



HAL
open science

L'étude du régime non-sinusoïdal dans les systèmes électriques

Léonardo-Géo Manescu

► **To cite this version:**

Léonardo-Géo Manescu. L'étude du régime non-sinusoïdal dans les systèmes électriques. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1998. Français. NNT: . tel-00821087

HAL Id: tel-00821087

<https://theses.hal.science/tel-00821087>

Submitted on 7 May 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Présenté par

Leonardo-Geo MANESCU

Ingénieur de l'Université de Craiova / ROUMANIE

Pour obtenir le titre de **DOCTEUR**

de l'**INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

et de l'**UNIVERSITÉ DE CRAIOVA**

(Arrêté ministériel du 30 Mars 1992)

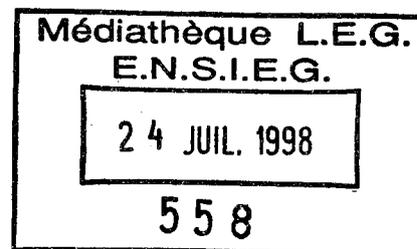
Spécialité Génie Électrique

L'étude du régime non-sinusoidal dans les systèmes électriques

Date de soutenance: **19 Juin 1998**

Composition du jury

Monsieur	Y. Baudon	Président
Messieurs	R. Le Doeuff	Rapporteur
	N. Golovanov	Rapporteur
	D. Topan	Examineur
	R. Feuillet	Examineur
	S. Puscasu	Examineur



Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble et
de la Faculté d'Électrotechnique de l'Université de Craiova

Je dédie cette thèse à ma mère

REMERCIEMENTS

Je remercie

M. Robert PERRET, Professeur à l'INPG, pour m'avoir accueilli au LEG et M. Gérard MATRICALI, Chargé de mission de coopération scientifique de l'ADEME, pour avoir trouvé les moyens de financement pour cette thèse.

M. René FEUILLET, Maître de Conférences à l'INPG et Responsable de l'Equipe Réseaux Electriques au LEG, qui a encadré cette thèse, qui a su de m'apporter tout le soutien nécessaire et me laisser la liberté dans les recherches. Sa manière de combiner le côté scientifique avec les relations amicales m'a beaucoup touché.

M. Yves BAUDON, Professeur à l'INPG, qui a co-encadré cette thèse dans sa dernière année, pour avoir accepté de présider le jury de thèse, pour ses conseils, son enthousiasme et sa grande disponibilité.

M. René LE DOEUFF, Professeur à l'ESA IGELEC et M. Nicolae GOLOVANOV, Professeur à l'Université "Politehnica" Bucarest, pour avoir accepté d'être rapporteurs pour cette thèse.

M Nouredine HADJISAID, Maître de Conférences à l'INPG, pour sa compréhension et son soutien implicite dans la rédaction de cette thèse, ainsi que pour son ouverture vers une coopération ultérieure.

Mes collègues roumains, Sorin et Cristina SPORNIC, Cristian et Rodica GOLOVANOV, Radu POPESU et Ștefan MOCANU, pour leurs conseils et leur aide.

Mes collègue d'équipe, Aaron F. SNYDER, qui avec ses quelques petites connaissances en anglais m'a aidé aux traductions, Sylvain MAGINIER, Jean-Christophe PASSELERGUE, Bernhard GOTZIG, Till WELFONDER et Yvon BESANGER pour leurs esprit d'équipe.

Mme Jacqueline DELAYE, pour son charme etsa façon d'inspirer confiance pour ceux qui savent pouvoir compter sur son aide et ses conseils.

Mme. Josiane VERNA, dont la porte est toujours ouverte.

Au personnel du LEG et en particulier à Bruno FERRARI, Etienne CALLEGHER, Marie Thérèse LOUBINOUX, Florence FRANCOIS qui ont assuré le support informatique, Daniel TOMASIK pour son professionnalisme et à Daniel OGIER pour sa fraîcheur d'esprit.

Mulțumesc,

Familiei mele pentru toată înțelegerea și sprijinul acordat în această perioadă

Prof.dr.ing. Dumitru TOPAN, Decanul Facultății de Electrotehnica din Craiova, pentru înțelegerea, sprijinul și sfaturile sale competente.

Prof.dr.ing. Silviu PUȘCAȘU, care a asigurat încadrarea tezei din partea Universității din Craiova, pentru libertatea de spirit în conducerea activității de cercetare conținută în această teză.

Prof.dr.ing. Ion MIRCEA, Șeful Catedrei de Centrale și Utilizări ale Energiei Electrice, pentru modul în care a știut să rezolve problemele ivite din pendularea între cele două instituții.

Colegilor de catedră pentru a mă fi sprijinit în efectuarea stagiilor la LEG și lui Gabi SIMIONESCU, pentru promptitudinea și profesionalismul cu care a răspuns apelurilor mele.

Adi MĂNESCU

Table des matières

Table des matières

Chapitre 1 Introduction générale

1.1. COURT HISTORIQUE.....	1
1.2. ÉTAT DE L'ART.....	2

Chapitre 2 Caractéristiques générales du régime non-sinusoïdal

2.1. INTRODUCTION.....	5
2.2. PARAMÈTRES DU RÉGIME NON-SINUSOÏDAL.....	5
2.2.1. Paramètres des ondes non-sinusoïdales.....	6
2.2.2. Paramètres de qualité de l'énergie en régime non-sinusoïdal.....	7
2.2.3. Normes et réglementations (valeurs limite).....	12
2.3. THÉORIE DE LA PUISSANCE.....	15
2.3.1. Approches possibles dans la théorie de la puissance.....	18
2.3.1.1. Approche temporelle.....	18
2.3.1.2. Approche fréquentielle.....	20
2.3.2. Propositions d'approches temporelles.....	22
2.3.2.1. Proposition de Fryze.....	22
2.3.2.2. Proposition de Akagi et Nabae.....	23
2.3.2.3. Proposition de Kusters et Moore.....	23
2.3.2.4. Proposition FDB.....	24
2.3.2.5. Proposition de Superti Furga.....	24
2.3.2.6. Proposition de Harashima.....	25
2.3.2.7. Proposition de Rossetto et Tenti.....	25
2.3.3. Propositions d'approches fréquentielles.....	25
2.3.3.1. Proposition de Budeanu.....	25
2.3.3.2. Proposition de Nedelcu.....	26
2.3.3.3. Proposition d'Emanuel.....	26
2.3.3.4. Proposition de Czarnecki.....	26
2.3.4. Proposition d'IEEE.....	27
2.3.5. Analyse comparative des propositions pour la théorie de la puissance....	29
2.4. CONCLUSIONS.....	30

Chapitre 3 Sources d'harmoniques

3.1. GÉNÉRALITÉS SUR LES SOURCES D'HARMONIQUES.....	31
3.2. NON-LINÉARITÉS MAGNÉTIQUES.....	32
3.2.1. Méthode graphique d'analyse.....	32
3.2.2. Méthode analytique.....	34

3.2.2.1. Éléments à cycle d'hystérésis étroit.....	34
3.2.2.2. Éléments à cycle d'hystérésis large.....	34
3.2.3. Méthode numérique.....	35
3.2.4. Modélisation fréquentielle.....	35
3.2.5. Analyse comparative des modèles de non-linéarités magnétiques.....	36
3.3. LAMPES À DÉCHARGE.....	36
3.3.1. Modèles énergétiques.....	36
3.3.2. Modèles type Francis.....	38
3.3.3. Modèles type Grady.....	39
3.3.4. Analyse comparative des modèles de lampes à décharge.....	40
3.4. CONVERTISSEURS STATIQUES.....	41
3.4.1. Modèle de Heydt.....	42
3.4.2. Modèle d'Arrillaga.....	44
3.4.3. Modèle de Grötzbach.....	46
3.4.4. Modèle temporel simplifié.....	48
3.4.5. Analyse comparative des modèles de convertisseurs.....	50
3.5. FACTS.....	52
3.5.1. Modélisation temporelle directe.....	53
3.5.2. Équivalent temporel quasi-Norton.....	54
3.5.3. Modélisation en fréquence du TCR.....	55
3.5.4. Analyse comparative des modèles de TCR.....	57
3.6. FOURS À ARC.....	59
3.6.1. Modèle de Mayr.....	59
3.6.2. Modèle de Hochrainer.....	59
3.6.3. Modèles empiriques.....	60
3.6.4. Modèles énergétiques.....	60
3.7. L'INFLUENCE DES CONDENSATEURS.....	61
3.8. CONCLUSIONS.....	62
 Chapitre 4 Modèles des éléments linéaires du système en régime non-sinusoidal	
4.1. GÉNÉRATEURS SYNCHRONES.....	63
4.2. TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE.....	65
4.2.1. Modèles linéaires.....	65
4.2.1.1. Modèles linéaires internes.....	65
4.2.1.2. Modèles linéaires terminaux.....	67
4.2.1.2.1. Circuit équivalent du transformateur.....	67
4.2.1.2.2. Paramètres du modèle.....	71
4.2.2. Modèles non-linéaires.....	72

4.2.2.1. Modèles de type "équivalent de séquence"	73
4.2.2.2. Modèles non-linéaires analytiques.....	73
4.2.3. Comparaison des modèles de transformateurs.....	74
4.3. LIGNES ÉLECTRIQUES.....	74
4.3.1. Types de modèles.....	75
4.3.1.1. Modèle nodal.....	76
4.3.1.2. Modèle modal.....	77
4.3.2. Paramètres des modèles.....	78
4.3.3. Comparaison des modèles.....	80
4.4. MODÉLISATION DES CHARGES LINÉAIRES.....	81
4.4.1. Modélisation du moteur asynchrone.....	81
4.4.1.1. Modèles schématiques.....	81
4.4.1.2. Modèles algorithmiques.....	82
4.4.1.3. Comparaison des modèles de moteurs asynchrones.....	83
4.4.2. Modélisation des charges agrégés.....	84
4.4.2.1. Modèles formels.....	84
4.4.2.2. Modèles d'identification.....	85
4.4.2.3. Comparaison des modèles de charges agrégés.....	86
4.5. CONCLUSIONS.....	87
Chapitre 5 Calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoidal	
5.1. INTRODUCTION DANS LE HLF.....	89
5.2. ANALYSES SIMPLIFIÉES.....	90
5.2.1. Méthode des injections de courant.....	90
5.2.2. Méthode de l'analyse harmonique itérative.....	91
5.2.3. Méthode de la simulation transitoire fictive.....	92
5.3. ANALYSES DÉTAILLÉES.....	92
5.3.1. Modélisation temporelle évolutive.....	93
5.3.2. Méthodes d'analyse en fréquence.....	93
5.3.2.1. HLF fréquentiel formulé en puissances.....	94
5.3.2.2. HLF fréquentiel de type "sources de courant"	97
5.3.2.3. HLF fréquentiel à harmoniques "découplées"	100
5.3.3. HLF dichotomique hybride.....	103
5.3.3.1. Principe.....	103
5.3.3.2. Détermination des variables d'état par la dichotomie.....	104
5.3.3.3. Utilisation de la dichotomie pour le HLF.....	105
5.3.3.4. Modèles utilisés.....	105
5.3.3.5. Les algorithmes HLF de Harmonix.....	106

5.3.3.6. Référence des phases des grandeurs vectorielles.....	109
5.3.3.7. Bilan des puissances dans Harmonix.....	110
5.4. LA CONVERGENCE DES ALGORITHMES HLF.....	115
5.4.1. Introduction dans la convergence des HLF.....	115
5.4.2. Condition de convergence des itérations harmoniques.....	116
5.4.3. Méthodes d'amélioration de la convergence.....	117
5.4.3.1. La méthode de la paire de réactances.....	117
5.4.3.2. La méthode de l'étape préliminaire.....	118
5.5. CONCLUSIONS.....	119
Chapitre 6 Analyse de la pollution harmonique	
6.1. SYSTÈME DE TEST.....	121
6.2. ÉLÉMENTS NON-LINÉAIRES UTILISÉS.....	122
6.3. STRATÉGIE DES SIMULATIONS ET RÉSULTATS.....	123
6.3.1. Autoperturbation des charges non-linéaires.....	123
6.3.2. Perturbations produites aux charges linéaires.....	124
6.3.3. Perturbations réciproques des charges non-linéaires.....	125
6.3.3.1. Perturbations produites entre charges de même type.....	126
6.3.3.2. Perturbations entre charge non-linéaires de nature différente.....	129
6.3.3.3. Perturbations produites par des charges réactives en commutation....	131
6.3.3.4. Perturbations dans des systèmes à non-linéarités multiples.....	134
6.4. APPROCHES ALTERNATIVES.....	135
6.4.1. Utilisation des paramètres des ondes non-sinusoïdales.....	136
6.4.1.1. Valeur de crête.....	136
6.4.1.2. Valeur efficace.....	136
6.4.1.3. Résidu non-sinusoïdal et THD.....	137
6.4.1.4. Coefficient de forme, de crête et niveau de distorsion.....	137
6.4.2. Utilisation des paramètres de qualité de l'énergie.....	137
6.4.3. Utilisation de la théorie de la puissance.....	138
6.5. CONCLUSIONS.....	139
Chapitre 7 Effets de la pollution harmonique	
7.1. AUGMENTATION DES PERTES.....	141
7.1.1. Augmentation des pertes Joule.....	142
7.1.2. Augmentation des pertes magnétiques.....	142
7.1.3. Augmentation des pertes diélectriques.....	143
7.2. SURTENSIONS HARMONIQUES.....	143
7.3. SURCOURANTS HARMONIQUES.....	146
7.3.1. Surcourants harmoniques dans les branches longitudinales.....	146

7.3.2. Surcourants harmoniques aux consommateurs.....	147
7.4. EFFETS SUR LES ÉQUIPEMENTS DU SYSTÈME.....	148
7.4.1. Effets sur les conducteurs.....	148
7.4.2. Effets sur les transformateurs de puissance.....	149
7.4.3. Effets sur les machines électriques.....	150
7.4.4. Effets sur les condensateurs.....	152
7.4.5. Effets sur les équipements électroniques.....	154
7.4.5.1. Convertisseurs statiques.....	155
7.4.5.2. Équipements électroniques industriels.....	156
7.4.6. Effets sur les relais de protection.....	156
7.4.6.1. Relais électromécaniques.....	156
7.4.6.2. Relais statiques.....	157
7.4.7. Effets sur les appareils de mesure.....	158
7.4.8. Effets sur la liaison à la terre.....	158
7.5. INTERFÉRENCE TÉLÉPHONIQUE.....	160
7.6. CONCLUSIONS.....	161
Chapitre 8 Conclusions générales et perspectives	
8.1. CONCLUSIONS GÉNÉRALES.....	163
8.2. PERSPECTIVES.....	165
Références	
Annexes	

Chapitre 1

Introduction générale

Chapitre 1 Introduction générale

1.1 COURT HISTORIQUE

Parmi les **moments importants** de l'étude du régime non-sinusoïdal on peut rappeler:

- 1927 Définition des puissances réactive et déformante donnée par Budeanu. Sa proposition est le fondement des propositions fréquentielles pour la théorie de la puissance.
- 1932 Introduction de la puissance non-active de Fryze. Cette proposition représente la base des propositions temporelles pour la théorie de la puissance.
- 1976 Proposition de Harashima (TP)¹.
- 1978 Proposition de Nedelcu (TP).
- 1980 Proposition de Kusters et Moore (TP).
- 1981 Première version de la Réglementation IEEE 519.
- 1982 Apparition du premier logiciel de calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal, de Xia et Heydt.
- 1984 Proposition de Akagi et Nabae (TP).
- 1988 Proposition de Czarnecki (TP).
- 1990 Apparition de la Norme CEI-1000-2-2 (BT) et 77 A et B (MT).
- 1990 Proposition d'Emanuel (TP).
- 1992 Version révisée de la Réglementation IEEE 519.
- 1992 Proposition de Rossetto et Tenti (TP).
- 1993 Apparition de la Norme européenne EN 50-160
- 1993 Proposition de Superti Furga (TP).
- 1993 Proposition de Depenbrock (TP).
- 1995 Proposition d'une nouvelle définition pour le facteur de puissance, faite par certains membres du Groupe de Travail IEEE sur le Régime Non-sinusoïdal.
- 1996 Évaluation de l'état des lieux dans la théorie de la puissance, faite par le Groupe de Travail IEEE sur le Régime Non-sinusoïdal et formulation de la proposition IEEE.

¹ TP théorie de la puissance

1.2 ÉTAT DE L'ART

L'analyse du régime non-sinusoïdal, entamé depuis longtemps, a gagné en importance pendant la dernière décennie, où, surtout à cause de l'essor des applications de l'électronique de puissance (convertisseurs, TCRs), la démarche a été dirigée vers la résolution des problèmes pratiques.

L'augmentation du niveau de pollution harmonique dans le réseau (ressentie plus particulièrement aux États Unis et au Japon) a commencé à prouver ses effets négatifs (étudiés dans le chapitre 7). Cela a demandé des mesures pratiques pour limiter les conséquences.

Dans ce but il y a deux types d'actions à prévoir: la limitation des émissions polluantes et l'élimination des courants harmoniques en excès. Il est évident que ces actions doivent être développées conjointement, car le succès de la première détermine l'envergure de la seconde. Les deux reposent sur la définition d'un niveau de pollution harmonique acceptable (un compromis technico-économique) prévu dans les Normes et Réglementations (présentées dans le chapitre 2).

La première catégorie d'actions devra essayer de définir des mesures pratiques pour déterminer le respect des limites. Ce seront principalement des politiques de tarification qui en seront chargé.

Mais pour asseoir ces politiques, il faut tout d'abord trouver les paramètres caractéristiques et mesurables qui pourraient y conduire. Pour cela on doit faire un choix dans les paramètres classiques (présentés dans la première partie du chapitre 2) ou parmi les "nouveaux arrivants", les propositions pour la théorie de la puissance (analysées dans la deuxième partie du chapitre 2).

Une fois établis ces paramètres, il faut essayer de partager la responsabilité entre les différentes sources d'harmoniques. Pour y arriver il faut disposer d'un moyen de mettre en évidence la contribution de chacune et d'identifier l'apport d'une mauvaise qualité de tension d'alimentation sur les émissions polluantes. Le dernier rôle de cet outil est nécessaire pour ne pas pénaliser les consommateurs contenant des éléments non-linéaires pour des fautes qui ne leur incombent pas.

La difficulté sinon l'impossibilité de pratiquer des manipulations des charges sur les réseaux, pour obtenir des résultats expérimentaux, nous conduit à utiliser des méthodes de simulation pour définir le fonctionnement du système en régime non-sinusoïdal.

La démarche principale proposée dans cette thèse s'inscrit dans ce cadre. Le chapitre 3 est consacré à la caractérisation et la modélisation des différentes sources d'harmoniques. Une évaluation comparative des modèles est suivie de la formulation d'un choix sur les modèles à adapter aux besoins ou par le développement de nouveaux modèles (pour les convertisseurs, les TCRs).

Dans le chapitre 4 nous avons analysé les modèles des éléments linéaires du système, susceptibles d'être intégrés dans le modèle global. Pour chaque élément nous avons évalué les types de modèles ainsi que les lois capables de caractériser la variation des paramètres des

modèles avec la fréquence. Dans chaque cas un choix a été formulé (soit sur le modèle à utiliser, soit de développer un nouveau modèle, comme pour les transformateurs).

Le chapitre 5 présente les différentes méthodes de calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal, groupées selon le but de l'étude, en méthodes simplifiées et détaillées. De nouveau nous avons mis en évidence nos choix: pour l'analyse harmonique itérative comme méthode simplifiée (dont nous avons amélioré la convergence) et pour la méthode dichotomique hybride comme méthode détaillée, que nous avons utilisée pour développer le logiciel de calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal.

En disposant de l'outil nécessaire (le logiciel HARMONIX), nous avons caractérisé, dans le chapitre 6, le phénomène de la pollution harmonique, pour essayer de mettre en évidence l'interaction des sources de pollution, la sensibilité des émissions polluantes avec différents facteurs d'influence ainsi que le mécanisme de la conversion de fréquence, subie par une partie de la puissance active absorbée par les charges non-linéaires. Cela pourrait être utile pour justifier les mesures prévues par les politiques de tarification.

Nous avons finalement étudié, dans le cadre du chapitre 7, les différents effets de la pollution harmonique sur les éléments du système. Ces effets ont été tout d'abord analysés par types et ensuite détaillés pour les composants du système.

Les conclusions du chapitre 8 montrent la partie du grand défi représenté par l'étude du régime non-sinusoïdal, qui a été assumé dans cette thèse et suggère les perspectives de poursuite.



Chapitre 2

Caractéristiques générales du régime non-sinusoïdal

Chapitre 2 Caractéristiques générales du régime non-sinusoïdal

2.1 INTRODUCTION

L'étude du régime non - sinusoïdal nécessite des outils spécifiques. Le plus souvent on associe ce type d'étude à une caractérisation des amplitudes des harmoniques du courant et de la tension. Mais cela ne suffit pas car, par exemple, il ne permet pas de faire la différence entre deux cas avec les mêmes amplitudes d'harmoniques mais pas les mêmes phases.

À son tour une caractérisation par amplitudes et phases n'est pas appropriée pour l'étude des effets de ce régime sur les composantes du système. Il faut donc utiliser des paramètres synthétiques, plus simples, qui regroupent ces deux éléments d'influence d'une manière convenable (le coefficient de forme et la valeur maximale pour les surcourants et les surtensions et la valeur efficace et le taux de distorsion harmonique pour les effets thermiques).

Cependant, même ainsi complétée, la "boîte à outils" manque de moyens. Pour caractériser l'efficacité du processus énergétique global, la qualité de l'échange de chaque consommateur avec le réseau d'alimentation ou les interférences avec les circuits téléphoniques, il faut aller plus loin. Les paramètres synthétiques du régime sinusoïdal, tel que le facteur de puissance ne suffisent plus pour expliquer les problèmes qui apparaissent avec l'augmentation en fréquence (notamment la circulation bidirectionnelle de la puissance active). Leur modification par correction des paramètres et surtout de l'amplitude, ayant pour but l'équivalence des effets, n'a pas encore abouti, malgré plusieurs essais.

Dans la suite nous présentons les valeurs limites de ces paramètres globaux du régime non - sinusoïdal, telles qu'elles sont prévues par les normes et réglementations internationales.

Pour déceler la spécificité de chaque élément non - linéaire et plus particulièrement pour comprendre la raison et les mécanismes qui augmentent le courant de la source au-delà du minimum nécessaire pour produire l'effet utile, il faut des moyens encore plus sophistiqués. On regroupe l'ensemble de ces moyens sous "le chapeau" de la théorie de la puissance. La théorie de la puissance ainsi que les différentes contributions à cette base de donnée, sont définies et comparées.

Le but de cette analyse exhaustive est d'évaluer les moyens disponibles pour mener à bien la simulation du fonctionnement des systèmes électriques en régime non - sinusoïdal et ensuite analyser les résultats.

2.2 PARAMÈTRES DU RÉGIME NON-SINUSOÏDAL

L'étude du régime non-sinusoïdal propose une analyse causale du phénomène de pollution harmonique. Cela suppose l'identification et la caractérisation des causes et l'évaluation des effets, pour les prévenir ou/et pour les réduire. Pour résoudre la partie quantitative du problème, ont été définis et seront analysés, [MAN_7]:

1. les paramètres des ondes non-sinusoïdales;
2. les paramètres du régime non-sinusoïdal même, dans un certain point du réseau .

2.2.1 PARAMÈTRES DES ONDES NON-SINUSOIDALES

La décomposition de l'onde en série Fourier (2_1):

$$v(t) = A_0 + \sum_{k=1}^n (B_{km} \sin k\omega t + C_{km} \cos k\omega t) \quad (2_1)$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2} v(t) dt$$

$$B_{km} = \frac{2}{T} \int_{T/2}^{T/2} v(t) \sin k\omega dt \quad \text{avec } \omega = 2\pi/T \quad (2_2)$$

$$C_{km} = \frac{2}{T} \int_{T/2}^{T/2} v(t) \cos k\omega dt$$

permet de définir:

1. La valeur moyenne elle correspond à la composante continue, A_0 .

Pour les cas pratiques, cette valeur n'a pas une grande importance, car une composante continue ne peut pas pénétrer le réseau à travers les transformateurs.

2. La valeur crête

$$V_{\max} = \max\{v(t)\}_{t \in [0, T]} \quad (2_3)$$

Ce paramètre a une importance particulière pour l'analyse des surtensions harmoniques.

3. La valeur efficace, définie comme:

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} V_{\text{eff}, n}^2} \quad (2_4)$$

Cette valeur est indispensable pour l'étude des effets thermiques.

On peut noter ensuite que la relation classique du régime sinusoïdal:

$$V_{\text{ligne}} = \sqrt{3} V_{\text{phase}} \quad \text{ne reste plus valable.} \quad (2_5)$$

4. Le résidu non-sinusoidal qui peut s'exprimer par:

$$V_d = \sqrt{V_{\text{eff}}^2 - V_{\text{eff}, 1}^2} = \sqrt{V_{\text{eff}, 0}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} V_{\text{eff}, n}^2} \quad (2_6)$$

Ce paramètre est utilisé pour définir le taux global de distorsion. Il peut aussi être utilisé pour évaluer les pertes en régime non-sinusoidal.

5. Le coefficient de forme: c'est le rapport entre la valeur efficace et la valeur moyenne de la fonction sur $\frac{1}{2}$ période (1,11 pour une onde sinusoïdale):

$$k_f = \frac{V_{\text{eff}}}{V_{\text{moy}, T/2}} = \frac{\sqrt{A_0^2 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} B_{nm}^2}}{A_0 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{B_{nm}}{n}} \quad (2_7)$$

Ce coefficient caractérise la déformation de l'onde et permet de différencier des ondes ayant des harmoniques de même amplitude, mais de déphasage différent, ce qui est important pour le foisonnement des harmoniques.

6. Le coefficient de crête représente le rapport entre la valeur de crête et la valeur efficace ($\sqrt{2}$ en régime sinusoïdal):

$$k_v = \frac{V_{\max}}{V_{\text{eff}}} \quad (2_8)$$

Ce coefficient est en fait la valeur crête en unités relatives, il est donc important pour évaluer les surtensions harmoniques

7. Le taux de distorsion s'obtient en divisant le résidu non-sinusoïdal par la valeur efficace:

$$k_d = \frac{V_d}{V_{\text{eff}}} \quad (2_9)$$

Étant le résidu en unités relatives, il est utile pour analyser l'aspect thermique du fonctionnement en régime non-sinusoïdal. Dans la littérature ce paramètre est aussi proposé comme le rapport du résidu au fondamental. Ainsi défini, il peut servir à calculer les pertes supplémentaires en régime non-sinusoïdal, rapportées à celles du régime sinusoïdal.

Dans la littérature anglaise, le taux de distorsion est désigné par VTHD pour la tension et ITHD pour le courant. Nous allons utiliser cette notation.

8. Le niveau d'un harmonique: c'est le rapport entre valeur efficace de l'harmonique et la valeur efficace de l'onde non-sinusoïdale, donc le poids de l'harmonique (u.r.):

$$\gamma_n = \frac{V_{\text{eff},n}}{V_{\text{eff}}} \quad (2_10)$$

Ce paramètre permet de préciser la contribution de chaque harmonique au niveau global de pollution, surtout en ce qui concerne les pertes.

La notation utilisée, en concordance avec celle du taux de distorsion, sera VIHD_n pour la tension et IIHD_n pour le courant.

2.2.2 PARAMÈTRES DE QUALITÉ DE L'ÉNERGIE EN RÉGIME NON-SINUSOIDAL

Les régimes non-sinusoïdaux rencontrés dans le fonctionnement des systèmes électriques peuvent être très différents. Pour les individualiser et les caractériser, nous avons utilisé les paramètres définis précédemment. Pourtant, une telle approche est insuffisante pour apprécier le comportement énergétique des consommateurs.

Pour répondre à des tels besoins, il est nécessaire d'introduire de nouveaux paramètres capables de corréliser la circulation de charge avec le niveau des potentiels. De plus, pour diriger le comportement des consommateurs vers la baisse de la pollution harmonique, il faut adopter une politique de tarification adéquate.

Cette politique devrait satisfaire les critères suivants:

- (i) Les pénalités doivent être pratiques (applicables) et prévisibles (le consommateur doit pouvoir prévoir l'effet sur la réduction de ces pénalités, des mesures correctives qu'il prend).
- (ii) Un effort de diminution des harmoniques doit être encouragé.
- (iii) Les pénalités doivent être justifiées du point de vue économique (strictement liées aux dépenses supplémentaires induites, qui doivent être mesurables).
- (iv) Les techniques proposées doivent rester cohérentes avec la stratégie actuelle.
- (v) Les pénalités doivent être progressives (augmentant avec l'amplitude et l'ordre des harmoniques).

Parmi les paramètres susceptibles de satisfaire ces demandes on peut mentionner:

1. Le facteur de puissance qui est, sans doute, le plus connu. Dans sa version initiale, il représente le rapport entre la puissance active et la puissance apparente:

$$k_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{3}V_{eff} I_{eff}} \quad (2_{11})$$

Une autre définition, justifiée par le fait que dans la plupart des cas les harmoniques ne contribuent pas à "l'effet utile" (ou au moins pas dans la même mesure), c'est:

$$k'_p = \frac{P_1}{S} = \frac{P_1}{\sqrt{3} \cdot V_{eff} \cdot I_{eff}} \quad (2_{12})$$

Le calcul du facteur de puissance selon (2_12) suppose de négliger au numérateur la puissance active harmonique totale de IEEE, [IEE_4]:

$$THAP = \sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \cos[\arg V_n - \arg I_n] \quad (2_{13})$$

qui ne représente que quelques pour-cent de P_1 . Pour les "pollueurs", la THAP étant négative, l'évaluation est favorable, car elle augmente leur facteur de puissance. Par contre, pour les "pollués", non seulement ils doivent subir les effets de la pollution, mais ils voient diminuer leur facteur de puissance

Une analyse de principe du facteur de puissance le rend insuffisant pour les buts énoncés. Ainsi, l'inégalité de Swartz montre que:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt \leq \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t)dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t)dt} = S \quad (2_{14})$$

et par conséquent son maximum est égal à 1. Cela devra correspondre à un étalon de qualité: le manque des distorsions, comme indiqué dans [SUN_1]. Pourtant, cette valeur unitaire caractérise aussi la proportionnalité entre la tension et le courant, les deux déformés (le cas d'une résistance linéaire alimentée en non-sinusoidal). C'est un des raisons pour évaluer d'autres paramètres capables de juger de la qualité de l'échange énergétique?

2. Le facteur de qualité: il a été proposé par Sharon [SHA_1]:

$$QF = k_1 \cos \varphi + k_2 \left(1 - \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1}\right) + k_3 \left(1 - \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}\right) \quad (2_{15})$$

avec φ le déphasage entre le fondamental de la tension (U_1) et celui du courant (I_1),
 $k_j |_{j=1,2,3}$ et $k'_j |_{j=1,2,3}$ coefficients qui doivent satisfaire:

$$\sum_{j=1}^3 k_j = 1; \quad \sum_{j=1}^3 k'_j = 1 \quad (2_16)$$

Les valeurs de ces coefficients reposent sur des études techniques et économiques concernant, d'une part le coût relatif et la disponibilité de moyens de compensation et d'autre part les avantages d'un transfert de puissance avec un facteur de qualité élevé.

3. Le facteur de puissance corrigé représente une solution pour pénaliser les "fournisseurs" d'harmoniques d'ordre élevé. Une telle proposition a été faite dans [EAC_1] sous la forme:

$$FP_n = \frac{P}{U_H \cdot I_H} \quad (2_17)$$

avec
$$U_H = \sqrt{\sum_{n=1}^{50} C_n U_n^2} \quad I_H = \sqrt{\sum_{n=1}^{50} k_n I_n^2} \quad (2_18)$$

où C_n et k_n représentent des facteurs de correction dont le mode de calcul est présenté dans le Tableau 2_1.

Tableau 2_1 Coefficients de correction de la tension et du courant ($C_n = k_n$)

Relation	Commentaires
$k_n = n$	Simple, mais difficile à justifier économiquement
$k_n = n^{1/3}, n$ impair $k_n = 4n^2, n$ pair	Basée sur la Norme IEEE 519-92. Les effets augmentent plus que l'ordre de l'harmonique. ($FP_n = 0,14$ pour un redresseur triphasé)
$k_n = \sqrt{n}$	Prend en compte l'effet de peau.
$k_n = [1 + x(n^2 - 1)]$ avec $x = 0,01 \div 0,15$	Correspond à la caractéristique de la fréquence de la résistance des composants du système. Pour les postes de transformation on propose 0,01 et pour les stations de transformation 0,09 ÷ 0,15. Dans le cas d'harmoniques triples, les valeurs peuvent augmenter considérablement.

CONCLUSION L'introduction du facteur de puissance corrigé semble juste du point de vue physique: il permet en même temps d'apprécier la puissance requise à la source et de pénaliser les causes les plus dangereuses (les harmoniques d'ordre élevé). Si l'on souhaite aller vers une réduction de la pollution harmonique, son importance est moindre, car on serait amené à sanctionner les consommateurs à la fois sur les causes (injections de courants harmoniques) et sur les effets (apparition de tensions harmoniques). Or, à l'exception des simulations, il n'existe pas de moyens permettant de mettre en évidence la contribution de chaque consommateur à la pollution globale du réseau. Ainsi un consommateur idéal (charges linéaires) peut être pénalisé s'il est alimenté en tension non-sinusoïdale, polluée par d'autres consommateurs. De plus, le coefficient de correction s'applique seulement à l'ordre harmonique et non progressivement à son amplitude. Dans le cas d'une étude des effets thermiques (dépendants du carré des courants), une telle approche ne semble pas optimale. Ces remarques sont valables aussi pour le facteur de qualité proposé par Sharon.

Dans [MAN_14], nous avons proposé l'utilisation complémentaire des certains paramètres, à savoir les facteurs de distorsion intégratifs et dérivatifs, définis comme le

facteur de distorsion traditionnel, mais appliqué à l'intégrale ou à la dérivée (de différentes ordres) de la grandeur concernée (tension ou courant). Pour la tension on obtient:

$$\overline{VTHD}^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1 k^q} \right)^2} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{VIHD_k}{k^q} \right)^2} = \frac{\omega^q}{U_1} \sqrt{\int_0^T (u_h^{(q)})^2 dt} \quad (2_{19})$$

et

$$\overline{VTHD}^{\cdot(q)} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{k^q U_k}{U_1} \right)^2} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (k^q VIHD_k)^2} = \frac{1}{\omega^q U_1} \sqrt{\int_0^T \left(\frac{d^q u_h}{dt^q} \right)^2 dt} \quad (2_{20})$$

Des relations similaires peuvent être écrites pour le courant.

Ces paramètres permettent d'établir une liaison directe entre les distorsions de la tension et celles du courant. Ainsi, pour les éléments qui peuvent être caractérisés à l'aide d'une équation différentielle:

$$\sum_0^N a_n \frac{d^n i}{dt^n} = \sum_0^M b_n \frac{d^n u}{dt^n} \quad (2_{21})$$

on peut trouver les fonctions analytiques f et g qui gouvernent:

$$ITHD = \frac{I_H}{I_1} = f(a_n, a_{n-1}, \dots, b_m, b_{m-1}, \dots, b_0, \overline{VTHD}^{(n-m)}, \overline{VTHD}^{(n-m-1)}, \dots, \overline{VTHD}) \quad (2_{22})$$

et $\overline{VTHD} = \frac{U_H}{U_1} = g(a_n, a_{n-1}, \dots, b_m, b_{m-1}, \dots, b_0, \overline{ITHD}^{(n-m)}, \overline{ITHD}^{(n-m-1)}, \dots, \overline{ITHD}) \quad (2_{23})$

Pour le transformateur de la Figure 2_1, par exemple, parce que:

$$a_2 \frac{d^2 i_H}{dt^2} + a_1 \frac{di_H}{dt} + a_0 i_H = b_1 \frac{du_H}{dt} + b_0 u_H \quad (2_{24})$$

$$a_2 = L_2 L_m + L_2 L_1$$

$$a_1 = (L_2 + L_m) R_1 + (L_1 + L_m) R_2$$

avec: $a_0 = R_1 R_2, R_2 = R_L + R_2 \quad (2_{25})$

$$b_1 = \begin{cases} L_2 + L_m & \text{pour } i = i_1 \\ L_m & \text{pour } i = i_2 \end{cases}$$

$$b_0 = \begin{cases} R_2 & \text{pour } i = i_1 \\ L_m & \text{pour } i = i_2 \end{cases}$$

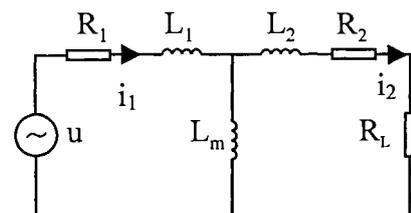


Figure 2_1 Schéma simplifié du transformateur

on trouve que:

$$I_H = \frac{U_1}{a_2} \sqrt{\frac{b_1^2}{\omega^2} (\overline{VTHD})^2 + \frac{b_0^2}{\omega^4} (\overline{VTHD}^{(2)})^2} \quad (2_{26})$$

Si on s'intéresse à une machine à induction, qui a le schéma équivalent identique à celui de la Figure 2_1, mais avec la résistance de charge nulle ($R_L=0$) et R_2 la résistance du rotor, l'équation différentielle associée est:

$$a_1 \frac{di_H}{dt} + a_0 i_H = u_H \quad (2_{27})$$

$$\text{où } \begin{cases} a_1 = L_1 + L_2 \\ a_0 = R_1 + R_2 \end{cases} \quad (2_28)$$

et par conséquent les distorsions du courant s'expriment avec:

$$I_H = \frac{U}{a_1} \overline{VTHD} \quad (2_29)$$

De même, pour un condensateur de capacité C, le résidu du courant est lié au facteur de distorsion dérivatif de premier ordre de la tension par:

$$I_H = \omega C U_1 \dot{VTHD} \quad (2_30)$$

Ces observations ne sont pas valables seulement pour les charges linéaires. Ainsi, pour un convertisseur connecté au réseau par un filtre, comme dans la Figure 2_2, où on peut écrire l'équation différentielle:

$$LC \frac{d^2 u_H}{dt^2} + RC \frac{du_H}{dt} + u_H = L \frac{di_H}{dt} + Ri_H \quad (2_31)$$

on peut évaluer les distorsions du potentiel au noeud de raccord en fonction des distorsions du courant injecté, par:

$$U_H = \frac{I_1}{LC} \sqrt{\left(\frac{ITHD}{\omega C}\right)^2 + \left(\frac{R}{\omega^2 LC} \overline{ITHD^{(2)}}\right)^2} \quad (2_32)$$

et les exemples peuvent continuer.

Sans résoudre le problème de la dépendance entre les distorsions de la tension et celles du courant d'une manière exhaustive, on voit que ces paramètres peuvent être utiles dans beaucoup de cas. La contrainte est représentée par la nécessité de caractériser l'élément étudié par une équation différentielle, ce qui n'est pas toujours facile.

Nous avons présenté ces paramètres dans cette section, dédiée aux paramètres de qualité de l'énergie et non parmi les paramètres des ondes où ils appartiennent de droit, pour mettre en évidence leur particularité: exprimer des liaisons entre les distorsions de la tension et du courant. Ainsi, les facteurs de distorsions intégratifs ou dérivatifs de la tension, sont des paramètres de cette onde non-sinusoïdale, mais en même temps ils peuvent être considérés aussi comme des paramètres du courant non-sinusoïdal, dans la mesure où on arrive à exprimer une dépendance comme ci-dessus.

Une autre catégorie de paramètres concerne un effet indésirable de la circulation des harmoniques dans le réseau: les perturbations des lignes téléphoniques. Pour quantifier cette influence on a introduit les paramètres, décrits ci dessous [CHA_1]:

i) **Le coefficient d'influence téléphonique TIF** (valeurs usuelles TIF=15...40):

$$TIF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (U_n P_n k_n)^2}}{\sqrt{2} U_{ef}} \quad (2_33)$$

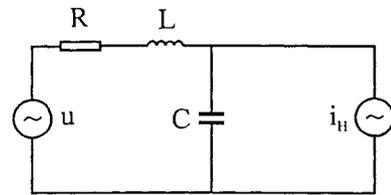


Figure 2_2 Circuit d'alimentation du convertisseur

ii) Le produit IT (valeur typique IT=20.000):

$$IT = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{2}(I_n k_n P_n)^2} \quad (2_{34})$$

Dans ces relations, les harmoniques sont pondérés selon leurs influences sur l'audition téléphonique (sensibilité de l'oreille, courbe de réponse du récepteur téléphonique et couplage inductif de la ligne téléphonique avec la ligne perturbatrice). Le coefficient de poids k_n est de 1 à 1kHz et il a des valeurs plus réduites pour les autres fréquences [MEY_1].

2.2.3 NORMES ET RÉGLEMENTATIONS (VALEURS LIMITES)

Ces documents représentent un ensemble de règles spécifiques, impératives, visant à imposer un certain comportement, pour éviter que le phénomène évolue jusqu'à un dysfonctionnement inacceptable. Dans notre cas, il s'agit de limiter les effets de la pollution harmonique sur les composants du système, en assurant une énergie de qualité.

Toutefois, une énergie de qualité n'est pas une énergie parfaite. À cause de différentes raisons, principalement techniques, mais aussi économiques, on ne se propose pas de compenser la pollution harmonique jusqu'à l'annulation, de même dans le régime sinusoïdal on ne se proposait pas de compenser totalement l'énergie réactive.

Ces deux exemples ne sont cependant pas totalement similaires, car, si en régime sinusoïdal la circulation de réactif dans le réseau ne produit pas de préjudices aux consommateurs (hormis la baisse de la tension), dans le régime non sinusoïdal il existe des charges particulièrement sensibles, surtout celles qui comprennent une partie électronique importante, qui peuvent devenir victimes de leur complexité.

Une question demeure: doit-on assurer dans tout le système une haute qualité de l'énergie (en particulier un niveau maximal admis de pollution harmonique) ou imposer un niveau général moyen pour la qualité de l'énergie au niveau du réseau et des contraintes plus sévères en certains point de raccord? Dans ce cas, pour assurer un niveau contrôlé de pollution harmonique, convenu ou contracté avec le client, il est techniquement possible et économiquement plus favorable, de prévoir des équipements de compensation sur les noeuds sensibles.

Généralement une norme ou une **réglementation traite trois aspects**:

- (i) l'introduction d'une grandeur de contrôle et la fixation de valeurs limites;
- (ii) l'indication de méthodes de mesure et de traitement des données afin de vérifier le respect des limites;
- (iii) la suggestion de moyens pour diminuer le niveau de pollution jusqu'aux limites imposées.

Les sujets les plus discutés concernant les normes de régime non-sinusoidal sont les grandeurs de contrôle du régime et les valeurs limites. Il a été proposé, spécialement par des représentants de l'école italienne (A. Ferrero, R. Tenti), d'inclure dans les normes certains éléments de la théorie des puissances. Cette proposition a enregistré des avis négatifs (notamment celui du Czarnecki). Les opinions concernant ce sujet, plus au moins

émotionnelles, ont au moins pour l'instant, un caractère subjectif prononcé. Plus de détails concernant la théorie des puissances pourront être consultés dans la section 2.3.

Une différence doit être faite entre les normes concernant les liaisons entre les sources d'harmoniques et le système global (particulièrement importantes pour les compagnies d'électricité) et les normes d'équipement (importantes pour les fabricants) et portant sur l'émission harmonique des équipements ou sur la susceptibilité harmonique des récepteurs.

Dans la première catégorie on retrouve les réglementations du Tableau 2_2 et dans l'autre, les normes IEEE 446 [IEE_2] et IEC 555-2 [IEC_3]. Les normes d'équipement proposent des approches concordantes, en temps ou en fréquence, pour évaluer et non pas pour mesurer les harmoniques.

Tableau 2_2 Réglementations d'un système en régime non-sinusoidal

Document	Référence	Niveau de tension concerné
IEEE 519-1992	[IEE_1]	BT,MT,HT
IEC 1000-2-2	[IEC_1]	BT
IEC 77B	[IEC_2]	MT
CIGRE WG 36.05	[CIG_3]	MT
CIGRE JTF 36.05	[CIG_2]	HT
Norme Australienne AS-2279-1-1991	[AUS_1]	BT et MT
Recommandation britannique G5/3	[UKE_1]	BT et HT
Norme européenne EN 50.160	[CEN_1]	BT et MT
Norme canadienne BC Hydro	[XUM_1]	BT et MT
Réglementation roumaine PE 143		BT, MT et HT

Nous allons analyser en bref trois des plus importantes réglementations internationales: la proposition IEEE, la norme européenne et la proposition de la Commission Électrotechnique Internationale (CEI). Les réglementations nationales des tous les pays européens sont conformés aux demandes imposées par EN 50.160 et CEI 1000-2-2.

RÉGLEMENTATION IEEE-519

Initiée en 1981 et révisée en 1992, cette réglementation utilise deux critères pour évaluer les distorsions harmoniques:

- (i) **les valeurs limites pour les courants harmoniques** qu'un consommateur peut injecter dans la réseau (responsabilité individuelle de chaque consommateur);
- (ii) **les harmoniques de la tension dans chaque noeud** (responsabilité collective du fournisseur et de tous les consommateurs raccordés au même point de couplage).

Les limites des injections de courants harmoniques sont établies en pour cent de la valeur efficace, en fonction de la taille du consommateur et des ressources du système (exprimé par I_{CC}/I_{CH}), comme présente dans le Tableau 2_3.

Tableau 2_3 La limite des distorsions des courants dans IEEE-519

I _{CC} /I _{CH} *	Ordre harmonique					Taux de distorsion [%]
	< 11	11-16	17-22	23-24	≥25	
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 ÷ 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 ÷ 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 ÷ 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

*I_{CC}/I_{CH} courant de court-circuit au point de couplage/fondamental du courant de la charge

Pour les harmoniques triples, les valeurs comprises dans le Tableau 2_3 doivent être divisées par 3, à cause des conditions particulières de propagation de ces harmoniques dans le réseau et à cause de leurs effets négatifs.

Les limites des harmoniques de la tension, suffisamment basses pour préserver le spectre harmonique théorique des courants injectés (en une alimentation sinusoïdale), sont présentées dans la Tableau 2_4.

Tableau 2_4 Taux limite de distorsion de la tension selon IEEE-519

Taux de distorsion accepté [%]	Tension du système		
	(2.3 ... 69) kV	(69 ... 138) KV	> 138 kV
individuel	3.0	1.5	1.0
total	5.0	2.5	1.5

Ces valeurs peuvent être utilisées pour deux buts:

- vérifier le respect des limites pour les consommateurs déjà connectés au réseau;
- vérifier les conditions pour brancher un nouveau client.

Pour ce dernier cas, l'esprit de ce document correspond au principe "premier arrivé-premier servi". Dans ce cas, le fournisseur doit assumer la responsabilité pour la valeur de référence des tensions harmoniques et tout nouveau client sera accepté seulement si sa présence n'augmente pas le taux de distorsion au dessus des limites précisées:.

$$\delta_{U_n, \text{client}} + \delta_{U_n, \text{rémanent}} \leq \delta_{U_n} \quad (2_35)$$

et
$$\sqrt{\sum_{h=2}^{50} (\delta_{U_n, \text{client}} + \delta_{U_n, \text{rémanent}})^2} \leq \delta_U \quad (2_36)$$

NORME EUROPÉENNE EN 50.160 ET RÉGLEMENTATION CEI 1000-2-2

Les limites prévues par la norme européenne EN 50.160 et présentées dans la colonne B.T. et M.T. du Tableau 2_5, précisent les valeurs des potentiels harmoniques des noeuds à ne pas dépasser dans 95% des cas (sur des intervalles de 10 minutes, pendant une semaine). De plus, la réglementation CEI_1000-2-2 propose à titre expérimental des valeurs pour la H.T., contenues dans la colonne correspondante du Tableau 2_5. Les deux normes imposent de plus que le taux global de distorsion (pour les 40 premières harmoniques) ne dépasse pas 8%.

Tableau 2_5 VTHD des noeuds selon EN 50.160 et CEI 1000-2-2

Harmoniques impaires non - triples			Harmoniques impaires triples			Harmoniques paires		
ordre	Harmoniques de tension [%]		ordre	Harmoniques de tension [%]		ordre	Harmoniques de tension [%]	
	BT et MT	HT *		BT et MT	HT *		BT et MT	HT *
5	6.0	2.0	3	5.0	2.0	2	2.0	1.5
7	5.0	2.0	9	1.5	1.0	4	1.0	1.0
11	3.5	1.5	15	0.3	0.3	6	0.5	0.5
13	3.0	1.5	21	0.2	0.2	8	0.5	0.2
17	2.0	1.0	>21	0.2	0.2	10	0.5	0.2
19	1.5	1.0				12	0.5	0.2
23	1.5	0.7				>12	0.5	0.2
25	1.5	0.7						
>25	0.2+1.3.25/h	0.2+0.5-25/h						

* Les valeurs pour la haute tension ont un caractère expérimental

COMPARAISON ENTRE LES DIFFÉRENTES RÉGLEMENTATION

Une comparaison entre les principales réglementation montre les suivantes

Tableau 2_6 Comparaison des réglementations européennes et internationales

Critère de comparaison	Norme IEEE 519- 1992	CEI 1000-2-2 et EN 50.160
le plus haut ordre harmonique pris en compte	50	40
VTHD	5,0% - B.T. 2,5% - M.T. 1,5% - H.T.	8% - B.T. 8% - M.T. 8% - H.T.
ITHD	3,0% - B.T. 1,5% - M.T. 1,0% - H.T.	variables et plus réduites à l'exception des ordres 3,5,7 et 11
injections de courant	détaillé selon la taille dans la charge globale	pas du tout
influence téléphonique	IT	pas du tout

On peut ainsi affirmer que la réglementation IEEE est plus complète et plus stricte au niveau des harmoniques du potentiel, alors que la norme de la Commission Électrotechnique Internationale et la Norme Européenne imposent des valeurs plus basses pour certaines injections de courant.

2.3 LA THÉORIE DE LA PUISSANCE

Dans le cas le plus général, une théorie de la puissance pourrait être définie comme un ensemble d'équations avec leurs interprétations, destinées à expliquer le fonctionnement du système énergétique (en régime non-sinusoïdal et déséquilibré). La théorie doit pouvoir répondre aux questions liées aux différentes puissances et plus particulièrement à celles qui, bien que demandées aux sources, ne sont pas des puissances "utiles". Parmi ces nombreuses questions on peut citer:

- Quelle est l'influence des propriétés de la charge sur le courant demandé à la source?
- Jusqu'où peut-on réduire le courant de la source et par quels moyens?
- Comment certaines initiatives économiques, comme les systèmes de tarification, peuvent être utilisés pour améliorer les propriétés des puissances, l'efficacité énergétique?

Contribuer au développement de la théorie de la puissance revient aujourd'hui à proposer une nouvelle division de la puissance apparente, en général pour évaluer la qualité de la charge, à travers certains paramètres caractéristiques (évoqués dans la section 2.2).

Il y a maintenant plus de 70 ans que deux propositions de référence ont été faites: celle de Budeanu et celle de Fryze [BUD_1], [FRY_1]. Elles ont été considérées comme deux théories différentes, la première fréquentielle et la deuxième temporelle. Cependant, la puissance "non-active de Fryze" et les puissances de Budeanu (réactive et déformante) ne représentent pas des grandeurs complètement différentes. Depuis, elles ont été analysées et développées dans des modèles mathématiques qui combinent les approches aussi bien temporelles que fréquentielles. La classification des nouvelles propositions dans l'une ou l'autre de ces deux catégories est, donc, difficile à faire.

Dans les circuits équilibrés, en régime sinusoïdal, l'interprétation des puissances (transfert, conversion, pertes), ainsi que les méthodes de compensation sont relativement simples et le même ensemble d'équations, définitions et interprétations, considéré comme théorie de la puissance, offre les outils théoriques pour résoudre les problèmes pratiques. En régime non-sinusoïdal et/ou déséquilibré, les formulations et les interprétations sont plus complexes et les techniques de compensation plus sophistiquées (active ou passive, contrôlées dans le domaine du temps ou de la fréquence).

Pour ces raisons, un ensemble unique d'équations ou de grandeurs, ne peut pas offrir des solutions à tous ces problèmes. C'est pourquoi on trouve:

- **propositions orientées vers un but défini a priori** qui imposent de condenser les informations et de les diriger vers cet effet. Cela suppose que l'on accepte de perdre des informations connexes ou complémentaires et finalement ces théories sont inapplicables à d'autres fins;
- **approches générales (non-orientées)** qui représentent d'habitude plutôt une base de données, constituée pour éviter de perdre des informations et comprenant parfois des formulations de type équations en courant ou/et en puissance et des interprétations permettant d'identifier les techniques de compensation les plus appropriées et la structure de compensateur la mieux adaptée.

De plus, la dynamique du système global impose que la base de données ainsi constituée soit à son tour dynamique et perfectible, permettant deux processus:

- l'introduction de nouvelles grandeurs, bien justifiées;
- l'élimination de quantités anachroniques.

Quant aux conditions qu'un nouvel élément doit satisfaire pour justifier son introduction, il faut qu'il remplit au moins un des besoins:

- introduire des méthodes nouvelles de mesure ou d'évaluation;
- expliquer des phénomènes ou des principes de compensation;

- proposer des grandeurs utiles pour apprécier la qualité de l'échange énergétique.

ACCEPTATION DES NOUVELLES PROPOSITIONS

Comment valider une nouvelle proposition pour la théorie de la puissance? Doit-elle être acceptée ou approuvée? L'expérience montre que les théories fondamentales n'ont pas eu besoin d'être approuvées par des institutions nationales ou internationales pour être appliquées. Deux concepts peuvent être évoqués comme critère d'acceptation:

- la proposition introduit des **grandeurs mesurables**: cependant, avec les techniques actuelles, toute grandeur définie correctement du point de vue mathématique peut être mesurée;
- la proposition concerne des **grandeurs utiles** (validées par la pratique) pour
 - dimensionner des composantes du système;
 - mesurer, surveiller, contrôler ou tarifer;
 - compenser et filtrer (conditionnement).

Un autre débat porte sur les éléments à inclure dans la base de données. De nouveau, il existe deux courants d'idées - d'introduire:

- des **quantités conventionnelles**, mesurables ou utiles, présentées auparavant (soutenu par l'école italienne et surtout A. Ferero);
- des **circuits étalons** (benchmarks) où l'acceptation d'un nouvel élément doit s'achever
 - s'il s'avère valable au moins dans un circuit étalon;
 - s'il ne conduit pas à des mauvaises interprétations dans aucun des benchmarks.

Pour l'instant, les propositions, "officielles", sont celle de Budeanu, comprise dans le Dictionnaire IEEE ("IEEE Standard Dictionary of Electric and Electronic Terms") et celle de Kusters et Moore, retenue par la Commission Électrotechnique Internationale (CEI) en 1979.

QUESTIONS À RÉSOUDRE

La curiosité a poussé depuis toujours l'être humain de se poser des questions. Une question fondamentale pour les énergéticiens reste: pourquoi la valeur du courant dans un circuit électrique doit elle être plus grande que la partie correspondante au transfert de la composante utile? Comment différencier plusieurs courants ayant le même effet utile? De là se posent un ensemble de questions connexes:

- ① Quels phénomènes physiques justifient la différence des courants?
- ② Comment caractériser et comparer les paramètres de qualité des courants correspondant au même effet utile?
- ③ Existe-t-il un optimum pour transférer une certaine puissance active?
- ④ Comment obtenir cet optimum et donc le courant afférent?
- ⑤ Si, pour des raisons techniques ou économiques, on ne souhaite pas réaliser cet optimum, est-ce qu'on peut, toutefois, trouver une solution meilleure que les autres?
- ⑥ Est-ce qu'on peut caractériser le fonctionnement du système, par rapport à l'optimum, d'une manière simple (par un numéro par exemple)? Cette caractéristique pourrait ainsi être utilisée pour la tarification ou bien pour stimuler les initiatives des consommateurs vers une amélioration de leurs performances énergétiques?

Les réponses, pour les systèmes fonctionnant en régime sinusoïdal, alimentés par une source de puissance infinie, sont déjà disponibles:

- ① La composante imaginaire de la charge qui détermine les oscillations de puissance.
- ② Par les valeurs efficaces: plus petite est cette valeur, plus réduites sont les pertes sur les lignes et dans les autres composantes du système
- ③ L'optimum correspond à une puissance réactive nulle ($Q=0$), ou le courant est purement actif.
- ④ Cet optimum peut être obtenu grâce à une compensation de réactif avec une bobine ou avec un condensateur.
- ⑤ Oui, le courant correspondant au facteur de puissance recommandé par les normes.
- ⑥ La puissance réactive ou le facteur de puissance idéal ($Q=0$, $\cos\phi=1$); on peut pénaliser d'une façon progressive la puissance réactive demandée, encourageant ainsi la compensation au niveau du consommateur.

Pour les systèmes en régime non-sinusoidal, alimentés par des sources réelles, les réponses ne s'obtiennent qu'à la suite d'une modélisation appropriée et l'analyse des résultats (conformément à la théorie de la puissance) ce qui représente l'enjeu principal de cette thèse.

2.3.1 APPROCHES POSSIBLES DANS LA THÉORIE DE LA PUISSANCE

Comme précisé auparavant, il existe deux approches possibles pour évaluer les phénomènes de puissance dans les systèmes électriques: temporelle et fréquentielle. Ces deux approches ne s'excluent pas, au contraire, il est parfois convenable de les utiliser conjointement ou d'exploiter leur complémentarité. Il existe des analyses qui en utilisant des outils spécifiques à chacun, arrivent à mieux couvrir le sujet.

Le plus souvent une telle démarche démarre avec l'une des deux approches pour se poursuivre en utilisant des éléments de l'autre. Avant de présenter les principales propositions, nous allons procéder à une brève analyse des principales caractéristiques de ces deux approches, en essayant de prouver leur concordance, certaines limites et leur complémentarité.

2.3.1.1 APPROCHE TEMPORELLE

Plusieurs approches temporelles sont fondées sur une transformation de type Park ou Clarke, qui suppose de décomposer un système triphasé, selon les deux axes direct et quadrature:

$$\vec{u}(t) = u_d + ju_q \quad \vec{i}(t) = i_d + ji_q \quad (2_37)$$

$$\vec{u}(t) = u_d + ju_q \quad \vec{i}(t) = i_d + ji_q \quad (2_38)$$

avec $u_0(t)$ et $i_0(t)$ les composantes homopolaires (tension et courant)

Ces grandeurs de Park s'obtiennent suite à une transformation orthogonale:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T \\ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T \\ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} \quad (2_39)$$

ou u_{Lk} et i_{Lk} grandeurs de ligne et [T] représente la matrice de transformation:

$$[T] = \begin{bmatrix} \sqrt{2/3} & \sqrt{1/6} & \sqrt{1/6} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (2_40)$$

Le produit de ces quantités conduit à la puissance instantanée complexe:

$$\underline{a}_p(t) = \underline{u}(t) \cdot \underline{i}^*(t) = p_p(t) + jq_p(t) \quad (2_41)$$

avec $p_p(t)$ la puissance active de Park:

$$p_p(t) = u_d i_d + u_q i_q \quad (2_42)$$

et $q_p(t)$ la puissance imaginaire de Park:

$$q_p(t) = u_q i_d - u_d i_q \quad (2_43)$$

La liaison entre la puissance active de Park et puissance instantanée du système triphasé est exprimée par:

$$p(t) = p_p(t) + p_0(t) \quad \text{avec } p_0(t) = u_0(t) \cdot i_0(t) \text{ la puissance homopolaire.} \quad (2_44)$$

Après avoir analysé ces relations de puissance, on peut tirer quelques conclusions:

1. La présence d'une puissance imaginaire suggère déjà qu'on consomme plus que le minimum nécessaire pour transférer la puissance active.
2. La compensation de la puissance imaginaire, qui diminue les pertes, peut se faire sans toucher la puissance active.
3. Parce que la puissance imaginaire a une moyenne nulle, sa compensation ne suppose pas l'utilisation des éléments avec capacité de stockage [AKA_1].
4. Cette approche est particulièrement utile pour l'analyse des déséquilibres.
5. Il est difficile d'exploiter en plus l'analyse des harmoniques à l'aide des transformations orthogonales. Pour plus d'information et surtout sur les interactions source-charge, on doit la compléter avec une approche fréquentielle.

Un vecteur quelconque de Park, $\underline{w}(t)$, peut être décomposé en série Fourier:

$$\underline{w}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{w}_k e^{jk\omega t} \quad (2_45)$$

Dans la somme précédente ils interviennent des vecteurs Park \underline{w}_k qui tournent avec une vitesse $k\omega$ en sens directe ($k>0$), inverse ($k<0$) et la composante continue ($k=0$).

Si on exprime en fréquence la puissance instantanée complexe Park, on obtient:

$$\underline{a}_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{U}_k \underline{I}_k^* + \sum_{\substack{k,m=-\infty \\ k \neq m}}^{\infty} \underline{U}_k \underline{I}_m^* e^{j(k-m)\omega t} \quad (2_46)$$

- La première somme de l'équation (2_46) est constante et représente la moyenne \underline{A}_p de la puissance $\underline{a}_p(t)$:

$$\text{Re}\{\underline{A}_p\} = \text{Re}\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{U}_k \underline{I}_k^* \right\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_k = P_p \quad (2_47)$$

ou P_k est la puissance active de l'harmonique k et P_p la valeur moyenne de $p_p(t)$. Pour la puissance imaginaire on peut écrire:

$$\text{Im}\{\mathbf{A}_p\} = \text{Im}\left\{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{U}_k \mathbf{I}_k^*\right\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} Q_k = Q_p \quad (2_48)$$

avec Q_k la puissance réactive associée à l'harmonique k (de séquence directe pour $k>0$ et de séquence inverse pour $k<0$).

- La deuxième somme de l'équation (2_46) représente le résultat de l'interaction des composantes de fréquence et séquence différentes. On met en évidence trois cas:

1. **Interactions séquence-séquence** (entre composantes de la même pulsation $k\omega$), qui produisent des oscillations avec une pulsation de $2k\omega$ si $|k| = |m|$.
2. **Interactions des harmoniques** (avec des fréquences différentes mais de la même séquence) si $|k| \neq |m|$ et $k \cdot m > 0$.
3. **Interactions complexes**, entre des harmoniques de fréquence et séquence différentes si $|k| \neq |m|$ et $k \cdot m < 0$.

Cette situation peut être décrite mathématiquement en mettant la puissance complexe instantanée sous la forme:

$$\mathbf{a}_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{U}_k \mathbf{I}_k^* + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{U}_k \mathbf{I}_k^* e^{j \cdot 2k\omega t} + \sum_{\substack{k,m=-\infty \\ |k| \neq |m|}}^{\infty} \mathbf{U}_k \mathbf{I}_m^* e^{j \cdot (k-m)\omega t} \quad (2_49)$$

ou le deuxième terme regroupe les interactions 2 et 3.

Une telle analyse permet de tirer certaines conclusions:

1. L'analyse temporelle de la puissance instantanée "Park" et de ses composantes (réelle et imaginaire) peut fournir des informations directes sur la nature de la charge. Pourtant on n'arrive pas, que sur cette base seulement, à différencier les charges déséquilibrées et réactives. En outre, les distorsions constatées ne permettent pas de dissocier les effets de charges non-linéaires (ou à paramètres variables) ou d'une tension d'alimentation déformée.
2. L'approche temporelle permet d'obtenir des informations concernant la compensation des composantes de la puissance qui ne contribuent pas au transfert de puissance utile. Ces informations servent seulement pour la compensation avec des éléments sans capacité de stockage. Pour tout autre type de compensation les informations nécessaires pour les dimensionner et pour les commander, ne sont pas immédiates, [MAN_13].

Les informations supplémentaires nécessaires pour la compensation ou pour l'identification des charges peuvent être délivrées par une analyse fréquentielle.

2.3.1.2 APPROCHE FRÉQUENTIELLE

Pour mettre en évidence la complémentarité inverse (de l'approche temporelle à l'approche fréquentielle), nous allons utiliser l'une des propositions les plus intéressantes de cette dernière catégorie, celle de Czarnecki. Dans sa version "de base", elle s'appuie sur les principes suivants:

- Le courant est constitué de cinq composantes:
 1. **composante active**, i_a , associée au transfert de la puissance active;
 2. **composante de dispersion**, i_s , associée à des oscillations de puissance (de valeur moyenne nulle), due à la variation de la conductance de la charge avec la fréquence;

3. **composante réactive**, i_r , attribuée aux charges linéaires réactives équilibrées;
4. **composante de déséquilibre**, i_u , produite par les charges linéaires déséquilibrées;
5. **composante générée**, i_g , due à la présence des charges non - linéaires ou à paramètres variables.

- Les composantes réactive et de déséquilibre peuvent être entièrement compensées avec des équipements linéaires, passifs, réactifs.
- La décomposition du courant n'utilise que les tensions de phase (pas de composantes symétriques).

Pour relier les grandeurs définies plus haut aux quantités de séquence, on peut représenter les composants de Czarnecki par des vecteurs de Park. À ce but, on définit par N_v l'ensemble des ordres harmoniques du vecteur de Park associé à la tension et on note par P_k la composante active attachée aux composants d'ordre k du produit des vecteurs de Park de la tension et du courant:

$$P_k = \text{Re} \left\{ \underline{U}_k \underline{I}_k^* \right\} \quad (2_50)$$

L'ensemble des harmoniques se divise dans deux sous-ensembles:

- ordres harmoniques des composantes "**fictives**", N_f , (non-linéarités ou variations des paramètres):

$$N_f = \left\{ k / |k| \in N_v \cap \left[(P_k < 0) \cup (P_{-k} < 0) \right] \right\} \quad (2_51)$$

- ordres harmoniques "**non-fictives**" de la courbe de tension, N_u :

$$N_u = \left\{ k / |k| \in N_v \cap k \notin N_f \right\} \quad (2_52)$$

Avec ces notations les composantes de Czarnecki pour tous les ordres harmoniques non-nulles ($h = |k| \neq 0$) deviennent:

$$\underline{i}_s = G_e \sum_{k \in N_u} \underline{U}_k e^{jk\alpha} \quad \text{ou} \quad G_e = \frac{P_p}{U^2}, \quad P_p = \sum_{k \in N_u} P_k \quad \text{et} \quad U^2 = \sum_{k \in N_u} U_k^2 \quad (2_53)$$

$$\underline{i}_s = \sum_{k \in N_u} (G_{ppk} - G_e) \underline{U}_k e^{jk\alpha} \quad (2_54)$$

$$\underline{i}_r = \sum_{k \in N_u} \frac{k}{|k|} B_{ppk} \underline{U}_k e^{jk\alpha} \quad (2_55)$$

$$\underline{i}_u = \sum_{k \in N_u} \frac{k}{|k|} Y_{pnk} \underline{U}_{-k}^* e^{jk\alpha} \quad (2_56)$$

$$\underline{i}_g = \sum_{k \in N_u} \underline{I}_k e^{jk\alpha} \quad (2_57)$$

avec $Y_{pnh} = G_{pnh} + jB_{pnh}$, les indices p et n désignant les séquences p et n et h l'ordre harmonique. Théoriquement, s'il existe aussi une composante de courant continu, elle introduit un terme supplémentaire dans le courant fictif de Park $\underline{i}_{go} = I_o$.

Si le système de tensions est symétrique, alors les relations de Czarnecki s'en déduisent directement, mais dans ce cas l'orthogonalité entre la composante active et la composante de déséquilibre ne peut plus être prouvée. Mais, comme par la compensation on cherche à annuler les deux à la fois, cette manque d'orthogonalité ne pose pas de problèmes.

Suite à l'application d'une transformation de Park aux relations de Czarnecki, on obtient certaines informations supplémentaires:

1. Le courant $\underline{i}_u + \underline{i}_r$, est généré par une charge déséquilibrée ou/et par un consommateur réactif. Comme, dans le cas le plus général, ces deux composantes ne sont pas orthogonales, elles ne doivent pas être traitées séparément. Si la charge est équilibrée, alors il ne reste que la composante réactive. Pour une tension d'alimentation non-sinusoidale, la composante réactive pourrait être engendrée par une charge déséquilibrée. Il est évident qu'aucune de ces composantes ne s'associe à un transfert de puissance active (moyenne).
2. Le courant générée (fictif), \underline{i}_g , indique toujours la présence d'une charge non-linéaire et est associé à un transfert de puissance active en sens opposé (la deuxième partie de N_f). Cette puissance est injectée par la charge non-linéaire et dissipée dans le réseau et sur la résistance de la source.

La compensation des composantes réactives et de déséquilibre se fait avec un circuit triphasé d'éléments passifs (à l'exception de la composante continue).

On peut maintenant tirer les **conclusions pour l'approche en fréquence**:

1. Elle permet d'identifier d'une façon convenable la nature de la charge.
2. Elle permet de dimensionner un compensateur pour la composante réactive et de déséquilibre.
3. Le transfert d'une théorie, telle que celle de Czarnecki, vers le domaine du temps par une transformation de Park, la rend applicable à des systèmes triphasés alimentés par des tensions non - sinusoidales.

2.3.2 PROPOSITIONS D'APPROCHES TEMPORELLES

Plusieurs approches temporelles ont déjà été proposées par différents spécialistes du domaine non-sinusoidal. La plupart de ces approches est ciblée sur l'identification de la partie de la puissance qui pourrait être compensée, en essayant d'indiquer par quelle sorte de moyen la compensation devrait se faire.

On a déjà précisé que dans leur majorité, elles reposent sur des transformations orthogonales (Park ou autre). Les contributions les plus connues appartiennent à Fryze, Kusters et Moore, Fryze-Depenbrock-Bucholz, Rosseto et Tenti, Akagi et Nabae, Ferrero, Superti Furga, Harashima pour ne citer que quelques unes.

2.3.2.1 PROPOSITION DE FRYZE [FRY_1]

Fryze a proposé, en 1932, une décomposition partielle pour les courants et les puissances. Il a proposé de partager le courant de la source en deux parties:

- une **partie active**, reliée au transfert de la puissance active (utile) qui reproduit la tension à une autre échelle (le facteur de proportionnalité étant une conductance équivalente obtenue en divisant la puissance active par la tension);
- une **partie non - active** (fictive), qui reste après avoir enlevé la première.

C'est une décomposition qui peut paraître même simpliste, pas très utile, car elle n'offre ni d'explications sur les phénomènes qui augmentent la valeur du courant ni d'informations pour la compensation. Mais il ne faut pas oublier l'époque où elle a été proposée.

2.3.2.2 PROPOSITION DE AKAGI ET NABAE [AKA_1]

Elle introduit une décomposition des puissances instantanées et du courant à l'aide d'une transformation orthogonale. Ont été ainsi défini les composantes de la puissance active et réactive dans les deux axes avec les propriétés suivantes:

- les **puissances instantanées actives** ont une somme égale à la puissance instantanée;
- les **puissances instantanées réactives** à somme nulle ne servent pas au transfert de la puissance vers le consommateur.

La méthode propose de compenser les puissances réactives, sans préciser ni les moyens ni les limites de cette compensation. L'utilité de cette proposition semble donc très réduite.

2.3.2.3 PROPOSITION DE KUSTERS ET MOORE [KUS_1]

Reconnue par la Commission Électrotechnique Internationale, cette approche est orientée d'une manière ouverte vers la compensation. Elle est caractérisée par:

- des **grandeurs sans signification physique mais mesurables**;
- une **décomposition du courant** (en valeurs instantanées et efficaces) avec la tension comme référence, la décomposition de la tension étant aussi possible mais moins réaliste;
- les composantes du courant multipliées, par des fonctions de tension, conduisent aux **puissances correspondantes**.

Le principe de cette décomposition est de calculer les composantes du courant par des intégrales des produits du courant avec différentes fonctions de tension (Tableau 2_7).

Tableau 2_7 Composantes du courant proposées par Kusters et Moore

Composante	Fonction de tension	Signe du courant efficace	Compensation (selon le signe du courant efficace)
active	tension	positif	-
réactive inductive	l'intégrale de la tension	quelconque	avec bobine si négatif
réactive capacitive	la dérivée de la tension	quelconque	avec condensateur si négatif
résiduelle	aucune	quelconque	active

La règle générale de compensation:

- une composante réactive négative se compense avec un élément passif shunt de même nature que la composante réactive correspondante;
- la composante résiduelle ne se compense que par voie active.

Les cas caractéristiques pour l'appréciation des phénomènes de puissance sont présentés condensés dans le Tableau 2_8.

Tableau 2_8 Caractéristiques des composantes de Kusters et Moore

Cas caractéristique \Rightarrow		Tension d'alimentation sinusoïdale		Tension d'alimentation non-sinusoïdale	
Composantes \Downarrow		Charge linéaire	Charge non-linéaire	Charge linéaire	Charge non-linéaire
réactives	valeur	non-nulles mais à somme nulle		non-nulles, du même signe ou avec signes opposés	
	compensation	complètement compensables		partiellement ou pas compensables	
résiduelle	valeur	nulle	non-nulle	indifférente	
	compensation	pas nécessaire	active	active	

Cette proposition utilise des quantités sans signification physique mais utiles pour la compensation passive (avec une seule réactance shunt). La composante résiduelle, ambiguë comme tout résidu, doit être compensée par des moyens actifs. Au moins pour la compensation passive, les informations offertes semblent suffisantes pour choisir l'élément nécessaire.

