , elles sont utilisées ensemble avec les courants auxiliaires i_α' et i_β' produits par le circuit PLL, pour calculer les puissances auxiliaires p' et q' . Il est supposé que les courants auxiliaires avec

n'importe qu'elles amplitudes sont dérivées seulement de la composante fondamentale I_{+1}' à la fréquence fondamentale détectée par la PLL :

$$\begin{cases} i_{\alpha}' = \sin(\omega_1 t) \\ i_{\beta}' = -\cos(\omega_1 t) \end{cases} \quad (\text{I. 24})$$

Une importante conclusion qu'on peut tirer à partir des équations des puissances réelles et imaginaires instantanées décrites en fonction des composantes symétriques de courant et de tension[28], est utile pour déterminer la composante fondamentale directe V_{+1} de la tension appliquée. De ces équations, il est possible de voir que seulement V_{+1} contribue aux valeurs moyennes de p' et q' . Deux filtres butterworth passe-bas de 5^{ème} ordre avec 20HZ comme fréquence de coupure sont utilisés pour obtenir les valeurs moyennes \bar{p}' et \bar{q}' . Les tensions v_{α}' et v_{β}' qui correspondent au V_{+1} de la tension appliquées sont calculées comme suit :

$$\begin{pmatrix} v_{\alpha}' \\ v_{\beta}' \end{pmatrix} = \frac{1}{i_{\alpha}'^2 + i_{\beta}'^2} \begin{bmatrix} i_{\alpha}' & -i_{\beta}' \\ i_{\beta}' & i_{\alpha}' \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \bar{p}' \\ \bar{q}' \end{pmatrix} \quad (\text{I. 25})$$

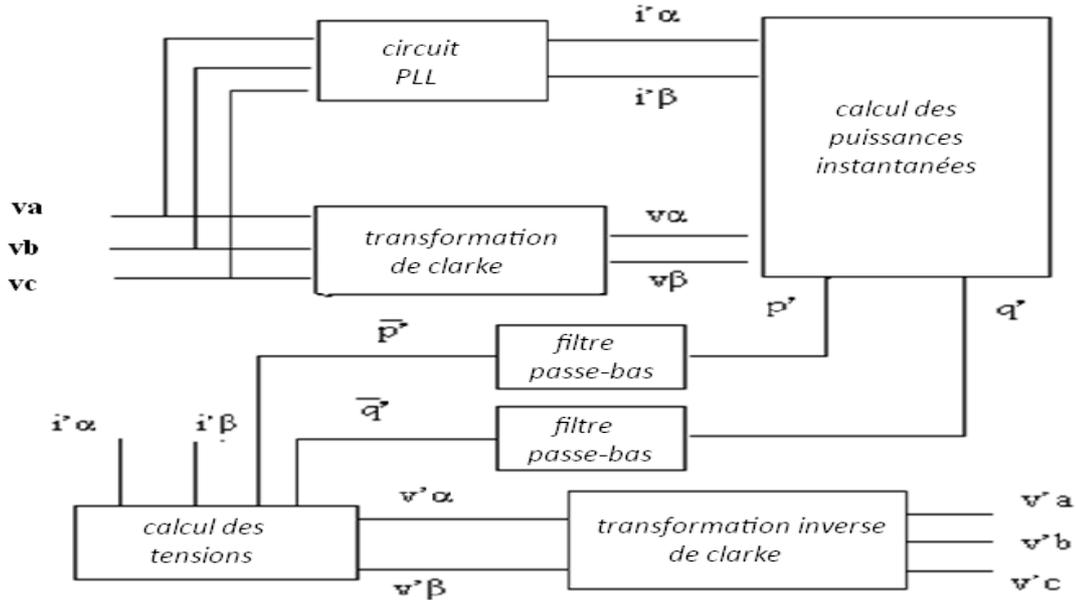


Figure I.16 Détecteur de la composante fondamentale directe.

b. Le circuit PLL :

La Figure 2.12 présente le circuit PLL utilisé pour déterminer la fréquence fondamentale, l'algorithme est basé sur l'expression de la puissance active instantanée fictive :

$$p_{3\varphi}' = v_a i_a' + v_b i_b' + v_c i_c' = v_{ab} i_a' + v_{cb} i_c' \quad (I.26)$$

En effet, cette expression n'a pas de rapport avec la puissance active du système de tensions appliquées, bien qu'elle puisse être considérée comme un variable à l'intérieur du PLL. C'est pour ça qu'elle est appelée puissance fictive.

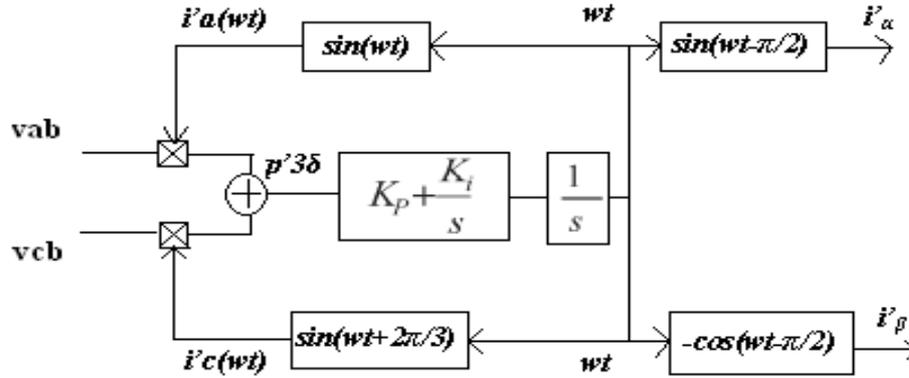


Figure I.17 Schéma fonctionnel de la PLL.

Le circuit peut aboutir à la stabilité seulement si l'entrée du régulateur PI a en régime permanent une valeur moyenne nulle :

$$p_{3\varphi}' = \bar{p}_{3\varphi}' = 3V_{+1}I_{+1}' \cos \varphi \quad (I.27)$$

Cette contrainte est réalisée seulement si la fréquence ω égale la fréquence du système et $i_a'(\omega t)$ devient orthogonal à la composante fondamentale directe des tensions v_a, v_b et v_c et la devance par 90° . Pour déterminer les paramètres du régulateur PI, on utilise la fonction de transfert [09] :

$$H(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (I.28)$$

Avec $\omega_n = \sqrt{K_i}$ et $\xi = \frac{K_p}{2\sqrt{K_i}}$.

Pour obtenir une bonne réponse, on a choisie $\xi = 0.35$ et $\omega_n = 70 \text{ rad/s}$. Cette méthode de détection a été testée dans des conditions très défavorables. La figure I.18 montre les résultats de détection qui sont très satisfaisants après un temps de réponse de 250 ms lié au temps de réponse du filtre passe-bas utilisé.

Régulation de la tension du bus continu :

Les tensions U_{dc1} et U_{dc2} aux bornes des deux condensateurs C1 et C2 doivent être maintenues à des valeurs constantes et égales. La régulation de cette tension s'effectue en absorbant ou en injectant la puissance active sur le réseau, ceci est réalisé le plus souvent par un régulateur proportionnel intégral PI qui à partir de l'écart entre la tension de référence $V_{réf}$ et mesuré $U_{dc1}+U_{dc2}$ génère une consigne de puissance $\Delta \bar{p}$ (Figure I.19) superposé à la puissance réelle qui force l'onduleur à générer un courant actif fondamental qui sert à corriger la variation d' U_{dc} .

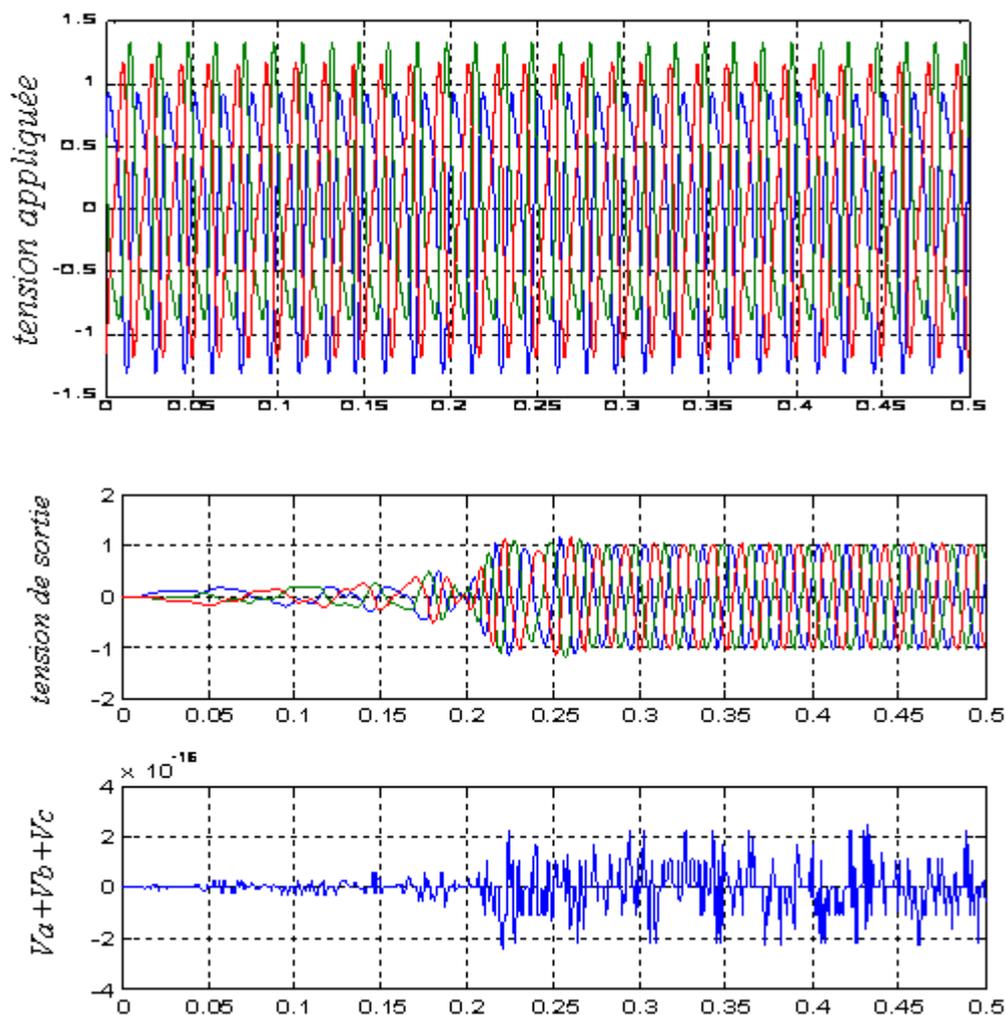


Figure I.18 détection de la composante fondamentale directe des tensions fortement perturbées.

La génération des signaux de commande :

La commande MLI pour le contrôle du courant est composée de deux boucles : une boucle externe de tension, et une boucle interne de courant [06] (Figure I.20). Elle met en œuvre d'abord un correcteur PI qui génère la tension de référence à l'onduleur (modulatrice) à partir de l'erreur de courant, celle-ci est ensuite comparée à un signal auxiliaire (porteuse) qui peut être en dents de scie ou triangulaire à fréquence fixe f_p suffisamment élevée par rapport à

la fréquence maximale de référence. Les points d'intersection des deux signaux détermineront les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs.

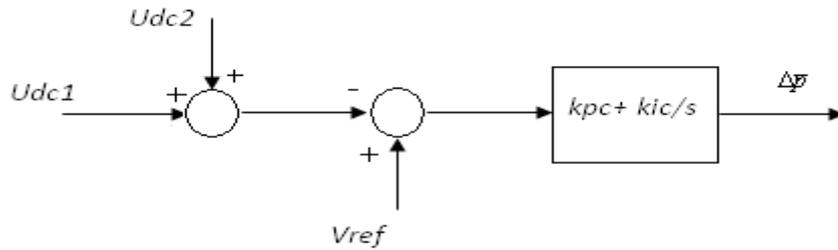
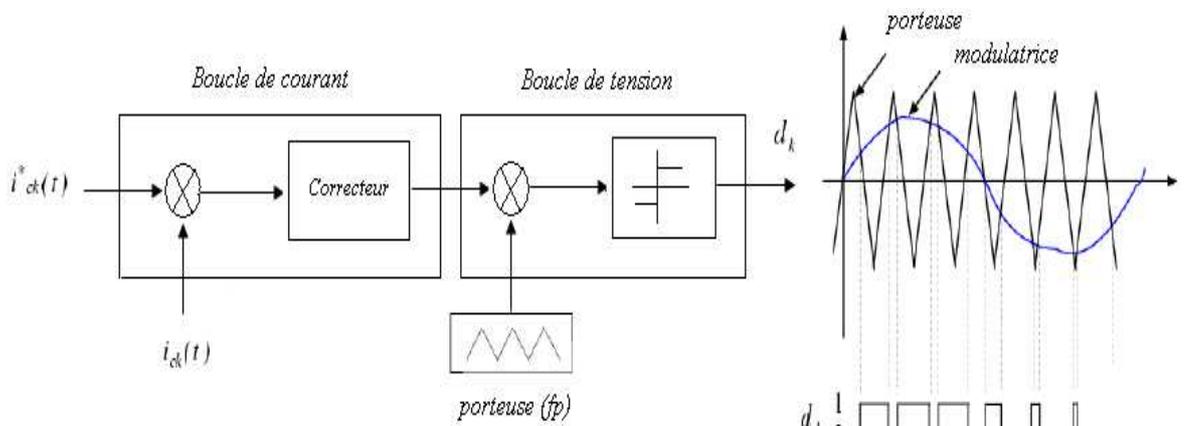


Figure I.19 Régulation de la tension du bus continu.



a. Structure de commande MLI.

b. Principe de fonctionnement.

Figure I.20 Principe de commande en courant par MLI.

