



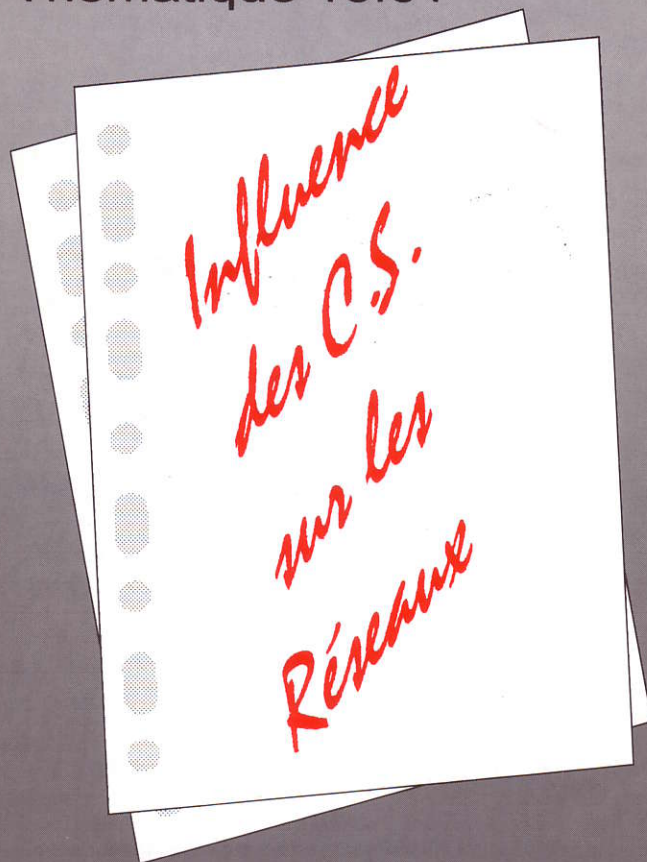
La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



ISSN 1252 - 770X

NUMERO 4 DECEMBRE 1995



Cercle Thématique 13.01 La Revue 3EI
Relations enseignement au sein du club 13
48 rue de la Procession 75724 Paris cedex 15

La Revue 3EI

Sommaire

Responsables de la publication:

Alain Cunière (Meaux)
Gérard Delavier (Nogent/Marne)

Equipe de rédaction:

Jean Louis Bianchi (Versailles)
François Boucher (Argenteuil)
Gilles Feld (IUFM Cachan)
M. Michèle Lebihan (Versailles)

Comité de lecture:

Jean Pierre Caron (ENSAM Lille)
François Forest (LESIR Cachan)
Michel Lavabre (ENS Cachan)
Jean Marie Peter (SEE)

Articles envoyés à:

La Revue 3EI
lycée Pierre de Coubertin
chaussée de Paris
77100 Meaux

La Revue 3EI n'est pas solidaire
des opinions émises par les
auteurs d'articles. Celles-ci
n'engagent que la seule
responsabilité de leurs
auteurs.

Abonnements pour l'année
scolaire 1995/1996:
120 F les 3 numéros.

Imprimerie IBC
78-83 rue des frères Lumière
ZI des Chanoux
93330 Neuilly sur Marne

p II Sommaire

p III Librairie

p IV Journée d'études

INFLUENCE DES C. S. SUR LES RESEAUX

p 1 **Perturbations électromagnétiques haute fréquence dans les convertisseurs statiques**
par F. Costa et E. Laboure (LESIR, ENS de CACHAN)

p 12 **Flyback en démagnétisation complète**
Application à l'absorption sinusoïdale
par P. Toussaint (ENSEA, CERGY-PONTOISE)

p 19 **Alimentations monophasées à courant d'entrée sinusoïdal ou redresseurs sinusoïdaux**
par L. Martin (lycée d'ETAMPES)

p 31 **Les harmoniques dans les réseaux d'énergie**
par P. Bastard et M. Meunier (SUPELEC, GIF sur YVETTE)

p 38 **Caractérisation des courants harmoniques émis par les industries françaises**
par J. Letzelter, M. Le Bitoux, et D. Sadarnac (SUPELEC, GIF sur YVETTE)

p 47 **Filtrage des harmoniques dans un réseau d'énergie**
par P. Bastard et M. Meunier (SUPELEC, GIF sur YVETTE)

RECHERCHE ET DEVELOPPEMENT

p 53 **Problème de la motorisation d'un véhicule électrique (première partie)**
par L. Hirsinger et B. Multon (LESIR, ENS de CACHAN)

STOCKAGE DE L'ENERGIE ELECTRIQUE

Organisation :

- SEE (Société des Electriciens et des Electroniciens)
 - Club 13 "Electrotechnique et électronique des systèmes industriels" - Président : J.-M. PETER
 - Club 11 "Etudes Générales" - Président : J. BAIXERAS (LGEP-SUPELEC)
- Animateur : B. MULTON (LESIR-ENS Cachan - Tél : (1) 47.40.21.11 ou 99.05.93.08 - Fax : (1) 47.40.21.99)

Lieu : CNAM (292 rue St-Martin - PARIS 3ème). Métro : "Réaumur-Sébastopol" ou "Arts et Métiers"

PROGRAMME

8h30 Accueil, inscriptions tardives

SESSION 1

9h00 Ouverture

9h15 Problème général du stockage de l'énergie électrique, par A. MARQUET (Service Matériel Electrique EDF DER)