2.3.2.4 PROPOSITION FBD [DEP_1]

Elle associe la contribution de Bucholtz et Depenbrock à celle de Fryze. La décomposition proposée utilise les composantes du courant et/ou de la puissance instantanée suivantes:

- **active**: correspondant à la puissance moyenne de la source ($i_{\Sigma A}, p_{\Sigma A}$);
- **de variation**: dues à la variation temporelle de la conductance de la charge, par rapport à la valeur moyenne, comprise dans la première composante ($i_{\Sigma V}, p_{\Sigma V}$);
- **de puissance nulle**: associées aux oscillations qui ne transfèrent pas de puissance active ($i_{\Sigma Z}, p_{\Sigma Z}$);

En régime déséquilibré trois composantes supplémentaires interviennent:

- deux **composantes parallèles**, en phase avec la tension, l'une symétrique, $i_{vs,par}$, et l'autre asymétrique $i_{vu,par}$;
- une **composante en quadrature** avec la tension, $i_{v,quad}$.

Cette proposition est applicable aux puissances instantanées des systèmes polyphasés. Elle est orientée plutôt vers la compensation, toutes les composantes ayant des paramètres de circuit associés (conductances) et dont les relations de calcul sont fournies.

2.3.2.5 PROPOSITION SUPERTI FURGA [SUP_1]

Cette méthode introduit une quantité dénommée "**contenu moyen généralisé**", **CMG**, calculée par intégration, soit du produit de la tension par la dérivée du courant, soit du produit du courant par la dérivée de la tension.

La première variante correspond aux bobines et la deuxième aux condensateurs. Ainsi introduite, cette quantité est conservatrice au niveau d'un dipôle.

Facile à calculer et bénéficiant d'une représentation géométrique (l'intégrale de la surface du graphique $u(i)$ dans le plan courant - tension) cette quantité devrait indiquer la présence d'un élément non-linéaire, si sa valeur est non - nulle. Le problème est qu'en régime non -sinusoïdal, elle est aussi non - nulle pour les bobines et les condensateurs, qui sont des éléments linéaires. Son utilité pour la compensation est encore plus difficile à discerner.

2.3.2.6 PROPOSITION HARASHIMA [HAR_1]

Propose une décomposition du courant de la source dans trois composantes:

- **composante proportionnelle au fondamental de la tension** (qui reproduit le fondamental à une autre échelle);
- une **composante "de déphasage"** décalée de $\pm\pi/2$ par rapport au fondamental de la tension (pour un élément purement réactif);
- une **composante résiduelle**.

La somme des deux dernières devrait servir à la compensation, mais aucune correspondance entre ces composantes et la réalité physique n'est délivrée. Sans connaître les origines de l'augmentation du courant au-dessus de sa valeur utile et sans pouvoir identifier le type d'éléments de compensation nécessaires pour annuler ces parties, la proposition ne sert pas à la résolution des problèmes pratiques.

2.3.2.7 PROPOSITION ROSSETO TENTI [ROS_1]

Avec un point de départ différent (sans utiliser une transformation orthogonale), ces résultats sont semblables à celle d'Akagi et Nabae et dans l'esprit de la proposition de Fryze. Deux composantes du courant (et de la puissance) sont mises en évidence:

- **active symétrique**: réalise le transfert de puissance utile vers la charge équivalente;
- **réactive**: associée aux oscillations à compenser (de moyenne nulle).

Ni l'influence de la non-linéarité de la charge, ni celle du déséquilibre, sur le courant délivré par la source, ne sont mises en évidence. Par conséquent, la proposition ne se montre pas directement utilisable pour gérer les phénomènes de puissance. Elle définit les quantités à compenser, mais pas le moyen de la faire (active ou passive).

2.3.3 PROPOSITIONS D'APPROCHES FRÉQUENTIELLE

2.3.3.1 PROPOSITION DE BUDEANU [BUD_1]

La première à être proposée (en 1927), elle est la plus connue et la plus controversée. Les contestations qu'elle a subies touchent la signification physique des grandeurs introduites.

Par extrapolation des expressions des puissances, du régime sinusoïdal au régime non-sinusoïdal, deux nouvelles quantités sont définies:

- la **puissance réactive** obtenue par sommation algébrique des puissances réactive correspondant à toutes les fréquences;

- la **puissance déformante**, introduite par raison de conservation de la puissance apparente.

En dehors du manque de signification physique des puissances proposées, il lui est aussi reproché le fait que la sommation algébrique des puissances réactives "élémentaires" rend possible l'annulation réciproque. Son utilité est donc discutable pour l'analyse des conversions de la puissance et presque nulle pour la compensation, ou les moyens nécessaires ne sont pas identifiables.

2.3.3.2 PROPOSITION DE NEDELCU [NED_1]

Cette proposition ajoute aux puissances introduites par Budeanu, deux nouvelles puissances, à savoir:

- la **puissance d'asymétrie** pour caractériser les circuits polyphasés (avec fil de neutre);
- la **puissance d'asymétrie déformante** qui inclut des termes suggérant l'interaction des harmoniques correspondant aux différentes phases.

Avec des puissances définies par des produits formels, cette proposition essaye de fournir un outil pour identifier les causes de l'augmentation du courant de la source. La liaison semble plus directe pour les asymétries de la charge que pour sa non-linéarité. Sans se proposer de résoudre le problème de la compensation elle peut juste servir à en trouver les moyens.

2.3.3.3 PROPOSITION D'EMANUEL [EMA_1]

Elle propose la décomposition de la puissance instantanée en trois composantes, proches de celles de Budeanu. Ces composantes sont dénommées de la même façon:

- **puissance active** (traditionnelle);
- **puissance réactive**;
- **puissance déformante**.

Les différences au regard de la proposition de Budeanu concernent le caractère des puissances (ici instantanées) et leur mode d'obtention (par sommation géométrique) qui élimine la possibilité, déjà évoquée, de s'annuler réciproquement. Construite pour l'analyse des phénomènes de puissance, elle peut suggérer aussi la partie à compenser. Une justification physique des grandeurs introduites n'est directement ni facilement saisissable ni explicable.

2.3.3.4 PROPOSITION DE CZARNECKI

Czarnecki a amené d'importantes contributions à l'étude du régime non-sinusoidal et notamment à la théorie de la puissance, [CZA_1]...[CZA_10], au développement des techniques de mesure, [CZA_8] et de compensation [CZA_10]. La plus connue de ses contributions est sa proposition de décomposition orthogonale du courant, en 5 composantes (cf. à la section 2.3.1).

Si le spectre du courant harmonique injecté par la charge a des ordres harmoniques communs avec le spectre de la tension d'alimentation, Czarnecki propose qu'on divise

l'ensemble des harmoniques en deux parties, selon le sens de circulation des puissances actives harmoniques (leurs signes). On identifie alors deux courants à 5 composantes chacun, circulant en sens contraire dans le réseau [CZA_7].

Pour les machines tournantes, une décomposition différente du courant est justifiée [CZA_7], car les puissances actives harmoniques ne contribuent pas à la réalisation de l'effet utile. Trois nouvelles composantes semblent plus appropriées, notamment:

1. courant "**utile**" ou "**de travail**", qui correspond à la partie de la puissance active productrice de couple;
2. courant "**réactif compensable**", courant non-sinusoidal inutile (à éliminer avec un compensateur en parallèle avec la charge);
3. courant "**de réflexion et de pertes**" qui à son tour comprend:
 - une composante qui "alimente" les pertes par effet Joule, les vibrations, les bruits ou qui produit un faible effet utile (rendement de conversion très bas);
 - une composante réinjectée dans le système.

Tous ces courants sont orthogonaux et peuvent être convertis en puissances (suite à une simple multiplication par la valeur efficace de la tension)

Nous nous sommes plus intéressés à cette proposition car elle tente de s'orienter mieux que les autres, vers les applications pratiques.

Cette méthode propose une distinction entre la puissance active et la puissance utile. La puissance active, en général, comporte au moins deux composantes (active et de dispersion). Elle permet particulièrement d'expliquer les raisons de l'augmentation du courant en dessus de son valeur utile. Les composants introduits peuvent servir pour la compensation, à condition qu'une approche supplémentaire soit ajoutée.

2.3.4 PROPOSITION IEEE POUR LA THÉORIE DE LA PUISSANCE

Lors du "IEEE/PES Winter Meeting" de 1995, le Groupe de travail IEEE pour le régime non-sinusoidal a lancé le débat sur des éléments portant sur la théorie de la puissance, dont on n'analyse que la partie du régime non-sinusoidal équilibré.

Ainsi, pour un circuit caractérisé par un ensemble courant-tension avec les décompositions en série de Fourier suivantes:

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 0}^{\infty} V_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad i(t) = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h=0}^{\infty} I_h \sin(h\omega t + \beta_h) \quad (2_58)$$

où $\theta_h = \alpha_h - \beta_h$ et leurs valeurs efficaces sont données par:

$$V = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} V_h^2} = \sqrt{V_1^2 + V_H^2} ; I = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} I_h^2} = \sqrt{I_1^2 + I_H^2} \quad (2_59)$$

on peut détailler les puissances contenues dans la proposition IEEE, dans une **structure à trois niveaux**, comme présenté dans la Figure 2_3: division de la puissance apparente en

parties **fondamentale** et **harmonique**, la deuxième comprenant deux composantes formelles et une composante physique. Cette dernière composante, la **puissance active harmonique totale** (THAP), servira dans le chapitre 6 à l'analyse de la pollution harmonique des différents cas non-linéaires.

En conclusion on peut dire que cette proposition arrive à faire la différence entre le régime non-sinusoïdal et le régime sinusoïdal correspondant (par la composante S_N) et qu'elle introduit une quantité très utile pour l'étude des effets de la pollution harmonique, à savoir la puissance active harmonique totale. Sa valeur indique les pertes supplémentaires dans un réseau fonctionnant en régime non-sinusoïdal. Par contre, pour la compensation, les puissances évoquées ne sont pas, au moins directement, applicables.

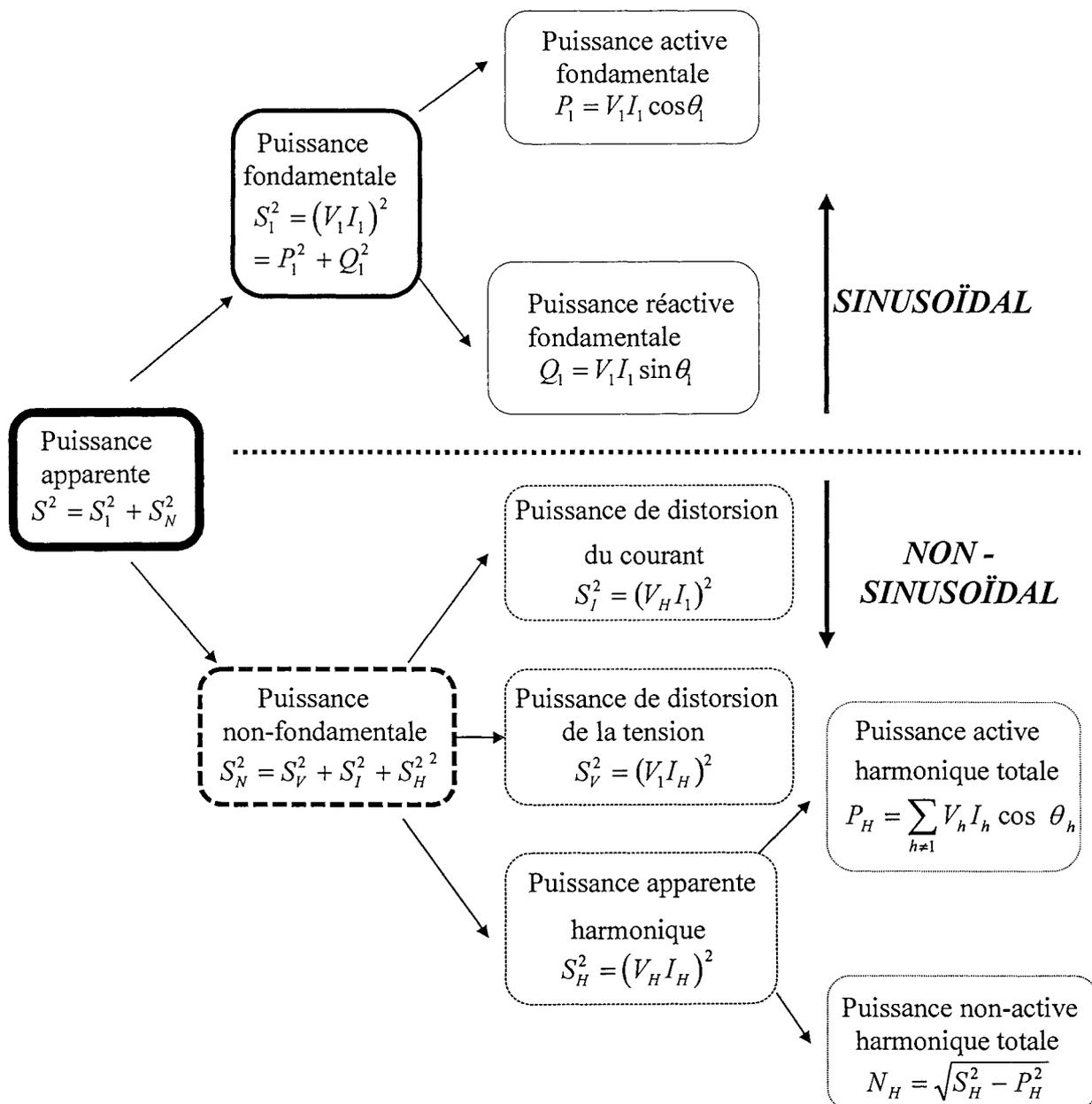


Figure 2_3 Décomposition de la puissance apparente proposée par IEEE

2.3.5 ANALYSE COMPARATIVE DES PROPOSITIONS POUR LA THÉORIE DE LA PUISSANCE

Les résultats de la comparaison portant sur les différentes propositions sur la théorie de la puissance sont résumés dans le Tableau 2_9

Tableau 2_9 Comparaison des différentes propositions pour la théorie de la puissance

Proposition	Signification physique	Grandeur décomposée	Utilité			
			expliquer phénomènes de puissance	compensation	mesure	optimum pour la tarification
Fryze	P	S	non	faible	non	P
Akagi - Nabae	P	p(t)	oscillations	composantes imaginaires	non	P
Kusters-Moore	P	i(t) puis S	non	maximum passif	pour les grandeurs proposés	P
FDB	courant actif	i(t)	paramètres variables, déséquilibres et oscillations	suggestion composantes	limité	P charge moyenne
Superti-Furga	indirect	nouvelle quantité	identification des éléments NL	non	possible	non
Harashima	courant fondamental	i(t)	non	seulement le principe	difficile	courant fondamental
Rossetto-Tenti	courant actif symétrique	i(t)	mélange NL et déséquilibre	sans identifier les moyens	difficile	courant actif symétrique
Budeanu	P	S	faible	évasif	pas significatif	P
Nedelcu	P	S	NL et déséquilibre	quantités globales	pas significatif	P
Emmanuel	P	p(t)	dissocie le réactif de la NL	quantités globales	possible	P
Czarnecki	toutes sauf résiduelle	i(t)	riche	quantités individuelles	numérique et utile	courant idéalisé (charge linéaire fondamentale)
IEEE	P_1, Q_1, P_H	S	conversion de fréquence de P	quantités globales	P_1, Q_1, P_H	P_1 + facteur de déplacement

CHOIX Suite à cette comparaison nous avons décidé d'utiliser avec proprit  dans notre analyse la proposition d'IEEE. Cependant, dans le chapitre 6, nous présenterons aussi les résultats obtenus en utilisant les propositions de Budeanu et de Czarnecki.

2.4 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre nous avons présenté les paramètres des ondes non - sinusoïdales, les plus utilisés. Leurs expressions ont été rapportées à la décomposition en série de Fourier.

Pour la caractérisation du régime non-sinusoïdal on utilise différents paramètres de qualité de l'énergie parmi lesquels les plus connus sont le facteur de puissance, défini par extrapolation de sa définition en régime sinusoïdal et le facteur de puissance corrigé. En complément nous avons proposé les facteurs de distorsion intégratifs et dérivatifs, potentiellement utilisables pour des applications pratiques.

De plus, nous avons présenté des paramètres spécifiques, nécessaires pour analyser certains effets particuliers du fonctionnement des systèmes électriques en régime non-sinusoïdal, comme les perturbations engendrées dans les circuits téléphoniques. Les valeurs limites de ces paramètres, telles qu'elles ont été établies dans différentes normes et réglementation internationales ont été aussi analysées. La comparaison réalisée entre ces documents montre que les limites inférieures sont établies par la réglementation IEEE, Std. 519-1992.

Parmi les outils spécifiques pour l'étude du régime non-sinusoïdal se trouve la base de donnée, connue par la dénomination de théorie de la puissance. Étant donné la diversité des situations que ce régime de fonctionnement couvre, il est à attendre que les propositions sélectionnées soient bientôt incomplètes. La présentation n'a essayé de couvrir que les plus représentatives des ces propositions. La comparaison réalisée entre ces contributions met en évidence les domaines où les différentes propositions se montrent les plus efficaces. En bref on peut rappeler ces points forts:

- **signification physique:** IEEE, Czarnecki et FDB;
- **explication des phénomènes de puissance:** Czarnecki, IEEE, Nedelcu, Superti-Furga;
- **identification des éléments non - linéaires:** Superti - Furga, Czarnecki;
- **compensation:** Kusters - Moore, FDB, Akagi - Nabae;
- **mesure:** IEEE, Kusters - Moore, Czarnecki;
- **proposition d'un optimum** (évoqué dans la sixième question de 2.3): Czarnecki, FDB, IEEE et Harashima.

Nous disposons donc des outils nécessaires pour l'interprétation des résultats des simulations et nous les utiliserons dans le chapitre 6.

Parmi les grandeurs à signification physique on attribuera une importance particulière à la puissance active harmonique totale, proposée par IEEE. C'est une quantité qui exprime la part de la puissance active qui subit une conversion de fréquence. À des fréquences plus élevées cette puissance active produit des pertes supplémentaires dans le réseau. Elle exprime aussi le caractère non - idéal des sources de pollution harmonique (sources de puissance finie).

Chapitre 3

Sources d'harmoniques

Chapitre 3 Sources d'harmoniques

3.1 GÉNÉRALITÉS SUR LES SOURCES D'HARMONIQUES

Les sources d'harmoniques sont des équipements ou installations qui échangent avec le système électrique des courants non-sinusoïdaux, dont la circulation engendre l'apparition des tensions harmoniques dans les noeuds. La définition relance le débat encore actuel sur la labellisation comme source d'harmoniques, avec les conséquences qui y sont liées (surveillance, pénalités, etc.): doit-on juger le comportement du consommateur pour des conditions idéales ou bien pour les conditions réelles de fonctionnement à son point de raccord? En d'autres termes, un consommateur "idéal", alimenté en tension non-sinusoïdale, échangera avec le réseau un courant déformé; on ne peut pas cependant le considérer comme un pollueur.

Pour éviter une telle éventualité on peut proposer deux solutions:

1. utiliser le terme d'élément non-linéaire pour les éléments "agressifs" du point de vue harmonique; ainsi les composantes de type proportionnel, comme les résistances sont exclues ou
2. associer à la description qualitative (l'existence des harmoniques) une description quantitative de type seuil, pour dissocier les distorsions du courant dues aux distorsions de la tension appliquée.

Il faut distinguer, parmi les éléments linéaires, ceux qui ont le THD du courant supérieur au THD de la tension appliquée (les condensateurs).

Une fois les sources d'harmoniques identifiées, il faut les hiérarchiser. On a le choix parmi de nombreuses classifications selon divers critères. On suggère cependant de différencier les éléments non-linéaires à fonctionnement continu et ceux en commutation, comprenant des diodes et thyristors. Dans le contexte des classifications une remarque s'impose: des éléments qui normalement (dans des conditions correctes, mais pas idéales) ne sont pas des sources d'harmoniques, peuvent en devenir dans des régimes particuliers de fonctionnement; rentrent dans cette catégorie:

- les machines électriques (générateurs synchrones et transformateurs) qui polluent en régime saturé; en régime normal, la non-linéarité du noyau magnétique du transformateur et son hystérésis, par exemple n'engendrent pas de distorsions significatives du courant global (à cause du poids modeste du courant de magnétisation);
- les bobines et les condensateurs dont le comportement a été déjà décrit plus haut.

Pour étudier la contribution des différentes sources d'harmoniques au régime non-sinusoïdal global, de nombreux modèles ont été développés. Pourtant il n'existe un modèle "universel", qui serait trop complexe.

On a toujours préféré construire des modèles, en général complémentaires, adaptés aux besoins (calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal, évaluation de l'influence des différents éléments sur le réseau, analyse de l'impact de la tension d'alimentation, interaction entre les sources d'harmoniques et autres). Une telle approche a permis de créer et

d'utiliser des modèles avec une complexité dépendante de la précision souhaitée et de permettre des temps de calcul suffisamment réduits pour les simulations numériques. Ce dernier aspect n'est pas négligeable, surtout pour les simulations en temps réel.

Le coût de ces avantages est payé en termes de simplifications, qui peuvent jouer non seulement sur la précision des résultats, mais aussi sur des aspects qualitatifs. On peut parfois négliger le comportement au-delà d'une certaine fréquence ou les pertes supplémentaires qui ne sont pas importantes que dans un contexte global. Pour une analyse locale, tel que l'analyse des effets sur l'élément même, les simplifications acceptées dans l'autre contexte ne restent plus valables.

En général pour les études des régimes permanent on utilise des modèles fréquentiels qui s'intègrent bien avec celui de l'ensemble du système et pour analyser les phénomènes transitoires on fait appel à des modèles temporels.

Dans le cadre de ce chapitre, nous analyserons différents choix de modèles, groupés selon la nature physique de l'élément. Cette démarche est nécessaire afin de pouvoir constituer un ensemble d'équivalents pour les éléments non-linéaires présents dans le système, homogène et suffisamment simple, capable de répondre aux besoins de l'étude qui constitue le but de cette thèse. L'idée générale a été d'utiliser le plus possible les modèles déjà disponibles, éventuellement adaptés pour les faire correspondre aux nécessités. La justification des options faites, ainsi que les modifications nécessaires seront présentées

3.2 NON-LINÉARITÉS MAGNÉTIQUES

Les systèmes énergétiques contiennent des éléments comprenant des noyaux magnétiques (bobines à noyau, transformateurs). Ces éléments sont caractérisés par la présence d'une harmonique trois. Dans des conditions particulières, leur présence, associée à la présence des certains condensateurs, peut conduire à des phénomènes de ferrorésonance.

Le noyau magnétique a une caractéristique flux - courant non-linéaire et, dans le cas général, est caractérisé par des pertes spécifiques (hystérésis et éventuellement courants de Foucault).

Selon la disponibilité de la dépendance perméabilité magnétique-intensité du courant de l'enroulement, plusieurs analyses sont possibles.

3.2.1 MÉTHODE GRAPHIQUE D'ANALYSE

Nous considérons une bobine (N spires) à noyau, représentée dans Figure 3.1 où r est la résistance de l'enroulement et L_d l'inductance de fuite. Pour le schéma électrique équivalent on peut écrire la deuxième loi de Kirchhoff sous la forme:

$$u + \left(-N \frac{d\phi_c}{dt} \right) = ri + L_d \cdot \frac{di}{dt} \quad (3_1)$$

avec ϕ_c le flux dans le circuit magnétique

Le théorème d'Ampère en régime permanent:

$$\int \overline{H} \cdot d\vec{l} = Ni \quad (3_2)$$

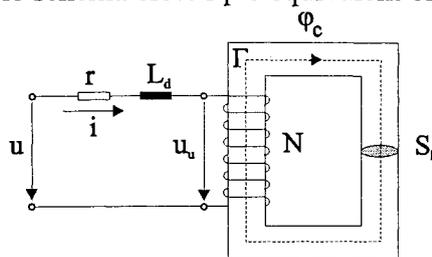


Figure 3_1 Bobine à noyau

écrit pour un circuit à dimensions géométriques variables (le cas général), conduit à:

$$\sum_{k=1}^n H_k l_k = N \cdot I \quad \text{où} \quad H_k = \frac{B_k}{\mu_k} \quad (3_3)$$

Comme $\varphi_c = B_k S_k$, on obtient la caractéristique flux-courant de la bobine $\varphi_c = f(i)$ à partir de la caractéristique de magnétisation $B = g(H)$. Pour une bobine à noyau, alimenté avec une tension sinusoïdale, la caractéristique de magnétisation B(H) présente un tracé fermé (cycle hystérésis).

De plus, en régime variable, le champ magnétique induit des courants de Foucault. L'inductance du circuit parcouru par les courants:

$$i_f = -\frac{k \cdot d\varphi_c}{dt}, \quad k \text{ constante géométrique} \quad (3_4)$$

est négligeable devant la résistance. En considérant H constant sur Γ , on peut écrire:

$$\int \overline{H} dl = Ni + \left(-k \cdot \frac{d\varphi_c}{dt} \right) \quad (3_5)$$

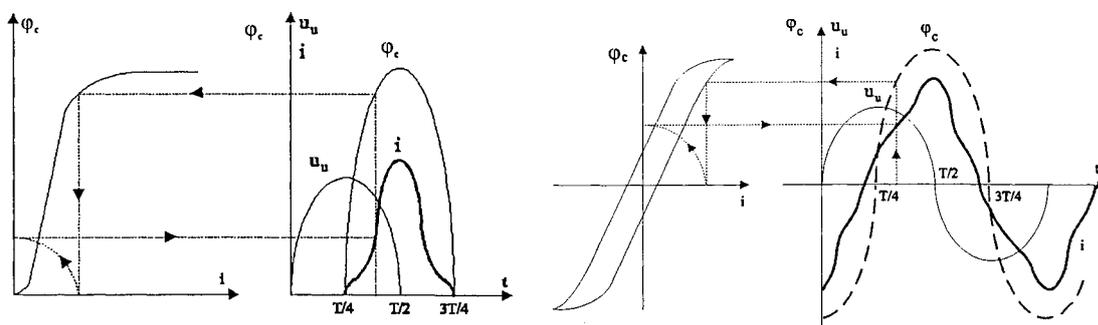
donc: $Ni = Hl + k \frac{d\varphi_c}{dt} \quad (3_6)$

Avec la prise en compte des courants de Foucault, la courbe devient plus large que la caractéristique de magnétisation $B(H)$.

Le raisonnement ci-dessus permet d'identifier graphiquement la réponse d'un tel élément, en trois étapes:

1. Construire le caractéristique $\varphi_c(i)$ depuis $B(H)$.
2. Construire $\varphi_c(i)$ lors de (3_1), assumant que r et L_d sont négligeables.
3. Construire $i(t)$ et éventuellement le décomposer en série de Fourier.

Pour une bobine à noyau à caractéristique magnétique d'épaisseur négligeable, une telle démarche montre un contenu fort d'harmonique trois, en opposition avec le fondamental, comme illustré dans Figure 3_2 a.



a. avec hystérésis négligeable

b. avec hystérésis non-négligeable

Figure 3_2 Détermination du courant pour une bobine à noyau.

Si, par contre, l'hystérésis ne peut pas être négligé, le courant s'écarte presque de $\pi/2$ de la tension, ce qui indique une consommation de puissance active (correspondant aux pertes), situation représentée dans Figure 3_2 b.

051 096649 8

3.2.2 MÉTHODE ANALYTIQUE

Cette méthode repose sur une description du cycle $\varphi(i)$ par une fonction analytique.

3.2.2.1 ÉLÉMENTS À CYCLE D'HYSTÉRÉSIS ÉTROIT

La caractéristique peut s'exprimer par:

i) **une fonction polynomiale:**

$$i = a \cdot \varphi_c + b \cdot \varphi_c^\alpha \quad (3_7)$$

avec a, b, α constantes d'identification

ii) **le rapport de deux fonctions linéaires:**

$$i = \frac{a_1 \varphi_c}{a_2 + a_3 \varphi_c} \quad (3_8)$$

avec a_1, a_2, a_3 constantes d'identification

iii) **des fonctions hyperboliques:**

$$i^* = sh \varphi_c^* \quad (3_9)$$

où i^* et φ_c^* sont des grandeurs en unités relatives

iv) **des fonctions linéaires d'approximation par morceaux:**

$$\varphi_c = m_1 \cdot i + \mu (m_2 - m_1) \cdot (i - \nu I_s) \quad \text{avec } I_s \text{ courant de saturation} \quad (3_{10})$$

$$\mu = \begin{cases} 0 & -I_s \leq i \leq I_s \\ 1 & i > I_s \text{ ou } i < -I_s \end{cases} \quad (3_{11})$$

$$\nu = \begin{cases} 1 & \varphi_c > 0 \\ -1 & \varphi_c < 0 \end{cases} \quad (3_{12})$$

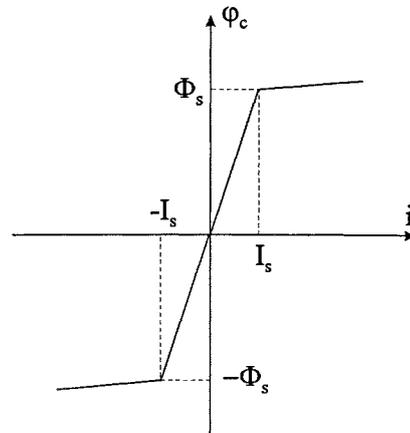


Figure 3_3 Linéarisation d'une caractéristique à cycle d'hystérésis étroit.

3.2.2.2 ÉLÉMENTS À CYCLE D'HYSTÉRÉSIS LARGE

On peut utiliser les résultats précédents en écrivant le courant sous la forme:

$$i = F(\varphi_c) \pm \Delta F(\varphi_c) \quad (3_{13})$$

où $F(\varphi_c)$ représente la courbe moyenne du cycle et $\Delta F(\varphi_c)$ l'écart de la courbe extérieure par rapport à la moyenne.

L'écart peut se modéliser par une fonction elliptique, ce qui permet d'écrire:

$$i = F(\varphi_c) \pm I_c \sqrt{1 - \frac{\varphi_c^2}{\Phi_s^2}} \quad (3_{14})$$

où $F(\varphi_c)$ est l'une des fonctions évoquées ci-dessus pour les caractéristiques à cycle étroit.

On peut aussi remplacer le fonction elliptique d'écart par une fonction linéaire (Figure 3_4):

$$\varphi_c = (1 - \mu) \cdot m_1 (i - \nu I_c) + \mu [m_2 (i - \nu I_s) + \nu \Phi_s] \quad (3_{15})$$

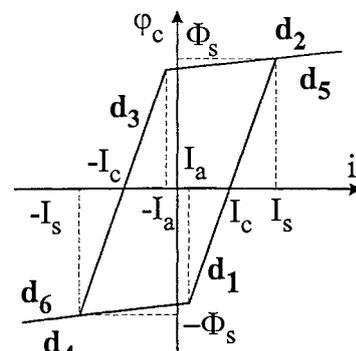


Figure 3_4 Linéarisation d'une $\varphi(i)$ à cycle d'hystérésis large

les valeurs des coefficients μ et ν étant données dans la Figure 3_5.

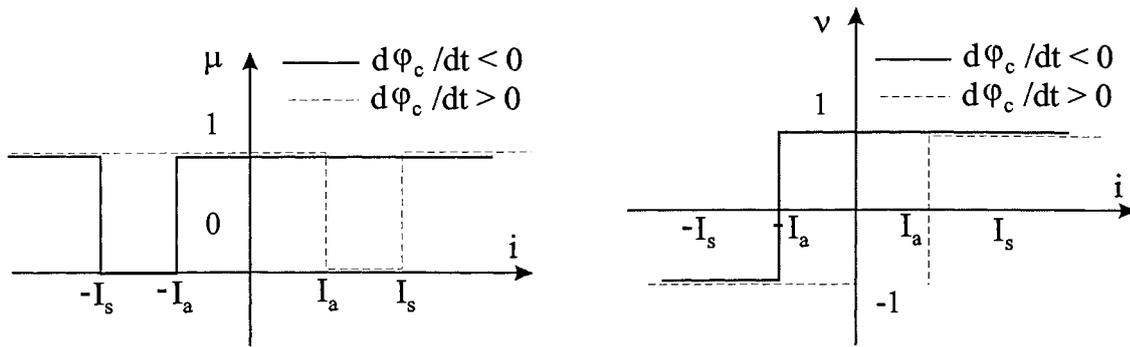


Figure 3_5 Tracés des coefficients de sélection μ et ν

3.2.3 MÉTHODE NUMÉRIQUE

Le principe de la méthode est simple: on numérise la courbe par un nombre convenable, N , de paires $(\varphi_c)_k, (i)_k / k=1, N$, puis on cherche une fonction d'interpolation pour reproduire la caractéristique flux-courant (déjà décrites dans 3.2.2).

NOTA L'interpolation des dépendances fonctionnelles de type tracé fermé est difficile à faire par des moyens simples. On fait appel à des routines déjà disponibles.

Le problème pourrait se traiter encore plus simplement, selon la technique présentée dans la section 3.2.1, c'est à dire en identifiant à chaque instant la réponse en courant pour une excitation en tension donnée et d'interpoler le courant obtenu. L'inconvénient d'une telle approche repose sur la nécessité d'avoir les valeurs instantanées de la tension qui correspondent exactement aux valeurs connues du flux, ce qui n'est pas naturel.

3.2.4 MODÉLISATION FRÉQUENTIELLE DES NON-LINÉARITÉS MAGNÉTIQUES

C'est une approche proposée par Semlyen dans [SEM_1] et [SEM_2]. La modélisation de la non-linéarité magnétique se fait depuis les équations d'état:

$$\frac{d\varphi}{dt} = u \tag{3_16}$$

$$i = f(\varphi)$$

qui, linéarisées dans le domaine harmonique (voir Annexe A1) se mettent sous la forme:

$$D(j\omega h)\Delta\varphi = \Delta u \tag{3_17}$$

$$\Delta i = F\Delta\varphi \tag{3_18}$$

Ces équations peuvent conduire à un équivalent Norton dans l'espace harmonique (voir Annexe A1), donc:

$$i = G_N \cdot u + i_N \tag{3_19}$$

avec $G_N = F \cdot D^{-1}(j\omega h)$ (3_20)

et $i_N = i_0 - G_N \cdot u_0$ (3_21)

L'équation (3_19) sera résolue d'une façon itérative, à partir d'une estimation initiale (i_0 , u_0). Lorsque le processus itératif s'écarte trop de l'estimation initiale, alors le Jacobien F de (3_20) et G_N de (3_21) doivent être recalculées pour le nouvel point.

3.2.5 ANALYSE COMPARATIVE DES MODÈLES DE NON-LINÉARITÉS MAGNÉTIQUES

La méthode graphique d'analyse des non - linéarités magnétiques ne semble pas appropriée pour la simulation numérique du fonctionnement du système énergétique en régime non-sinusoïdal, car si on veut utiliser les valeurs connues de la courbe $\varphi_c(i)$ on est obligés de résoudre un nombre trop important d'équations transcendentes en tension.

La méthode analytique constitue une alternative simple et robuste pour la représentation des non - linéarités magnétiques, surtout sans hystérésis. Pour représenter avec précision des caractéristiques pointues, la complexité des fonctions analytiques de description devient parfois prohibitive.

La méthode numérique, ainsi qu'elle a été proposée par Semlyen et détaillée dans l'Annexe A1, élimine les désavantages de la méthode graphique et permet de représenter avec plus de précision les non - linéarités magnétiques associées à l'hystérésis.

En conclusion, pour les besoins de la simulation globale du système, où l'individualisation des caractéristiques magnétiques n'est pas toujours nécessaire, la méthode analytique constitue un outil suffisant. Par contre, pour les représentations précises où il est nécessaire d'intégrer le modèle à celui du réseau (à cause des problèmes de convergence), c'est la méthode numérique qui l'emporte. C'est cette dernière méthode que nous avons utilisé.

3.3 LAMPES À DÉCHARGE

Les lampes à décharges comptent parmi les sources de pollution harmonique les plus anciennes. Différentes études ont porté sur leurs injections harmoniques et l'impact sur les consommateurs voisins, [MAN_11]. Trois types de modèles sont à retenir:

1. modèles énergétiques
2. modèles de type Francis
3. modèle de type Grady

3.3.1 MODÈLES ÉNERGÉTIQUES

Introduit par Laskowski [LAS_1], ce modèle considère la lampe comme une résistance non-linéaire "à puissance variable" lorsqu'elle est contrôlée par un ballast série. La résistance instantanée de l'arc est déterminée par la tension de la source, les caractéristiques du ballast et par ses processus physiques internes.

Le point de départ est le bilan énergétique au niveau de la lampe qui renferme:

1. la **puissance instantanée fournie** (la puissance Joule de l'arc):

$$p_{in} = i^2 r \quad (3_22)$$

avec i le courant de la lampe et r la résistance instantanée de l'arc.

La résistance de l'arc est dépendante de la température qui à son tour est influencée par la puissance d'entrée p_{in} . Ainsi se définit une dépendance réciproque que ce modèle reflète.

2. la puissance totale de radiation

Pour l'équilibre thermique (Elenbaas), la concentration d'atomes excités est donnée par la loi de Boltzmann:

$$n_j = n_o (g_j / g_o) e^{-eV_j/kT} \quad (3_23)$$

avec n_j nombre d'électrons avec un niveau énergétique de V_j volts,
 n_o nombre d'atomes en état fondamental,
 g_i/g_{i0} rapport des poids statistiques,
 e charge de l'électron,
 k constante de Boltzmann,
 T température du gaz.

L'équation (3_23) caractérise l'intensité de chaque ligne spectrale de l'arc. L'énergie totale radiée représente la somme de toutes ses composantes spectrales. La puissance correspondante s'exprime avec:

$$p_r = a_2 e^{-ea_3/kT} \quad (3_24)$$

a_2 et a_3 constantes à déterminer.

3. la puissance rendue aux parois de décharge, qui satisfait l'équation de Laplace:

$$p_c = a_4 (T - T_0) \quad (3_25)$$

où a_4 constante du modèle et T_0 la température de la paroi. Une corrélation entre la résistance de l'arc et sa température est donnée par l'équation de Saha:

$$\frac{n_i n_e}{n_o} = 4 \frac{(2m_e kT)^{1,5}}{h^3} e^{-eV_i/kT} \quad (3_26)$$

avec n_i concentration d'ions
 n_e concentration d'électrons
 m_e poids de l'électron
 h constante de Planck
 V_i potentiel d'ionisation de l'atome du milieu de décharge

Lorsque la conductivité de l'arc est proportionnelle au nombre de charges porteuses et parce que l'arc est neutre (électriquement), la résistance de l'arc est:

$$r = a_5 T^{-3/4} e^{ea_6/2kT} \quad (3_27)$$

a_5 et a_6 constantes du modèle. Si la capacité de stockage de l'énergie est proportionnelle à la température de l'arc, cette dernière s'exprime par une relation de premier ordre:

$$T = a_1 \int (p_{in} - p_r - p_c) dt \quad (3_28)$$

Les équations (3_22), (3_24), (3_25), (3_27) et (3_28) constituent le modèle de la lampe caractérisé par six constantes. Ces constantes doivent assurer la meilleure concordance avec les données expérimentales.

Le modèle de la lampe se complète avec celui du ballast (supposé linéaire) pour constituer le modèle de l'ensemble du consommateur du système électrique. Le calcul des six coefficients du modèle est présenté dans l'Annexe_A2.

Par exemple, pour une lampe à vapeurs de mercure haute pression de 400W, alimenté à 220V, on trouve:

$$a_1=5965; a_2=5710; a_3=1143; a_4=0.0109; a_5=5452; a_6=1325$$

Même pour le maximum d'allumage, l'écart entre les valeurs mesurées et celles données par le modèle ne dépasse pas 2%.

3.3.2 MODÈLES TYPE FRANCIS

Ils adressent principalement aux lampes à décharges en vapeurs métalliques haute pression. Si on les considère comme des résistances à conductance variable (par rapport au temps et au courant) on peut leur appliquer une équation de type Francis [ENG_1].

Ainsi, la conductance de la lampe augmente avec sa puissance et décroît dans le temps selon une exponentielle ordinaire:

$$dy/dt = A \cdot p_{in} - By \quad (3_29)$$

avec y la conductance de la lampe, p_{in} la puissance de la lampe et t le temps Cette équation est linéaire, du premier ordre.

Des meilleurs résultats sont obtenus en considérant une dépendance conductance-courant du type:

$$dy/dt = Ai - By \quad (3_30)$$

L'optimum s'obtient avec deux autres types d'équations, à savoir:

(i) une équation qui exprime la variation de la conductance avec des polynomiales du courant et d'elle même:

$$dy/dt = \sum_{k=1}^4 A_k i^k - \sum_{k=1}^4 B_k y^k \quad (3_31)$$

(ii) l'équation "de la pseudo-conductivité":

$$dy/dt = \sum_{k=1}^4 A_k i^k - \sum_{k=1}^4 B_k y^k - B_1 x \quad (3_32)$$

$$dy/dt = \sum_{k=1}^4 C_k y^k - (C_1 + D)x$$

avec A_k, B_k, C_k et D constantes d'identification.

Le terme de "pseudo-conductivité" est associé plutôt à son unité de mesure qu'à une grandeur physique. Par contre, il met en évidence les conditions physiques qui engendrent des croissances de conductivité (l'inverse de la résistance).

À titre d'exemple, pour la lampe à vapeur de mercure utilisé dans la section précédente (400W, 220V), le modèle (i) donne:

$$dy/dt = 0.041 \cdot i^4 + 9.15 \cdot i^2 - 2,37 \cdot 10^7 \cdot y^4 - 1160 \cdot y \quad (3_33)$$

et le modèle (ii) donne pour une lampe, toujours de 400W, mais au sodium:

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dt} &= 27,9i^2 - 262y^2 - 885(y-x) \\ \frac{dx}{dt} &= 56,5(y-x) - 925x \end{aligned} \quad (3_34)$$

Pour des puissances différentes, les coefficients sont proportionnels:

$$\begin{aligned} A_{k'} &= \left(\frac{P_n}{P}\right)^k A_k \\ B_{k'} &= \left(\frac{P_n}{P}\right)^k \cdot B_k \end{aligned} \quad (3_35)$$

où P et P_n sont la puissance de travail et respectivement la puissance nominale de la lampe

3.3.3 MODÈLE TYPE GRADY

Ce modèle, assez général, est applicable à tout élément non-linéaire ayant un développement en série de Taylor et suppose que la réponse est une série de puissances impaires de la tension. La restriction du modèle concerne l'impossibilité de tenir compte de l'hystérésis, des discontinuités et des sauts.

Le courant absorbé par la lampe est une série de puissances de la tension d'alimentation:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega t + \alpha_k), \quad (3_36)$$

$$\text{donc: } i[u(t)] = B \sum_{k=1}^N b_k [u(t)]^k \quad (3_37)$$

La puissance d'une grandeur, donnée par sa série de Fourier s'exprime par les fonctions trigonométriques des multiples de l'argument de la grandeur, alors:

$$u_N(t) = \sum_{k_1=1}^h \sum_{k_2=1}^h \dots \sum_{k_N=1}^h \frac{\prod_{d=1}^{K_N} U_d}{2^{N-1}} [\cos(K_N \omega t) \cos(\Delta_k) - \sin(K_N \omega t) \sin(\Delta_k)] \quad (3_38)$$

$$\begin{aligned} K_N &= k_1 \pm \dots \pm k_N \\ \text{où: } \Delta_k &= (\alpha_{k_1} - \pi/2) \pm \dots \pm (\alpha_{k_N} - \pi/2) \end{aligned} \quad (3_39)$$

Si H est la limite du spectre que l'on veut reproduire, il faut identifier les coefficients k_j capables à la fois de respecter

$$-H \leq k_j \leq H, \quad (3_40)$$

le spectre d'amplitudes du courant de la lampe et les caractéristiques énergétiques globales (la puissance absorbée).

À partir du fait que, pour une alimentation sinusoïdale le courant de la lampe a un fort contenu d'harmonique trois et cinq (21% et respectivement 7%, poids mesurés), on peut déterminer les coefficients b₃ et b₅ du modèle. Il est évident qu'on peut aller plus loin, pour reproduire l'harmonique 7 et plus (en rajoutant au modèle des coefficients supplémentaires).

Si l'alimentation du circuit de la lampe est sinusoïdale:

$$u(t) = U \sin(\omega t + \alpha) \quad (3_41)$$

alors, pour les harmoniques 3, 5 et 7, l'expression du courant contiendra:

$$i(t) = B[b_1 u^3(t) + b_5 u^5(t) + b_7 u^7(t)] \quad \text{donc} \quad (3_42)$$

$$\begin{aligned} i(t) = & B \left[b_1 U + \frac{3}{4} b_3 U^3 + \frac{10}{16} b_5 U^5 + \frac{35}{64} b_7 U^7 \right] \sin(\omega t + \alpha) \\ & - B \left[\frac{1}{4} b_3 U^3 + \frac{5}{16} b_5 U^5 + \frac{21}{64} b_7 U^7 \right] \sin(3\omega t + 3\alpha) \\ & + B \left[\frac{1}{16} b_5 U^5 + \frac{7}{64} b_7 U^7 \right] \sin(5\omega t + 5\alpha) - B \left[\frac{1}{64} b_7 U^7 \right] \sin(7\omega t + 7\alpha) \end{aligned} \quad (3_43)$$

Les coefficients du modèle, présentés dans [MAN_8], seront:

$$B \cdot b_1 = 0,509 \frac{P}{U^2} \quad B \cdot b_3 = -0,198 \frac{P}{U^4} \quad B \cdot b_5 = 0,198 \frac{P}{U^6} \quad (3_44)$$

où U est le maximum de la tension appliquée.

Les principaux **avantages** du modèle sont la simplicité et la dépendance linéaire des coefficients par rapport à la puissance de la lampe. Les **points faibles** sont la précision réduite et la possibilité réduite de contrôler les phases.

3.3.4 ANALYSE COMPARATIVE DES MODÈLES POUR LES LAMPES À DÉCHARGES

Le Tableau 3_2 présente une analyse comparative des trois modèles évoqués ci-dessus.

Tableau 3_2 Évaluation comparative des modèles pour les lampes à décharges

No	Critère	Modèle énergétique	Modèle Francis	Modèle Grady
1	Applicabilité pour différents types de lampes	bonne	bonne	bonne
2	Mise en évidence des oscillations anodiques	non	possible	non
3	Contrôle du spectre de phase	bon	faible	faible
4	Contrôle des puissances non-actives	indirect	manque	manque
5	Utilisation de grandeurs physiquement contrôlables	oui	non	non
6	Degré de complexité	très complexe	complexe	très simple
7	Utilisation	pour les effets	rarement	très étendu

CHOIX La justification pour l'utilisation très étendue des modèles de type Grady, au moins dans les programmes de calcul de la répartition de charge, réside dans la grande simplicité du modèle. Le gain en précision des modèles énergétique et de Francis s'estompe lors de l'agrégation, obligatoire pour des éléments de faible puissance.

Dans le logiciel développé pour modéliser le fonctionnement des systèmes énergétiques en régime non-sinusoïdal, on a utilisé un modèle de type Grady qui contrôle les harmoniques jusqu'à l'ordre sept. Au-delà de ce seuil, le poids des harmoniques devient si faible, que la complication du modèle ne se justifie plus.

3.4 CONVERTISSEURS STATIQUES

Les applications de l'électronique de puissance ont connu un grand essor ces dernières années. Les convertisseurs sont utilisés actuellement pour la commande des entraînements à vitesse variable, la conversion de l'énergie (photovoltaïque, éolienne), le transport en courant continu, l'alimentation des cuves d'électrolyse, des fours à arc, de l'éclairage électrique, des appareils domestiques et tant d'autres.

Un modèle de convertisseur qui puisse servir à tout type d'étude de régime non-sinusoïdal, devrait inclure:

1. l'effet des tensions non-sinusoïdales et asymétriques,
2. le déséquilibre des réactances de lissage du convertisseur (côté charge),
3. les incertitudes sur des angles de commande du convertisseur,
4. les caractéristiques réelles des éléments (résistance et chute de tension),
5. les caractéristiques détaillées du circuit de charge

et permettre de déterminer les courants côté alternatif (absorbés du réseau) et de déterminer la tension et le courant redressés, avec leurs ondulations ([MAN_16]).

Cependant, car un modèle universel n'existe pas, il est préférable de définir des modèles "orientés" vers une application particulière. On peut, par exemple, privilégier:

- i. le calcul de la répartition de charge dans le réseau d'alimentation;
- ii. l'étude des conditions de fonctionnement de la charge;
- iii. le dimensionnement des éléments de lissage et de filtrage;
- iv. le dimensionnement du convertisseur pour qu'il absorbe une puissance le plus proche possible à celle qui est utilisée;
- v. l'étude de l'influence sur le convertisseur, de la pollution harmonique de son réseau d'alimentation;

Pour chacun de ces buts, on a développé des modèles, permettant des simplifications sur des aspects moins fondamentaux du point de vue du phénomène étudié. De nouveau, on peut identifier des modèles temporels et/ou fréquentiels. Pour le régime transitoire le choix est unique, alors que pour le régime permanent (quasi-stationnaire), les deux approches sont possibles, sans pouvoir établir une hiérarchie.

Les modèles en fréquence sont utilisés surtout pour des études concernant l'ensemble convertisseur-réseau (les cas i., iv. et v.). Les modèles temporels sont plus efficaces pour des études comme ii. et iii. où la signification physique est très importante et parce que l'on doit parfois disposer de plusieurs grandeurs de contrôle. Pourtant, même pour des représentations temporelles, des éléments d'analyse en fréquentiel, tel que la décomposition en série de Fourier, pourront être utilisés.

Une autre différence significative concerne le type de modèle: analytique ou numérique. Ici le choix est plus simple: un modèle analytique sera toujours préférable, car il permet de formuler des problèmes d'optimisation, et d'étudier les phénomènes de sensibilité. Malheureusement les modèles analytiques directs ne sont disponibles que pour des cas simplifiés. Pour les autres, où il faut résoudre des équations transcendantes pour les instants

d'entrée et de sortie de conduction, les techniques numériques sont inévitables.

Dans cette section on présentera et on évaluera différents modèles disponibles, susceptibles de répondre aux demandes qui font l'objet de cette thèse, afin de justifier finalement la décision de développer un nouveau modèle.

3.4.1 MODÈLE DE HEYDT

C'est un modèle développé dans le domaine du temps pour un redresseur à charge active, représenté par l'inductance L_d , la résistance R_d et la f.e.m. E_d . Il suppose certaines simplifications, à savoir:

- le transformateur du convertisseur est supposé à rapport de transformation et inductance de fuite indépendants de la fréquence;
- le système de tensions d'alimentation est symétrique (donc le convertisseur ne subira pas les harmoniques triples du réseau quelle que soit la connexion du transformateur) et sans harmoniques pairs.

Le redresseur est modélisé par les équations de circuit, écrites pour chaque l'intervalle qui intervient dans son fonctionnement. Les limites des intervalles sont déterminées depuis les conditions de continuité du courant.

Si on note par α l'angle d'amorçage et par μ l'angle de commutation, l'intervalle $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + 2\pi/3$ peut être divisé en deux sous - intervalles à savoir:

- sous-intervalle de commutation $\alpha \leq \omega t < \alpha + \mu$;
- sous-intervalle de conduction $\alpha + \mu \leq \omega t < \alpha + 2\pi/3$.

Pour le premier intervalle (les exposants donnent le numéro de l'intervalle) les courants de phase du convertisseur s'expriment par [XIA_1]:

$$\begin{aligned} i_a^{(1)}(t) &= k_1^{(1)} + k_2^{(1)} e^{p_1 t} + f_a^{(1)}(u_k, t) - \frac{E_d}{2R_d} \\ i_c^{(1)}(t) &= k_1^{(1)} + k_2^{(1)} e^{p_1 t} + f_c^{(1)}(u_k, t) - \frac{E_d}{2R_d} \end{aligned} \quad (3_45)$$

$$i_b^{(1)}(t) = -i_a^{(1)}(t) - i_c^{(1)}(t)$$

avec:

$$\begin{aligned} f_a^{(1)}(u_k, t) &= \sum_{\substack{k \neq 2m \\ k \neq 3j}} \frac{U_k}{Z_{k_1}} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_k - \theta_{k_1}) \\ &\quad - \sum_{\substack{k \neq 2m \\ k \neq 3j}} \frac{U_k Z_{k_2}}{Z_{k_1} \cdot Z_{k_3}} \sin\left(k\omega t + \varphi_k + \theta_{k_2} - \theta_{k_1} - \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi\delta_k}{3}\right) \end{aligned} \quad (3_46)$$

$$\begin{aligned} f_c^{(1)}(u_k, t) &= \sum_{\substack{k \neq 2m \\ k \neq 3j}} \frac{U_k}{Z_{k_1}} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_k - \theta_{k_1}) \\ &\quad + \sum_{\substack{k \neq 2m \\ k \neq 3j}} \frac{u_k \cdot Z_{k_4}}{Z_{k_1} \cdot Z_{k_3}} \sin\left(k\omega t + \varphi_k + \theta_{k_4} - \theta_{k_1} - \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi\delta_k}{3}\right) \end{aligned} \quad (3_47)$$

$$\varphi_k = \varphi'_k + \delta_k \cdot \frac{\pi}{6} \quad \text{avec} \quad \delta_k = \begin{cases} 1 & \text{si } k = 3m + 1 \\ -1 & \text{si } k = 3m + 2 \end{cases} \quad (3_48)$$

$$Z_{k_1} e^{j\theta_{k_1}} = 2R_d + jk\omega(3L_{ac} + 2L_d) \quad (3_49)$$

$$Z_{k_2} e^{j\theta_{k_2}} = R_d + jk\omega(L_d + L_{ac}) \quad (3_50)$$

$$Z_{k_3} e^{j\theta_{k_3}} = Z_{k_3} e^{j\pi/2} = jk\omega L_d \quad (3_51)$$

$$Z_{k_4} e^{j\theta_{k_4}} = R_d + jk\omega(2L_{ac} + L_d) \quad (3_52)$$

$$p_1 = -\frac{2R_d}{3L_{ac} + 2L_d} \quad (3_53)$$

où φ_k et φ'_k phases les harmoniques des tensions de ligne et de phase, L_{ac} et L_d inductance du circuit d'alimentation et de la charge, R_d la résistance de la charge

$k_i^{(1)} \big|_{i=1,2}$ se calculent depuis les conditions initiales et les équations de continuité.

Dans le deuxième sous-intervalle les équations du courant sont:

$$\begin{aligned} i_a^{(2)}(t) &= k_2^{(2)} e^{p_2 t} + f_a^{(2)}(u_k, t) - \frac{E}{R} \\ i_b^{(2)}(t) &= -i_a^{(2)} \\ i_c^{(2)}(t) &= 0 \end{aligned} \quad (3_54)$$

avec
$$f_a^{(2)}(u_k, t) = \sum_{\substack{k \neq 2m \\ k \neq 3j}} \frac{U_k}{Z_{k4}} \sin(k\omega t + \varphi_k - \theta_{k4}) \quad (3_55)$$

$$p_2 = -\frac{R_d}{2L_{ac} + L_d} \quad (3_56)$$

et $k_2^{(2)}$ se détermine avec l'équation de continuité du courant à $\omega t = \alpha + \mu$.

Pour l'intervalle $\alpha + \pi/3 \leq \omega t \leq \alpha + 2\pi/3$, la solution s'obtient par translation et changement de signe des courants $i_a^{(1)}$, $i_b^{(1)}$, $i_c^{(1)}$:

$$\begin{aligned} i_a^{(3)}(t) &= -i_b^{(3)}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) = 2k_2^{(1)} e^{p_1\left(t - \frac{\pi}{3\omega}\right)} + f_a^{(1)}\left(u_k, \omega t - \frac{\pi}{3}\right) \\ &+ f_c^{(1)}\left(u_k, \omega t - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{E_d}{R_d} \end{aligned} \quad (3_57)$$

Dans les intervalles suivants le courant de la phase a se calcule à l'aide des courants des autres phases déterminés auparavant.

Tableau 3_3 Obtention par translation du courant de la phase a

intervalle	i _a égal à	i _a s'obtient par déplacement		
		de	vers	avec
$\alpha + 2\pi/3 \leq \omega t \leq \alpha + 4\pi/3$	i _c dans $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + 2\pi/3$	i _c ⁽¹⁾	i _c ⁽⁴⁾	2π/3
$\alpha + 4\pi/3 \leq \omega t \leq \alpha + 2\pi$	i _b dans $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + 2\pi/3$	i _b ⁽¹⁾	i _b ⁽⁴⁾	4π/3

Des procédures similaires peuvent être utilisés pour les autres deux phases.

On peut conclure sur les principales caractéristiques du modèle proposé par Xia et Heydt:

- il considère la commutation mais néglige les ondulations du courant redressé;

- il renferme une partie numérique indispensable pour l'identification du début et de la fin de la commutation et pour la sortie de conduction;
- il peut être appliqué quel que soit le courant (interrompu ou ininterrompu).

3.4.2 MODÈLE DE ARRILLAGA

C'est un modèle fréquentiel, facilement intégrable avec celui du réseau. Le convertisseur est considéré comme un ensemble sans pertes, la résistance des thyristors étant incluse dans le circuit d'alimentation et la chute de tension dans celui de la charge. L'équation temporelle correspondant au circuit de la Figure 3_6

$$u_{ei} + L_{ei} \cdot \frac{di_c}{dt} - L_e \frac{di_d}{dt} = 0 \quad (3_58)$$

devient pour le vecteur harmonique k:

$$I_c^{(k)} = \frac{jk\omega L_e I_d^{(k)} - U_{ei}^{(k)}}{jk\omega L_{ei}}$$

où
$$i_c(t) = D + \text{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{n_h} I_c^{(k)} e^{jk\omega t} \right\} \quad (3_59)$$

avec n_h nombre d'harmonique pris en compte et

$$D = -\text{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{n_h} I_c^{(k)} e^{j\theta_i} \right\} \quad (3_60)$$

assurant des courants nuls à l'allumage.

- Les angles de sortie de commutation Φ_i s'obtiennent dans (3_59) avec $\omega t = \Phi_i$, donc:

$$F_{\phi_i} = \text{Im} \left[j(I_d^{(0)} - D) + \sum_{k=1}^{n_h} F_{\phi_i}^{(k)} e^{jk\phi_i} \right] = 0 \quad (3_61)$$

avec
$$F_{\phi_i}^{(k)} = I_d^{(k)} - I_c^{(k)} \quad (3_62)$$

- L'angle d'amorçage s'exprime par:

$$\alpha = \alpha_0 + \sum_{k=1}^{n_h} \alpha_k \sin k\omega t = \text{Im} \left[j\alpha_0 + \sum_{k=1}^{n_h} \alpha_k e^{jk\omega t} \right] \quad (3_63)$$

et se détermine avec les équations d'erreur:

$$F_{\theta_i} = \text{Im} \left[j(\beta_i + \alpha_0 - \theta_i) + \sum_{k=1}^{n_h} \alpha_k e^{jk\theta_i} \right] = 0 \quad (3_64)$$

$$F_{\alpha_0} = \text{Im} \left[(V_0 - U_{tyr} - E_d) V_{d0} \right]$$

avec β_i les angles correspondant aux instants de temps, augmentés avec $2\pi/3$
 U_{tyr} , E_d chute de tension du thyristor et f.e.m. de la charge continue.

Une moitié des 12 sous-intervalles d'une période pour un convertisseur à 6 impulsions, sont des intervalles de commutation et l'autre moitié est représentée par les sous-intervalles de conduction.

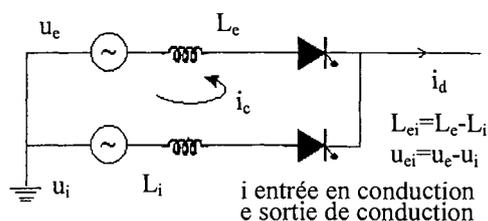


Figure 3_6 Circuit équivalent pour l'analyse de la commutation

- Dans les **périodes de conduction** les paliers positifs et négatifs de la tension redressée sont reliés à la tension de la source par les réactances de commutation de phase.

L'harmonique d'ordre k de ces paliers se calcule avec:

$$U_{d,i}^{(k)} = U_+ - U_- - j\omega k(L_+ + L_-)I_d^{(k)} \quad (3_65)$$

les indices + et - indiquant le palier positif et négatif et i le numéro de l'intervalle.

- Pour les **intervalles de commutation**, l'harmonique d'ordre k de la tension redressée s'obtient:

- l'entrée:
$$U_{d,i}^{(k)} = \frac{L_e U_i^{(k)} + L_i (U_e^{(k)} - jk\omega L_e I_d^{(k)})}{L_e + L_i} = U_0 - jk\omega L_0 \cdot I_d^{(k)} \quad (3_66)$$

- la sortie:
$$U_{d,i}^{(k)} = U_0 - jk\omega L_0 I_d^{(k)} - \frac{L_e U_i^{(k)} + L_i (U_e^{(k)} - jk\omega L_e I_d^{(k)})}{L_e + L_i} \quad (3_67)$$

avec U_0 et L_0 tension et inductance de la phase qui n'est pas impliquée dans la commutation courante.

Avec les équations (3_65), (3_66) et (3_67) on peut construire la tension. Pour l'assembler on utilise des fonctions d'échantillonnage qui sont des successions d'impulsions de largeur (a_i, b_i) , ayant associés (depuis la série Fourier) les vecteurs:

$$G_i^{(k)} = \frac{e^{jka_i} - e^{jkb_i}}{k\pi} \text{ pour } k \neq 0 \quad (3_68)$$

$$G_i^{(0)} = \begin{cases} j \frac{b_i - a_i}{2\pi} & \text{si } b_i > a_i \\ j \left[1 - \frac{a_i - b_i}{2\pi} \right] & \text{si } b_i \leq a_i \end{cases} \quad (3_69)$$

où a_i et b_i sont les angles θ_i et ϕ_i qui alternent. Parce que la sortie d'une commutation coïncide avec l'entrée dans une conduction, le volume de calcul sera réduit de moitié. Par contre, les fonctions d'échantillonnage doivent être calculées jusqu'au double de l'ordre harmonique pris en compte.

Après avoir obtenu les échantillons de la tension redressée et le courant continu, ainsi que les vecteurs des fonctions d'échantillonnage, on peut passer, par des convolutions, à l'assemblage des grandeurs globales côté continu:

$$U_d^{(k)} = \sum_{i=1}^{12} \sum_{j=1}^{12} U_{d,i}^{(k)} \otimes G_j \quad (3_70)$$

avec
$$A_k \otimes B_l = \begin{cases} \frac{1}{2} j(A_k B_l^*)_{(k-l)} - \frac{1}{2} j(A_k B_l)_{(k+l)} & \text{pour } k \geq l \\ \frac{1}{2} j(A_k B_l^*)_{(l-k)} - \frac{1}{2} j(A_k B_l)_{(k+l)} & \text{pour } k < l \end{cases} \quad (3_71)$$

La présence de l'opérateur de convolution rend les relations non-dérivables (à cause de la conjugaison). Pour pouvoir utiliser une procédure Newton on doit séparer les parties réelles et imaginaires.

Une procédure similaire peut être menée pour les courants.

3.4.3 MODÈLE DE GRÖTZBACH

La représentation des redresseurs commandés peut se faire aussi par des modèles qui évitent la résolution des équations transcendantes (utilisées d'habitude pour déterminer des angles).

Le principal avantage de ce type de modèle est représenté par son caractère intuitif, proche des grandeurs physiquement contrôlables. En considérant les réactances des deux côtés (alternatif et continu), il peut être utilisé pour le dimensionnement des éléments de lissage. On va présenter plus loin la façon de construire un tel modèle, selon les principes établis dans [GRÖ_1].

Le modèle assume certaines simplifications:

- les tensions d'alimentation sont symétriques;
- le système d'alimentation est représenté par une réactance obtenue de la puissance de court-circuit du système et une autre associée au transformateur de couplage;
- le régime de fonctionnement est à courant ininterrompu, avec des oscillations;
- la tension redressée sera considérée lisse (filtrage à capacité).

Le système de base, adopté pour exprimer les relations en unités relatives, utilise la puissance côté continu, P_d et la tension nominale de ligne (entre phase) du système alternatif. Avec U_{NL} la tension de ligne (entre phases), la réactance du système de référence sera:

$$X_b = \frac{U_{NL}^2}{P_d} \quad (3_72)$$

ce qui amène les réactances à:

$$x_N = \frac{X_{ac}}{X_b} = \frac{P_d}{S_{cc}} \quad (3_73)$$

$$x_d = \frac{X_d}{U_{NL}^2 / P_d} = \frac{\omega L}{U_{NL}^2} \quad (3_74)$$

où L est l'inductance de lissage, X_{ac} la réactance du circuit d'alimentation et X_d celle du circuit de la charge, P_d la puissance de la charge et S_{cc} la puissance de court-circuit du système. La référence des phases est représentée par le passage par zéro de la tension de la phase a.

Dans une première étape, pour rendre un caractère plus analytique au modèle, on va **négliger la réactance du circuit d'alimentation**. Pour l'entrée en conduction de la thyristor supérieur de la phase a, à $\pi/6$, le courant dans l'intervalle $\pi/6 < x < \pi/2$ est:

$$i_d(x) = i_d(\pi/6) + \frac{\sqrt{6} U_N}{X_d} \left[\frac{1}{2} - \cos\left(x + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{U_d}{\sqrt{6} U_N} \left(x - \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (3_75)$$

avec U_N la tension nominale de phase $U_N = U_a = U_b = U_c$ et $i_d(\pi/6) = i_d(\pi/2)$, la période de i_d étant de $\pi/3$. La valeur moyenne du courant redressé devient

$$I_d = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} i_d(x) dx \quad (3_76)$$

En unités relatives le courant redressé s'écrit:

$$\frac{i_d(x)}{I_d} = 1 + \frac{6}{\pi x_d} \left[\frac{1}{2} - \cos\left(x + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{3}{\pi} \left(x - \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (3_77)$$

et x_d se calcule avec (3_74), où:

$$P_d = U_d \cdot I_d = \frac{\sqrt[3]{6}}{\pi} U_N \cdot I_d \quad (3_78)$$

avec U_d la tension redressée. La condition de courant redressé ininterrompu est exprimé dans [GRÖ_1] par:

$$x_d \geq x_{d,\min} = \left[\frac{X_d}{U_{NL,\min}^2 / P_d} \right] = 1.727 \% \quad (3_79)$$

Parce que les ondulations du courant redressé sont symétriques:

$$i_{d-}(x) = i_{d-}(-x) \quad \text{avec} \quad i_{d-} = i_d - I_d \quad (3_80)$$

la série Fourier de ce courant s'écrit:

$$\frac{i_d(x)}{I_d} = 1 + \frac{36}{\pi^2 x_d} \sum_{h=6j} (-1)^{j+1} \frac{1}{h(h^2-1)} \sin(hx) \quad (3_81)$$

Pour avoir le courant de ligne on utilise la fonction de commutation $S(x)$ de la Figure 3_7, ayant la série Fourier associée:

$$S(x) = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin x + \sum_{h=6k\pm 1} (-1)^k \frac{1}{h} \sin hx \right] \quad (3_82)$$

La série de Fourier d'un courant de ligne est:

$$\begin{aligned} \frac{i_a(x)}{I_{li}} &= \sin x + \sum_{h=6k\pm 1} (-1)^k \cdot \frac{1}{h} \sin hx \\ &+ \frac{18}{\pi^2 x_d} \left\{ \sum_{h=6k} \frac{(-1)^{k+1}}{h(h^2-1)} \{ \cos[(h-1)x] - \cos[(h+1)x] \} \right. \\ &\left. + \sum_{i=6k} \sum_{h=6j\pm 1} \frac{(-1)^{j+k+1}}{i(i^2-1)^h} \{ \cos[(i-h)x] - \cos(i+h)x \} \right\} \end{aligned} \quad (3_83)$$

où
$$I_{li} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (3_84)$$

est le fondamental idéal du courant.

Les deux premiers termes de (3_83) décrivent le courant rectangulaire et les suivants reflètent l'influence des oscillations du courant redressé sur le courant de ligne. Le rapport entre le fondamental du courant de phase I_1 et sa valeur idéale s'estime, selon [GRÖ_2], avec:

$$\frac{I_1}{I_{li}} = \sqrt{1 + \left(\frac{0,32}{x_d} \right)^2} \quad (3_85)$$

et, compte tenu de (3_79) et (3_85), son maximum est de 1,017. Donc, si le courant n'est pas interrompu, l'amplitude des oscillations n'excèdent pas 1,7%, [GRO_1].

Si l'on considère les réactances du circuit d'alimentation, une description analytique n'est plus possible, car on ne connaît a priori ni l'angle d'amorçage, ni la durée de la conduction. En plus la puissance dans le circuit continu $P_d = U_d I_d$, se calcule par à une procédure itérative, [GRÖ_2], parce que:

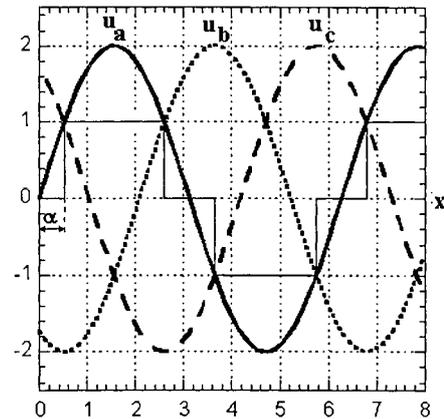


Figure 3_7 La fonction de commutation, $S(x)$, de la phase a.

- P_d se calcule avec I_d ;
- I_d est déterminé par la durée de la commutation;
- la durée de la commutation se calcule depuis l'équation qui exprime l'annulation du courant (dépendante de P_d).

3.4.4 MODÈLE TEMPOREL SIMPLIFIÉ DU CONVERTISSEUR

Lors de l'élaboration d'un modèle de convertisseur, dédié au calcul de la répartition de charge en régime non - sinusoïdal, la prise en compte de l'évolution des courants pendant les commutations augmente la complexité du processus de calcul, sans apporter de modification significative du spectre de courant. Une remarque similaire reste valable sur la prise en compte des oscillations du courant redressé. Ainsi, si les oscillations ne dépassent pas les 1,7% (sections 3.4.3), alors les erreurs relatives maximales dans l'évaluation des harmoniques de courant sont de $\Delta i_5 \leq 4,3\%$, $\Delta i_7 \leq 3,5\%$, $\Delta i_{11} \leq 1,7\%$ et $\Delta i_{13} \leq 0,8\%$ [GRÖ_2].

Le comportement du convertisseur côté alternatif est beaucoup plus important pour l'étude du régime non-sinusoïdal dans le système et particulièrement le courant absorbé pour une alimentation "polluée", au noeud de raccordement au réseau.

Sur la base d'une expérience antérieure acquise au LEG dans la modélisation des convertisseurs alimentés par un système asymétrique de tensions, [WAN_1], on a développé un modèle adapté au calcul de la répartition de charge en régime non - sinusoïdal [MAN_6]. L'objectif principal dans l'élaboration du modèle a été de le rendre simple mais capable de caractériser avec une précision suffisante le convertisseur en tant que charge du réseau.

Les hypothèses simplificatrices adoptées sont:

- la tension d'alimentation est non - sinusoïdale et asymétrique mais sans composante continue;
- le transformateur d'adaptation (représenté par ses paramètres y compris les connexions et l'indice horaire) est inclus dans le modèle linéaire du réseau;
- l'effet de la commutation est considéré négligeable et les ondulations du courant redressé nulles; dans ce cas les courants sont rectangulaires.