Le schéma de la boucle de régulation du courant est illustré sur la Figure I.21. La fonction de transfert en boucle fermée de cet asservissement est :

$$H_{BF} = \frac{k_p s + k_i}{L_c s^2 + (r_c + k_p) s + k_i} \quad (I.29)$$

On peut mettre cette fonction sous la forme :

$$H_{BF} = \frac{(2\xi\omega_c - \frac{r_c}{L_c})s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (I.30)$$

On a choisi le coefficient d'amortissement ξ égal à 0.7, et la pulsation de coupure $\omega_c = 1/4$ de la pulsation de la MLI (fréquence de la MLI est de 10kHz).

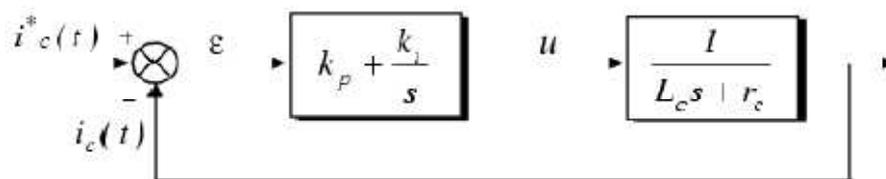


Figure I.21 Schéma de régulation de courant.

Simulation et interprétation des résultats :

La simulation est accomplie par le logiciel MATLAB/SimPowerSystems, avec comme objectif de compenser les perturbations de courant (Figure I.22) engendrées par la charge non-linéaire (pont redresseur : $R=1\Omega$, $L=2.2\text{mH}$, $I_d=500\text{ A}$) et garantir des courants de phases sinusoïdaux et équilibrés malgré la nature de la tension appliquée (Figure I.23) (taux de déséquilibre de $10\angle 90^\circ\%$, taux de distorsion d'harmonique de 14%). La partie continue de l'onduleur se compose de deux condensateurs $C_1=C_2=3\text{mF}$ et la partie alternative d'un filtre inductif ($R_c=0.1\Omega$, $L_c=2.6\text{mH}$), on a choisie la référence de tension $V_{\text{réf}}=800\text{ Volts}$, 400 Volts pour chaque condensateur.

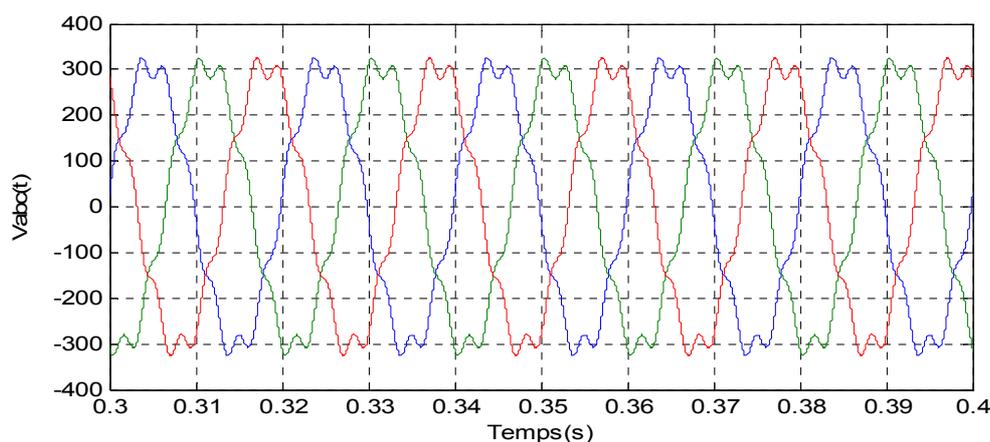


Figure I.22 Tensions appliquées par le réseau.

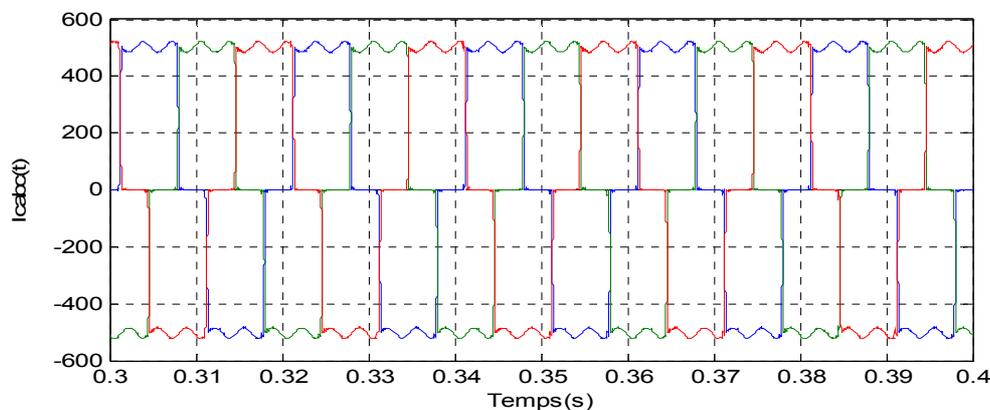
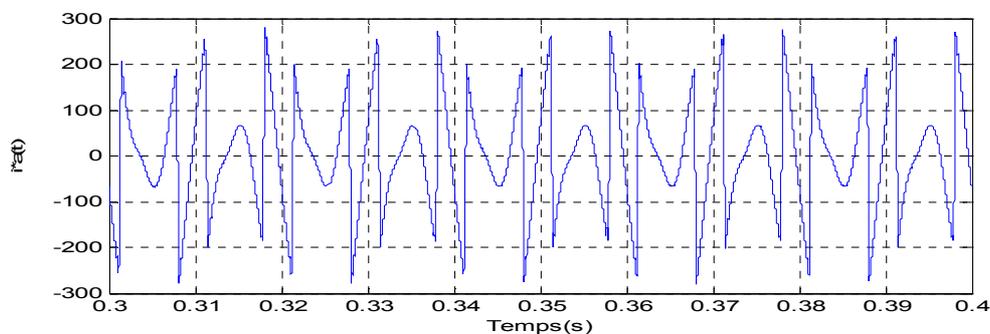
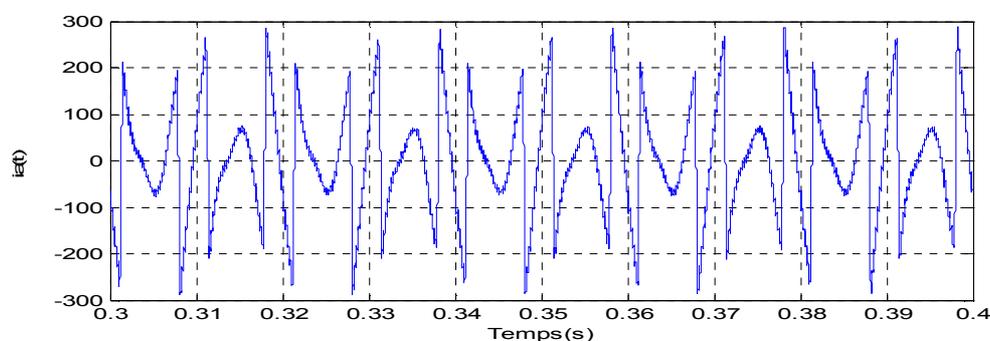


Figure I.23 Courant côté charge.

Les Figures I.23a et I.23b montrent le (courant de référence phase a) et le courant injecté par le filtre (courant de compensation phase a) respectivement où nous pouvons remarquer l'efficacité de la stratégie de commande du filtre qui a fidèlement reproduit le courant de référence, ce qui résulte en courants de source bien améliorés Figure I.24.



(a) Courant de référence.



(b) Courant de compensation.

Figure I.24 Courant de compensation injecté et courant de référence de la phase a.

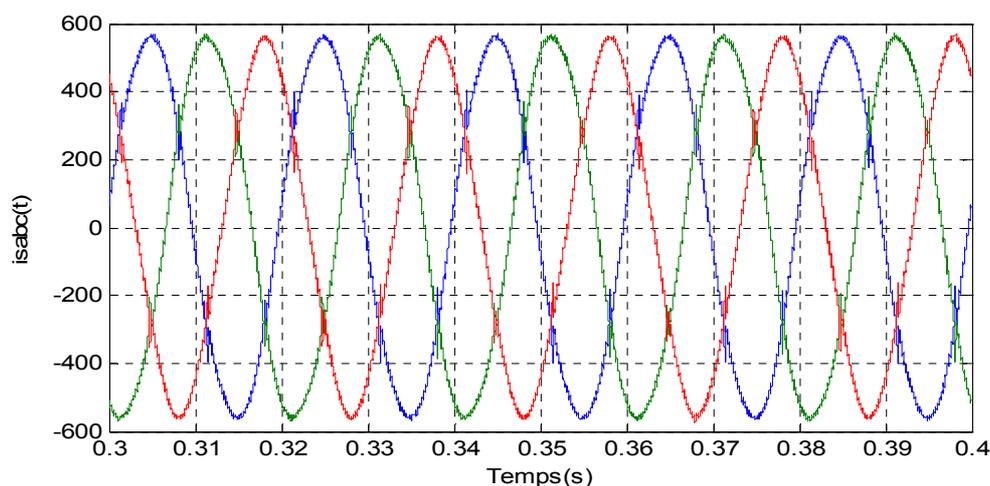


Figure I.25 Courant côté source.

I.5.2 Compensation des perturbations de tension :

Ce type de perturbation est causé par la circulation des courants harmoniques et déséquilibrés dans les réseaux électriques, pour dépolluer ces réseaux de ce type de perturbation, on peut limiter la circulation des courants perturbateurs en utilisant les solutions de filtrage précédentes dans le cas des perturbations de courant.

I.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux types de perturbations, ces origines et ces effets sur les réseaux électriques et les solutions les plus répondues.

Afin de limiter les effets de ces perturbations, des normes imposent aux utilisateurs, tertiaires et domestiques de limiter la prolifération de ces perturbations dans le réseau électrique. Ainsi et afin de répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes, le développement des systèmes de compensation adaptatifs est favorisé. Notre travail porte sur le filtre actif parallèle en tant que solution de dépollution, en raison de ses bonnes performances en compensation.

CHAPITRE II

Modélisation et simulation de la machine
asynchrone.

II.1 Introduction :

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité.

Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la machine asynchrone, cette machine fonctionne en moteur, dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante.

II.2 Constitution :

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représentant la partie statique de la machine est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinés trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit [20]. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté.

II.3 Modélisation de la machine asynchrone :

II.3.1 Modèle transitoire :

Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire. Nous expliquerons par la suite les grandes étapes et les résultats issus de la modélisation [34].

II.3.1.1 Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [12], [38] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.

- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétique.

II.3.1.2 Représentation de la machine dans l'espace électrique :

La MAS triphasée est représenté schématiquement par la Figure 2.1. Elle est munie de six enroulements [39] :

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

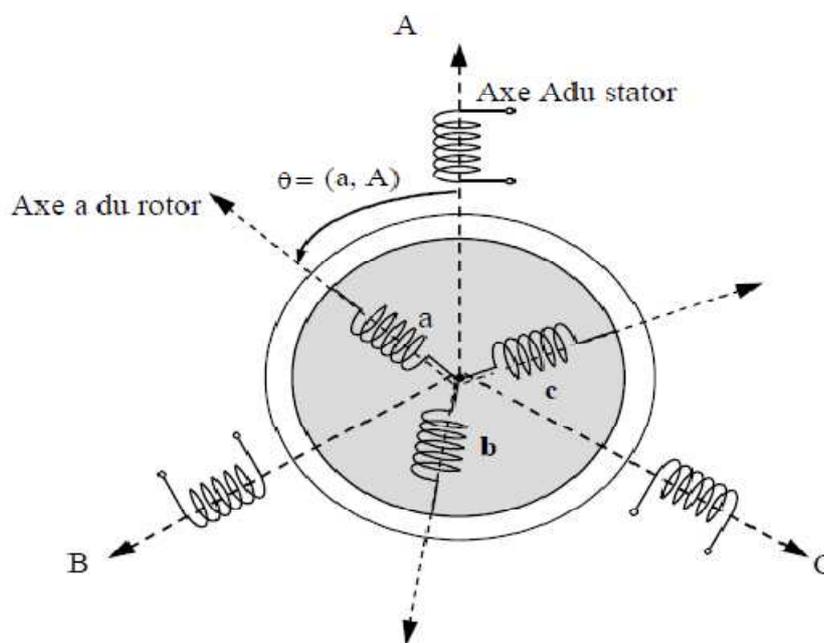


Figure II.1 Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.

Telle que :

A, B, C : correspondent aux trois phases du stator.

a, b, c : correspondent aux trois phases du rotor.

II.3.1.3 Equations électriques :

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représenté schématiquement par la Figure 3.1 et dont les phases sont les repères, respectivement, A, B, C et a, b, c. L'angle électrique (θ) variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases A et a choisis comme axes de référence.

La machine est alors représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{ABC}] &= R_s [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}] \\ [V_{abc}] &= R_r [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \end{aligned} \quad (2.1)$$

R_s ; R_r : est respectivement résistance statorique et résistance rotorique.

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{aligned} [\phi_{ABC}] &= [L_s][i_{ABC}] + [M_{sr}][i_{abc}] \\ [\phi_{abc}] &= [L_r][i_{abc}] + [M_{rs}][i_{ABC}] \end{aligned} \quad (2.2)$$

$[L_s]$, $[L_r]$: représentent respectivement les matrices d'inductances statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$: correspond à la matrice des inductances mutuelles stator, rotor.

Les quatre matrices sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} [L_s] &= \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}, \\ [M_{sr}] &= [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les flux sont liés aux courants par un système de six équations à six inconnus, On obtient finalement :

$$\begin{aligned} [V_{ABC}] &= R_s [i_{ABC}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [i_{abc}] \} \\ [V_{abc}] &= R_r [i_{abc}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] [i_{ABC}] \} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Il est clair que l'écriture de $[V_{ABC}]$ et $[V_{abc}]$ en fonction des courants conduit à un système d'équation dont les coefficients sont variables dans le temps ; d'où la complexité de leur résolution, pour résoudre ce problème, on a recourt à la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

II.3.1.4 Application de la transformation de Park à la M.A.S :

Quelque soit le type de machine et quels que soient les enroulements disposés au rotor, les relations entre le flux et le courant font intervenir l'angle qui caractérise la position instantanée du rotor par rapport au stator.