9h50 Intérêt économique des batteries dans les postes HT/MT, par S. LAURENT (Service Etudes et Réseaux EDF DER)

10h25 Stockage électromagnétique, par Y. LAUMOND (Département Electrotechnique Avancée, Alstom Belfort) et P.-G. THEROND (Groupe Technologies Nouvelles des Réseaux, EDF DER)

11h00 Pause-café

SESSION 2

11h40 Stockage électrochimique pour le véhicule électrique, par M. BOUSSELY (SAFT Poitiers)

12h15 Stockage inertiel, par J.-P. YONNET (Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble)

12h50 Déjeuner

SESSION 3

14h30 Evolution des technologies du stockage capacitif, par M. BRAMOULLÉ (LCC St-Apollinaire)

15h05 La charge des accumulateurs portables, tendance et besoins futurs, par M. BILDGEN (SGS Thomson, Munich)

15h40 Pause-café

16h00 Exposé de synthèse de la journée, par J.-F. FAUVARQUE (Chaire d'Electrochimie du CNAM Paris, Membre du Club 11 de la SEE)

16h10 Table ronde, animée par J.-M. PETER (Président du Club 13 de la SEE)

17h00 Clôture de la réunion

JOURNEE D'ETUDES

1er février 1996

STOCKAGE DE L'ENERGIE ELECTRIQUE

BULLETIN D'INSCRIPTION à retourner à SEE - Club 13 (Mme LE BRUN) - 48 rue de la Procession 75724 Paris Cedex 15 - Tél. 44.49.60.15 - Fax : 44.49.60.44)

NOM (en capitales) et Prénom : _____

Société : _____

Adresse : _____

Fonction et/ou Service : _____

Tél : _____ Fax : _____

DROITS D'INSCRIPTION (TVA 20,60 % incluse)

- 300 F pour les enseignants du second degré abonnés à la revue 3EI (dont TVA 51,24 Frs)
- 650 F pour les membres SEE (membre n° _____) (dont TVA 111,03 F)
- 1070 F pour les non membres (dont TVA 111,03 F et 420 F de cotisation 1996 exonérée de TVA)
- 500 F pour les universitaires membres SEE (membre n° _____) (dont TVA 85,40 F)
- 920 F pour les universitaires non membres (dont TVA 85,40 F et 420 F de cotisation 1996 exonérée de TVA)

Règlement de _____ F

- par chèque bancaire ou CCP (Paris 170 28 P Paris) à l'ordre de la SEE

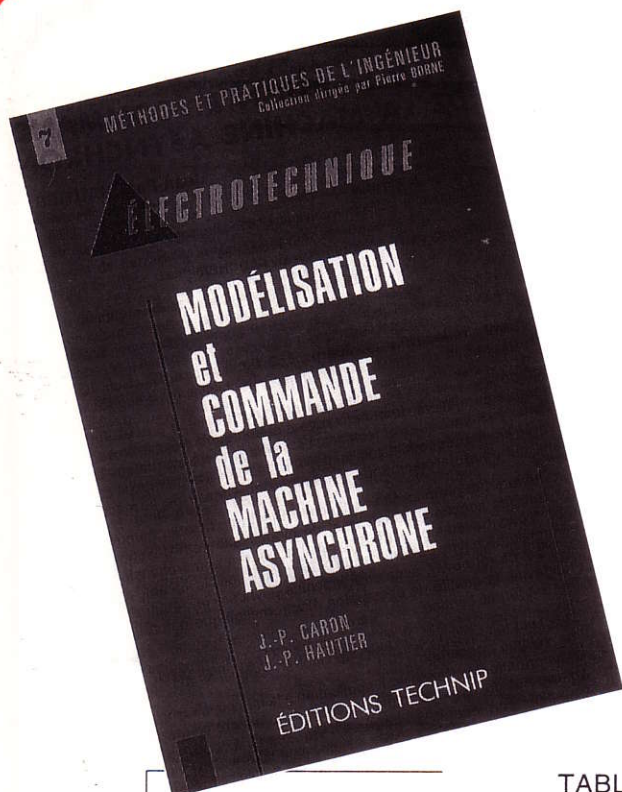
- par prélèvement sur carte de crédit (Mastercard, Visa, ...)

- n° (16 chiffres) _____ Date d'expiration _____

- signature/autorisation

Nota : Les étudiants de moins de 28 ans et les retraités peuvent participer gratuitement aux séances (sans le recueil et le repas) sur présentation de leurs cartes d'étudiant et de membre. Les étudiants non-membres peuvent le devenir en versant la cotisation 1996 s'élevant à 85 F et ainsi assister gracieusement à la présente journée d'études et à celles qui seront organisées durant l'année 1996.

Demande de convention de formation professionnelle : OUI NON



Le contrôle vectoriel permet-il à la machine asynchrone de remplacer la machine à courant continu ? Concepts structurés et formalisme logique sont indispensables pour répondre à cette question, tel est l'objet de cet ouvrage.

TABLE DES MATIÈRES

Préface - Introduction.