Le système triphasé de tensions appliquées au convertisseur se décompose en série Fourier:

$$u_{a,b,c}(x) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} U_h^{(a,b,c)} \sin(hx + \beta_h^{a,b,c}) \quad (3_86)$$

avec $x = \omega t$ et $\beta_h^{a,b,c}$ les déphasages des tensions de phase, exprimés dans le système de référence des harmoniques. Les harmoniques h des trois tensions de phase constituent un ensemble triphasé asymétrique, que l'on peut écrire, en utilisant les composantes symétriques:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_h^a(x) \\ u_h^b(x) \\ u_h^c(x) \end{bmatrix} &= \sqrt{2} \begin{bmatrix} U_h^a \sin(hx + \beta_h^a) \\ U_h^b \sin(hx + \beta_h^b) \\ U_h^c \sin(hx + \beta_h^c) \end{bmatrix} = \sqrt{2} U_h^{(d)} \begin{bmatrix} \sin(hx + \beta_h^d) \\ \sin(hx + \beta_h^d - 2\pi/3) \\ \sin(hx + \beta_h^d + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \\ &+ \sqrt{2} U_h^{(i)} \begin{bmatrix} \sin(hx + \beta_h^{(i)}) \\ \sin(hx + \beta_h^{(i)} + 2\pi/3) \\ \sin(hx + \beta_h^{(i)} - 2\pi/3) \end{bmatrix} + \sqrt{2} U_h^{(0)} \begin{bmatrix} \sin(hx + \beta_h^0) \\ \sin(hx + \beta_h^0) \\ \sin(hx + \beta_h^0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3_87)$$

où $U_h^{(d)}, U_h^{(i)}, U_h^{(0)}$ sont les valeurs efficaces des composantes de séquence directe, inverse et homopolaire de la tension et $\beta_h^{(d)}, \beta_h^{(i)}, \beta_h^{(0)}$ les phases de ces composantes. Si on note:

$$\begin{aligned} U_h &= U_h^{(d)}, \beta_h = \beta_h^{(d)} \\ U_{-h} &= U_h^{(i)}, \beta_{-h} = -\beta_h^{(i)} \end{aligned} \quad (3_88)$$

la relation (3_87) conduit à:

$$\begin{bmatrix} u_a(x) \\ u_b(x) \\ u_c(x) \end{bmatrix} = \sqrt{2} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} U_h \begin{bmatrix} \sin(hx + \beta_h) \\ \sin(hx + \beta_h - 2\pi/3) \\ \sin(hx + \beta_h + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} U_h^{(0)} \begin{bmatrix} \sin(hx + \beta_h^{(0)}) \\ \sin(hx + \beta_h^{(0)}) \\ \sin(hx + \beta_h^{(0)}) \end{bmatrix} \quad (3_89)$$

Présents dans les tensions de phase, les harmoniques triples ne se retrouvent plus dans les tensions de ligne et par conséquent ils ne vont pas générer d'harmoniques triples de courant. Par des raisons d'allocation des indices, on va utiliser la notation des thyristors, présentée dans Figure 3_8.

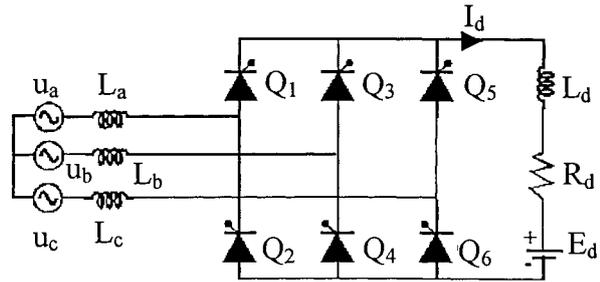


Figure 3_8 Schéma équivalent du redresseur

Pour un convertisseur alimenté avec un système "idéal" de tensions (sinusoïdales et symétriques), la commutation réalisée par le thyristor Q_i se produira à un instant correspondant à l'angle "idéal":

$$(\theta_i^{ph})_{idéal} = \sigma_f + \varphi_i + \alpha_i \quad (3_90)$$

avec
$$\sigma_f = \begin{cases} \pi/6 & f = a \\ 5\pi/6 & f = b \\ -\pi/2 & f = c \end{cases} \quad (3_91)$$

$$\varphi_i = \frac{2i-1}{6} \pi \quad (3_92)$$

et α_i l'angle d'allumage du thyristor.

Si par contre le système triphasé de tension n'est plus symétrique, les commutations pour la phase ph seront réalisées pour les angles:

$$\theta_i^{ph} = (\theta_i^{ph})_{idéal} + \delta_i \quad (3_93)$$

On a prouvé que pour qu'il représente le passage par zéro de la tension de ligne, δ_i doit être la solution de l'équation générale:

$$\sum_{h=-\infty}^{\infty} U_h \sin[h\delta_i + \beta_h - h\gamma_i + (h-1)\varphi_i] = 0 \quad (3_94)$$

avec
$$\gamma_i = \begin{cases} 0 & i \in \{1,2,6\} \\ -\pi & i \in \{3,4,5\} \end{cases} \quad (3_95)$$

Pour le cas concret de la commutation de la phase c à la phase a, l'angle de commande du thyristor Q_1 , s'écarte de sa valeur théorique de δ_1 (résultat global de la déformation et de

l'asymétrie des tensions). Ainsi le passage par zéro décrit dans (3_90), correspondant au cas concret, $\theta_1^a = \pi/6 - \beta_1 + \delta_1$, est la solution de l'équation:

$$\sum_{h=-\infty}^{\infty} U_h \sin[h\delta_1 + \beta_h + (h-1)\pi/6] = 0 \quad (3_96)$$

Après avoir déterminé ces angles, selon la succession connue des commutations pour chaque phase, on obtient les spectres harmoniques (amplitudes et phases) des courants de phase.

L'algorithme utilisé pour calculer le spectre des courants de phase comporte les étapes suivantes:

1. Calcul des écarts des angles réels de commutation par rapport à leurs valeurs théoriques pour tous les six thyristors, $Q_i|_{i=1,6}$, avec (3_94), après avoir déterminé les harmoniques $U_h|_{h \in [-H_{\max}, H_{\max}]}$ (H_{\max} l'ordre maximal qu'on doit retrouver dans le spectre des courants). Pour résoudre d'une manière successive les six équations (3_94) on peut utiliser n'importe quelle méthode appropriée aux équations transcendantes (Newton, Lagrange, sécante, etc.)
2. Calcul des angles réels de commutation conventionnels, θ_i^{ph} avec (3_93)
3. Détermination des angles de commutation des phases $\Psi_k|_{k=1,2,3,4}$, comme présenté ci-dessous

Tableau 3_3 La correspondance entre les angles de commutation des phases et celles des thyristors associés

Angle	Phase a	Phase b	Phase c
Ψ_1^{ph}	θ_1^{ph}	θ_3^{ph}	θ_5^{ph}
Ψ_2^{ph}	θ_3^{ph}	θ_5^{ph}	θ_1^{ph}
Ψ_3^{ph}	θ_4^{ph}	θ_6^{ph}	θ_2^{ph}
Ψ_4^{ph}	θ_6^{ph}	θ_2^{ph}	θ_4^{ph}

4. Identification des vecteurs harmoniques pour les courants de phase:

$$I_h^{ph} = \frac{I_d}{\pi \cdot \omega \cdot h} (A_h^{ph} + jB_h^{ph}) \quad (3_97)$$

avec $A_h^{ph} = \cos[h\Psi_1^{ph}] - \cos[h\Psi_2^{ph}] - \cos[h\Psi_3^{ph}] + \cos[h\Psi_4^{ph}] \quad (3_98)$

$$B_h^{ph} = -\sin[h\Psi_1^{ph}] + \sin[h\Psi_2^{ph}] + \sin[h\Psi_3^{ph}] - \sin[h\Psi_4^{ph}] \quad (3_99)$$

$$I_0 = \frac{I_d}{2\pi} [-\Psi_1^{ph} + \Psi_2^{ph} + \Psi_3^{ph} - \Psi_4^{ph}] \quad (3_100)$$

Ce modèle a été utilisé pour représenter les convertisseurs dans le logiciel développé pour le calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal.

3.4.5 ANALYSE COMPARATIVE DES MODÈLES DE CONVERTISSEURS

Dans le Tableau 3_4 on présente une analyse comparative des modèles de convertisseurs de la section 3.4, jugés selon différents critères. On peut ainsi constater qu'il n'existe pas un seul modèle approprié pour toute étude harmonique, simple et précis.

Tableau 3_4 Comparaison entre différents modèles de convertisseurs

Modèle	Caractéristique principale	But	Domaine	Commutation	Réactance c.a.	Réactance c.c.	Imperfections de la source	Numérique ou analytique	Simplicité	Signification physique
Heydt (3.4.1)	<ul style="list-style-type: none"> • ancien • méthode directe 	load-flow + étude du circuit de la charge	temps + série Fourier	oui	oui	oui	non	les deux	complexe	partielle
Arrillaga (3.4.2)	<ul style="list-style-type: none"> • facile à assembler avec le modèle du réseau 	load-flow	fréquence	oui	non	oui	harmoniques	prépondérant numérique	complexe	partielle
Grötzbach (3.4.3)	<ul style="list-style-type: none"> • fonctions de commutation • circuit de charge caractérisé par puissance 	calcul de la réactance de lissage	temps + série Fourier	non	non	oui	non	analytique	acceptable	quasi-totale
		étude du circuit de la charge		oui	oui	oui	difficile	numérique	acceptable	bonne
Simplifié (3.4.4)	<ul style="list-style-type: none"> • modèle réduit pour l'étude des perturbations côté source 	load-flow	temps + série Fourier	non	oui	-	toutes	combiné	simple	bonne

3.5 FACTS

Le terme FACTS (Flexible AC Transmission Systems) a été introduit par Hingorani [HIN_1] pour désigner les utilisations de l'électronique de puissance, les centres avancés de contrôle, liaisons de communication et autres, ayant pour but d'augmenter la capacité de transmission de la puissance dans le système. Ensuite, plusieurs études ont été dédiées aux possibilités d'utiliser les FACTS pour:

- le contrôle de la répartition de charge [NOR_1], [GYU_1];
- l'amortissement des oscillations inter - régions [NOR_2];
- l'amélioration de la stabilité par soutien de la tension au milieu des lignes [BOH_1];
- la symétrisation des systèmes de distribution [CHE_2];
- la compensation de la puissance réactive [GYU_2], réduction du flicker et des variations de la tension produites par des causes inattendues.

Parmi toutes ces applications, les dernières sont déjà une réalité, car dans la pratique on rencontre des équipements tel que:

- SVC (Static Var Compensator - compensateur statique de réactif) dans deux variantes [MAN_15]:
 - avec capacité fixe et réactance contrôlé avec des thyristors FC-TCR (Fixed Capacitor-Thyristor Controlled Reactor);
 - capacité commutable et réactance contrôlée par thyristors TSC-TCR (Thyristor Switched Capacitor - Thyristor Controlled Reactor)
- CSC capacités série contrôlées (Controlled Series Capacitors);
- TSR réactances série contrôlées (Thyristor Switched Series Reactors).

On a l'habitude d'inclure parmi les FACTS les réactances saturées SR (Saturated Reactors) et les capacités fixes FC (Fixed Capacitors) qui peuvent se combiner avec d'autres éléments pour achever un objectif plus complexe.

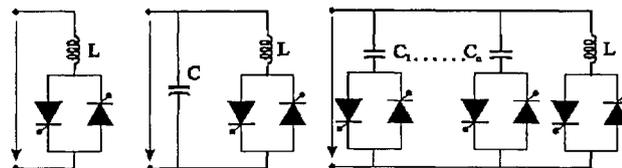


Figure 3_9 Différentes structures FACTS

Les plus connues des FACTS sont les TCR, éventuellement en association avec les condensateurs (FC ou TSC), présentées dans la Figure 3_9, qui seront désormais analysées du point de vue de la pollution harmonique.

Il est déjà connu que pour une bobine [MIL_1] en conduction pendant un angle σ par demi-période, à la fréquence fondamentale, l'inductance équivalente est:

$$L_{\text{eq}}(\sigma) = \frac{\pi}{\sigma - \sin \sigma} \cdot L \quad (3_101)$$

La réduction de l'angle de conduction diminue l'inductance équivalente et introduit des harmoniques. Ainsi, pour une alimentation sinusoïdale, les courants harmoniques, d'ordre h impair, se calculent avec:

$$I_h = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U}{X_L} \left[\frac{\sin(h+1)\alpha}{2(h+1)} + \frac{\sin(h-1)\alpha}{2(h-1)} - \cos\alpha \frac{\sinh\alpha}{h} \right] \quad (3_102)$$

où α est l'angle d'allumage

Pour les transformateurs de couplage avec le secondaire en triangle, les harmoniques triples ne pénètrent pas dans le système. Pour réduire le contenu d'harmoniques du courant on peut utiliser différentes combinaisons de couplages des unités triphasées (une unité en étoile et une autre en triangle ou des techniques de changement de phase de $\pi/6$ avec plusieurs unités).

Nous allons présenter des modèles capables de représenter le comportement du TCR dans des conditions réelles. Dans leur grande majorité, ces modèles respectent le principe de couplage des harmoniques (spécifique à tous les éléments non-linéaires). On prouve ainsi que la présence d'un seul harmonique impair dans la tension appliquée, déterminera l'apparition des tous les harmoniques impairs dans le courant de la réactance. L'amplitude de ces harmoniques sera déterminée aussi par les paramètres internes du TCR (inductance, angles de commande des thyristors). Si la tension d'entrée contient, en plus, des harmoniques pairs, la loi de commande et l'analyse du TCR devient alors plus difficile.

Le dernier des modèles présentés sera utilisé ensuite pour prouver, par voie analytique ainsi que par simulation, la propriété des TCR d'engendrer une circulation de puissance active associée.

3.5.1 MODÉLISATION TEMPORELLE DIRECTE

Elle a été proposée par Yaccamini [YAC_1] et Arrillaga [ARR_2]. Si un TCR triphasé est alimenté avec une tension $u_m - u_n$, entre les phases m et n (m et n=a,b,c) où

$$u_m = \sum_{h=1}^{h_{\max}} U_m^{(h)} \sin(h\omega t + \phi_m^{(h)}) \quad (3_103)$$

$$u_n = \sum_{h=1}^{h_{\max}} U_n^{(h)} \sin(h\omega t + \phi_n^{(h)}) \quad (3_104)$$

et les paramètres le ligne de TCR sont:

$$R_{mn} = R_m + R_n + R_{mn,TCR}, \quad L_{mn} = L_m + L_n + L_{mn,TCR} \quad (3_105)$$

le courant de ligne mn du TCR, i_{mn} , est la solution de l'équation:

$$u_{mn} = u_m - u_n = R_{mn} i_{mn} + L_{mn} \frac{di_{mn}}{dt} \quad (3_106)$$

Ainsi le courant s'exprime par:

$$i_{mn}(t) = \sum_{h=1}^{h_{\max}} \left[X_h e^{-t/T_{mn}} + D_h \sin(h\omega t + \phi_{mn}^{(h)}) \right] + C_{mn} \quad (3_107)$$

avec C_{mn} constante d'intégration,

$$X_h = \frac{A_h}{L_{mn}} \cdot \frac{H_h - 1/T_{mn}}{h^2 \omega^2 + 1/T_{mn}^2}, \quad (3_108)$$

$$D_h = \frac{B_h}{h\omega L_{mn}} \sqrt{\frac{H_h - h^2 \omega^2}{h^2 \omega^2 + 1/T_{mn}^2}}, \quad (3_109)$$

$$\phi_{mn}^{(h)} = \arctg\left(\frac{1}{h\omega T_{mn}}\right) - \arctg\left(\frac{H_h}{h\omega}\right), \quad (3_110)$$

$$T_{mn} = L_{mn}/R_{mn}, \quad (3_111)$$

$$A_h = U_m^{(h)} \cos \phi_m^{(h)} - U_n^{(h)} \cos \phi_n^h, \quad (3_112)$$

$$B_h = U_m^{(h)} \sin \phi_m^{(h)} - U_n^{(h)} \sin \phi_n^h. \quad (3_113)$$

Les courants de phase s'obtiennent par des transformations topologiques sur les courants de ligne. Pour les deux catégories de courants on peut déterminer le spectre suite à une décomposition en série de Fourier. L'expression (3_107) étant relativement compliquée, on utilise un algorithme numérique de type FFT, après avoir calculé les valeurs de la fonction pour un nombre convenable de points. Les désavantages de cette modalité d'identification du spectre harmonique consistent en:

- introduction d'erreurs numériques et de troncature;
- manque d'un outil, tel qu'une dépendance analytique, capable à permettre l'analyse de l'influence des différents paramètres sur les valeurs du spectre.

3.5.2 ÉQUIVALENT TEMPOREL QUASI-NORTON [DOM_1], [DOM_2]

Ce modèle représente un équivalent quasi-Norton du TCR car il ne respecte que la structure des équivalents Norton (source de courant avec admittance dérivation) sans garder la façon de déterminer les paramètres correspondants. Pour plus de simplicité on considérera un TCR monophasé, d'inductance L_R , avec un angle de conduction σ alimenté avec une tension:

$$u_R(t) = \sum_{h=1}^{\infty} U_h \cos(h\omega t + \phi_h) \quad (3_114)$$

Pour expliciter le courant i_R de l'équation:

$$L_R \frac{di_R}{dt} = u_R(t) \quad (3_115)$$

avec les conditions de début et fin de conduction:

$$i(t_a = \alpha/\omega) = i\left(t_s = \frac{\alpha + \sigma}{\omega}\right) = 0 \quad (3_116)$$

où t_a et t_s sont respectivement l'instant d'allumage et de sortie de conduction pour le thyristor commandé le premier, on obtient:

$$i_R(t) = \begin{cases} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{U_h}{h\omega L} [\sin(h\omega t + \phi_h) - \sin(h\omega t_a + \phi_h)] & \text{pour } t_a \leq t \leq t_s \\ 0 & \text{pour } 0 < t < t_a \\ & \text{et } t_s < t < T/2 \end{cases} \quad (3_117)$$

Comme pour le modèle précédent, pour trouver le spectre du courant il reste plus intéressant d'appliquer ensuite une FFT. Avec les notations:

$$\underline{Y}_{h, \acute{e}q} = \frac{1}{jh\omega L_{\acute{e}q}} \quad (3_118)$$

$$\underline{I}_{h, \acute{e}q} = \underline{Y}_{h, \acute{e}q} \cdot \underline{U}_h - \underline{I}_h \quad (3_119)$$

où $L_{\acute{e}q}$ c'est l'inductance équivalente du TCR de (3_101) et

$$\underline{U}_h = U_h e^{j\phi_h} \quad (3_120)$$

$$\underline{I}_h = I_h e^{j\theta_h}$$

alors l'équivalent quasi-Norton du TCR est présenté dans Figure3_10.

Si le modèle de TCR s'intègre dans le modèle du réseau, les paramètres de cet équivalent se calculent d'une manière itérative, depuis la tension appliquée et des effets que sa prise en compte produit dans le système.

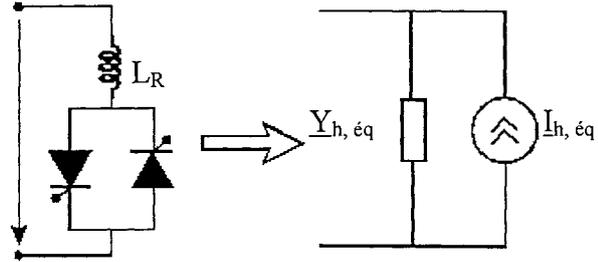


Figure 3_10 Équivalent quasi-Norton du TCR

Très simple, le modèle a un inconvénient majeur: les circuits équivalents correspondant aux différents harmoniques sont indépendants, ce qui pour un élément non-linéaire ne correspond pas à la réalité physique et ne permet pas de souligner la conversion de fréquence de la puissance. De plus, le modèle est insensible aux déséquilibres.

3.5.3 MODÉLISATION EN FRÉQUENCE DU TCR

Elle représente une alternative au modèle précédent. Si on décompose la tension et la fonction de commutation en série de Fourier avec pulsations négatives:

$$u(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{U}_T^{(h)} e^{jh\omega t} \quad (3_121)$$

$$s(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{S}^{(h)}(\sigma_1, \phi_1, \sigma_2, \phi_2) e^{jh\omega t} \quad (3_122)$$

avec $\underline{S}^{(0)} = a_0$ (3_123)

et $\underline{S}^{(h)} = a_h + jb_h$ (3_124)

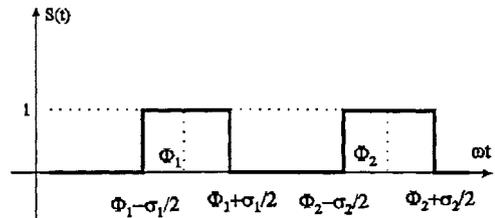


Figure 3_11 La fonction de commutation associée au TCR

on peut exprimer la chute de tension sur la réactance par:

$$u_R(t) = u(t) \cdot s(t) = \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} \underline{U}_T^{(m)} \underline{S}^{(n)} e^{j(m+n)\omega t} \quad (3_125)$$

Cette relation prouve une caractéristique des éléments non-linéaires en général et celles en commutation en particulier: la liaison entre les harmoniques. Ainsi les harmoniques impaires de la tension engendrent des harmoniques impairs dans la chute de tension sur la réactance et donc du courant. Si la tension d'alimentation $u(t)$ contient un seul harmonique impair cela déterminera l'apparition de tous les harmoniques impairs dans $u_R(t)$.

La dépendance du courant de la réactance par rapport à sa tension s'exprime sous forme matricielle par:

$$[\underline{I}_R] = [\underline{Y}_R][\underline{S}] \cdot [\underline{U}_R] \quad (3_126)$$

où $[\underline{Y}_R]$ est la matrice des admittances de la réactance pour différentes fréquences et inclue

$$\underline{Y}_R^{(h)} = \frac{1}{jh\omega L_R} \quad (3_127)$$

La matrice de commutation $[\underline{S}]$ est d'habitude une matrice pleine, ce qui fait que généralement les produits de (3_126) comprennent un nombre important d'opérations.

Si on cherche une forme analytique pour le courant échangé par le TCR avec le réseau, alors on doit s'appuyer sur des considérations physiques concernant le fonctionnement du TCR. Ainsi le courant est:

$$i_R(t) = \int_{\phi - \sigma_1/2}^t \frac{u_R(\omega t)}{L_R} d\omega t \quad (3_128)$$

avec un valeur nulle à $\omega t = \phi_1 - \sigma_1/2$. En remplaçant (3_125) dans (3_128) on trouve

$$i_R(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\underline{U}_T^{(m)}}{jm\omega L_R} [e^{jm\omega t} - e^{jm(\phi_1 - \sigma_1/2)}], \quad (3_129)$$

qui décrit le comportement du courant jusqu'à son premier passage par zéro à $\omega t = \phi_1 + \sigma_1/2$, où ϕ_1 c'est la solution de l'équation:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{2\underline{U}_T^{(m)} e^{jm\phi_1}}{m\omega L_R} \sin\left(\frac{m\sigma_1}{2}\right) = 0 \quad (3_130)$$

Le courant reste nul jusqu'à l'allumage du deuxième thyristor, il se calcule alors par:

$$i_R(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\underline{U}_T^{(m)}}{j\omega L_R} [e^{jm\omega t} - e^{-jm(\phi_2 - \sigma_2/2)}] \quad (3_131)$$

L'équation (3_131) donne la valeur du courant jusqu'à la sortie de conduction du deuxième thyristor, donc jusqu'à $\omega t = \phi_2 + \sigma_2/2$ où ϕ_2 est la solution de l'équation

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{2\underline{U}_T^{(m)} e^{jm\phi_2}}{m\omega L_R} \sin\left(\frac{m\sigma_2}{2}\right) = 0 \quad (3_132)$$

Dans la pratique, au-delà des erreurs de commande, les périodes de conceptions des deux thyristors sont égales donc $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$, et déphasées d'une demie-période:

$$\phi_1 - \sigma_1/2 = \phi_2 - \sigma_2/2 - \pi \quad (3_133)$$

Dans ces conditions on trouve pour le courant une expression analytique:

$$i_R(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\underline{U}_T^{(k)}}{jm\omega L_R} \frac{2 \sin\left(\frac{(m-k)\sigma}{2}\right)}{\pi(m-k)} e^{jm(\omega t - \phi)} \quad (3_134)$$

où $\phi = \phi_1$ est le milieu de la période de conduction, donc la solution de l'équation:

$$\sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(\frac{m\sigma}{2}\right) \underline{U}_T^{(m)} \sin(m\phi + \varphi^{(m)}) = 0 \quad \text{avec} \quad \underline{U}_T^{(m)} = U_T^{(m)} e^{j\varphi^{(m)}} \quad (3_135)$$

À la série de Fourier à pulsations positives du courant i_R :

$$i_R = \sum_{h=1}^{\infty} I_R^{(h)} \sin(h\omega t + \theta^{(h)}) \quad (3_136)$$

on peut associer les vecteurs $\underline{I}_R^{(h)} = I_R^{(h)} e^{j\theta^{(h)}}$, $h = 1 \dots \infty$.

Cette démarche analytique a été développée dans [MAN_1] pour étudier la circulation de puissance active que la TCR engendre dans le réseau. Ainsi, un TCR demande une certaine puissance active à 50 Hz, qu'il rend entièrement au système et qui se retrouve sous forme de pertes. Plus des détails seront présentés lors du calcul de la répartition de charge dans les chapitres 5 et 6.

On peut définir davantage trois composantes du courant fondamental de la réactance:

$$\underline{I}_R^{(1)} = \underline{I}_{R1}^{(1)} + \underline{I}_{R2}^{(1)} + \underline{I}_{R3}^{(1)} \quad (3_137)$$

● **Composante équivalente:** le courant absorbé par une bobine idéale d'inductance égale à l'inductance équivalente définie par (3_101):

$$\underline{I}_{R1}^{(1)} = \frac{U_T^{(1)}}{j\omega L_{\acute{e}q}} e^{j\varphi^{(1)}} \quad (3_138)$$

Il est évident que cette composante ne transporte pas de puissance active.

● **Composante "de déphasage":**

$$\underline{I}_{R2}^{(1)} = \frac{1}{jm\omega L_R} \frac{\sin \sigma}{\pi} U_T^{(1)} \left[e^{j\varphi^{(1)}} - e^{-j(\varphi^{(1)} + 2\phi)} \right] \quad (3_139)$$

dont les déphasages relatifs entre ses harmoniques et les harmoniques correspondantes de la tension d'alimentation sont influencés par l'angle ϕ . Cette composante est particulièrement sensible aux déphasages entre les harmoniques de la tension d'alimentation: s'il n'y a pas de déphasage relatif, alors $\phi_1 = -\varphi^{(1)}$ et elle ne transporte pas de puissance active. Plus ce déphasage augmente, plus la puissance active transporté par cette composante est importante.

● **Composante résiduelle:**

$$\underline{I}_{R3}^{(1)} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{j\omega L_R} e^{-j\phi} \sum_{k=2}^{\infty} \left\{ e^{j(k\phi + \varphi^{(k)})} \left[\frac{\sin \frac{k-1}{2} \sigma}{k-1} - \frac{\sin \frac{k+1}{2} \sigma}{k+1} \right] U_T^{(k)} \right\} \quad (3_140)$$

C'est la plus complexe, regroupant l'influence de tous les harmoniques de la tension sur le fondamental du courant du réactance. Cette composante est nulle seulement pour une alimentation sinusoïdale. Autrement, on ne peut pas trouver de critères pour qu'elle soit en quadrature avec le fondamental de la tension.

3.5.4 ANALYSE COMPARATIVE DES MODÈLES DE TCR

Dans le Tableau 3_5 nous présentons une comparaison des différentes modèles de TCR, tous permettent le traitement des cas réels au moins en ce qui concerne la source.

Le modèle proposé dans la section 3.5.3 constitue un compromis adapté aux besoins de l'étude et utilise des grandeurs avec signification physique. Il est bien adapté pour l'analyse du phénomène de conversion de fréquence de la puissance active. De plus, il s'intègre bien avec le modèle linéaire du réseau qui est développé en fréquence.

Tableau 3_5 Analyse comparative des modèles de TCR

Modèle	Caractéristique de la modélisation	Domaine (temps ou fréquence)	Analytique ou numérique	FFT ou série Fourier	Complexité	Grandeurs à signification physique	Traitement des cas réels	
							TCR	Source
Modélisation directe (3.5.1)	directe par résolution de l'équation différentielle	temps	les deux	FFT	simple	complète	<ul style="list-style-type: none"> résistance déséquilibre TCR 	<ul style="list-style-type: none"> non-sinusoïdale asymétrique
Équivalent Quasi-Norton (3.5.2)	simple, facile à utiliser dans le load-flow	temps + fréquence	les deux	FFT	simple	réduite	<ul style="list-style-type: none"> déséquilibre TCR 	<ul style="list-style-type: none"> non-sinusoïdale asymétrique
Modélisation en fréquence (3.5.3)	$\sigma_1 \neq \sigma_2$	avec fonctions de commutation par	les deux	série de Fourier	moyen	presque complète	<ul style="list-style-type: none"> déséquilibre TCR 	<ul style="list-style-type: none"> non-sinusoïdale asymétrique
	$\sigma_1 = \sigma_2$	des convolutions		fréquence				

3.6 FOURS À ARC

Les fours à arc sont des consommateurs qui soumettent le réseau à des régimes très dures, posant souvent des problèmes en terme de qualité d'énergie. Au-delà du flicker, extrêmement fâcheux pour les consommateurs voisins, et des forts déséquilibres engendrés, il y a aussi les harmoniques.

Parce que son fonctionnement est basé sur l'effet thermique de l'arc électrique, les modèles présentés pour les lampes à décharge restent valables. Ils ont pourtant l'inconvénient de ne pas pouvoir mettre en évidence le flicker. C'est principalement pour cette que des modèles spécifiques ont été développés, que nous allons étudier plus loin.

3.6.1 MODÈLE DE MAYR

L'équation de Mayr, proposée en 1943, est probablement la plus connue des équations différentielles pour caractériser en "boîte noire" le comportement dynamique de l'arc électrique:

$$\tau \cdot \frac{dg}{dt} = g(t) \left[\frac{p_{in}(t)}{p_{out}(t)} - 1 \right] \quad (3_141)$$

avec g la conductance de la colonne d'arc, τ la constante de temps de l'arc (durée de relaxation), p_{in} la puissance thermique dans la colonne d'arc, p_{out} la puissance évacuée:

$$p_{in} = u(t) \cdot i(t) = i^2(t)/g(t) \quad (3_142)$$

$$p_{out} = u_s(t) \cdot i(t) = \frac{i^2(t)}{G(i(t))} \quad (3_143)$$

G la conductance stationnaire de l'arc, $U_s(t)$ la tension aux bornes de l'arc.

Il existe aussi une autre formulation qui ne repose plus sur les puissances instantanées, obtenue depuis (3_141), (3_142) et (3_143), connue comme équation de Mayr modifiée,

$$\tau \cdot \frac{dg}{dt} = G(i(t)) - g(t), \quad (3_144)$$

très utilisée dans le dimensionnement de la chambre à arc des appareils électriques. Elle semble moins efficace pour l'analyse du régime non-sinusoïdal.

3.6.2 MODÈLE DE HOCHRAINER

En 1971 Hochrainer a modifié l'équation précédente en supposant la durée de relaxation dépendante de temps et la conductance stationnaire de l'arc G dépendante explicitement du temps (et non plus à travers le courant):

$$\tau(t) \cdot \frac{dg}{dt} = G(t) - g(t) \quad (3_145)$$

En quittant l'approche "boîte noire", on a pu établir une liaison entre la chute de tension stationnaire sur la colonne d'arc, sa longueur et son courant:

$$U_s = (u_o^1 + r_o^1 |i_{arc}|) \cdot l_{arc} \quad (3-146)$$

avec u_0^1 la tension, r_0^1 la résistance de l'arc, i_{arc} le courant instantané, tous rapportés à l_{arc} , la longueur de la colonne d'arc. La conductance stationnaire de l'arc peut s'exprimer par:

$$G = \frac{|i_{arc}|}{U_S} \quad (3_147)$$

3.6.3 MODÈLES EMPIRIQUES

Kveeuarn propose des relations empiriques pour déterminer le courant de l'arc [KVE_1]:

- pour les harmoniques pairs $I_h/I_1 = a_0 + b_0 e^{-\alpha_0(h-2)}$ (3_148)

- pour les harmoniques impairs $I_h/I_1 = a_1 + b_1 e^{-\alpha_1(h-2)}$ (3_149)

Les constantes a_0 et a_1 assument le taux de distorsion du courant jusqu'à l'harmonique 14 et respectivement 15. Le calcul de b_0 se fait avec (3_148) pour $h=0$ et a_0 connu et celui de b_1 avec $h=3$ et a_1 connu. Il faut vérifier ensuite que le spectre du modèle correspond le mieux possible avec les résultats expérimentaux. Pour des études moins précises on nous propose même des relations "prêt à l'emploi" comme:

$$I_h/I_1 = 0,15 + 3,5e^{-0,4(h-2)} \quad \text{pour } h \text{ pair} \quad (3_150)$$

$$I_h/I_1 = 0,15 + 7,5e^{-0,45(h-3)} \quad \text{pour } h \text{ impair} \quad (3_151)$$

Ces modèles sont difficiles à utiliser, car ils sont trop personnalisés et ne donnent pas d'informations sur les phases des harmoniques.

3.6.4 MODÈLES ÉNERGÉTIQUES

Comme pour les lampes à décharges, des modélisations avec des équations différentielles ont été proposées pour les fours à arc [ACH_1]. Dans ce cas, le bilan des puissances peut s'écrire:

$$p_1 + p_2 = p_3 \quad (3_152)$$

- p_1 puissance évacuée sous forme de chaleur, dépendant du rayon de l'arc r

$$p_1 = k_1 \cdot r^n \quad (3_153)$$

avec $n=1$ pour un arc long où la surface d'échange est surtout la surface latérale et $n=2$ pour un arc court où l'échange se réalise essentiellement à travers la surface transversale des électrodes.

- p_2 puissance stockée dans l'arc (qui augmente l'énergie interne et le rayon):

$$p_2 = k_2 r \cdot \frac{dr}{dt} \quad (3_154)$$

- p_3 flux de chaleur produit dans l'arc:

$$p_3 = u \cdot i = \frac{k_3/r^m}{r^2} \cdot i^2, \quad m=0, 1, 2 \quad (3_155)$$

la résistivité de la colonne d'arc étant considérée proportionnelle à $1/r^m$. Si on remplace (3_153), (3_154) et (3_155) dans (3_152), on trouve l'équation différentielle de l'arc:

$$k_1 r^n + k_2 r \cdot \frac{dr}{dt} = \frac{k_3}{r^{m+2}} i^2 \quad (3_156)$$

avec $v = \frac{K_3}{r^{m+2}} i$ la tension sur l'arc. (3_157)

En régime statique l'équation correspondant à (3_156) s'écrit:

$$v = \frac{K}{i^q} \quad (3_158)$$

avec $q = \frac{m+2-n}{m+2+n}$ (3_159)

La caractéristique statique de l'arc est plus influencée par les conditions de refroidissement que par la variation de la résistivité avec la température, car la variation de q avec m est lente, comme on peut constater dans le Tableau 3_6.

Tableau 3_6 Variation de q

m \ n	0	1	2
0	1	1	1
1	1/3	1/2	3/5
2	0	1/5	1/3

Le modèle est simple et facilement transférable en fréquence (où les produits deviennent des convolutions) et il a été choisi dans la simulation. Pour n=2 et m=0 on trouve la liaison entre le courant de l'arc et sa conductance s'exprime par l'équation différentielle:

$$g \frac{dg}{dt} = ai^2 - bg^2 \quad (3_160)$$

Les deux constantes se déterminent depuis la puissance du four et la valeur efficace soit du courant, soit de la tension.

3.7 L'INFLUENCE DES CONDENSATEURS

L'introduction des condensateurs dans ce chapitre, dédié aux sources de pollution harmonique, s'explique par le fait que, si en sinusoïdal ils ne créent pas de perturbations, ça n'est plus le cas en non-sinusoïdal et ceci pour deux raisons essentielles:

1. **localement:** le courant dans le condensateur est calculé par la dérivée de la tension; le taux de distorsion du courant sera donc toujours supérieur au taux de distorsion de la tension (l'impédance du condensateur diminue avec l'ordre harmonique)
2. **globalement:** la présence des condensateurs peut conduire à des conditions de résonance, pour certaines fréquences harmoniques (résonance de courant, de tension où ferrorésonance).

De plus, ces deux perspectives (locale et globale) sont liées car l'introduction d'un condensateur en un point du réseau ne modifie pas seulement les paramètres locaux mais conduit à une modification globale des paramètres d'état du réseau, principalement les potentiels harmoniques (sauf si on considère de réseau de puissance infinie).

3.8 CONCLUSIONS

Dans le cadre de ce chapitre les principales catégories de sources d'harmoniques rencontrées dans les systèmes électriques ont été présentées. Pour chaque source d'harmonique le type de non-linéarité ainsi que les différents modèles disponibles, capables de la caractériser ont été mis en évidence.

Si parmi les modèles existants nous n'avons pas trouvé celui qui convient parfaitement, nous avons adapté aux besoins le plus approprié. C'est le cas pour les lampes à décharge, les non-linéarités magnétiques ainsi que pour les fours à arc électrique. Dans le cas où les besoins de simplicité et de précision, n'étaient remplis par aucun des modèles trouvés, (comme dans le cas des convertisseurs statiques et des TCRs), nous avons développé des modèles personnels.

On retient comme caractéristiques générales:

- les modèles temporels sont détaillés, précis et permettent l'accès à plusieurs grandeurs d'état, parfois avec signification physique; ce sont le plus souvent des modèles internes;
- les modèles fréquentiels sont simples (et donc rapides), faciles à intégrer avec le modèle fréquentiel linéaire du réseau; ce sont le surtout des modèles d'entrée-sortie.

Le plus souvent les modèles appropriés pour le calcul de la répartition de charge ne sont pas utiles pour l'étude des effets de la pollution harmonique sur les éléments du système. Pour cela il est nécessaire de prendre des modèles plus élaborés et détaillés, capables de permettre le contrôle des certains paramètres d'état de l'élément étudié. Il faut de plus que ces grandeurs aient la signification physique correspondante. Dans ce sens, les possibilités offertes par les différents modèles ont été soulignées et, dans les analyses comparatives, nous avons évalué systématiquement la signification physique des grandeurs utilisées.

Chapitre 4

Modèles des éléments du système énergétique en régime non-sinusoidal

Chapitre 4 Modèles des éléments du système énergétique en régime non-sinusoïdal

Dans ce chapitre nous aborderons le problème de la modélisation des éléments du système, autre que les sources de pollution harmonique présentées dans le chapitre précédent, donc des éléments linéaires. Nous étudierons aussi des éléments qui, dans des conditions particulières, peuvent engendrer eux-mêmes des harmoniques

La modélisation des éléments du système doit prendre en compte trois contraintes:

- **la perspective de l'ensemble:** parce que les systèmes électroénergétiques sont grands, renfermant un nombre important d'éléments à modéliser, l'utilisation des modèles détaillés pour chaque élément, augmente excessivement la taille du modèle global, allant jusqu'à le rendre difficile à maîtriser où conduisant à un du temps de calcul trop élevé;
- **les problèmes internes** tels que les problèmes de convergence des algorithmes;
- **le besoin d'assurer une précision suffisante** de calcul.

En regard de ces contraintes, on peut identifier deux catégories de modèles pour les éléments du système:

- **Modèles détaillés internes:** ils supposent parfois de connaître des données constructives qui ne sont pas toujours fournies par le producteur. Ils permettent d'évaluer des phénomènes internes (échauffements dus au surcourants, claquements d'isolation dus aux surtensions, stress au autre) mais, en règle générale, ils ne délivrent ni les fréquences de résonance ni l'atténuation correspondante.
- **Modèles nodaux** (terminaux): ils décrivent le comportement de l'élément seulement par rapport aux grandeurs caractéristiques de ses frontières avec le réseau. Même s'ils utilisent parfois des grandeurs d'état, celles-ci sont des variables intermédiaires et non des quantités physiques.

Les catégories d'éléments primaires qui seront analysés dans ce chapitre sont:

- **les sources:** machines synchrones en régime de générateur;
- **les éléments de transport et distribution:** lignes, transformateurs;
- **les consommateurs individuels et collectifs.**

4.1 GÉNÉRATEURS SYNCHRONES

Parce que ces éléments contiennent des noyaux magnétiques, il est à attendre que ceux-ci déterminent l'apparition d'harmoniques dans le courant injecté dans le système. Toutefois les mesures effectuées prouvent que dans des régimes stationnaires normaux de fonctionnement des systèmes électriques (y compris non-sinusoïdal et déséquilibré) les générateurs synchrones ne constituent pas des sources significatives d'harmoniques [ETE_1], [ALM_1].

Par contre, pour les systèmes de faible puissance (petits systèmes isolés ou systèmes mobiles) les harmoniques produits par les générateurs ne peuvent pas toujours être négligés.

Modèles

La modélisation du générateur synchrone à haute fréquence se fait comme pour tout élément passif. Du fait que le flux correspondant aux harmoniques tourne à une vitesse largement supérieure à la vitesse du rotor, les courants harmoniques interagissent avec les courants des deux axes comme les composantes inverses [MAH_1].

Pour cela dans les schémas de séquence directe et inverse, le générateur est caractérisé par son inductance moyenne ("vue" par la composante inverse):

$$L_2 = \frac{L_d'' + L_q''}{2} \tag{4_1}$$

avec L_d'' et L_q'' les réactances subtransitoires de la machine dans les deux axes d et q. Dans certains cas, où on désire mettre en évidence les pertes harmoniques, on peut associer à cette réactance une résistance série:

$$R_2 \cong R_s + R_r/2 \tag{4_2}$$

où R_s et R_r sont les résistances statorique et rotorique. Dans la majorité des cas pratiques, cet élément se néglige.

Le schéma de séquence homopolaire n'est introduit que pour les générateurs en étoile à la terre. Le circuit équivalent rassemble à celui des séquences directe et inverse, sauf que l'impédance de liaison à la terre est multiplié par trois.

Comportement fréquentiel des paramètres

Pour le comportement fréquentiel des paramètres il est possible d'utiliser deux approches:

- **Dépendance physique** (effet de peau et pertes dépendantes de la fréquence pour la résistance et inductance relativement constante avec la fréquence).
- **Dépendance empirique** (déterminée expérimentalement par des groupes de machines avec des puissances et caractéristiques communes). C'est le cas de la proposition de Dib, [DIB_1], qui suggère une variation des paramètres avec la fréquence donnée par:

$$R_h = \frac{R_1}{1 - \frac{A_R}{(h-1)^{B_R}}} \tag{4_3}$$

$$L_h = L_1 \cdot A_L \cdot (h)^{B_L} \tag{4_4}$$

avec R_1 et L_1 la résistance et l'inductance à la fréquence nominale, A_R , B_R , A_L , B_L coefficients empiriques présentés dans le Tableau 4_1.

Tableau 4_1 Coefficients A_R , B_R , A_L , B_L

	A_R	B_R	A_L	B_L
grands générateurs	0,5	1,2	1,0	-0,1
petits générateurs	0,1	1,4	1,0	-0,03

Pour les autres deux régimes de fonctionnement (moteur et compensateur synchrone), Karimi propose dans [KAR_1] un modèle harmonique de séquence décrit par l'équation:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1^{(h)} \\ \underline{U}_2^{(h)} \\ \underline{U}_0^{(h)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + jhX_p & j(h+2)X_s e^{j2\theta} & 0 \\ j(h-2)X_s e^{-j2\theta} & R + jhX_p & 0 \\ 0 & 0 & R + jhX_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_1^{(h)} \\ \underline{I}_2^{(h)} \\ \underline{I}_0^{(h)} \end{bmatrix} \tag{4_5}$$

avec R la résistance d'un enroulement de phase statorique

$$X_p = \frac{X_d'' + X_q''}{2} \quad (4_6)$$

$$X_s = \frac{X_d' + X_q'}{2} \quad (4_7)$$

X_0 la réactance homopolaire de la machine

$$\theta = \alpha - 90 + \delta \quad (4_8)$$

où α , δ sont respectivement le déphasage courant - tension l'angle interne de la machine. Les indices 1,2,0 indiquent les séquences: directe, inverse et homopolaire.

CONCLUSION En alternateur, la machine synchrone sera modélisée par un circuit série RL, avec la résistance et la réactance définies dans (4_1) et (4_2). La variation des paramètres avec la fréquence est prise en compte, comme propose par Dib, avec (4_3) et (4_4). Si nécessaire, dans d'autres régimes on peut utiliser le modèle de Karimi.

4.2 TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE

Les transformateurs de puissance sont utilisés pour adapter la tension aux besoins du transport ou de la distribution. Les transformateurs déphaseurs permettent, en plus, de contrôler la circulation de charge sur les boucles. En régime non-saturé, malgré le fait qu'ils contiennent un ou plusieurs noyaux magnétiques, ils n'engendrent pas d'harmoniques significatifs.

En général le courant de magnétisation ne représentent pas plus de 3% du courant absorbé par le transformateur. Il est donc justifié de le modéliser comme un élément linéaire. Cette argumentation ne reste plus valable pour le régime saturé.

4.2.1 MODÈLES LINÉAIRES

4.2.1.1 MODÈLES LINÉAIRES INTERNES

Leurs caractéristiques principales sont:

- ils supposent de connaître un grand nombre de détails constructifs, généralement indisponibles;
- ils sont fortement personnalisés, valables pour des catégories très étroites de transformateurs; l'utilisation excessive de ce type de modèles amène une très grande diversité, devenant prohibitive pour les systèmes de grande taille.

Ils sont donc mieux adaptés pour l'étude des effets du régime non-sinusoidal que pour des études portant sur l'ensemble du système. La partie "sensible" de la modélisation concerne le noyau magnétique.

Une approche possible est de caractériser le noyau sur la base des topologies typiques (Foster, Cauer ou autre). Avila Rosales présente dans [AVI_1] le calcul des paramètres correspondant aux topologies Foster série et parallèle. À basse fréquence, les paramètres dominants sont les résistances, les réactances pouvant être négligées, ce qui n'est plus le cas à

haute fréquence.

Une autre approche qui s'est développée, consiste en une modélisation par fonctions de transfert. Les constantes de temps des fonctions de transfert sont choisies pour reproduire la réponse en fréquence du transformateur. Un exemple représentatif est celui du Keyhani, [KEY_1], [KEY_2], dont la méthodologie est présentée plus loin. Pour faciliter la comparaison et pour lui donner un caractère plus intuitif, on va le relier aux modèles terminaux. Pour le transformateur à deux enroulements, présenté dans la Figure 4_1, l'algorithme suppose les étapes suivantes:

(i) **Identification du modèle structurel du transformateur** (Figure 4_1) et description de celui-ci par des fonctions de transfert. Le modèle de la Figure 4_1 peut être particularisé pour la basse fréquence (Figure 4_2) et pour la haute fréquence (Figure 4_3), en le simplifiant les fonctions de transfert qui deviennent:

- à basse fréquence:

$$\frac{U_1}{I_1} \Big|_{U_2=0} = K_z \frac{(1+T_1s)(1+T_2s)}{(1+T_3s)} \quad (4_9)$$

$$\frac{U_2}{U_1} \Big|_{I_2=0} = K_G \frac{(1+F_1s)}{(1+F_4s)} \quad (4_{10})$$

- haute fréquence:

$$\frac{U_1}{I_1} \Big|_{U_2=0} = K_z \frac{(1+T_1s)(1+T_2s)}{(1+T_3s)(1+T_4s^2+T_5s)} \quad (4_{11})$$

$$\frac{U_2}{U_1} \Big|_{I_2=0} = K_G \frac{(1+F_1s)(1+F_2s^2+F_3s)}{(1+F_4s)(1+F_5s^2+F_6s)} \quad (4_{12})$$

Les constantes de temps sont reliées aux paramètres de circuit comme présentée dans l'Annexe A3.

(ii) **Estimation initiale des constantes de temps:** basée sur la réponse en fréquence (caractéristiques de Bode) mesurée:

- en court-circuit $\Rightarrow K_z, T_1 \div T_5,$
- à marche à vide $\Rightarrow K_G, F_1 \div F_6.$

(iii) **Calcul des constantes de temps** selon la réponse en fréquence par la méthode des moindres carrés:

- basse fréquence $\Rightarrow R_p^0, L_p^0, R_s^0, L_s^0, R_m^0, L_m^0,$

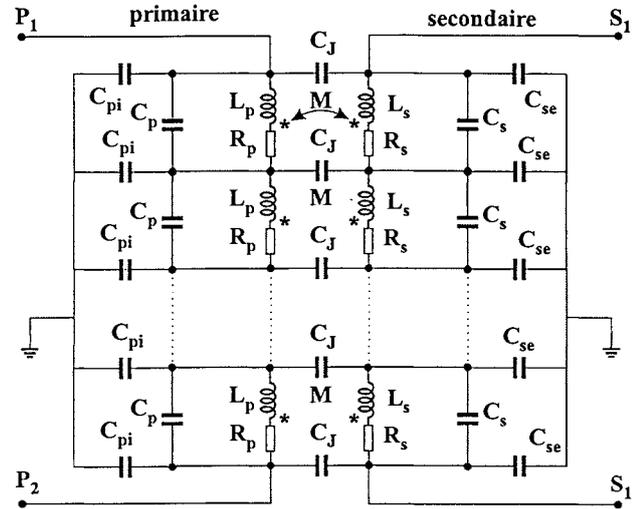


Figure 4_1 Modèle interne pour un transformateur à deux enroulements

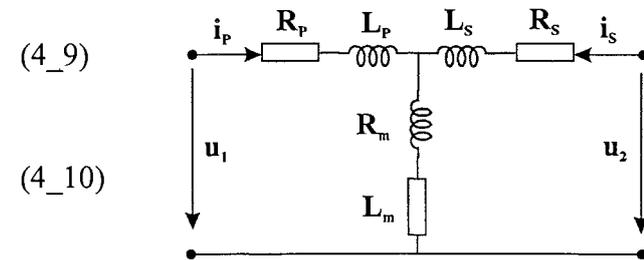


Figure 4_2 Modèle interne de transformateur à basse fréquence

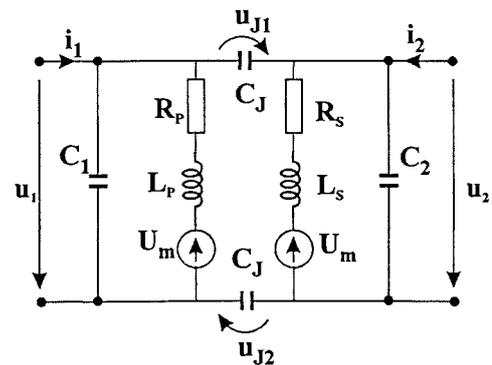


Figure 4_3 Modèle interne de transformateur à haute fréquence

- haute fréquence $\Rightarrow C_1^0, C_2^0, C_I^0$

(iv) Calcul de la réponse en fréquence de la fonction de transfert estimée.

(v) Calcul des valeurs initiales des paramètres du modèle de transformateur depuis les constantes de temps.

(vi) Identification des paramètres du modèle du transformateur par la technique de la "vraisemblance maximale" de [MAR_1]. Celle-ci utilise la réponse temporelle de la fonction de transfert et les valeurs initiales des paramètres de circuit du modèle.

Comme souligné dans le début de cette section, la complexité de ces modèles (justifiée par le besoin de reproduire avec beaucoup de précision le comportement fréquentiel du transformateur) les rend difficile à utiliser dans le cadre de la modélisation d'un système de grande taille. Il a été nécessaire de développer un modèle terminal, plus simple mais suffisamment précis. Pour les études portées sur les effets du régime non-sinusoidal il est souhaitable de s'orienter vers les modèles internes car ils offrent plus "d'accès" aux grandeurs physiques internes qui permettent d'évaluer les phénomènes locaux.

4.2.1.2 MODÈLES LINÉAIRES TERMINAUX

Les modèles terminaux des transformateurs utilisent des schémas équivalents qui reproduisent son comportement aux bornes. Le développement d'un modèle terminal comprend deux étapes: le choix du circuit équivalent et le calcul des paramètres, avec leur dépendance fréquentielle. Dans cette section nous présentons le modèle de transformateur que nous avons conçu pour le calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoidal. C'est un modèle linéaire, qui ne peut représenter le transformateur qu'en régime non-saturé.

4.2.1.2.1 Circuit équivalent du transformateur

Pour le développement du modèle d'un transformateur de puissance nous partons du cas le plus simple: celui d'un transformateur monophasé, représenté dans la Figure 4_4. Son circuit équivalent, illustré dans la Figure 4_5, est décrit par l'ensemble d'équations:

$$\underline{I}_k^{(h)} = \underline{y}_{ik}^{(h)} \underline{U}_k^{(h)} - \frac{\underline{y}_{ik}^{(h)}}{N} \underline{U}_i^{(h)} \quad (4_13)$$

$$\underline{I}_i^{(h)} = -\frac{\underline{y}_{ik}^{(h)}}{N} \underline{U}_k^{(h)} + \frac{\underline{y}_{ik}^{(h)}}{N^2} \underline{U}_i^{(h)} \quad (4_14)$$

avec: $\underline{U}_i^{(h)} = \underline{U}_i^{(h)} / N \quad (4_15)$

$$\underline{I}_i^{(h)} = -\underline{I}_k^{(h)} / N \quad (4_16)$$

$\underline{y}_{ik}^{(h)}$ l'impédance de court-circuit.

Ce modèle n'est pas assez général car il renferme une limitation: le rapport de transformation est réel. Ceci ne suffit que pour le transformateur monophasé.

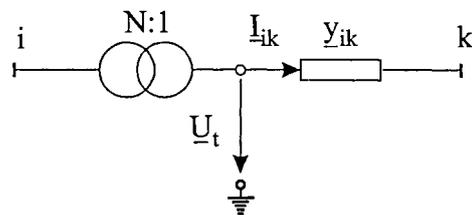


Figure 4_4 Transformateur monophasé

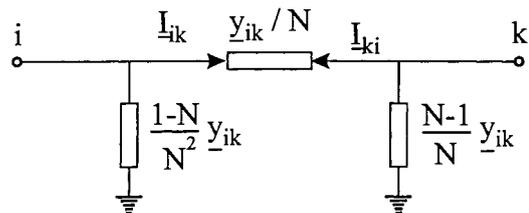


Figure 4_5 Circuit équivalent du transformateur monophasé

Pour cela nous avons développé un modèle sous forme matricielle, qui sera présente dans la suite.

Le système d'équations qui exprime la liaison entre les tensions et les courants (grandeurs de branches) est:

$$\begin{bmatrix} [I_p^b] \\ [I_s^b] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [y_{pp}^b] & [y_{ps}^b] \\ [y_{sp}^b] & [y_{ss}^b] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [U_p^b] \\ [U_s^b] \end{bmatrix} \quad (4_17)$$

avec $[I_p^b]$, $[I_s^b]$, $[U_p^b]$, $[U_s^b]$ matrices des courants et des tensions harmoniques primaires et secondaires (grandeurs de branche)

$[y_{pp}^b]$, $[y_{ss}^b]$ matrice des admittances harmoniques propres primaires et secondaires

$[y_{ps}^b]$, $[y_{sp}^b]$ matrice des admittances harmoniques mutuelles primaire-secondaire et secondaire-primaire

NOTA Pour alléger l'écriture, nous n'avons pas indiqué l'ordre harmonique. On fera de même pour toutes les autres équations de la section 4.2.1.2.1

Les matrices des admittances harmoniques des branches sont diagonales. Pour les transformateurs à rapport de transformation réel, on peut écrire:

$$\frac{[y_{pp}^b]}{y_p} = \frac{[y_{ps}^b]}{y_m} = \frac{[y_{sp}^b]}{y_m} = \frac{[y_{ss}^b]}{y_s} = [I_3] \quad (4_18)$$

et pour les transformateurs déphaseurs (à rapport de transformation complexe \underline{N}):

$$\frac{[y_{pp}^b]}{y_p} = \frac{[y_{ps}^b]}{y_m} = \frac{[y_{sp}^b]}{y'_m} = \frac{[y_{ss}^b]}{y_s} = [I_3] \quad (4_19)$$

$$\text{avec } y_p = y_L + y_T \quad y_s = \underline{N}^2 \cdot y_L \quad (4_20)$$

$$y_m = -\underline{N} \cdot y_L \quad y'_m = -\underline{N}^* \cdot y_L \quad (4_21)$$

$$\underline{N} = N \cdot e^{jIH} \quad N = U_2 / U_1 \quad (4_22)$$

IH l'indice horaire des connexions, $[I_3] = \text{diag}\{1\}_{3 \times 3}$

y_L , y_T admittance en court-circuit et à vide (pour l'harmonique étudié).

Les grandeurs de branche (exposant b) peuvent s'exprimer en rapport des grandeurs nodales (exposant n) correspondantes avec:

$$\begin{bmatrix} [I_p^b] \\ [I_s^b] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [C_p^i] & \\ & [C_s^i] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_p^n] \\ [I_s^n] \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} [U_p^b] \\ [U_s^b] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [C_p^u] & \\ & [C_s^u] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [U_p^n] \\ [U_s^n] \end{bmatrix} \quad (4_23)$$

avec $[C_p^u]$, $[C_p^i]$, $[C_s^u]$, $[C_s^i]$ les matrices de connexion primaire et secondaire pour la tension et le courant. Après remplacement de (4_23) dans (4_17), on trouve que:

$$\begin{bmatrix} [\underline{I}_p^n] \\ [\underline{I}_s^n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [C_p^i]^{-1} & \\ & [C_s^i]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\underline{y}_{pp}^b] & [\underline{y}_{ps}^b] \\ [\underline{y}_{sp}^b] & [\underline{y}_{ss}^b] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [C_p^u] \\ [C_s^u] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\underline{U}_p^n] \\ [\underline{U}_s^n] \end{bmatrix} \quad (4_24)$$

donc
$$\begin{bmatrix} [\underline{I}_p^n] \\ [\underline{I}_s^n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\underline{Y}_{pp}^n] & [\underline{Y}_{ps}^n] \\ [\underline{Y}_{sp}^n] & [\underline{Y}_{ss}^n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\underline{U}_p^n] \\ [\underline{U}_s^n] \end{bmatrix} \quad (4_25)$$

où
$$[\underline{Y}_{pp}^n] = [C_p^i]^{-1} [\underline{y}_{pp}^b] [C_p^u] = \underline{y}_p [C_p^i]^{-1} [C_p^u] \quad (4_26)$$

$$[\underline{Y}_{ps}^n] = [C_p^i]^{-1} [\underline{y}_{ps}^b] [C_s^u] = \underline{y}_m [C_p^i]^{-1} [C_s^u] \quad (4_27)$$

$$[\underline{Y}_{sp}^n] = [C_s^i]^{-1} [\underline{y}_{sp}^b] [C_p^u] = \underline{y}'_m [C_s^i]^{-1} [C_p^u] \quad (4_28)$$

$$[\underline{Y}_{ss}^n] = [C_s^i]^{-1} [\underline{y}_{ss}^b] [C_s^u] = \underline{y}_s [C_s^i]^{-1} [C_s^u] \quad (4_29)$$

Pour que le transformateur admette un schéma équivalent il faut que:

$$[\underline{Y}_{ps}^n] = [\underline{Y}_{sp}^n]^T \Leftrightarrow [C_p^i]^{-1} [C_s^u] = ([C_s^i]^{-1} [C_p^u])^T \quad (4_30)$$

Autrement le transformateur aura un modèle mathématique mais pas un schéma équivalent.

Les grandeurs nodales sont reliées aux grandeurs de séquence (1, 2, 0) par:

$$[\underline{I}^n] = [\underline{T}_s] [\underline{I}^s] \quad [\underline{U}^n] = [\underline{T}_s] [\underline{U}^s] \quad (4_31)$$

avec
$$[\underline{T}_s] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (4_32)$$

Après le remplacement de (4_32) dans (4_26) on obtient:

$$\begin{bmatrix} [\underline{I}_p^s] \\ [\underline{I}_s^s] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\underline{Y}_{pp}^s] & [\underline{Y}_{ps}^s] \\ [\underline{Y}_{sp}^s] & [\underline{Y}_{ss}^s] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\underline{V}_p^s] \\ [\underline{V}_s^s] \end{bmatrix} \quad (4_33)$$

où
$$[\underline{Y}_{ij}^s] = [\underline{T}_s]^{-1} [\underline{Y}_{ij}^n] [\underline{T}_s] \quad \text{avec } i, j \in \{p, s\} \quad (4_34)$$

Si on note $[C_k^{ph}] = [C^i]^{-1} [C^u]$ (l'exposant ph suggérant les grandeurs de phase et $k=1, 2, 3$) nous constatons que, pour les connexions usuelles du transformateur, $[C_k^{ph}]$ peut prendre l'une des trois formes, [MAN_8]:

$$[C_1^{ph}] = \begin{bmatrix} 1 & & \\ & 1 & \\ & & 1 \end{bmatrix}, [C_2^{ph}] = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}, [C_3^{ph}] = \begin{bmatrix} -1 & 1 & \\ & -1 & 2 \\ 1 & & -1 \end{bmatrix} \quad (4_35)$$

Les correspondants en grandeur de séquence (exposant s) de ces trois matrices, $[\underline{C}_k^s] = [\underline{T}_s]^{-1} [C_k^{ph}] [\underline{T}_s]$ sont:

$$[\underline{C}_1^s] = \begin{bmatrix} 1 & & \\ & 1 & \\ & & 1 \end{bmatrix}, [\underline{C}_2^s] = 3 \begin{bmatrix} 1 & & \\ & 1 & \\ & & 0 \end{bmatrix}, [\underline{C}_3^s] = \sqrt{3} \begin{bmatrix} -e^{j\pi/6} & & \\ & -e^{-j\pi/6} & \\ & & 0 \end{bmatrix} \quad (4_36)$$

L'utilisation de ces matrices pour les différentes connexions des transformateurs est présentée dans le Tableau 4_2.

Tableau 4_2 Matrices caractéristiques pour la matrice admittance du transformateur

Connexions du transformateur		Sous-matrices d'admittance		
primaire	secondaire	$\frac{[Y_{pp}^s]}{y_p}$	$\frac{[Y_{ss}^s]}{y_s}$	$\frac{[Y_{ps}^s]}{y_m} = \frac{[Y_{sp}^s]}{y'_m}$
Y_n	Y_n	$[C_1^s]$	$[C_1^s]$	$-[C_1^s]$
Y_n	Y	$[C_2^s]/3$	$[C_2^s]/3$	$[C_2^s]/3$
Y_n	Δ	$[C_1^s]$	$[C_1^s]$	$[C_3^s]$
Y	Y	$[C_2^s]/3$	$[C_2^s]/3$	$[C_2^s]/3$
Y	Δ	$[C_2^s]/3$	$[C_2^s]$	$[C_3^s]$
Δ	Δ	$[C_2^s]$	$[C_2^s]$	$-[C_2^s]$

Ces caractérisations matricielles permettent d'identifier les schémas équivalents suivants:

(i) schéma de succession directe ou inverse présenté dans la Figure 4_6; les constantes correspondantes sont comprises dans le Tableau 4_3

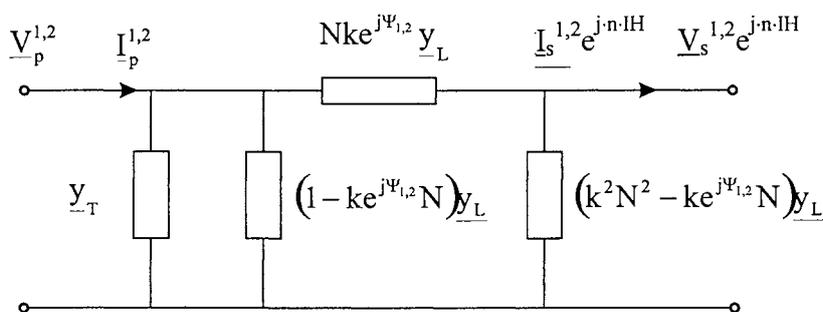


Figure 4_6 Schémas de séquence directe et inverse du transformateur

Tableau 4_3 Les constantes du circuit de la Figure 4_6

Connexions du transformateur ⇒ ↓ Constantes	$Y_n - Y_n$	$Y_n - Y$	$Y_n - \Delta$	$Y - Y$	$Y - \Delta$	$\Delta - \Delta$
k	1	1	$\sqrt{3}$	1	$\sqrt{3}$	3
Ψ^1	0	0	$\frac{\pi}{6}$	0	$\frac{\pi}{6}$	0
Ψ^2	0	0	$-\frac{\pi}{6}$	0	$-\frac{\pi}{6}$	0

La démonstration pour la connexion $Y_n - \Delta$ est donnée dans l'Annexe A4.

(ii) schéma de séquence homopolaire: pour les transformateurs $Y_n - Y_n$ il est identique au précédent. Pour les autres types de connexions, ils sont représentés dans la Figure 4_7.

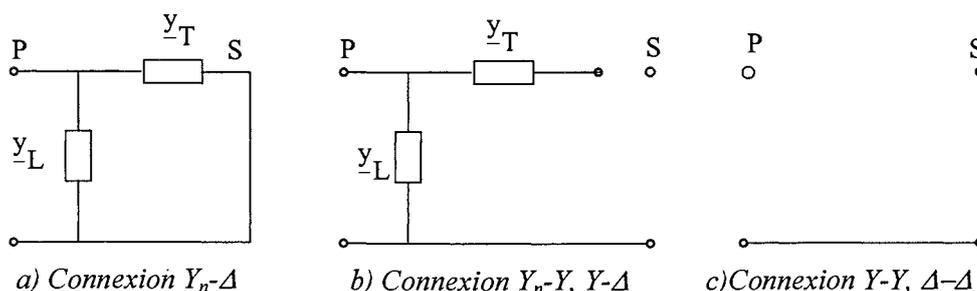


Figure 4_7 Schémas de séquence homopolaire des transformateurs

4.2.1.2.2 Paramètres du modèle

Les modèles évoqués dans la section précédente incluent des admittances transversales (parallèle) et longitudinales (série). Ces paramètres sont variables avec la fréquence.

(i) Paramètres transversaux

Le comportement fréquentiel de la conductance transversale est déterminée par la variation des pertes avec la fréquence. Si on note G_h la conductance transversale pour l'harmonique d'ordre h , par P_{H1} les pertes par hystérésis et par P_{Fe1} les pertes par courant de Foucault, pour le fondamental, alors, dans [ARI_1] on montre que:

$$G^{(h)} = G^{(1)} \left[1 - \frac{P_H^{(1)}}{P_{Fe}^{(1)}} \left(1 - \frac{1}{h} \right) \right] \quad (4_37)$$

Dans [SAM_1] on définit les pertes fer totales, P_T , par:

$$P_T = K_H \cdot f^{1-\alpha} V^\alpha + K_C \sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \quad (4_38)$$

avec K_H coefficient des pertes hystérésis
 α coefficient Steinmetz $1,5 < \alpha < 2,5$

Si on divise l'équation (4_38) par le carré de la tension efficace, V^2 , on peut calculer deux composantes correspondantes de la conductance:

$$G_H = K_H f^{1-\alpha} \cdot V^{\alpha-2} \quad G_E = K_C \quad (4_39)$$

Les coefficients K_H et K_C s'obtiennent par identification avec les valeurs mesurées.

(ii) Paramètres longitudinaux

Pour tenir compte de la variation de ces paramètres longitudinaux (résistance et réactance de court-circuit) avec la fréquence (l'ordre harmonique h) il existe plusieurs propositions:

a) La plus simple, est la proposition de Murotani [MAH_1] qui consiste à prendre:

$$\underline{Z}^{(h)} = R_{cc}^{(1)} (1 + 0,1 \cdot h^{1,5}) + jh \cdot X_{cc}^{(1)} \quad (4_40)$$

avec $R_{cc}^{(1)}$, $X_{cc}^{(1)}$ résistance et réactance de court-circuit pour le fondamental.

b) Une autre possibilité est d'assumer une dépendance quadratique de ces paramètres avec la fréquence:

$$R^{(h)} = R_{cc}^{(h)} (1 + a_1 h^2), \quad L^{(h)} = L_{cc}^{(h)} (1 - b_1 h^2) \quad (4_41)$$

Pour les transformateurs de moins de 10MVA, Capasso propose dans [CAP_2] les coefficients: $a_1 = 95 \cdot 10^{-3}$ et $b_1 = 31,15 \cdot 10^{-6}$.

Une dépendance du même type est suggérée dans [DIB_1] avec:

$$R^{(h)} = R_{cc}^{(h)} / [1 - A_R / (h-1)^{B_R}], \quad L^{(h)} = L_{cc}^{(h)} \cdot A_L \cdot (h)^{B_L} \quad (4_42)$$

Les coefficients correspondants sont soit calculés à partir des valeurs mesurées soit, pour des calculs moins précis, choisis du Tableau 4_4.

c) Pour des calculs plus précis il est souhaitable d'utiliser des relations proposées dans [SAM_1], basées sur les fonctions de Bessel:

Tableau 4_4 Coefficients du modèle [DIB_1]

Transformateur	A _R	B _R	A _L	B _L
grande puissance	0,2	1,4	1,0	-0,02
moyenne puissance	0,2	1,5	1,0	-0,03

$$\frac{R^{(h)}}{R_{cc}^{(1)}} = \frac{mr}{2} \cdot \frac{ber(mr) \cdot bei'(mr) - bei(mr) \cdot ber'(mr)}{[bei'(mr)]^2 + [ber'(mr)]^2} \quad (4_43)$$

$$\frac{L^{(h)}}{L_{cc}^{(1)}} = \frac{4}{mr} \cdot \frac{bei(mr) \cdot bei'(mr) - ber(mr) \cdot ber'(mr)}{[bei'(mr)]^2 + [ber'(mr)]^2} \quad (4_44)$$

avec $mr = 15,84 \cdot 10^{-4} \cdot \mu_r \cdot h \cdot f_1 / R_{cc}^{(1)}$, f_1 la fréquence fondamentale (4_45)

4.2.1.3 MODÈLES EMPIRIQUES

Dans [DEN_1] on trouve trois modèles de ce type:

1. Équivalent R-L parallèle, avec la résistance 80 fois plus grande que la réactance longitudinale à 50 Hz, X_{50} , (Figure 4_8.a)
2. Équivalent R-L série (Figure 4_8.b):

$$R^{(h)} = 0.1026k \cdot h \cdot X_{50} (J + h) \quad (4_46)$$

où J est le rapport entre les pertes par hystérésis et celles par courants Foucault et

$$k = \frac{1}{J + 1} \quad (4_47)$$

En général $J=3$, k est donc égal à 0,25 et la relation (4_46) devient:

$$R^{(h)} = 0,02565h(h + 3)X_{50} \quad (4_48)$$

3. Équivalent R-L dérivation, en série avec une résistance (Figure 4_8.c), avec:

$$90 < U^2 / S \cdot R_s < 110 \quad (4_49)$$

$$13 < SR_p / U^2 < 30$$

où S est la puissance apparente du transformateur, $R_s = 0,04 \text{ u.r. et } R_p = 60 \text{ u.r. ou } R_p = 0,01 \text{ u.r. et } R_p = 20 \text{ u.r.}$

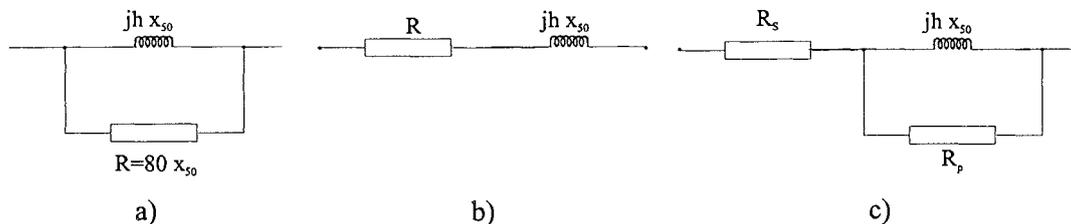


Figure 4_8 Modèles empiriques des transformateurs

4.2.2 MODÈLES NON-LINÉAIRES

Dans tous les modèles définis précédemment la caractéristique flux-courant du noyau a été supposée linéaire, ce qui a permis de caractériser le noyau par une admittance \underline{y}_T dont la conductance caractérisait les pertes et la susceptance le courant de magnétisation.

Pour les transformateurs en régime saturé, ces modèles ne restent plus valables. Il faut donc se servir d'autres modèles, susceptibles de reproduire la marque du transformateur en régime saturé dans les systèmes de forte puissance: les courants homopolaires.

4.2.2.1 MODÈLES DE TYPE "ÉQUIVALENT DE SÉQUENCE"

Pour tenir compte du noyau, une pratique usuelle consiste à introduire dans les schémas de séquence (en général en T), un noeud supplémentaire et deux sources de courant commandées en tension, entre ce noeud et le neutre fictif.

Si on ne regroupe pas les paramètres du primaire et du secondaire, le schéma simplifié de séquence directe ou inverse d'un transformateur branché entre les noeuds i et j du réseau, pour l'harmonique k , est présenté dans la Figure 4_9. Les sources de courant $I_{mag}^{(k)}$ et $I_{noyau}^{(k)}$ sont en fait des équivalents Norton actualisés depuis la caractéristique flux-courant pour toute modification du potentiel du noeud $i+1$.

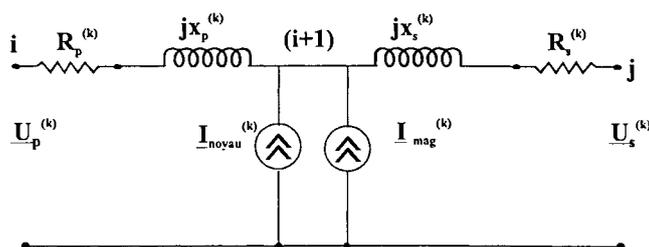


Figure 4_9 Schéma de séquence directe (inverse) d'un transformateur saturé

Une comparaison entre le courant de magnétisation et celui de pertes dans le noyau, permet de négliger ce dernier, sans risque d'erreurs significatives, à cause de son impact réduit sur la répartition de charge en régime non-sinusoidal. Pour cela, la source de courant correspondante ($I_{mag}^{(k)}$ représentée dans la Figure 4_9), pourra être omise.