Suivant les équations décrites ci-dessus, la variation des inductances en fonction de la vitesse de rotation présente un problème de non linéarités. On peut surmonter ce problème en utilisant un changement de variable connu sous le nom de *transformation de Park*, cette technique consiste à exprimer les enroulements réels dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires (*od*, *et oq*), *od* étant caractérisé par la variable angulaire (θ) qu'elle fait avec l'axe de phase A, et *oq* étant disposé quadratiquement en arrière, cette transformation est définie par la matrice de Park(35) :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Les composantes relatives et réelles sont liées par :

$$[x_{dq0}] = [p(\theta)][x_{ABC}] \quad (2.5)$$

II.3.1.5 Modèle de la M.A.S dans le référentiel de Park :

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d, q) lié au champ tournant. Donc, on prend en considération :

$\omega_s = \dot{\theta}_s$: Pulsation statorique.

$\omega_r = \dot{\theta}_r$: Pulsation rotorique.

$\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p\Omega$. Avec ω : Pulsation mécanique.

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} \\ V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega_r \phi_{dr} \end{aligned} \quad (2.7)$$

II.3.1.6 Equations magnétiques :

La composante des flux statoriques et rotoriques sont données par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (2.9)$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad (2.10)$$

En posant :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}, \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

La dernière relation montre que les vitesses angulaires repère $d; q$ par rapport aux repères statorique et rotorique liées rigidement à la vitesse angulaire du rotor Ω , ne sont pas des grandeurs indépendantes.

II.3.1.7 Equations mécaniques :

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (2.11)$$

f_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

Ω : Vitesse mécanique du moteur.

C_e : Le couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique de la machine est donné par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (2.12)$$

II.3.1.8 Modèle de la machine en vue de sa simulation :

On choisit les variables d'état comme suit :

- Les flux ($\phi_{dr}; \phi_{qr}$) et les courants ($i_{ds}; i_{qs}$) comme variables d'état.
- Les tensions ($V_{ds}; V_{qs}$) comme variables de commande.

On pose $x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T$; $u = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$.

Alors, le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension dans un repère ($d; q$) tournant à la vitesse synchrone ω_s :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\gamma i_{ds} + \omega_s i_{qs} + (k/T_r) \phi_{dr} + \omega k \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \gamma i_{qs} - \omega k \phi_{dr} + (k/T_r) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.14)$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_r}$, $k = \frac{M}{\sigma L_r L_s}$ et $\gamma = \frac{R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}$ avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$.

Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone à partir des équations (2.13) et (2.14) est la suivante :

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= -\gamma + \omega_s x_2 + (k/T_r) x_3 + \omega k x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_1 \\ \frac{dx_2}{dt} &= -\omega_s x_1 - \gamma x_2 - \omega k x_3 + (k/T_r) x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_2 \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{dx_3}{dt} &= \frac{M}{T_r} x_1 + 0x_2 - \frac{1}{T_r} x_3 + (\omega_s - \omega_r) x_4 \\ \frac{dx_4}{dt} &= 0x_1 + \frac{M}{T_r} x_2 - (\omega_s - \omega_r) x_3 - \frac{1}{T_r} x_4 \end{aligned}$$

II.3.1.9 Simulation de la machine :

A partir du modèle d'état (2.15), on effectue une simulation numérique, les grandeurs réelles sont déduits par application de la transformation inverse de Park, la machine est alimentée par un système de tensions tri phases équilibrées de valeur efficace de 220 (volt) ; le repère ($d; q$) est lié au champ tournant, on contentera de présenter les courants statorique, les flux rotorique dans le repère ($d; q$).

On effectue un démarrage à vide puis application d'une perturbation de charge nominale. La machine est couplée directement au réseau.

Les paramètres du moteur asynchrone sont :

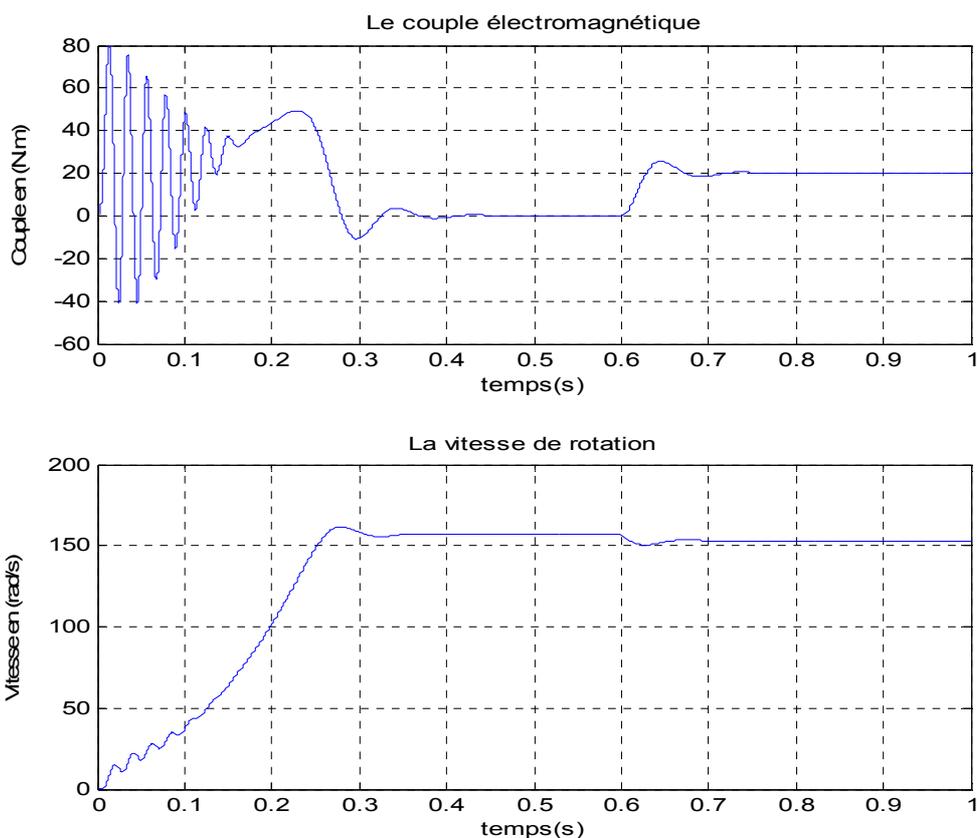
Symboles	description	Valeur
R_s	Résistance statorique	1 (Ω)
R_r	Résistance rotorique	0.093 (Ω)
L_s	Inductance statorique	0.191 (H)

L_r	Inductance rotorique	0.0159 (H)
M	Inductance Mutuelle	0.052 (H)
J	Inertie du moteur	0.05 Kg.m ²
f_r	Coefficient de frottement	0.0001 m.s /rad
p	Nombre de paires de pôles	2

Tableau.2 Paramètres du moteur asynchrone.

Les résultats de simulation sont donnés aux Figures (2.2) et (2.3), le démarrage sous pleine tension permet d'avoir un établissement à $t=0.33s$, d'autre part, on remarquera un fort appel des courants qui atteignent 60A.

L'introduction d'une charge provoque une diminution de la vitesse qui prend en régime établi la valeur (157 rad/s) qui se traduit par un glissement supplémentaire de la machine, d'autre part, quant aux courants, couple et flux subissent une augmentation remarquable.



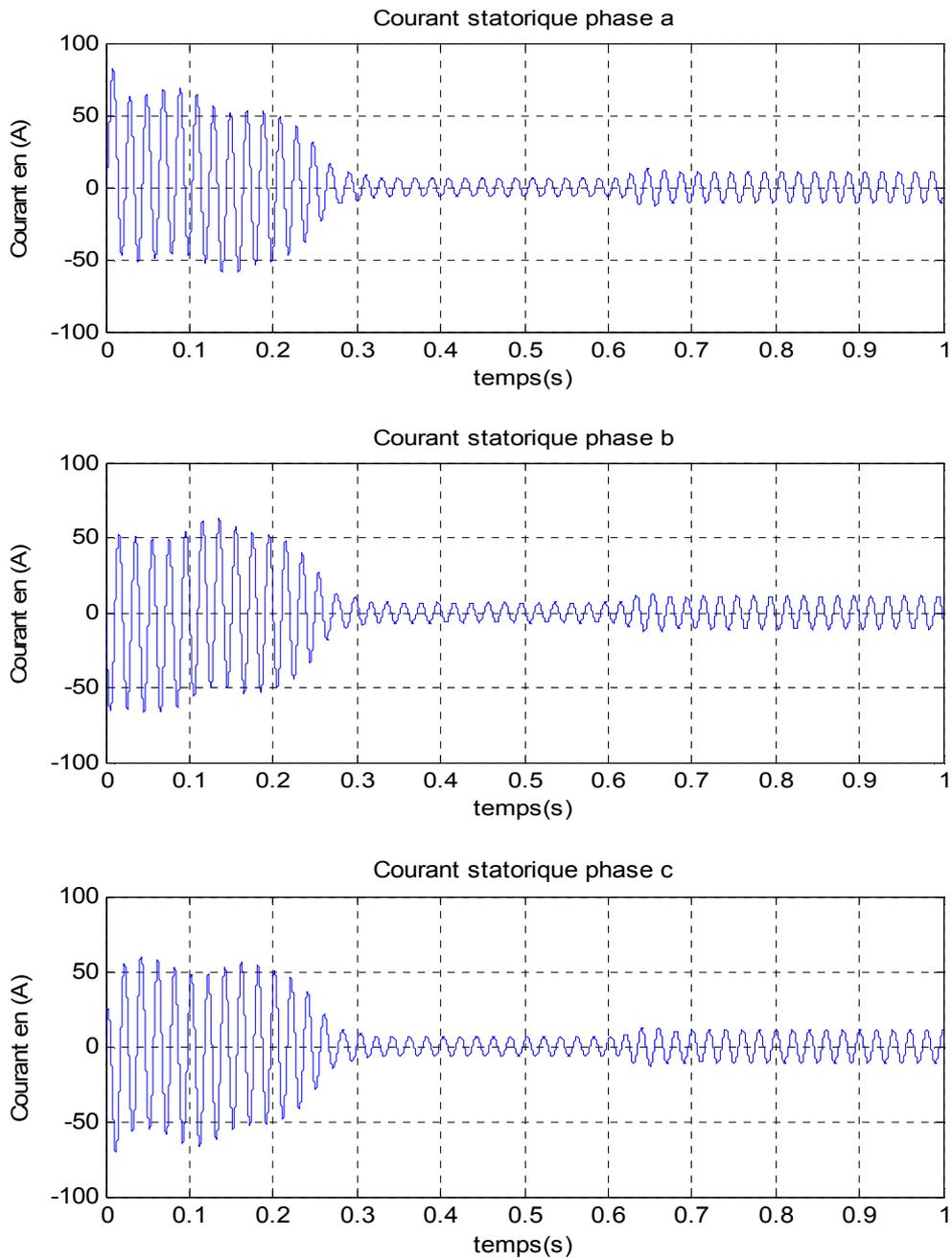
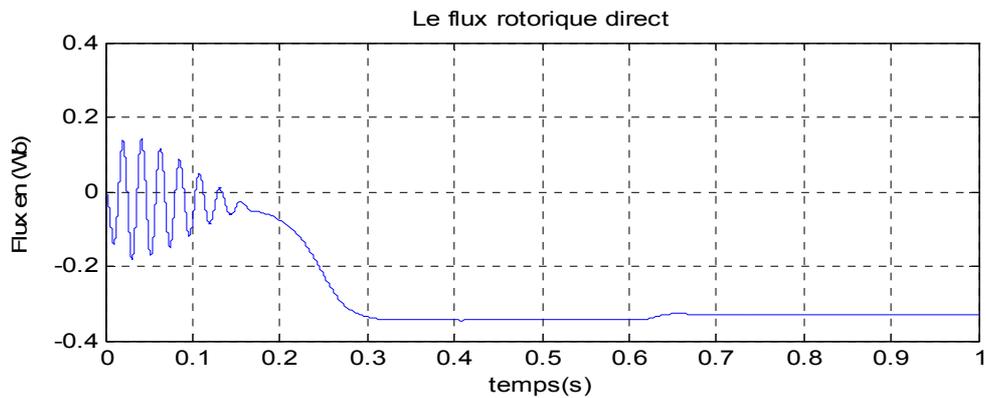


Figure II.2 Réponse dynamique de la vitesse, le couple et les courants statoriques.



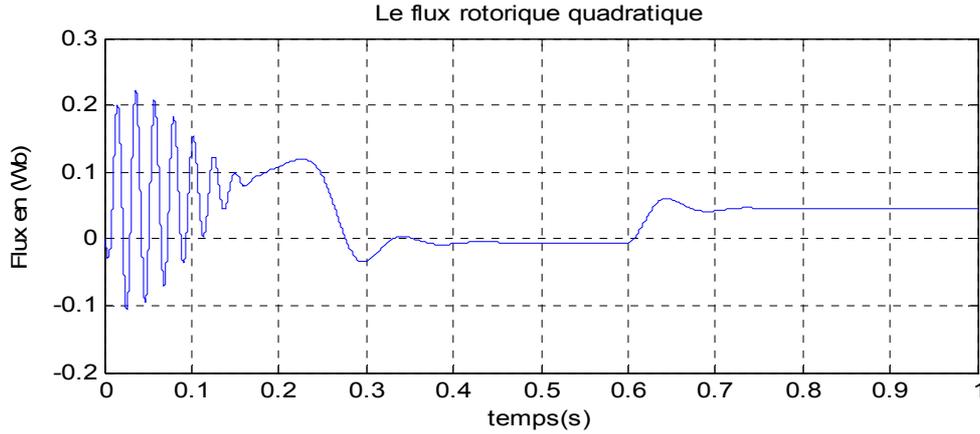


Figure II.3 Les composantes des flux rotoriques.