- 1 **Du théorème de Ferraris à la transformation de Park**
Force magnétomotrice d'entrefer - Théorème de Ferraris - Transformation de Park.
- 2 **Modèle dynamique de la machine asynchrone**
Description paramétrique de la machine asynchrone triphasée - Équations générales de la machine non saturée - Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée - Association convertisseur-machine - Application au mesurage de la constante de temps rotorique T_r par une méthode dynamique - Application au freinage électrique : alimentation des enroulements statoriques par une source de tension continue.
- 3 **Alimentation triphasée sinusoïdale - régime permanent**
Les équations électriques aux amplitudes complexes - Modèles ramenés au stator. Diagrammes - Le couple électromagnétique - Caractéristiques à fréquence variable.
- 4 **Concepts et outils pour la commande**
Le système électrotechnique - Sur l'étude d'un système - Les systèmes asservis - Le formalisme d'état.
- 5 **Le système électromécanique de référence**
Présentation du système - Organisation du système - Modélisation du processus - Commande du système.
- 6 **Le processus onduleur-machine asynchrone**
Système d'entraînement asynchrone - L'onduleur de tension - La machine asynchrone - L'autopilotage - Les actions pour le contrôle - Quelques aspects de la mise en œuvre.
- 7 **Commande du processus**
Position du problème - Commande vectorielle à flux rotorique orienté : contrôle en boucle fermée; contrôle en boucle ouverte - Commande vectorielle à flux statorique orienté : contrôle en boucle fermée; contrôle sans capteur de courant; contrôle sans capteur de vitesse, estimateur de vitesse mécanique.

Références bibliographiques - Index.

PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES HAUTE FREQUENCE DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES

F. COSTA, E. LABOURE, LESIR (URA CNRS 1375)
ENS de Cachan
61 avenue du président Wilson 94235 Cachan Cedex

1. PRESENTATION

La compatibilité électromagnétique (CEM) est le domaine du génie électrique où l'on étudie et caractérise les interactions mettant en jeu les équipements électriques, leur environnement (réseau, charge, dispositifs de contrôle) et les phénomènes électriques naturels afin de respecter l'intégrité de fonctionnement de tous. Le concept est apparu dans les années 1920 lors du développement des radio-communications, lorsque l'on s'aperçu que la diffusion croissante des appareils électriques provoquait des perturbations de réception de plus en plus gênantes. Les premières normes virent le jour durant ces années. Actuellement ce domaine est particulièrement important car les dispositifs électriques et électroniques sont de plus en plus nombreux et complexes. Ils ont de plus en plus un rôle vital (électronique de bord d'un avion) leur vulnérabilité à la pollution électromagnétique a donc des conséquences très importantes.

Le champ d'action de la CEM est fort vaste tant en termes de phénomènes physiques (foudre, décharges électrostatiques, rayonnements, courants conduits) qu'en terme de domaines d'application (télécommunications, équipement spatial et militaire, contrôle commande, instrumentation, électronique de puissance) ou en gamme de fréquence (de quelques Hz à quelques dizaines de GHz).

On peut toutefois délimiter trois principaux centres d'étude : les sources de perturbation, leur mode de couplage et de propagation, et les effets des perturbations sur les "victimes" (susceptibilité électromagnétique). Des normes existent concernant chacun des ces trois points.

Cet article se limitera au domaine de l'électronique de puissance selon le schéma qui vient d'être évoqué. L'étude des perturbations créées par les dispositifs d'électronique de puissance est récente mais nécessaire compte tenu d'une part de la vitesse de commutation élevée des interrupteurs statiques ainsi que de leur fréquence de commutation, et d'autre part l'accroissement rapide des dispositifs électriques intégrant une telle électronique (variation de vitesse, éclairage, chauffage, automobile, etc.). On mettra en évidence la répartition des phénomènes perturbatoires sur une échelle de fréquence couvrant sept décades de 10Hz à 100MHz.

2. LES SIGNAUX PARASITES / PROPAGATION / LA MESURE [1]

2.1. Perturbations conduites et rayonnées :

Les perturbations conduites se comportent comme des sources de courants ou de tension parasites selon le phénomène qui les crée. Elles se superposent aux signaux utiles de l'équipement. Les normes limitent leur gamme de fréquence à 30MHz, en considérant qu'au delà les phénomènes propagatifs sont prépondérants. Ceci est vrai pour un conducteur de l'ordre de 10 mètres et concerne donc les câbles de liaison. Cependant, lorsque on étudie des dispositifs de plus faibles dimensions (perturbations interne à un équipement), le domaine d'investigation doit être étendu. Nous effectuons des mesures jusqu'à 100MHz dans le cas des convertisseurs statiques de puissance inférieure à 10KW.

Les perturbations rayonnées ont comme support un champ électromagnétique possédant une composante en champ électrique E et en champ magnétique H. L'impédance d'onde du champ électromagnétique est définie par :

$$Z = \frac{E}{H}$$

Les deux principaux dispositifs rayonnants sont les antennes dipôle électrique (doublet) et magnétique (boucle). Selon la distance à la source, les expressions des champs E et H présentent un terme prépondérant. On distingue alors les notions de champs proches et lointains selon que la distance r à la source est inférieure ou supérieure à $\lambda/2\pi$ (λ est la longueur d'onde de la source).