4.2.2.2 MODÈLES NON-LINÉAIRES ANALYTIQUES

La conception de ce type de modèle de transformateur suppose de connaître:

- les équations différentielles pour le primaire et le secondaire;
- la caractéristique magnétique du noyau.

Sans trop détailler la démarche, on peut souligner que les résultats obtenus pour des transformateurs avec différentes charges (y compris le phénomène de ferrorésonance) sont présentés dans [MAN_3] et [MAN_5]. Dans la première référence on représente la caractéristique du noyau par des segments de droite et dans le deuxième par une fonction polynomiale (voir section 3.2.2).

Pour l'étude du fonctionnement des systèmes électriques en régime non-sinusoidal stationnaire, ces modèles ne sont pas appropriés au moins par deux raisons:

- ils sont largement plus complexes que ceux de la section 4.2.1.2 (modèles terminaux);
- ils ont des coefficients trop personnalisés, pour reproduire au mieux possible la caractéristique magnétique du noyau; ainsi les coefficients seront valables par des classes très réduites de transformateurs.

Par contre ils sont très utiles pour l'analyse de détail des effets du fonctionnement des transformateurs en régime saturé et pour les études des régimes transitoires.

4.2.3 COMPARAISON DES MODÈLES DE TRANSFORMATEURS

Tableau 4_5 Comparaison des modèles de transformateurs

Critères→ Choix ↓	Caractéristiques principales des modèles	Complexité	Précision	Intégration dans le modèle du réseau	Signification physique des grandeurs	Formulation de séquence	Utilisation
linéaires internes	personnalisés, concordants avec les caractéristiques de Bode	grande	très bonne	difficile	acceptable - (Annexe A3), mais avec des paramètres parfois indisponibles	difficile	régimes transitoires rapidement variables
linéaires terminaux	reproduction des connexions	acceptable	bonne	très facile	totale	très facile	HLF
non-linéaire	sources de courant commandées en tension	grande	très bonne	facile	faible	facile	HLF et effets sur le transfo
non-linéaire analytique	très personnalisés	très grande	bonne	très difficile	faible	très difficile	effets sur le transfo

CHOIX

- **pour le transformateur non-saturé:** modèle linéaire terminal dont la variation des paramètres avec la fréquence est exprimée dans le Tableau 4_7
- **pour le transformateur saturé:** modèle non-linéaire avec sources de courant commandées en tension

Tableau 4_6 Comportement fréquentiel des paramètres du modèle de transformateur choisi

Paramètre	Relation de calcul
résistance longitudinale	(4_41)
inductance longitudinale	(4_41)
conductance transversale	(4_37)
capacité transversale	constante

4.3 LIGNES ÉLECTRIQUES

Deux aspects sont particulièrement importants dans la modélisation des lignes électriques à des fréquences harmoniques: l'évaluation correcte de la valeur de la résistance (pour le calcul des paramètres) et la prise en compte de l'effet de ligne longue (pour le choix du type de modèle).

L'effet de peau et de proximité

Pour les fréquences harmoniques, la résistance doit être calculée en comptant l'effet de peau pour les lignes aériennes et l'effet de peau et de proximité pour les câbles. Ceci est nécessaire plus particulièrement pour les fréquences de résonances. En dehors de ces fréquences, la réactance des lignes est autant grande qu'on se permet même de négliger la résistance. Par contre pour les résonances on remarque:

- la valeur de la résistance détermine le niveau d'atténuation dans le système, donc les valeurs des courants harmoniques;
- la résistance n'a pratiquement pas d'influence sur les valeurs des fréquences de résonance.

L'effet de ligne longue

On sait que le modèle de ligne courte (modèle à paramètres concentrés) peut être utilisé lorsque la longueur de la ligne est inférieure à la longueur d'onde pour la fréquence considérée. Au-dessus de cette valeur on peut opter pour:

- (i) l'utilisation d'un modèle cellulaire (plusieurs modules π en série), le nombre de modules étant déterminé par la longueur de la ligne et la longueur d'onde;
- (ii) l'utilisation d'un modèle de ligne longue (à paramètres distribués) réduit à un quadripôle terminal équivalent (ayant le même comportement d'entrée - sortie).

REMARQUES

a. Si pour une ligne quart d'onde, l'utilisation des trois modules π assure une erreur inférieure à 1,2% à 50 Hz, pour l'harmonique 50, pour préserver l'erreur, il faut au moins 150 modules.

b. Le choix (ii), il est obligatoire (à l'exclusion du premier) au-delà de 250 km. Dans ce cas le quadripôle équivalent utilise les mêmes deux paramètres complexes que pour le régime sinusoïdal:

- l'impédance caractéristique $\underline{Z}_c = \sqrt{z_0/y_0}$
- la constante complexe de propagation de la ligne $\underline{\gamma} = \sqrt{z_0 y_0} = \alpha + j\beta$

avec z_0 l'impédance longitudinale spécifique et y_0 l'admittance transversale spécifique (fonctions de la fréquence).

Si on note Z_C et α les valeurs correspondant au fondamental, l'impédance de la ligne à vide évolue entre deux asymptotes:

- supérieure $Z_c \text{th} \alpha L$
- inférieure $Z_c \text{th} \alpha L$

comme dans la Figure 4_10

Grâce à la prise en compte de l'effet de ligne longue on constate que:

- pour les fréquences quart d'onde impaire, $(2k+1)f/4$, les réactances série et shunt ont une somme nulle et l'impédance de la ligne est purement résistive (ce qui nécessite le calcul précis de la résistance);
- pour des fréquences quart d'onde paire la ligne représente un circuit résonant parallèle.

4.3.1 TYPES DE MODÈLES

À cause de la grande diversité des lignes électriques et surtout des câbles, on n'a pas développé de modèles internes. Toutes les représentations utilisées pour l'étude général du régime non-sinusoidal dans les systèmes électriques sont basées sur des modèles terminaux.

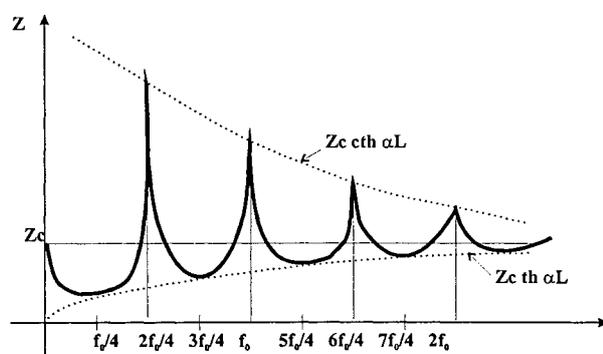


Figure 4_10 Variation de l'impédance de la ligne avec la fréquence

Ceux-ci sont en général des quadripôles équivalents à paramètres concentrés. Néanmoins si on s'intéresse aux effets du régime non-sinusoïdal où l'on a besoin de la distribution de la tension et du courant sur la ligne (chapitre 7), il est nécessaire d'utiliser un modèle à paramètres distribués. Les deux catégories de modèles terminaux couramment employés pour les études de régime non-sinusoïdal sont les modèles nodaux et modaux qui seront présentés dans la suite.

4.3.1.1 MODÈLE NODAL

C'est un modèle en π , T ou Γ , en grandeurs de phase ou de séquence. Les éléments de base dans la construction du modèle sont les paramètres longitudinaux et transversaux pour les fréquences considérées. Ces paramètres, pour l'harmonique h, se déterminent depuis les paramètres spécifiques \underline{z}_0 et \underline{y}_0 (qui seront présentés dans la section 4.3.1.2), par simple multiplication par la longueur, L, de la ligne:

$$\underline{z}_{Lg}^{(h)} = \underline{z}_0^{(h)} \cdot L \quad \underline{y}_{Tr}^{(h)} = \underline{y}_0^{(h)} \cdot L \quad (4_50)$$

De plus, pour compter l'effet de ligne longue dans un modèle à paramètres concentrés, on peut corriger les paramètres correspondant au modèle de ligne courte par des coefficients dépendants de la fréquence:

$$\text{longitudinal} \quad \underline{Z}_{Lg}^{(h)} = \underline{z}_0^{(h)} \cdot L \cdot \underline{K}_{Lg}^{(h)} = \underline{z}_0^{(h)} \cdot L \cdot \frac{sh\sqrt{\underline{z}_0^{(h)} \underline{y}_0^{(h)} \cdot L}}{\sqrt{\underline{z}_0^{(h)} \underline{y}_0^{(h)} \cdot L}} = \underline{Z}_c^{(h)} \cdot sh(\underline{\gamma}^{(h)} L) \quad (4_51)$$

$$\text{transversal} \quad \underline{Y}_{Tr}^{(h)} = \underline{y}_0^{(h)} \cdot L \cdot \underline{K}_{Tr}^{(h)} = \underline{y}_0^{(h)} \cdot L \cdot \frac{th\sqrt{\frac{\underline{z}_0^{(h)} \cdot \underline{y}_0^{(h)}}{2} \cdot L}}{\sqrt{\frac{\underline{z}_0^{(h)} \underline{y}_0^{(h)}}{2} \cdot L}} = \frac{1}{\underline{Z}_c^{(h)}} \cdot th\left(\frac{\underline{\gamma}^{(h)} L}{2}\right) \quad (4_52)$$

$$\text{avec} \quad \underline{Z}_c^{(h)} = \sqrt{\underline{z}_0^{(h)} / \underline{y}_0^{(h)}} \text{ impédance caractéristique de la ligne} \quad (4_53)$$

$$\underline{\gamma}^{(h)} = \sqrt{\underline{z}_0^{(h)} \cdot \underline{y}_0^{(h)}} \text{ constante complexe de propagation de la ligne} \quad (4_54)$$

pour l'harmonique h.

Ce modèle peut être utilisé pour les lignes monophasées. Pour les lignes triphasées, il faut remarquer que la transposition des phases appliquée pour symétriser les phases à 50 Hz, n'assure plus cette symétrie en régime non-sinusoïdal (la longueur de la ligne ne peut pas être le multiple commun des toutes les longueurs d'onde harmoniques). Il est donc nécessaire de choisir entre:

- une représentation en grandeur de phase:

$$[\Delta \underline{V}_{a,b,c}] = [\underline{Z}_{a,b,c}] \cdot [\underline{I}_{a,b,c}] \quad (4_55)$$

- une représentation en grandeurs de séquence (suite à une transformation Stokvis-Fortescue):

$$[\Delta \underline{V}_{1,2,0}] = [\underline{Z}_{1,2,0}] \cdot [\underline{I}_{1,2,0}] \quad (4_56)$$

4.3.1.2 MODÈLE MODAL

L'utilisation de la méthode modale permet l'identification, sous forme matricielle, des paramètres du modèle intégral π . Pour une ligne triphasée, à cause du déséquilibre des phases, les paramètres spécifiques scalaires \underline{z}_0 et \underline{y}_0 doivent être remplacés par des matrices $[\underline{z}_0]_{3 \times 3}$ et $[\underline{y}_0]_{3 \times 3}$, la constante complexe de propagation devient elle aussi une matrice

$$[\underline{\gamma}] = \left([\underline{z}_0] \times [\underline{y}_0] \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4_57)$$

Elle ne peut pas être calculée directement à cause de l'impossibilité de calculer les fonctions de matrice correspondantes. Cette difficulté peut se rattraper en utilisant l'analyse modale.

Pour une ligne triphasée, les équations différentielles du courant et de la tension s'écrivent sous forme matricielle:

$$\left[\frac{d^2 \underline{V}^{(h)}}{dx^2} \right] = [\underline{z}_0^{(h)}] [\underline{y}_0^{(h)}] \cdot [\underline{V}^{(h)}] \quad (4_58)$$

$$\left[\frac{d^2 \underline{I}^{(h)}}{dx^2} \right] = [\underline{z}_0^{(h)}] [\underline{y}_0^{(h)}] \cdot [\underline{I}^{(h)}] \quad (4_59)$$

Dans ces équations les phases sont couplées. Pour les découpler, comme pour les composantes symétriques, on choisit une matrice de transformation, $[\underline{T}_v^{(h)}]$, qui permet de diagonaliser la matrice $[\underline{z}_0^{(h)}][\underline{y}_0^{(h)}]$. La matrice diagonale $[\underline{\Lambda}^{(h)}]$ permet d'écrire:

$$\left[\frac{d^2 \underline{V}_{\text{modale}}^{(h)}}{dx^2} \right] = [\underline{\Lambda}^{(h)}] [\underline{V}_{\text{modale}}^{(h)}] \quad (4_60)$$

avec $[\underline{V}_{\text{modale}}^{(h)}] = [\underline{T}_v^{(h)}]^{-1} [\underline{V}^{(h)}]$ (4_61)

La même transformation sur les courants conduit à:

$$\left[\frac{d^2 \underline{I}_{\text{modal}}^{(h)}}{dx^2} \right] = [\underline{\Lambda}^{(h)}] \cdot [\underline{I}_{\text{modal}}^{(h)}] \quad (4_62)$$

avec $[\underline{T}_i^{(h)}]^\dagger = [\underline{T}_v^{(h)}]^{-1}$ (4_63)

La ligne triphasée s'étudie alors comme un ensemble de trois lignes monophasées de mode différent, chacune ayant une constante de propagation

$$\underline{\lambda}_{\text{mode-}i} = \sqrt{\underline{\lambda}_i} \quad (4_64)$$

avec $\underline{\lambda}_i$ la valeur propre i de $[\underline{\Lambda}^{(h)}]$. Les impédances modales longitudinales et les admittances modales transversales, se calculent par:

$$[\underline{Z}_{\text{modale}}^{(h)}] = [\underline{T}_v^{(h)}]^{-1} \cdot [\underline{z}_0^{(h)}] \cdot [\underline{T}_i^{(h)}] \quad (4_65)$$

$$[\underline{Y}_{\text{modale}}^{(h)}] = [\underline{T}_i^{(h)}]^{-1} \cdot [\underline{y}_0^{(h)}] \cdot [\underline{T}_v^{(h)}] \quad (4_66)$$

Selon les matrices de transformation modale, la matrice $[\underline{Y}_{\text{modale}}^{(h)}]$ ne sera plus forcément imaginaire, même si elle modélise des éléments idéales. Avec les valeurs propres i de ces matrices jouant le rôle de \underline{z}_0^n et \underline{y}_0^n ($\underline{z}_{\text{mode-}i}^{(h)} \leftrightarrow \underline{z}_0^{(h)}$ et $\underline{y}_{\text{mode-}i}^{(h)} \leftrightarrow \underline{y}_0^{(h)}$), on calcule, avec (4_51) et (4_52), les paramètres longitudinaux et transversaux du modèle de ligne longue à paramètres concentrés.

On dispose ainsi d'un modèle qu'on peut utiliser comme les modèles de séquence.

4.3.2 PARAMÈTRES DES MODÈLES

Les paramètres des modèles analysés dans la section 4.3.1 sont variables avec la fréquence principalement à cause de l'effet de peau. Si les conducteurs sont séparés par des distances réduites (cas des câbles), le champ magnétique autour du conducteur n'est plus circulaire (effet de proximité). Ce dernier peut être négligé au-dessus de 20 cm de distance entre les conducteurs de phase.

La possibilité de négliger l'effet de proximité laisse penser que la modélisation des lignes aériennes est plus simple. Cependant il faut rappeler que les voies de courant des lignes aériennes sont constituées par les torsades de conducteurs en aluminium. Le courant qui s'écoule d'une couche à l'autre a une détermination multiple (la superficie de la couche, la tension du conducteur, la charge) ce qui rend la modélisation plus complexe.

Lewis et Turtle, dans [LEW_1], ont proposé de résoudre ce problème en remplaçant les conducteurs torsadés par des conducteurs tubulaires et en supposant que le noyau en acier ne participe pas au transfert de la charge.

Résistance longitudinale

a) Lignes électriques aériennes

On peut négliger l'effet de proximité au moins jusqu'à l'harmonique 30 (l'erreur commise ne dépasse pas 0,5%). Pour tenir compte de l'effet de peau, on utilise des coefficients de correction (d'amplification de la résistance) tels que:

$$R^{(h)} = K^{(h)} \cdot R^{(1)} \quad (4_67)$$

avec $R^{(h)}$, $R^{(1)}$ la résistance du conducteur pour l'harmonique h et pour le fondamental

$K^{(h)}$ coefficient de correction (représenté dans la Figure 4_11), dépendant de fréquence par le paramètre:

$$\alpha^{(h)} = 0,05013 \cdot \sqrt{\frac{hf_1}{R^{(1)}}} \cdot \mu_r \quad (4_68)$$

où μ_r est la perméabilité relative du matériau.

Selon [ARI_1], pour $\alpha^{(h)} > 6$ on peut prendre:

$$K^{(h)} = \frac{\alpha^{(h)}}{2\sqrt{2}} + \frac{1}{4} \quad (4_69)$$

Si on veut une représentation plus précise de l'effet de peau, on peut calculer le coefficient $K^{(h)}$, comme dans [SHU_1], par:

$$K^{(h)} = \frac{mr \operatorname{ber}(mr) \operatorname{bei}'(mr) - \operatorname{bei}(mr) \cdot \operatorname{ber}'(mr)}{2 \left[\operatorname{ber}'(mr) \right]^2 + \left[\operatorname{bei}(mr) \right]^2} \quad (4_70)$$

avec $mr = 0,0636 \sqrt{\frac{h \cdot f_1}{R^{(1)}}}$ et f_1 la fréquence du fondamental (4_71)

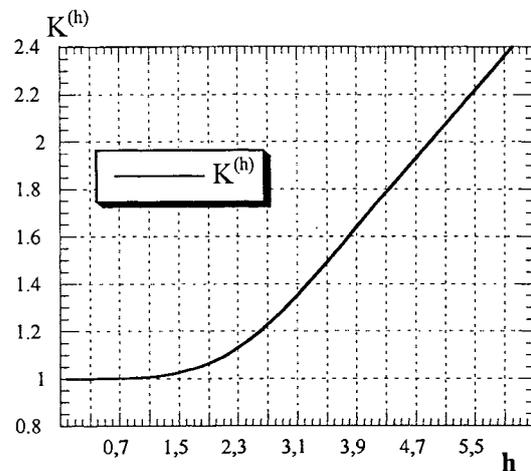


Figure 4_11 Comportement fréquentiel du coefficient d'amplification de la résistance des lignes aériennes par effet de peau

b) Câbles

Pour les câbles les effets de peau et de proximité sont plus importantes et ils sont influencés par plusieurs facteurs (écran, armature, tube de protection). Le coefficient d'amplification de la résistance des câbles par effet de peau, $y_{\text{peau}}^{(h)}$, de proximité, $y_{\text{pr}}^{(h)}$, et à cause des tubes de protection, s'écrit pour l'harmonique h:

$$K^{(h)} = 1 + A(y_{\text{peau}}^{(h)} + y_{\text{pr}}^{(h)}) \quad (4_72)$$

où A coefficient de correction, $1 \leq A \leq 2$, suivant la position du câble dans le tube:

$$y_{\text{peau}}^{(h)} = y_{\text{peau}}^{(1)} + 0,0527 K_{\text{peau}}^2 (n-1) - 0,054 K_{\text{peau}} (\sqrt{n-1}) \quad (4_73)$$

où $K_{\text{peau}} = 0,159 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{h \cdot f_1 \cdot a}{R^{(1)}}}$, avec a dans le Tableau 4_7. (4_74)

Le coefficient d'amplification due au effet de proximité $y_{\text{pr}}^{(h)}$ se calcule avec:

$$y_{\text{pr}}^{(h)} = F_h \left(\frac{D}{s} \right)^2 \left[\frac{1,18}{F_h + 0,27} + 0,312 \left(\frac{D}{s} \right)^2 \right] \quad (4_75)$$

$$F_h = F_1 + 0,0527 F_1^2 (h-1) - 0,054 F_1 (\sqrt{h-1}) \quad (4_76)$$

où D = diamètre du câble

s = distance géométrique moyenne entre les conducteurs du câble *Tableau 4_7 Les valeurs des coefficients a et b en fonction de la géométrie du câble*

F_1 est donné dans le Tableau 4_8 en fonction de K_{pr} :

$$K_{\text{pr}} = 0,0159 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{h \cdot f_1 \cdot b_1}{R^{(1)}}} \quad (4_77)$$

	a	b
conducteurs circulaires	1	1
câbles à quatre secteurs	0,435...0,5	0,37
câbles à six secteurs	0,39	0,3

Tableau 4_8 Coefficients d'amplification de la résistance par effet de peau et de proximité

$K_{\text{peau}}, K_{\text{pr}}$	0,3	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
$y_{\text{peau}}^{(1)}, F_1$	0,00	0,0052	0,0258	0,0782	0,1878	0,3344	0,492	0,6778	0,8628	1,044

Inductance longitudinale

Le comportement fréquentiel de l'inductance interne est caractérisé par le coefficient de correction de Stephenson, introduit dans [SHU_1] et [GUI_1]:

$$\alpha_L = \frac{L_h}{L_1} = \frac{4}{mr} \cdot \frac{\text{ber}(mr)\text{ber}'(mr) + \text{bei}(mr) \cdot \text{bei}'(mr)}{[\text{ber}'(mr)]^2 + [\text{bei}'(mr)]^2} \quad (4_78)$$

La variation de ce coefficient avec le paramètre mr est lente (pour $mr=2.0$, α_L baisse à 0,96). En plus, pour les câbles l'inductance varie aussi avec la fréquence à cause de la modification de l'épaisseur de pénétration des lignes de champ dans la terre.

Un autre choix, [DIB_1], serait de caractériser la dépendance fréquentielle des paramètres longitudinaux des lignes électriques par des **relations empiriques**:

$$R^{(h)} = \frac{R^{(1)}}{1 + A_R / (h-1)^{B_R}} \quad L^{(h)} = L^{(1)} \cdot A_L \cdot (h)^{B_L} \quad (4_79)$$

Les valeurs des coefficients A_R , B_R , A_L , B_L sont présentées dans le Tableau 4_9.

Tableau 4_9 Coefficients des relations empiriques pour exprimer le comportement fréquentiel des paramètres des lignes électriques

Type de ligne	A_R	B_R	A_L	B_L
Aérienne	0,1	0,8	1,0	-0,07
Câble HT	0,1	0,9	1,0	-0,65
Câble MT	0,1	0,9	1,0	-0,25

Paramètres transversaux

La modélisation du comportement fréquentiel de la **conductance transversale** suppose la prise en compte de la variation des pertes diélectriques des lignes électriques (pertes Corona pour les lignes aériennes et pertes dans l'isolation du câble). Le gain en précision ne justifie pas la perte en temps de calcul.

La **capacité transversale** des câbles: soit on la considère constante avec la fréquence aux valeurs connues pour 50 Hz - (0,28...0,33) μ F/km en MT et (0,21...0,26) μ F/km en HT, soit on utilise les caractéristiques de fréquence des fabricants pour en déduire une dépendance empirique. On peut faire de même pour les lignes aériennes où les valeurs typiques sont de (8...10)nF/km à la MT et (5...7)nF/km à la HT.

4.3.3 COMPARAISON DES MODÈLES DE LIGNES ÉLECTRIQUES

Tableau 4_10 Comparaison entre les modèles de lignes électriques

Choix⇒ Critère de comparaison ↓	Modèles nodaux	Modèles modaux
Caractéristique principale	modèle π à paramètres concentrés, avec coefficients d'équivalence de Kennelly	utilisation des grandeurs de mode
Effet de ligne longue ^{spéc}	oui	oui
Complexité	simple	complexe
Signification physique des grandeurs	complète	grandeurs fictives
Précision	bonne	bonne
Intégration avec le modèle du réseau	très facile	difficile
Formulation de séquence	oui	grandeurs modales
Utilisation	HLF	LF asymétrique

Légende ^{spéc} Critère de comparaison spécifique aux lignes électriques

CHOIX

Dans les simulations analysées dans le chapitre 6, en raison de manque d'information de caractéristiques physique des lignes du système IEEE, nous avons du utiliser le **modèle nodal π à paramètres concentrés avec coefficients Kennelly**, dont la variation des paramètres avec la fréquence est exprimée dans le Tableau 4_11.

Tableau 4_11 Comportement fréquentiel des paramètres du modèle de ligne électrique choisi

Paramètre	Relation de calcul
résistance longitudinale	(4_79)
inductance longitudinale	(4_79)
conductance transversale	constante
capacité transversale	constante

4.4. MODÉLISATION DES CHARGES LINÉAIRES

Pour modéliser l'ensemble du système il faut introduire tous les éléments, y compris les consommateurs linéaires. Ceux-ci ne réalisent pas d'injections de courants harmoniques, mais affectent la propagation et parfois l'atténuation des harmoniques dans le système.

En particulier pour les résonances (où les impedances longitudinales sont réduites), l'atténuation des surcourants harmoniques est réalisée principalement par les résistances des charges du système. Il y a deux approches possibles:

- modélisation individuelle (pour certaines catégories bien précises de consommateurs);
- identification de modèles agrégés (communs pour un ensemble hétérogène de consommateurs raccordés sur le même jeu de barres).

4.4.1 MODÉLISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

Une grande partie des consommateurs du réseau utilisent des moteurs, en particulier asynchrones. Parce que les éléments généraux sur la modélisation des machines synchrones ont déjà été présentés dans le début de ce chapitre (section 4.1), on va plus y revenir dessus. On ne s'intéressera donc qu'aux moteurs asynchrones (les autres charges linéaires seront modélisés par agrégation).

4.4.1.1 MODÈLES SCHÉMATIQUES

On peut utiliser le modèle établi pour la fréquence industrielle (Figure 4_12) en particulierisant ses paramètres. Pour pouvoir appliquer la superposition il faut exclure la saturation. Aux fréquences harmoniques le glissement s'exprime par:

$$g_h = \frac{h \pm (1 - g_1)}{h} \quad (4_80)$$

où g_1 c'est le glissement pour le fondamental. Aux fréquences élevées g_1 est négligeable par rapport à h , et le glissement $g_h \cong 1 \pm 1/h$, devient presque égal à 1, ce qui permet de négliger la réactance de magnétisation sans une perte significative de précision. On peut donc utiliser le circuit de la Figure 4_13.

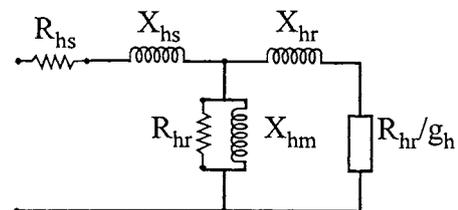


Figure 4_12 Schéma équivalent du moteur asynchrone

Concernant le calcul des paramètres on doit préciser:

- On peut négliger les résistances par rapport aux réactances, sauf pour l'étude des effets thermiques des harmoniques et des résonances
- La variation des inductances longitudinales avec la fréquence peut aussi être omise.

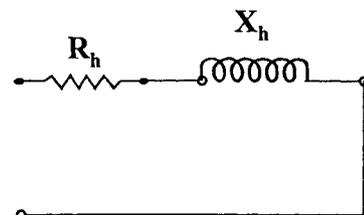


Figure 4_13 Schéma simplifié du moteur asynchrone

Cependant, si on souhaite tenir compte de leurs variation avec la fréquence, on peut utiliser les coefficients de correction de Capasso [CAP_2]

$$K_X = 2 \cdot h - 0,16 \quad \text{pour la réactance} \quad (4_80)$$

$$K_R = 1 + 0,75 \cdot h^{0,5} \quad \text{pour la résistance} \quad (4_81)$$

Pour l'étude de l'échauffement supplémentaire du circuit magnétique de la machine en régime non-sinusoïdal, s'il faut prendre en compte la variation de la conductance transversale avec l'ordre harmonique, nous pouvons utiliser la relation:

$$G^{(h)} = G^{(1)} - \left[G_T^{(1)} \cdot \frac{P_H^{(1)}}{P_T^{(1)}} \left(1 - \frac{1}{h} \right) - G_{Fe}^{(1)} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{h}} \right) \right] \quad (4_82)$$

avec $G_T^{(1)}, G_{Fe}^{(1)}$ la conductance de pertes fer et par courants Foucault à 50 Hz,
 $P_H^{(1)}, P_T^{(1)}$ pertes par hystérésis, respectivement pertes fer totales à 50 Hz.

Pour des calculs plus rapides peut utiliser des expressions empiriques proposées dans [DIB_1]:

$$R^{(h)} = \frac{R^{(1)}}{1 + A_R / (h-1)^{B_R}} \quad L^{(h)} = L^{(1)} \cdot A_L \cdot (h)^{B_L} \quad (4_83)$$

avec les paramètres A_R, B_R, A_L, B_L marqués dans le Tableau 4_12.

Tableau 4_12 Les coefficients des relations empiriques pour le calcul des paramètres du moteur asynchrone

Type de moteur asynchrone	A_R	B_R	A_L	B_L
grande puissance (MT)	0,3	1,3	1,0	-0,04
petite puissance (BT)	0,2	1,6	1,0	-0,02

4.4.1.2 MODÈLES ALGORITHMIQUES

Fuchs et Slemon proposent un modèle algorithmique pour le moteur asynchrone, [FUC_1] et [SLE_1], qui ne peut pas être utilisé pour le calcul de la répartition de charge régime non-sinusoïdal à cause de sa complexité et de la difficulté de l'intégrer avec le modèle général du réseau. Par contre ce modèle utile pour l'analyse de l'influence du régime non-sinusoïdal sur le moteur, en qualité de consommateur.

La différence principale entre ce modèle et le modèle schématique concerne la façon de représenter le circuit magnétique de la machine: on utilise la caractéristique magnétique du matériau, ce qui est plus précis mais plus compliqué.

Le développement d'un tel modèle algorithmique suppose le cycle itératif suivant:

1. Estimation initiale: on néglige la résistance et l'inductance statorique, en considérant la tension aux bornes de "l'inductance du circuit magnétique" égale à la tension appliquée à la machine.
2. Calcul du couplage inductif par intégration de la tension induite.
3. Détermination du courant depuis la courbe flux-courant et décomposition en série Fourier.
4. Calcul de la première approximation de la tension induite: avec la tension appliquée et le courant calculé précédemment, on applique la loi de Kirchhoff sur la maille d'entrée en supposant le circuit magnétique non-saturé.

5. Redétermination du couplage inductif estimé au point 2, avec la nouvelle tension déterminée au pas 4.
6. Pour chaque harmonique on calcule:
 - les pertes fer et la résistance de pertes du noyau;
 - les composantes du courant de pertes.
7. Calcul du courant à vide.
8. On reprend les pas de 4 à 7, jusqu'à la convergence
9. Calcul des courants statoriques de phase et de ligne, éventuellement avec les phases corrigées selon le type des enroulements (avec pas diamétral, pas réduit, etc.).

L'application de cette technique d'identification suppose la connaissance des certains détails constructifs de la machine, pas toujours disponibles (surtout les caractéristiques magnétiques et les caractéristiques de pertes). Le processus itératif demande des ressources de calcul importantes. La procédure d'identification doit s'appliquer presque individuellement pour chaque machine ou par petits groupes de machines.

4.4.1.3 COMPARAISON DES MODÈLES DES MOTEURS ASYNCHRONES

Tableau 4_13 Comparaison entre les modèles de moteurs asynchrones

Choix ⇒ Critère de comparaison ↓	Modèles schématiques	Modèles algorithmiques
Caractéristique principale	dérivés depuis le modèle traditionnel	reproduction de la caractéristique du noyau
Non-linéarité du noyau ^{spéc}	non	oui
Complexité	très réduite	grande
Signification physique des grandeurs	bonne	bonne
Précision	bonne	très bonne
Intégration avec le modèle du réseau	facile	très difficile
Formulation de séquence	oui	oui
Utilisation	HLF	effets du régime non-sinusoïdal sur les MA

Légende ^{spéc} Critère de comparaison spécifique aux moteurs asynchrones

CHOIX

Pour le calcul de la répartition de charge, où les d'informations sur les moteurs sont insuffisantes, nous pouvons utiliser le **modèle T schématique réduit**, dont la variation des paramètres avec la fréquence est exprimée dans le Tableau 4_14. Si on s'intéresse à l'étude de l'effets des harmoniques sur les moteurs, on dispose d'informations détaillées et on peut donc développer un modèle algorithmique.

Tableau 4_14 Comportement fréquentiel des paramètres du modèle de ligne électrique choisi

Paramètre	Relation de calcul
résistance longitudinale	(4_83)
inductance longitudinale	(4_83)
conductance transversale	constante ou (4_82)
capacité transversale	constante

4.4.2 MODÉLISATION DES CHARGES AGRÉGÉES

Quoique précise, la modélisation individuelle de chaque consommateur est impossible à cause de leur nombre et de leur diversité, ce qui rendrait le modèle de l'ensemble du système beaucoup trop lourd. C'est pourquoi dans la plupart des cas (et pas particulièrement pour le régime non-sinusoidal) on agrège les consommateurs branchés sur le même jeu de barre.

L'agrégation des charges désigne la représentation d'un ensemble de charges par un équivalent unitaire, capable à reproduire son comportement. Deux directions principales ont été développées pour l'agrégation des charges spécifique au régime non-sinusoidal:

- création des modèles formels (simples et directes);
- création des modèles identification (basés sur la réponse en fréquence)

4.4.2.1 MODÈLES FORMELS DES CHARGES AGRÉGÉS

Ce sont des modèles extrêmement simples et avec une précision de représentation acceptable. Pour permettre une meilleure approche des catégories traditionnelles de charges, CIGRÉ a proposé de traiter trois catégories de consommateurs [CIG_3]. Sont associés à ces trois catégories les modèles suivants:

1. Les **consommateurs domestiques et commerciaux**, pour lesquels la contribution des charges dynamiques (moteurs) n'est pas significative, sont représentés par une résistance dont la valeur à 50 Hz se calcule par:

$$R^{(1)} = U_n^2 / P_1 \quad (4_84)$$

U_n , P_1 tension nominale et puissance active fondamentales.

2. **Consommateurs complexes** (résidentiels, commerciaux et industriels). Dans le cas où le poids des machines tournantes dans l'ensemble de la puissance est assez important, il faut introduire un élément réactif inductif. Le modèle sera donc constitué d'un ensemble R-L parallèle dont les paramètres se calculeront avec:

$$R^{(1)} = U_n^2 / P_1, \quad X^{(1)} = U_n^2 / Q_1 \quad (4_85)$$

Pour ne pas négliger l'effet de peau on peut introduire un coefficient de correction:

$$K_R = 0,1 \cdot h + 0,9 \quad (4_86)$$

Pour compter aussi l'effet inductif des charges passives, transformateurs et liaisons, on peut utiliser le circuit de la Figure 4_14 avec un paramètre supplémentaire pour les charges statiques:

$$X_{st} = 0,073h \cdot R_{st} \quad (4_87)$$

$$X_{dyn} = \frac{h \cdot R_{st}}{6,7 \operatorname{tg} \varphi_1 - 0,74} \quad (4_88)$$

où R_{st} se calcule avec (4_84) et $\operatorname{tg} \varphi_1 = Q_1 / P_1$ (4_89)

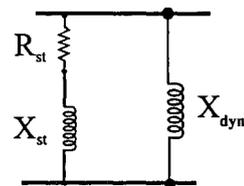


Figure 4_14 Modèle CIGRÉ de charge agrégé

3. **Modèle basé sur les poids relatifs** des différentes catégories de charges caractérisées par un facteur de poids x . Ce facteur de poids permet de distinguer la contribution des charges statiques et dynamiques et donc des trois catégories de consommateurs dans la charges agrégées. Pour le modèle présenté dans la Figure 4_14, les paramètres statiques peuvent être calculés selon [MAH_1] avec:

$$R_{st} = \frac{U_n^2}{x \cdot P_1} \quad (4_90)$$

$$X_{dyn} = \frac{U_n^2}{(1-x) \cdot P_1} \cdot h \cdot X_i \quad (4_91)$$

où X_i est la réactance inverse de l'ensemble des moteurs asynchrones (habituellement 0,3u.r.) et $X_{st} = 0,1 \cdot R_{st}$ (4_92)

4.4.2.2 MODÈLES D'IDENTIFICATION DES CHARGES AGRÉGÉS

Sans tenir compte des principes physiques des composants, ils se proposent de trouver un équivalent dont la structure et les paramètres sont obtenus par concordance entre la réponse fréquentielle du modèle et celle mesurée (caractéristiques de Bode).

On utilise comme **structures typiques**: les topologies de Foster et celles de Cauer

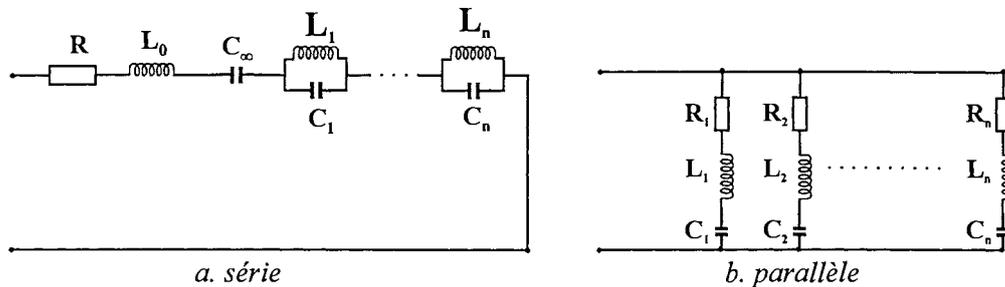


Figure 4_15 Topologies de Foster

- (i) Les **topologies de Foster** sont présentées dans la Figure 4_15 où, dans le modèle série C_∞ et L_0 correspond aux pôles à l'origine et à l'infini. Les paires (L_i, C_i) déterminent des pôles complexes conjugués et R établit l'amortissement. Cela permet d'identifier les paramètres par simple inspection des caractéristiques de Bode, sans être nécessaire d'utiliser les fonctions de transfert. Dans le modèle parallèle l'amortissement est donné par chaque branche et la valeur initiale détermine la position des zéros.

Les deux topologies de Foster sont équivalentes en termes de réponse en fréquence et comme méthode de calcul des paramètres. En général on préfère la topologie parallèle, plus proche de celle des filtres passifs.

- (ii) La **topologie de Cauer** présentée dans la Figure 4_16. Ces types de circuits peuvent être paramétrés selon la structure réelle, physique, du consommateur complexe.

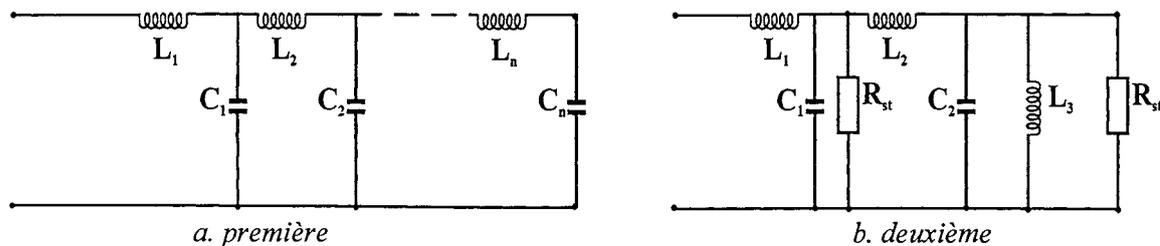


Figure 4_16 Topologies de Cauer

L'identification des paramètres demande le calcul de la transformée de Laplace, $Z(s)$, de l'impédance de la charge complexe au point de raccord qui s'exprime par une fonction rationnelle:

$$Z(s) = \frac{\sum_{i=0}^n a_i s^{n-i}}{\sum_{i=0}^m b_i s^{m-i}} \quad (4_93)$$

Elle peut être factorisée pour identifier les pôles et les zéros:

$$Z(s) = F_s \cdot \frac{\prod_{i=1}^n (s - z_i)}{\prod_{j=1}^m (s - p_j)} \quad (4_94)$$

avec F_s un facteur d'échelle de l'amplitude qui permet d'ajuster l'amortissement sans affecter la position des pôles et des zéros.

Depuis la caractéristique de l'amplitude, en rapport de l'ordre harmonique on peut identifier les deux types de résonances: série et parallèle. Les résonances séries correspondent aux zéros (la module de l'impédance touche le maximum), alors que les résonances parallèles correspondent aux pôles (le minimum du module de l'impédance).

4.4.2.3 COMPARAISON DES MODÈLES DES CHARGES AGRÉGÉES

Tableau 4_15 Comparaison entre les modèles de charges agrégées

Choix ⇒	Modèles schématiques	Modèles algorithmiques
Critère de comparaison ↓		
Caractéristique principale	prise en compte des catégories de consommateurs du réseau	reproduction de la caractéristique de fréquence de l'ensemble des consommateurs
Complexité	très réduite	très grande
Signification physique des grandeurs	bonne, correspondant aux puissances absorbées	faible
Précision	bonne	très bonne
Intégration avec le modèle du réseau	très facile	très difficile
Formulation de séquence	facile	très difficile
Utilisation	HLF	mise en évidence des résonances

CHOIX

Pour le calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoidal, nous avons choisi le **modèle CIGRÉ (type 2)** dont la variation des paramètres avec la fréquence est exprimée dans le Tableau 4_16.

Tableau 4_16 Comportement fréquentiel des paramètres du modèle de charge agrégée choisi

Paramètre	Relation de calcul
résistance longitudinale	(4_84) avec (4_85)
inductance longitudinale	(4_87) et (4_88)
conductance transversale	constante
capacité transversale	constante

Pour l'étude des résonances dans le système, l'utilisation d'un modèle d'identification est de rigueur.

4.5 CONCLUSIONS

Dans le cadre de ce chapitre nous avons analysé la modélisation des éléments linéaires pour les études du régime non-sinusoïdal. On peut conclure que les modèles qu'on doit utiliser, ne sont pas des extensions directes des modèles spécifiques au régime sinusoïdal (à l'exception de celui des générateurs synchrones).

Pour chaque élément linéaire du réseau on a présenté les différentes approches possibles. Ensuite on les a comparées. Par raison d'unité, on a adopté des critères communs de comparaison (caractéristique principale, complexité, signification physique des grandeurs utilisées, précision, intégration dans le modèle général du réseau, possibilité d'être formulé en grandeurs de séquence et utilisations recommandées). Dans certaines cas, on a ajouté des critères spécifiques pour la catégorie les éléments analysés. Les résultats des comparaisons ont débouché vers la formulation des choix personnels.

On peut souligner qu'il a fallu chercher un compromis acceptable entre:

- Le besoin de simplicité et de possibilité d'intégration facile avec le modèle général de l'ensemble du réseau.
- La nécessité d'assurer une précision de calcul suffisante.

Ces deux aspects contradictoires sont définis par des caractéristiques différentes:

- La simplicité et la possibilité d'intégration facile avec le modèle général du réseau sont déterminés par le type de circuit choisi.
- La précision est surtout dépendante des lois de variation des paramètres avec la fréquence.

Les modèles sélectionnés seront désormais utilisés dans le logiciel de calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal qui sera présenté dans la section 5.3 du prochain chapitre.

Chapitre 5

Calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoidal

Chapitre 5 Calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal

Dans le cadre de ce chapitre nous analyserons le choix des modalités de calcul pour la répartition de charge en régime non-sinusoïdal (HLF)¹. Les méthodes et les algorithmes correspondants seront ainsi présentés, sans reprendre les aspects liés à la modélisation des différentes composantes du système.

5.1 INTRODUCTION DANS LE HLF

But

Le calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal permet de mettre en évidence les transits de puissance sur les lignes électriques et les mécanismes de conversion de fréquence de la puissance active chez les consommateurs. Pour les situations de résonance il offre de plus une image sur la propagation et "l'amplification" des harmoniques, révélant les situations qui peuvent mettre en danger la sécurité des certaines composantes ou même du système (surcourants et surtensions dangereux).

Utilisations

Selon la caractérisation précédente on peut identifier ses utilisations potentielles. Dans une présentation non-exhaustive on peut citer:

- L'évaluation (par calcul) de l'apport des différents consommateurs non-linéaires au régime non-sinusoïdal global. On peut s'en servir pour apprécier le respect des limites prévues par les normes sur la pollution harmonique et pour pénaliser les consommateurs si besoin est.
- L'analyse des changements de comportement des consommateurs non-linéaires en fonction des conditions concrètes de fonctionnement du système (perturbation des autres charges, auto - perturbation, sensibilité des émissions polluantes aux différents facteurs d'influence).
- Calcul des pertes supplémentaires sur les lignes et aux consommateurs.
- Argumentation des limites et des mesures nécessaires pour imposer le respect de ces limites par les consommateurs polluants (système de tarification approprié).
- L'étude des effets du régime non-sinusoïdal sur les consommateurs par des perturbations conduites et rayonnées dans le cadre de la compatibilité électromagnétique.
- Dimensionnement et contrôle des équipements pour l'amélioration du facteur de puissance (compensation du réactif, filtrage des harmoniques et autres).

Pour atteindre le but et pour adapter les démarches aux particularités des situations on peut se servir de moyens de complexités différentes, selon la précision requise pour les calculs. Par rapport à leur complexité, les analyses peuvent être:

- simplifiées: méthode des injections harmoniques, méthode des itérations harmoniques, méthode de la simulation transitoire;
- détaillées: dans le domaine du temps, en fréquence et hybrides.

¹ "Load-flow" (LF) c'est la dénomination initiale du calcul de la répartition de charge. En régime non-sinusoïdal, est couramment utilisée la dénomination de "harmonique load-flow", abrégé HFL. Nous utiliserons dorénavant cette abréviation.

5.2 ANALYSES SIMPLIFIÉES

Celles-ci ont été les premières analyse effectuées, appliquées à l'origine à l'étude de l'interaction des convertisseurs statiques avec leur réseau d'alimentation. Elles ont l'**avantage** d'une grande simplicité qui se traduit par un temps de calcul réduit et par une demande modeste de ressources de calcul. Parmi les **désavantages** on mentionne le manque de résultats sur la carte des potentiels harmoniques au niveau du système et la précision réduite.

5.2.1 MÉTHODE DES INJECTIONS DE COURANT

La simulation dans le domaine du temps prouve que la méthode des injections de courant constitue une technique appropriée pour des études en régime équilibré, avec une seule source de distorsions (ou avec un nombre suffisamment réduit de telles sources).

Cette méthode suppose la modélisation des éléments non-linéaires par des sources de courant à spectre connu, éventuellement mesuré et translaté avec un angle égal à la phase du fondamental du potentiel dans le noeud de raccord. Dans [TAL_1], cette technique est appliquée pour un convertisseur isolé du réseau, le reste du réseau étant modélisé par un ensemble de sources de tension.

Si les conditions de fonctionnement du convertisseur s'écartent des conditions idéales, l'utilisation de la méthode devient douteuse, car le spectre réel diffère de celui idéal. Ces limites peuvent éventuellement établir l'impact des différents éléments d'influence sur le spectre caractéristique. Une telle analyse relève que:

1. **la résistance du transformateur de couplage** du convertisseur n'a pas une grande influence sur les harmoniques du courant; son omission, surtout dans les études analytiques, semble acceptable;
2. **la réactance du transformateur de couplage** est déterminante dans le calcul des harmoniques de courant, à cause de son effet sur la commutation;
3. **le déséquilibre des réactances du transformateur de couplage** engendre des harmoniques triples du courant;
4. **l'angle d'amorçage** joue sur les harmoniques du courant surtout si la période de conduction baisse;
5. **la qualité de la tension d'alimentation** (contenu d'harmoniques et asymétrie):
 - *en régime non-sinusoidal symétrique*, les harmoniques de la tension ont une influence modérée sur les distorsions du courant du convertisseur; même si les harmoniques de la tension modifient les instants de passage par zéro de la tension de phase, ceux-ci restent équidistants.
 - *en régime non-sinusoidal asymétrique* le système de courants injectés sera asymétrique même l'absence d'erreurs de l'angle d'amorçage.

Toute asymétrie des fondamentaux des tensions engendre inévitablement des harmoniques triples de courant et donc la modification du spectre. Les distorsions du courant augmentent avec le coefficient d'asymétrie de la tension, car les zéros de la tension s'écartent des valeurs spécifiques du régime idéal.

Ces éléments d'influence, par apport individuel ou cumulé, peuvent conduire à des modifications significatives au regard du spectre harmonique idéal, ce qui limite le domaine d'application de la méthode.

La conclusion, basée sur l'analyse de l'utilisation, est qu'avant d'utiliser cette méthode il faut s'assurer que le régime de fonctionnement ne demande pas la modification de la base de donnée de la méthode.

5.2.2 MÉTHODE DE L'ANALYSE HARMONIQUE ITÉRATIVE

L'analyse harmonique itérative (IHA) représente une technique générale de caractérisation des émissions harmoniques d'un élément non-linéaire quelconque. Le calcul des harmoniques se fait avec le système décrit par ses équations de régime stationnaire [YAC_1], [GAG_1], [GAG_2], [KIT_1], [MAN_2].

En choisissant toujours les convertisseurs statiques comme éléments non-linéaires, cette méthode suppose l'algorithme suivant:

1. L'obtention d'informations d'entrée selon les données des composantes, la caractéristique fréquentielle de l'impédance du système et des conditions initiales, qui sont évaluées pour chaque convertisseur avec un LF pour le fondamental.
2. Estimation des formes d'onde des courants des convertisseurs (en régime stationnaire) basée sur les tensions d'entrée déterminées précédemment.
3. Calcul des composantes du vecteur des courants harmoniques avec une transformation de Fourier (FFT) pour les courants identifiés au pas 2.
4. Calcul des potentiels harmoniques des tous les noeuds, selon la technique nodale, en utilisant les courants du pas précédent et le modèle du système employé au pas 1.

Les pas de 2 à 4 sont répétés jusqu'à la convergence des tensions et des courants.

Pour l'itération k , les pas 2 et 3 s'expriment sous forme matricielle par:

$$[\underline{\mathbf{I}}^{(k+1)}] = f([\underline{\Delta \mathbf{V}}^{(k)}]) \quad (5_1)$$

et le pas 4 par:

$$[\underline{\Delta \mathbf{V}}^{(k+1)}] = [\underline{\mathbf{Y}}_{bus}]^{-1} \cdot [\underline{\mathbf{I}}^{(k+1)}] \quad (5_2)$$

avec $[\underline{\Delta \mathbf{V}}^{(k+1)}]$: vecteur des différences de potentiel harmoniques;

f fonction décrivant le comportement de l'élément non-linéaire dans l'espace harmonique;

$[\underline{\mathbf{Y}}_{bus}]$ matrice des admittances harmoniques du système d'alimentation.

Si on élimine le courant entre (5_1) et (5_2), on peut exprimer les potentiels harmoniques pour deux itérations successives par:

$$[\underline{\Delta \mathbf{V}}^{(k+1)}] = [\underline{\mathbf{Y}}_{bus}]^{-1} \cdot f([\underline{\Delta \mathbf{V}}^{(k)}]) \quad (5_3)$$

Ce processus itératif n'est pas toujours convergent. La condition de convergence, (5_90), tel qu'elle est décrite dans la section 5.4, est difficile à analyser car en général le Jacobien a une formulation compliquée (parfois il n'est pas possible de trouver une

formulation analytique) et il n'offre que des informations qualitatives.

Néanmoins on peut montrer que les problèmes de divergence, qui limitent l'application de la méthode, sont dus aux:

- valeurs trop grandes de l'admittance correspondante au noeud du pollueur (dans la matrice des admittances nodales);
- sensibilité élevée de l'élément non-linéaire aux modifications de la tension appliquée.

Nous avons développé une méthode pour éviter les problèmes de convergence des algorithmes HLF avec application directe pour les IHA, [MAN_2], consistant en une amélioration de l'estimation initiale suite à une étape préliminaire (présentée dans la section 5.4.3.2).

En **conclusion** cette méthode permet d'analyser les interactions des éléments non-linéaires avec l'ensemble du système d'une façon convenable. Après avoir écarté les problèmes de convergence, la précision des résultats reste dépendante de la complexité du modèle utilisé pour la représentation du système. Pour des systèmes de grande taille ou/et avec beaucoup d'éléments non-linéaires, son emploi est difficile et les performances restent modestes.

5.2.3 MÉTHODE DE LA SIMULATION TRANSITOIRE FICTIVE

La dénomination de simulation ne désigne pas la simulation d'un processus transitoire réel, mais d'une évolution d'un état correspondant à une estimation initiale vers un régime permanent supposé représenter la solution recherchée [KIT_1].

La précision de la solution est déterminée par la fidélité du modèle utilisé pour représenter le système (on utilise régulièrement des topologies Foster ou Cauer, présentées dans la section 4.4.2.2).

Dans plusieurs situations cette méthode a été utilisée pour surmonter le manque de mesures et pour valider d'autres méthodes de simulation, en référence à la précision de la solution. Cette technique présente cependant des désavantages, dont les plus importantes sont:

- le temps de calcul extrêmement élevé, 5 à 10 fois plus grand que le IHA, pour les systèmes de complexité moyenne;
- difficultés pour représenter les systèmes de grande taille.

En conclusion on remarque qu'il s'agit d'une méthode "sûre" (sans problème de convergence), précise (la précision étant payée en complexité et en temps de calcul) mais relativement lente. Pour les grands systèmes cette méthode est déconseillée. La différence entre cette méthode simplifiée et la méthode détaillée correspondante réside dans la manière de décrire le système: dans le premier cas par un modèle équivalent (dérivé de la réponse en fréquence), dans le second par des équations d'état.

5.3 ANALYSES DÉTAILLÉES

Se sont des analyses qui ne se résume pas à l'identification des courants harmoniques échangés par les éléments non-linéaires avec le système, en se proposant de plus d'étudier le foisonnement des harmoniques au niveau du système. Pour achever ce but il est nécessaire de

représenter le système en détail, en vue de pouvoir calculer les grandeurs harmoniques de tous les noeuds.

À cause de la taille importante du système et par conséquent de son modèle, il faut procéder à des simplifications et trouver des équivalents convenables, pour limiter la demande de ressources et de temps de calcul. La plupart de ces modèles traitent séparément les éléments non-linéaires, dont la complexité demande des modèles plus précis (ce qui est valable aussi pour une partie des analyses simplifiées).

5.3.1 MODÉLISATION TEMPORELLE ÉVOLUTIVE

La plupart des utilisateurs de cette méthode se servent, au départ, d'une méthode de simulation transitoire identique à celles présentées dans la section précédente, mais encore plus détaillée. Le logiciel le plus approprié et le plus connu, est EMTP, présenté en détail dans [EMT_1].

Depuis sa présentation, EMTP a évolué considérablement, surtout en ce qui concerne le problème de l'initialisation pour les non-linéarités magnétiques algébriques – bobines non-linéaires, [DOM_3]. Pour les éléments non-linéaires dynamiques ou à topologie variable, le problème de l'initialisation et du choix du modèle restent toujours les points faibles de la méthode.

Les équations dans le point de raccord sont connues comme "équations d'équilibre harmonique". Les approches possibles pour résoudre le problème sont:

- problème de point fixe, utilisant le plus souvent une technique de relaxation de Gauss ou
- méthode plus robuste tel que Newton-Raphson ou Newton – Gauss – Jacobi, qui en échange, demande le calcul du Jacobien.

Parmi les alternatives possibles, la préférence personnelle va plutôt vers à approche de point fixe, à savoir la méthode d'extrapolation non-linéaire (MEN). Celle-ci est utilisée pour le calcul du point fixe des vecteurs (tension et courant), sans tenir compte la manière dont ces vecteurs ont été générés. Une analyse comparative est présentée dans [SID_1].

La conclusion est qu'on n'arrive pas identifier une classe supérieure du point de vue de l'efficacité. Cependant les méthodes polynomiales supposent un nombre plus réduit de termes et néanmoins, semblent un peu plus efficaces.

5.3.2 MÉTHODES D'ANALYSE EN FRÉQUENCE

Ces modèles permettent:

- la **réduction du temps de calcul** en évitant les simulations des évolutions temporelles fictives;
- **de limiter les erreurs de troncature**, inévitables dans tout changement de domaine (temps - fréquence ou fréquence - temps) à travers une transformation de Fourier discrète.

Le principe de la méthode consiste à représenter le système par un ensemble de modèles en fréquence (pour chaque élément du système) et à les regrouper dans un modèle fréquentiel global. Le système d'équations non-linéaires, obtenu en incluant le modèle nodal

du réseau, les modèles fréquentiels des éléments non-linéaires et, si nécessaire, les équations de conservation de la puissance, est résolu le plus souvent par une méthode de type Newton-Raphson.

La difficulté majeure rencontrée pour ce type de modèle est liée à la nécessité de représenter tous les catégories d'éléments non-linéaires par des modèles fréquentiels appropriés. Les solutions les plus utilisées pour atteindre ce but sont:

- de construire un équivalent Norton pour chaque élément non-linéaire, valide autour d'un point de fonctionnement;
- remplacer les éléments non-linéaires par des sources de courant dont les courants injectés seront recalculés selon l'évolution des grandeurs appliquées.

Si la sensibilité de l'élément aux modifications du point de fonctionnement est réduite, on peut se permettre de réduire le volume de calcul, en gardant le même équivalent Norton pour toute la simulation. Dans cette perspective on identifie trois sous - catégories de méthodes:

- i. algorithmes basés sur des formulations en termes de puissance (une extension de la circulation de charge traditionnelle);
- ii. méthodes basées sur la représentation des éléments non-linéaires par des sources de courant commandées;
- iii. méthodes à "harmoniques découplées".

Dans la suite on présentera ces trois catégories et on détaillera les solutions à utiliser pour modéliser en fréquence les différents éléments non-linéaires, en concordance avec les exigences des méthodes.

5.3.2.1 HLF FRÉQUENTIEL FORMULÉ EN PUISSANCES

C'est une méthode introduite par Xia et Heydt dans [XIA_1] et [XIA_2] et qui représente en fait une reformulation d'un calcul de répartition de charge traditionnel, de type Newton-Raphson, afin d'inclure les charges non-linéaires.

Formulation de la méthode

NOTATIONS	indice 1 pour le noeud bilan, indices de 2 à m-1 pour les noeuds conventionnels (P-V ou P-Q) indices de m à n pour les noeuds non-linéaires
-----------	---

Pour les noeuds de 1 à m-1 on adopte l'approche traditionnelle. Les noeuds de m à n sont caractérisés par la puissance active P ou la puissance apparente S. On connaît de plus les non-linéarités et leurs modèles correspondants.

Les équations d'équilibre des puissances pour tous les harmoniques et tous les noeuds (à l'exception du noeud bilan) sont écrites en termes d'écart ΔP et ΔQ . Les expressions de ΔP et ΔQ en fonction des modules et des phases des potentiels des noeuds s'écrivent de la même manière que pour le cas conventionnel, sauf que la matrice des admittances nodales se calcule pour chaque harmonique.

Pour les noeuds de 2 à m-1, les puissances actives et réactives pour tous les harmoniques ($P^{(h)}$ et $Q^{(h)}$) sont connues et pour les noeuds de m à n on ne connaît que la puissance active fondamentale $P^{(1)}$.

Cette formulation se montre insuffisante pour calculer la répartition de charge en régime non-sinusoidal (HLF). Il faut la compléter avec deux relations supplémentaires: l'équilibre des courants et l'équilibre des puissances apparentes.

(i) **Condition d'équilibre des courants** sur le fondamental qui se traduit par:

$$\begin{bmatrix} I_{r,m}^{(1)} \\ I_{i,m}^{(1)} \\ I_{r,m+1}^{(1)} \\ I_{i,m+1}^{(1)} \\ \dots \\ I_{i,n}^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{r,m}^{(1)}(V_m^{(1)}, V_m^{(5)}, V_m^{(7)}, \dots, \alpha_m, \beta_m) \\ g_{i,m}^{(1)}(V_m^{(1)}, V_m^{(5)}, V_m^{(7)}, \dots, \alpha_m, \beta_m) \\ \dots \\ g_{i,n}^{(1)}(V_m^{(1)}, V_m^{(5)}, V_m^{(7)}, \dots, \alpha_n, \beta_n) \end{bmatrix} \quad (5_4)$$

avec $I_{r,m}^{(1)}$ et $I_{i,m}^{(1)}$ la partie réelle et imaginaire du courant fondamental au noeud m,

α_m, β_m paramètres du modèle (pour les convertisseurs α_m est l'angle d'amorçage et β_m la réactance de commutation ou la tension continue).

Pour les courants harmoniques on peut écrire de même:

$$\begin{bmatrix} I_{r,1}^{(h)} \\ I_{i,1}^{(h)} \\ \dots \\ I_{i,m-1}^{(h)} \\ I_{r,m}^{(h)} \\ I_{i,m}^{(h)} \\ \dots \\ I_{i,n}^{(h)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ g_{r,m}^{(h)}(V_m^{(1)}, V_m^{(5)}, V_m^{(7)}, \dots, \alpha_m, \beta_m) \\ g_{i,m}^{(h)}(V_m^{(1)}, V_m^{(5)}, V_m^{(7)}, \dots, \alpha_m, \beta_m) \\ \dots \\ g_{i,n}^{(h)}(V_m^{(1)}, V_m^{(5)}, V_m^{(7)}, \dots, \alpha_n, \beta_n) \end{bmatrix} \quad (5_5)$$

Ainsi, la réponse harmonique des noeuds de 1 à m-1 a été modélisée par $[Y_{bus}^{(h)}]$ (la matrice des admittances nodales pour l'harmonique h) et les injections supplémentaires dans (5_5) qui sont nulles.

(ii) **Équation d'équilibre des puissances** pour chaque noeud consiste du système d'équations:

$$S_k^2 = \sum_h [P_k^{(h)}]^2 + \sum_h [Q_k^{(h)}]^2 + \sum D_k^2 \quad l=m, \dots, n \quad (5_6)$$

où $\sum D_k^2$ est la puissance déformante au noeud k.

Car ces puissances déformantes sont calculables avec les fonctions $g_{r,m}, g_{i,m}, \dots, g_{r,n}, g_{i,n}$, elles ne peuvent être traitées comme variables indépendantes.

Si on note par $N= n-(m-1)$ le nombre de charges non-linéaires, le bilan des équations et des inconnues du système d'équations utilisé, montre les suivantes:

a) Nombre d'équations:

Tableau 5.1 Système d'équations pour l'HLF de Xia et Heydt

Type d'équations	Nombre d'équations
Équation de bilan de la puissance	$2(n-1)$
Module de la tension du noeud bilan	1
Phase de la tension du noeud bilan	1
Équilibre des courants (5_12), (5_13)	$2nh$
Équations de bilan des puissances	$3N$
TOTAL	$2(1+h)n+3N$

b) Nombre d'inconnues:

Tableau 5_2 Inconnues du système d'équations pour l'HLF de Xia et Heydt

Type d'inconnues	Nombre d'inconnues
Amplitudes et phases des tensions aux noeuds (pour toutes les harmoniques et le fondamental)	$2n(1+h)$
Puissances réactives de chaque noeud non-linéaire	N
α et β pour chaque noeud non-linéaire (ici convertisseur)	$2N$
TOTAL	$2n(1+h)+3N$

Par comparaison, le système du fondamental s'obtient en choisissant $h=N=0$.

L'implémentation de l'algorithme

Comme mentionné auparavant, cet algorithme constitue une extension de l'algorithme conventionnel de calcul de la répartition de charge en régime sinusoïdal. Aux écarts des puissances actives et réactives (ΔP et ΔQ), on en ajoute encore deux: ceux du courant et de la puissance apparente. Pour les charges non-linéaires, la façon de reproduire la dépendance entre $I^{(k)}$ et $U^{(k)}$ est très importante. Des détails sur le calcul des dérivées partielles pour les cas d'un convertisseur, sont présentés dans [XIA_1]. Des techniques similaires peuvent être utilisées pour les autres charges, à condition de connaître la caractéristique externe de l'élément (la caractéristique U-I).

Masoum proposé, dans [MAS_1], une méthode de prendre en compte la non-linéarité des transformateurs saturés. Dans ce but il est proposé d'introduire dans l'algorithme un troisième type de noeud (pour modéliser les tensions induites par le transformateur) dénommé "noeud de transformateur".

Ainsi le transformateur est traité comme un élément non-linéaire, branché au nouveau type de noeud, qui injecte des courants harmoniques dans le système. La forme fonctionnelle du noeud de transformateur est identique à celle de noeuds des charges non-linéaires, sauf que n'existent plus les variables du modèle α et β , ce qui baisse de deux unités le nombre d'équations associées. Il est donc suffisant que pour un noeud transformateur on écrive les

équations d'équilibre des courants (pour le fondamental et pour les harmoniques), sans appliquer des équations d'équilibre pour les puissances.

Les propriétés de convergence de l'algorithme HLF, dans le cas de la prise en compte de la non-linéarité des transformateurs, sont très proches de celles de l'algorithme traditionnel. La présence des harmoniques triples (pour les transformateurs avec neutre à la terre) et des noeuds ajoutés pour représenter les tensions induites par les transformateurs (si on ne combine pas ses paramètres avec ceux des autres éléments) augmente d'une unité le nombre normal d'itérations de l'algorithme Newton-Raphson

Conclusion

L'avantage de l'algorithme est de pouvoir être obtenu directement depuis l'algorithme traditionnel Newton-Raphson de calcul de la répartition de charge. Ses principales lacunes sont:

- 1) Le calcul parfois difficile des éléments du Jacobien (exprimer de manière analytique les dérivées de la puissance active et réactive de chaque harmonique par rapport au module et de la phase de la tension d'alimentation pour certains consommateurs non-linéaires.
- 2) Il utilise implicitement et explicitement des grandeurs sans signification physique (puissance apparente et surtout puissances déformantes) dont les valeurs sont difficiles à présumer.

C'est plutôt le dernier aspect qui justifie certaines réticences personnelles pour l'utilisation de cet algorithme. Toutefois, il faut rappeler qu'il a été le précurseur d'autres algorithmes proposés pour résoudre un problème qui à l'époque (y a plus de 15 ans), ne constituait pas une des priorités du moment.

5.3.2.2 HLF FRÉQUENTIEL DE TYPE "SOURCES DE COURANT"

Cette méthode combine l'analyse nodale avec la linéarisation des éléments non-linéaires dans l'espace harmonique complexe, ce qui permet de représenter le système par un modèle global Norton avec:

$$[\underline{Y}_g] \cdot [\underline{\Delta V}] = [\underline{\Delta I}] \quad (5_7)$$

où $[\underline{Y}_g]$ est la matrice des admittances harmoniques, $[\underline{\Delta V}]$ et $[\underline{\Delta I}]$ les vecteurs des incréments des tensions et des courants. L'équation matricielle précédente renferme tous les noeuds, phases et harmoniques d'intérêt. La matrice des admittances nodales respecte les mêmes règles de constitution, sauf que ses composants ne sont plus des blocks de 3x3 mais des blocks de dimension $[\text{nombre de phases} \times (2 \times \text{nombre d'harmoniques d'intérêt})]$ et dans la plupart des cas cette matrice est creuse. Parce que la matrice $[\underline{Y}_g]$ est non-singulière, l'équation précédente s'écrit:

$$[\underline{\Delta V}] = [\underline{Y}_g]^{-1} [\underline{\Delta I}] \quad (5_8)$$

Le vecteur $[\underline{\Delta I}]$ représente les sources internes associées aux composantes linéarisées du système. Il est évident que $[\underline{\Delta V}]$ désigne le vecteur des écarts des potentiels, dus aux variations des courants injectés $[\underline{\Delta I}]$. La relation (5_7) représente **l'équivalent Norton** du système et la relation (5_8) **l'équivalent Thévenin**, les deux pour un état bien précis du

réseau.

L'équation (5_7) combine les éléments linéaires avec des éléments non-linéaires linéarisés localement et donc elle ne peut être résolue que d'une manière itérative, avec une relinéarisation à chaque pas d'itération.

Le différents éléments du système sont représentés par:

Charges linéaires - des impédances dépendantes ou non de fréquence.

Éléments non-linéaires - la caractéristique externe linéarisée:

$$\underline{I} = [\underline{Y}] \cdot \underline{V} + \underline{I}_N \quad (5_9)$$

avec $\underline{I}_N = \underline{I}_0 - [\underline{Y}] \cdot \underline{V}_0$, l'indice 0 indiquant le point de linéarisation

Transformateurs:

- *transformateurs monophasés* - la matrice diagonale des admittances de fuite est un équivalent Norton divisé entre le primaire et le secondaire, comme dans la Figure 5_1, décrit par l'équation matricielle:

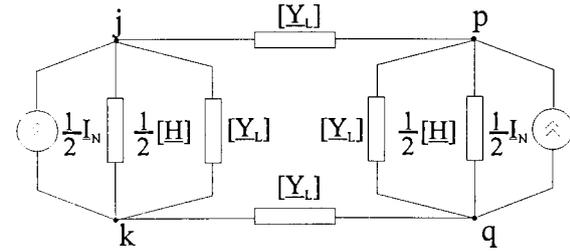


Figure 5_1 Modèle du transformateur monophasé

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_j + \frac{1}{2} \underline{I}_N \\ \underline{I}_p + \frac{1}{2} \underline{I}_N \\ \underline{I}_k + \frac{1}{2} \underline{I}_N \\ \underline{I}_q + \frac{1}{2} \underline{I}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\underline{Y}_L] + \frac{1}{2} [\underline{H}] & -[\underline{Y}_L] & -[\underline{Y}_L] - \frac{1}{2} [\underline{H}] & -[\underline{Y}_L] \\ -[\underline{Y}_L] & [\underline{Y}_L] + \frac{1}{2} [\underline{H}] & [\underline{Y}_L] & -[\underline{Y}_L] - \frac{1}{2} [\underline{H}] \\ -[\underline{Y}_L] - \frac{1}{2} [\underline{H}] & [\underline{Y}_L] & [\underline{Y}_L] + \frac{1}{2} [\underline{H}] & -[\underline{Y}_L] \\ [\underline{Y}_L] & -[\underline{Y}_L] - \frac{1}{2} [\underline{H}] & -[\underline{Y}_L] & [\underline{Y}_L] + \frac{1}{2} [\underline{H}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_j \\ \underline{V}_p \\ \underline{V}_k \\ \underline{V}_q \end{bmatrix} \quad (5_{10})$$

- *transformateurs triphasés* - les modèles dépendent des connexions; par exemple pour les transformateurs Y_n - Y_n , [ACH_1]:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_A + \frac{\underline{I}_{N1}}{2} \\ \underline{I}_B + \frac{\underline{I}_{N2}}{2} \\ \underline{I}_C + \frac{\underline{I}_{N3}}{2} \\ \underline{I}_a + \frac{\underline{I}_{N1}}{2} \\ \underline{I}_b + \frac{\underline{I}_{N2}}{2} \\ \underline{I}_c + \frac{\underline{I}_{N3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\underline{Y}_L] + \frac{[\underline{H}_1]}{2} & [0] & [0] & -[\underline{Y}_L] & [0] & [0] \\ [0] & [\underline{Y}_L] + \frac{[\underline{H}_1]}{2} & [0] & [0] & -[\underline{Y}_L] & [0] \\ -[\underline{Y}_L] & [0] & [\underline{Y}_L] + \frac{[\underline{H}_1]}{2} & [0] & [0] & -[\underline{Y}_L] \\ [0] & -[\underline{Y}_L] & [0] & [\underline{Y}_L] + \frac{[\underline{H}_1]}{2} & [0] & [0] \\ [0] & [0] & [0] & [0] & [\underline{Y}_L] + \frac{[\underline{H}_1]}{2} & [0] \\ [0] & [0] & [0] & [0] & [0] & [\underline{Y}_L] + \frac{[\underline{H}_1]}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_A \\ \underline{V}_B \\ \underline{V}_C \\ \underline{V}_a \\ \underline{V}_b \\ \underline{V}_c \end{bmatrix} \quad (5_{11})$$

Générateurs: ils sont représentés par des tensions constantes, ce qui constitue une hypothèse très restrictive, surtout pour les phases des tensions (les modules sont régulés par les RAT).