II.3.2 Modèle en régime permanent :

Si le modèle en régime transitoire nous offre une bonne compréhension de la fonctionnement de la machine à partir des simulations établies, le circuit équivalent élaboré à partir du modèle en régime permanent nous permet d'acquérir une meilleure connaissance du comportement du moteur.

II.3.2.1 Etude en régime permanent :

Supposons que la source est équilibrée, les tensions d'alimentation sont :

$$\begin{cases} V_A = V \cos(\omega_s t) \\ V_B = V \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_C = V \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.16)$$

On est toujours en régime permanent en fixant le repère dq au champ tournant :

$$\begin{cases} V_{ds} = V \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ V_{qs} = V \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = V \\ V_{qs} = 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

En introduisant la notation complexe, on peut écrire :

$$\bar{V}_s = V_{ds} + jV_{qs} = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) - \omega_s(\phi_{qs} - j\phi_{ds}) \quad (2.19)$$

$$\bar{V}_s = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) + j\omega_s(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) \quad (2.20)$$

D'où :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \quad (2.21)$$

Mais comme on est en régime permanent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \quad (2.22)$$

Et

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\phi}_r \quad (2.23)$$

Avec $\omega_r = g\omega_s$.

II.3.2.2 Modèle à inductances couplées :

En remplaçant les équations des flux :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = M \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r \end{cases} \quad (2.24)$$

Dans les relations (2.22) et (2.23) on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jM \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \end{cases} \quad (2.25)$$

On en déduit un schéma de la Figure 2.4 aux inductances couplées :

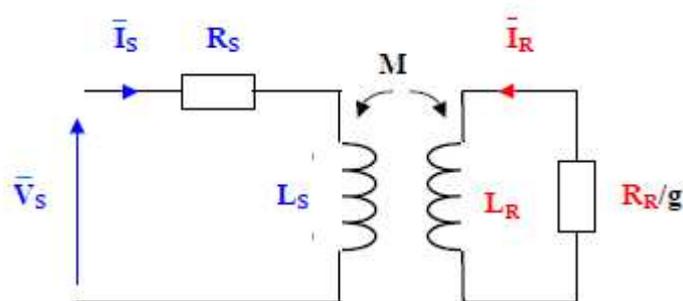


Figure II.4 Circuit équivalent aux inductances couplées.

II.3.2.3 Modèle à inductances réparties :

Les équations (2.25) peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s(L_s - M)\bar{I}_s + jM\omega_s(\bar{I}_r + \bar{I}_s) \\ 0 = \frac{R_r}{g}\bar{I}_r + j\omega_s(L_r - M)\bar{I}_r + jM\omega_s(\bar{I}_s + \bar{I}_r) \end{cases} \quad (2.26)$$

Ces équations permettent de dessiner le schéma de la Figure 2.5 ci-dessous :

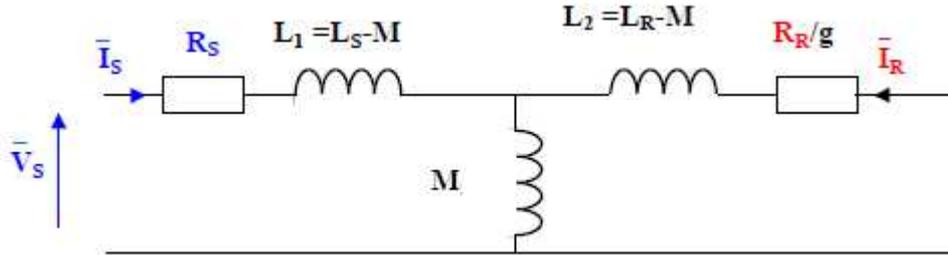


Figure II.5 Circuit équivalent aux inductances réparties.

II.3.2.4 Modèle à fuites totalisées au rotor :

Pour ce faire, on pose [12]:

$$N_r = L_r \sigma = L_r - \frac{M^2}{L_s} \quad (2.27)$$

$$\begin{cases} N_r' = N_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ R_r' = R_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ \bar{I}_r' = \bar{I}_r \left(\frac{M}{L_s}\right) \end{cases} \quad (2.28)$$

Alors, en partant des équations (2.25), on peut écrire :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_r' = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r')$$

$$0 = \left(\frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s\right) \frac{L_s}{M} = \frac{R_r L_s}{g M} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r - \bar{I}_r')$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{I}_r - jL_s \omega_s \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r')$$

$$0 = \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r' + jN_r' \omega_s \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r')$$

On obtient donc les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \\ 0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + jN'_r \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \end{cases} \quad (2.29)$$

Ce qui nous permet d'obtenir le schéma suivant Figure 2.6:

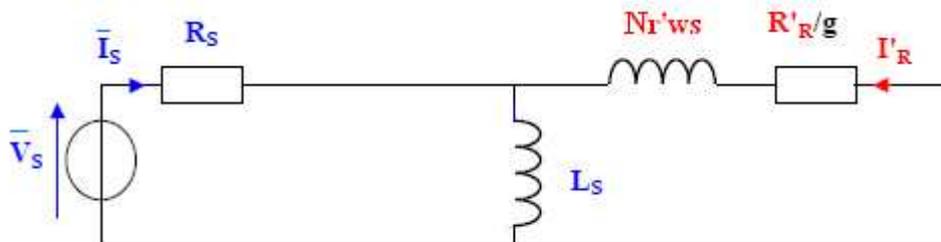


Figure II.6 Circuit équivalent avec fuites totalisées au rotor.

II.3.2.5 Puissances électrique, mécanique et thermique :

Dorénavant, on va considérer le circuit équivalent aux inductances réparties :

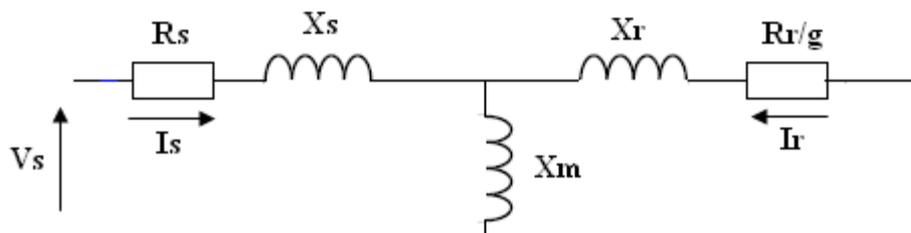


Figure II.7 Circuit équivalent par phase de la machine asynchrone.

Avec :

V_s : Tension d'alimentation.

R_s : Résistance statorique par phase.

X_m : Réactance mutuel par phase.

R_r : Résistance rotorique par phase.

X_r : Réactance rotorique par phase.

g : Glissement.

D'après la Figure 2.7, on peut calculer l'impédance totale de la machine :

$$Z_s = \frac{\xi + j\sigma}{R_r + jgX_{rr}} \quad (2.30)$$

Où ξ et σ sont des variables de transition et sont données par :

$$\xi = R_r R_s + g(X_m^2 - X_{ss} X_{rr}) \quad (2.31)$$

$$\sigma = R_r X_{ss} + gR_s X_{rr} \quad (2.32)$$

Dans laquelle $X_{rr} = X_m + X_r$ et $X_{ss} = X_m + X_s$.

Le courant statorique est donné par cette expression :

$$I_s = \frac{V_s (R_r + jgX_{rr})}{\xi + j\sigma} \quad (2.33)$$

La valeur absolue du courant statorique est :

$$|I_s| = V_s \sqrt{\frac{R_r^2 + g^2 X_{rr}^2}{\xi^2 + \sigma^2}} \quad (2.34)$$

Le courant rotorique :

$$I_r = \frac{V_s \cdot jgX_m}{\xi + j\sigma} \quad (2.35)$$

Sa valeur absolue est :

$$|I_r| = V_s \cdot gX_m \cdot \frac{1}{\sqrt{\xi^2 + \sigma^2}} \quad (2.36)$$

Les pertes joule dissipées dans le rotor sont calculées comme suit :

$$P_{jr} = 3 \cdot |I_r|^2 R_r = 3 \cdot \frac{V_s^2 g^2 X_m^2}{\xi^2 + \sigma^2} R_r \quad (2.37)$$

La puissance fournie au rotor :

$$P_r = \frac{P_{jr}}{g} = 3 \cdot \frac{V_s^2 g X_m^2}{\xi^2 + \sigma^2} R_r \quad (2.38)$$

La puissance mécanique fournie à la charge :

$$P_{mc} = P_r - P_{jr} = P_r (1 - g) = 3 \cdot V_s^2 X_m^2 g \frac{1 - g}{\xi^2 + \sigma^2} R_r \quad (2.39)$$

Le couple développé par le moteur est :

$$T = \frac{P_{mc}}{\omega} = \frac{P_r}{\omega_s} = 3 \cdot V_s^2 g X_m^2 \cdot \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{1}{\xi^2 + \sigma^2} \cdot R_r \quad (2.40)$$

Les pertes joules dissipées dans le stator :

$$P_{js} = 3 \cdot |I_s|^2 R_s = 3 \cdot V_s^2 \cdot \frac{R_r^2 + g^2 X_{rr}^2}{\xi^2 + \sigma^2} \cdot R_s \quad (2.41)$$

Les équations de (2.30) à (2.41) décrivent le rendement de la machine asynchrone quand il est sujet à une tension sinusoïdale et équilibrée.

II.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation et la simulation de la machine asynchrone à cage, Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction; par contre son modèle est fortement non linéaire. Le processus de démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide et en charge. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé.

A partir du modèle en régime transitoire, on a établie différents schémas équivalents de la machine asynchrone. Le circuit équivalent va nous aider à mieux comprendre le comportement et le rendement de la machine dans les différentes conditions de fonctionnement.

CHAPITRE III

Performance de la machine asynchrone
en présence des perturbations.

III.1 Introduction :

Le nombre des applications utilisant les moteurs à induction avec les convertisseurs statiques comme moyens d'alimentation ne cesse d'augmenter. Presque invariablement, quand un moteur est excité par un convertisseur statique, il est sujet à une tension de forme d'onde non sinusoïdale [31], et la présence des harmoniques dans cette tension appliquée entraîne la présence des courants harmoniques. Ces courants mènent le plus souvent à des pertes supplémentaires et sur réchauffement du moteur [29].

Presque le même effet est constaté avec la présence de la composante inverse dans la tension d'alimentation, sauf que pour un petit taux de déséquilibre de tension, on a pour conséquence un taux considérable de déséquilibre de courant [29].

Dans ce chapitre, on étudiera les performances du moteur à induction en présence de ces deux perturbations, en déduisant les courants, les puissances, les pertes supplémentaires et les couples.

III.2 Moteur asynchrone en présence des harmoniques :

III.2.1 Méthode d'analyse :

Les formes d'ondes des tensions produites par des convertisseurs statiques se composent souvent d'une série de signaux discrets. La Figure 3.1 montre deux formes d'onde typiques. La Figure 1. (a) illustre une forme d'onde de trois niveaux (trois changements d'amplitude en valeurs absolues en 360 degrés électriques) qui est tout à fait identique aux ondes issues d'un onduleur triphasé.

La figure 1. (b) illustre une onde composée d'une série de pulsations, le nombre et la largeur de ces pulsations varient pour contrôler la composante fondamentale de la tension de sortie. Cette forme d'onde est du type souvent produit par des onduleurs commandés en MLI (Modulation de Largeur d' Impulsion).

Ces formes d'ondes, comme on peut constater, ont quelques caractéristiques en commun. Elles sont périodiques et ont un nombre fini des pics (positives et négatives) et de nombre fini de discontinuités dans une période donnée, ce qui rendent ces ondes décomposables en séries de Fourier. Supposons que ces ondes sont connues et que leurs composantes en séries de Fourier sont obtenues :

$$v_a = V_{1m} \sin \omega t + V_{5m} \sin 5 \omega t + V_{7m} \sin 7 \omega t + \dots + V_{km} \sin k \omega t \quad (3.1)$$

$$v_b = V_{1m} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{5m} \sin 5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{7m} \sin 7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \dots \\ + V_{km} \sin k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.2)$$

$$v_c = V_{1m} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{5m} \sin 5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{7m} \sin 7\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \dots + V_{km} \sin k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.3)$$

Où V_{1m}, V_{5m} etc sont les valeurs crêtes.

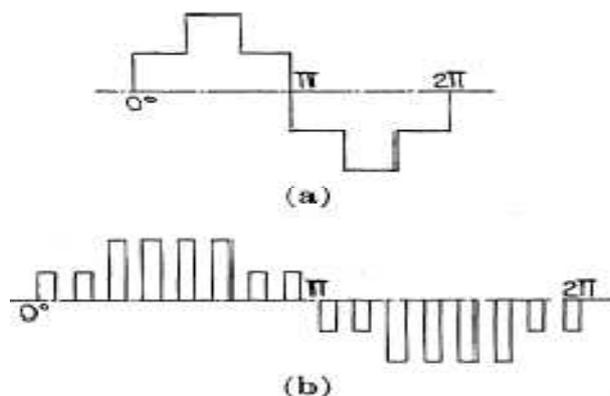


Figure III.1 Formes d'ondes des tensions non sinusoïdales.