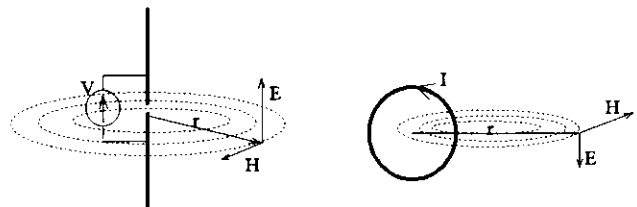


Figure 2.1-1 : rayonnement des dipôles électriques et magnétiques

champs proches [2] :

Dans le premier cas le champ E varie en $1/r^3$ alors que H varie en $1/r^2$, Z varie alors en $1/r$. A faible distance le doublet rayonne essentiellement en champ E. Dans le second cas E varie en $1/r^2$ et H en $1/r^3$. Z varie en r, la boucle rayonne essentiellement en champ H.

On rencontrera ces différentes configurations lors du fonctionnement d'un convertisseur statique où certaines mailles se comportent comme des antennes boucle (circuits d'assistance, phase de recouvrement de diode) ou monopôle (blocage d'interrupteur).

champs lointains [3] :

Quelque soit le système rayonnant, à longue distance les champs E et H décroissent en 1/r. Il en résulte que $Z=Cte=377\Omega$ impédance du vide. Le champ électromagnétique a les caractéristiques d'une onde plane.

A titre d'exemple le champ E créé par une antenne boucle d'aire A, parcourue par un courant sinusoïdal d'amplitude I et de fréquence F, dans le plan de la boucle à une distance d, a pour expression :

$$E \approx 1,32 \cdot 10^{-14} \cdot A \cdot I \cdot \frac{F^2}{d}$$

On constate donc que le champ perturbateur produit est proportionnel à l'aire rayonnante et au carré de la fréquence. Cette expression montre que les signaux haute fréquence contribuent le plus à la pollution électromagnétique.

En électronique de puissance les signaux présentent des variations rapides (signal trapézoïdal à front raide), leur contenu harmonique est étendu et à décroissance faible. Il en résulte un pouvoir perturbateur en champ lointain particulièrement important. On notera aussi l'importance du terme d'aire A où intervient la disposition géométrique du perturbateur (surface des différentes mailles perturbatrices du convertisseur).

2.2. Propagation en mode commun et différentiel :

Lorsque l'on s'intéresse aux perturbations conduites, il est pratique de définir un modèle de liaisons électriques entre des "boîtes", le tout référencé à un potentiel commun qui existe dans tous les cas (plan de masse, terre idéale, châssis) [14]. Ces boîtes peuvent représenter un équipement complet, mais aussi des sous-ensemble d'un même équipement. Les liaisons peuvent véhiculer des signaux quelconques : signal ou alimentation. Les courants parasites vont pouvoir se refermer en parcourant ces liaisons en sens inverse, c'est le mode différentiel, ou en empruntant la référence de potentiel, dans le même sens sur les liaisons, c'est le mode commun. La représentation de ces deux modes est donnée aux figures 2.2-1 et 2.2-2.

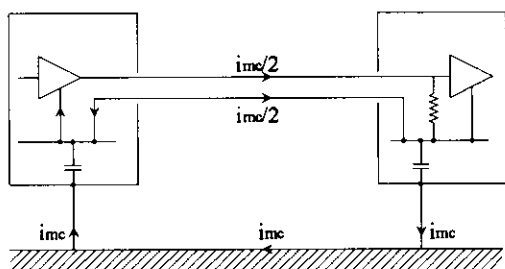


Figure 2.2-1 : Mode commun

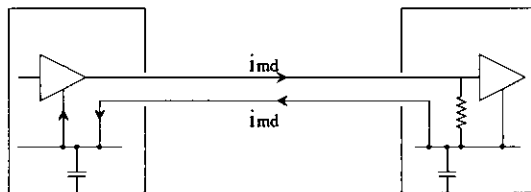


Figure 2.2-2 : Mode différentiel

Généralement les deux modes de propagation existent simultanément. Les modes de propagation étant défini, on peut définir les différents modes de couplages en perturbations conduites.

2.2.1. Couplage par liaison directe :

La liaison transmet directement la perturbation de la source à la victime en mode différentiel et en mode commun comme indiqué sur la figure 2.2-3.

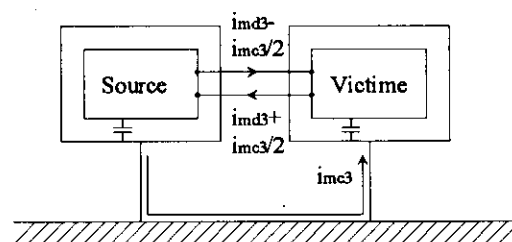


Figure 2.2-3 : perturbation par couplage direct en mode commun et différentiel

Ce cas est relativement rare et facile à identifier.

2.2.2. Couplage par impédance commune :

Il est réalisé lorsque la source et la victime voient la même impédance. C'est souvent le cas de l'alimentation commune à plusieurs boîtes. Le courant absorbé par la source provoque une variation de potentiel répercutée sur la victime en mode différentiel, mais aussi en mode commun. La figure 2.2-4 présente cette situation.