A partir des excitations duales (tension et courant), un algorithme de résolution qui suppose le rangement optimal selon les pivots est présenté dans [MED_1]. Ainsi pour:

$$\begin{bmatrix} [Y_{ii}] & [Y_{ik}] \\ [Y_{ki}] & [Y_{kk}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [V_i] \\ [V_k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [I_i] \\ [I_k] \end{bmatrix} \begin{matrix} \text{excitations en courant} \\ \text{excitations en tension} \end{matrix}, \quad (5_12)$$

connaissant $[V_k]$ et $[I_i]$, les inconnues $[V_i]$ et $[I_k]$ s'obtiennent par inversion partielle:

$$\begin{bmatrix} [V_i] \\ [I_k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_{ii}]^{-1} & -[Y_{ik}] \cdot [Y_{ii}]^{-1} \\ [Y_{ki}] \cdot [Y_{kk}]^{-1} & [Y_{kk}] - [Y_{ki}] \cdot [Y_{ii}]^{-1} \cdot [Y_{ik}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_i] \\ [V_k] \end{bmatrix} \quad (5_13)$$

ou sous une forme compacte:

$$\begin{bmatrix} [V_i] \\ [I_k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A_{ii}] & [B_{ik}] \\ [C_{ki}] & [D_{kk}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_i] \\ [V_k] \end{bmatrix} \quad (5_14)$$

Pour la résolution des réseaux avec des excitations hybrides, l'analyse nodale modifiée (MNA) est proposée dans [BRE_1]. Les potentiels connus (pour les sources de tension), par exemple V_i et V_m , doivent être mis en évidence:

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1k} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{k1} & Y_{k2} & \dots & Y_{kk} & \dots & Y_{kn} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \dots & Y_{nk} & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \dots \\ V_k \\ \dots \\ V_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{1i} & Y_{1m} \\ Y_{2i} & Y_{2m} \\ \dots & \dots \\ Y_{ki} & Y_{km} \\ \dots & \dots \\ Y_{ni} & Y_{nm} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_i \\ V_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_k \\ \dots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (5_15)$$

Après avoir déterminé les potentiels de (5_15), on calcule les injections de courant dans les nœuds i et m avec:

$$\begin{bmatrix} Y_{i1} & Y_{i2} & \dots & Y_{ii} & \dots & Y_{ik} & \dots & Y_{im} & \dots & Y_{in} \\ Y_{m1} & Y_{m2} & \dots & Y_{mi} & \dots & Y_{mk} & \dots & Y_{mm} & \dots & Y_{mn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \dots \\ V_i \\ \dots \\ V_k \\ \dots \\ V_m \\ \dots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_i \\ I_m \end{bmatrix} \quad (5_16)$$

En vue d'obtenir une généralisation, on condense les équations (5_15) et (5_16) dans:

$$[V_p] = [Y_{pt}]^{-1} ([I_p] - [Y_{pr}] \cdot [V_r]) \quad (5_17)$$

$$[Y_{rs}] [V_s] = [I_r] \quad (5_18)$$

avec p et t ports de courant, r ports de tension de référence et s ports de courant ou de tension.

Conclusion

La méthode est basée sur la représentation du système par un équivalent Norton ou Thévenin. Pour la résolution du modèle on peut utiliser une technique Newton où la matrice des admittances joue le rôle du Jacobien. En principe ce dernier devrait être recalculé après chaque itération. Cependant, en acceptant une perte de vitesse de convergence, il est possible de ne refaire la linéarisation que de temps en temps.

Dans le cas des excitations hybrides (en courant et en tension) on utilise de la

technique de l'analyse nodale modifiée ou des techniques d'inversion partielle.

Le fait de considérer les phases des potentiels des noeuds constantes peut économiser du temps de calcul, mais représente une hypothèse non-realiste. Du point de vue pratique, il semblerait plus souhaitable d'effectuer la résolution par un algorithme itératif double (fondamental-harmonique), qui permettrait le calcul des phases des tensions.

5.3.2.2 HLF FRÉQUENTIEL À HARMONIQUES "DÉCOUPLÉS"

Ce sont des algorithmes HLF basés sur des modèles de type Newton. Leur principale caractéristique est d'utiliser le système d'équations pour les branches où les charges non-linéaires sont réduites à des modèles quasi-Norton, comme suggéré dans [DOM_4].

A. La formulation en grandeurs de branche des **sources du système** sous forme matricielle consiste dans:

A.1. Pour la centrale régulatrice de fréquence où le potentiel est connu (module et phase):

$$[T]([V_k] - [V_m]) = V_{spécifié} \quad (5_{19})$$

$$\text{où } [T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad k, m \text{ les noeuds qui délimitent la branche} \quad (5_{20})$$

A.2. Pour les centrales normales, représentées par des noeuds P-V, où on connaît la puissance active et le module du potentiel:

$$\text{Re} \left\{ [I_{km}^*]^t ([V_k] - [V_m]) \right\} = P_{spécifiée} \quad (5_{21})$$

$$|[T]([V_k] - [V_m])| = V_{spécifié} \quad (5_{22})$$

A.3. Pour les alternateurs à puissance active et réactive contrôlée:

$$-[I_{km}^*]^t ([V_k] - [V_m]) = (P + jQ)_{spécifiée} \quad (5_{23})$$

Dans une formulation unitaire pour tout ce qui est **machine synchrone** dans le système on peut écrire à l'aide d'une fonction générique G, que:

$$G([I_{km}], [V_k], [V_m]) = F_{spécifiée} \quad (5_{24})$$

où $F_{spécifiée}$ représente une fonction d'erreur connue.

B. Les charges linéaires à leur tour peuvent être divisées dans quatre catégories

B.1. Charges à impédance constante, représentées par la matrice d'impédance $[Z]$ ou d'admittance $[Y]$ des branches.

B. 2. Charges à puissance active et réactive constante:

$$[I_{km}]^t ([V_k] - [V_m]) = (P + jQ)_{spécifiée} \quad (5_{25})$$

B.3. Charges statiques équilibrées (les impédances directe et inverse sont égales et le rapport entre l'impédance directe et l'impédance homopolaire est connu). À l'aide des composantes symétriques, les équations en grandeurs de branche s'expriment par:

$$[I_{km}] = y[k] \cdot ([V_k] - [V_m]) \quad (5_{26})$$

$$[\underline{I}_{km}^*]^t \cdot ([\underline{V}_k] - [\underline{V}_m]) = (P + jQ)_{spécifiée} \quad (5_27)$$

avec \underline{y} admittance connue et $[\underline{k}]$ matrice constante symétrique, déterminée depuis le rapport entre l'impédance directe et l'impédance homopolaire.

B.4. Machines tournantes qui ont des impédances inverses différentes des impédances directes (l'impédance directe se détermine à partir de la puissance triphasée consommée):

$$[\underline{I}_{km}] = [\underline{Y}_g] \cdot ([\underline{V}_k] - [\underline{V}_m] - [\underline{E}]) \quad (5_28)$$

$$-[\underline{I}_{km}^*]^t \cdot ([\underline{V}_k] - [\underline{V}_m]) = (P + jQ)_{spécifiée} \quad (5_29)$$

$$\text{où } [\underline{E}] = \begin{bmatrix} \underline{E}_p & a^2 \underline{E}_p & a \underline{E}_p \end{bmatrix} \quad (5_30)$$

$$[\underline{Y}_g]_{mutuel} = [(\underline{Y}_0 - \underline{Y}_2)/3] \quad (5_31)$$

$$[\underline{Y}_g]_{propre} = [(\underline{Y}_0 + 2\underline{Y}_2)/3] \quad (5_32)$$

\underline{Y}_2 admittance inverse et \underline{Y}_0 admittance homopolaire.

Avec l'introduction de la f.e.m. \underline{E}_p , le modèle devient analogue à celui de l'alternateur à puissance active négative.

C. Les sources de tension ou de courant sont représentées par des branches.

C.1. sources de tension:

$$\underline{V}_k - \underline{V}_n = \underline{E}_{spécifiée} \quad (5_33)$$

C.2. source de courant sur la branche qui relie les noeuds k et m :

$$\underline{I}_k = \underline{I}_{spécifié} \quad (5_34)$$

$$\underline{I}_m = -\underline{I}_{spécifié} \quad (5_35)$$

D. Pour les charges non-linéaires l'équivalent quasi-Norton est défini par:

D.1. conductance équivalente déterminée selon les puissances sur le fondamental;

D.2. source idéale de courant (correspondant au courant de court-circuit) déterminé depuis les équations du courant de branche.

Ainsi, Dommel propose, dans [DOM_2], pour un TCR le modèle présenté dans la Figure 5_2, où:

$$\underline{Y}_{h,éq} = \frac{1}{jh\omega L_{éq}} \quad (5-36)$$

$$\underline{I}_{h,éq} = \frac{\underline{V}_h}{jh\omega L_{éq}} - \underline{I}_h \quad (5_37)$$

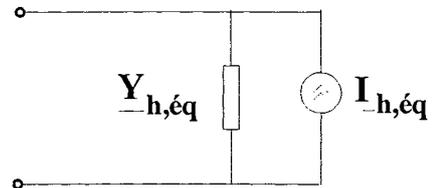


Figure 5_2 L'équivalent quasi-Norton du TCR

où $L_{éq}$ l'inductance équivalente du TCR introduite par Miller dans [MIL_1] qui se calcule par:

$$L_{éq} = \frac{\pi L}{\sigma - \sin \sigma} \quad (5_38)$$

avec L l'inductance de la bobine et σ l'angle de conduction.

Pour calculer la répartition de charge en régime non-sinusoïdal au niveau du réseau, on écrit l'équation matricielle obtenue des équations des branches:

$$[\underline{Y}] \cdot [\underline{V}] + [\underline{I}_s] + [\underline{I}_x] = [0] \quad (5_39)$$

$[\underline{Y}]$ matrice des admittances nodales de réseau

$[\underline{V}]$ vecteur des potentiels des noeuds;

$[\underline{I}_s]$ vecteur des courants sortants du noeud;

$[\underline{I}_x]$ vecteur des courants inconnus (associés aux contraintes imposés par le HLF).

Les équations précédentes peuvent être regroupées pour formuler le modèle d'HLF séparément pour chaque harmonique:

réseau: $f_1 = [\underline{Y}][\underline{V}] + [\underline{I}_s] + [\underline{I}_x] = [0] \quad (5_40)$

sources: $f_2 = [\underline{V}_k] - [\underline{V}_m] - [\underline{E}_{spécifiée}] = [0] \quad (5_41)$

charge type B.2: $f_3 = [\underline{I}_{km}^*]^t \cdot ([\underline{V}_k] - [\underline{V}_m]) - (P + jQ)_{spécifiée} = 0 \quad (5_42)$

machines synchrones: $f_4 = G([\underline{I}_{km}], [\underline{V}_k], [\underline{V}_m]) - F_{spécifiée} = 0 \quad (5_43)$

charge type B.3: $f_5 = [\underline{I}_{km}^*]^t \cdot ([\underline{V}_k] - [\underline{V}_m]) - (P + jQ)_{spécifiée} = 0 \quad (5_44)$

$$f_6 = [\underline{I}_{km}] - \underline{y}[k] \cdot ([\underline{V}_k] - [\underline{V}_m]) = 0 \quad (5_45)$$

charge type B.4: $f_7 = [\underline{I}_{km}] - [\underline{Y}_g] \cdot ([\underline{V}_k] - [\underline{V}_m] - [\underline{E}]) = 0 \quad (5_46)$

Toutes ces équations peuvent se mettre sous la forme:

$$F(\underline{x}) = 0 \quad (5_47)$$

avec $\underline{x} = [[\underline{V}] \quad [\underline{I}_v] \quad [\underline{I}_{L2}] \quad [\underline{I}_M] \quad [\underline{I}_{L3}] \quad [\underline{E}_p] \quad [\underline{y}_p]]^t \quad (5_48)$

$$[\underline{F}] = [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad f_4 \quad f_5 \quad f_6 \quad f_7]^t \quad (5_49)$$

$$[\underline{I}_x] = [[\underline{I}_v] \quad [\underline{I}_{L2}] \quad [\underline{I}_M] \quad [\underline{I}_{L3}]]^t \quad (5_50)$$

et $[\underline{I}_v]$ vecteur des courants des sources de Thévenin;

$[\underline{I}_{L2}]$ vecteur des courants des charges monophasées;

$[\underline{I}_M]$ vecteur des courants des machines;

$[\underline{I}_{L3}]$ vecteur des courants des charges statiques;

$[\underline{E}_p]$ vecteur des f.e.m. des machines;

$[\underline{y}_p]$ vecteur des paramètres \underline{y} des charges statiques.

La résolution de ce système peut se faire par n'importe quelle méthode.

Conclusion

La méthode utilise un modèle obtenu depuis les équations courant-tension des branches. La caractéristique principale du modèle est le découplage des harmoniques, car le système d'équations (5_40) ... (5_46) s'écrit séparément pour chaque harmonique. Le fondement de ce découplage est l'équivalent quasi-Norton où l'admittance est calculée pour respecter les puissances fondamentales et où la source idéale de courant doit assurer le courant de la branche.

Ce modèle n'a que l'apparence d'un équivalent Norton et il est fondamentalement différent par rapport à celui obtenu dans l'espace harmonique [SEM_1] (Annexe A1).

5.3.3 HLF DICHOTOMIQUE HYBRIDE

Dans le cadre de cette section nous présenterons les éléments caractéristiques du logiciel HARMONIX, développé pour calculer la répartition de charge en régime non-sinusoidal avec la méthode dichotomique. Il utilise une approche hybride, dans le temps et dans la fréquence, en essayant d'exploiter les avantages de la modélisation dans chaque domaine.

5.3.3.1 PRINCIPE

Le principe de la méthode dichotomique peut être résumé dans deux étapes:

- le **sectionnement du système** dans plusieurs sous-systèmes, en faisant des coupures dans les sections d'intérêt;
- le **remplacement des parties enlevées** par les grandeurs à la frontière correspondantes (dénommées désormais grandeurs de frontière); le choix de ces grandeurs conditionne la possibilité de déterminer les variables d'état de chaque sous-système et finalement de l'ensemble.

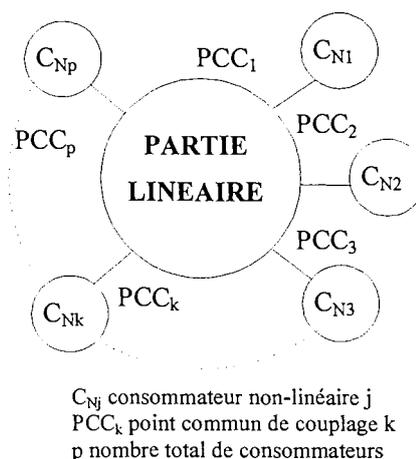


Figure 5_3 Sectionnement du système

5.3.3.2 DÉTERMINATION DES VARIABLES D'ÉTAT PAR LA DICHOTOMIE

La détermination des variables d'état par la méthode dichotomique se réalise suite à un processus itératif comprenant les étapes suivantes:

1. Identification des variables d'état capables de caractériser le système, et choix des grandeurs de frontière.
2. Identification des modèles appropriés des sous-systèmes afin de pouvoir avoir l'accès aux quantités du point 1.
3. Estimation initiale des valeurs pour les variables d'état et mise en évidence des grandeurs de frontière.
4. Résolution du modèle du sous-système considéré comme principal. Dans cette étape les sous-systèmes sont remplacés par les grandeurs de frontière correspondantes.
5. Détermination de la réponse (exprimée en terme de grandeurs de frontière) et grandeurs d'état nécessaires, correspondant aux autres sous-systèmes. Les excitations à considérer seront les grandeurs de frontière déterminées au pas précédent.
6. Reprise de calculs jusqu'à la convergence des grandeurs de frontière, à partir du pas 4.
7. Calcul des variables d'état du système qui sont utiles pour le cas étudié.

5.3.3.3 L'UTILISATION DE LA DICHOTOMIE POUR LE HLF

Si on garde la numérotation des étapes utilisée dans la section précédente, on peut apprécier que:

1. **Les grandeurs d'intérêt** pour chaque section du système sont
 - 1.a. *puissances*: active fondamentale
réactive fondamentale;
 - 1.b. *courants*: le vecteur des courants harmoniques complexes ou le spectre complète du courant (amplitudes et phases);
 - 1.c. *tensions*: le vecteur des tensions harmoniques complexes ou le spectre complète de la tension (harmoniques et phases).Parmi ces paramètres il n'y a que le b. et c. qui sont des variables d'état.
2. **Les modèles utilisés** pour les deux grandes catégories de sous-systèmes (la partie linéaire du réseau et les éléments non-linéaires) seront détaillés dans la section 5.3.3.4. Deux catégories d'éléments bénéficieront d'une double représentation:
 - 2.a. *la partie linéaire de réseau* où seront utilisés deux catégories de modèles:
 - 2.a.1. pour le fondamental - le modèle non-linéaire (Newton Raphson) et
 - 2.a.2. pour les harmoniques - le modèle nodal.
 - 2.b. *les charges linéaires* on utilisera aussi deux catégories de modèles
 - 2.b.1 pour le fondamental - une caractérisation par puissances (active et réactive);
 - 2.b.2 pour les harmoniques - représentation par impédance équivalente, déterminée pour assurer la préservation des puissances utilisées pour le fondamental.
3. **Estimation des valeurs initiales pour les grandeurs d'état**: il faut faire la différence entre
 - 3.a. *Partie correspondant au fondamental* qui est couverte par un algorithme de type Newton-Raphson (rapide mais hésitant au démarrage), où le choix des valeurs initiales peut être critique. On a fait le choix de l'initialisation suivante: toutes les tensions à leurs valeurs nominales et les phases remises à zéro. Pour des régimes "lourds" on peut opter pour une étape préliminaire (de démarrage), consistant en un algorithme Seidel-Gauss, plus lent mais non-critique par rapport aux valeurs de démarrage.
 - 3.b. *Partie correspondant aux harmoniques*: l'estimation initiale, n'est pas nécessaire car, depuis la première itération harmonique, on dispose des valeurs calculées. Ces sont les valeurs obtenues suite à la résolution de la répartition de charge pour le fondamental (LF traditionnel). Dans certains cas on peut utiliser des informations stockées dans une base de donnée. Pour donner un exemple, dans le cas des fours à arc, on peut utiliser la variation de la conductance précalculée pour une alimentation idéale (sinusoïdale).
4. **Résolution du modèle linéaire du réseau**: elle sera détaillée à l'occasion de l'algorithme de la méthode, de la section 5.3.3.5 et dans l'Annexe A5.
5. **Identification de la réponse les éléments non-linéaires**: elle sera présentée dans la section 5.3.3.5 et dans l'Annexe A6.
6. **Rebouclage jusqu'à la convergence**:

- 6.a. pour les harmoniques: convergence des tensions et des courants;
- 6.b. pour le fondamental: convergence de la puissance active et réactive.

7. **Calcul des puissances:** transit de puissance sur les lignes et puissances absorbées aux noeuds.

5.3.3.4 MODÈLES UTILISÉS

Les modèles des composants du système, utilisés pour le HLF, ont un caractère dual pour le fondamental et pour les harmoniques. Dans chaque situation les modèles pour le fondamental et pour les harmoniques sont réciproquement conservatifs au regard des variables d'état.

Ainsi, chacune des représentations par des puissances ou par des impédances assure la préservation des valeurs correspondant à l'autre. La remarque reste valable aussi pour les éléments non-linéaires où la représentation à l'aide des puissances et l'utilisation des modèles appropriés pour chaque élément, ne sont pas contradictoires.

Dans le Tableau 5_3 nous avons synthétisé les types de modèles utilisés dans HARMONIX, pour chaque catégorie d'éléments présent dans le système.

Tableau 5_3 Types de modèles utilisés dans HARMONIX pour les différentes catégories d'éléments des systèmes énergétique

Composante du système	Fondamental	Harmonique
ÉLÉMENTS LINÉAIRES (L)		
L.1. sources	$P^{(1)}$ et $V^{(1)}$	admittances dans $[Y_{bus}^{(h)}]$
L.2. éléments du réseau	$[Y_{bus}^{(1)}]$	$[Y_{bus}^{(h)}]$
L.3. charges linéaires	$P^{(1)}$ et $Q^{(1)}$	admittances dans $[Y_{bus}^{(h)}]$
ÉLÉMENTS NON-LINÉAIRES (NL)		
NL.1. non-linéarités magnétique	$P^{(1)}$ et $Q^{(1)}$	analytique (section 3.2.2)
NL.2. lampes à décharges	$P^{(1)}$ et $Q^{(1)}$	modèle à Grady (section 3.3.3)
NL.3. convertisseurs statiques	$P^{(1)}$ et $Q^{(1)}$	simplifié (section 3.4.4)
NL.4. TCR	$P^{(1)}$ et $Q^{(1)}$	fréquentiel ^P (section 3.5.4)
NL.5. fours à arc	$P^{(1)}$ et $Q^{(1)}$	énergétique ^{PS} (section 3.6.4)
NL.6. transformateurs saturés*	admittances dans $[Y_{bus}^{(1)}]$	sources de courant commandées en tension

Légende * En régime non-saturé le modèle du transformateur est compris dans la catégorie des éléments linéaires (L) - "éléments du réseau".
^P Modèle personnel, développé pour HARMONIX.
^{PS} Modèle personnalisé, adapté pour HARMONIX.

Modèles des composantes linéaires

Pour les éléments qui composent la partie linéaire du réseau, les modèles utilisés, ainsi que la dépendance de leurs paramètres par rapport à la fréquence sont regroupés dans le Tableau 5_4.

Tableau 5_4 Modèles des éléments linéaires utilisés dans HARMONIX

Modèle \Rightarrow Élément \Downarrow	Type de circuit équivalent	Paramètres			
		longitudinaux		transversaux	
		résistance	inductance	conductance	suscéptance
SOURCES					
générateurs synchrones	série RL avec (4_1) et (4_2)	(4_3)	(4_4)	-	-
RÉSEAU					
transformateurs de puissance	nodal π	(4_41)	(4_41)	(4_37)	constante
lignes électriques	nodal π	(4_79)	(4_79)	constante	constante
CHARGES LINÉAIRES					
individuelles (machine asynchrone)	nodal T	(4_83)	(4_83)	constante ou (4_82)	constante
agrégés	bobine en parallèle d'un circuit RL série	-	-	(4_84) avec (4_85)	(4_87) et (4_88)

Modèles des composantes non-linéaires

L'une des particularités de cette méthode de calcul de HLF est représentée par l'approche hybride de la modélisation des charges non-linéaires du réseau. Comme présenté dans les sections correspondantes dans le chapitre 3, chacune des approches (temporelle et fréquentielle) peut sembler avantageuse quand on analyse les éléments d'une façon individuelle. Le choix doit être justifié par l'évaluation critique des avantages de chaque approche et par une étude personnalisée à l'élément en question.

Suite à l'analyse de ces aspects, nous avons parfois choisi la modélisation en fréquence (pour les FACTS, four à arc) tandis que dans d'autres cas nous avons utilisé la modélisation temporelle (convertisseurs, lampes à décharge). Parfois, il arrive qu'on puisse exprimer d'une façon empirique le courant par une fonction polynomiale de tension (avec des coefficients et des ordres déterminables). Dans ces cas le volume de calcul encourage la modélisation dans le temps car la numérisation et l'évaluation du polynôme dans les points d'échantillonnage suppose le calcul des convolutions multiples. Le choix résultant de cette analyse est compris dans la dernière colonne du Tableau 5_3.

5.3.3.5 LES ALGORITHMES HLF DE HARMONIX

Le calcul de la répartition de charge par cette méthode est réalisé par le logiciel HARMONIX sur la base d'un algorithme itératif double:

- un cycle itératif pour le fondamental
- un cycle itératif pour les harmoniques, en rapport des courants injectés et des potentiels des noeuds.

Les deux cycles sont imbriqués, la sortie du deuxième pouvant demander le retour au premier. L'enchaînement de ce double processus itératif est présenté dans la Figure 5_4.

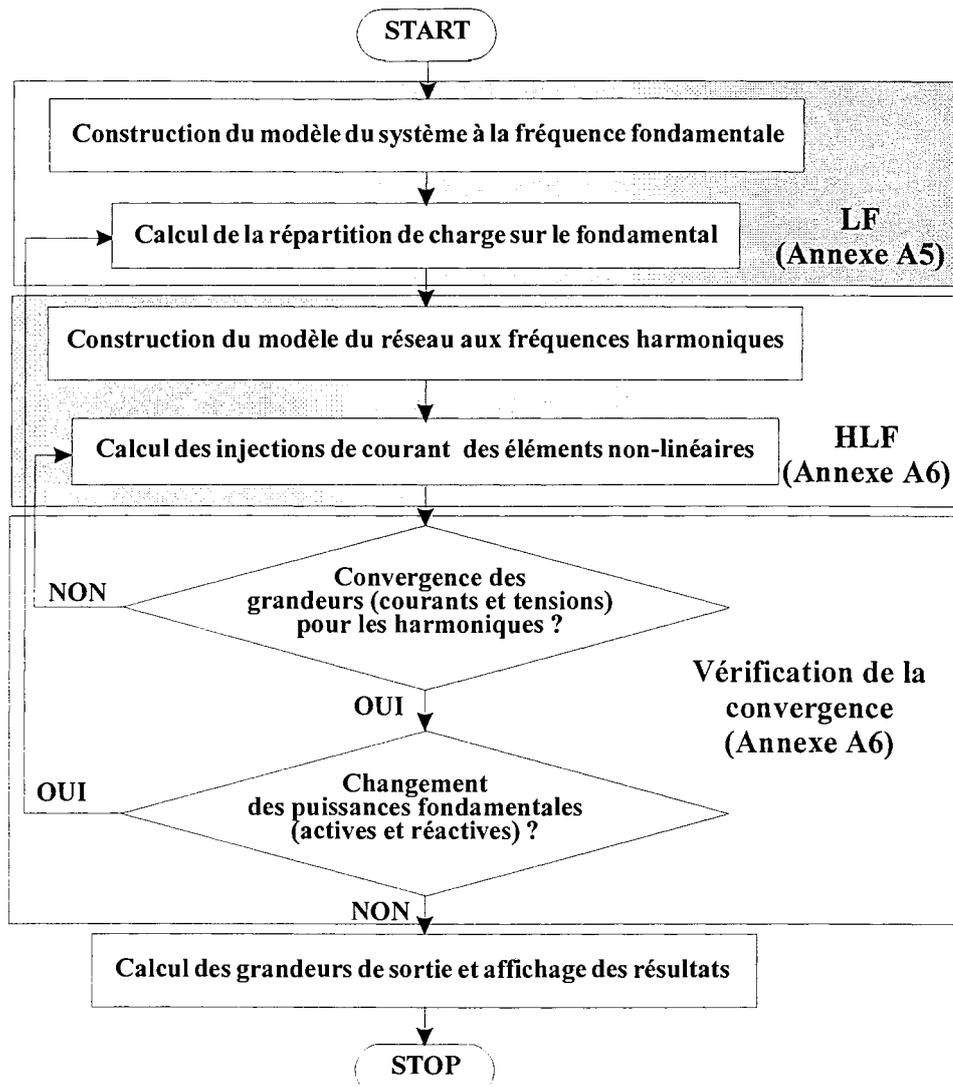


Figure 5_4 Algorithme global utilisé par HARMONIX pour le calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoidal dans les systèmes électriques.

A. Algorithme de calcul de la répartition de charge sur le fondamental

Le calcul de la répartition de charge pour le fondamental est réalisé selon la méthode découplée rapide, qui suppose la résolution du système d'équations:

$$\left[\frac{\Delta P^{(1)}}{V^{(1)}} \right] = [B'^{(1)}] \cdot [\Delta \theta^{(1)}] \quad (5_51)$$

$$\left[\frac{\Delta Q^{(1)}}{V^{(1)}} \right] = [B''^{(1)}] \cdot [\Delta V^{(1)}] \quad (5_52)$$

avec $[P^{(1)}]$, $[Q^{(1)}]$ les puissances actives et réactive fondamentales des tous les noeuds (sous forme vectorielle),

$[\theta^{(1)}]$ phases des tensions fondamentales,

$[V^{(1)}]$ module du potentiel fondamental des noeuds (sous forme vectorielle).

Convention de notation Pour alléger l'écriture, on ne marquera plus l'exposant ⁽¹⁾, pour les grandeurs correspondant à la fréquence fondamentale. Par contre, nous allons le garder pour indiquer l'ordre harmonique des harmoniques supérieurs.

Les matrices $[B'^{(1)}]$ et $[B''^{(1)}]$ sont creuses, symétrique et réelles. Car elles sont déterminées exclusivement par les admittances, elles sont constantes et peuvent être

- calculées une seule fois;
- décomposées dans deux matrices triangulaires au début même des calculs:

$$B'_{pq} = -B_{pq} \quad B'_{pp} = \sum_{q \neq p} B_{pq} \quad (5_53)$$

$$B''_{pq} = -B_{pq} \quad B''_{pp} = B_{pp} \quad (5_54)$$

Les éléments de $[B']$ calculé conformément aux relation (5_53) n'assurent pas une bonne convergence. Pour cela on utilise habituellement l'approximation:

$$B'_{pq} = \frac{1}{X_{pq}} = -B_{pq} - \frac{G_{pq}}{B_{pq}^2} \quad p \neq q \quad (5_55)$$

$$B'_{pp} = -\sum_{q \neq p} B_{pq} \quad (5_56)$$

NOTA Pour les noeuds source (P-V), si le réactif calculé ne s'inscrit pas dans les limites physique de réglage, on associe à la puissance réactive en question la valeur de la limite franchie et on transforme le noeud dans un noeud consommateur (P-Q). Dans ce cas la matrice $[B'']$ change de dimension.

Si les éléments du réseau ont des résistances importantes ($R/X > 1$), la vitesse de convergence baisse significativement. Pour essayer de la remonter, on peut simplifier la formule:

$$\frac{P_i + jQ_i}{V_i} = (G_{ii} - B_{ii})V_i + \sum_{j=1}^n V_j (G_{ij} - B_{ij}) \cos \theta_{ij} + (G_{ij} + B_{ij}) \sin \theta_{ij} \quad (5_57)$$

et on peut remplacer la relation (5_52) par:

$$\Delta P + \Delta Q = B''' \Delta V \quad (5_58)$$

avec $B'''_{ij} = G_{ij} - B_{ij} \quad (5_59)$

$$B'''_{ii} = G_{ii} - B_{ii} \quad (5_60)$$

L'équation (5_51) ne change pas, mais l'effet d'une conductance G_{ij} importante se reflète dans l'approximation de $[B']$. Dans ce cas on utilise:

$$B'_{ij} = -B_{ij} - 0,4G_{ij} - 0,3 \cdot \frac{B_{ij}^2}{B_{ii}} \quad (5_61)$$

$$B'_{ii} = -\sum_j B'_{ij} \quad (5_62)$$

où les coefficients (0,3 et 0,4) sont des coefficients expérimentaux.

On conclut que pour $R/X > 1$ il faut résoudre le système d'équations:

$$[\Delta P] = [B'] \cdot [\Delta \theta] \quad (5_63)$$

$$[\Delta P + \Delta Q] = [B'''] \cdot [\Delta V] \quad (5_64)$$

Le schéma logique de cet algorithme de HARMONIX est présenté dans l'Annexe A5.

NOTA Dans cette étape du calcul de la répartition de charge, les consommateurs non-linéaires sont comptés par leurs puissances (actives et réactives) sur le fondamental. Ces puissances correspondent à une alimentation sinusoïdale nominale. Comme on expliquera à l'occasion de la présentation du bilan des puissances, des maintenant on pourrait prendre en compte que les puissances actives harmoniques devraient être couvertes depuis l'alimentation avec de la puissance active fondamentale. Toutefois cela supposerait introduire un équivalent de système, pour pouvoir exprimer les harmoniques correspondantes de l'alimentation, et finalement d'introduire une étape préliminaire basée sur une méthode simplifiée (l'IHA ou une autre méthode de la section 5.1). Parce qu'en tout le temps de calcul augmente par 'introduction de cette étape, elle a été abandonnée.

B. L'algorithme correspondant aux harmoniques

À la fin du calcul de la répartition de charge sur le fondamental où les consommateurs (y compris non-linéaires) ont été caractérisés par des puissances, on trouve les fondamentaux des potentiels complexes (amplitudes et phases).

Dorénavant on se propose de déterminer les injections de courant associées aux charges non-linéaires du réseau. Pour y arriver on utilise un algorithme, dont le schéma logique est présenté dans l'Annexe A6.

NOTA Dans la plupart des cas par l'identification des spectres des courants injectés on ne comprend que le spectre d'amplitudes. Cependant il est évident que ces informations sont insuffisantes au moins par deux raisons:

- elles ne permettent pas de calculer les puissances;
- elle ne permettent pas l'analyse des interactions entre les sources de pollution harmonique.

Pour cela le logiciel ne se contente pas de calculer le spectre d'amplitudes. Il calcule aussi le spectre de phase, rapportées à la pulsation du fondamental.

Ce logiciel a été validé sur deux circuits de test (benchmarks), à savoir le réseau IEEE 14 noeuds modifié par le "IEEE-Working Group on Non-sinusoïdal Situation" et le réseau de test proposé par Capasso dans [CAP_2] pour pouvoir ensuite l'utiliser dans les simulations du fonctionnement des systèmes énergétiques en régime non-sinusoïdal. Les résultats sont compris dans le chapitre 6 où sont analysés différents aspects de la pollution harmonique.

5.3.3.6 RÉFÉRENCE DES PHASES DES GRANDEURS VECTORIELLES

Une précaution à prendre concerne la possibilité d'assurer une référence des phases uniques des grandeurs vectorielles dans l'algorithme présenté dans la section précédente. On prouvera dans la suite que cette référence unique est assurée par transitivité.

Pour le calcul de la répartition de charge à la fréquence fondamentale, le problème du choix de la référence des phases est très clair: on peut choisir comme origine de phase n'importe laquelle des phases des potentiels des noeuds. Mais, parce que parmi tous les générateurs, celui du noeud bilan fonctionne en régime tampon (couvre les déficits où les

excédents de puissance en vue d'assurer la stabilité de la fréquence), il est choisi presque sans exception comme origine de phase. Ainsi la valeur vectorielle de la tension du noeud bilan est connue. La phase relative de la tension au noeud bilan ne jouant que sur l'origine du temps considérée, on peut la mettre à zéro pour faciliter les calculs.

Le calcul des injections de courants harmoniques, même depuis le premier pas, se déroule ayant pour référence les fondamentaux des potentiels des noeuds de raccord des consommateurs. Ainsi, pour chaque noeud

$$\underline{I}_k^{(n)} = f(\underline{V}_k^{(1)}) \quad (5_65)$$

Les phases des harmoniques de courant injectés au noeud k, $\underline{I}_k^{(n)}$, sont exprimées avec la tension $\underline{V}_k^{(1)}$ comme origine de phase, qui à son tour a été calculée en rapport de la référence $\underline{V}_{bilan}^{(1)}$. Donc, toutes les injections de courant ont les phases des harmoniques exprimées par rapport à la référence initiale: la phase du noeud bilan $\underline{V}_{bilan}^{(1)}$.

Comme tous les potentiels harmoniques d'ordre harmonique h sont calculés depuis les injections de courant du même ordre (qui ont $\underline{V}_{bilan}^{(1)}$ comme origine de phase), ils auront aussi les phases exprimées par rapport à cette référence unique.

On peut conclure que par transitivité on assure une référence unique, $\underline{V}_{bilan}^{(1)}$, comme montré dans le Tableau 5_5.

Tableau 5_5 La transitivité de la référence dans le HLF réalisé par HARMONIX

Grandeur	Référence	Détermination
$\underline{V}_k^{(1)} \Big _{k=1, NMAX}$	$\underline{V}_{bilan}^{(1)}$	calcul de la répartition de charge à la fréquence fondamentale
$\underline{I}_k^{(h)} \Big _{k=1, NMAX; h=1, HMAX}$	$\underline{V}_k^{(1)} \Rightarrow \underline{V}_{bilan}^{(1)}$	modèle temporel ou fréquentiel de l'élément non-linéaire
$\underline{V}_k^{(h)} \Big _{k=1, NMAX; h=2, HMAX}$	$\underline{I}_k^{(1)} \Rightarrow \underline{V}_k^{(1)} \Rightarrow \underline{V}_{bilan}^{(1)}$	résolution de l'équation nodale pour chaque harmonique

5.3.3.7 BILAN DES PUISSANCES DANS HARMONIX

Un autre problème qui a bénéficié d'une attention particulière est celui d'assurer le respect du bilan des puissances et de pouvoir identifier les endroits du système où la puissance subit des conversions de fréquence. L'analyse suivante, effectuée avec une formulation analytique, prouvera que le principe général de la conservation de la puissance est respecté dans l'algorithme de HARMONIX.

Le calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoidal réalisé par HARMONIX, respecte le principe de la conservation de l'énergie.

Cette affirmation peut être prouvée par une analyse structurée sur trois niveaux:

- (i) Pour le fondamental la conservation de l'énergie est assurée par l'algorithme découplé rapide (version de la méthode Newton-Raphson) utilisé pour calculer la répartition de

charge. Ainsi

À la fréquence fondamentale la somme des puissances fournies par les sources est égale à la somme des puissances absorbées par les consommateurs.

Les pertes de puissance active dans les éléments du système, inconnues avant de faire le calcul, sont "couvertes" par la centrale du noeud bilan (centrale régulatrice de fréquence).

- (ii) Pour les **éléments linéaires**, ils n'existe pas des conversions d'énergie (une partie de l'énergie est absorbée et l'autre est implicite dans l'échange entre les champs électromagnétiques). Par contre, au niveau des **consommateurs non-linéaires**, une partie de la puissance active absorbée à 50 Hz subit une conversion de fréquence. Cela fait qu'une partie de la puissance absorbée est transformée en effet utile par le consommateur (puissance technologique) et le reste est injecté dans le système aux fréquences élevées.

La puissance absorbée par un consommateur non-linéaire se compose d'une partie utile et une autre qui, suite à une conversion de fréquence, est injectée dans le réseau aux fréquences harmoniques.

- (iii) Pour chaque harmonique les puissances actives injectées aux noeuds par les éléments non-linéaires engendrent:

- des pertes dans le réseau (par effet Joule sur les résistances du réseau et particulièrement celles des lignes électriques);
- des effets perturbateurs sur les autres charges par absorption de puissance active harmonique (couples parasites, échauffements supplémentaires, etc.).

On peut affirmer que

Pour chaque ordre harmonique la somme des puissances actives injectées par les éléments non-linéaires est égale à la somme des pertes supplémentaires dans le réseau et des puissances actives harmoniques, absorbées par les charges linéaires en tant que consommateurs perturbés.

Ces trois niveaux du processus sont résumés dans la Figure 5_5.

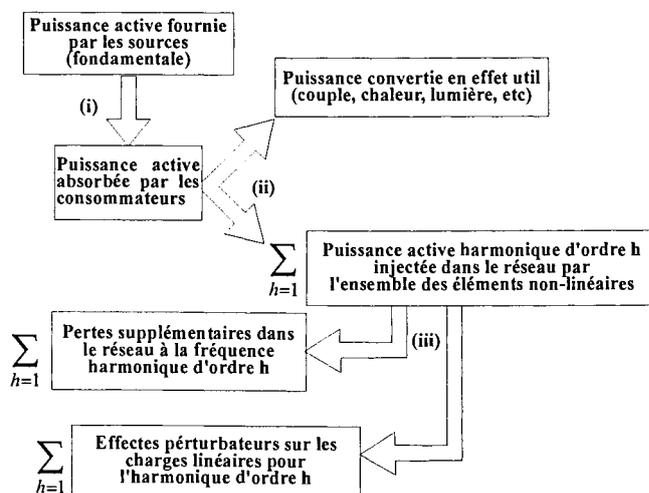


Figure 5_5 Conservation de l'énergie pour le HLF effectue avec HARMONIX

Parmi ces trois niveaux il n'y a que le niveau (iii) qui nécessite une justification. Pour le prouver on rappelle que les potentiels des noeuds et les injections de courant vérifient l'équation matricielle nodale:

$$[\underline{I}^{(h)}] = [\underline{Y}^{(h)}][\underline{V}^{(h)}]^T \quad (5_66)$$

avec $[\underline{I}^{(h)}] = [\underline{I}_1^{(h)} \underline{I}_2^{(h)} \dots \underline{I}_N^{(h)}]$ le vecteur des courants harmoniques nodaux d'ordre h,

$[\underline{V}^{(h)}] = [\underline{V}_1^{(h)} \underline{V}_2^{(h)} \dots \underline{V}_N^{(h)}]$ le vecteur des potentiels harmoniques nodaux d'ordre h,

$$[\underline{Y}^{(h)}] = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}^{(h)} & \underline{Y}_{12}^{(h)} & \dots & \underline{Y}_{1k}^{(h)} & \dots & \underline{Y}_{1N}^{(h)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \underline{Y}_{j1}^{(h)} & \underline{Y}_{j2}^{(h)} & \dots & \underline{Y}_{jk}^{(h)} & \dots & \underline{Y}_{jN}^{(h)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \underline{Y}_{N1}^{(h)} & \underline{Y}_{N2}^{(h)} & \dots & \underline{Y}_{Nk}^{(h)} & \dots & \underline{Y}_{NN}^{(h)} \end{bmatrix} \text{ la matrice } [\underline{Y}_{bus}] \text{ pour l'ordre harmonique h,}$$

N le nombre de noeuds du système.

On peut constater que dans la formulation (iii) et dans la Figure 5_5 sont présentes trois catégories de puissances:

1. **Puissances injectées** (converties). Pour un noeud i et l'ordre harmonique h , elle a l'expression:

$$P_{inj,i}^{(h)} = \text{Re}[\underline{V}_i^{(h)} \underline{I}_i^{(h)*}] = \text{Re}\left[\underline{V}_i^{(h)} \sum_{j=1}^N \underline{Y}_{ij}^{(h)} \cdot \underline{V}_j^{(h)*}\right] \quad (5_67)$$

2. **Puissances absorbées** (consommées) par les charges linéaires. Pour un noeud j :

$$P_{cons,j}^{(h)} = \text{Re}[\underline{V}_j^{(h)} \underline{I}_j^{(h)*}] = \text{Re}[\underline{V}_j^{(h)} \cdot \underline{Y}_{sj}^{(h)*} \cdot \underline{V}_j^{(h)*}] = [\underline{V}_j^{(h)} I^2 \text{Re} \underline{Y}_{sj}^{(h)*}] \quad (5_68)$$

avec $\underline{Y}_{sj}^{(h)}$ l'admittance supplémentaire au noeud j qui modélise la charge pour l'harmonique h .

3. **Pertes dans le réseau**. Pour une branche ij il est vrai que:

$$\Delta P_{ij}^{(h)} = P_{ij}^{(h)} + P_{ji}^{(h)} \quad (5_69)$$

$$\text{où } P_{ij}^{(h)} = \text{Re}\left\{ \underline{V}_i^h \left[\underline{V}_i^h \left(\underline{y}_{ij}^{(h)} - \underline{y}_{ij,0}^{(h)} \right) - \underline{V}_i^h \underline{y}_{ij}^{(h)} \right]^* \right\} \quad (5_70)$$

$$P_{ji}^{(h)} = \text{Re}\left\{ \underline{V}_j^h \left[\underline{V}_j^h \left(\underline{y}_{ji}^{(h)} - \underline{y}_{ji,0}^{(h)} \right) - \underline{V}_j^h \underline{y}_{ji}^{(h)} \right]^* \right\} \quad (5_71)$$

avec:

$$\underline{y}_{ij,0}^{(h)} = \underline{y}_{ji,0}^{(h)} = \frac{1}{2} \underline{y}_T^{(h)}$$

$$\underline{y}_{ij}^{(h)} = \underline{y}_{ji,0}^{(h)} = \underline{y}_L^{(h)}$$

$\underline{y}_T^{(h)}$, $\underline{y}_L^{(h)}$ le paramètre transversal et longitudinal

de la ligne pour l'harmonique h .

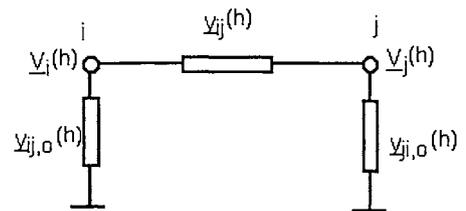


Figure 5_6 Paramètres du modèle π de la ligne

La somme comprise dans l'équation (5_69) se met sous la forme:

$$\Delta P_{ij}^{(h)} = \operatorname{Re} \left\{ \left(\underline{y}_{-ij}^{(h)*} + \underline{y}_{ij,0}^{(h)*} \right) \left[\left(\underline{V}_i^{(h)} \right)^2 + \left(\underline{V}_j^{(h)} \right)^2 \right] - \underline{y}_{ij}^{(h)*} \left(\underline{V}_i^{(h)} \underline{V}_j^{(h)*} + \underline{V}_j^{(h)} \underline{V}_i^{(h)*} \right) \right\} \quad (5_72)$$

La conservation des puissances pour l'harmonique h suppose que:

$$\underbrace{\sum_{i=1}^N P_{inj,i}^{(h)}}_{\text{somme des puissances injectées par les éléments non-linéaires}} = \underbrace{\sum_{j=1}^N P_{cons,j}^{(h)}}_{\text{somme des puissances consommées par les charges du système}} + \underbrace{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \Delta P_{ij}^{(h)}}_{\text{pertes dans le réseau}} \quad (5_73)$$

Le premier terme de cette relation s'exprime par:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N P_{inj,i}^{(h)} &= \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \underline{Y}_{ij}^{(h)*} \underline{V}_i^{(h)} \underline{V}_j^{(h)*} = \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N \underline{Y}_{ii}^{(h)*} \left(\underline{V}_i^{(h)} \right)^2 + \\ &\quad \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \underline{Y}_{ij}^{(h)*} \underline{V}_i^{(h)} \cdot \underline{V}_j^{(h)*} \end{aligned} \quad (5_74)$$

$$\text{avec: } \underline{Y}_{-ii}^{(h)} = \underline{Y}_{si}^{(h)} + \sum_{j=1}^N \underline{y}_{ij,o}^{(h)} + \sum_{j=1}^N \underline{y}_{-ij}^{(h)} \quad (5_75)$$

$$\underline{Y}_{-ij}^{(h)} = -\underline{y}_{-ij}^{(h)} \quad (5_76)$$

Comme la relation (5_74) devient:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N P_{inj,i}^{(h)} &= \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N \underline{Y}_{s,i}^{(h)*} \left(\underline{V}_i^{(h)} \right)^2 + \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \left(\underline{y}_{ij,o}^{(h)*} + \underline{y}_{ij}^{(h)*} \right) \left(\underline{V}_i^{(h)} \right)^2 - \operatorname{Re} \sum_{\substack{i=1 \\ j=1 \\ i \neq j}}^N \underline{y}_{ij}^{(h)*} \underline{V}_i^{(h)} \underline{V}_j^{(h)*} = \\ &= \sum_{j=1}^N P_{cons,j}^{(h)} + \frac{1}{2} \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left\{ \left(\underline{V}_i^{(h)} \right)^2 + \left(\underline{V}_j^{(h)} \right)^2 \right\} \left[\underline{y}_{ij}^{(h)*} + \underline{y}_{ij,0}^{(h)*} \right] - \underline{y}_{ij}^{(h)*} \left(\underline{V}_i^{(h)} \underline{V}_j^{(h)*} + \underline{V}_j^{(h)} \underline{V}_i^{(h)*} \right) \Big\} = \\ &= \sum_{j=1}^N P_{cons,j}^{(h)} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \Delta P_{ij}^{(h)} \end{aligned} \quad (5_77)$$

il est évident que l'énoncé formulé est vérifié.

Observations

1. La partie de la puissance injectée par les éléments non-linéaires qui est absorbée dans chaque noeud linéaire j s'exprime par:

$$P_{cons,j}^{(h)} = \left(\underline{V}_j^{(h)} \right)^2 \operatorname{Re} \underline{Y}_{sj}^{(h)} = P_j^{(1)} \left[\frac{\underline{V}_j^{(h)}}{\underline{V}_j^{(1)}} \right]^2 \cong P_j^{(1)} \left(\text{VIHD}_j^{(h)} \right)^2 \quad (5_78)$$

avec $\text{VIHD}_j^{(h)}$ le taux individuel de distorsion de la tension (pour l'harmonique h, au noeud j).

$$\text{Mais } \left[\underline{V}_j^{(h)} \right]^2 = \left| \sum_{i=1}^N \underline{Z}_{ij}^{(h)} \cdot \underline{I}_i^{(h)} \right|^2 = \left| \sum_{i=N_{L+1}}^N \underline{Z}_{ij}^{(h)} \underline{I}_i^{(h)} \right|^2 \quad (5_79)$$

avec N_L le nombre de noeuds n'ayant que des charges linéaires et $\underline{I}_i^{(h)}$ l'injection harmonique h réalisée au noeud i . Malheureusement on ne dispose pas d'une loi directe d'identification de $\underline{Z}_{ij}^{(h)}$, comme on a pour $\underline{Y}_{ij}^{(h)}$. On ne peut l'avoir qu'en tant qu'élément de la matrice $[\underline{Z}_{bus}]$ et cela empêche de formuler un critère d'évaluation des perturbations produites aux consommateurs linéaires.

Cependant on peut constater que la puissance active totale absorbée par un consommateur linéaire, pour tout le spectre harmonique, à l'exception du fondamental, s'exprime par:

$$P_{cons.j}^{harm} = \sum_{h=1}^{\infty} P_{cons.j}^{(h)} = P_j^{(1)} \frac{\sum_{h=2}^{\infty} (V_j^{(h)})^2}{(V_j^{(1)})^2} = (VTHD_j)^2 P_j^{(1)} \quad (5_80)$$

2. Si pour un ordre harmonique quelconque, aucun des charges non-linéaires n'injecte de puissance active dans le réseau, tous les potentiels harmoniques du même ordre seront nuls.

Pour prouver cette affirmation il suffit de considérer une seule source harmonique, l'extrapolation étant valable.

La puissance active harmonique d'ordre h , injectée au noeud j est:

$$P_{inj,j}^{(h)} = \text{Re}[\underline{V}_j^{(h)} \underline{I}_j^{(h)*}] = \text{Re}\left[\underline{V}_j^{(h)} \sum_{i=1}^N \underline{Y}_{ij}^{(h)*} \underline{V}_i^{(h)*}\right] = \text{Re}\left[\underline{Y}_{jj}^{(h)*} (\underline{V}_j^{(h)})^2\right] = (\underline{V}_j^{(h)})^2 \cdot \text{Re}\underline{Y}_{jj}^{(h)*} = [\underline{V}_j^{(h)}]^2 (g_{jo} + G_{sj}) \quad (5_81)$$

Parce que pour un noeud réel la conductance nodale est non-nulle

$$g_{jo} + G_{sj} \neq 0 \quad (5_82)$$

la puissance active de (5_81) est nulle car le potentiel harmonique d'ordre h au noeud j est nul

$$V_j^{(h)} = 0. \quad (5_83)$$

Pour les harmoniques où il ne s'injecte pas de puissance active, les pertes supplémentaires dans le réseau sont nulles

Par définition les pertes sont positives et leurs somme est nulle seulement si toutes ses composantes sont nulles:

$$\text{Re}\left[\left(\underline{y}_{ij}^{(h)*} + \underline{y}_{j0}^{(h)*}\right) \left(V_i^{(h)2} + V_j^{(h)2}\right) - \underline{y}_{ij}^{(h)*} \left(V_i^{(h)} V_j^{(h)*} + V_j^{(h)} V_i^{(h)*}\right)\right] = 0 \quad (5_84)$$

Comme les admittances propres des noeuds sont purement réactives, la relation précédente est équivalente à:

$$\underline{V}_i^{(h)*} \left(\underline{V}_i^{(h)} - \underline{V}_j^{(h)}\right) - \underline{V}_j^{(h)} \left(\underline{V}_i^{(h)} - \underline{V}_j^{(h)}\right) = 0 \quad (5_85)$$

$$\text{donc } \underline{V}_i^{(h)} = \underline{V}_j^{(h)}. \quad (5_86)$$

Parce que le potentiel d'ordre h du noeud où se réalise l'injection est nul, ce qui est évident depuis (5_83), sur la base de la dernière relation on peut prouver que tous les autres potentiels harmoniques de même ordre, associés aux noeuds linéaires sont nuls.

5.4 LA CONVERGENCE DES ALGORITHMES HLF

5.4.1 INTRODUCTION DANS LA CONVERGENCE DES HLF

Les algorithmes HLF sont tous des algorithmes numériques. La résolution qu'ils supposent peut être affectée par des problèmes de convergence mathématique ou de signification physique de la solution obtenue.

Les **problèmes de convergence mathématique** peuvent être analysés sur deux aspects:

1. **L'obtention de la solution** après un nombre finie d'itérations:

- *pour les itérations harmoniques* on ne dispose que de la condition de suffisance de Lipschitz,
- *pour les itérations fondamentales* les conditions de convergence sont liées à
 - une estimation initiale dans le voisinage de la solution et
 - la dérivabilité des fonctions analytiques des puissances.

2. **La vitesse de convergence** – le temps nécessaire pour obtenir la solution:

- *pour les itérations harmoniques* – elle est déterminée par la sensibilité des injections de courant par rapport aux modifications des tensions harmoniques d'alimentation;
- *pour les itérations fondamentales* c'est la vitesse de convergence des algorithmes Newton-Raphson (quadratique).

Pour l'ensemble des deux cycles itératifs, sans formuler un nouveau critère, on peut constater que, si la fonction des potentiels harmoniques est lipschitzienne, alors après avoir parcouru le cycle d'itérations harmoniques, la solution se trouve dans le voisinage de l'estimation précédente et par conséquent le nouveau cycle fondamental aura une solution. Parce que les corrections des puissances sont calculées avec les valeurs complexes des potentiels et des injections de courant harmoniques, on ne peut pas prouver que les puissances fondamentales évolueront d'une manière monotone (croissante ou décroissante).

Cependant, sur des critères énergétiques, on peut constater le plafonnement des puissances fondamentales des éléments non-linéaires. Parce que les changements des puissances associées aux éléments non-linéaires engendrent des modifications des pertes supplémentaires au niveau du réseau, on constate que ces puissances se stabilisent. Les simulations réalisées avec HARMONIX n'ont pas révélé de problèmes de convergence pour les puissances fondamentales.

Pour certains auteurs, les précautions pour assurer la convergence manque de signification pour autant qu'ils proposent des critères surprenants pour apprécier celle-ci. Ainsi Grainger propose dans [GRA_2] de vérifier la convergence avec le produit d'influence téléphonique IT.

Il est nécessaire **d'apprécier la signification physique de la solution mathématique** obtenue, car le simple fait d'avoir une solution ne signifie pas forcément la résolution du problème physique. Ce manque de signification physique est détectable suite à une analyse

des valeurs pour certaines des variables d'état utilisées dans la modélisation des éléments non-linéaires:

- angles d'amorçage pour les thyristors des convertisseurs [SAL_1];
- puissances réactives pour les lampes à décharges et fours à arc;
- puissances actives absorbées par les TCRs;
- valeurs anormales de l'induction pour les non-linéarités magnétiques.

5.4.2 CONDITION DE CONVERGENCE DES ITÉRATIONS HARMONIQUES

Les conditions de convergence pour les itérations harmoniques sont exprimables par un critère de suffisance de Lipschitz. Ainsi pour l'itération k+1 on utilise les relations suivantes:

- pour le calcul des injections de courant, $[I^{(k+1)}]$:

$$[I^{(k+1)}] = f([V^{(k)}]) \quad (5_87)$$

- pour le calcul des potentiels harmoniques, $[U^{(k+1)}]$:

$$[V^{(k+1)}] = [Y_{bus}]^{-1} [I^{(k+1)}] \quad (5_88)$$

NOTA Pour alléger l'écriture, dans les relations (5_87) et (5_88) on n'a plus marqué l'ordre harmonique correspondant.

En substituant (5_88) dans (5_87) on obtient la liaison entre les potentiels harmoniques pour deux pas d'itération consécutifs:

$$[V^{(k+1)}] = [Y_{bus}]^{-1} f([V^{(k)}]) \quad (5_89)$$

À partir des conditions de fonction lipschitzienne, Callaghan et Arrillaga ont prouvé dans [CAL_1], une condition de suffisance pour la convergence de l'algorithme itératif décrit dans la relation précédente. La convergence est assurée s'il existe un ε sousunitaire permettant de vérifier:

$$Max\{[I] \cdot ([V^{(k+1)}] - [V^{(k)}])\} < \varepsilon Max([V^{(k+1)}] - [V^{(k)}]) \quad (5_90)$$

$$\text{avec } [I] = [Y_{bus}]^{-1} \cdot [\partial f / \partial V] \quad (5_91)$$

et la fonction $Max\{[X]\}$ représente l'amplitude de la plus grande composante du vecteur argument $[X]$. Dans les cas pratiques la relation (5_90) ne fournit que des informations qualitatives à cause de la complexité de (5_87). La formulation même de (5_87) peut poser de problèmes:

- pour les éléments non-linéaires en commutation, le calcul des grandeurs d'entrée - sortie est basé sur l'utilisation de certaines grandeurs d'état (angles de commutation par exemple), qui, dans le cas le plus général ne peuvent pas être éliminées du modèle (représentant les solutions des équations transcendantes et non algébriques);
- pour les éléments à caractéristique externe polynomiale dans le domaine du temps (la résistance non-linéaire) on obtient une somme de produits de convolution, qu'on peut exprimer uniquement par des intégrales.

Dans un cas pratique, celui d'un convertisseur, l'analyse de la relation (5_91) suggère **deux causes possibles de divergence**:

- l'impédance du système est "grande", ce qui se passe pour des systèmes "faibles" (avec des puissances de court-circuit réduites); c'est plutôt le cas des systèmes de distribution;
- l'élément non-linéaire est particulièrement sensible aux modifications de la tension d'alimentation; cela dépend des particularités du modèle mathématique utilisé.

Pour les simulations réalisées avec HARMONIX, nous n'avons pas dépassé 21 itérations harmoniques et 7 itérations pour le fondamental. Les seuls problèmes de convergence sont apparus lors de la simulation du fonctionnement des TCR avec des angles de conduction très réduites (moins de 25°), où le taux de distorsion du courant échangé atteint des valeurs extrêmement importantes.

Nous n'avons pas accordé beaucoup d'attention à ce problème car dans les régimes réels d'exploitation des réseaux, ces conditions ne sont jamais rencontrées. Parce que le TCR est construit par modules, pour des charges faibles l'équipement de compensation tourne avec un nombre plus réduit de modules et non pas avec tous les modules à angles de conduction réduits.

De plus il est possible d'avoir des difficultés pour trouver la solution si dans le système sont rassemblées les conditions de résonance au moins sur l'une des fréquences de résonance des éléments non-linéaires. Un tel cas est présenté dans [ARR_1], où sont remplies les conditions de résonance parallèle sur l'harmonique trois.

5.4.3 MÉTHODES D'AMÉLIORATION DE LA CONVERGENCE

5.4.3.1 LA MÉTHODE DE LA PAIRE DE RÉACTANCES

La méthode a été développée dans [CAL_1], basée sur le constat que les propriétés de convergence des algorithmes HLF peuvent être améliorées par:

- l'augmentation de l'impédance de commutation;
- la réduction de l'impédance du réseau d'alimentation.

Cette technique peut être illustré sur le système présenté dans la Figure 5_7.a qui est modifié en insérant une paire de réactances entre le système et le transformateur du convertisseur.

Dans le nouveau schéma, (Figure 5_7.b), contenant un noeud de plus, on peut constater que l'impédance équivalente du circuit série reste inchangée.

Le noeud initial de raccord du convertisseur, de potentiel V_T , peut être remplacé par le noeud fictif de potentiel V'_T , en intégrant

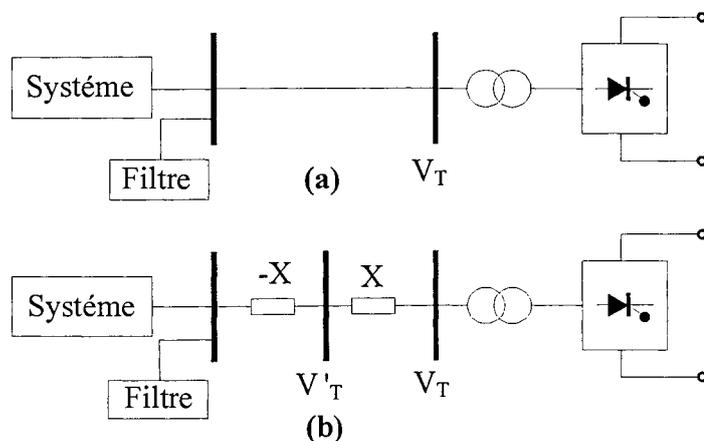


Figure 5_7 Système initial (a) et le système modifié en ajoutant une paire de réactances (b)

l'impédance positive dans la réactance du transformateur de couplage du convertisseur et la réactance négative dans celle du système. Si ainsi l'objectif (i) est certainement atteint, pour l'objectif (ii) nous n'avons aucune garantie (tout dépend de la caractéristique de fréquence de l'impédance initiale du système).

Callaghan et Arrillaga affirment que cette méthode améliore la convergence sans toucher la précision de la solution. On doit cependant formuler certaines réserves:

- La taille des réactances est choisie par essai et non sur la base d'un algorithme. Ainsi pour un des cas présentés, où, pour la résolution normale, on obtenait la convergence après 13 itérations, après l'introduction d'une paire de réactances de 0,05 u.r. on arrive à 81 itérations. Pire, si on utilise une paire de réactance de 0,01 u.r. on n'obtient plus de convergence. Il est donc difficile à deviner la valeur de 0,005 u.r., pour assurer mieux la convergence: en 10 itérations.
- Les réactances introduites n'ont pas un correspondant physique car leurs valeurs ne sont pas variables avec la fréquence. Il ne faut surtout pas considérer que la réactance négative correspond à une capacité.
- La résolution suppose dans une première étape le calcul du potentiel du nœud fictif, V'_T et ensuite la détermination de V_T . Cette valeur intermédiaire, n'ayant aucune signification physique, n'est pas contrôlable.
- Il faut cependant éviter d'utiliser cette méthode dans le cas où l'impédance du système "vue" du point de raccord du convertisseur a un caractère capacitif. En effet dans ce cas la réactance négative ajoutée, augmente le module de l'impédance totale du système équivalent, ce qui nuit à la convergence de la méthode.

Pour éliminer ce dernier inconvénient, on propose de remplacer la paire de réactance indépendantes de la fréquence, par une paire à réactance variable avec la fréquence. La caractéristique de fréquence de l'impédance devrait être choisie afin qu'elle puisse réduire l'impédance du réseau, particulièrement pour les fréquences de résonance, sans provoquer des effets indésirables pour les autres fréquences. Il faut donc qu'elle ait une caractéristique de fréquence "en miroir" par rapport à celle de l'impédance du système.

De plus, dans ce cas on peut même penser à un circuit équivalent avec correspondance physique, qui puisse avoir la caractéristique de fréquence désirée. Il pourrait consister en deux ou plusieurs branches en parallèle, accordées sur les fréquences de résonances, au moins l'une des branches renfermant des capacités. Un tel circuit équivalent pourrait être connecté en dérivation avec le circuit R-L série, utilisé pour modéliser l'élément.

Le désavantage d'une telle solution est la nécessité de compliquer le modèle. Pour cela, la décision d'introduire la paire de réactances variables avec la fréquence, doit être fortement justifiée. Elle ne sera donc mise en place que s'il y a des problèmes de convergence.

5.4.3.2 LA MÉTHODE DE L'ÉTAPE PRÉLIMINAIRE

Le principe de cette méthode est de réduire le voisinage où la condition d'Arrillaga, présentée dans la section précédente, (équation (5_90)), est satisfaite, donc d'amener le point initial le plus proche de la solution. Ceci devient encore plus important pour les éléments avec

un comportement "défavorable à la convergence". Pour ceux-ci, une mauvaise estimation du point de départ (très loin de la solution) signifie dans le cas le plus favorable un temps de calcul très long et dans le cas le plus défavorable l'impossibilité de trouver la solution. Les chances que l'algorithme diverge augmentent avec l'écart entre l'estimation initiale et la solution.

Avec application directe à IHA (l'analyse harmonique itérative), comme présenté dans [MAN_2], le deuxième pas de l'algorithme standard de la section 5.2.2, sera remplacé par un ensemble de trois pas préliminaires:

- (i) Une simulation transitoire pour chaque élément non-linéaire (ou groupe d'éléments non-linéaires, branchés au même noeud). Dans cette étape le système est représenté par un circuit équivalent, avec les paramètres dépendant de la fréquence. La simulation démarre depuis les conditions initiales et continue jusqu'à l'obtention des valeurs correspondant au régime permanent.
- (ii) Calcul des potentiels harmoniques dans chaque noeud, avec la méthode nodale (après avoir appliqué une FFT au courant).
- (iii) Une deuxième simulation transitoire, la source ayant la même impédance qu'au point (i) et les f.e.m. obtenues par la mise en série des sources correspondant à chaque harmonique du potentiel au noeud de raccord (déterminés au pas précédent). Cette simulation démarre de l'état final de la première simulation et va jusqu'au nouveau régime stabilisé.

La première simulation transitoire permet de mettre en évidence les interactions entre les sources d'harmoniques et le système et la deuxième surprend les interactions mutuelles entre les sources d'harmoniques.

L'identification d'un équivalent correct et suffisamment simple du système n'est pas un problème facile [HIN_2], mais il n'est pas critique non plus, car il n'influence pas la solution finale. Il peut seulement affecter la convergence de l'étape préliminaire.

On peut donc conclure que cette méthode accélère la convergence par le rapprochement de l'estimation initiale de la solution finale et permet d'éviter les situations divergentes. Cependant, s'il n'existe pas le moindre voisinage où la condition (5_90) soit vérifiée, la convergence n'est plus assurée, mais elle reste toutefois possible.

5.5 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre nous avons étudié le calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoidal. Pour des calculs localisés au niveau d'une charge non-linéaire, on peut utiliser des analyses simplifiées puisqu'il n'existent pas des interactions entre différentes sources d'harmoniques. Parmi ces analyses nous avons focalisé notre attention sur l'analyse harmonique itérative (IHA). Parce que cette méthode paye sa simplicité par des fortes problèmes de convergence, nous avons du lui l'améliorer. À ce but nous avons proposé une méthode d'amener l'estimation initiale dans le voisinage de la solution.

Pour des analyses détaillées capables à caractériser la pollution harmonique au niveau de l'ensemble du système, qui permettent la mise en évidence de l'interaction entre les sources

d'harmoniques et l'évaluation de la contribution de chaque élément non-linéaire au niveau général de pollution harmonique, nous avons conçu le logiciel HARMONIX, basé sur l'utilisation de la méthode dichotomique hybride, présenté dans la section 5.3.3.

Une comparaison entre ce logiciel et ceux basés sur les méthodes présentés dans les autres sections de ce chapitre met en évidence une robustesse remarquable de la convergence de HARMONIX, obtenue par l'utilisation appropriée des combinaisons entre la modélisation temporelle avec la modélisation fréquentielle. Une autre particularité est que le logiciel permet de définir des noeuds ayant branchés à la fois des charges linéaires et non-linéaires. Pour réaliser la même chose avec les autres méthodes, ce qui est possible, il faut introduire des noeuds supplémentaires, liés avec les noeuds réels du système par des lignes fictives, d'impédance nulle. Le problème est que le modèle du réseau est basé sur la matrice des admittances nodales et la présence de telles branches d'impédance nulle suppose l'introduction des éléments théoriquement infinies (en réalité le plus grands possible). Cela peut introduire des erreurs très importantes dans le calcul des éléments diagonaux de la matrice des admittances nodales.

Par différence des autres propositions, les données d'entrée de HARMONIX sont complètement disponibles (même facilement accessibles) et moins nombreuses. La caractérisation des éléments non-linéaires qu'elles supposent ne fait un appel particulier à aucune des propositions pour la théories de la puissance (présenté au chapitre 2). Cependant il fournit en sortie les données nécessaires pour l'application de tous ces approches.

Il faut remarquer davantage que le logiciel proposé est le seul à couvrir presque entièrement la gamme de sources d'harmoniques (sans se proposer de réaliser des modélisations très personnalisées).

Chapitre 6

Analyse de la pollution harmonique

Chapitre 6 Analyse de la pollution harmonique

Les algorithmes de calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoidal, présentés dans le chapitre précédent, fournissent les données nécessaires pour caractériser **trois aspects fondamentaux de la compatibilité électromagnétique**:

- l'autoperturbation des éléments non-linéaires;
- les perturbations réciproques des "pollueurs harmoniques";
- les perturbations que les sources d'harmoniques produisent sur les consommateurs linéaires.

Dans le cadre de ce chapitre nous allons présenter les résultats obtenus par des simulations avec HARMONIX et les analyses portées à ces sujets d'un part sur les spectres harmoniques du courant et d'autre part sur les puissances actives harmoniques d'IEEE, présentées dans la section 2.3.4.

6.1 SYSTÈME DE TEST

Nous avons choisi, pour effectuer les simulations, le **réseau IEEE 14 noeuds modifié** (Figure 6_1), proposé par le Groupe d'étude IEEE pour le Régime Non-sinusoidal.

Le réseau IEEE 14 noeuds classique, utilisé régulièrement pour le calcul de la répartition de charge en régime sinusoïdal, est modifié par l'introduction des différents éléments non-linéaires à étudier. Pour ne pas modifier la charge totale du système, dans les noeuds où on rajoute des charges non-linéaires, on doit enlever des charges linéaires de puissance équivalente (les mêmes puissances actives et réactives sur le fondamental).

La raison de ce choix est le caractère de système étalon (benchmark) qu'il a gagné depuis son introduction. Malheureusement, en dehors du système présenté dans [CAP_2], il n'existe pas beaucoup systèmes dédiés à l'étude du régime non-sinusoidal, où les résultats de mesures soient disponibles.

On ressent cet manque de benchmarks, car un seul système de test (existant ou conçu et réalisé spécialement pour l'étude du régime non-sinusoidal) ne peut pas couvrir toutes les combinaisons d'éléments non-linéaires qui pourraient présenter de l'intérêt pour les études. Par exemple, l'étude de l'influence de la position de l'élément non-linéaire dans le réseau supposerait que celui-ci puisse bouger dans le réseau, ce que n'est pas facile à réaliser. L'influence de la taille de l'élément sur les courants harmoniques ne peut être analysée que si on a la possibilité de modifier physiquement cette taille (changer les éléments ou faire varier leur puissance).

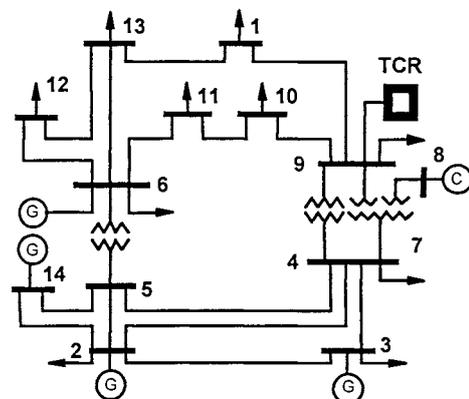


Figure 6_1 Système de test IEEE 14 noeuds modifié

6.2 ÉLÉMENTS NON-LINÉAIRES UTILISÉS

Les éléments non-linéaires utilisés avec prédilection dans les études du régime non-sinusoïdal et particulièrement pour l'HLF sont les **convertisseurs statiques, les résistances non-linéaires avec des caractéristiques de type arc électrique et parfois les FACTS**. Pour cela nous avons aussi concentré notre attention sur ces catégories principales.

Une telle approche semble justifiée par les applications pratiques et donc par leur diffusion dans les systèmes électro-énergétiques réels. Si la deuxième catégorie a une histoire plus longue parmi les utilisateurs de l'énergie, la première et la troisième sont le résultat de l'essor enregistré par les applications de l'électronique de puissance, surtout ces dernières décennies.

À cause du passif enregistré au niveau de la qualité de l'énergie électrique, l'étude par simulation du régime non-sinusoïdal est nécessaire pour envisager des décisions pratiques ou il faut pouvoir évaluer la contribution de chaque pollueur au niveau général de la pollution harmonique. Dans ce cadre s'inscrit notre démarche qui essayera d'analyser les trois aspects de la compatibilité évoqués.

6.3 STRATÉGIE DES SIMULATIONS ET RÉSULTATS

Les simulations analysées dans ce chapitre ont été réalisées avec le logiciel HAMONIX. Le but des simulations a été de mettre en évidence des phénomènes caractéristiques de la pollution harmonique et surtout l'influence de certains paramètres sur les émissions harmoniques des différents éléments non-linéaires. En dehors des trois aspects de la compatibilité, mentionnés en début de chapitre, nous avons essayé de caractériser également la conversion de fréquence de la puissance active, déjà mise en évidence d'une manière analytique pour les FACTS dans la section 3.5.4.

6.3.1 AUTOPERTURBATION DES CHARGES NON-LINÉAIRES

L'autoperturbation d'une charge non-linéaire représente la modification de ses grandeurs d'échange avec le reste du système, par rapport au cas d'une alimentation sinusoïdale (perturbations dues seulement à sa présence). Il faut donc suivre les changements des spectres harmoniques de l'élément non-linéaire inclus dans le système, par rapport à ses spectres idéaux.

Pour caractériser ce phénomène, il a fallu réaliser **deux types de simulations**:

1. Simulation du fonctionnement de l'élément non-linéaire alimenté par une tension sinusoïdale, en vue de mettre en évidence les spectres idéaux des courants nodaux (les harmoniques caractéristiques).
2. Simulation du fonctionnement de l'ensemble élément non-linéaire-réseau, pour obtenir des spectres réels du courant d'échange. Il est évident que dans ce cas, la tension d'alimentation ne sera plus sinusoïdale. Elle s'établira par l'interaction entre la partie linéaire (réseaux) et la partie non-linéaire (l'élément considéré). La formulation antérieure

suggère clairement que dans cette simulation le réseau n'aura qu'un élément non-linéaire (celui étudié).

Comme exemple nous avons choisi l'élément non-linéaire le plus courant dans la littérature: le convertisseur statique. Cependant il faut préciser que les conclusions obtenues restent valables pour les autres éléments non-linéaires évoqués.

Dans la Figure 6_2 nous présentons les spectres harmoniques idéaux des courants d'un convertisseur de 6MW et ceux correspondant au même convertisseur, mais connecté au noeud 12 du réseau présenté. Ce dernier cas constituera le cas de base pour les comparaisons qui suivront.