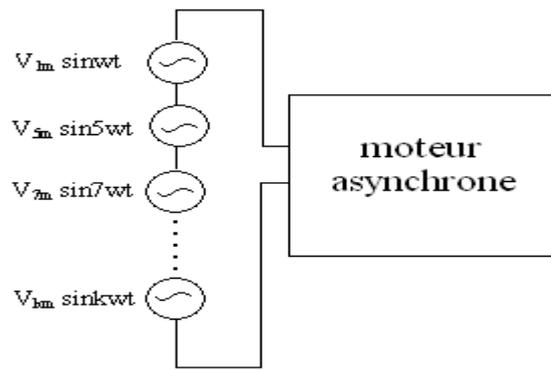
Les équations (3.2) et (3.3) peut être simplifiées :

$$v_b = V_{1m} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{5m} \sin\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{7m} \sin\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \dots + V_{km} \sin k \quad (3.4)$$

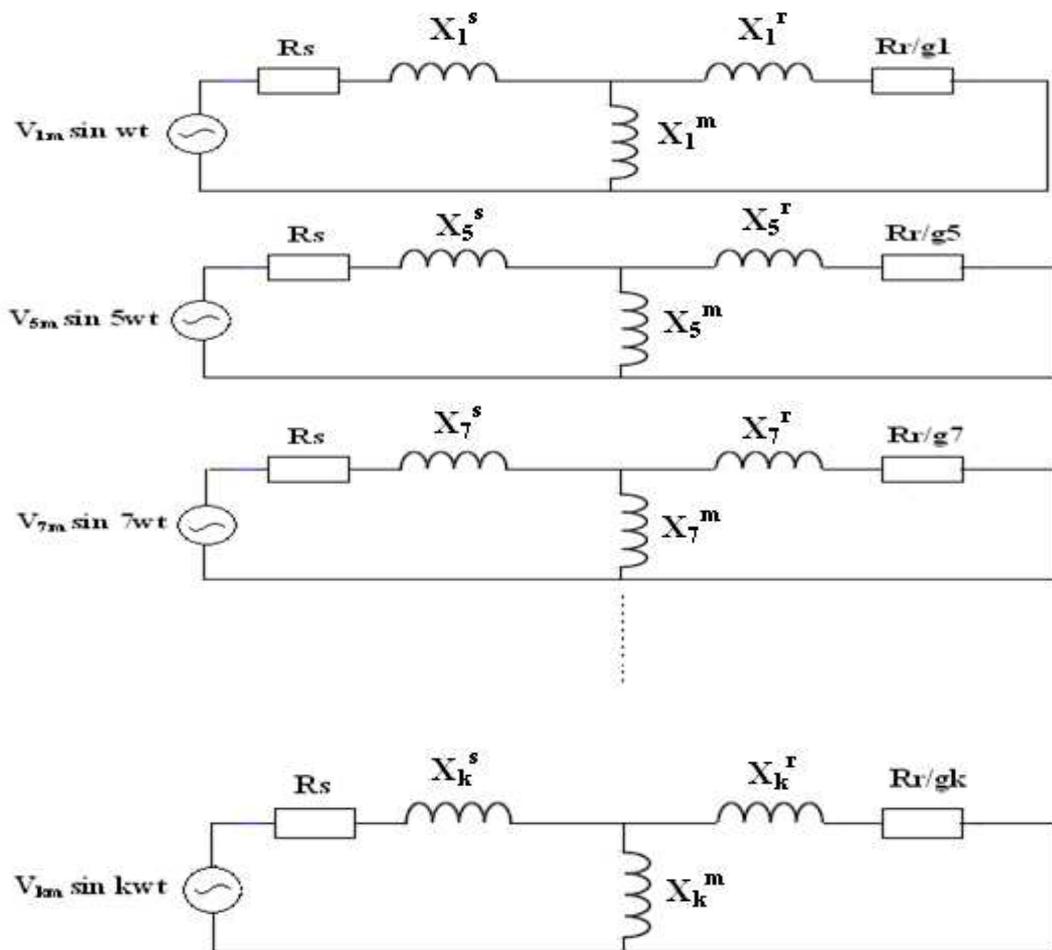
$$v_c = V_{1m} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{5m} \sin\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{7m} \sin\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \dots + V_{km} \sin\left(k\omega t \mp \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.5)$$

Ces équations sont les plus fréquemment rencontrées avec la machine asynchrone triphasée. Elles ne comprennent ni les harmoniques paires ni les harmoniques divisibles par trois. Ce sont ces équations qu'on va prendre en compte dans notre étude.

On peut procéder à l'analyse des performances de la machine comme s'il y a une série de sources tous connectées en série pour alimenter le moteur comme montré à la Figure 3.2(a), chaque source représente un des termes des équations (3.1), (3.4) et (3.5) pour chaque phase. Le circuit équivalent du moteur à induction est très utile pour l'analyse des performances et l'étude de la fiabilité du moteur en régime établi. Donc chaque composante harmonique du courant sera indépendante de tous les autres, une série de circuit équivalent indépendant l'un de l'autre, un pour chaque harmonique, peut être utilisé pour l'analyse. La disposition des circuits équivalents est montrée sur la figure 3.2(b).



(a)



(b)

Figure III.2 (a) Alimentation non sinusoïdale du moteur à induction (phase a).
 (b) Circuit équivalent du moteur asynchrone avec alimentation non sinusoïdale.

III.2.2 Circuit équivalent :

Le circuit équivalent d'une phase de la machine asynchrone en présence des harmoniques est montré sur la Figure 3.3 :

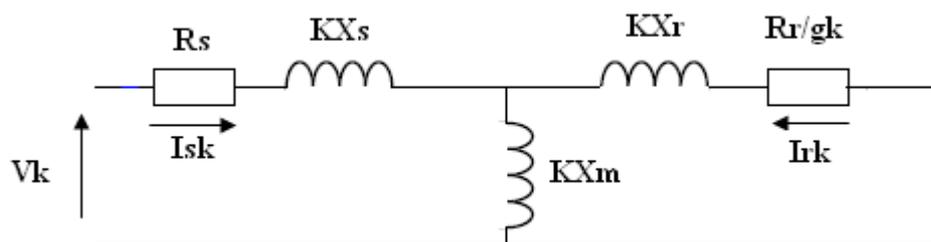


Figure III.3 Circuit équivalent par phase d'un moteur asynchrone.

Dans cette figure, k est l'ordre de l'harmonique, g_k est le glissement à la $k^{\text{ème}}$ harmonique, les équations (3.1), (3.4) et (3.5) indiquent que la $5^{\text{ème}}$ harmonique de tension a une séquence de phase négative, tandis que la $7^{\text{ème}}$ harmonique a une séquence positive tout comme la fondamentale [32]. Évidemment, la $5^{\text{ème}}$ harmonique créera un flux dans l'entrefer qui tournera en direction inverse par rapport au flux créé par la fondamentale et aussi par la $7^{\text{ème}}$ harmonique.

La vitesse de l'harmonique du $k^{\text{ème}}$ ordre est k fois la vitesse synchrone fondamentale n_1 :

$$n_k = kn_1 \quad (3.6)$$

La fréquence des harmoniques est k fois la fréquence fondamentale :

$$f_k = kf_1 \quad (3.7)$$

Mathématiquement, le glissement à la $k^{\text{ème}}$ harmonique est donné par :

$$g_k = \frac{kn_1 \mp n}{kn_1} \quad (3.8)$$

Où les signes négative et positive se rapportent à la rotation en avant et en arrière du champ, en substituant $n/n_1 = (1 - g)$ dans l'équation (3.8) et en simplifiant :

$$g_k = \frac{(k - 1) + g_1}{k} \quad (3.9)$$

$$g_k = \frac{(k + 1) - g_1}{k} \quad (3.10)$$

Les glissements dus aux composantes harmoniques sont donnés par les tableaux 3.1 et 3.2 quand g_1 est égal à 0, 0.045 et 1. On a trouvé que les glissements dus aux harmoniques sont proches de 1 pour différents vitesse du moteur à partir de la vitesse synchrone jusqu'à l'arrêt.

g_1	Les glissements dus aux harmoniques g_k (rotation avant)							
	7 ^{ème}	13 ^{ème}	19 ^{ème}	25 ^{ème}	31 ^{ème}	37 ^{ème}	43 ^{ème}	49 ^{ème}
0	0.837	0.923	0.947	0.96	0.968	0.973	0.977	0.98
0.045	0.864	0.927	0.95	0.962	0.969	0.974	0.978	0.981
1	1	1	1	1	1	1	1	1

Tableau 3. Les glissements pour la rotation en avant.

g_1	Les glissements dus aux harmoniques g_k (rotation arrière)							
	5 ^{ème}	11 ^{ème}	17 ^{ème}	23 ^{ème}	29 ^{ème}	35 ^{ème}	41 ^{ème}	47 ^{ème}
0	1.2	1.091	1.039	1.043	1.034	1.029	1.024	1.021
0.045	1.191	1.087	1.056	1.042	1.033	1.027	1.023	1.02
1	1	1	1	1	1	1	1	1

Tableau 4. Les glissements pour la rotation en arrière.

La formule du couple dû à l'harmonique de $k^{\text{ème}}$ ordre est données par :

$$T_k = \frac{P_{kr}}{\omega_k} = \frac{P_{kjr}}{\omega_k} = \frac{3 \cdot |I_{kr}|^2 R_r}{\omega_k g_k} \quad (3.11)$$

Où :

I_{kr} : Le courant rotorique dû à la $k^{\text{ème}}$ harmonique.

ω_k : La vitesse de rotation due à la $k^{\text{ème}}$ harmonique.

P_{kr} : Puissance fournies au rotor due à la $k^{\text{ème}}$ harmonique.

P_{kjr} : Pertes joules au rotor dû à la $k^{\text{ème}}$ harmonique.

La vitesse de rotation ω_k est calculée comme suit :

$$\omega_k = \frac{2\pi n_k}{60} = \frac{2\pi k n_1}{60} = k \frac{2\pi n_1}{60} = k\omega_1 \quad (3.12)$$

Le courant statorique de la k^{ème} harmonique est :

$$I_{ks} = \frac{V_k}{R_s + jkX_s + \frac{\left(\frac{R_r}{g_k} + jkX_r\right)(jkX_m)}{\frac{R_r}{g_k} + jk(X_r + X_m)}} \quad (3.13)$$

Le courant rotorique de la k^{ème} harmonique est :

$$I_{kr} = \frac{jkX_m}{\frac{R_r}{g_k} + jk(X_r + X_m)} \cdot I_{ks} \quad (3.14)$$

Substituons (3.12) et (3.14) en (3.11), la formule du couple est donnée comme suit [21] :

$$T_k = \frac{3R_r \left| \frac{jkX_m}{\frac{R_r}{g_k} + jk(X_r + X_m)} \right|^2 I_{ks}^2}{k\omega_1 g_k} \quad (3.15)$$

Parce que g_k est proche de 1, R_r/g_k est négligeable devant $k(X_r + X_m)$, la formule simplifiée du couple est donnée par :

$$T_k = \frac{3 \cdot |I_{kr}|^2 R_r}{\omega_k g_k} \approx \frac{3R_r I_{ks}^2}{k\omega_1 g_k} = \frac{3R_r}{\omega_1} \frac{I_{ks}^2}{(kg_k)} \quad (3.16)$$

III.2.3 Puissances électrique, mécanique et thermique :

En se référant à la Figure 3.3. Pour chaque harmonique de tension, l'impédance totale du moteur est :

$$Z_{ks} = \frac{\xi_k + j\sigma_k}{R_r + jg_k k X_{rr}} \quad (3.17)$$

Où ξ_k et σ_k sont des variables de transition et sont données par :

$$\xi_k = R_r R_s + g_k k^2 (X_m^2 - X_{ss} X_{rr}) \quad (3.18)$$

$$\sigma_k = k R_r X_{ss} + g_k k R_s X_{rr} \quad (3.19)$$

Le courant statorique dû à l'harmonique d'ordre 5 :

$$I_{ks} = \frac{V_k(R_r + jg_k^2 k X_{rr})}{\xi_k + j\sigma_k} \quad (3.20)$$

La valeur absolue du courant statorique est :

$$|I_{ks}| = V_k \sqrt{\frac{R_r^2 + g_k^2 k^2 X_{rr}^2}{\xi_k^2 + \sigma_k^2}} \quad (3.21)$$

Le courant rotorique :

$$I_{kr} = \frac{V_k \cdot jg_k k X_m}{\xi_k + j\sigma_k} \quad (3.22)$$

Sa valeur absolue :

$$|I_{kr}| = V_k \cdot g_k \cdot k X_m \cdot \frac{1}{\sqrt{\xi_k^2 + \sigma_k^2}} \quad (3.23)$$

Les pertes joule dissipées dans le rotor sont calculées comme suit :

$$P_{kjr} = 3 \cdot |I_{kr}|^2 R_r = 3 \cdot \frac{V_k^2 g_k^2 k^2 X_m^2}{\xi_k^2 + \sigma_k^2} R_r \quad (3.24)$$

La puissance fournie au rotor :

$$P_{kr} = \frac{P_{kjr}}{g_k} = 3 \cdot \frac{V_k^2 g_k k^2 X_m^2}{\xi_k^2 + \sigma_k^2} R_r \quad (3.25)$$

La puissance mécanique fournie à la charge :

$$P_{kmc} = P_{kr} - P_{kjr} = P_{kr}(1 - g_k) = 3 \cdot V_k^2 k^2 X_m^2 g_k \frac{1 - g_k}{\xi_k^2 + \sigma_k^2} R_r \quad (3.26)$$

Les pertes joules dissipées dans le stator :

$$P_{kjs} = 3 \cdot |I_{ks}|^2 R_s = 3 \cdot V_k^2 \cdot \frac{R_r^2 + g_k^2 k^2 X_{rr}^2}{\xi_k^2 + \sigma_k^2} \cdot R_s \quad (3.27)$$

Les pertes supplémentaires dues à la présence des harmoniques dans la tension d'alimentation sont :

$$P_{sup} = P_{sus} + P_{sur} \quad (3.28)$$

Avec :

P_{sus} : Pertes supplémentaires dans le stator.

P_{sur} : Pertes supplémentaires dans le rotor.

En posant : $k = 6l \pm 1$

$$P_{sus} = \sum_{l=1}^{\infty} P_{kjs} \quad (3.29)$$

$$P_{sur} = \sum_{l=1}^{\infty} P_{kjr} \quad (3.30)$$

Ces pertes supplémentaires vont se traduire en échauffement supplémentaire dans les enroulements statoriques et rotoriques et par conséquent, le rendement du moteur se diminuera considérablement.