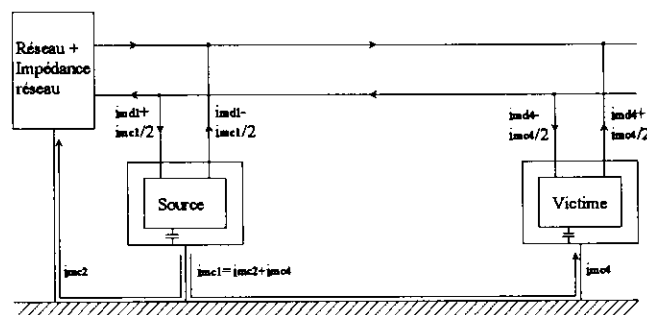


Figure 2.2-4 : Couplage par impédance commune

Les niveaux de courant parasite qui circulent sur les différentes liaisons dépendent des diverses impédances du système : impédance commune du réseau et impédances des circuits de mode commun. La situation peut devenir très

complexe dans le cas de systèmes à grand nombre de boîtes. Les effets sont d'autant plus sensibles que la fréquence du perturbateur est élevée à cause du comportement selfique des câbles.

2.2.3. Couplages par champs :

Un perturbateur crée un champ électromagnétique qui se comporte à grande distance comme une onde plane. Les champs H et E résultants créent respectivement des tensions et courants parasites sur les liaisons inter-boîtes. Dans l'hypothèse où la longueur des liaisons est petite devant la longueur d'onde des champs perturbateurs, on peut adopter une modélisation de leur effet par des sources localisées de tension et de courant. Les effets apparaissent en mode commun et en mode différentiel (en réalité les effets sont superposés) comme représenté sur les figures 2.2-5 à 2.2-7.

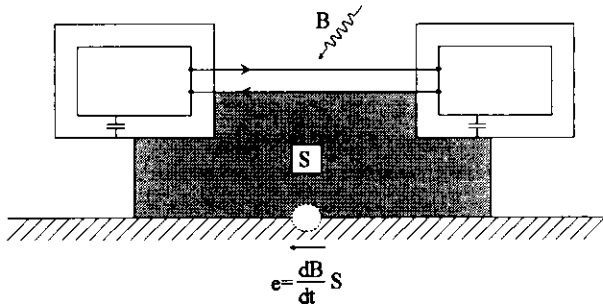


Figure 2.2-5 : Couplage champ magnétique à câble en mode commun

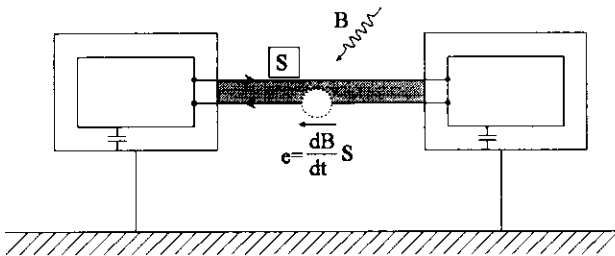


Figure 2.2-6 : Couplage champ magnétique à câble en mode différentiel

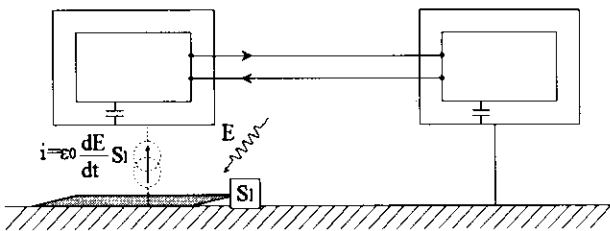


Figure 2.2-7 : Couplage champ électrique à câble en mode commun

2.2.4. Couplage par diaphonie :

Lorsque les liaisons entre boîtes sont proches, elles se perturbent mutuellement par effet capacitif ou effet de mutuelle inductance. La figure 2.2-8 présente cet effet.

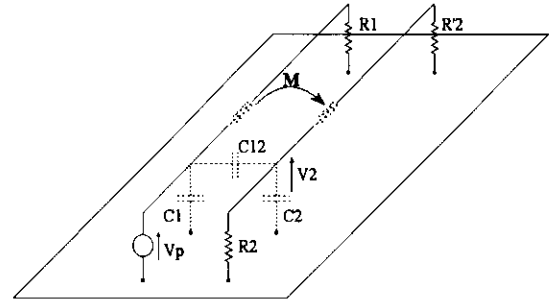


Figure 2.2-8 : couplage diaphonique

Cette situation est fréquente dans les équipements électriques où doivent cohabiter des câbles de puissance et de signal. Par exemple deux câbles distants de 2cm d'un diamètre de 2mm vont présenter un capacité de couplage de 10 pF/m. On montre que la tension résultante de ce seul couplage a pour expression : $(R_t=R1/R2)$

$$V_2 = \frac{R_t}{1 + pR_t(C_2 + C_{12})} \cdot pC_{12} V_p$$

L'influence de la capacité C_{12} est déterminante sur l'amplitude de la tension induite. En haute fréquence, c'est le rapport entre les termes capacitifs qui va déterminer cette amplitude. Le blindage simple ou double des câbles permet de réduire la diaphonie.

2.3. Mesure et caractérisation des perturbations [4] :

Les mesures en champ rayonné s'effectuent grâce à des antennes adaptées au type de champ (E ou H) et à la distance à la source. L'antenne est caractérisée par son facteur d'antenne (fonction de la fréquence) qui relie la tension mesurée à l'intensité du champ. Les mesures sur un équipement doivent s'affranchir des rayonnement ambiants et des réflexions, elles doivent être effectuées soit en espace libre, soit en cage de Faraday anéchoïque. L'analyseur de spectre ou l'oscilloscope sont utilisés pour l'observation des grandeurs.