Une comparaison des résultats permet de conclure:

a) Dans ce cas, l'autoperturbation des éléments non-linéaires est pratiquement insignifiante si on la juge par les amplitudes et les phases des courants harmoniques (Figure 6_2).

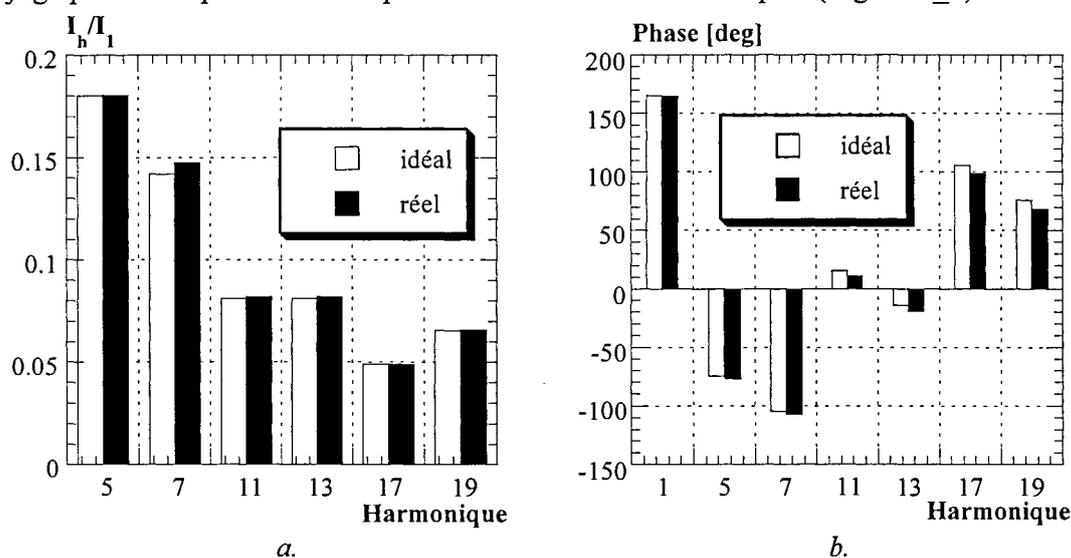


Figure 6_2 Spectres d'amplitude et de phase du convertisseur

Ici, on peut considérer justifiée la recommandation du Groupe de Travail IEEE sur le Régime Non-sinusoïdal d'utiliser le spectre idéal du courant, sans chercher le spectre réel. Une telle caractérisation de l'élément non-linéaire semble avantageuse au moins par deux points de vue:

- Il s'agit d'une information invariante prédéfinie (connue même sans connaître la configuration du réseau). Cette formulation devient facilement utilisable avec une modélisation par des sources de courant non-commandées.
- On économise du temps de calcul.

b) Le niveau de l'autoperturbation des éléments non-linéaires augmente avec leur taille. Cette appréciation n'est pas contradictoire avec la précédente dans le sens où pour des situations crédibles (avec un poids raisonnable de la puissance active de la charge non-linéaire dans la puissance totale du noeud), cette augmentation reste modeste.

c) L'autoperturbation n'est pas complètement définie par le type de non-linéarité et la taille de l'élément. Pour le même convertisseur de 6MW, les spectres du courant peuvent varier

avec sa position dans le réseau. Ainsi, dans la Figure 6-3 nous avons présenté les spectres de courant (amplitudes et phases) pour un convertisseur connecté soit au noeud 12 soit au noeud 13. Si au niveau des phases les différences sont insignifiantes, pour les amplitudes les différences peuvent atteindre 10% pour l'harmonique 5. Dans ce cas il ne semble pas raisonnable d'utiliser le spectre idéal et les simulations sont donc inévitables.

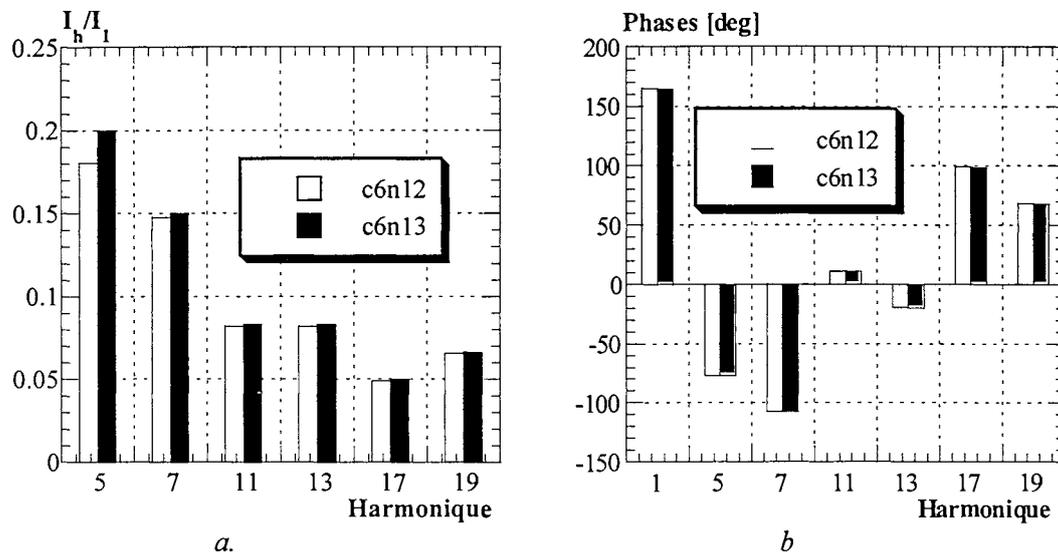


Figure 6_3 Sensibilité du spectre harmonique du convertisseur par rapport à sa position dans le réseau

6.3.2 PERTURBATION DES CHARGES LINÉAIRES

La perturbation produite sur les charges linéaires du réseau par les injections harmoniques des éléments non-linéaires représente une réalité de plus en plus inquiétante dans l'exploitation des réseaux de distribution (surtout aux États Unis et au Japon). Pour l'analyser on doit faire des mesures ou des simulations et prendre en compte deux aspects:

- i. Le niveau de pollution d'un consommateur linéaire est donné par les potentiels harmoniques à son noeud de raccord et limité par la valeur de ses paramètres. Les potentiels au noeud de raccord, dictés par la présence des éléments non-linéaires, sont évaluables depuis les injections de courant harmonique par résolution de l'équation harmonique nodale:

$$[Y_{bus}^{(h)}] \cdot [V^{(h)}] = [I^{(h)}] \quad (6_1)$$

On peut ainsi affirmer que les paramètres de la charge jouent sur le niveau général de la pollution du réseau et donc sur la sienne, (Figure 6_4).

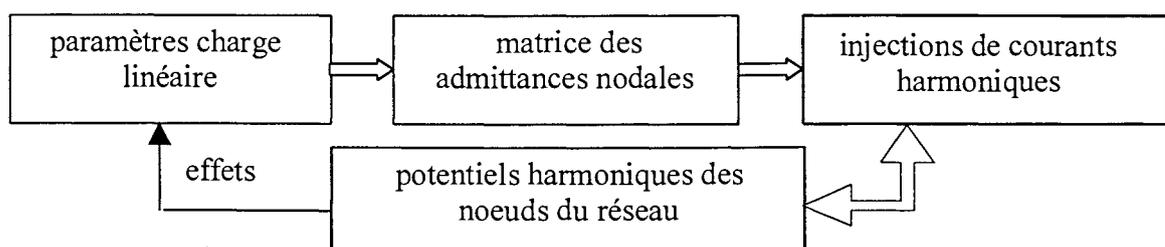


Figure 6_4 Influence des paramètres de l'élément linéaire sur sa tension d'alimentation

- ii. Les consommateurs branchés au réseau renferment leurs paramètres dans la matrice des impédances nodales, donc ils influencent les injections harmoniques des éléments non-linéaires (Figure 6_4). Ainsi, par exemple, avant de brancher une nouvelle charge, il faut vérifier que les nouvelles fréquences de résonance qu'elle crée ne soient pas des fréquences caractéristiques pour l'un des éléments non-linéaires du système.

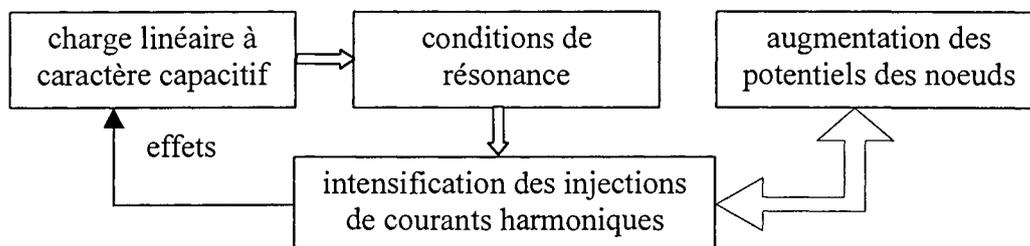


Figure 6_5 Influence d'une charge linéaire sur les résonances

On peut se poser la même question que pour les charges non-linéaires: est ce que la pollution qu'un élément subit est indépendante de sa position dans le réseau? La réponse à cette question ne nécessite pas de démonstration, elle a déjà été partiellement suggérée:

- Comme les effets sur les consommateurs sont liés au potentiel du noeud de raccord, le niveau de pollution est spécifique à sa position.
- La position de l'élément dans le réseau influence différemment la matrice des admittances nodales et d'ici le niveau des injections harmoniques, donc de sa propre pollution.

L'évaluation de la pollution harmonique qu'un élément quelconque subit peut se faire par simulation, avec la prise en compte de ses conditions concrètes de fonctionnement. Cela doit comprendre deux pas:

- le calcul de sa tension d'alimentation (dans le cadre du calcul de la répartition de charge)
- l'évaluation des effets de la pollution harmonique, avec une modélisation plus détaillée, en lui appliquant la tension trouvée au pas précédent.

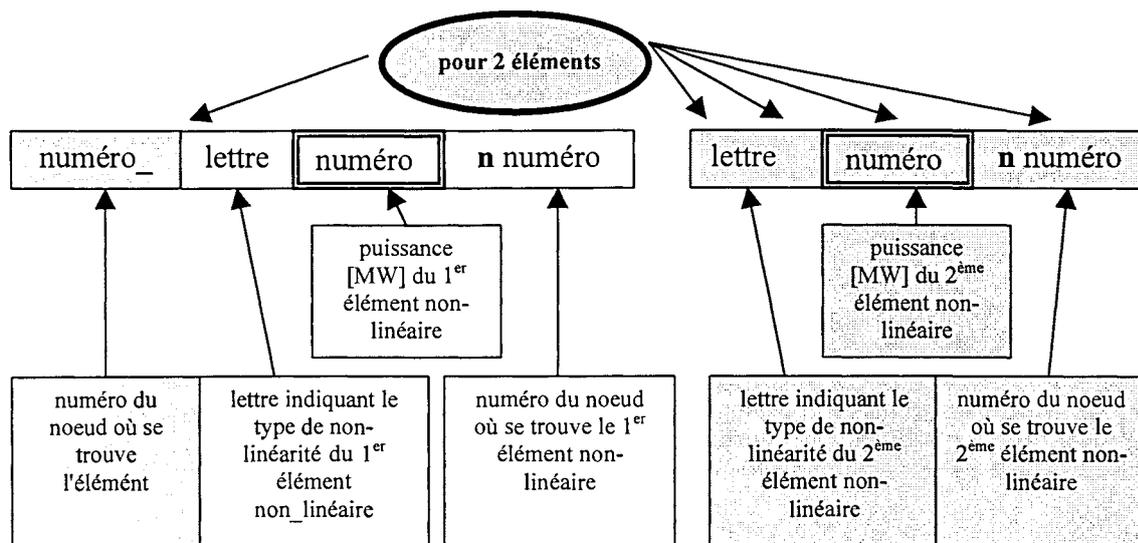
Plus de détails à ce sujet seront donnés dans le chapitre 7, où la pollution harmonique des éléments linéaires sera analysée en fonction de leur nature physique.

6.3.3 PERTURBATIONS RÉCIPROQUES DES CHARGES NON-LINÉAIRES

L'évaluation du niveau de perturbation réciproque entre les charges non-linéaires ne peut être réalisée avec des moyens analytiques que pour des cas extrêmement simples (utile pour la vérification des algorithmes numériques). Le seul moyen de le faire (hormis la mesure) reste la simulation numérique.

On peut prouver, comme nous l'avons fait dans les sections précédentes, que le niveau des perturbations réciproques est influencé par plusieurs facteurs: le type de charge, la taille de la charge et sa position dans le réseau. On a essayé de définir des coefficients de sensibilité par rapport à ces facteurs d'influence, mais les résultats n'ont pas été édifiants.

NOTATION Pour identifier les cas étudiés, nous allons désormais utiliser la codification suivante



Exemple: 13_c6n12 r10n13 signifie: grandeurs pour l'élément du noeud 13 (ici la résistance non-linéaire du noeud 13), pour le système de test avec un convertisseur de 6MW au noeud 12 et une résistance non-linéaire de 10MW au noeud 13.

6.3.3.1 PERTURBATIONS RÉCIPROQUES ENTRE CHARGES DE MÊME TYPE

A1. Si on analyse le cas des deux convertisseurs identiques (6MW), en les mettant tout d'abord successivement et ensuite simultanément au noeud 12 et respectivement 13, on peut constater:

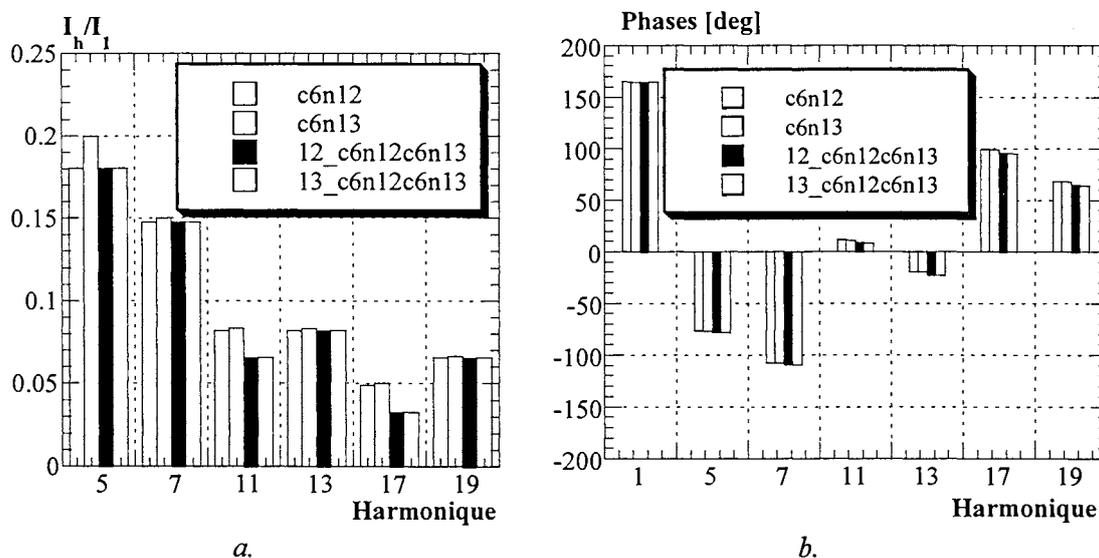


Figure 6_6 Perturbations réciproques entre deux convertisseurs identiques

- si pour le fonctionnement individuel il existe des différences qu'on peut juger significatives (c6n12 et c6c13 dans la Figure 6_6a), pour les deux convertisseurs fonctionnant simultanément dans le réseau, les écarts s'estompent fortement (12_c6n12c6n13 et 13-c6n12c6n13);
- les seules différences déterminées par l'introduction du deuxième convertisseur, constatées dans le spectre d'amplitude, se trouvent au niveau de certains harmoniques caractéristiques d'ordre 6k-1. Si on compare les cas c6n13 et 13_c6n12c6n13 (Figure 6_6a), on constate des différences de 11% pour l'harmonique 5, de 27% pour l'harmonique 11.

A2. On peut étudier la **sensibilité des perturbations réciproques par rapport à la position des éléments non-linéaires dans le réseau**. Pour cela il suffit de comparer deux situations: deux convertisseurs de 6 MW, l'un au noeud 12 et l'autre au noeud 13 et respectivement les mêmes deux convertisseurs mais dans les noeuds 1 et 10. On peut faire les remarques suivantes:

- à l'exception des harmoniques 11 et 17, les différences entre les spectres d'amplitude sont minores;
- dans la Figure 6_7.b on peut constater des différences entre les spectres de phase (jusqu'au 13,21° pour l'harmonique 19 (20%)); pour l'harmonique 11 la différence en relatif (85%) peut surprendre, mais en unités absolues elle ne dépasse pas l'écart de l'harmonique 19.

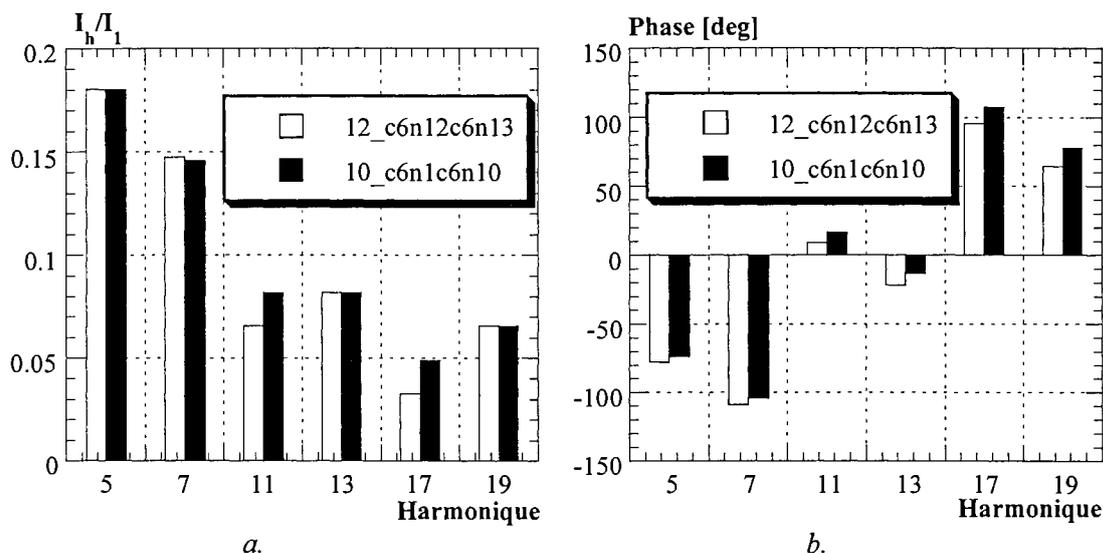


Figure 6_7 Sensibilité des perturbations réciproques des deux convertisseurs par rapport à leur position dans le réseau

A3. On s'intéresse aussi à la **sensibilité des perturbations réciproques, par rapport à la taille des deux éléments**. Pour cela on propose l'analyse comparative de deux cas:

- un convertisseur de 6 MW au noeud 12 et un autre identique dans le noeud 13;
- un convertisseur de 6 MW au noeud 12 et un autre de 10 MW dans le noeud 13.

L'analyse des spectres correspondant aux deux cas (Figure 6_8) permet de remarquer:

- des différences importantes dans les spectres d'amplitude (34% pour l'harmonique 11 et 100% pour l'harmonique 17);
- des spectres de phase très semblables.

En complément à cette analyse des spectres du courant, nous proposons une approche, basée sur une **formulation en puissance** qui permet d'étudier:

- les perturbations réciproques entre les charges non-linéaire dans la perspective de l'efficacité énergétique des consommateurs, offrant la possibilité d'apprécier la puissance active supplémentaire absorbée (égale à la puissance active harmonique totale, THAP¹,

¹ THAP puissance active harmonique totale (Total Harmonic Active Power)

définie par le Groupe de Travail IEEE pour le Régime Non-sinusoïdal comme la somme des puissances actives non-fondamentales);

- la pollution du réseau en termes de pertes supplémentaires.

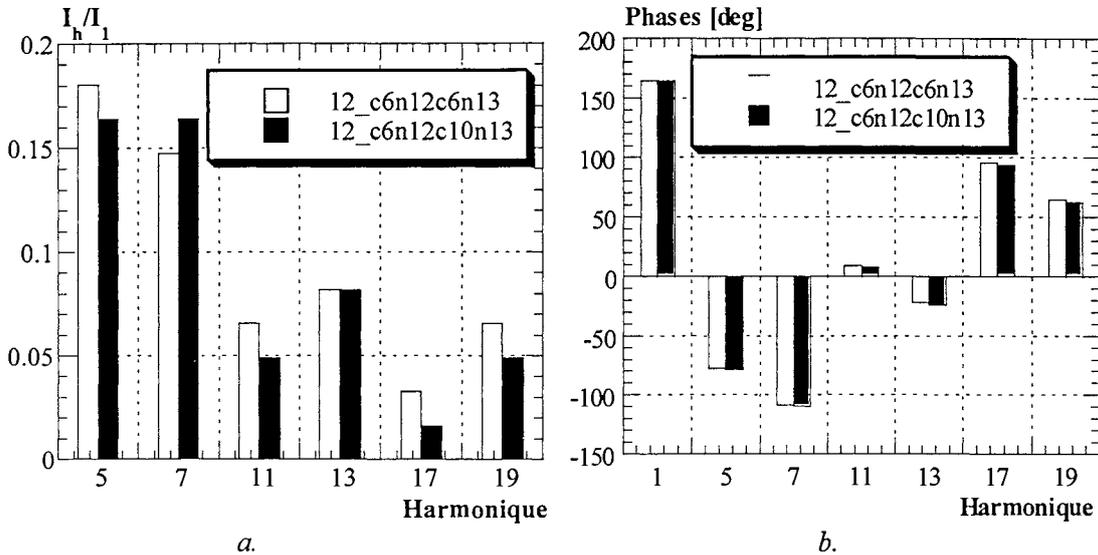


Figure 6_8 Sensibilité des perturbations réciproques entre deux convertisseurs par rapport à leur taille

NOTA Dans les représentations graphiques des PAH² en fonction de leur fréquence, l'harmonique 1 correspondra au THAP à signe inversé.

Avec cette approche en puissances on peut souligner [MAN_9]:

- a) Le fonctionnement simultané de deux convertisseurs (cas A.1) amène une modification d'environ 70% de la THAP par rapport au cas d'un seul convertisseur (Figure 6_9). Les poids relatifs des différentes puissances actives harmoniques (individuelles) dans le spectre restent presque inchangées.

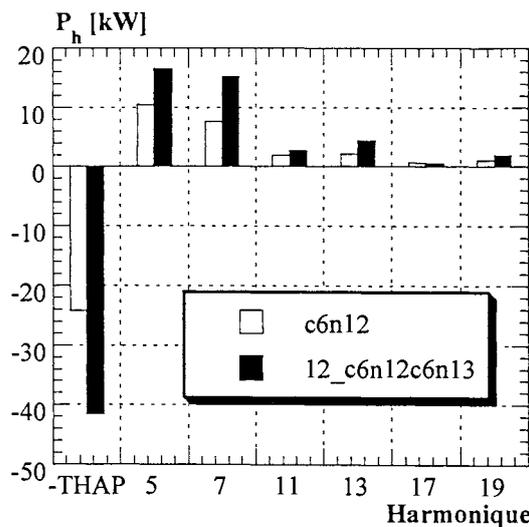


Figure 6_9 Influence sur PAH de la présence d'un deuxième convertisseur dans le réseau

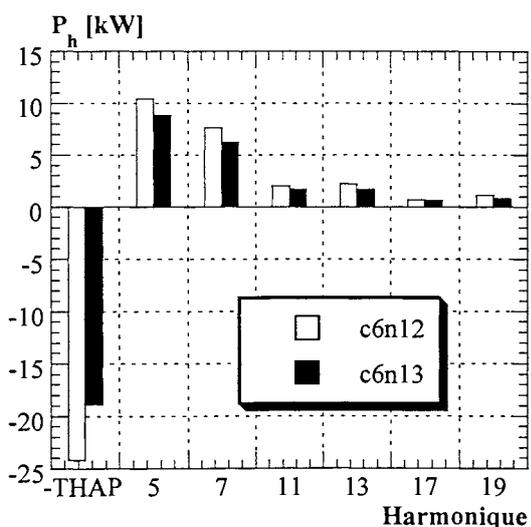


Figure 6_10 Influence sur le PAH de la position dans le réseau du convertisseur

² PAH puissances actives harmoniques

- b) L'analyse de la sensibilité des émissions de puissance actives harmoniques des convertisseurs par rapport à leur position dans le réseau montre des variations de THAP d'environ 33% pour le cas d'un fonctionnement individuel (Figure 6_10) et de 37% pour deux convertisseurs en fonctionnement simultané (Figure 6_11). Les spectres des puissances actives harmoniques restent presque proportionnels, des petites modifications de poids restant à signaler pour les harmoniques 11 et 13 en fonctionnement simultané.
- c) Le spectre des puissances actives harmoniques se montre sensible à la taille des éléments. Ainsi les THAP pour le cas A.3 prouve des différences de plus de 26% (Figure 6_12).

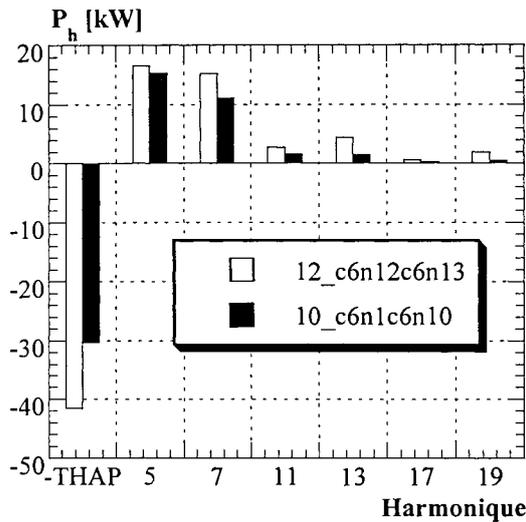


Figure 6_11 Influence sur le PAH de la position dans le réseau des convertisseurs

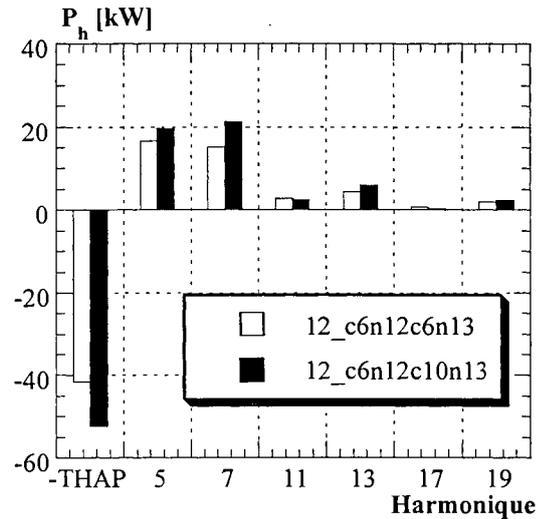


Figure 6_12 Influence sur le PAH de la taille du deuxième convertisseur

6.3.3.2 PERTURBATIONS RÉCIPROQUES ENTRE CHARGES NON-LINÉAIRES DE NATURES DIFFÉRENTES

Comme on a pu le constater, le spectre des PAH et la THAP constituent des paramètres plus fidèles pour les perturbations réciproques entre les consommateurs non-linéaires. Désormais nous allons nous en servir pour les analyses proposées. Ces paramètres incluent à la fois des informations contenues dans le spectre d'amplitude des courants et des tensions, reliés par leurs déphasages relatifs. Avec trois catégories de grandeurs d'état, il est normal que ce paramètre offre une sensibilité plus élevée aux changements du régime de fonctionnement du système que les courants harmoniques injectés.

Pour garder un élément commun de référence pour les analyses déjà effectuées et celles qui vont suivre, on prendra pour configuration de base dans le réseau de test, le cas d'un convertisseur de 6 MW dans le noeud 12. Le spectre des puissances actives harmoniques pour ce cas a été déjà présenté dans la Figure 6_10. Dorénavant nous allons analyser les perturbations réciproques entre des convertisseurs et des résistances non-linéaires, selon une stratégie semblable aux cas A de la section précédente.

B1. Perturbation réciproque entre un convertisseur de 6 MW au noeud 12 et une résistance non-linéaire (avec une caractéristique de type arc électrique) de 10 MW au noeud 13 (c6n12r10n13). Dans la Figure 6_13.a on peut observer les changements dans le spectre de référence du convertisseur, déterminés par le branchement de la résistance et dans la

Figure_6_13.b les modifications dans le spectre des PAH de la résistance en présence du convertisseur. L'analyse de ces résultats montre que, [MAN_9]:

- Pour le convertisseur: la présence de la résistance dans le noeud 13 détermine des changements importants des puissances actives harmoniques (37% pour l'harmonique 5) et des augmentations des PAH d'ordre élevé; cependant il n'y a pas des modifications très importantes au niveau de THAP (Figure 6_13.a).
- Pour la résistance non-linéaire des changements qualitatifs sont à observer. Ainsi, en fonctionnement simultané avec le convertisseur, la résistance n'injecte de PAH que pour l'harmonique 3 (la où l'injection du convertisseur en régime symétrique est nulle). Pour les fréquences caractéristiques du convertisseur (ordres $6k \pm 1$), la résistance devient un récepteur de puissance active harmonique (Figure 6_13.b).

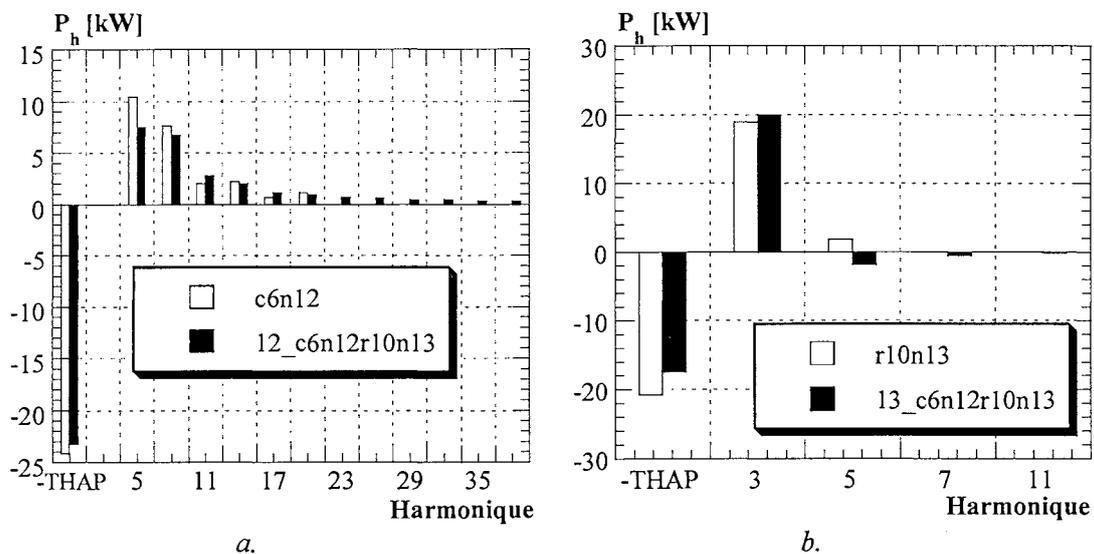


Figure 6_13 Changements des PAH pour le fonctionnement simultané d'un convertisseur et d'une résistance non-linéaire

B2. Sensibilité des perturbations réciproques par rapport à la taille de la résistance non-linéaire (Figure 6_14):

- La THAP ne varie pas beaucoup avec la taille de la résistance.
- L'apparition des injections de PAH d'ordre élevé peut caractériser le convertisseur perturbé par la présence de la résistance non-linéaire.
- Plus la taille de la résistance diminue, plus le spectre des PAH s'approche de celui de référence

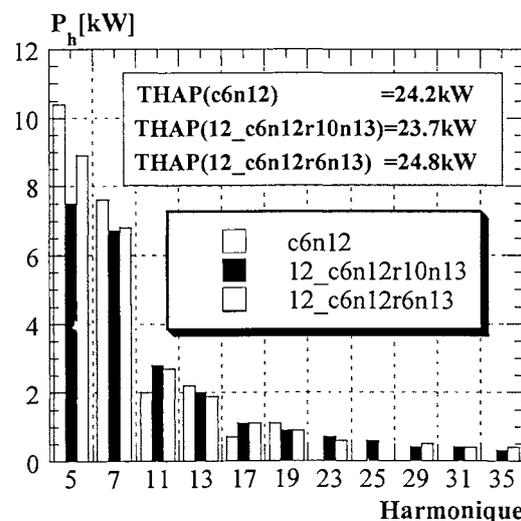


Figure 6_14 Influence de la taille de la résistance non-linéaire sur les PAH

B3. L'impact de la position dans le réseau sur les perturbations réciproques des éléments mentionnés est présenté dans la Figure 6_15. Les remarques sur la sensibilité du spectre PAH par rapport à la taille de la résistance restent valables pour la sensibilité par rapport à sa position.

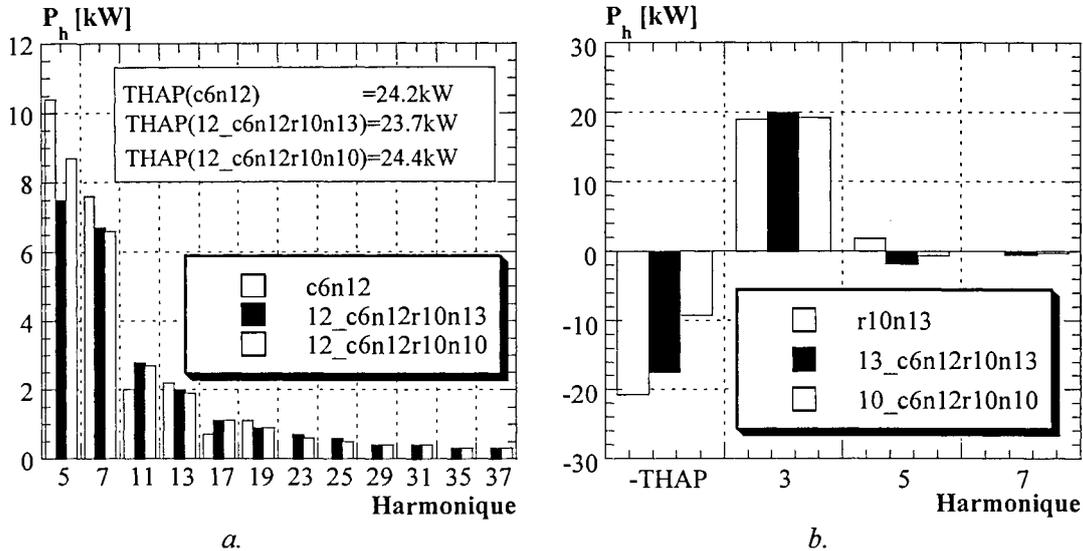


Figure 6-15 Sensibilité des PAH par rapport à la position de la résistance non-linéaire dans le réseau

En **conclusion** on peut affirmer que:

La présence simultanée dans le réseau d'éléments non-linéaires de différents types modifie d'une manière significative leurs spectres PAH. *Pour cela on peut considérer que le THAP et le spectre PAH sont des paramètres sensibles de l'état du réseau.* A l'aide de ces paramètres on peut synthétiser l'analyse des perturbations réciproques des éléments non-linéaires par:

- La taille des éléments non-linéaires présents dans le réseau affecte le THAP et pas les poids relatifs des PAH dans leurs spectres.
- La position des éléments non-linéaires dans le réseau peut influencer d'une manière significative leurs injections de puissance.
- Le fonctionnement simultané des plusieurs catégories de charges non-linéaires (ici convertisseurs statiques et résistance à caractéristique de type arc électrique) amène au delà des changement quantitatifs (l'amplification des injections d'ordre harmonique élevé des convertisseurs), de nouveaux aspects qualitatifs (comportement de "récepteur" de la résistance non-linéaire pour les fréquences caractéristiques du convertisseur).

L'analyse comparative des situations étudiées n'a pas permis d'identifier des paramètres d'équivalence entre les différentes cas. Pour cela *la seule méthode pour étudier le fonctionnement d'un système électrique dans un régime quelconque, reste la simulation appropriée aux conditions concrètes.*

6.3.3.3 PERTURBATIONS PRODUITES PAR DES CHARGES RÉACTIVES EN COMMUTATION

Pour prouver l'utilité de la simulation dans le calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal, nous allons étudier un problème pratique: on considère un système où, pour le

contrôle de la circulation de la puissance réactive, on utilise des réactances contrôlées par des thyristors (TCR). Dans ce cas on constate l'augmentation des valeurs efficaces des courants et l'apparition de pertes supplémentaires par rapport au cas d'une compensation classique.

L'évaluation de ces courants et plus généralement la détermination des transits de puissances correspondants est inabordable par voie analytique, même pour les cas les plus simples. Par contre, nous allons prouver l'efficacité du logiciel HARMONIX pour traiter ce sujet.

Nous considérons de nouveau le système test (IEEE 14 noeuds modifié), où dans le noeud 9, nous remplaçons l'élément réactif traditionnel d'une puissance de 10 MVAR, par un TCR équilibré, d'une puissance égale, commandé à $\sigma=45^\circ$. Dans les résultats (Figure 6_16), on peut identifier une puissance active spécifique d'environ 60 kW/MVAR, absorbée du réseau, qui subit une conversion de fréquence, pour être reinjectée à des fréquences élevées (la plupart pour les ordres harmoniques de 3 à 11). Ces spectres de PAH ont été calculés depuis les spectres d'amplitudes et de phases, du courant et de la tension (Figure 6_17).

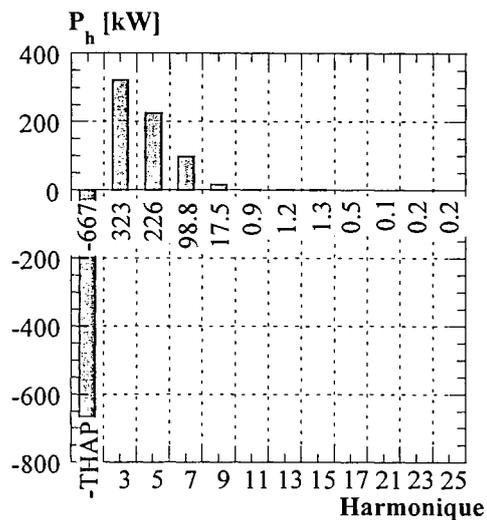


Figure 6_16 Spectre des PAH pour le TCR 10MVAR, $\sigma=45^\circ$ au noeud 9

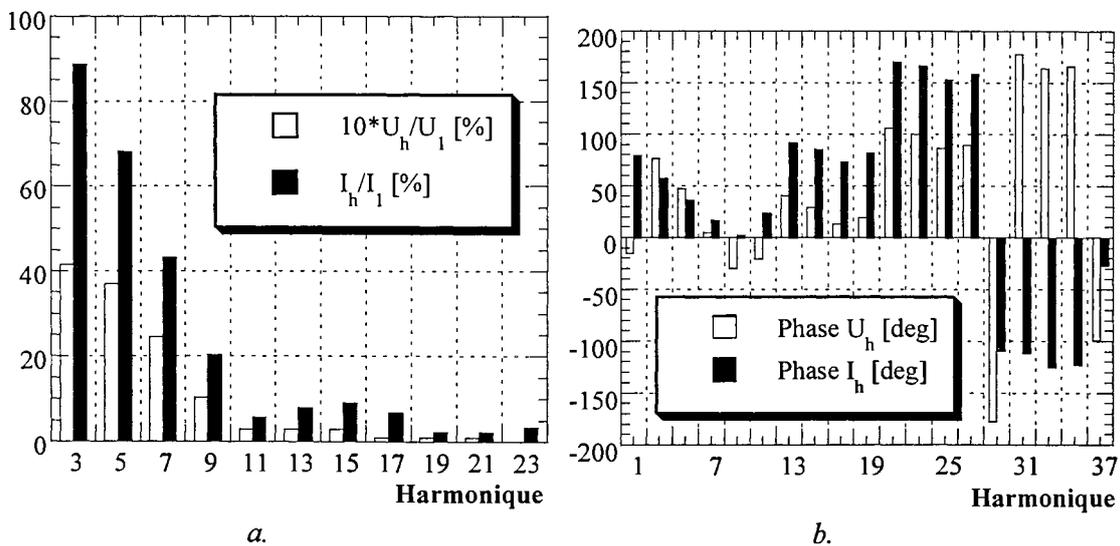


Figure 6_17 Spectres du courant et de la tension au noeud de raccord de TCR

Avec le même outil, nous avons étudié la sensibilité du spectre harmonique par rapport aux différents facteurs d'influence. Les résultats présentés dans [MAN_1] sont synthétisés dans la suite.

A. La puissance réactive du TCR

Si on fait varier la puissance réactive du TCR (maintenu au noeud 9 du système de test) de 2 MVAR jusqu'à 16 MVAR, la THAP varie comme illustré dans la Figure 6_18. Pour

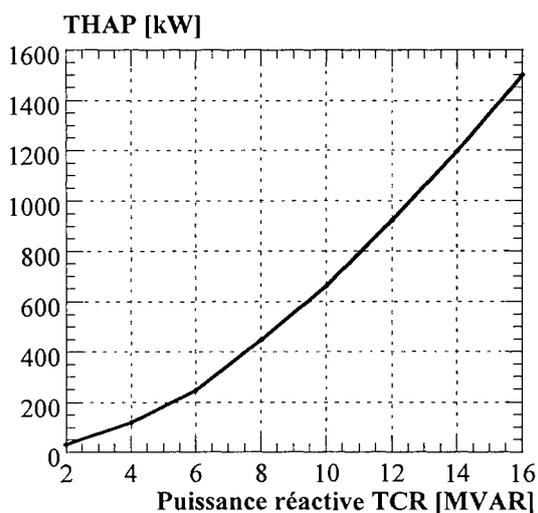


Figure 6_18 Variation des PAH avec la puissance réactive du TCR

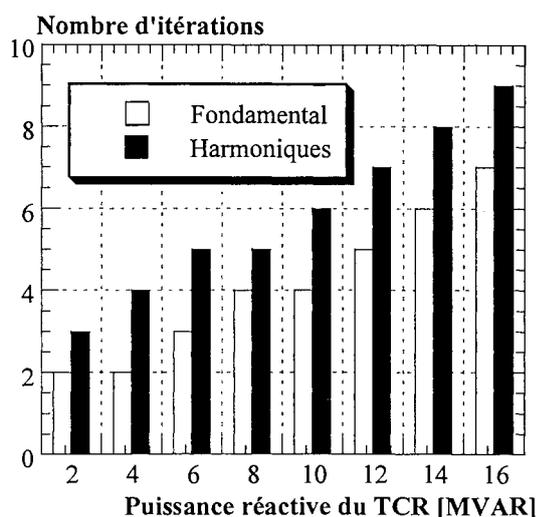


Figure 6_19 L'influence de la puissance réactive du TCR sur la convergence

montrer les problèmes de convergence évoqués dans la section 5.4.2, nous avons décrit, dans la Figure 6_19, les caractéristiques du processus itératif pour différentes puissances réactives du TCR.

B. Position du TCR dans le réseau

Avec un TCR de 5 MVAR à $\sigma=45^\circ$, dans différentes position dans le réseau, on a pu observer une grande sensibilité de THAP par rapport à ce facteur d'influence et de l'impédance "vue" du point de raccord du TCR avec le système. Toutefois les poids relatifs des PAH restent pratiquement les mêmes, comme on peut le constater dans la Figure 6_20.

Souvent on considère que la pollution est plus sévère si l'élément non-linéaire est placé à côté d'une batterie de condensateurs. Cependant, les résultats présentés dans la Figure 6_20 confirment une sensibilité du "niveau de pollution" plutôt à l'impédance du système "vue" du point de raccord (indirectement), que directement au voisinage des condensateurs.

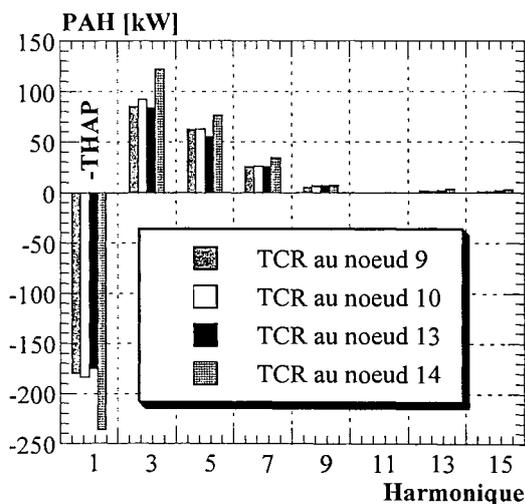


Figure 6_20 Variation de THAP avec la position du TCR dans le réseau

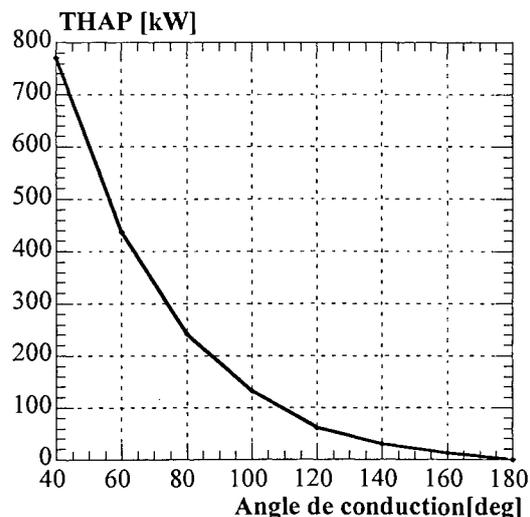


Figure 6_21 Variation de THAP avec l'angle de conduction du TCR

C. Angle de commande des thyristors

En utilisant le même TCR de 5 MW placé au noeud 9, on peut constater une augmentation importante de la THAP avec la diminution de l'angle de conduction du TCR (Figure 6_21).

On constate une fois de plus l'utilité de THAP dans l'analyse des régimes non-sinusoïdaux, pour l'étude de sa sensibilité aux conditions concrètes de fonctionnement. Dans ce cas particulier ce paramètre indique la puissance active qui, subissant une conversion de fréquence, est injectée dans le réseau, augmentant les pertes et pouvant servir à définir "une consommation spécifique de puissance active" de l'élément réactif en commutation par

$$p = \frac{\text{THAP}}{Q_1} [\text{W/VAR}] \quad (6_2)$$

Indépendamment de toute approche de la théorie de puissance et du manque de signification de la puissance réactive en régime non-sinusoïdal, par une simple multiplication de cette quantité par le prix de l'énergie on trouve le coût des pertes d'énergie des éléments réactifs en commutation.

6.3.3.4 PERTURBATIONS HARMONIQUES DANS DES SYSTÈMES AVEC DES NON-LINÉARITÉS MULTIPLÉS

Nous allons présenter les résultats de la simulation pour un cas complexe, obtenu en mettant dans le système de test trois consommateurs non-linéaires simultanément: un TCR de 10 MVAR au noeud 9, un convertisseur statique de 6MW au noeud 12 et une résistance non-linéaire (avec une caractéristique de type arc électrique) de 10 MW dans le noeud 13. Dans la Figure 6_22 on trouve les spectres de PAH pour le fonctionnement individuel (**Cas 1**) et simultané (**Cas 2**). L'analyse de ces résultats permet de souligner:

- Le passage de l'élément non-linéaire du régime d'injection de puissance harmonique au régime d'absorption, remarqué pour la résistance non-linéaire, se retrouve aussi pour le convertisseur (Figure 6_22.a). Une explication possible pourrait être cherché dans la forte injection (de presque 253 kW) réalisée par le TCR sur l'harmonique 5, considéré comme caractéristique pour le convertisseur. Des différences très grandes sont observées aussi pour les autres fréquences.
- Les changements enregistrés dans le spectre de PAH de la résistance non-linéaire. Cependant on remarque le fait qu'elle continue à injecter de la puissance active sur l'harmonique 5.
- Le spectre des PAH du TCR garde le même aspect, toutes les PAH augmentant d'environ 10%.

Une conclusion semblerait s'imposer: en présence de plusieurs éléments non-linéaires de natures différentes, l'élément non-linéaire le plus fort préserve la forme générale de son spectre de PAH idéal, augmentant ses amplitudes, et déterminant des changements significatifs aux autres. Bien que logique, cette conclusion ne peut être soutenue avec des arguments analytiques.

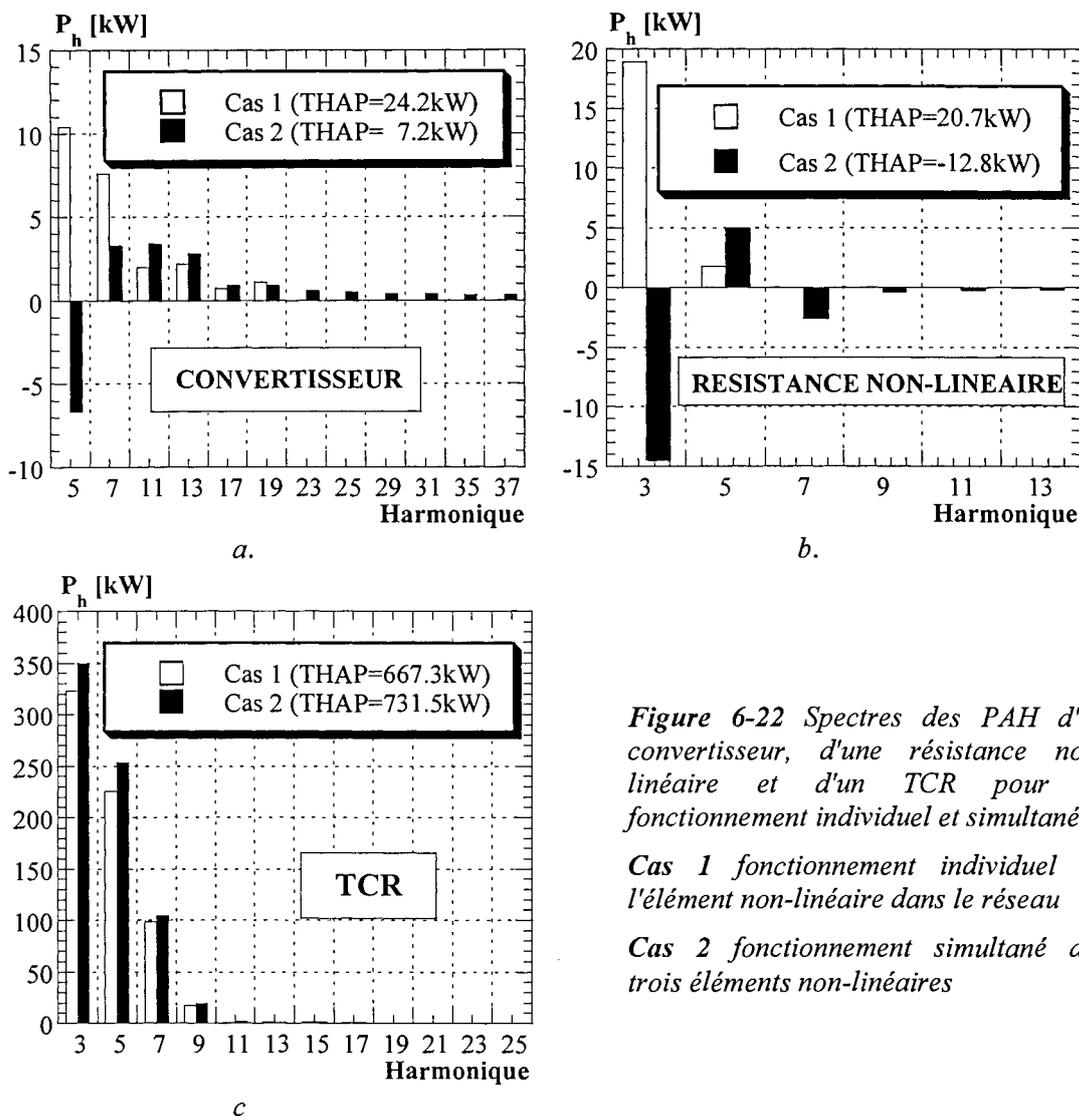


Figure 6-22 Spectres des PAH d'un convertisseur, d'une résistance non-linéaire et d'un TCR pour le fonctionnement individuel et simultané
 Cas 1 fonctionnement individuel de l'élément non-linéaire dans le réseau
 Cas 2 fonctionnement simultané des trois éléments non-linéaires

6.4 APPROCHES ALTERNATIVES

Dans la section 6.3 nous avons analysé la pollution harmonique tout d'abord avec l'approche classique (spectre d'amplitudes du courant) et ensuite dans une approche en puissances (THAP et PAH). C'est surtout cette dernière que l'on juge mieux adaptée.

Il est néanmoins vrai que toute autre approche alternative ou complémentaire reste possible. Pour justifier le choix précédent ainsi que pour apporter un complément d'information à notre analyse, dans la suite, nous allons étudier la pollution harmonique à l'aide des paramètres des ondes non-sinusoïdales, des paramètres de qualité du régime non-sinusoïdal ainsi que dans la lumière de la théorie de la puissance (présentés au chapitre 2).

Pour cela nous utiliserons les résultats de la dernière simulation décrite dans la section 6.3.4 (fonctionnement simultané d'un convertisseur de 6MW au noeud 12, une résistance non-linéaire de 10MW au noeud 13 et un TCR de 10 MVAR au noeud 9) et ceux obtenus pour leur fonctionnement individuel dans le réseau (le cas 2 de la section 6.3.1-Figure 6_2, cas B3 de la section 6.3.3.2-Figure 6_15.b et le cas de base de la section 6.3.3.3-Figure 6_17).

6.4.1 UTILISATION DES PARAMÈTRES DES ONDES NON-SINUSOÏDALES

6.4.1.1 VALEUR DE CRÊTE

La valeur de crête des grandeurs est utile: celle de la tension pour l'étude des surtensions harmoniques (surtout en cas de résonance) et celle du courant pour les effets sur les systèmes de protection (en cas de défaut). Puisque le fonctionnement du système de protection ne constitue pas le but de cette thèse, on ne s'intéressera qu'à la valeur de pointe de la tension.

La complémentarité de cette analyse, face à celle utilisés dans la section 6.3, est évidente. Pour évaluer son efficacité, nous allons essayer de répondre à une question pratique (qui n'a pas fait l'objet d'un choix particulier): comment va être modifiée la pollution harmonique des charges linéaires du noeud 13, quand au pollueur déjà existant au même noeud (une résistance non-linéaire), on en ajoute un (le convertisseur du noeud 12) ou deux (le convertisseur précédent et un TCR au noeud 9).

Les valeurs de crête de la tension du noeud 13 pour ces trois cas sont présentées dans le Tableau 6_1. L'analyse de ces valeurs confirme qu'on ne peut pas établir une liaison directe entre les amplitudes des harmoniques et les valeurs de pointe du potentiel. Cette valeur est particulièrement dépendante des déphasages relatifs entre les harmoniques injectés par les charges non-linéaires.

Cependant ce paramètre reste bien utile pour des études individualisées portant sur les surtensions dues à la pollution harmonique.

Tableau 6_1 Valeurs de crête de la tension (u.r.) du noeud 13 pollué par différentes charges

Cas	U_{\max}
r10n13	1,0533
13_r10n13c6n12	1,0547
13_r10n13c6n12t10n9	1,0525

6.4.1.2 VALEUR DE EFFICACE

Dans le Tableau 6_2, nous présentons les valeurs efficaces de la tension et du courant, pour les mêmes cas que dans la section 6.4.1.1.

Tableau 6_2 Valeurs efficaces de la tension et du courant et impédance "équivalente"(u.r.)

	résistance non-linéaire		convertisseur		TCR	
	r10n13	13_§ 6.3.3.4*	c6n12	12_§ 6.3.3.4*	t10n9	9_§ 6.3.3.4*
U_{eff}	1,05077	1,05193	1,05511	1,05695	1,059	1,12567
I_{eff}	0,09584	0,0972368	0,06323	0,062817	0,13943	0,14573
$Z_{\text{éq}}$	10,95656	10,81823	16,6868	16,8258	7,5952	7,7244

* § 6.3.3.4 le cas de la section 6.3.3.4 (t10n9c6n12r10n13)

L'analyse de ces valeurs ne permet pas d'identifier une règle pour apprécier la pollution harmonique, uniquement à l'aide de ces paramètres. On a constaté que la diminution de "l'impédance équivalente", définie par le rapport des valeurs efficaces de la tension et du courant (la dernière ligne du Tableau 6_2) correspond plutôt à une pollution subie que produite (le cas de la résistance dont les PAH ont été présentées dans la section 6.3.3.4).

6.4.1.3 RÉSIDU NON-SINUSOÏDAL ET THD

Ils sont présentés dans le Tableau 6_3 (pour les mêmes cas que précédemment).

Tableau 6_3 Résidu non-sinusoidal et THD du courant(u.r.)

	résistance non-linéaire		convertisseur		TCR	
	r10n13	13_§ 6.3.3.4*	c6n12	12_§ 6.3.3.4*	t10n9	9_§ 6.3.3.4*
I _d (I _H)	0,018708	0,0044	0,0081	0,018133	0,108	0,1146
ITHD	0,1952	0,0453	0,12819	0,28875	0,77455	1,1462

* § 6.3.3.4 le cas de la section 6.3.3.4 (t10n9c6n12r10n13)

L'augmentation du résidu non-sinusoidal indique l'intensification de la pollution harmonique. Malheureusement, par son utilisation exclusive on risque de perdre de vue certains changements qualitatifs (les PAH absorbées par certains éléments non-linéaires de §6.3.3.2 et §6.3.3.4). Dans la plupart des analyses il lui est préférée l'utilisation de THD qui constitue en fait sa version pondérée (par la valeur efficace).

6.4.1.4 COEFFICIENT DE FORME, DE CRÊTE ET NIVEAU DE DISTORSION

Ils sont très peu utilisés car:

- le coefficient de forme est un simple paramètre synthétique qui n'apporte pas d'informations supplémentaires indispensables (ni pour l'étude des phénomènes de puissance ni pour celui des effets);
- le coefficient de crête est calculé comme le rapport entre la valeur de crête et la valeur efficace, qui ont été déjà prises en compte;
- le niveau de chaque harmonique est compris dans le spectre des amplitudes (§6.3.3).

6.4.2 UTILISATION DES PARAMÈTRES DE QUALITÉ DE L'ÉNERGIE

6.4.2.1 FACTEUR DE PUISSANCE

La valeur du facteur de puissance classique (FP) (relation (2_11) de la section 2.2.2), et celle calculée sans le THAP (FP sans THAP) (relation (2_12) de la section 2.2.2), sont présentées dans le Tableau 6_4.

Tableau 6_4 Le facteur de puissance

	résistance non-linéaire		convertisseur		TCR	
	r10n13	13_§ 6.3.3.4*	c6n12	12_§ 6.3.3.4*	t10n9	9_§ 6.3.3.4*
FP	0,975	0,9776	0,9578	0,952	0	0
FP sans THAP	0,9787	0,9761	0,9578	0,9484	0,0452	0,0446

* § 6.3.3.4 le cas de la section 6.3.3.4 (t10n9c6n12r10n13)

Les valeurs qui se trouvent sur la dernière ligne du tableau montrent clairement l'inopportunité de l'utilisation du facteur de puissance qui ne compte pas le THAP, puisque sa valeur baisse quand le niveau de pollution augmente. Quant au facteur de puissance classique,

sa croissance peut suggérer une pollution harmonique accrue. Cependant on remarque son manque de signification pour les TCR.

6.4.2.2 FACTEUR DE PUISSANCE CORRIGÉ

Tableau 6_5 Le facteur de puissance corrigé (§2.2.2)

	résistance non-linéaire		convertisseur	
	r10n13	13_§ 6.3.3.4	c6n12	12_§ 6.3.3.4
$k_n=C_n=n$	0,8432	0,8072	0,3693	0,2471
$k_n=C_n=n^{4/3}$	0,7221	0,61544	0,1659	0,08145
$k_n=C_n=\sqrt{n}$	0,9433	0,93764	0,7918	0,6945
$k_n=C_n=[1+0,1(n^2-1)]$	0,9308	0,87957	0,2669	0,09782

Aucune de ces définitions alternatives (§2.2.2) n'est en soi suffisante pour la caractérisation de la pollution harmonique. Ainsi, dans tous les cas on trouve des variations à contresens des variations du taux de distorsion (pas pour les mêmes cas) et, en plus, le deuxième et le quatrième conduisent, pour une pollution sévère, à de valeurs étonnamment réduites.

6.4.3 UTILISATION DE LA THÉORIE DE LA PUISSANCE

Parmi les propositions présentées dans le chapitre 2, nous avons essayé d'utiliser celle de Budeanu, Czarnecki, Emanuel, Kusters et Moore, Harashima, Rossetto et Tenti et celle d'IEEE. La proposition d'IEEE a été déjà appliquée dans la section 6.3.3 (par ses THAP et PAH). Dans le Tableau 6_6, nous présentons les résultats obtenus suite à l'application des deux premières propositions, qu'on a jugé les plus significatives.

Tableau 6_6 Composantes de la puissance apparente (Budeanu) et du courant (Czarnecki)

	résistance non-linéaire		convertisseur		TCR	
	r10n13	13_§ 6.3.3.4	c6n12	12_§ 6.3.3.4	t10n9	9_§ 6.3.3.4
<i>composantes de la puissances selon BUDEANU</i>						
active	0,0982	0,1009	0,0637	0,632	0	0
réactive	$-225 \cdot 10^{-6}$	$-367 \cdot 10^{-6}$	$217 \cdot 10^{-6}$	$3,28 \cdot 10^{-3}$	0,09156	0,09465
déformante	0,0223	0,0168	0,01995	0,02006	0,115	0,134
apparente	0,1007	0,1023	0,0667	0,0664	0,1476	0,164
<i>composantes du courant selon CZARNECKI</i>						
active	0,975	0,977	0,894	0,899	0	0
de dispersion	0,1826	0,0492	0,0703	0,262	0,733	0,732
réactive	0,08426	0,2044	0,2378	0,118	0,668	0,665
générée	0,094	0,0209	0,329	0,374	0,126	0,149

Nous pouvons constater que, même sans avoir une signification physique, la puissance déformante de Budeanu indique, par sa valeur, la tendance de la pollution harmonique. Ainsi,

la comparaison du fonctionnement individuel des trois charges avec leur fonctionnement simultané, réalisé à l'aide de la puissance déformante de Budeanu montre que:

- la résistance non-linéaire qui pollue moins en présence des autres charges qu'en fonctionnement individuel (car son THD et THAP baissent), a une puissance déformante plus réduite pour le fonctionnement simultané;
- le convertisseur et le TCR, qui ont des THD et THAP plus élevés en fonctionnement simultané, ont dans ce cas des puissances déformantes accrues.

Des conclusions similaires suggèrent l'analyse de la composante de dispersion et celle générée de la proposition de Czarnecki. La composante générée semble plus appropriée en raison de son augmentation plus forte dans le cas du TCR (concordante avec la croissance du THD et du THAP).

6.5 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre nous avons proposé une analyse exhaustive du phénomène de pollution harmonique. À ce but, nous avons réalisé des simulations avec le logiciel que nous avons développé et nous avons analysé les résultats.

Pour le jugement des résultats, on a utilisé les paramètres décrits dans la section 2.2, ainsi que des éléments de la théorie de la puissance (énumérés dans la section 2.3). Nous avons trouvé que les paramètres des ondes non-sinusoïdales et ceux du régime non-sinusoïdal (de qualité de l'énergie) sont insuffisamment adaptés à ce type d'étude, ce qu'ils soient bien utiles pour des études ciblés sur les effets de la pollution harmonique.

En ce qui concerne les propositions pour la théorie de la puissance, celle de Budeanu et celle de Czarnecki se sont avérées capables de mettre en évidence les modifications des émissions polluantes des éléments non-linéaires. Cependant, nous considérons le plus adaptés à ce type d'étude le THAP d'IEEE, qui constitue un paramètre synthétique très sensible aux changements du niveau de pollution des sources harmoniques et qui a une signification physique précise.

L'utilisation de celui-ci nous a permis d'observer que:

- le niveau de pollution harmonique est moyennement influencé par la taille des pollueurs; les injections harmoniques augmentent avec la taille de la source d'harmonique et gardent en général les mêmes poids relatifs;
- les harmoniques injectés dans le réseau sont particulièrement sensibles à la position du pollueur;
- la présence simultanée, dans le réseau, des plusieurs éléments non-linéaires de nature différente, peut conduire à des changements qualitatifs; ainsi, une résistance non-linéaire peut être "forcée" à absorber de la PAH à certaines fréquences (les fréquences caractéristiques des pollueurs plus forts);
- le niveau de pollution harmonique est influencé par des paramètres spécifiques (internes) de chaque élément (tel que l'angle de conduction pour le TCR);

- la conversion de fréquence d'une partie de la puissance fondamentale, n'est pas spécifiques qu'aux charges qui absorbent de la puissance active; les éléments purement réactifs en commutation sont un exemple dans ce sens.

Chapitre 7
Effets du régime non-sinusoïdal

Chapitre 7 Effets de la pollution harmonique

Avec l'augmentation du nombre et des puissances unitaires des éléments non-linéaires du systèmes, le phénomène de pollution harmonique s'est accentué et ses effets négatifs se sont intensifiés et diversifiés. Ces effets peuvent être classés selon différents critères:

1) la grandeur qui produit l'effet:

- a) *courant*: pertes Joule en régime normal, destruction des éléments du réseau par des surcourants, vieillissement de l'isolation à cause des surcharges thermiques harmoniques, dysfonctionnement du système de protection, destruction des éléments de compensation parallèle;
- b) *tension*: saturation des transformateurs de puissance et de mesure, destruction de l'isolation à cause des surtensions harmoniques, dysfonctionnement pour les équipements électroniques synchronisés avec la fréquence du réseau, risques d'électrocution;
- c) *intensité* du champ: perturbations par couplage inductif ou radié.

2) l'élément affecté:

- a) *réseau*: lignes électriques, transformateurs, éléments de compensation;
- b) *circuits de protection et de mesure*: transformateurs et appareils de mesure ou systèmes de protection;
- c) *consommateurs*: sur les moteurs électriques, éclairage électrique, entraînements à vitesse variable, récepteurs électro-thermiques, récepteurs domestiques;
- d) *circuits de télécommunication*, télévision par câble.

3) la propagation de la perturbation:

- a) *conduite*: pertes dans le réseau et aux consommateurs;
- b) *de couplage inductif*: dans les circuits de télécommunication, TV par câble;
- c) *rayonnée*: augmentation de l'intensité du champ autour des lignes électriques.

4) durée de l'apparition des effets:

- a) *court terme*:
 - i) directe: défaillance des équipements à cause des surcourants ou des surtensions;
 - ii) indirecte: à cause des dysfonctionnements des systèmes de protection ou de la destruction du circuit de liaison à la terre;
- b) *moyen terme*: effets cumulatives (thermique, fatigue mécanique, stress de l'isolation).

Indépendamment du critère de classification, tous les effets sont invariablement négatifs. Nous allons désormais essayer analyser une partie de ces effets.

7.1 AUGMENTATION DES PERTES

Les principales catégories de pertes supplémentaires qui apparaissent en régime non-sinusoïdal sont les pertes par effet Joule dans les conducteurs, les pertes dans les matériels magnétiques et les pertes diélectriques.

7.1.1 AUGMENTATION DES PERTES JOULE

La valeur des pertes Joule est déterminée par la valeur de la résistance du conducteur (variable avec la fréquence à cause de l'effet de peau) et des amplitudes des harmoniques de courant. Pour l'harmonique d'ordre h, si le courant a la valeur efficace I_h et la résistance à 50Hz est R_h , les pertes Joule supplémentaires totales s'expriment avec:

$$P_J = \frac{3}{2} R \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 = P_J^{\text{sinus}} \cdot (1 + \text{ITHD}^2) \quad (7_1)$$

où P_J^{sinus} sont les pertes Joules pour le régime sinusoïdal et le ITHD le taux total de distorsion du courant. L'augmentation des pertes due au régime non-sinusoïdal s'estime avec:

$$P_J^{(H)} = P_J^{\text{sinus}} \cdot \text{ITHD}^2 \quad (7_2)$$

Pour un élément où les distorsions du courant ne dépassent pas les valeurs imposées par les normes, cette augmentation est inférieure à 10%.

7.1.2 AUGMENTATION DES PERTES MAGNÉTIQUES

Dans cette catégorie rentrent les pertes par hystéresis et les pertes par courants de Foucault. Pour l'harmonique d'ordre h, ces catégories de pertes ont les expressions suivantes:

$$\text{pertes hystéresis} \quad P_{Hh} = K_H \cdot f_h \cdot B_h^p \quad (7_3)$$

$$\text{pertes Foucault} \quad P_{Th} = K_T \cdot f_h \cdot B_h^2 \quad (7_4)$$

avec K_H et K_T coefficients, B_h le maximum de l'induction pour l'harmonique h et p le coefficient de Steinmetz. Si le circuit magnétique n'est pas saturé (ce qui correspond à la plupart des régimes réels), les pertes totales s'obtiennent par la superposition des pertes correspondant à chaque fréquence.

La liaison entre l'harmonique h de l'induction et l'harmonique h de la tension d'alimentation s'exprime depuis la loi de l'induction avec:

$$B_h = k \cdot \frac{U_h}{h} \quad (7_5)$$

$$\text{où} \quad k = \frac{1}{2\pi \cdot w \cdot S \cdot f} \quad (7_6)$$

avec S la section transversale du noyau et w le nombre de spire de l'enroulement inducteur.

$$\text{Donc} \quad P_H = P_H^{\text{sinus}} \sum_{h=1}^{\infty} \left[\left(\frac{\text{VIHD}_h}{h} \right)^p \cdot h \right] \quad (7_7)$$

$$\text{et} \quad P_T = P_T^{\text{sinus}} \text{VTHD}^2 \quad (7_8)$$

VTHD est le taux total de distorsion de la tension et VIHD_h le taux de distorsion individuel de l'harmonique h.

OBSERVATION Tous les calculs précédents correspondent à une phase du système. Les pertes totales se déterminent en multipliant par 3.

Les pertes totales dans le circuit magnétique s'obtiennent par sommation de (7_7) et (7_8).

7.1.3 AUGMENTATION DES PERTES DIÉLECTRIQUES

Les pertes par phase dans le diélectrique d'un condensateur soumis à la tension harmonique d'ordre h, U_h, se calculent, si on connaît la variation de l'angle de pertes avec la fréquence, par:

$$P_{D,cond} = \frac{1}{2} \omega C \sum_{h=1}^{\infty} h U_h^2 \operatorname{tg} \delta_h = \pi C \cdot f \cdot \sum_{h=1}^{\infty} h U_h^2 \operatorname{tg} \delta_h = P_{D,cond}^{\sinus} \sum_{h=1}^{\infty} h \operatorname{VIHD}_h^2 \cdot \frac{\operatorname{tg} \delta_h}{\operatorname{tg} \delta_1} \quad (7_9)$$

où C la capacité du condensateur et tgδ_h la tangente de l'angle de pertes à la fréquence hf. De la même manière on peut exprimer les pertes dans le diélectrique des câbles:

$$\begin{aligned} P_{D,cablu} &= \frac{3\omega L}{2} \sum_{h=1}^{\infty} h C_h \cdot U_h^2 \cdot \operatorname{tg} \delta_h = 3\pi f \cdot L \cdot \sum_{h=1}^{\infty} h C_h \cdot U_h^2 \cdot \operatorname{tg} \delta_h \\ &= P_{D,cablu}^{\sinus} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{C_h \cdot \operatorname{tg} \delta_h}{C_1 \cdot \operatorname{tg} \delta_1} \cdot h \operatorname{VIHD}_h^2 \end{aligned} \quad (7_{10})$$

avec L la longueur de câble et C_h sa capacité spécifique de phase pour l'harmonique d'ordre h.

7.2 SURTENSIONS HARMONIQUES

Deux causes peuvent être associées à l'augmentation de la tension dans les noeuds du réseau: l'apparition des résonances harmoniques et l'augmentation du potentiel du neutre.

Si le réseau contient une branche transversale passive (entre le noeud N et la terre) dont la variation des paramètres (R, L, C) avec la fréquence peut être la négligée, le spectre harmonique du noeud étant exprimé comme d'habitude:

$$u_N = \sum_{h=1}^{\infty} U_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad (7_{11})$$

alors le courant harmonique d'ordre h à travers cette branche s'exprime en complexe simplifié

$$\text{par } \underline{I}_h = \frac{\underline{U}_h}{\underline{Z}_h} = \frac{U_h e^{j\alpha_h}}{R + j\left(h\omega L - \frac{1}{h\omega C}\right)} \quad (7_{12})$$

$$\text{À la résonance sur l'harmonique h } h\omega_0 L = \frac{1}{h\omega_0 C} \quad (7_{13})$$

$$\text{le courant harmonique } \underline{I}_h = \frac{U_h}{R} e^{j\alpha_h} \quad (7_{14})$$

est en phase avec la tension du noeud et il est limité exclusivement par la valeur de la résistance. Aux bornes de la bobine et du condensateur il apparaîtra une surtension

harmonique d'ordre h égale à:

$$\underline{U}_{Lh} = -\underline{U}_{Ch} = \frac{h\omega L}{R} \cdot U_h e^{j(\alpha_h + \pi/2)} = Q_0 \cdot U_h e^{j(\alpha_h + \pi/2)} \quad (7_15)$$

avec $Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R}$ le facteur de qualité du circuit. (7_16)

Les surtensions sont pour autant importantes que l'ordre harmonique h et le facteur de qualité sont grands. Ces tensions harmoniques seront en quadrature avec celles du noeud N.