III.3 Moteur asynchrone en présence du déséquilibre :

III.3.1 circuit équivalent :

La machine asynchrone a deux circuits équivalents quand elle est sujet à une source de tension déséquilibré : une pour la composante directe Figure 3.4 (a) et autre pour la composante inverse Figure 3.4 (b) [10] dans lesquelles I_{ps} et I_{pr} indiquent les phaseurs des tensions statorique et rotorique pour la composante directe (ou positive) et I_{ns} et I_{nr} indiquent les phaseurs de tension statorique et rotorique de la composante inverse (ou négative).

Pour faciliter notre étude, on prend en compte les simplifications suivantes :

- tous les paramètres du circuit de la Figure 3.4 (a) et (b) sont constantes.
- les pertes mécaniques y compris les pertes par frottement et les pertes par aération sont négligées.
- la composante directe de la tension est constante tandis que la composante inverse est variable.

III.3.2 Analyse en régime établi :

III.3.2.1 Taux de déséquilibre de tension :

L'analyse en régime permanent du moteur asynchrone qui fait objet d'une source déséquilibrée est assez présente dans la littérature. On y trouve deux méthodes d'évaluation du taux de déséquilibre utilisées pour cette analyse, La méthode utilisant la définition de NEMA [42], [15], et une autre qui utilise la valeur absolue de la définition vraie [07], [22], [19], on a présentés ces deux définitions dans le chapitre 1.

La définition vraie nous permet d'analyser le problème dans un autre contexte par rapport à la définition de NEMA. Bien que cette dernière définition soit la plus utilisée dans l'industrie grâce à sa simplicité de calcul, la définition vraie donne une bonne

interprétation physique de la cause du déséquilibre et elle est très utile pour la prédiction et l'analyse de l'effet du déséquilibre sur les moteurs.

Dans notre étude, on utilise la définition vraie :

$$K_u(\%) = |u_{vrai}| = \left| \frac{V_-}{V_+} \right| \cdot 100\% \quad (3.31)$$

Avec K_u : Le facteur de déséquilibre de tension.

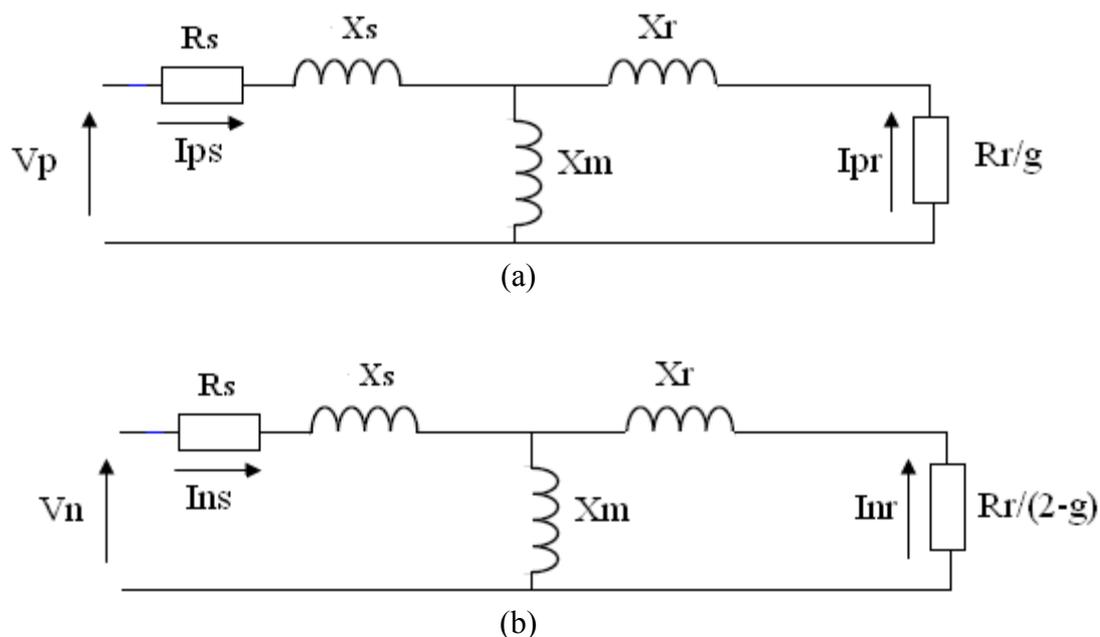


Figure III.4 Circuit équivalent par phase du moteur.

(a) Circuit de la composante directe.

(b) Circuit de la composante inverse.

III.3.2.2 Les composantes symétriques des courants et leur taux de déséquilibre :

Les composantes directes des courants du stator et du rotor sont données par :

$$I_{ps} = \frac{V_p(R_r + jgX_{rr})}{\xi_p + j\sigma_p} \quad (3.32)$$

$$I_{pr} = \frac{V_p \cdot jgX_m}{\xi_p + j\sigma_p} \quad (3.33)$$

Où ξ_p et σ_p sont des variables de transition et sont données par :

$$\xi_p = R_r R_s + g(X_m^2 - X_{ss} X_{rr}) \quad (3.34)$$

$$\sigma_p = R_r X_{ss} + gR_s X_{rr} \quad (3.35)$$

De même, les composantes inverses des courants du stator et du rotor sont :

$$I_{ns} = \frac{V_n(R_r + j(2 - g)X_{rr})}{\xi_n + j\sigma_n} \quad (3.36)$$

$$I_{nr} = \frac{V_n \cdot j(2 - g)X_m}{\xi_n + j\sigma_n} \quad (3.37)$$

Où :

$$\xi_n = R_r R_s + (2 - g)(X_m^2 - X_{ss} X_{rr}) \quad (3.38)$$

$$\sigma_n = R_r X_{ss} + (2 - g)R_s X_{rr} \quad (3.39)$$

Lorsque les tensions du stator sont déséquilibrées, les courants du stator aussi seront déséquilibrés. Le taux de déséquilibre des courants est comme suit :

$$K_c(\%) = |I_{ns}/I_{ps}| \times 100\% \quad (3.40)$$

Avec k_c : Le facteur de déséquilibre de courant.

Les courants de lignes des trios phases du stator sont donnés par :

$$I_a = I_{ps} + I_{ns} \quad (3.41)$$

$$I_b = a^2 I_{ps} + a I_{ns} \quad (3.42)$$

$$I_c = a I_{ps} + a^2 I_{ns} \quad (3.43)$$

III.3.2.3 Les impédances du moteur :

Les impédances du moteur, des composantes directe et inverse respectivement peuvent être obtenues facilement à partir de (3.32) et (3.36) :

$$\mathbf{Z}_p = Z_p \cdot \exp(j\varphi_p) \quad (3.44)$$

$$\mathbf{Z}_n = Z_n \cdot \exp(j\varphi_n) \quad (3.45)$$

Où Z_p et Z_n indiquent leurs valeurs absolues respectivement, et φ_p et φ_n leurs angles respectivement. Ils sont tous calculés comme suit :

$$Z_p = \sqrt{\frac{\xi_p^2 + \sigma_p^2}{R_r^2 + (gX_{rr})^2}} \quad (3.46)$$

$$\varphi_p = \tan^{-1}\left(\frac{\sigma_p}{\xi_p}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{gX_{rr}}{R_r}\right) \quad (3.47)$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{\xi_n^2 + \sigma_n^2}{R_r^2 + [(2 - g)X_{rr}]^2}} \quad (3.48)$$

$$\varphi_n = \tan^{-1} \left(\frac{\sigma_n}{\xi_n} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{(2-g)X_{rr}}{R_r} \right) \quad (3.49)$$

L'équation (3.40) permet au facteur de déséquilibre de courant K_c à être exprimé en termes de facteur de déséquilibre de tension K_u et des impédances du moteur,

$$K_c = |I_{ns}/I_{ps}| = \frac{V_n/Z_n}{V_p/Z_p} = (Z_p/Z_n) \cdot K_u \quad (3.50)$$

L'interprétation physique du phénomène peut être mieux donnée par cette dernière équation. On peut remarquer que le rapport entre les impédances du moteur (Z_p/Z_n) peut en effet être interprété comme la sensibilité du déséquilibre de courant au déséquilibre de tension. Dans les conditions normales de fonctionnement, l'impédance Z_p est largement grand par rapport au Z_n . Donc, un petit taux de déséquilibre de tension résulte en un taux considérable de déséquilibre de courant. Le rapport entre le facteur de déséquilibre de courant et le facteur de déséquilibre de tension est en fonction de glissement, et peut être exprimé comme suit :

$$\frac{K_c}{K_u} = \frac{Z_p}{Z_n} = \sqrt{\frac{\xi_p^2 + \sigma_p^2}{\xi_n^2 + \sigma_n^2} \cdot \frac{R_r^2 + [(2-g)X_{rr}]^2}{R_r^2 + (gX_{rr})^2}} \quad (3.51)$$

III.3.2.4 Couple et rendement :

Les pertes mécaniques ont été négligées, la puissance mécanique du moteur comprend la partie produite par la composante directe P_p et la partie produite par la composante inverse P_n ,

$$P_p = 3I_{pr}^2 \left(\frac{1-g}{g} \right) R_r \quad (3.52)$$

$$P_n = 3I_{nr}^2 \left(\frac{g-1}{2-g} \right) R_r \quad (3.53)$$

La puissance P_n est négative pour un glissement normal parce que le rotor tourne en direction opposé au champ magnétique produit par la composante inverse du courant. Les couples produits par la composante directe et inverse respectivement :

$$T_p = \frac{P_p}{\omega} = \frac{P_p}{\omega_s(1-g)} = \frac{3I_{pr}^2 R_r}{g\omega_s} \quad (3.54)$$

Et

$$T_n = \frac{P_n}{\omega} = \frac{P_n}{\omega_s(1-g)} = -\frac{3I_{nr}^2 R_r}{(2-g)\omega_s} \quad (3.55)$$

Le couple total du moteur est donc :

$$T = T_p + T_n = \frac{3R_r}{\omega_s} \left(\frac{I_{pr}^2}{g} - \frac{I_{nr}^2}{2-g} \right) \quad (3.56)$$

La puissance absorbée par le moteur, exprimée en termes de composantes symétriques des tensions et des courants, est :

$$P_e = Re[3. (V_p I_{ps}^* + V_n I_{ns}^*)] \quad (3.57)$$

Où l'astérisque (*) indique le conjugué.

Le rendement du moteur est donné par :

$$\eta = \frac{P_p + P_n}{P_e} \times 100\% \quad (3.58)$$

III.4 Simulation et interprétation :

Un exemple illustratif est donné ici en utilisant les données d'un moteur asynchrone utilisé en pratique [07] pour montrer comment appliquer les modèles proposés dans ce chapitre afin de calculer les performances du moteur en régime permanent alimenté par une source perturbée par les harmoniques et par le déséquilibre de tension.

Les paramètres du moteur sont comme suit :

Moteur triphasé, de tension de phase $|V_s| = 220$ Volts, 7.5KW, 2 paires de pôle, les impédances du circuit équivalent du moteur utilisé :

$$R_s = 0.294, R_r = 0.114, X_s = 0.503, X_r = 0.209, X_m = 13.25.$$

a. Alimentation non sinusoïdale :

Pour ce cas, on n'utilise que les harmoniques d'ordre 5 et 7 et qui ont comme valeurs efficaces les valeurs suivant :

$$V_5 = \frac{V_s}{5} = 44 \text{ Volts.}$$

$$V_7 = \frac{V_s}{7} \approx 32 \text{ Volts.}$$

À partir des équations (3.13) et (3.15), on peut donner les caractéristiques du couple du moteur asynchrone. La Figure 3.5 montre le couple de la fondamentale T_1 et les couples des harmoniques d'ordre 5 et 7, T_5 et T_7 respectivement. La Figure 3.6 montre le couple résultant T .

Parce que les harmoniques ont une vitesse plus grande que la fondamentale, les couples T_5 et T_7 atteignent leurs pics très loin de la vitesse de la fondamentale (vitesse de synchronisme n_1) aux vitesses $5n_1$ et $7n_1$, donc le couple résultant T du moteur est lisse pendant l'arrêt du moteur ($n=0$) jusqu'à la vitesse synchrone ($n=n_1$), et par conséquent, les couples dus aux harmoniques n'ont aucun effet sur le démarrage du moteur et pendant l'accélération.

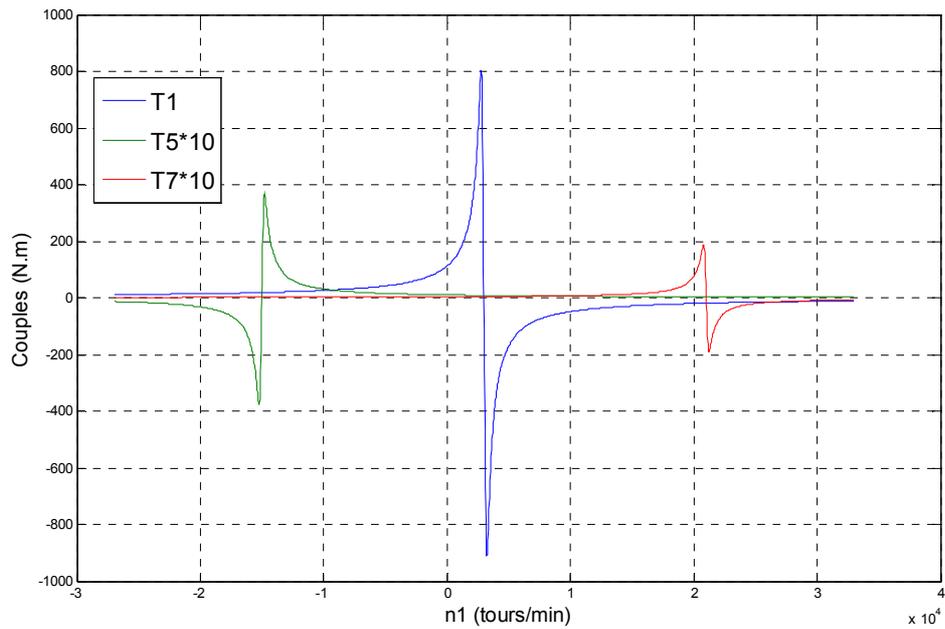


Figure III.5 Les composantes du couple.