Les perturbations conduites sont mesurées grâce au Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne (RSIL). Il s'intercale entre le réseau et l'équipement à tester (figure 2.3-1). Il s'apparente à un filtre passe-bas (L) vis à vis des perturbations haute fréquence (indésirables) existantes sur le réseau et passe-haut (C) vis à vis des courants parasites H.F. émis par le convertisseur.

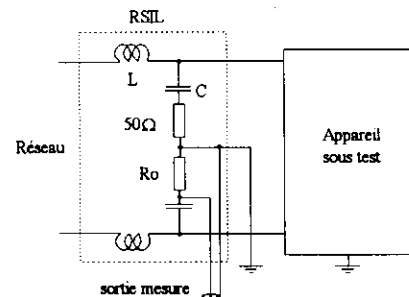


Figure 2.3-1 : RSIL et son insertion dans un équipement

Vu des bornes de sortie, le RSIL présente des impédances différentielles et de mode commun précisément déterminées sur une gamme de fréquence définie. Pour les dispositifs normalisés, en mode différentiel, l'impédance est de $2 \times (50 \Omega \text{ et } 50 \mu\text{H} \text{ en parallèle})$ et l'impédance de mode commun est de $50 \Omega // 50 \mu\text{H}$ sur une plage de fréquence comprise entre 100KHz et 30MHz (entre une ligne et la terre). On recueille la tension parasite aux bornes de la résistance de 50Ω , elle résulte de la superposition des courants parasites de mode commun et différentiel. Les grandeurs sont observées soit à l'oscilloscope, soit à l'analyseur de spectre. Les amplitudes des raies sont exprimées en dBmV ou dB μ V défini par :

$$V(\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{\text{Amplitude}}{1\mu\text{V}}\right)$$

L'utilisation de l'analyseur de spectre fait intervenir les notions de signal à bande étroite ou large. Si le filtre d'analyse ne peut séparer les raies spectrales du signal, celui-ci est dit à bande large, et inversement [5], [6]. Pour observer toutes les harmoniques produites par un convertisseur statique, il faut donc choisir un filtre d'analyse plus étroit que la fréquence de commutation la plus faible du système, ce qui mène à un temps de mesure très long. On est donc amené à effectuer la mesure en bande large vis-à-vis des fréquences les plus basses, ce qui se traduit par une observation de niveau plus élevé en haute fréquence.

3. ANALYSE DES PERTURBATIONS DANS UN CONVERTISSEUR STATIQUE / ASPECTS THEORIQUES [7]

3.1. Etendue spectrale de perturbation :

La structure d'un convertisseur statique comprend généralement plusieurs étages de conversion, souvent un redresseur suivi d'un étage de commutation à haute fréquence (alimentation à découpage (figure 3.1-1), variateur de vitesse, onduleur de chauffage, etc..).

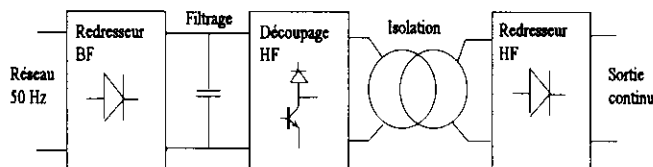


Figure 3.1-1 : structure générique d'une alimentation à découpage

La figure 3.1-2 présente le spectre de perturbations conduites mesurées sur un hacheur bidirectionnel commutant à 15KHz, connecté au réseau 380V via un redresseur filtré par capacité en tête.

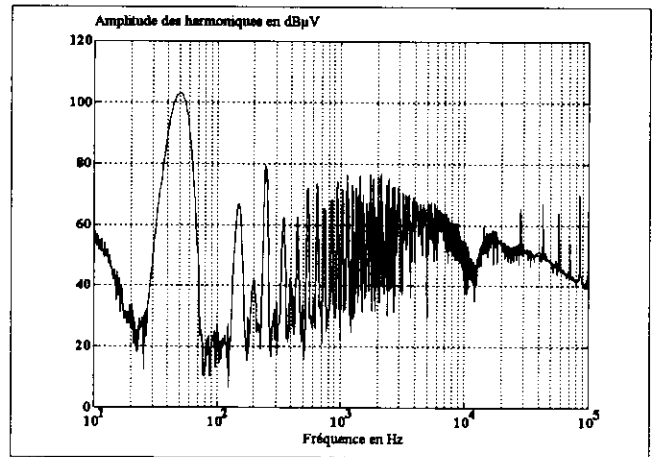


Figure 3.1-2 : spectre de courant conduit sur un hacheur connecté au réseau

La mesure a été effectuée entre 10Hz et 100KHz. On constate que chaque étage va contribuer à créer des perturbations dans une certaine plage de fréquence, liée aux différentes fréquences de commutation du système : le redresseur en basse fréquence (gamme 10Hz-10kHz : harmoniques réseau) puis on voit apparaître les raies liées au découpage (15KHz) au delà (gamme 10KHz-10MHz). Si on étend la gamme de mesure, on constate l'existence de raies dans une gamme comprise entre 10MHz et 100MHz, liées aux phénomènes parasites extrêmement rapides qui apparaissent lors des commutations dans l'étage de puissance HF ou encore générés par la commande des interrupteurs, comme le montre le spectre de la figure 3.1-3.