Si le noeud N est le noeud 1 d'un réseau avec k noeuds décrit par l'équation nodale:

$$\begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}^{(h)} & [\underline{Y}_{1;2,k}^{(h)}] \\ [\underline{Y}_{2,k;1}^{(h)}] & [\underline{Y}_{2,k;2,k}^{(h)}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_1^{(h)} \\ [\underline{U}_{2,k}^{(h)}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{I}_1^{(h)} \\ [\underline{I}_{2,k}^{(h)}] \end{bmatrix} \quad (7_17)$$

alors $\underline{Y}_{11}^{(h)} \cdot \underline{U}_1^{(h)} + [\underline{Y}_{1;2,k}^{(h)}] \cdot [\underline{U}_{2,k}^{(h)}] = [\underline{I}_1^{(h)}]$ (7_18)

$$[\underline{Y}_{2,k;1}^{(h)}] \cdot \underline{U}_1^{(h)} + [\underline{Y}_{2,k;2,k}^{(h)}] \cdot [\underline{U}_{2,k}^{(h)}] = [\underline{I}_{2,k}^{(h)}]$$

avec $\underline{Y}_{1;2,k}^{(h)} = [\underline{Y}_{12}^{(h)} \underline{Y}_{13}^{(h)} \dots \underline{Y}_{1k}^{(h)}]$ (7_19)

$$\underline{Y}_{2,k;1}^{(h)} = [\underline{Y}_{21}^{(h)} \underline{Y}_{31}^{(h)} \dots \underline{Y}_{k1}^{(h)}] \quad (7_20)$$

$$\underline{Y}_{2,k;2,k}^{(h)} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{22}^{(h)} & \underline{Y}_{23}^{(h)} & \dots & \underline{Y}_{2k}^{(h)} \\ \underline{Y}_{32}^{(h)} & \underline{Y}_{33}^{(h)} & \dots & \underline{Y}_{3k}^{(h)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \underline{Y}_{k2}^{(h)} & \underline{Y}_{k3}^{(h)} & \dots & \underline{Y}_{kk}^{(h)} \end{bmatrix} \quad (7_21)$$

$$\underline{U}_{2,k}^{(h)} = [\underline{U}_2^{(h)} \underline{U}_3^{(h)} \dots \underline{U}_k^{(h)}]^T \quad (7_22)$$

$$\underline{I}_{2,k}^{(h)} = [\underline{I}_2^{(h)} \underline{I}_3^{(h)} \dots \underline{I}_k^{(h)}]^T \quad (7_23)$$

Mais l'admittance du noeud 1 s'exprime par:

$$\underline{Y}_{11}^{(h)} = -j \frac{1}{h\omega L_{1,eq}} + j \frac{h\omega C}{1 - h^2 \omega^2 LC} \quad (7_24)$$

avec $\frac{1}{L_{1,eq}} = \sum_{j=1}^k \frac{1}{L_{1j}}$ (7_25)

et L, C les paramètres d'une branche équivalente aux branches transversales au noeud N.

En remplaçant dans la première des équations (7_18) l'expression de $[\underline{U}_{2,k}^{(h)}]$ depuis la deuxième, on trouve que:

$$\left(\underline{Y}_{11}^{(h)} + \underline{Y}_{2,k;1}^{(h)} \right) \underline{U}_1^{(h)} = \underline{I}_1^{(h)} + [\underline{Y}_{1;2,k}^{(h)}] \cdot [\underline{Y}_{2,k;2,k}^{(h)}]^{-1} [\underline{I}_{2,k}^{(h)}] \quad (7_26)$$

avec $\underline{Y}_{2,k}^{(h)} = [\underline{Y}_{1;2,k}^{(h)}] \cdot [\underline{Y}_{2,k;2,k}^{(h)}]^{-1} [\underline{Y}_{2,k;1}^{(h)}]$ (7_27)

Dans les cas pratiques, dans l'admittance:

$$\underline{Y}_{2,k;\acute{e}q}^{(h)} = \underline{G}_{2,k;\acute{e}q} - j \frac{1}{h\omega L_{2,k;\acute{e}q}} \quad (7_28)$$

on peut négliger la conductance nodale par rapport à la susceptance, ainsi qu'on peut écrire:

$$\underline{Y}_{2,k;\acute{e}q}^{(h)} = -j \frac{1}{h\omega L_{2,k;\acute{e}q}^{(h)}} \quad (7_29)$$

Maintenant on peut exprimer $\underline{U}_1^{(h)}$ depuis la relation (7_26) obtenant:

$$\underline{U}_1^{(h)} = \frac{\underline{I}_1^{(h)} + \left[\underline{Y}_{2,k}^{(h)} \left[\underline{Y}_{2,k;2,k}^{(h)} \right]^{-1} \left[\underline{I}_{2,k}^{(h)} \right] \right]}{\underline{Y}_{11}^{(h)} + \underline{Y}_{2,k;\acute{e}q}^{(h)}} = j \frac{\underline{I}_1^{(h)} + \left[\underline{Y}_{2,k}^{(h)} \left[\underline{Y}_{2,k;2,k}^{(h)} \right]^{-1} \left[\underline{I}_{2,k}^{(h)} \right] \right]}{\frac{1}{h\omega L_{\acute{e}q}} - \frac{h\omega C}{1 - h^2\omega^2 LC}} \quad (7_30)$$

avec
$$\frac{1}{L_{\acute{e}q}} = \frac{1}{L_{1\acute{e}q}} = \frac{1}{L_{2,k;\acute{e}q}} \quad (7_31)$$

Si le circuit représente un filtre accordé sur l'harmonique n alors $n^2\omega^2 LC = 1$ et le dénominateur de (7_30) se met sur la forme:

$$\underline{Y}_{11}^{(h)} + \underline{Y}_{2,k;\acute{e}q}^{(h)} = -j \frac{1 - \frac{h^2}{n^2} \left(1 + \frac{L_{\acute{e}q}}{L} \right)}{h\omega L_{\acute{e}q} \left(1 - \frac{h^2}{n^2} \right)} \quad (7_32)$$

L'analyse de cette relation permet de tirer quelques conclusions:

- (a) si $h=n$, alors $\underline{U}_1^{(h)} = 0$, la branche constitue un filtre absorbant pour l'harmonique n ;
- (b) si
$$\frac{h^2}{n^2} = \frac{1}{1 + \frac{L_{\acute{e}q}}{L}} \quad (7_33)$$

alors $\underline{U}_1^{(h)} \rightarrow \infty$ et dans le noeud 1 apparaît une surtension. Par exemple si $L_{\acute{e}q}=L$ et le filtre est accordé sur l'harmonique 7, il existe un risque de surtension sur l'harmonique 5.

OBSERVATIONS

Dans les conditions énoncées au point b, pour les situations réelles, le module de la tension sera cependant limité par la conductance $\underline{G}_{2,k;\acute{e}q}$ qui a été négligée lors du passage de (7_27) à (7_28). Pour un filtre accordé sur un harmonique quelconque, il existe le risque d'avoir des surtensions à des fréquences plus basses que la fréquence d'accord.

L'autre cas où peuvent arriver des surtensions dans le réseau est celui où on obtient une augmentation du potentiel du neutre (de l'étoile). En régime symétrique équilibré, les harmoniques triples ($n=3h$), qui sont de séquence homopolaire. Si l'impédance de phase équivalente est \underline{Z}_{3h}^{ph} et celle du circuit de mise à la terre est \underline{Z}_{3h}^0 et on leur applique un harmonique triple de tension (de phase), \underline{U}_{3h}^{ph} , le potentiel correspondant du neutre devient:

$$\underline{U}_{3h}^0 = \underline{U}_{3h}^{ph} \frac{1}{1 + \frac{\underline{Z}_{3h}^{ph}}{3\underline{Z}_{3h}^0}} \quad (7_34)$$

Les simulations de Tran et Conrad [TRA_1] montrent que le potentiel du neutre peut augmenter à cause de la pollution harmonique de presque 10%.

7.3 SURCOURANTS HARMONIQUES

7.3.1 SURCOURANTS HARMONIQUES DANS LES BRANCHES LONGITUDINALES

Sur la base du modèle nodal du système, (7_17), mis sous une forme condensée pour l'harmonique h :

$$[\underline{U}_n^{(h)}] = [\underline{Y}_{nm}^{(h)}]^{-1} [I_n^{(h)}] \quad (7_35)$$

on exprime les potentiels des deux noeuds i et j liés par une branche d'impédance $\underline{Z}_{ij}^{(h)}$ avec:

$$\underline{U}_i^{(h)} = \sum_{s=1}^k \underline{Z}_{is}^{(h)} I_s^{(h)} \quad (7_36)$$

$$\underline{U}_j^{(h)} = \sum_{s=1}^k \underline{Z}_{js}^{(h)} I_s^{(h)} \quad (7_37)$$

L'harmonique h du courant à travers la branche ij se calcule avec:

$$\underline{I}_{ij}^{(h)} = \frac{1}{\underline{Z}_{ij}^{(h)}} \cdot [\underline{U}_i^{(h)} - \underline{U}_j^{(h)}] = \frac{1}{\underline{Z}_{ij}^{(h)}} \cdot \sum_{s=1}^k (\underline{Z}_{is}^{(h)} - \underline{Z}_{js}^{(h)}) \cdot I_s^{(h)} \quad (7_38)$$

Si la branche entre i et j est une ligne longue sans pertes, son impédance s'exprime par:

$$\underline{Z}_{ij}^{(h)} = jZ_c^{(h)} \cdot \sin(\beta^{(h)}L \cdot h) \quad (7_39)$$

avec $Z_c^{(h)}$ le module de l'impédance caractéristique, $\beta^{(h)}$ le facteur de déphasage de la ligne pour l'harmonique h et L la longueur de la ligne.

Si les paramètres spécifiques de la ligne (l_0 et c_0) sont supposés indépendants de la fréquence, le courant de (7_38) devient:

$$\underline{I}_{ij}^{(h)} = -j \frac{1}{Z_c \sin(\beta \cdot l \cdot h)} \sum_{s=1}^k (\underline{Z}_{is}^{(h)} - \underline{Z}_{js}^{(h)}) \cdot I_s^{(h)} \quad (7_40)$$

L'analyse de la relation (7_40) permet d'observer que:

- Pour $h = \frac{\pi}{\beta L}$ une résonance de courant est à prévoir. Dans ce cas théoriquement le courant devient infini mais en réalité sa valeur sera limitée par la résistance longitudinale de la ligne. Par exemple pour une ligne de 450km on peut obtenir une résonance pour l'harmonique 7 car $h = \pi / 0,45 \approx 7$.
- L'amplitude des courants harmoniques nodaux de la branche ij , $\underline{I}_{ij}^{(h)}$, est d'autant plus grande que la différence entre les impédances des branches qui relient le noeud d'injection s avec les noeuds marginaux de la branche, $\underline{Z}_{is}^{(h)}$ et $\underline{Z}_{js}^{(h)}$, est grande. Si le noeud d'injection n'est lié qu'avec l'un des noeuds de la branche, ça sera l'impédance de l'unique branche de liaison qui déterminera l'amplitude du courant nodal.

7.3.2 SURCOURANTS HARMONIQUES AUX CONSOMMATEURS

Nous allons considérer un noeud du système de puissance de court-circuit S_{cc} , où sont connectés un récepteur linéaire RL, un autre non-linéaire RN et une batterie de condensateurs C (Figure 7_1).

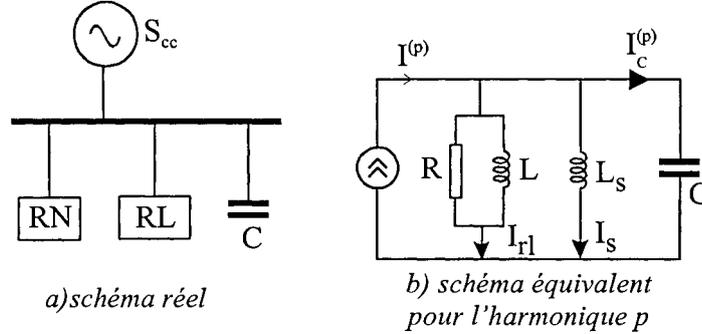


Figure 7_1 Schémas du noeud de raccord

La partie des courants harmoniques injectés par RN, absorbée par l'installation de compensation est:

$$\underline{I}_c^{(h)} = \frac{1}{\frac{h^2 \omega^2 C L_e - 1}{h^2 \omega^2 C L} j \frac{1}{h \omega R C}} \underline{I}^{(h)} \quad (7_41)$$

Si pour l'ordre harmonique h, la condition $h^2 \omega^2 C \cdot L_e = 1$ (7_42)

où $L_e = \frac{L \cdot L_s}{L + L_s}$ (7_43)

est accomplie, l'harmonique h du courant de la batterie de condensateurs s'exprime avec:

$$\underline{I}_c^{(h)} = j h \omega R C \underline{I}^{(h)} \quad (7_44)$$

La condition (7_42) est remplie pour:

$$h^2 = \frac{1}{\omega^2 L_e C} = \frac{1}{\omega L_s} \cdot \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{L + L_s}{L} = \frac{S_{cc}}{Q_c} \cdot \frac{L + L_s}{L} \quad (7_45)$$

avec Q_c la puissance réactive des condensateurs à 50Hz.

De la même manière on peut déterminer le courant qui est injecté vers le système:

$$\underline{I}_s^{(h)} = \frac{R}{j h \omega L_s} \cdot \underline{I}^{(h)} \quad (7_46)$$

et celui absorbé par le consommateur linéaire:

$$\underline{I}_{RL}^{(h)} = \left(1 + \frac{R}{j h \omega L} \cdot \underline{I}^{(h)} \right) \quad (7_47)$$

En remplaçant (7_45) dans (7_44), on trouve que:

$$\underline{I}_c^{(h)} = j R C \omega \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q_c} \cdot \frac{L + L_s}{L}} \cdot \underline{I}^{(h)} = j \omega R C \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q_c} \left(1 + \frac{L_s}{L} \right)} \cdot \underline{I}^{(h)} \quad (7_48)$$

Si on note P et Q les puissances (active et réactive) fondamentales du récepteur linéaire:

$$1 + \frac{L_S}{L} = 1 + \frac{Q}{S_{sc}} \quad (7_49)$$

$$\omega RC = Q_C / P \quad (7_50)$$

le courant absorbé par les condensateurs devient:

$$\underline{I}_c^{(h)} = j \underline{I}^{(h)} \cdot \frac{\sqrt{Q_C}}{P} \cdot \sqrt{S_{cc} + Q} \quad (7_51)$$

Maintenant on peut conclure que les amplitudes des courants harmoniques absorbés par les condensateurs augmentent avec la taille de la batterie, la puissance de court-circuit du système, et la charge réactive du récepteur linéaire. Un fonctionnement du consommateur linéaire à charge active faible favorise une absorption accrue d'harmoniques des condensateurs.

Des considérations similaires peuvent être faites aussi pour les courants harmoniques injectés dans le système:

$$\underline{I}_S^{(h)} = -j \cdot \frac{S_{cc}}{P} \cdot \sqrt{\frac{S_{cc} + Q}{Q_c}} \cdot \underline{I}^{(h)} \quad (7_52)$$

et absorbés par le consommateur linéaire:

$$\underline{I}_{RL}^{(h)} = - \left(1 - j \frac{Q}{P} \sqrt{\frac{S_{cc} + Q}{Q_c}} \right) \underline{I}^{(h)} \quad (7_53)$$

Une situation particulière est celle du conducteur du neutre qui doit subir le passage de tous les harmoniques triples (qui en régime symétrique forment un système homopolaire). La sollicitation thermique est encore plus importante que sa section est, à de rares exceptions près, inférieure aux sections des conducteurs de phase. Pour cela nous allons lui accordé une attention particulière dans les sections 7.4.1 et 7.4.8.

7.4 EFFETS SUR LES ÉQUIPEMENTS DU SYSTÈME

7.4.1 EFFETS SUR LES CONDUCTEURS

On peut identifier deux mécanismes qui augmentent les pertes Joules par rapport au régime sinusoïdal.

- Le premier est représenté par l'augmentation de la résistance à cause de **l'effet de peau et de l'effet de proximité** (moins important pour les conducteurs ronds, selon [KEN_1]). Ces phénomènes ont fait l'objet de nombreuses études. Arrillaga [ARR_1] et Rice [RIC_1] ont suggéré des formules et des tableaux pour en tenir compte. Par exemple la résistance à 300Hz est 1.33 fois plus grande qu'en courant continu.
- Le deuxième mécanisme est lié à l'apparition des **courants supplémentaires dans le conducteur du neutre** (pour les systèmes à 4 conducteurs), surtout pour l'alimentation des charges non-linéaires monophasées qui peuvent produire beaucoup d'harmoniques triples. En

régime équilibré, le courant du neutre est nul. En régime non-sinusoidal déséquilibré le courant dans le neutre peut remonter jusqu'à 70% du courant de phase. Cette analyse sera poursuivie avec un exemple dans la section 7.4.8.

7.4.2 EFFETS SUR LES TRANSFORMATEURS

Pour les transformateurs fonctionnant dans des réseaux pollués par les harmoniques on peut constater:

- l'augmentation des pertes dans les conducteurs et dans les circuits magnétiques;
- des sollicitations supplémentaires sur les isolants à cause des valeurs de crête et de la vitesse de variation élevée de la tension; peut se manifester par des vibrations;
- ferro-résonances entre le transformateur et les capacités de compensation (surtout série) qui peut amener le transformateur à saturation.

Les **pertes supplémentaires** du transformateur en régime non-sinusoidal peuvent déterminer le dépassement des températures pour certaines de ses composantes, diminuant sa durée de vie. La réglementation IEEE/ANSI C.57 110-1986 [IEE_5] propose deux méthodes pour déterminer les charges admissibles en régime non-sinusoidal, sans affecter la durée de vie.

La première méthode utilise des caractéristiques très détaillées du transformateur tandis que la deuxième est basée sur les résultats aux essais. Les deux assument une dépendance quadratique des pertes par courants Foucault avec la fréquence:

$$P_{CT} = P_{CTnom} \cdot \sum I_h^2 \cdot h^2 \quad (7_54)$$

avec P_{CTnom} les pertes par courant de Foucault pour la charge et la fréquence nominales (u.r. des pertes sinusoïdales) et I_h la valeur efficace de l'harmonique h (u.r. du courant nominal). Cette relation est valable jusqu'au 9^{ème} harmonique. Pour les harmoniques de 11 à 25 les pertes seront considérées variables avec h^p (avec p entre 1,94 et 1,98) [ARI_1]. Dans [IEE_5] il est conseillé un facteur de fréquence $K=I^2n^2$ proposé par Dini: des hautes valeurs du facteur K indiquent une grande capacité de surcharge du transformateur aux courants harmoniques (un transformateur avec $K=4$ peut supporter en régime non-sinusoidal des pertes 4 fois plus grandes).

Les valeurs des **surtensions** admises par le transformateur en régime non-sinusoidal sont imposées dans les réglementations et sont de 5% à charge nominale et 10% à vide. Ces limites incluent la contribution de tous les harmoniques.

Dans certains cas, l'évaluation de la charge d'un transformateur en régime non-sinusoidal doit se faire avec précaution, car les harmoniques triples engendrés par la charge peuvent se fermer dans le triangle secondaire sans être aperçus au primaire. Dans ce cas les mesures au niveau du primaire n'indiqueront pas la charge réelle. Les écarts peuvent être importants surtout pour les transformateurs alimentant des récepteurs monophasés à commande électronique.

La **ferro-résonance** a été constatée surtout pour les transformateurs alimentant des convertisseurs avec des capacités séries de compensation. Cette solution de compensation

s'est imposée grâce à l'effet d'auto-adaptation du réactif à la demande, rendant inutiles les condensateurs commutables, comme prouvé dans [WOO_1]. Les signes caractéristiques de la ferro-résonance sont les oscillations subsynchrones entre les champs des condensateurs de compensation et le champ magnétique du transformateur. Ces oscillations peuvent être prévenues par l'installation d'une réactance en parallèle avec le condensateur ou amorties par une commande appropriée du convertisseur (pour éliminer la saturation du transformateur).

7.4.3 EFFETS SUR MACHINES ÉLECTRIQUES

La grande variété de principes de fonctionnement et de types de construction rend difficile un traitement exhaustif des effets du régime non-sinusoïdal. Toutefois pour toutes les machines tournantes on note:

- l'augmentation des températures des enroulements et du noyau à cause des pertes supplémentaires;
- des changements de couple qui diminuent le rendement;
- l'apparition des oscillations du couple qui contribuent au vieillissement prématuré des matériels et amène des vibrations mécaniques et acoustiques.

Les **pertes supplémentaires** diminuent le rendement de la machine et déterminent un échauffement non-uniforme. Les points les plus sensibles se trouvent autour des conducteurs et à l'intérieur du noyau. La machine supporte mieux ces échauffements si le régime non-sinusoïdal est variable, grâce à sa grande constante de temps thermique.

Murphy et Egan ont proposé dans [MUR_1] un facteur d'équivalence L:

$$L = \sum_{h \neq 1} \left(\frac{U_h}{h \cdot f} \right)^2 \quad (7_55)$$

qui multiplierait les pertes en régime sinusoïdal pour donner celles du régime non-sinusoïdal. Très simple, cette proposition ne peut être appliquée que pour des appréciations grossières des pertes.

Une autre proposition d'évaluation rapide d'ordre de grandeur des pertes supplémentaires a été faite par le "Groupe de travail IEEE sur les ondes déformées" dans [IEE_6] sous la forme: "Si la tension d'alimentation contient des harmoniques de séquence directe ou inverse, les pertes dans le rotor de la machine augmentent comme s'il était alimenté avec une tension asymétrique avec un taux d'asymétrie égal au taux global de distorsion".

Dans [ROS_1] se trouve une idée intéressante qui peut être exploitée: convertir (préservant les pertes supplémentaires) les distributions harmoniques en équivalents de séquence négative. Ainsi les courants harmoniques sont groupées par paires car, malgré les différences de séquence, ils produisent les mêmes effets. Le courant équivalent de séquence négative se calcule avec

$$\begin{aligned} I_{2E} &= \left[\sqrt{3} \cdot k_{5,7} (I_5 + I_7)^2 + \sqrt{6} \cdot k_{11,13} (I_{11} + I_{13})^2 + \dots \right. \\ &= \sum_{h=1}^{\infty} \left[\sqrt{3} \cdot h \cdot k_{6h} (I_{6h-1} + I_{6h+1})^2 \right] \end{aligned} \quad (7_56)$$

avec $k_{6h\pm 1}$ coefficients de conversion [ROS_1], présentés dans la Figure 7_2. Les calculs effectués avec cette méthode nous ont permis de trouver que les pertes supplémentaires varient de 3,71% à 15,26% selon le type de la machine.

Pour caractériser les couples parasites on suppose la machine alimentée d'une tension symétrique et absorbant un système de courants de phase:

$$\begin{aligned} i_{hR} &= I_n \sin(h\omega t + \alpha_h) \\ i_{hS} &= I_n \sin\left(h\omega t + \alpha_h - \frac{2\pi}{3}h\right) \\ i_{hT} &= I_n \sin\left(h\omega t + \alpha_h - \frac{4\pi}{3}h\right) \end{aligned} \quad (7_57)$$

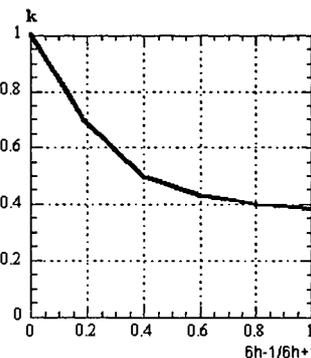


Figure 7_2 Facteur de conversion de Ross

À un instant t , dans un point de l'entrefer défini par l'angle θ , s'établira un champ dont les harmoniques s'expriment avec:

$$B_h(\theta, t) = \frac{3}{2} KI_h \cdot F_h(\theta, t) \quad (7_58)$$

où k est une constante et la fonction est:

$$F_h(\theta, t) = \begin{cases} 0 & \text{pour } h = 3n \\ \sin(h\omega t + \alpha_h - \theta) & \text{pour } h = 3n + 1 \\ \sin(h\omega t + \alpha_h + \theta) & \text{pour } h = 3n - 1 \end{cases} \quad (7_59)$$

L'analyse de la relation (7_58) montre que:

- les harmoniques d'ordre $h=3n$ ne produisent pas d'induction dans l'entrefer;
- les harmoniques d'ordre $h=3n+1$ engendrent une induction d'amplitude proportionnelle à l'harmonique de courant et qui tourne dans le même sens que le rotor;
- les harmoniques d'ordre $h=3n-1$ produisent une induction proportionnelle aux courants et qui tourne en sens inverse;
- la présence des harmoniques d'ordre $h=3n\pm 1$ engendrent des couples parasites dans le sens de rotation du rotor (pour le signe +) ou en sens inverse (pour le signe -), puisque la vitesse de rotation de l'induction magnétique par rapport au rotor est

$$\begin{aligned} \pm(h \mp 1)\omega &= \pm 3n\omega && \text{pour les machines synchrones} \\ \pm(h \mp 1 \pm g)\omega &= (\pm 3h \pm g)\omega && \text{pour les machines asynchrones.} \end{aligned}$$

Ces couples pulsatoires de fréquence $\pm 3nf$ pour les machines synchrones et $\pm(3nf \pm g)$ pour les machines asynchrones produisent des résonances mécaniques qui sollicitent le matériel et provoquent des bruits supplémentaires. Une tension avec des harmoniques dans les limites admises ($V_{THD} \leq 5\%$) peut produire une amplification du bruit de 9 à 10% par rapport au régime sinusoïdal.

Une autre catégorie de sollicitation due aux harmoniques est lié aux différences de potentiel qui apparaissent entre le rotor et les paliers. Cela produit des cannelures et des piqûres sur la surface des paliers et sur les arbres, sous les paliers.

Toutes ces sollicitations mécaniques supplémentaires diminuent les performances de

la machine (baisse du rendement, du facteur de puissance). De plus, pour les moteurs alimentés par des convertisseurs, si la longueur du câble d'alimentation est grande, il peut apparaître une tension reflétée qui pourrait doubler la valeur efficace de la tension aux bornes du moteur. Ce phénomène est connu comme effet d'écho (ou de cloche) et il peut être corrigé avec des filtres.

7.4.4 EFFETS SUR LES CONDENSATEURS

Les principaux effets supplémentaires qui affectent leur fonctionnement en régime non-sinusoidal sont:

- échauffements supplémentaires dus aux pertes diélectriques qui provoquent le vieillissement prématuré de l'isolation;
- surcharges de longue durée manifestées par l'augmentation du courant échangé avec le réseau;
- résonances de tension ou de courant.

Puisque ce sont les condensateurs qui enregistrent le plus de défaillances en régime non-sinusoidal, nous allons leur accorder une attention particulière. Nous allons analyser les dégâts possibles ainsi que les limites acceptables des différents paramètres pour qu'ils ne soit pas endommagés.

Les pertes supplémentaires de puissance active

Elles peuvent être calculées, selon [ARI_1] avec:

- pour la connexion étoile:

$$\Delta P_{SY} = Q_{CNY} \cdot \left[\left(\frac{U_1}{U_N} \right)^2 \text{tg} \delta_1 - \text{tg} \delta_{1N} \right] + Q_{CNY} \sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_1}{U_N} \right)^2 \cdot \text{tg} \delta_h \quad (7_60)$$

- pour la connexion triangle:

$$\Delta P_{SD} = Q_{CND} \cdot \left[\left(\frac{U_1}{U_N} \right)^2 \text{tg} \delta_1 - \text{tg} \delta_{1N} \right] + Q_{CND} \sum_{p=1}^{\infty} (3p \pm 1) \left(\frac{U_{3p \pm 1}}{U_N} \right)^2 \cdot \text{tg} \delta_{3p \pm 1} \quad (7_61)$$

où Q_{CNY} et Q_{CND} la puissance réactive nominale des condensateurs, U_h la valeur efficace de l'harmonique h de la tension appliquée et $\text{tg} \delta_h$, $\text{tg} \delta_{1N}$ les tangentes de l'angle de pertes pour l'harmonique h et pour la fréquence nominale. Les valeurs acceptables de ces pertes qui aient un caractère assez général sont difficiles à préciser. Cependant on peut apprécier que si

$$\frac{\Delta P_{SY(\Delta)}}{Q_{CNY(\Delta)}} \geq 0,003 \quad (7_62)$$

il y a un fort risque de vieillissement de l'isolation.

Les surcharges réactives harmoniques

La puissance réactive totale se calcule avec

- pour la connexion étoile:

$$Q_{CY} = Q_{CNY} \sum_{h=1}^{\infty} h \left(\frac{U_h}{U_N} \right)^2 \quad (7_63)$$

- pour la connexion triangle:

$$Q_{C\Delta} = Q_{CN\Delta} \left(\frac{U_h}{U_N} \right)^2 + \sum_{p=1}^{\infty} (3p \pm 1) \left(\frac{U_{3p \pm 1}}{U_N} \right)^2 \quad (7_64)$$

On peut exprimer aussi la puissance réactive totale par rapport aux courants avec:

$$Q_T(u.r) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{I_h^2(u.r)}{n} \quad (7_65)$$

Le rapport entre la puissance réactive en régime non-sinusoidal et sa valeur pour le régime nominal est limitée par la norme IEEE 18-1992, [IEE_3], à 1,35. Cette limitation de 35% inclut

- l'apport des harmoniques de tension et de courant;
- la contribution de la variation admise pour le fondamental de la tension (10% selon [IEE_3]);
- la tolérance de la capacité admise qui est toujours inférieure à 15%; on peut admettre comme valeur typique 10%.

Nous pouvons constater que dans le pire des cas, les 10% admis de variation de la tension couvrent 21% des 35% acceptés pour le réactif (à cause du carré). Ensuite si on enlève les 10% de tolérance pour la capacité, il ne restent que 4% pour les harmoniques, moins que la valeur admise par les normes. Voilà pourquoi le risque de surcharge harmonique réactive est réel et le régime non-sinusoidal doit être gardé sous contrôle.

Surtensions

En régime normal, nous n'admettons pas plus de 10% d'écart pour la tension par rapport à sa valeur nominale

$$U_{eff}(u.r) = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} U_h^2(u.r)} \leq 1,10 \quad U_h^2(u.r) = U_h^2 / U_{1,NOM} \quad (7_66)$$

Le dépassement des 10% n'est pas associé seulement aux harmoniques, il renferme aussi l'écart du fondamental. En ce qui concerne la valeur de pointe de la tension, calculée le plus souvent par sommation arithmétique (à cause du manque d'informations sur les phases des harmoniques), il s'est avéré nécessaire d'imposer des limites encore plus strictes que les 20% de [IEE_3], à savoir, [MOO_1]:

$$U_{max} \leq 1,1\sqrt{2}U_{eff,N} \quad (7_67)$$

Les condensateurs subissent des surtensions particulièrement importantes s'ils sont contenus dans des filtres. Comme prouvé dans [KAW_1], pour un filtre accordé sur l'harmonique i:

$$h = \frac{1}{\omega} \sqrt{LC} \quad (7_68)$$

si on note Q_1 et U_1 le fondamental du réactif et de la tension, avec I_h la valeur efficace de l'harmonique h du courant et

$$a = h^2 / (h^2 - 1) \quad (7_69)$$

alors les valeurs efficaces de la tension aux bornes du condensateur et de la bobine devient

$$U_c = a \cdot U_1 \sqrt{1 + \left(\frac{3I_h U_1}{Q_1}\right)^2} = \frac{aU_1}{h} \sqrt{h^2 + \left(\frac{3U_1 I_h}{Q_1}\right)^2} \quad (7_70)$$

$$U_l = a \cdot U_1 \sqrt{\left(\frac{aU_1}{i}\right)^2 + \left(\frac{3a \cdot U_1^2 I_l}{hQ_1}\right)^2} = \frac{aU_1}{h} \sqrt{\frac{1}{h^2} + \left(\frac{3U_1 I_h}{Q}\right)^2} \quad (7_71)$$

donc le condensateur est plus sollicité en tension que la bobine, puisque $U_c > U_l$. Pour des cas pratiques nous avons trouvé avec ces relations des surtensions très inquiétantes (autour de 4u.r. pour le condensateur et de 3,5u.r. pour la bobine).

Pour la sécurité du condensateur, on prévoit des protections aux surtensions avec des éclateurs. Ceux-ci le protègent au delà d'une certaine valeur de la tension en le mettant en court-circuit ce qui augmente le risque de défaillance thermique.

Surcourants

Dans la norme [IEE_3] la valeur efficace du courant admissible est établie à 180% de sa valeur nominale. Toutefois, si on analyse avec attention, on se rend compte que cette valeur avait déjà été assurée par les limites pour la tension et pour la puissance réactive. Ce n'est donc pas donc le régime non-sinusoïdal qui introduit le risque dépasser cette limite.

Pour le prouver, nous allons considérer que le seul harmonique présent dans le spectre du courant est l'harmonique d'ordre 5, donc cela doit représenter au maximum 1,5u.r. (par rapport au fondamental), car $I_5 = \sqrt{1,8^2 - 1} = 1,5 \text{ u.r.}$ Avec (7_66) on calcule la puissance réactive correspondante qui est $Q_r = 1 + (1,5)^2 / 5 = 1,45 \text{ u.r.}$ et avec (7_67) on calcule la tension

$$U_r = \sqrt{2} \cdot 1,0 + \sqrt{2} \cdot \frac{1,5}{5} = \sqrt{2} \cdot (1,3) \text{ u.r.}$$

On peut facilement observer que si la limite de 180% du courant est atteinte, les limites de la puissance réactive et de la tension sont déjà dépassées.

Cependant il faut prendre des mesures pour limiter les valeurs des courants harmoniques (fusibles dimensionnés de 125% à 165% du courant nominal, [BON_1]).

7.4.5 EFFETS SUR LES ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES

Le effets du fonctionnement en régime non-sinusoïdal sur les équipements électroniques (dysfonctionnements, coupures, pertes de mémoire, défaillance de composants) peuvent être caractérisés par plusieurs paramètres de la tension d'alimentation: son nombre de passages par zéro, sa valeur crête, les pentes de commutation et les inter-harmoniques. Dans l'immédiat nous allons caractériser l'influence de ces paramètres et nous analyserons les effets sur les convertisseurs et les équipements électroniques industriels.

Nombre de passages par zéro

Il est habituel d'utiliser le passage par zéro de la tension d'alimentation pour la synchronisation des équipements électroniques. Des distorsions harmoniques trop élevées peuvent multiplier les passages par zéro et provoquer des perturbations ou même la mise hors service de l'équipement (les photocopieuses et les imprimantes, [GIR_1]).

Valeur crête de la tension

Plusieurs sources électroniques de puissance utilisent la valeur crête pour charger les condensateurs tampons. Un coefficient de forme supérieur à $\sqrt{2}$ peut détériorer l'isolation des condensateurs et des autres composantes. Les valeurs du facteur de forme acceptées se trouvent dans le domaine $\sqrt{2} \pm 0,1$ pour les ordinateurs et $\sqrt{2} \pm 0,15$ pour les appareils médicaux.

Pentes de commutation

Elles sont définies par la dérivée de la tension par rapport au temps. Pour des valeurs élevées de la dérivée de la tension ce ne sont pas que les équipements électroniques qui ont à souffrir, le système d'alimentation peut osciller à sa fréquence de résonance.

Ces oscillations, comme expliqué par Ludbrock dans [LUD_1], les "dents de la tension" amplifiés par ces résonances peuvent endommager les charges pouvant pénétrer les circuits digitaux produisant des modifications d'état et parfois même la mise hors service. Dans les circuits de puissance de fausses commutations des thyristors peuvent apparaître. Une solution serait d'insérer une réactance ou un transformateur entre l'élément à protéger et le système, qui puisse modifier les excitations résonantes.

Interharmoniques

Ce sont des oscillations dont la fréquence n'est pas un multiple de la fréquence fondamentale. On identifie:

- **les sous-harmoniques** qui ont une fréquence plus basse que le fondamental;
- **harmoniques fractionnaires** ayant une fréquence plus haute que la fondamentale, sans que le rapport des fréquences soit un entier.

Les harmoniques fractionnaires produisent une modulation en amplitude de la tension fondamentale. Fuchs prouve dans [FUC_2] que des petits harmoniques fractionnaires (moins de 0,5% de la tension nominale) peuvent produire des modifications périodiques des dimensions des images des tubes à radiations cathodiques (télévisions, écrans et autres). Pour éliminer ces inconvénients la seule solution est le filtrage actif.

7.4.5.1 CONVERTISSEURS STATIQUES

Les principaux effets de la pollution harmonique sur les convertisseurs sont:

- L'apparition des harmoniques dans les circuits de contrôle, ce qui produit des erreurs d'allumage des thyristors, l'instabilité du contrôle, la destruction du circuit de commande. Pour les réduire on insère une inductance en série avec le transformateur d'alimentation [SHI_1].
- Autoperturbations qui engendrent des harmoniques non-caractéristiques, favorisés par l'imprécision des angles de commande des thyristors et par l'asymétrie du système d'alimentation. Les remèdes possibles sont l'augmentation du nombre de convertisseur et l'utilisation de filtres.
- L'apparition de bruits dans le circuit de contrôle du convertisseur, influencés par sa liaison à la terre:

- pour une mise à la terre distribuée, ils apparaissent des bruits conduits par le fil de liaison;
- pour les circuits isolés du neutre du système mais avec leur propre circuit de terre, celui-ci se comporte comme une antenne, captant les bruits radiés.

Pour réduire ces bruits on doit utiliser un seul point de liaison soigneusement contrôlé.

- Apparition d'harmoniques d'ordre supérieur du potentiel de référence, qui perturbent l'allumage des thyristors commandés en grandeurs de phase. Ce phénomène est lui aussi dépendant de la liaison à la terre (en B.T. où neutre est directement lié à la terre ceci peut conduire à des courants de court-circuit élevés et en M.T. où le neutre est isolé il y a risque de surtensions harmoniques). Un traitement du neutre par une haute résistance pourrait réduire ces harmoniques du potentiel.

7.4.5.2 ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES INDUSTRIELS

L'essor de l'utilisation des ordinateurs de process et des équipements électroniques de mesure et contrôle a multiplié les problèmes dus à la qualité de leurs alimentation et surtout aux harmoniques. Dans leur grande majorité ils sont alimentés en BT avec au moins un point de transformation par rapport aux pollueurs de grande taille, situés en MT.

Cela suffit en général pour respecter les limitations harmoniques moyennes (au maximum 10% pour tous les harmoniques de 2 à 5 et 2% pour les harmoniques de 6 à 13, cumulés).

Cependant, on peut utiliser des transformateurs d'isolement (pour les bruits), des stabilisateurs de tension et si nécessaire des conditionneurs (réglage de la tension et filtrage de la tension et des bruits).

7.4.6 EFFETS SUR LES RELAIS DE PROTECTION

Les relais électromécaniques autant que les relais statiques sont affectés par les distorsions harmoniques dans leur fonctionnement et lors de leur calibration [JOD_1].

7.4.6.1 RELAIS ÉLECTROMÉCANIQUES

- **Relais disque:** malgré des caractéristiques très diverses, la pratique montre que, dans la grande majorité des cas, le relais tourne plus vite sous l'influence des harmoniques ce qui peut déterminer des déclenchements intempestifs, comme montré dans [JOS_1].
- **Relais de courant (maximal):** ils sont peu affectés par les phases des harmoniques, leur réponse étant liée à la valeur efficace. De plus, en montage indirect ils seront influencés par la saturation du transformateur de mesure (les impulsions des courants secondaires peuvent être insuffisantes pour le déclenchement, [POW_1]). Pour les relais à effacement rapide, en cas de saturation sévère, le courant peut enregistrer des chutes deux fois par cycle et un auto-effacement peut survenir.
- **Relais de tension:** ils ne sont pas sensibles aux harmoniques de la tension mais à son fondamental. Même l'effet de la saturation est plus réduit pour ces relais, car ils sont conçus pour travailler à des inductions plus basses.

- **Relais à entrée duale:** ce sont des relais qui en régime sinusoïdal équilibré, ont une sortie nulle. En régime non-sinusoïdal, l'interaction des deux signaux à spectres différents jointe à la non-linéarité intrinsèque du relais conduisent à un couple non-nul. En montage indirect la saturation des transformateurs de mesure peut introduire des déphasages supplémentaires importants entre les deux signaux. Les relais polarisés en tension sont exposés à l'influence de l'harmonique 3 ce qui peut provoquer des déclenchements intempestifs même pour un courant sinusoïdal.
- **Relais de distance:** la représentation avec un transformateur à entrefer en série avec une résistance (pour la partie résistive de la ligne), n'est valable que pour le fondamental. Pour des régimes fortement perturbés cette représentation n'aura pas une réponse satisfaisante.
- **Relais différentiels:** ils sont utilisés le plus souvent pour la protection des transformateurs importants. Les harmoniques de courant sont filtrés par les mesures prises pour bloquer le déclenchement du relais sous l'action du courant de couplage au réseau (riche en harmoniques). Cet effet de limitation des harmoniques peut être défavorable lors des courts-circuits à arc long au niveau du transformateur.

7.4.6.2 RELAIS STATIQUES

A cause de leur grande diversité il est difficile d'énoncer des jugements globaux. Cependant on peut de nouveau identifier des relais à une seule entrée (pour la valeur de pointe, efficace ou moyenne) ou avec une entrée duale.

Dans la première catégorie, il existe des relais de valeur efficace qui, ayant des paramètres dépendants de la fréquence, changent de comportement en régime non-sinusoïdal [OKA_1]. De plus, les méthodes de lissage de la caractéristique temps-courant influencent la réponse des relais [STC_1]. Pour les relais de fréquence, qui sont basés sur les passages par zéro de la tension, les effets des distorsions sont encore plus importants.

La réponse des relais duaux aux entrées non-sinusoïdales dépend du transformateur d'entrée, des circuits analogiques utilisés pour le conditionnement du signal et du mode d'opération du détecteur de valeur de seuil (en amplitude ou en phase).

- **Relais de courant (maximal):** à l'entrée ils utilisent des transformateurs à saturation pour limiter l'énergie transmise au circuit électronique et pour lisser la caractéristique temps-surcourant. Cela crée des problèmes supplémentaires en régime non-sinusoïdal, car ces transformateurs ont une mauvaise réponse en haute fréquence.
- **Relais ultrarapides:** ayant des temps de réponse très réduits, ils sont particulièrement sensibles aux surcourants de courte durée ou aux composantes d'entrée de haute fréquence.
- **Relais numériques:** ce sont principalement des relais commandés par un microprocesseur ou un ordinateur (à travers une interface), affectés par la fréquence d'échantillonnage des grandeurs analogiques d'entrée, la méthode de conversion des signaux analogiques en signaux numériques, l'algorithme utilisé pour le traitement des données et autres.

7.4.7 EFFETS SUR LES APPAREILS DE MESURE

Appareils de mesure analogiques.

Pour les *ampèremètres, voltmètres et wattmètres*, les considérations de la section précédente restent valables. Les *compteurs*, qui renferment des non-linéarités magnétiques seront affectés par des erreurs de fréquence. En utilisant des signaux hachés on trouve des erreurs jusqu'au 75%. Ils subissent aussi le risque d'apparition de résonances dans le domaine (400...1000)Hz, [FIL_1].

Appareils de mesure numériques

Ils sont très peu affectés par les distorsions des grandeurs d'entrée. Ainsi, pour les ondes hachées, les *ampèremètres et les voltmètres de valeur efficace* enregistrent des erreurs inférieures à 0,2% [OLD_1]. Par contre, pour ceux qui mesurent la *valeur moyenne*, des grandes erreurs (13% pour un angle d'allumage de 45°) imposent de prendre des précautions dans leur utilisation en régime non-sinusoidal. Les *wattmètres* mesurent bien les signaux pollués, car pour des ondes hachées avec des angles de commande jusqu'au 90°, l'erreur ne dépasse pas 0,1%. Pour les *compteurs*, dans les conditions prévues par la Norme IEEE 519-1992 (ITHD≤90% et VTHD≤5%), les erreurs sont inférieures à 1%.

Dans le Tableau 7_1 on présente le taux de distorsion (THD) et le coefficient de crête (FC) pour les ondes de test évoquées plus haut.

Tableau 7_1 THD et CF des ondes de test

Angle d'amorçage	THD	FC
0°	0	1,41
45°	26%	1,48
90°	65%	2,00
135°	131%	4,69

7.4.8 EFFETS SUR LA LIAISON À LA TERRE

L'installation de mise à la terre est conçue en tenant compte de deux régimes:

1. **Régime de longue durée** où par le circuit circule le courant permanent et la distribution des températures respecte les contraintes imposées.
2. **Régime de courte durée** quand l'installation doit supporter un courant de défaut (le plus souvent le courant de court circuit monophasé). La durée prévue de ce régime est dépendante du réglage des protections, de la distribution des températures dans l'installation avant le défaut (en régime permanent) et des températures limites admises dans le circuit. Régulièrement pour ce régime on exprime une "tenue" en temps ou en courant.

Si en régime permanent l'installation est parcourue par un courant ayant un contenu d'harmoniques triples important, les températures vont excéder les valeurs prévues. Cela réduira la "tenue" de l'installation pour le régime de courte durée, car les températures de départ sont plus élevées que prévu.

La Norme IEEE 32-1972, [IEE_7], qui est la norme industrielle pour les circuits de mise à la terre, recommande d'exprimer une "tenue de courant" en régime permanent, en pour-cent de la "tenue" thermique de défaut (de courte durée). De plus, la norme limite la composante de régime permanent due aux harmoniques triples à 15% de la "tenue" totale

Tableau 7_2 "Tenue" de longue durée en harmoniques triples (% de celle de défaut) pour le circuit de terre

Durée	10 sec.	1 minute	10 minutes
"Tenue" %	0,45	1.05	4.5

(implicite). On obtient ainsi pour les transformateurs et bobines (utilisées pour le traitement du neutre) la "tenue" de longue durée en harmoniques triples, exprimée dans le Tableau 7_2, en pour-cent de la "tenue" de courte durée.

Mais la circulation des harmoniques triples dans le circuit de mise à la terre ne provoque pas que la baisse de sa "tenue". Elle peut de même provoquer des déclenchement intempestifs des relais de protection contre les court circuits monophasés. Il faut donc chercher des moyens pour limiter les harmoniques triples.

On sait que les amplitudes des harmoniques triples sont limitées par les paramètres des schémas homopolaires. Les seuls éléments à paramètres contrôlables de ce schéma sont ceux du circuit de mise à la terre. Nous allons analyser dans la suite les différents possibilités de traitement du neutre, du point de vue des harmoniques triples.

Traitement du neutre par résistance

Il est caractérisé par:

- i. des courants de court circuit réduits, pour ne pas produire des sollicitations thermiques excessives, mais suffisamment grands pour être détectés par le système de protection;
- ii. une circulation permanente d'un courant réduit.

La circulation d'harmoniques triples se juge sur le schéma de séquence homopolaire où les paramètres des générateurs, transformateurs et autres éléments sont multipliés par l'ordre harmonique et la résistance de mise à la terre est multipliée par 3 (Figure 7_3). En analysant

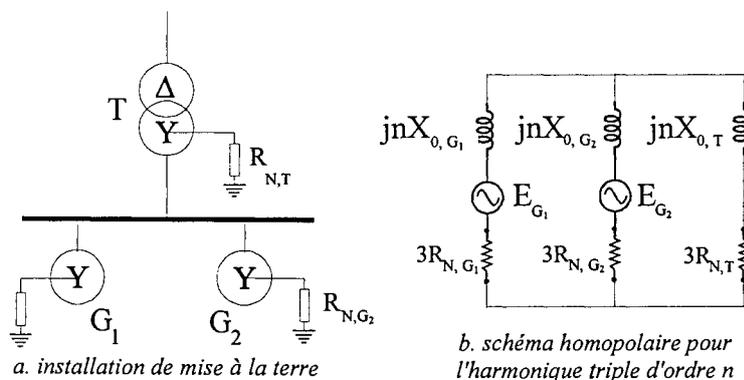


Figure 7_3 Traitement individuel du neutre par résistance

le schéma équivalent on peut observer:

- si les générateurs G_1 et G_2 sont identiquement chargés et ont les mêmes systèmes de f.e.m.

(amplitudes et phases), les harmoniques triples circuleront seulement entre les générateurs et le transformateur;

- si les générateurs sont différemment chargés ou s'il y a des différences entre leurs systèmes de f.e.m., des courants de circulation apparaîtront entre les générateurs eux-mêmes.

Traitement par bobine

Dans certains cas (alimentation de charge monophasés), le traitement par résistance n'est pas recommandé. Pour le neutre à la terre, le courant de court-circuit monophasé peut excéder le courant triphasé, utilisé pour la vérification de la stabilité des générateurs. On peut prévoir une réactance pour limiter les courants de défaut monophasés.

Cependant la réactance de la bobine qu'on utilise ne doit pas être excessive, pour permettre des chargements monophasés. Dans la conception de ces éléments on cherche un rapport entre la réactance directe et homopolaire de 3 à 1 (des valeurs plus élevées créent des surtensions).

Neutre à la terre

C'est la solution la plus simple et à la fois la plus controversée car elle permet que la valeur du courant de court-circuit monophasé dépasse celle du courant triphasé, ce qui attire des risques inutiles.

Si cependant on l'applique, il faut prendre en compte les remarques suivantes:

- ne pas charger les générateurs à leur charge nominale (la circulation d'harmoniques triples enlève au moins 2% de la capacité du générateur);
- il faut désensibiliser la protection homopolaire pour éviter les déclenchements intempestifs.

Traitement par résistance commune

Il peut être appliqué pour des groupes de générateurs et il n'est pas très différent de la mise directe à la terre. Nous le déconseillons au moins pour les raisons suivantes:

- si les machines ne sont pas également chargées, il pourra apparaître une circulation très forte d'harmoniques triples en régime permanent;
- la liaison vers la résistance de traitement doit se faire avec un équipement de commutation (au moins un séparateur);
- il existera toujours au moins une faible circulation de charge entre les deux générateurs.

7.5 INTERFÉRENCE TÉLÉPHONIQUE

La superposition, dans certaines régions, des trajets des circuits téléphoniques avec ceux des lignes électriques, crée des conditions d'interférence entre leurs signaux. Puisque la sensibilité de l'oreille humaine est la plus élevée autour d'1kHz, les problèmes d'interférence sont créés plutôt par les harmoniques que par le fondamental. Les paramètres qui permettent d'exprimer l'interférence ont déjà été présentés dans la section 2.2.3.

La seule norme à traiter les interférences téléphoniques dues aux harmoniques, la norme IEEE 519-1992 utilise le facteur IT. Si celui-ci est inférieur à 10.000 il n'y a pas de problème. A partir d'une valeur de 20.000 des problèmes sont probables et au-delà de 25.000 sont presque sûrs.

Les mécanismes qui caractérisent l'interférence des circuits électriques avec les circuits de télécommunication sont:

1. **Induction dans la boucle formée par deux conducteurs:** le champ magnétique de la ligne induit une tension dans cette boucle. Il est limité dans la pratique par la transposition des conducteurs de la ligne (inefficace en régime non-sinusoïdal) et par la torsion des conducteurs jumeaux.
2. **Induction dans la boucle formée entre le circuit et la terre:** même cas, sauf que la boucle se ferme par la terre. La superficie de cette boucle étant très grande, c'est le cas le plus habituel d'interférence.
3. **Couplage capacitif entre un conducteur du circuit électrique et un conducteur téléphonique:** les capacités entre les conducteurs ou entre les conducteurs et la terre forment un diviseur de tension pour le potentiel du conducteur de puissance. La solution à prévoir est de blinder le conducteur téléphonique.
4. **Couplage conducteur:** est spécifique aux conducteurs téléphoniques liés à une prise de terre avec potentiel élevé (à cause d'une forte circulation sur le fil de neutre). Si les prises de terre sont correctement dimensionnées, l'apport de ce mécanisme est insignifiant.

Les courants harmoniques qui créent le plus de problèmes se situent dans le domaine (100...5000)Hz. Les problèmes d'interférence dus aux harmoniques triples (plus fréquents dans le voisinage des ensembles transformateurs - condensateurs) ne doivent pas être attribués aux courants homopolaires [SHR_1].

Dans l'analyse des problèmes d'interférence il faut prendre en compte:

- le champ des circuits triphasés n'est pas toujours identique des deux côtés de la ligne;
- la disposition en triangle des conducteurs de phase perturbe moins dans les circuits téléphoniques;
- le conducteur de protection assure un certain effet d'écran surtout en régime de défaut.

Le champ magnétique autour des lignes électriques peut aussi affecter directement les êtres dans le voisinage (les effets se montrent à long terme) ou induire dans les objets métalliques à proximité des tensions dangereuses. Il faut de nouveau remarquer l'apport particulier des harmoniques triples.

Ainsi, comme présenté dans [TRA_1], la présence d'un harmonique trois de 5% dans le courant de phase, peut produire à 150m de la ligne une augmentation du champ de 107%. Si le même harmonique arrive à 20%, l'intensité du champ magnétique augmente avec 630%.

On peut conclure que si, tout près de la ligne le champ est dû principalement au fondamental, aux distances plus grandes il est réalisé par les harmoniques triples.

7.6 CONCLUSIONS

Au début de ce chapitre nous avons caractérisé les principales catégories d'effets du régime non-sinusoïdal, à savoir l'augmentation des pertes avec ses effets thermiques, les surcourants et les surtensions.

Ensuite nous avons détaillé les effets spécifiques aux différentes composantes du système énergétique. Le Tableau 7_3 résume ces principaux effets.

Tableau 7_3 Effets du régime non-sinusoïdal sur les composantes du système

Élément	Sensible aux paramètres	Effets économiques	Effets à risque sur la sécurité
Conducteurs	VTHD et IIHD	pertes et échauffements supplémentaires	surcourants dans le fil du neutre
Transformateurs	VTHD, ITHD et V_{max}	pertes supplémentaires dans les enroulements et dans le noyau, vibrations	claquage d'isolant à cause des surtensions; effets thermiques excessifs dus aux harmoniques triples (pour les enroulements en Δ).
Machines électriques	IIHD	pertes supplémentaires; oscillations de couple.	sur-échauffements et destruction d'isolant en cas de résonance (pour les machines à compensation série).
Condensateurs	VIHD, IIHD	pertes supplémentaires	risque de destruction de l'isolation en cas de résonances, à cause des effets thermiques et à cause des surtensions
Équipements électroniques	passages par zéro de U, U_{max} et du/dt	dysfonctionnements, coupures et pertes de mémoire	
Relais	I_{max} et U_{max}	déclenchements intempestifs ou manque de déclenchement	
Appareil de mesure	VTHD, ITHD	erreurs de mesure, surtout pour les analogiques	
Liaison à la terre	IIHD des harmoniques triples	échauffements supplémentaires	destruction par sur-échauffement en cas d'harmoniques triples en excès
Interférences	IIHD des harmoniques d'ordre élevé	bruits dans les circuits téléphoniques; augmentation du champ magnétique autour des lignes	

Chapitre 8

Conclusions générales et perspectives

Chapitre 8 Conclusions générales et perspectives

8.1 CONCLUSIONS GÉNÉRALES

L'étude du régime non-sinusoïdal dans les systèmes électriques constitue un débat ouvert il y a plus de 70 ans et dynamisé pendant la dernière décennie par l'augmentation des causes de pollution dans ces systèmes. Le centre d'intérêt de cette étude a dérivé vers la maîtrise de ce phénomène qui est devenu synonyme de la recherche d'un compromis technico-économique entre les moyens à mobiliser pour le limiter et les effets négatifs qu'il provoque. Ces deux grands axes concentrent les efforts du milieu scientifique concerné et ont donné le fil directeur de cette thèse.

Pour mener à bien cette étude, nous avons commencé par l'identification des quantités susceptibles de permettre une caractérisation à la fois précise et synthétique de la pollution harmonique. Nous avons identifié trois catégories de grandeurs:

- les paramètres des ondes non-sinusoïdales (basés sur la transformée de Fourier),
- les paramètres de qualité de l'énergie électrique, en s'appuyant sur le régime non-sinusoïdal (où nous avons suggéré l'utilisation complémentaire des facteurs de distorsion intégratifs et dérivatifs),
- la théorie de la puissance (où nous avons réalisé une évaluation comparative du potentiel d'utilisation des propositions les plus significatives).

L'ensemble de ces trois catégories d'éléments a constitué la "boîte à outil" dont nous nous sommes munis pour la démarche ultérieure.

Le fait que la pollution harmonique soit devenue une réalité a permis d'effectuer des mesures dont les résultats ont été diffusés. Mais ces résultats, seuls, ne permettent pas de préciser:

- ni la contribution de chaque source harmonique au niveau général de pollution
- ni de prévoir par extrapolation (où autre) des évolutions futures,

car des manipulations dans le système sont exclues. Le moyen qui nous reste est la simulation.

Parce que la pollution harmonique constitue le résultat cumulé de réponses d'éléments non-linéaires, une modélisation entièrement analytique n'est pas possible. Nous nous sommes donc proposé de concevoir un logiciel afin de réaliser une simulation numérique.

Le premier pas de cette conception a été représenté par l'étude des sources de pollution, que nous avons caractérisées et modélisées. Pour certaines sources (non-linéarités magnétiques, lampes à décharge, fours à arc) nous n'avons eu qu'à adapter de modèles déjà disponibles. Dans d'autres cas (convertisseurs, FACTS), il a fallu développer des nouveaux modèles. Pour chaque type de source d'harmoniques nous avons évalué les modèles et nous avons formulé un choix.

Pour les autres éléments du système (les éléments linéaires) nous avons concentré leur

modélisation dans deux directions:

- l'identification du modèle et
- la caractérisation de la variation fréquentielle des paramètres.

De nouveau pour certains éléments, nous n'avons eu qu'à adapter le modèle (toujours des modèles terminaux) et à choisir une loi convenable pour représenter la variation des paramètres avec la fréquence.

Pour l'élément linéaire le plus complexe, le transformateur, nous avons développé un modèle terminal pour le régime non-saturé (qui puisse prendre en compte les déphasages associés à l'indice horaire) et un autre, quasi-analytique, pour le régime saturé (basé sur la formulation analytique de la caractéristique de magnétisation du noyau). Dans le but de simplifier le modèle global, nous avons traité les petites charges par agrégation.

Il a fallu ensuite assembler les modèles des composantes dans un modèle global du système et trouver des méthodes de résolution:

- pour des analyses localisées nous avons choisi l'analyse harmonique itérative (IHA) dont nous avons amélioré la convergence par l'introduction d'une étape préliminaire (afin d'amener l'estimation initiale plus proche de la solution);
- pour les analyses globales nous avons conçu un logiciel dédié (HARMONIX).

Ce logiciel repose sur la dichotomie et utilise une modélisation hybride des sources harmoniques (temporelle et fréquentielle), déterminée par trois contraintes: la simplicité (qui donne la vitesse de calcul et de convergence), la précision (qui nécessite un compromis avec la précédente) et l'utilisation des grandeurs d'état avec signification physique (pour éviter les pièges des fausses solutions). Le logiciel réalise un cycle itératif double: une itération classique pour le fondamental (reprise pour tout changement des puissances fondamentales) et une autre, harmonique, consistant en la résolution successive du modèle nodal du système et des modèles individuels des charges non-linéaires.

On a aussi analysé différentes propriétés du logiciel, tel que la référence unique des phases harmoniques, le bilan des puissances et la convergence. Pour faciliter l'évaluation du potentiel de ce logiciel, nous avons présenté d'autres méthodes de calcul de la répartition de charge et nous les avons comparées.

Nous avons alors réalisé des simulations dans le réseau IEEE 14 noeuds. Les résultats obtenus ont été analysés avec des "outils de la boîte" constituée au départ. On a pu ainsi constater l'inefficacité des paramètres des ondes non-sinusoïdales (y compris le spectre d'amplitude et de phase) et des paramètres de qualité de l'énergie pour l'étude des interactions entre les sources d'harmoniques.

Parmi les quantités contenues dans la base de données de la théorie de la puissance, la puissance déformante de Budeanu et la composante générée du courant de Czarnecki, se sont avérées les plus appropriées à l'étude des interactions entre les sources de pollution et le reste du système. Cependant, l'outil le mieux adapté à ce type d'étude est représenté par l'ensemble des PAH et leur somme (le THAP d'IEEE), qui constituent des quantités particulièrement sensibles aux conditions de fonctionnement du réseau. Elles nous ont permis de caractériser

l'autoperturbation des éléments non-linéaires, leurs perturbations réciproques ainsi que la conversion de fréquence subie par une partie de la puissance active fondamentale.

Puis, nous avons synthétisé les effets de la pollution harmonique. Nous les avons traités tout d'abord par catégories (pertes supplémentaires, surcourants et surtensions) et ensuite nous les avons particularisés aux éléments du système, pour conclure avec une capitalisation des effets économiques, les effets à risque pour la sécurité et les paramètres de sensibilité. Nous avons ainsi pu constater que les paramètres que nous n'avons pas pu utiliser lors de l'étude globale, sont nécessaires pour l'estimation des effets.

Évoluer dans un domaine d'une telle envergure et complexité, représente une expérience intéressante. Sans espérer à répondre à sa large problématique, nous n'avons réussi dans le cadre de cette thèse à d'apporter quelques contributions:

- proposition de nouveaux facteurs de distorsions, intégratifs et dérivatifs, pour une utilisation complémentaire (§2.2.2);
- évaluation comparative des propositions pour la théorie de la puissance (§2.3.5);
- développement de modèles pour les convertisseurs (§3.4.4) et les FACTS (§3.5.3);
- développement d'un modèle de transformateur pour le régime non-saturé (§4.2.1.2) et d'un autre pour le régime saturé (§4.2.2.2);
- adaptation des différents modèles disponibles, en leur associant les compléments nécessaires (variation fréquentielle des paramètres par exemple) pour les intégrer dans le modèle global (chapitre 4);
- conception d'un logiciel pour le calcul de la répartition de charge en régime non-sinusoïdal (§5.3.3);
- amélioration de la convergence de l'analyse harmonique itérative (§5.4.3.2);
- analyse des interactions entre les pollueurs (chapitre 6);
- évaluation de l'efficacité des différents paramètres et éléments de la théorie de la puissance, dans l'analyse de la pollution harmonique (§6.4);
- analyse des effets de la pollution harmonique (chapitre 7).

8.2. PERSPECTIVES

L'analyse des résultats les possibilités de poursuite.

1. pour le développement du logiciel:

- l'enchaînement de la simulation globale avec des simulations utilisant des modèles détaillés, pour mieux caractériser les effets de la pollution harmonique;
- le couplage entre le régime non-sinusoïdal et le régime déséquilibré
- amélioration de l'interface du logiciel (entrée-sortie) pour le rendre interactif;
- ajout de routine pour obtenir les résultats de l'application des différentes propositions pour la théorie de la puissance.

2. démarches complémentaires:

- recherche de paramètres synthétiques de sensibilité, pour apprécier la contribution de chaque consommateur à la pollution harmonique;
- identification des paramètres pour caractériser l'influence de la qualité de l'alimentation sur la pollution harmonique;
- conception d'un ensemble de mesures pratiques pour limiter le niveau de pollution harmonique.
- compensation des harmoniques (techniques et moyens), qui n'a pas été abordée dans cette thèse.

Références

Références

- [ACH_1] **E. Acha, A Semlyen, N. Rajakovic.** "A Harmonic Domain Computational Package for Nonlinear Problems and its Applications to Electric Arcs". *IEEE. Trans. on Power Delivery, Vol. 5, No. 3, 1990, pp. 1390-1395.*
- [ACH_2] **E. Acha, J. Arrillaga, A. Medina, A. Semlyen** "General Frame of Reference for Analysis of Harmonic Distortion in Systems with Multiple Transformer Nonlinearities", *IEE Proc. Vol 136, Pt. C, No. 5, Sept. 1989, pp. 271-278.*
- [AKA_1] **H. Akagi, Y. Kazanawa, A. Nabae** "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Device without Storage Components" *IEEE Trans. on Industry Applications, IA-20, 1984, pp. 625-630.*
- [AKA_2] **H. Akagi, A. Nabae** "The p-q. Theory in Three-Phase Systems under Non-Sinusoidal Conditions", *ETEP, Vol.3, No.1, Jan/Feb. 1993, pp. 27-31.*
- [ALM_1] **R.L. Almonte, W. Ashley** "Harmonic at the Utility Industrial Interface: A. Real World Example", *IEEE. Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, 1995, pp. 1419-1426.*
- [ARI_1] **A. Arie, C. Negus, C. Golovanov, N. Golovanov** "Pollution avec des harmoniques des systèmes électro-énergétiques fonctionnant en régime permanent symétrique" (en roumain), *Maison d'Édition de l'Académie Roumaine, 1994.*
- [ARR_1] **J. Arrillaga, P. Bodger** "Power System Harmonics", *John Wiley & Son, 1985.*
- [ARR_2] **J. Arrilaga, J. Gonzales, J. Cidras** "Iterative Harmonic Simulation of Thyristor Controlled Reactor and a Power Transmission System". *EPE 95, Conf. Proc, Vol. 2, pp. 483-487.*
- [ARR_3] **J. Arrillaga, N. R. Watson, J.F. Eggleston, C.D. Callaghan** "Comparison of Steady State and Dynamic Models for Calculating of AC/DC System Harmonics", *Proc. IEE, Vol. 134C, No. 1, 1987, pp. 31-37.*
- [ARR_4] **J. Arrillaga, C.D. Callaghan.** "Double-Iterative Algorithm for the Analysis of Power and Harmonic Flows at AC/DC Converter Terminals", *IEE Proceeding, Vol. 136, Pt C. Nov.1989, pp. 319-324.*
- [ARS_1] **R. Arseneau, W.J.M. Moore** "A Method for Estimating the Sinusoidal Iron Losses of a Transformer from Measurements Made with Distorted Voltage Waveforms", *IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No.10, Oct. 1984, pp. 2912 - 2917.*
- [AUS_1] **Australian Standard AS - 2279.1-1991** "Disturbances in Mains Supply Networks- Part 2: Limitation of Harmonics Caused by Industrial Equipment", 1991
- [AVI_1] **J. Avila-Rosales, F.L.Alvaro** "Nonlinear Frequency Dependent Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, No. 11, 1982, pp. 4281-4287.*
- [BLA_1] **R.E. Blahut** "Fast Algorithm for Digital Signal Processing" *Addison-Vesley Publishing Company, 1985.*
- [BOH_1] **L.J. Bohmann, R.H. Lasseter** "Stability and Harmonics in Thyristor Controlled Reactors", *IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 5, No. 2, 1990, pp. 1175-1181.*

- [BON_1] **J.A. Bonner, W.M. Hurst, R.G. Rocamora, R.F. Dudley, M.R. Sharp, J.A. Twiss** "Selecting Ratings For Capacitors And Reactors In Applications Involving Multiple Single - Tuned Filters", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 10, No.1, Jan. 1995, pp. 547-555.
- [BOU_1] **O.Bourgault, G. Morin** "Analysis of a Harmonic Overvoltage Due to Transformer Saturation Following Load Shedding on Hydro-Quebec-NYPA 765 kV Interconnection", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 5, No.1, Jan. 1990, pp. 397-405.
- [BRE_1] **C.W. Ho, A.E. Rukli, P.A. Brennan** "The Modified Nodal Approach to Network Analysis", *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS-22, No. 6, June 1975, pp. 504-509.
- [BUD_1] **S. Budi, L. Pierrat, Y.J. Wang** "Load Modeling for Harmonic Penetration Studies", *UPEC '93. Staffordshire Univ.* pp. 78-79.
- [CAL_1] **C.D. Callaghan, J. Arrillaga** "Convergence Criteria for Iterative Harmonic Analysis and its Application to Static Convertors", *4th ICHPS, Budapest/HUNGARY*, 1990.
- [CAP_1] **A. Capasso, A. Prunzezi, R. Lamedica** "Equivalents of Complex Loads Harmonic Penetration Studies", *E.E.C.P.S. - Capri. ITALY*, May 1989, pp.1-5.
- [CAP_2] **A. Capasso, R. Lamedica, R. Manigrasso, G. Sani, G. Superti-Gurga, E. Tironi** "Reference Power Network for the Harmonic Propagation Analysis". *ETEP*, Vol. 2, No. 3, 1992, pp. 167-177.
- [CAV_1] **A. Cavallini, G.C. Montanari, L. Pitti, D. Zaninelli** "ATP Simulation for Arc - Furnance Flicker Investigation". *ETEP*, Vol.5, No. 3, 1995, pp. 165-171.
- [CEN_1] **CENELEC - EN 50.160** "Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution", *CENELEC*, 1993.
- [CHA_1] **Guy-Gérard Champiot** "Les perturbations électriques et électromagnétiques", *ELECTRA, DOPEE Diffusion*, 1991.
- [CHE_2] **J.-H. Chen, W.-J. Lee, M.-S. Chen**, "Using a Static Var Compensator to Balanced a Distribution System", *IEEE PESC 1996*, PP. 2321-2332
- [CHE_1] **B.K. Chen , B.S. Guo** "Three Phase Models of Specially Connected Transformers", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 11; No. 1, 1996 Pp. 323-331.
- [CIG_1] **CIGRE WG 36.05 Report** "Equipment Producing Harmonics and Conditions Governing Their Connection to the Mains Power Supply", *Electra*, No. 123, March 1989, pp; 20-37.
- [CIG_2] **CIGRE JTF 36.05** "Connection of Harmonic Producing Installations in High-Voltage Networks with Particular Reference to HVDC - Guide for Limiting Harmonic Voltage Effects", *Electra*, No. 149, August 1993, pp.73-87.
- [CIG_3] **CIGRE Working Group 36.05** "Harmonics, Characteristic parameters, methods of study, estimating of existing values in the network", *Electra Review*, No. 77, 1981, pp. 35-54.
- [CON_1] **D.P. Connors, D.A. Jarc, R.H. Daugherty** "Considerations in Applying Induction Motors with Solid State Adjustable Frequency Controllers", *Rec. Conf. Papers 29 th, Annu. PCIC, Cat. 82CM 1816-8*, 1992, pp.7-13.
- [CZA_1] **L.S. Czarnecki** "Considerations on the Reactive Power in Non-sinusoidal Situations", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-34, No.3, Sept. 1985, pp. 399-405.

- [CZA_2] **L.S. Czarnecki** "What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why it Should be Abandoned", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 36, No. 3, Sept 1987, pp. 834 - 837.
- [CZA_3] **L.S. Czarnecki** "Orthogonal Decomposition of the Currents in a 3-Phase Non-linear Asymmetrical Circuit With a Non-sinusoidal Voltage Source", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 37, No. 1, March 1988, pp. 31-35.
- [CZA_4] **L.S. Czarnecki** "Reactive and Unbalanced Currents Compensation in Three - Phase Assymetrical Circuits under Non-sinusoidal Conditions", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 38, No. 3, June 1989, pp. 754-759.
- [CZA_5] **L. S. Czarnecki** "Combined Time-Domain and Frequency Domain Approach to Hybrid Compensation in Unbalanced Non-Sinusoidal Systems", *ETEP*, Vol. 6, No.6, 1994, pp.477-485.
- [CZA_6] **L. S. Czarnecki** "Physical Reasons of Current RMS Value Increase in Power Systems with Non-sinusoidal Voltage", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 8, No. 1, January 1993, pp.437-446.
- [CZA_7] **L. S. Czarnecki** "Current and Power Bidirectional Flow of Harmonic Active Power in Circuits with Rotating Machines", *ETEP*, Vol. 3, No.1, 1993, pp. 45-53.
- [CZA_8] **L. S. Czarnecki** "Power Related Phenomena in Three-Phase Unbalanced Systems", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, July 1995, pp. 1168- 1175.
- [CZA_9] **L. S. Czarnecki** "Powers in Non-sinusoidal Networks: Their Interpretation, Analysis and Measurement", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 39, No. 2, April 1990, pp. 340-346.
- [CZA_10] **L. S. Czarnecki** "Dynamic, Power-Quality-Oriented Approach to Power Theory and Compensation of Asymmetrical Systems under Non-Sinusoidal Conditions", *ETEP*, Vol.4, No. 5, 1994, pp. 347-359.
- [DEN_1] **T. J. Densem, P.S. Bodger, J. Arrilaga** "Three Phase Transmission System Modeling for Harmonic Penetration Studies", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS_103, No. 2, 1984, pp. 310-314.
- [DEP_1] **M. Depenbrock** "The FBD - Method, a Generally Applicable Tool for Analysing Power Relations", *IEEE. Trans. on Power Systems*, PS Vol.8, no.2, 1993, pp. 381-386.
- [DIB_1] **R.N. Dib, G. Balzer** "Influence of Model and Accuracy on the Propagation of Harmonics", *Proc. IEEE-ICHPS-IV, Budapest, 1990*, pp. 172-177.
- [DOM_1] **W.Xu, J.R. Marti, H.W. Dommel** "A. Multiphase Hamonic Load Flow Solution Technique". *IEEE Trans. on Power Sustems*, Vol.6, No; 1, 1991, pp. 175-182.
- [DOM_2] **W. Xu, J.R. Marti, H.W. Dommel** "Harmonic Analysis of Systems with Static Compensations". *IEEE. Trans. on Power Systems*, Vol. 6, No. 1, 1991, pp. 183-189.
- [DOM_3] **H.W. Dommel, A. Yan, Shi Wei** "Harmonics from Transformer Saturation", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. PWRD-1, No. 2, April 1986, pp. 209-215.
- [DOM_4] **W. Xu, J.R. Marti, H.W. Dommel** "A Multiphase Harmonic Load-Flow Solution Technique", *IEEE Trans on Power System*, Vol.6. No.1, Feb. 1991, pp. 174-182.