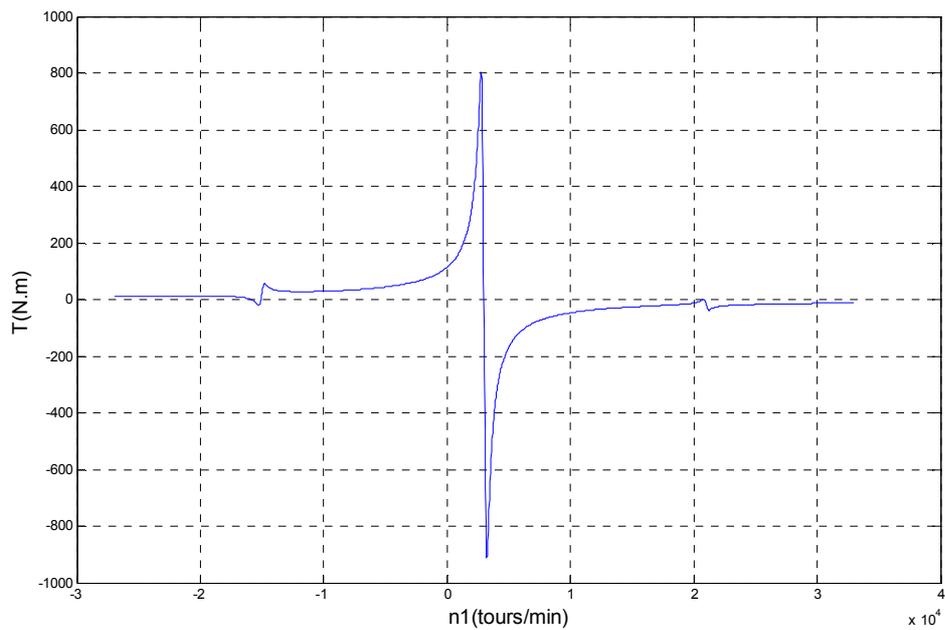


Figure III.6 Caractéristiques du couple résultant T.

b. Alimentation déséquilibrée :

Pour faciliter l'analyse et pour montrer l'influence de la composante inverse, la composante directe de la tension de phase est supposée constante et égale à 220 Volts. Donc, la composante inverse est obtenue à partir de l'équation (3.31) :

$$|V_-| = |V_+| \cdot \frac{K_u}{100}$$

b.1 L'influence de K_u sur les courants de lignes du moteur :

Les composantes directe et inverse du courant peuvent être calculées en utilisant (3.32) et (3.36). Leurs courants de ligne peuvent alors être obtenus en utilisant (3.41) ~ (3.43). Le facteur de déséquilibre des courants est obtenu à partir de l'équation (3.40). La Figure III.7 montre les variations du facteur de déséquilibre de courant en fonction du facteur de déséquilibre de tension pour différentes valeurs de glissement.

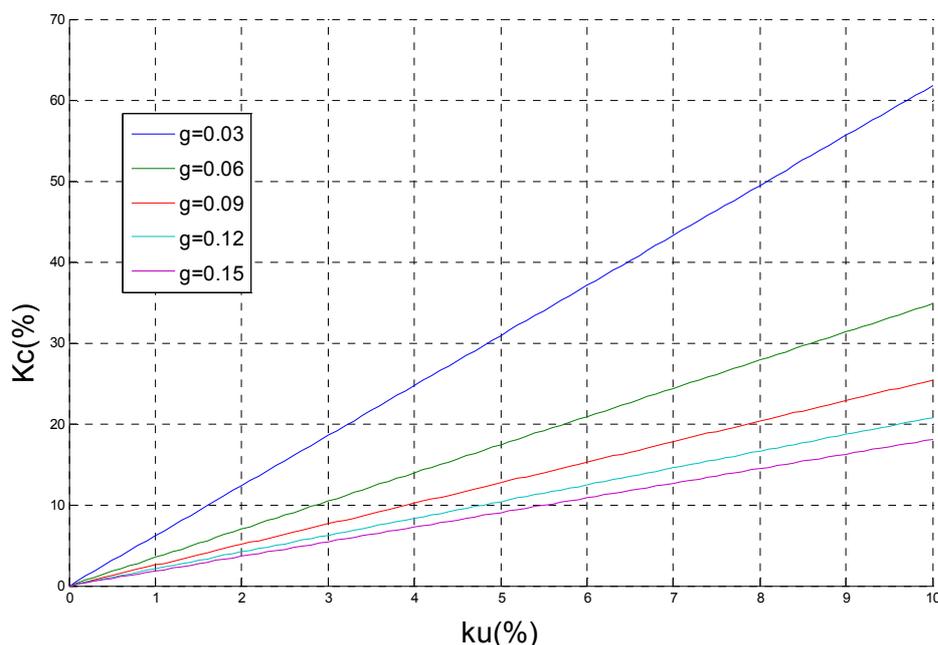


Figure III.7 Variations de K_c en fonction de K_u pour différentes valeurs de g .

On peut voir dans la Figure III.7 que K_c augmente linéairement avec K_u pour un glissement fixé. Pour des petites charges (petites valeurs de glissement), K_c est très sensible au K_u . Pour des grandes charges (grandes valeurs de glissement), K_c est moins sensible au K_u . Cette caractéristique est mieux interprétée par (3.51), dans laquelle le rapport K_c/K_u est constant pour un glissement fixé.

On doit préciser que K_c/K_u est en effet égal au rapport Z_p/Z_n . Puisque Z_p et Z_n sont en fonction de g , le rapport K_c/K_u aussi varie avec le glissement. La Figure III.8 montre comment le rapport K_c/K_u varie avec le glissement g . La courbe de la Figure III.8 explique clairement la relation entre la sensibilité du K_c au K_u et la charge du moteur. Pour des petites charges, le rapport K_c/K_u peut prendre des valeurs jusqu'à 10, ce qui signifie que le déséquilibre de courant peut être 10 fois le déséquilibre de tension.

b.2 L'effet du déséquilibre de tension sur le facteur de déclassement :

Le degré maximum permis du déséquilibre de tension d'un moteur asynchrone dépend surtout sur l'échauffement de ces enroulements. Le moteur à cage d'écureuil peut, en général, résister à la grande surcharge électrique et mécanique sans avoir besoin d'une protection spéciale. Cependant, les enroulements du stator sont plus vulnérables et doivent être protégés contre le sur échauffement, le moteur doit être déclassé (Derated) en présence du déséquilibre de tension.

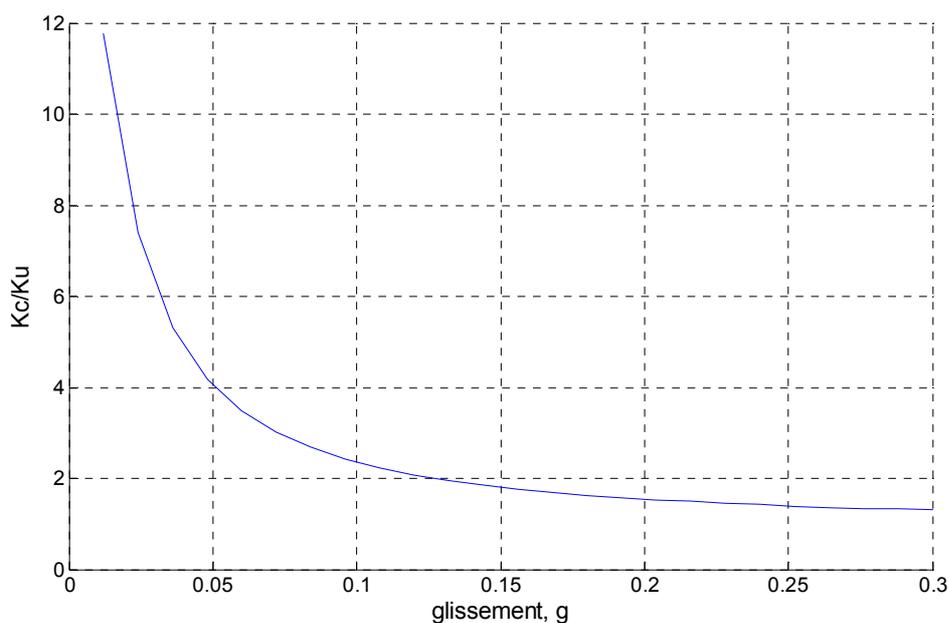


Figure III.8 Le rapport K_c/K_u en fonction du glissement g .

Nous supposons que le moteur possède une limite supérieure du courant statorique de 30 A. Pour un niveau donné de déséquilibre de tension (K_u), le glissement maximum (g) pour lequel aucune des trois courants de lignes ne dépassent pas 30 A, peut être calculé en utilisant (3.32) ~ (3.43). Les résultats de calcul sont montrés sur la Figure III.9 dans laquelle le glissement maximum permis diminue presque linéairement avec K_u . On peut noter que lorsque K_u aboutit 14%, le moteur ne peut plus entrainer aucune charge mécanique, parce que toute charge additionnelle peut causer le dépassement de l'une des courants de ligne 30A.

Pour une valeur donnée de K_u , la Figure III.9 permet la détermination du glissement maximum permis correspondant. La puissance mécanique à cette valeur de glissement divisée par la puissance originale s'appelle le facteur de déclassement (derating factor en anglais).

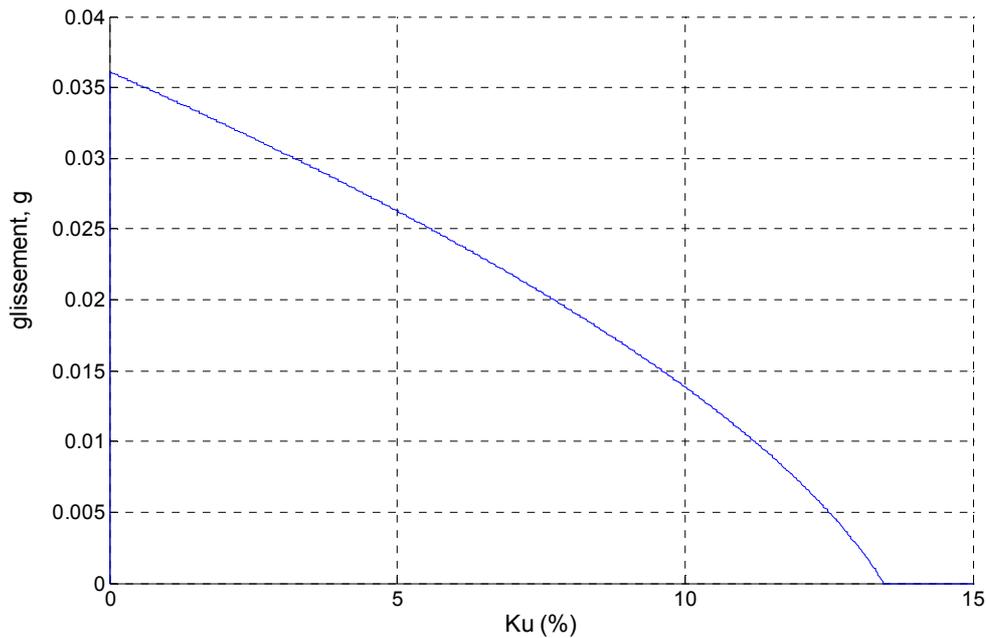


Figure III.9 Le glissement maximum permis en fonction de K_u .

La Figure III.10 montre le facteur de déclassement en fonction de K_u . On peut voir dans cette figure que la puissance du moteur est réduite jusqu'à 90% de sa valeur originale et ça pour une $K_u = 2\%$, et jusqu'à 70% pour $K_u = 5\%$. Quand le moteur fonctionne à 70% de sa puissance originale, un dépassement de limite du courant peut avoir lieu si le facteur de déséquilibre dépasse 5%.

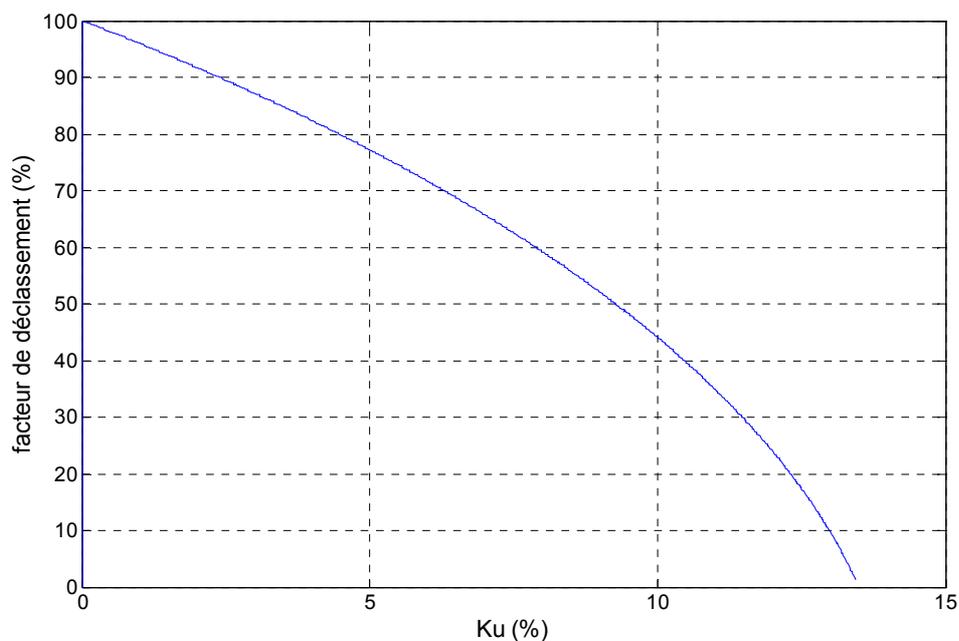


Figure III.10 Facteur de déclassement en fonction de K_u .