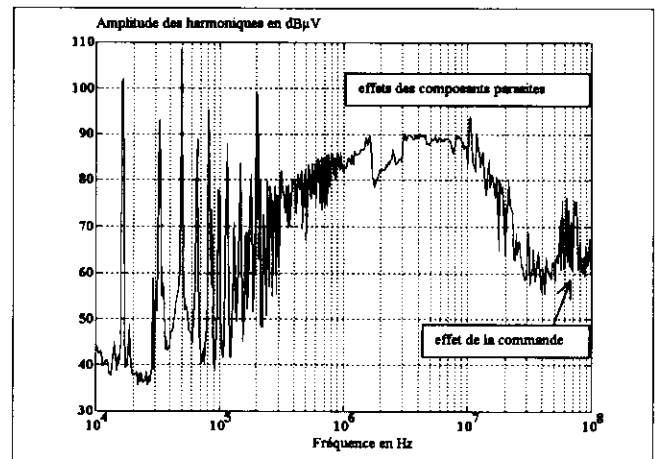


Figure 3.1-3 : perturbations conduites dans un hacheur en haute fréquence

La figure 3.1-4 représente ces divers phénomènes sur une échelle logarithmique de fréquence.

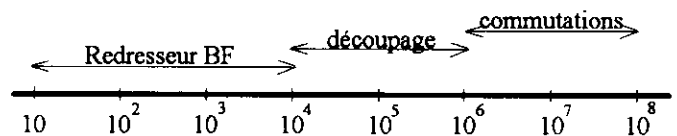


Figure 3.1-4 : étendue spectrale des phénomènes perturbatoires

En fait on ne peut dissocier simplement ces phénomènes sur l'échelle des fréquences. En effet on peut montrer que le redresseur se comporte comme un multiplicateur (le courant absorbé par l'étage HF est multiplié par 0, +1, -1), d'où une transposition complexe du spectre BF du redresseur autour de chaque raies HF (intermodulation). La figure 3.1-5 permet d'observer ce phénomène sur l'exemple précédent où l'on a effectué la mesure en amont puis en aval du redresseur : l'effet d'intermodulation apparait nettement autour de chaque raie de découpage.

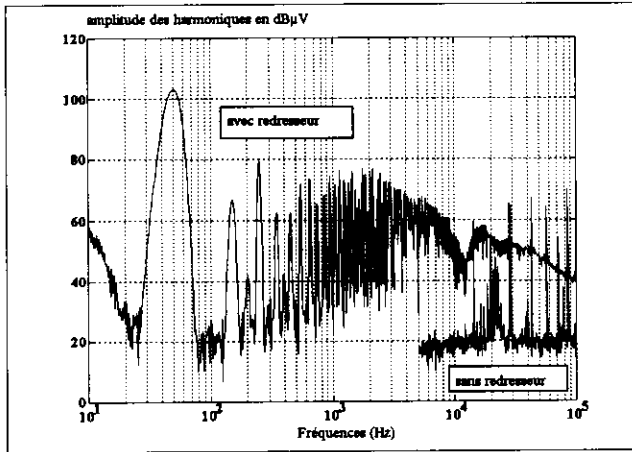


Figure 3.1-5 : effet d'intermodulation dû au redresseur

Néanmoins, l'approche par gamme de fréquence reste intéressante car les spectres BF transposés décroissent en haute fréquence comme on peut le constater au dessus.

3.2. Analyse des mécanismes de perturbation sur un exemple simple de cellule de commutation :

Dans le cas simple de la cellule de commutation représentée sur la figure 3.2-1, les formes de courant et de tension d'interrupteur sont trapézoïdales, les temps de commutation τ (tension ou courant) peuvent être extrêmement courts (de l'ordre de 10 à 100ns) pour des calibres moyens (500V-20A) d'interrupteurs MOSFET ou IGBT. Nous allons examiner comment ces grandeurs entraînent des perturbations électromagnétiques.

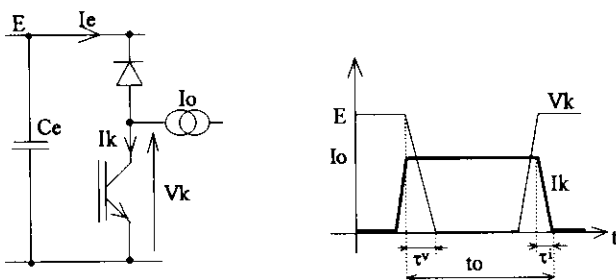


Figure 3.2-1 : cellule de commutation et formes d'onde de tension V_k et de courant I_k

La décomposition en série de Fourier de ce type de signal (amplitude A , rapport cyclique α) donne l'expression des harmoniques H.F. :

$$A_n = 2A\alpha \cdot \frac{\sin(\pi \cdot nF_0 \cdot t_0)}{\pi \cdot nF_0 \cdot t_0} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot nF_0 \cdot \tau)}{\pi \cdot nF_0 \cdot \tau}$$

On constate donc que l'enveloppe maximale des A_n est constante pour $F < F_1 = 1/\pi t_0$, puis elle décroît en $1/F$ jusqu'à $F_2 = 1/\pi \tau$ pour décroître ensuite en $1/F^2$. Le spectre sera d'autant plus étendu et à faible décroissance que τ sera faible. Par exemple pour $\tau = 40\text{ns}$ et $t_0 = 5\mu\text{s}$, on obtient $F_1 = 8\text{MHz}$ et $F_2 = 0,8\text{MHz}$ pour $\tau = 400\text{ns}$. On remarque donc que la vitesse de commutation est un facteur important dans le mécanisme de génération des perturbations et qu'il convient de pouvoir contrôler les dV/dt et dI/dt .