- [DUG_1] **R.C. Dugan, B.W. Kennedy** "Predicting Harmonic Problems Resulting from Custom Capacitor Additions for Demand Side Management", *IEEE Trans. on. Power Systems*, Vol. 10, No. 4, Nov. 1995, pp. 1765-1771.
- [EAC_1] **A.Mc. Eachern, W.M. Grady, W.A. Moncrief, G.T.Heydt, M.Mc. Granahan** " Revenue and Harmonics: An Evaluation of Some Proposed Rate Structures", *IEEE Trans. on. Power Delivery*, Vol. 10, No. 1, Jan. 1995, pp. 474-481.
- [EGG_1] **J.F. Eggleston, J. Arrillaga, A. Semlyen** "Analysis of Harmonic Distortion Resulting from the Interaction Between Synchronous Machines and HVDC Convertors", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 3, No. 1, Jan. 1988, pp. 325 - 332
- [EMA_1] **A.E. Emanuel** "Powers in Nonsinusoidal Situations. A Review of Definitions and Physical Meaning", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.3, No. 5, July 1990, pp. 1377 - 1389.
- [EMT_1] **EMTP** "Electromagnetic Transient Program (EMTP)-Theory Book", *Portland, Oregon/USA. Bonneville Power Administration 1986.*
- [ENG_1] **J.C.Engle, H.H. Hamilton** " Design to the analysis of a closed loop-dynamic metal vapor lamp ballast ", Recordings, *IEE Ind. Gen. Appl. Soc. Annu. Meeting 1969.*
- [ETE_1] **M. Etezadi-Amoli, T. Florence** "Voltage and Current Harmonic Content of a Utility System - A Summary of 1120 Test Measurements", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.5, No. 3, 1990, pp. 1552-1557.
- [FER_1] **A. Ferrero, A. P. Morando, R. Ottobani, G. Superti Furga** "On the Meaning of Park Power Components in Three-Phase Systems under Nonsinusoidal Conditions", *ETEP*, Vol.3, No.1, 1993, pp33-43.
- [FIL_1] **P.S. Filipski, R. Arseneau** "Behavior of Wattmeters and Wathour Meters Under Distorted Wave from Conditions", *IEEE Publication 90 EH 0327-7-PWR.*
- [FRY_1] **S. Fryze** "Active, reactive and apparent power in non-sinusoidal systems in non-sinusoidal systems", *Electrotech. Z.*, Vol. 53, 1932.
- [FUC_1] **E.F. Fuchs, D.J. Roester, K.P. Kovacs** "Sensitivity of Electrical Appliances to Harmonics and Fractional Harmonics of the Power System's Voltage. Part. II: Television Sets, Induction Watt-Hour Meters and Universal Machines", *IEEE Trans. on. Power Delivery*, Vol. PWRD-2, No. 2, April. 1987.
- [FUC_2] **E.F. Fuchs, L.H. Chang, J. Appelbaum** "Magnetizing Current, Iron Losses, and Forces of Three-Phase Induction Machines at Sinusoidal and Nonsinusoidal Terminal Voltages", *IEEE. Trans. on; Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-103, No. 11, 1984, pp.3303-3325.
- [GAG_1] **F. Gagliardi, L. Battistelli** "On Accurate Harmonic Analysis of Large AC/DC Electrical System Conf. On Computer Integrated Systems for Industrial Electric Power Network", *Leipzig/GERMANY, 1989, no. 4, pp. 13-19.*
- [GAG_2] **F. Gagliardi, L. Battiselli, M. Fantauzzi, U. de Martinis, A. Testa** "On the Harmonic Analysis of Multiconvertor Systems", *IV ICHPS, Budapest/HUNGARY, 1990.*
- [GIR_1] **A.A. Girghis, J.W. Nims, J.J. Jaramino, J.G. Dalton, A. Bishop** "Effect of Voltage Harmonics on the Operation of Solid State Relays in Industrial Applications", *Proc. 1990. IAS, Part. II*, pp. 1821-1828.

- [GOL_1] **S. Goldberg, W.F. Horton** ."An Experimental Study of the Effects of Nonsinusoidal Currents of the Registration of Induction Watt-hour Meters", *Proc. of 21st Annu. North American Power Symposium, Oct. 1989*.
- [GRA_1] **W.M.Grady, G.T.Heydt** "Prediction of Power System Harmonics Due To Gaseous Discharge Lighting", *IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-104, No.3, March 1985, pp. 554-561*.
- [GRA_2] **L.G. Grainger , R.C. Spencer** "Residual Harmonics in Unbalanced Power Systems", *IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 30, no. 5, Sept/Oct. 1994, pp. 1398-1405*.
- [GRÖ_1] **M. Grötzbach, B. Draxler** "Line-Side Behavior of Uncontrolled Rectifier Bridges with Capacitive Smoothing", *Vol.3, EPE 1989, Proc, pp 761-764*.
- [GRÖ_2] **M. Grötzbach, R. von Lutz** "Unified Modeling of Rectifier Controlled DC Power Supplies", *IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 1, No. 2, 1986, pp. 90-100*.
- [GRU_1] **T.M. Gruzs** "A. Survey of Neutral Currents in Three-Phase Computer Power Systems", *IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 26, No. 4, Jul/Aug. 1990, pp. 719-725*.
- [GUI_1] **J.F. Guillier** "Modèle de ligne triphasée en régime transitoire avec effet couronne et de peau". *PRCR 95, Nantes, pp. 281-285*.
- [GYU_1] **L. Gyugui**, "Unified power-flow control concept for flexible AC transmission Systems". *IEE Proc.- C, Vol. 139, No. 4, 1992, pp. 323-331*.
- [GYU_2] **L. Gyugui, E. R.Taylor. Jr** . "Characteristic of Static, Thyristor-Controlled Shunt Compensators for Power Transmission System Applications". *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 5, 1980, pp. 1795-1805*.
- [HAJ_1] **N.I. Haji** "Computation of Hybrid Equations of linear Multiports. *IEEE Trans on Circuits and Systems", Vol. CAS-24, No. 11, Nov. 1977, pp. 655-656*.
- [HAR_1] **F. Harashima, H. Inaba** "A Closed-Loop Control System for the Reduction of Reactive Power Required by Electronic Converters", *IEEE Trans. on. Industry. Electron. and Control Instrumentation. IECI-23(1976), no.2, pp.162-166*.
- [HIN_1] **N.G. Hingorani**, "High power electronics and flexible AC Transmission System". *IEEE. Power. Eng; Rew, July, 1988*.
- [HIN_2] **N.G. Hingorani, M.F. Burbery** "Simulation of Arc System Impedances in HVDC System Studies", *IEEE Trans on PAS, Vol. PAS-89, 1970, pp. 827-828*.
- [IEC_1] **IEC Std. 1000-2-2** "Part 2 Environment . Section 2: Compatibility Levels for Low Frequency Conducted Disturbances and Signaling in Public Low-voltage Power Supply Systems", 1990
- [IEC_2] **IEC Sub-Committee 77B Report** "Compatibility Levels in Industrial Plants for Low Frequency Conducted Disturbances", 1990
- [IEC_3] **IEC Sub-Committee 77A report** " Disturbances Caused by Equipment Connected to the Public Low-Voltage Supply System. Part 2. Harmonics ", 1990, *Revised Draft of IEC 555-2*
- [IEE_1] **IEEE Std 519-1992** "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Systems", 1993
- [IEE_2] **IEEE Std. 446- 1987** " IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications ", (*IEEE Orange Book*), 1987.

- [IEE_3] **IEEE Standard 18-1992** "IEEE Standard for Shunt Power Capacitors", New York, 1993.
- [IEE_4] **IEEE Working Group on Non-sinusoidal Situations** " Practical Definitions for Power in Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: Effects on Meter Performances. A Discussion", *IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.11, No.1, January 1996, pp. 79-101.*
- [IEE_5] **IEEE/ANSI Standard C57,110-1986** "IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability when Supplying Nonsinusoidal Load Currents", 1986.
- [IEE_6] **IEEE Waveshape Distorsion Working Group** "So you dont't think you have a harmonic problem", *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Mecting, 1979.*
- [IEE_7] **IEEE Standard 32-1972** "Standard Requirements. Terminology and Test Procedures for Neutral Grounding Devices", *IEEE, 1972.*
- [JOD_1] **J.A. Jodice** "Art and Application of Active Sources", *PEA Relay Committee Meeting, Rec, Feb. 1976.*
- [JOS_1] **F.A. Jost, D.F. Menzies, M.S. Sachdev** "Effects of System Harmonics on Power System Relays", *Canadian Electric Assoc. Conf., Mar. 1974.*
- [KAR_1] **G. Karimi, M. Meunier, L. Q. Wang, M. Dessoude, D. Olivier** "Modeling Synchronous Machines Submitted to Current Harmonics", *Proc. ICHPS-IV, Budapest, 1990, pp.127-133.*
- [KAW_1] **C. Kawann, A.E. Emanuel** "Passive Shunt Harmonic Filter for Low and Medium Voltage. A. Cost Comparison Study", *IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 11, No.4, Nov. 1996, pp. 1825-1831.*
- [KEN_1] **A.E. Kennely, F.A. Laws, P.H. Pierce** "Experimental Research on Skin Effects in Conductors", *Trans. AIEE, 34, pp. 1953-2018.*
- [KEY_1] **A. Keyhani, H. Tsai, A. Abur** "Maximum Likelihood Estimation of High Frequency Machine and Transformer Widing Parameters", *IEEE, Trans. on Power Delivery, Vol. 5, No; 1, 1990, pp. 212-219.*
- [KEY_2] **A. Keyhani, S.W. Chava, S.A. Sebo** "Transformer Likelihood Estimation of Transformer High Frequency Parameters from Test Data". *IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 6, No.2, 1991, pp. 858-865.*
- [KIM_1] **E.W. Kimbark** "Direct current transmission", *Wiley-Interscience, 1971.*
- [KIT_1] **R.H. Kitchir** "New Method for Digital Computer Evaluation of Converter Harmonics in Power Systems Using State Variable Analysis", *IEE Proc 128, 1981, no. 4, pp. 196-207.*
- [KIZ_1] **M. Kizilcay, K.-H.Koch** "Numerical Fault Arc Simulation Based on Power Arc Tests". *ETEP, Vol.4, No.3, 1994,pp. 177-187.*
- [KUS_1] **N.L. Kusters, W.J.M. Moore** "On the Definition Reactive Power Under Non-sinusoidal Conditions", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-99, No.5, Sept./Oct., 1980, pp.1845-1854.*
- [KVE_1] **K. Kveeuarn, M. Meunier, M. Walter, J.-Y. Leost, F. Sultanem.** "Evaluation of Harmonics Engendred by Arc Furnances and High Speed Train". *4th ICHPS, Budapest, 1990, pp. 255-261.*
- [LAS_1] **E.L. Laskowski, J.F. Donoghue** "A Model of a Mercury Arc Lamp's Terminal V-I Behaviour". *IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. IA-37, No.4, 1981, pp.419-425.*

- [LEW_1] V.A. Lewis, P.D. Tuttle "The Resistance and Reactance of Aluminium Conductors Steel Reinforced", *Trans. AIEE, PAS-77*, pp. 1189-1215.
- [LUD_1] A. Ludbrock "Harmonic Filters for Noise Reduction", *IEEE Trans. on. Industry Applications, Vol. 5, Sept./Oct. 1988*, pp. 947-954.
- [MAH_1] A.A. Mahmoud, R.D. Shultz "A Method for Analyzing Harmonic Distribution in AC Power Systems", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems Vol. PAS - 101, No. 6, 1982*, pp. 1815-1823.
- [MAL_1] R. Malewski, R. Arseneau, E. So., W. J. M. Moore "A Comparison of Instrumentation for Measuring the Losses of Large Power Transformer", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS 102, No.6, pp. 1570 - 1574, June 1983*.
- [MAN_1] L.G. Manescu, R. Feuillet, J.-C. Sabonnadiere "Power Approach for Harmonic Analysis of Power Systems Including Thyristor Controlled Reactors". *IFAC/CIGRE Symposium on Control of Power Systems and Power Plants, Beijing/CHINA, Aug. 1997*, pp. 817-826
- [MAN_2] L.G. Manescu, I. Mircea, S. Puscasu, D. Rusinaru "Iterative Harmonic Analysis Method- A New Approach", *ICATE 96, June 1996, Craiova, Vol. II (C)*, pp. 141-146.
- [MAN_3] L. G. Manescu "L'analyse du fonctionnement du transformateur en régime nonsinusoidal". *Rapport de Stage au INPG-ENSIEG-LEG, 1995*.
- [MAN_4] I. Mircea, L.G. Manescu "Power conditioner for harmonics and reactive power", *International Conference of Theoretical and Applied Electrotechnics, ICATE 93, Craiova, Vol.B, pp. 343-349*.
- [MAN_5] L. G. Manescu, I. Mircea, S. Puscasu, D. Rusinaru "Non-linear Model for Transformer for Harmonic and Transient Studies". *International Conference of Theoretical and Applied Electrotechnics, ICATE 96, Craiova, June 1996*.
- [MAN_6] L.G. Manescu, R.Feuillet, N. HadjiSaid, "Logiciel de calcul de répartition de charge en régime nonsinusoidal avec application a des réseaux contenant des convertisseurs", *PRCR '97, Nantes, France, pp. 95-104*
- [MAN_7] L. G. Manescu "Le régime non-sinusoidal des circuits électriques" (en roumain), *1^{er} Rapport de thèse, Université de Craiova, Nov.1997*.
- [MAN_8] L. G. Manescu "Le régime déformant des systèmes électro-énergétiques" (en roumain), *2^{ème} Rapport de thèse, Université de Craiova, Nov.1997*.
- [MAN_9] L.G. Manescu, R.Feuillet, N. HadjiSaid, "Interactions and power exchange between AC/DC Converters and the Supply Network", *PCIM, Power Quality 97 International Conference, Nürnberg, June 1997*.
- [MAN_10] I. Mircea, L. G. Manescu and P. Stoican "About the possibility of using the harmonic active power in motor drying", *International Conference of Theoretical and Applied Electrotechnics, ICATE 93, Craiova, Vol.A, pp. 113-119*.
- [MAN_11] S. Puscasu, I. Mircea, L. G. Manescu "Energetic behavior of fluorescent lamps", *Light & Lighting International Conference, Bucarest Oct.1994, Proceedings, Vol.2, pp.111-118*.
- [MAN_12] I. Mircea, L. G. Manescu, P. Stoican "L'utilisation de la puissance active harmonique en régime non-sinusoidal" (en roumain), *Revue "Utilisation Efficace de l'Energie", No.18(4)/1994, pp.14-21*.

- [MAN_13] **L. G. Manescu, I. Mircea, S. Puscasu, D. Rusinaru** "Techniques for harmonics and voltage compensation". *Romanian National Energy Conference, Neptun, Sept.1993, Proceedings-Section V, pp.158-164.*
- [MAN_14] **L. G. Manescu, R. Feuillet, Y. Baudon, I. Mircea, D. Rusinaru** "Novel Harmonic Distortion Factors for Non-Sinusoidal Regime Analysis", accepted to be presented at the *International Conference of Theoretical and Applied Electrotechnics, ICATE 98, Craiova.*
- [MAN_15] **L. G. Manescu, R. Feuillet, Y. Baudon, I. Mircea, D. Rusinaru** "Performances of Conventional and Advanced Static VAR Compensators at Low Frequency Resonant Conditions", accepted to be presented at the *International Conference of Theoretical and Applied Electrotechnics, ICATE 98, Craiova.*
- [MAN_16] **L. G. Manescu, R. Feuillet, Y. Baudon, I. Mircea, D. Rusinaru** "Comparison Between the Harmonic Pollution Produced by 6-Pulse and 12-Pulse Fully Controlled Rectifiers", accepted to be presented at the *International Conference of Theoretical and Applied Electrotechnics, ICATE 98, Craiova.*
- [MAR_1] **D.W. Marquardt** "An Algorithm for Least-Squared Estimation of Nonlinear Parameters", *J.Soc. Appl. Math., Vol. 11, No. 2, 1963, pp. 431-441.*
- [MAS_1] **M.A.S. Masoum, E.F. Fuchs** "Transformer Magnetising Current and Iron-Core Losses in Harmonic Power Flow", *IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 9, No. 1, January 1994, pp.10-20.*
- [MED_1] **A. Medina, J. Arrillaga, E. Acha** "Sparsity-Oriented Hybrid formulation of Linear Multiports and its Application to Analysis". *IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 5, No. 3, July 1990, pp. 1453-1458.*
- [MEY_1] **Y. Meynaud** "Harmoniques, paramètres, caractéristiques, méthodes d'étude, estimation des valeurs existantes en réseau", *Electra 77, 1981.*
- [MIL_1] **T.J.E. Miller**, "Reactive power control in electric Systems", John W. Iley & Sons, 1982.
- [MOO_1] **A.H. Moore** " Application of power capacitors of electrochemical rectifier systems" *Conf. Rec. IEEE, 23 rd. Annu. Petroleum and Chemical Industry Conf. 1976, Cat. no. 76CH1109-8-IA.*
- [MUR_1] **J.M.D. Murphy, M.G. Egan** "A comparison of PWM Strategies for Inverter Feed Induction Motors", *IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-19, No. 3, May/June 1983, pp. 363-369.*
- [NED_1] **V.N. Nedelcu** "Théorie de la conversion électromécanique" (en roumain), *Maison d'édition "Tehnica", Bucarest, 1978.*
- [NOR_1] **N. Noroosian, G. Andersson**, "Power Flow Control by Use of Controllable Series Components", *IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 8, No. 3, 1993, pp. 1420-1429.*
- [NOR_2] **M. Noroosian, G. Andersson**, "Damping of Inter-Area and Local Modes by Use of Controllable Components", *IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, No.4, 1995, pp. 2007 - 2012.*
- [OKA_1] **M.O. Okamura, F. Andow, I. Mitani, Y. Okita, M. Masui** "Development of New Relays with Significantly Improved Performance Against Badly Distorted Transient Waveforms", *IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, pp. 1426-1435.*

- [OLD_1] **N.M. Oldham, T.L. Nelson** "Influence of Nonsinusoidal Waveforms on Voltmeters, Ammeters and Phase Meters", *IEEE Publication 90 EH 0327-7-PWR*.
- [POW_1] **L.J. Powel, Jr.** "Current Transformer Burden and Saturation", *IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-15, pp.294-303, May/June 1979*.
- [PRE_1] **M. Preda, P. Cristea** "Bases de l'électrotechnique" (en roumain), Vol. 2, *Maison d'édition EDP, 1980*.
- [PUS_1] **S. Pucscasu, J. Markovici** "Quantités et régimes électriques non-sinusoidaux " (en roumain), *Maison d'édition "Scrisul Romanesc", 1974*.
- [RIC_1] **J.J. Rico, F. Acha, T.J.E. Miller** "Harmonic Domain Modelling of Three-Phase Thyristor-Controlled Reactors by Means of Switching Vectors and Discrete Convolutions". *IEEE Trans on Power Delivery, Vol. 11, No. 3, 1996, pp.1678-1684*.
- [RIC_1] **D.E. Rice** "Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics-Their Effect on Power System Components", *IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-22, No.1, Jan/Feb. 1986, pp. 161-177*.
- [ROS_1] **L. Rossetto, P. Tenti** "Using AC-fed PWM Converters as Instantaneous Reactive Power Compensators", *IEEE Trans. on Power Electron. PE-7, no.1, 1992, pp. 224-229*.
- [ROS_1] **M.D.Ross, J.W.Batchelor** "Operation of non-salient-pole-type generators supplying a rectifier load", *AIEE Trans, Vol. 62, pp. 667-670*.
- [SAL_1] **L. Sainz, J. Pedra.** "Infeasible Harmonic Power Flow Study Solutions", *IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, No. 3, July, 1995, pp. 1621-1627*.
- [SAM_1] **M.I. Samesima, E.M.Dias** "Frequency Response Analysis and Modelling of Measurement Transformers under Distorted Current and Voltage Supply". *Proc. IEEE - ICHPS IV, Budapest, 1990, pp. 417-423*.
- [SEM_1] **A. Semlyen, E. Acha, J. Arrilaga** "Newton-Type Algorithms for the Harmonic Phasor Analysis of the Non-Linear Power Circuits in Periodical Steady-State with Special Reference to Magnetic Non-Linearities", *IEEE Trans on Power Delivery, Vol. 3, No. 3, July 1988, pp. 1090-1097*.
- [SEM_2] **A. Semlyen, N. Rajakovic** "Harmonic Domain Modelling of Laminated Iron Core" *IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 4, No. 1, January 1989, PP. 382-389*.
- [SHA_1] **D. Sharon** "Power Factor Definitions and Power Transfer Quality in Nonsinusoidal Situations". *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 5, No. 3, June 1996, pp. 728-733*.
- [SHR_1] **A.M. Sharaf** "Harmonic Interference from Distribution Systems", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS. 101, No. 8, Aug.1982, pp. 2975-2981*.
- [SHI_1] **D.D. Shipp, W.S. Vilcheck** "Power Quality and Line Considerations for Variable Speed AC Drives". *IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 32, No. 2, 1996, pp. 403-409*.
- [SHU_1] **R.D. Shultz, R.A. Smith, G.L.Hickey** "Calculation of Maximum Harmonic Currents and Voltages on Transmission Lines", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No.4, 1983, pp. 817-822*.
- [SID_1] **A. Sidi, W.F. Ford, D.A. Smith** "Acceleration of Convergence of Vector Sequences", *SIAM Journal of Numerical Analysis, Vol. 23, No. 1, Feb. 1986, pp. 178-196*.

- [SID_2] **A. Sidi** "Efficient Implementation of Minimal Polynomial and Reduced Rank Extrapolation Methods". *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 36, 1991, pp. 305-337.
- [SKE_1] **S. Skelboe** "Computation of the Periodic Steady. State Response of Nonlinear Networks by Extrapolation Methods". *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS-27, March 1980, pp. 161-175.
- [SLE_1] **G.R. Slemon, E.A. Ismailov** "An Analysis of the Harmonic Impedance of a Saturated Induction Machine". *IEEE. Trans. on. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-99, No. 4, 1980, pp. 1663-1669.
- [SPI_1] **M.R. Spiegel** "Analyse de Fourier et applications aux problèmes de valeurs aux Limites", *Mc.Graw-Hill*, 1987.
- [STA_1] "**STAS 1093/1-87**" "Machines électriques tournantes. Conditions générales"(en roumain).
- [STC_1] **E.M. Stacey** "Thyristor Motor Controls, AC Line Disturbances, Isolation, Short Circuit Protection", *IEEE Trans on Industry Applications*, Vol. IA-10, Jan/Feb. 1974, pp. 88-105.
- [SUN_1] **S.Q.Sun, Q.R. Xiang** "Wave form distortion and distortion power", *Proc. IEE, Pt. B*, Vol.139, No.4, 1992, pp. 303-306.
- [SUP_1] **G. SupertiFurga, L.Pirola** "The Mean Generalised Content: A Conservative Quantity in Periodically-Forced Non-Linear Networks", *ETEP*, Vol.4, No.3, 1994, pp.205-212.
- [TAL_1] **M. Taleb, T.H. Ortmeyer** "Examination of the Current Injection Technique". *IEEE Trans. On Power Delivery*, Vol. 7, No. 1, Jan. 1992, pp. 442 - 448.
- [TRA_1] **T.Q. Tran, L.E. Conrad, B. K. Stallman** "Electric Shock and Elevated EMF Levels Due to Triplen Harmonics", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 11, No. 2, 1996, pp. 1041-1049.
- [UKE_1] **UK Engineering Recommendation G.5/3** "Limits for Harmonics in the United Kingdom Electricity Supply System", 1976.
- [WAN_1] **Y.J. Wang, L. Pierrat, R. Feuillet** "An Analytical Method for Predicting Current Harmonics Produced by an AC/DC Converter under Unbalanced Supply Voltage" *ETEP*, Vol.2, No. 4, 1992, pp.237-244.
- [WOO_1] **D.A. Woodford** "Solving the Ferroresonance Problem when Compensating a DC Converter Station with Series Capacitor", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 11, No. 3, Aug. 1996, pp. 1325-1331.
- [XIA_1] **D. Xia, G.T. Heydt** "Harmonic Power Flow Studies Part I-Formulation and Solution", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-101, No. 6, June 1982, pp. 1257-1265.
- [XIA_2] **D. Xia, G.T. Heydt** "Harmonic Power Flow Studies. Part II - Implementation and Practical Applications", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-101, No. 6, June 1982, pp. 1266-1270.
- [XUM_1] **W. Xu, Y. Mansour** " Developing Utility Harmonic Regulations Based on IEEE Std. 519 - B.C. Hydro's Approach", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.10, No.3, July 1995, pp.1423-1431.
- [YAC_1] **R. Yacamini, J.W. Resende** "Thyristor Controlled Reactors as Harmonic Sources in HVDC Converter Stations and AC Systems", *IEE. Proc.B*, Vol.133, No.4, 1986, pp.263-269.
- [YAC_1] **R. Yacamini, J.C. De Oliveira** "Comprehensive Calculation of Converter Harmonics with System Impedances and Control Representation", *IEE Proc. B* 133, 1986, pp. 95-102.

Annexes

ANALYSE FRÉQUENCIELLE DES CIRCUITS NON-LINÉAIRES AVEC DES ALGORITHMES NEWTON

Le régime périodique quasi-stationnaire des circuits non-linéaires s'exprime régulièrement par les équations d'état:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u) \\ y &= g(x, u) \end{aligned} \tag{A1_1}$$

où x est la variable d'état, u l'excitation et y la réponse du système (l'ensemble des vecteurs). Dans la plupart des cas il est souhaitable de mettre les équations (A1_1) sous la forme d'une équation d'entrée-sortie:

$$y = h(u) \tag{A1_2}$$

par l'élimination de la variable d'état x . Cela suppose un algorithme numérique d'intégration pas à pas ou, pour une alimentation sinusoïdale, la transformation dans une équation algébrique.

Pour un signal périodique de spectre connu la linéarisation de l'équation (A1_1) dans l'espace harmonique conduit à:

$$\underline{y} = H \cdot \underline{u} + \underline{y}_N \tag{A1_3}$$

où \underline{y} et \underline{u} sont les vecteurs harmoniques de y et u , tandis que H est une matrice Jacobienne d'admittances.

Une telle analyse est plus efficace que l'intégration directe de (A1_1) car d'une part le système peut avoir des constantes de temps trop grandes et d'autre part on n'arrive par toujours à décrire le système par des équations d'état. Même pour les études de régime transitoire on doit parfois chercher une solution quasi - stationnaire (pour l'initialisation).

La linéarisation de toutes les composantes non - linéaires du système et la résolution de toutes ces composantes représente un algorithme Newton, avec une convergence théoriquement quadratique (mais en pratique un peu plus lente à cause du nombre limité d'harmonique pris en compte). L'équation (A1_3) relie tous les harmoniques, cependant le modèle du système étant linéaire, on peut résoudre les équations successivement, sans convergence totale à chaque cycle.

Pour un circuit linéaire, son entrée $u(t)$ et sa sortie $y(t)$ se décomposent en série de Fourier:

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{h=0}^{\infty} u_h(t) = \left[U_h' \sin h\omega t + U_h'' \cos h\omega t \right] + U_0 \\ y(t) &= \sum_{h=0}^{\infty} y_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \left[Y_h' \sin h\omega t + Y_h'' \cos h\omega t \right] + Y_0 \end{aligned} \tag{A1_4}$$

ayant associées des séries complexes

$$u(t) = \sum_{h=0}^{\infty} u_h(t) = \sum_{h=0}^{\infty} U_h e^{jh\omega t} \quad (\text{A1}_5)$$

$$y(t) = \sum_{h=0}^{\infty} y_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} [Y_h e^{jh\omega t}]$$

Si $u_h(t)$ et $y_h(t)$ sont les harmoniques d'ordre h de l'entrée et de la sortie:

$$\begin{aligned} u_h(t) &= U_h e^{jh\omega t} + U_{-h} e^{-jh\omega t} \\ y_h(t) &= Y_h e^{jh\omega t} + Y_{-h} e^{-jh\omega t} \end{aligned} \quad (\text{A1}_6)$$

on obtient:

$$U_{-h}^* = U_h = -\frac{j}{2}(U_h' + jU_h'') \quad (\text{A1}_7)$$

$$Y_{-h}^* = Y_h = -\frac{j}{2}(Y_h' + jY_h'')$$

Parce que U_h et Y_h sont reliées par la fonction de transfert H_h et U_{-h} et Y_{-h} par H_{-h} , alors:

$$Y_h = H_h U_h \quad (\text{A1}_8)$$

$$Y_{-h} = H_{-h} U_{-h} \quad (\text{A1}_9)$$

et de (A1_7) et (A1_8) on constate que:

$$H_{-h} = H_h^* \quad (\text{A1}_{10})$$

Les équations (A1_8) et (A1_9) se combinent dans:

$$\underline{y} = \underline{H} \underline{u} \quad (\text{A1}_{11})$$

où
$$\underline{u} = [\dots U_{-h} \dots U_{-2} U_{-1} U_0 U_1 U_2 \dots U_h \dots]^T \quad (\text{A1}_{12})$$

$$\underline{y} = [\dots Y_{-h} \dots Y_{-2} Y_{-1} Y_0 Y_1 Y_2 \dots Y_h \dots]^T$$

et
$$\underline{H} = \text{diag}\{\dots H_{-h} \dots H_{-2} H_{-1} H_0 H_1 H_2 \dots H_h \dots\} \quad (\text{A1}_{13})$$

En remplaçant (A1_7) dans (A1_8) et suite à la séparation des parties réelle et imaginaire on trouve que:

$$\begin{bmatrix} Y_h' \\ Y_h'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_h' & -H_h'' \\ H_h'' & H_h' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_h' \\ U_h'' \end{bmatrix} \quad (\text{A1}_{14})$$

La matrice
$$\underline{H}_h = \begin{bmatrix} H_h' & -H_h'' \\ H_h'' & H_h' \end{bmatrix} \quad (\text{A1}_{15})$$

est l'équivalent réel de la fonction complexe H_h du circuit. Si la structure de (A1_15) n'est pas satisfaite, alors la matrice réelle de la fonction de transfert H_h ne peut pas être convertie dans une fonction de transfert complexe H_h . De même, si (A1_10) n'est pas satisfaite, (A1_8) n'est pas suffisante.

Avec (A1_15) on peut assembler la matrice diagonale réelle diagonale - bloc:

$$\underline{H} = \text{diag} \underline{H}_h \quad (\text{A1}_{16})$$

La matrice complexe (A1_13) a donc la propriété structurale (A1_10) et sa forme (A1_16) vérifie (A1_15). Pour les circuits non-linéaires ces propriétés ne sont plus valables.

LINÉARISATION DU CIRCUIT NON-LINÉAIRE

Pour une dépendance non-linéaire:

$$y = f(x) \quad (\text{A1-17})$$

$$\text{si } x(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} X_h e^{jh\omega t} \quad (\text{A1-18})$$

et $y(t)$ depuis (A1-5), on notera par \underline{x} et \underline{y} les vecteurs de X_h et Y_h . Si on remplace (A1-18) dans (A1-17) on trouve:

$$\underline{y} = \underline{f}(\underline{x}) \quad (\text{A1-19})$$

Si la fonction f est dérivable, alors (A1-17) se linéarise autour du (x_0, y_0) :

$$\Delta y = f'(x_0) \cdot \Delta x \quad (\text{A1-20})$$

$$\text{où } \Delta x = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \Delta X_h \cdot e^{jh\omega t} \quad (\text{A1-21})$$

$$\Delta y = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \Delta Y_h \cdot e^{jh\omega t} \quad (\text{A1-22})$$

$$f'(x_0) = f'(x(t)) \Big|_{x(t)=x_0} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i e^{ji\omega t} \quad (\text{A1-23})$$

Si dans (A1-21) on ne compte qu'un seul terme:

$$\Delta x = \Delta X_h e^{jh\omega t} \quad (\text{A1-24})$$

en mettant (A1-22) et (A1-23) dans (A1-20) il arrive que:

$$\sum_{h=-\infty}^{\infty} \Delta Y_k \cdot e^{jk\omega t} = \left(\sum_{h=-\infty}^{\infty} c_i e^{j(i+h)\omega t} \right) \Delta X_h \quad (\text{A1-25})$$

Suite à l'identification des exposants dans (A1-25)

$$k = i + h \quad (\text{A1-26})$$

on déduit la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ \Delta Y_{-2} \\ \Delta Y_{-1} \\ \Delta Y_0 \\ \Delta Y_1 \\ \Delta Y_2 \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots \\ c_{-2-h} \\ c_{-1-h} \\ c_{0-h} \\ c_{1-h} \\ c_{2-h} \\ \vdots \end{bmatrix} \Delta X_h \quad (\text{A1-27})$$

Dans l'équation linéarisé:

$$\Delta \underline{y} = \underline{F} \Delta \underline{x} \quad (\text{A1-28})$$

DÉTERMINATION DES CONSTANTES DU MODÈLE FRANCIS

Les valeurs des constantes du modèle Francis se déterminent depuis les mesurés des grandeurs électriques (courant et tension) et photométriques (formes d'onde de l'intensité spectrale relative). Cinq des constantes surgissent directement de ces données tandis que la sixième est utilisée pour rapprocher la caractéristique externe, $u(i)$, du modèle de la lampe (mesurée).

Le système de mesure nécessaire est représenté dans la Figure A2_1. Les mesures sont considérées valides dès qu'on obtient deux périodes consécutives identiques. Côté photométrique il suffit une simple photo-cellule, qui permettra d'identifier les extrêmes de l'intensité lumineuse afin qu'on puisse calculer leur rapport. On suppose que toutes les lignes spectrales achèvent leurs extrêmes à la fois. Dorénavant on désignera par l'indice 1 le maximum et par 2 le minimum.

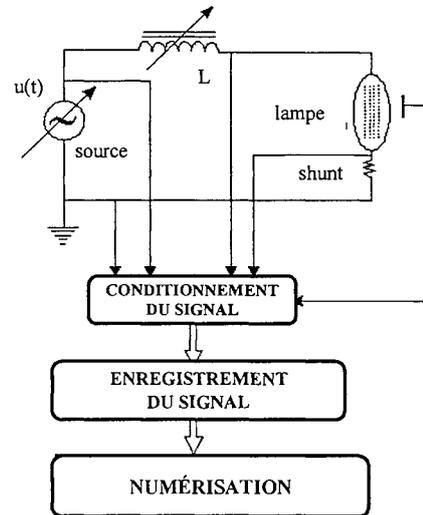


Figure A2_1 Système de mesure des grandeurs nécessaires pour calculer les constantes du modèle

Les extrêmes de la puissance radiée, selon (3_30), sont:

$$p_{r1} = a_2 e^{-ea_3/kT_1} \quad (A2_1)$$

$$p_{r2} = a_2 e^{-ea_3/kT_2} \quad (A2_2)$$

auquel cas pour $e/k = 11.605$ on trouve:

$$T_1 = \frac{(11.605 a_3 T_2)}{\left(11.605 a_3 + \ln \frac{p_{r2}}{p_{r1}}\right) T_2} \quad (A2_3)$$

Les extrêmes de la résistance (évaluables par mesure), afférentes à ces températures s'expriment par:

$$r_1 = a_5 T_1^{3/4} e^{11.605 a_6 / 2k_1} \quad (A2_4)$$

$$r_2 = a_5 T_2^{3/4} e^{11.605 a_6 / 2k_2} \quad (A2_5)$$

et leur rapport est le coefficient a_6 :

$$a_6 = \ln \left[\frac{r_2}{r_1} \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{3/4} \right] \left[\frac{2}{11.605} \left(\frac{T_1 T_2}{T_1 - T_2} \right) \right] \quad (A2_6)$$

Si on dénomme par Q le rapport des valeurs de la pente de la conductance (dépendante de la puissance radiée p_r), alors:

$$Q = \frac{\left(\frac{11.605a_6}{2}\right)T_2^{3/4} + 0,75T_2^{7/4}}{\left(\frac{11.605a_6}{2}\right)T_1^{3/4} + 0,75T_1^{7/4}} \cdot e^{11.605\left(a_3 - \frac{a_6}{2}\right)\left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)} \quad (\text{A2}_7)$$

et de (A2_3), (A2_6) et (A2_7) il sort que:

$$Q = - \frac{\left\{0,75T_2 - a_3b \ln \left[\frac{r_2}{r_1} \left(1 + \frac{T_2}{ba_3}\right)^{3/4} \right] \right\} \frac{p_{r1} \cdot r_1}{p_{r2} \cdot r_2}}{\left\{0,75 \left(1 + \frac{ba_3}{T_2}\right)T_2 - a_3b \left[\frac{r_2}{r_1} \left(1 + \frac{T_2}{ba_3}\right)^{3/4} \right] \right\}} \quad (\text{A2}_8)$$

$$\text{où } b = \frac{11.605}{\ln \frac{p_{r2}}{p_{r1}}} \quad (\text{A2}_9)$$

Les seules inconnues dans (A2_8) sont a_3 et T_2 . Il existe une telle paire des valeurs et elles sont proportionnelles:

$$a_3 = CT_2 \quad (\text{A2}_{10})$$

Pour une lampe à vapeurs de mercure haut pression, par exemple, le maximum de la température est apprécié à 5800K. La valeur de la température affecte toutes les constantes du modèle mais par trop la caractéristique de sortie de la lampe (dépendance courant - tension). **Donc le choix de la température de la colonne T_2 , n'est pas critique pour la modélisation de la lampe.**

Le calcul des coefficients se déroule dans 7 étapes:

1. Le calcul du coefficient C

On remplace (A2_10) dans (A2_8) et on obtient:

$$\frac{bC}{bC+1} = AbC \ln \left[\left(\frac{r_2}{r_1} \right)^{3/4} \left(\frac{bC+1}{bC} \right) \right] \quad (\text{A2}_{11})$$

$$A = 1 - \frac{1}{Q} \cdot \frac{p_{r1} \cdot r_1}{p_{r2} \cdot r_2} = 1 - B$$

avec

$$B = \frac{1}{Q} \cdot \frac{p_{r1} \cdot r_1}{p_{r2} \cdot r_2} \quad (\text{A2}_{12})$$

A et B se déterminent par mesure et (A2_11) sert pour calculer C.

2. Le calcul du coefficient a_3 depuis (A2_10), avec $T_2 = 5800\text{K}$.

3. Le calcul de la température de l'arc, T_1 , avec T_2 et a_3 dans (A2_3).

4. Le calcul du coefficient a_6 à partir du (A2_6).

5. Le calcul de a_3 avec (A2_7).

6. Le calcul de a_2 et a_4

La dérivée de (3_28) fournit les extrêmes de la température de l'arc T_1 et T_2 :

$$\left. \frac{dT}{dt} \right|_{T_1, T_2} = \left(w - p_r - p_c \right)_{T_1, T_2} = 0 \quad (\text{A2}_13)$$

ce qui avec a_2 et a_4 conduit à:

$$\begin{aligned} i_1^2 r_1 - a_2 e^{-11.605 a_6 / T_1} - a_4 (T_1 - T_0) &= 0 \\ i_2^2 r_2 - a_2 e^{-11.605 a_6 / T_2} - a_4 (T_2 - T_0) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{A2}_14)$$

Cette relation permet de calculer tant a_2 que a_4 , pour une valeur T_0 de 1000K.

7. Le calcul de a_1 .

Pour rapprocher la caractéristique du modèle de celle mesurée on doit minimiser une fonction but tel que:

$$J(a_1) = u' \sum (V_{i, \text{exp}} - V_{i, \text{sym}})^2 + u'' \sum (I_{i, \text{exp}} - I_{i, \text{sym}}) \quad (\text{A2}_15)$$

où: u' , u'' facteurs de poids pour la tension et le courant

i l'indice des instants de temps

$V_{i, \text{exp}}$, $I_{i, \text{exp}}$ les échantillons de la tension et du courant à l'instant correspondant à i .

$V_{i, \text{sym}}$, $I_{i, \text{sym}}$ les valeurs simulées pour la tension et le courant à l'instant i .

Suite à des essais on a trouvé que tous les termes du membre droit de (A2_15) ont leur maximum pour la même valeur de a_1 . Cela permet de considérer u' et u'' égaux à 1.

**LIAISON ENTRE LES CONSTANTES DE TEMPS ET
LES PARAMÈTRES DE CIRCUIT DU MODÈLE LINÉAIRE
INTERNE NODAL DE TRANSFORMATEUR (§ 4.2.1)**

$$K_Z = \frac{RR}{R_m + R_S}$$

$$K_G = \frac{Rm}{R_p + R_m}$$

$$T_1 + T_2 = \frac{Rm}{R_p + R_m}$$

$$T_1 + T_2 = \frac{LL}{RR}$$

$$T_3 = \frac{Lm + L_S}{R_m + R_S}$$

$$F_1 = L_m / R_m$$

$$F_4 = \frac{L_m / L_p}{R_m + R_p}$$

$$T_3 T_4 = \frac{C_{e1} LL}{R_S + R_m}$$

$$T_3 T_5 + T_4 = \frac{C_{e1} LR}{R_S + R_m}$$

$$T_3 + T_5 = \frac{C_{e1} \cdot RR + L_S + L_m}{R_S + R_m}$$

$$F_1 F_2 = \frac{C_j \cdot LL}{2R_m}$$

$$F_6 F_4 + F_5 = \frac{C_{e2} LR}{R_p + R_m}$$

$$F_1 F_3 + F_2 = \frac{C_j LR}{2R_m}$$

$$F_1 + F_3 = \frac{C_j RR + 2L_m}{2R_m}$$

$$F_4 F_5 = \frac{C_{e2} LL}{R_p + R_m}$$

$$F_4 + F_6 = \frac{C_{e2} RR + L_p + L_m}{R_p + R_m}$$

$$LL = L_m L_p + L_S L_p + L_m L_S$$

$$RR = R_m R_p + R_S R_p + R_m R_S$$

$$LR = R_p L_m + R_p L_S + L_p R_m + L_p R_S + R_m L_S + R_S L_m$$

$$C_{e1} = C_1 + \frac{1}{2} C_j$$

$$C_{e2} = C_2 + \frac{1}{2} C_j$$

OBTENTION DES PARAMÈTRES DES TRANSFORMATEURS EN COMPOSANTES SYMÉTRIQUES

L'équation matricielle des courants nœuds du transformateur est

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_p^{(1)} \\ \underline{I}_p^{(2)} \\ \underline{I}_p^{(0)} \\ \underline{I}_S^{(1)} \\ \underline{I}_S^{(2)} \\ \underline{I}_S^{(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{y}_p & & & & & \\ & \underline{y}_p & & & & \\ & & \underline{y}_p & & & \\ \sqrt{3}e^{j^{30}} \underline{y}_m & & & & & \\ & & \sqrt{3}e^{-j^{30}} \underline{y}_m & & & \\ & & & 3\underline{y}_S & & \\ & & & & 3\underline{y}_S & \\ & & & & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{3}e^{j^{30}} \underline{y}_m \\ \sqrt{3}e^{-j^{30}} \underline{y}_m \\ 0 \\ \underline{V}_p^{(1)} \\ \underline{V}_p^{(2)} \\ \underline{V}_p^{(0)} \\ \underline{V}_S^{(1)} \\ \underline{V}_S^{(2)} \\ \underline{V}_S^{(0)} \end{bmatrix} \quad (\text{A4}_1)$$

ce qui s'écrit:

- pour le schéma direct:

$$\underline{I}_p^{(1)} = (\underline{y}_T + \underline{y}_L) \underline{V}_p^{(1)} - \sqrt{3}e^{j^{\pi/6}} N \cdot \underline{y}_L (\underline{V}_S^{(1)} e^{j^{10}}) \quad (\text{A4}_2)$$

$$\underline{I}_S^{(1)} = -\sqrt{3}e^{j^{\pi/6}} N \cdot e^{-j^{1H}} \underline{y}_L \underline{V}_p^{(1)} + 3N^2 \underline{y}_L \underline{V}_S^{(1)} \quad (\text{A4}_3)$$

Par multiplication avec $e^{j^{1H}}$ de (A4_3) on obtient:

$$[\underline{I}_S^{(1)} e^{j^{1H}}] = -\sqrt{3}e^{j^{\pi/6}} N \cdot \underline{y}_L \cdot \underline{V}_p^{(1)} + 3N^2 \cdot \underline{y}_L [\underline{V}_S^{(1)} e^{j^{1H}}] \quad (\text{A4}_4)$$

Les équations (A4_2) et (A4_4) s'expriment par:

$$\underline{I}_p^{(1)} = \underline{y}_T \underline{V}_p^{(1)} + \underline{y}_L \left(1 - \sqrt{3}e^{j^{\pi/6}} N \right) \underline{V}_p^{(1)} + \sqrt{3}e^{j^{\pi/6}} N \underline{y}_L [\underline{V}_p^{(1)} - \underline{V}_S^{(1)}] \quad (\text{A4}_5)$$

$$[\underline{I}_S^{(1)} e^{j^{1H}}] = -\sqrt{3}e^{j^{\pi/6}} N \cdot \underline{y}_L \cdot [\underline{V}_p^{(1)} - (\underline{V}_S^{(1)} e^{j^{1H}})] + (3N^2 - \sqrt{3}e^{j^{\pi/6}} N) \cdot \underline{y}_L [\underline{V}_S^{(1)} e^{j^{1H}}] \quad (\text{A4}_6)$$

donc pour $\psi = \pi/6$ on trouve que $K = \sqrt{3}$.

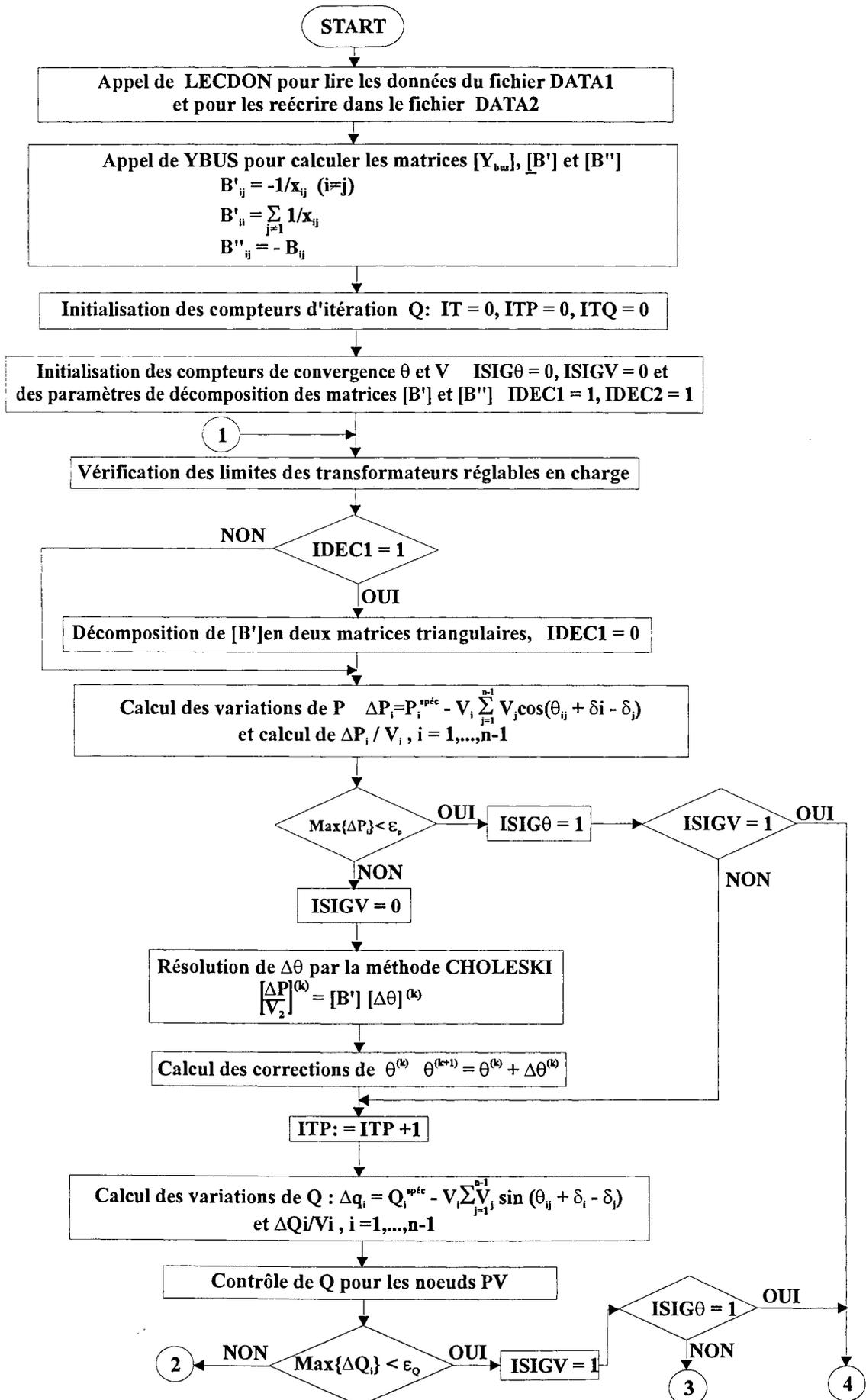
- pour le schéma inverse:

De la même manière on trouve:

$$\underline{I}_p^{(2)} = \underline{y}_T \underline{V}_p^{(2)} + \underline{y}_L \left(1 - \sqrt{3}e^{-j^{\pi/6}} N \right) \underline{V}_p^{(2)} + \sqrt{3}e^{-j^{\pi/6}} N \underline{y}_L [\underline{V}_p^{(2)} - \underline{V}_S^{(2)}] \quad (\text{A4}_7)$$

$$[\underline{I}_S^{(2)} e^{j^{1H}}] = \sqrt{3}e^{-j^{\pi/6}} N \underline{y}_L \cdot [\underline{V}_p^{(2)} - (\underline{V}_S^{(2)} e^{j^{1H}})] + (3N^2 - \sqrt{3}e^{-j^{\pi/6}} N) \cdot \underline{y}_L [\underline{V}_S^{(2)} e^{j^{1H}}] \quad (\text{A4}_8)$$

SCHEMA LOGIQUE DU CALCUL DE LA REPARTITION DE CHARGE SUR LE FONDAMENTAL



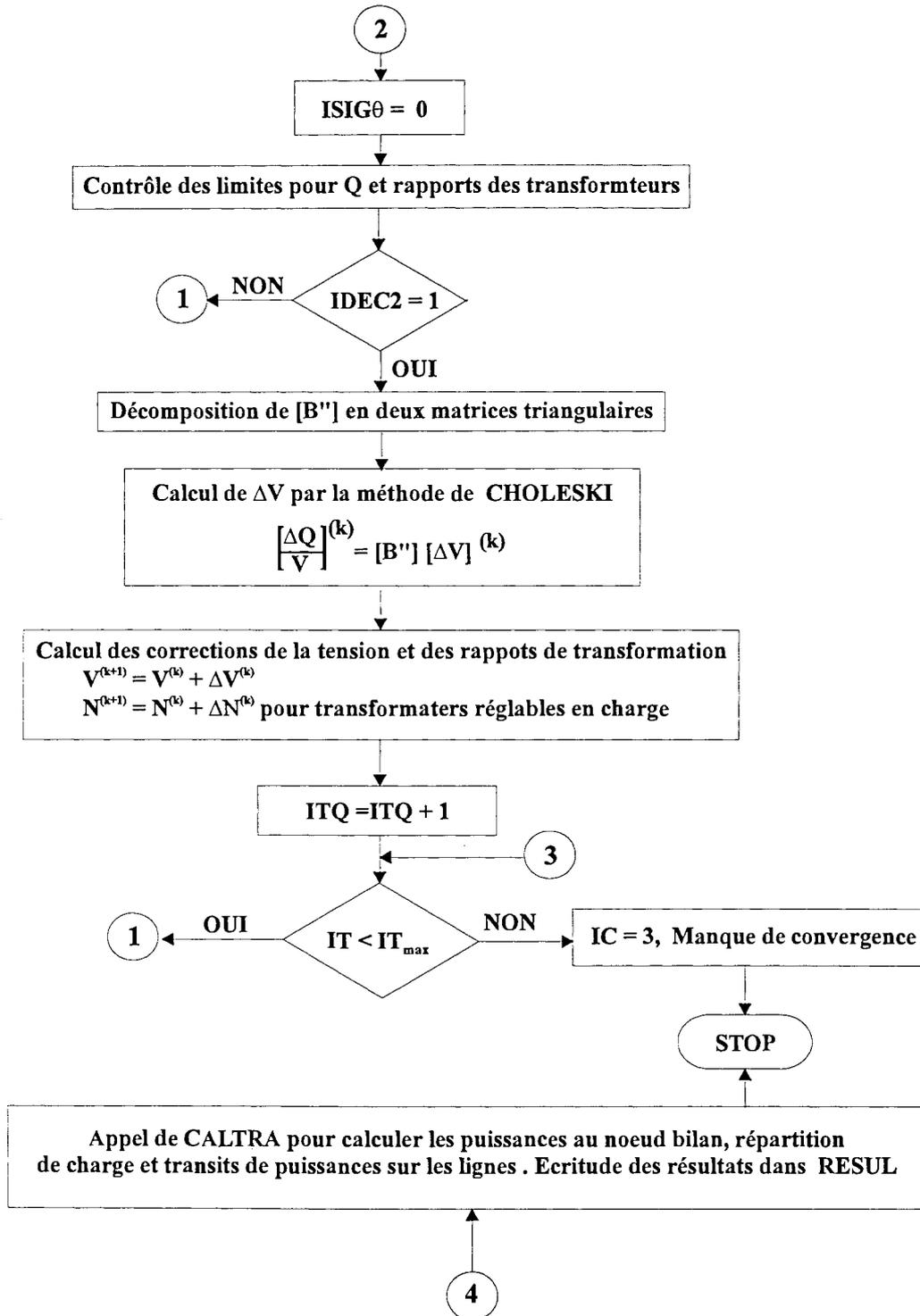
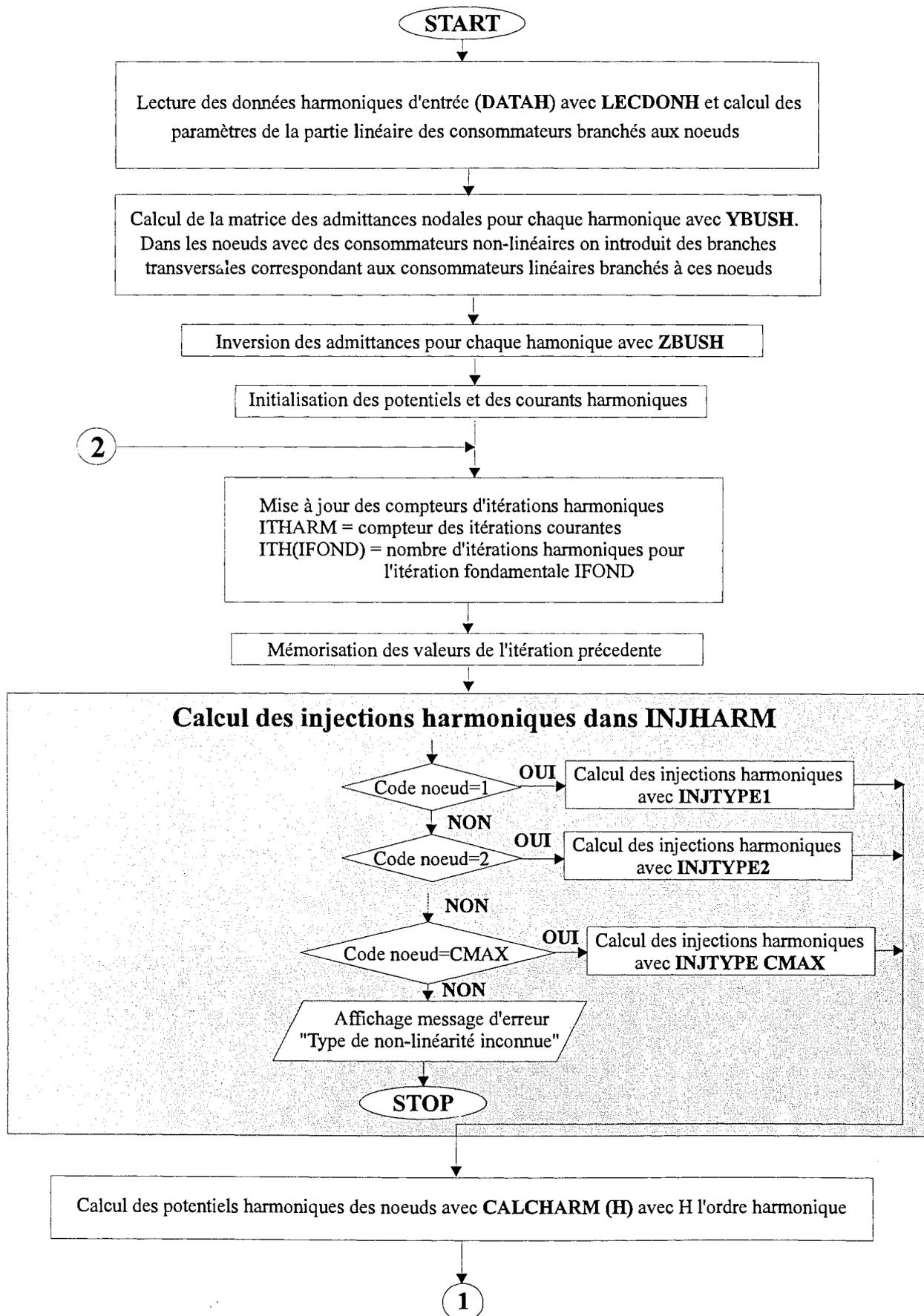
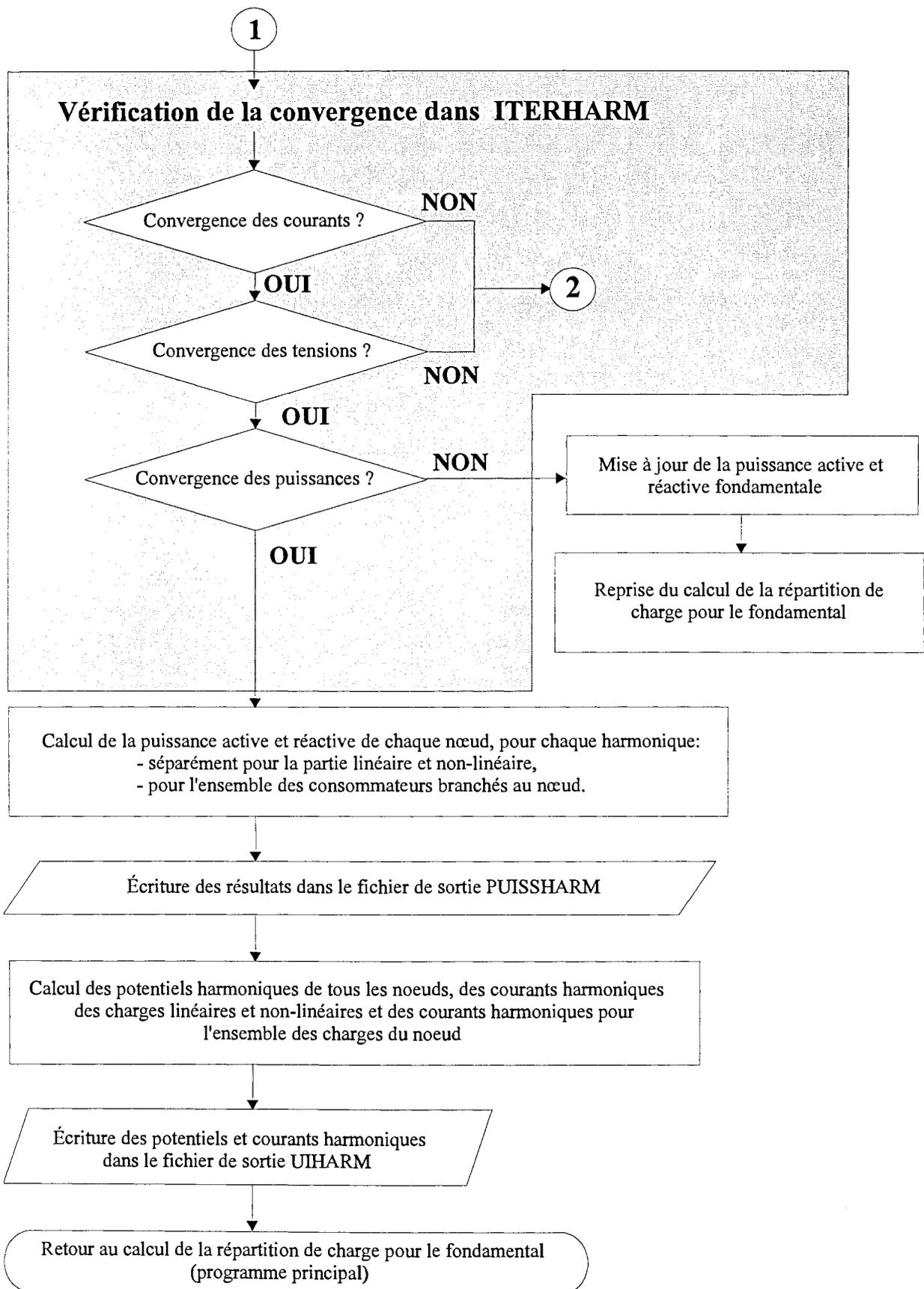


SCHÉMA LOGIQUE DU CALCUL DES INJECTIONS DE COURANT DES ÉLÉMENTS NON-LINÉAIRES





INVERSION DE LA MATRICE DES ADMITTANCES NODALES PAR LA BIFACTORISATION DE ZOLLENKOPF

C'est une méthode de calcul de l'inverse d'une matrice, que l'on a choisi d'utiliser pour inverser la matrice des admittances nodales:

$$[\underline{Z}_{bus}] = [\underline{Y}_{bus}]^{-1} \quad (A7_1)$$

La particularité de cette méthode est la possibilité de ne calculer que les colonnes de la matrice inverse (dans une ordre contrôlée), correspondant au noeuds non-linéaires. Pour les systèmes électrique, où il n'y a qu'une petite partie des noeuds qui alimentent des charges non-linéaires, cela amène une économie importante de temps de calcul.

NOTATION Puisque les inverses des matrices des admittances nodales harmoniques se calculent une par une, pour alléger l'écriture on s'est permis de ne plus marquer l'ordre harmonique. Les exposants seront ainsi utilisés pour indiquer les pas de factorisation.

La méthode de Zollenkopf exploite la possibilité de réduire la matrice d'une ligne et d'une colonne (à la fois), par l'élimination des matrices de factorisation:

$$[\underline{C}^{(1)}][\underline{Y}_{bus}] [\underline{R}^{(1)}] = [\underline{Y}^{(1)}] \quad (A7_2)$$

$$[\underline{C}^{(2)}][\underline{Y}^{(1)}] [\underline{R}^{(2)}] = [\underline{Y}^{(2)}] \quad (A7_3)$$

.....

Au pas N (N l'ordre de la matrice et $\mathbf{1}_N$ la matrice unité d'ordre N) on trouve:

$$[\underline{Y}^{(2)}] = \mathbf{1}_N \quad (A7_4)$$

$$\text{mais } [\underline{Y}^{(N)}] = [\underline{C}^{(N)}] \dots [\underline{C}^{(k)}] \dots [\underline{C}^{(1)}][\underline{Y}_{bus}][\underline{R}^{(1)}] \dots [\underline{R}^{(k)}] \dots [\underline{R}^{(N)}] = \mathbf{1}_N \quad (A7_5)$$

et par multiplication à gauche par l'inverse des facteurs colonne et à droite par les facteurs colonne, on obtient:

$$[\underline{Y}_{bus}][\underline{R}^{(1)}] \dots [\underline{R}^{(k)}] \dots [\underline{R}^{(N)}][\underline{C}^{(N)}] \dots [\underline{C}^{(k)}] \dots [\underline{C}^{(1)}] = \mathbf{1}_N \quad (A7_6)$$

Si maintenant on multiplie (formellement) à gauche les deux termes de l'expression précédente par l'inverse de la matrice des admittances nodales, $[\underline{Y}_{bus}]^{-1}$, on trouve son expression:

$$[\underline{R}^{(1)}] \dots [\underline{R}^{(k)}] \dots [\underline{R}^{(N)}][\underline{C}^{(N)}] \dots [\underline{C}^{(k)}] \dots [\underline{C}^{(1)}] = [\underline{Y}_{bus}]^{-1} \quad (A7_7)$$

où les matrices de factorisation pour le pas k sont

$$[\underline{C}^{(k)}] = \begin{bmatrix} 1 & \cdot & \cdot & \underline{C}_{1k} & \cdot & \cdot \\ \cdot & 1 & \cdot & \underline{C}_{jk} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 & \vdots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \underline{C}_{kk} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \vdots & 1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \underline{C}_{Nk} & \cdot & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A7}_8)$$

$$[\underline{R}^{(k)}] = \begin{bmatrix} 1 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 1 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \underline{R}_{k1} & \dots & \underline{R}_{kj} & 1 & \dots & \underline{R}_{kN} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A7}_9)$$

et
$$\underline{C}_{jk}^{(k)} = \frac{-\underline{Y}_{jk}^{(k-1)}}{\underline{Y}_{kk}^{(k-1)}}, \underline{C}_{kk}^{(k)} = \frac{1}{\underline{Y}_{kk}^{(k-1)}} \quad (\text{A7}_{10})$$

$$\underline{R}_{kj}^{(k)} = \underline{C}_{jk}^{(k)} \quad k \neq j, \quad R_{kk} = 1 \quad (\text{A7}_{11})$$

La proposition de Zolenkopf s'arrête là. Dans cette étape les ressources de calcul demandées sont plus réduites que pour l'inversion directe, mais elles sont cependant importantes (surtout si on juge l'ensemble des harmoniques d'intérêt). Pour continuer nous pouvons encore exploiter le nombre réduit des noeuds non-linéaires et donc de colonnes à calculer. Ainsi, pour un système avec un noeud source (1) et trois noeuds non-linéaires (L), (J), (K), il faut déterminer les colonnes 1, L, J, et K sur la base des injections de courant $\underline{I}_1, \underline{I}_L, \underline{I}_J, \underline{I}_K$.

Les colonnes de la matrice $[\underline{Z}_{bus}]$ peuvent être trouvées successivement, par la multiplication des facteurs inverses de (A7_7) par la colonne correspondante de la matrice unité d'ordre N. Ainsi pour déterminer la colonne K on utilise:

$$\begin{bmatrix} \underline{Z}_{1K} \\ \vdots \\ \underline{Z}_{KK} \\ \vdots \\ \underline{Z}_{NK} \end{bmatrix} = [\underline{R}^{(1)}] \dots [\underline{R}^{(k)}] \dots [\underline{R}^{(N)}] [\underline{C}^{(N)}] \dots [\underline{C}^{(k)}] \dots [\underline{C}^{(1)}] \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A7}_{12})$$

Pour l'implémentation de cet algorithme on doit utiliser une approche dynamique: à chaque pas, on choisit, pour factoriser, la colonne qui contient le moins d'éléments non-nuls. La modification de cette procédure pour que les noeuds non-linéaires soient factorisés en dernier, suppose d'éliminer tous les facteurs des colonnes dans (A7_12), à l'exception de ceux qui correspondent aux noeuds non-linéaires.

Dans notre cas nous n'allons considérer que les facteurs colonnes pour les noeuds 1, J, K et L qui seront factorisés au pas N-3, N-2, N-1 et N. Cela est possible puisque la

multiplication de la matrice de factorisation de la colonne J par la colonne K de la matrice unité conduit à la colonne K de la matrice unité. Par contre les facteurs ligne ont une autre topologie et ils doivent tous y être inclus:

$$\begin{bmatrix} \underline{Z}_{1K} \\ \vdots \\ \underline{Z}_{KK} \\ \vdots \\ \underline{Z}_{NK} \end{bmatrix} = \left[\underline{R}^{(1)} \right] \dots \left[\underline{R}^{(K)} \right] \dots \left[\underline{R}^{(N)} \right] \left[\underline{C}^{(N)} \right] \left[\underline{C}^{(N-1)} \right] \dots \left[\underline{C}^{(N-2)} \right] \left[\underline{C}^{(N-3)} \right] \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A7}_{13})$$

Finalement, pour notre exemple nous trouvons pour chaque harmonique:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{V}_2 \\ \vdots \\ \underline{V}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} \\ \underline{Z}_{21} \\ \vdots \\ \underline{Z}_{N1} \end{bmatrix} \underline{I}_1 + \begin{bmatrix} \underline{Z}_{1J} \\ \underline{Z}_{2J} \\ \vdots \\ \underline{Z}_{NJ} \end{bmatrix} \underline{I}_J + \begin{bmatrix} \underline{Z}_{1K} \\ \underline{Z}_{2K} \\ \vdots \\ \underline{Z}_{NK} \end{bmatrix} \underline{I}_K + \begin{bmatrix} \underline{Z}_{1L} \\ \underline{Z}_{2L} \\ \vdots \\ \underline{Z}_{NL} \end{bmatrix} \underline{I}_L \quad (\text{A7}_{14})$$

RÉSUMÉ

Dans le cadre de cette thèse on s'est intéressé à l'étude, par simulation, du fonctionnement des systèmes électriques en régime non-sinusoïdal, ainsi qu'aux effets de la pollution harmonique sur les éléments du système.

Nous avons tout d'abord révisé les principaux paramètres du régime non-sinusoïdal (en proposant en complément les facteurs de distorsion intégratifs et dérivatifs) et la théorie de la puissance.

Ensuite nous avons étudié la modélisation des principaux types de sources d'harmoniques, en adaptant des modèles existants ou en développant de nouveaux (pour les convertisseurs et les TCRs). Nous avons continué avec les éléments linéaires en choisissant parmi leurs modèles ceux appropriés à l'étude du régime non-sinusoïdal ou en proposant des modèles personnels, comme pour les transformateurs de puissance. On a toujours mis en évidence la caractéristique fréquentielle des paramètres des modèles.

Après avoir évalué les principes potentiellement utilisables pour la modélisation du fonctionnement du système en régime non-sinusoïdal, nous avons choisi l'analyse harmonique itérative pour des études localisées, dont nous avons amélioré la convergence. Pour les études portant sur l'ensemble du système, nous avons développé un logiciel reposant sur la méthode dichotomique et la représentation hybride (temporelle et fréquentielle) des éléments non-linéaires.

Les résultats des simulations réalisées dans le réseau IEEE 14 noeuds modifié, ont été utilisés dans l'analyse des interactions entre les sources harmoniques (principalement à l'aide de la puissance harmonique active totale).

Dans la dernière partie, nous avons étudié les principaux types d'effets de la pollution harmonique et nous les avons détaillé pour différentes composantes du système.

Mots clé

harmoniques, élément non-linéaire, théorie de la puissance, régime non-sinusoïdal, puissance harmonique active totale, pollution harmonique.

ABSTRACT

This thesis deals with the study, by simulation, of power systems in non-sinusoidal situations including harmonic pollution effects.

First the principal parameters of non-sinusoidal wave shapes and working conditions and some elements of power theory were reviewed. Novel complementary integrals and derivatives harmonic distortion factors were proposed as well.

Secondly, the modelling of the main types of harmonic sources was studied, either by adapting existing models where possible or by designing new models, such for power converters or TCRs. The linear parts of the system were then treated by the appropriated models or making new proposals (as for power transformers).

After evaluating the simulation principles of the power systems operating in non-sinusoidal conditions, iterative harmonic analysis was selected for localised studies, where its convergence properties were improved. For full scale system studies, a software program was developed based on the dichotomous method, where the hybrid modelling, in both time and frequency domains, of non-linear elements is assumed.

The results of simulations conducted on the IEEE 14-bus modified test network were used in order to analyse the interactions between the harmonic sources, mainly by using the individual and total harmonic active powers.

Finally, the principal types of harmonic pollution effects have been studied and detailed for several system constituents.

Keywords:

harmonics, non-linear elements, electrical power theory, harmonic load flow, total harmonic active power, harmonic pollution.