Quand le moteur fonctionne au glissement maximum permis correspondant au degré de déséquilibre donné (K_u), le rendement correspondant du moteur (η) peut être calculé. La Figure III.11 montre la relation entre le rendement du moteur à ces glissements et le déséquilibre de tension.

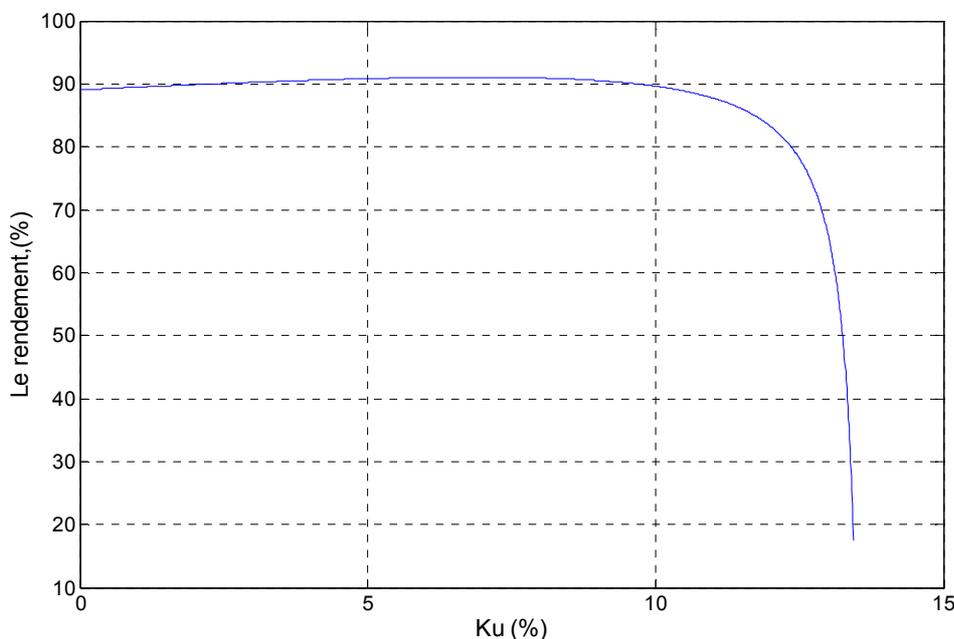


Figure III.11 Rendement du moteur correspondant au glissement maximum permis, en fonction du facteur de déséquilibre de tension K_u .

On remarque sur cette dernière figure que le rendement du moteur (correspondant au glissement maximum permis) chute rapidement à K_u dépassant 10%. Heureusement, un facteur de déséquilibre de tension plus grand que 10% peut rarement être rencontré.

III.5 Conclusion :

L'influence des harmoniques et du déséquilibre de tension sur le fonctionnement en régime permanent d'un moteur asynchrone a été étudiée dans ce chapitre en utilisant une méthode analytique.

Le circuit équivalent du moteur ainsi que la décomposition en séries de Fourier de la tension d'alimentation étaient des outils très efficaces pour analyser le comportement du moteur asynchrone pendant le fonctionnement où l'alimentation est riche en harmoniques. L'effet le plus remarqué des harmoniques sur le moteur est l'augmentation des pertes, les couples dus aux harmoniques sont petits et peuvent être négligés en comparant avec le couple de la fondamentale.

Fiabilité de la machine asynchrone en présence des perturbations

On a utilisé la valeur absolue de la définition vraie comme un indice de déséquilibre de tension dans l'analyse. Le déséquilibre de tension cause un grand déséquilibre de courant. La sensibilité du déséquilibre de courant au déséquilibre de tension est évaluée par le rapport K_c/K_u . On a prouvé que ce dernier rapport est égal à Z_p/Z_n .

Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude de la fiabilité du moteur asynchrone fonctionnant avec une alimentation perturbée. Notre travail s'est porté plus particulièrement sur l'analyse des performances du moteur asynchrone en présence des harmoniques et de déséquilibre de tension.

Après avoir recensé les origines et les conséquences de ces deux types de perturbation électrique, des solutions de dépollution ont été présentées et le choix d'une solution basée sur les principes de filtrage actif type parallèle (FAP) a été retenu en mettant l'accent sur la partie contrôle-commande que nous l'avons scindé en trois parties :

- l'identification des courants de compensation.
- l'identification des composantes de la tension.
- la génération des signaux de commande.

La première partie concernait l'extraction de la composante directe de la tension, dans le cadre de l'identification des composantes de la tension. Un détecteur de composante directe de la tension est proposé dont le principe de fonctionnement est basé sur la théorie des puissances instantanées introduite par T.AKAGI, alors qu'un système basé sur une PLL suit la fréquence et la phase instantanées.

Dans la seconde partie, qui concernait la partie d'identification des courants de compensation. Nous avons procédé en basant aussi sur la théorie des puissances instantanées, cette théorie nous permet de réaliser deux stratégies de commande : une commande pour une puissance réelle constante, et commande pour un courant sinusoïdal. On s'intéressait à la deuxième stratégie de commande où elle nous a permis d'identifier de façon précise les courants de compensation.

Dans la partie concernant la génération des signaux de commande du filtrage actif, le pilotage de l'onduleur est réalisé par une commande MLI. On a élaboré cette commande en mettant en cascade deux boucles, une de courant basée sur un correcteur PI et autre de tension réalise la commande MLI.

Finalement, la structure complète du filtre actif parallèle a pu être simulée à partir du logiciel MATLAB/SIMULINK. En première conclusion, nous pouvons affirmer que l'objectif de contrôle-commande a pu être satisfait et nous avons ainsi obtenu de très bons résultats au niveau de :

Conclusion générale

- l'identification de la fréquence de réseau et de la composante directe de la tension.
- l'identification des courants perturbateurs.
- la restitution dans le réseau électrique des courants sinusoïdaux.

Après, nous avons réalisée la modélisation et la simulation de la machine asynchrone à cage en régime transitoire, à partir de ce modèle on a établie différents schémas équivalents. Le processus de démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide et en charge, les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé.

L'influence des harmoniques et du déséquilibre de tension sur le fonctionnement en régime permanent d'un moteur asynchrone a été étudiée dans ce chapitre en utilisant une méthode analytique. L'effet le plus remarqué des harmoniques sur le moteur est l'augmentation des pertes, les couples dus aux harmoniques sont petits et peuvent être négligés en comparant avec le couple de la fondamentale. On a utilisé la valeur absolue de la définition vraie comme un indice de déséquilibre de tension dans l'analyse. Le déséquilibre de tension cause un grand déséquilibre de courant. La sensibilité du déséquilibre de courant au déséquilibre de tension est évaluée par le rapport K_c/K_u . On a prouvé que ce dernier rapport est égal à Z_p/Z_n .

BIBLIOGRAPHIE

- [01] I.Etxeberria-Otadui, " Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique-application à la qualité d'énergie". Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2003.
- [02] M.H.J.Bollen, Y.H.Gu, " Signal Processing Of Power Quality Disturbances". John Wiley, 2006.
- [03] L. Benchaita, S. Saadate, and A.Salem nia, " A Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation". IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 14, No. 2, pp 642-647 May 1999.
- [04] F.Z.Peng, H.Akagi and A.Nabae, " A Study of Active Power Filters Using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters for Harmonic Compensation". IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 5, No. I, pp 9-15, January 1990.
- [05] Conor A. Quinn, Ned Mohan, " Active Filtering of Harmonic Currents in Three-phase, Four-Wire Systems with Three-phase and Single-phase Non-Linear Loads". IEEE Transactions 1992, pp 829-836.
- [06] M.A.E Allali, " Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension". Thèse de doctorat de l'université Louis Pasteur Strasbourg, Septembre 2002.
- [07] Y.J.Wang, " An Analytical Study on Steady-state Performance of an Induction Motor Connected to Unbalanced Three-phase Voltage". IEEE 2000, pp 159-164.
- [08] A.Campos, G. Joos, P.D.Ziogas, and F.Lindsay, " Analysis and Design of a Series Voltage Unbalance Compensator Based on a Three-phase VSI Operating With Unbalanced Switching Functions". IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 9, No. 3, pp 269-274, May 1994.
- [09] L.G.B.Rolim, D.R.D.Costa, Jr., and M.Aredes, " Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 53, No. 6, pp 1919-1962, December 2006.

BIBLIOGRAPHIE

- [10] Y.J.Wang, "Analysis of Effects of Three-Phase Voltage Unbalance on Induction Motors with Emphasis on the Angle of the Complex Voltage Unbalance Factor" IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 16, No. 3, pp 270-275, September 2001.
- [11] A.V.Jouanne, and B.B.Banerjee, "Assessment of Voltage Unbalance" IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 16, No. 4, pp 782-790, October 2001.
- [12] L.Baghli, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone" Notes de Cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2005.
- [13] P. Pillay, M. Manyage, "Definitions of Voltage Unbalance" IEEE Power Engineering Review, pp 50-51, May 2001.
- [14] M.H.J. Bollen, "Definitions of Voltage Unbalance" IEEE Power Engineering Review, pp 49-50, November 2002.
- [15] P.Pillay, P.Hoffman, "Derating of Induction Motors Operating with a Combination of Unbalanced Voltages and Over- or Undervoltages" IEEE 2001, pp 1365-1371.
- [16] R.C.Dugan, M.F.McGranaghan, s.Santoso, and H.W. Beaty, "Electrical Power System Quality", Second Edition, McGraw-Hill, 2004.
- [17] M.A.E.Allali, S.Saadate, Y.A.Chapius, and F.Braun, "Energetic Study of a Series Active Conditioner Compensating Voltage Dips, Unbalanced Voltage and Voltage Harmonics" IEEE Transactions 2000, pp 80-86.
- [18] P. Gnacinski, "Effect of unbalanced voltage on windings temperature, operational life and load carrying capacity of induction machine" Energy Conversion and Management 2008, 47: 761–770. <www.sciencedirect.com>.
- [19] C.Y.Lee, B.K.Chen, W.J.Lee, Y.F.Hsu, "Effects of various unbalanced voltages on the operation performance of an induction motor under the same voltage unbalance factor condition" Electric Power Systems Research 1998, 47: 153-163. . <www.sciencedirect.com>.
- [20] T.Wildi, G.Sybille, "Électrotechnique" 4^e édition, de boeck, 2005.
- [21] X.Liang, Y.Luy, "Harmonic Analysis for Induction Motors" IEEE CCECE/CCGEIJ, Ottawa, May 2006.
- [22] J.Faiz, H.Ebrahimpour, P.Pillay, "Influence of unbalanced voltage supply on efficiency of three phase squirrel cage induction motor and economic analysis" Energy Conversion and Management 2006, 47: 289–302. <www.sciencedirect.com>.
- [23] H.Akagi, E.H.Watanabe, M.Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning" New Jersey: John Wiley, 2007.

BIBLIOGRAPHIE

- [24] H.Akagi, Y.Kanazawa, and A.Nabae," Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components" IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-20, No. 3, pp 625-630, May/June 1984.
- [25] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, M. Pastorelli," International Standards for the Induction Motor Efficiency Evaluation: a Critical Analysis of the Stray-Load Loss Determination" IEEE Transactions 2003, pp 841-848.
- [26] K.Wada, T.Shimizu," Mitigation Method of 3rd-Harmonic Voltage for a Three-Phase Four-Wire Distribution System Based on a Series Active Filter for the Neutral Conductor" IEEE Transactions 2002, pp 64-69.
- [27] E.H.Watanabe, M.Stephan, and M.Aredes," New Concepts of Instantaneous Active And Reactive Powers In Electrical Systems With Generic Loads" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 2, pp 697-703, April 1993.
- [28] M.Aredes, and E.H.Watanabe," New Control Algorithms for Series and Shunt Three-phase Four-Wire Active Power Filters" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 3, pp 1649-1656, July 1995.
- [29] J. E. Williams," Operation of 3-Phase Induction Motors on Unbalanced Voltages" AIEE Transactions, April 1954, pp 125-133.
- [30] D.O.Abdeslam," Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension" Thèse de doctorat de l'université de Haute-Alsace, Décembre 2005.
- [31] E.A.Klingshirn, and H.E.Jordan," Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-87, No. 3, pp 624-631, March 1968.
- [32] B.K.Bose," Modern Power Electronics and AC Drives" Prentice Hall PTR, 2002.
- [33] A.Robert," Qualité de l'électricité dans le marché libéralisé" Séminaire organisé par le Professeur Jean-Louis LILJEN, Université de Liège, 8 décembre 2004.
- [34] T.Hanene," Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone" Mémoire de magister de l'université de Batna, Mai 2006.
- [35] G. C. Jainy," The Effect of Voltage Waveshape on the Performance of a 3-Phase Induction Motor" IEEE Transactions, pp 561-566, June 1964.
- [36] C.Fetha," Analyse et amélioration de l'indice de la non-symétrie de tension dans la qualité de l'énergie électrique" Thèse de doctorat de l'université de Batna, Mai 2007.
- [37] F.Hamoudi," Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt `a Quatre Fils" Mémoire de magister de l'université de Batna, Juillet 2008.

BIBLIOGRAPHIE

- [38] L.Kisrane," Commande non-linéaire de la machine à induction « Aspect Expérimental»" Mémoire de magister de l'université de Batna, Juillet 2008.
- [39] L.Tahar," Commande Optimale d'une Machine Asynchrone Apport de La Logique Floue" Mémoire de magister de l'université de Batna, 2008.
- [40] D.Yacine," Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction" Mémoire de magister de l'université de Batna, Novembre 2007.
- [41] C.Núñez, V.Cárdenas, G.Alarcón, M.Oliver," Voltage Disturbances and Unbalance Compensation by the Use of A 3-Phase Series Active Filter" IEEE Transactions 2001, pp 571-576.
- [42] W.H.Kersting, and W.H.Philips," phase Frame Analysis of the Effects of Voltage Unbalance on Induction machines" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 33, No.2, March/April 1997, pp 415-420.