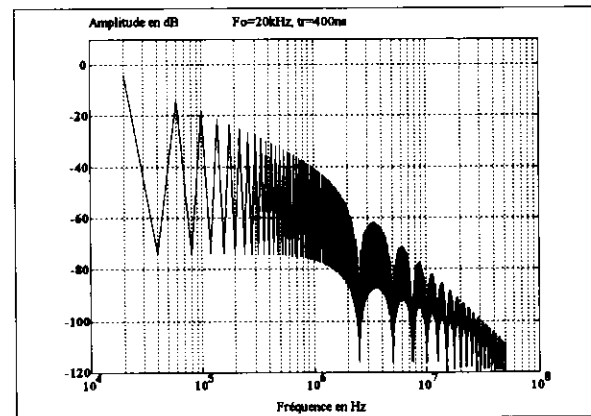
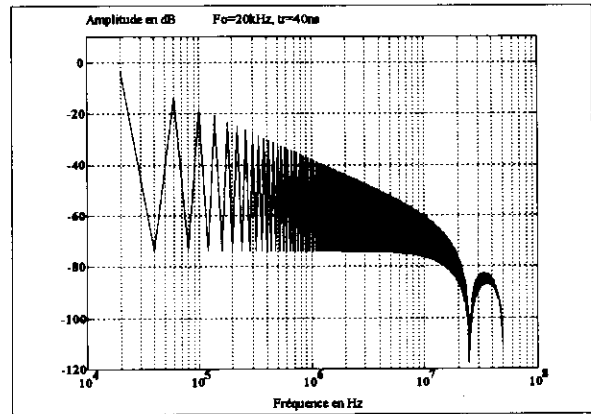


Figure 3.2-2 : effet du temps de commutation sur l'étendue spectrale ($A=1$, $\alpha=0,5$)

Conséquences sur les perturbations rayonnées :

On notera que la maille constituée par la cellule de commutation et le condensateur de filtrage, parcourue par un courant trapézoïdal, constitue une antenne boucle comme représenté sur la figure 3.2-3.

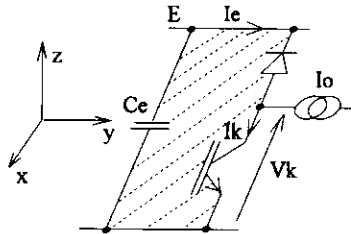


Figure 3.2-3 : effet de boucle rayonnante d'une cellule de commutation

La conséquence est la création d'un champ électromagnétique lointain à spectre HF constant (zone en $1/F^2$) dont l'amplitude dépend de la surface de la maille polluante et du temps de montée τ du courant. Les paramètres électriques et les paramètres géométriques telle l'aire de la maille de commutation [8] déterminent le niveau de pollution .

Conséquences sur les perturbations conduites :

Les perturbations conduites vont être transmises à l'environnement (le RSIL dans l'exemple choisi) via les différentes impédances de couplage. La figure 3.2-4 illustre comment s'effectuent ces couplages.

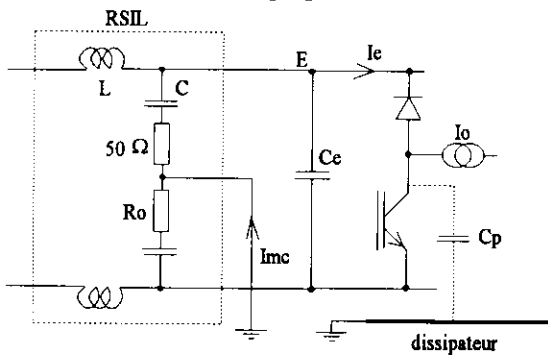


Figure 3.2-4 : couplages des perturbations à l'environnement en mode commun et différentiel

En mode différentiel, le courant haute fréquence I_e généré par la cellule de commutation se répartit entre le condensateur C_e et l'impédance R_o et C du RSIL :

$$I_{md} = \frac{C}{C + 2C_e} \cdot \frac{1}{1 + 2pR_o C_e \cdot \left(\frac{C}{C + 2C_e}\right)} \cdot I_e$$

En mode commun les différentes capacités vis à vis du potentiel de référence (terre) vont transmettre des courants de mode commun. Le couplage capacitif C_p favorise la transmission des termes HF du spectre de V_k . Là aussi, plus le contenu spectral HF de V_k est important (si τ est faible) et plus le niveau de courant de mode commun augmente :

$$I_{mc} = \frac{pC_p}{1 + pR_o C_p} \cdot V_k(p)$$

Les différentes capacités qui interviennent dans C_p sont :

- les capacités semi-conducteur/dissipateur (généralement relié au châssis donc à la terre), son ordre de grandeur varie entre 10 et quelques 100pF.
- les capacités des câbles de sortie par rapport à la terre, son expression par unité de longueur est donnée par [9] :

$$C_p = \frac{2\pi \cdot \epsilon_o}{\ln\left(\frac{4h}{d}\right)}$$

h : distance au dessus du plan conducteur, d diamètre du conducteur

-les capacités des composants magnétiques bobinés : ils sont généralement soumis à dV/dt et le circuit magnétique est suffisamment conducteur (même dans le cas de noyaux ferrite) pour que se créent des couplages électrostatiques, notamment si le circuit magnétique est relié au châssis. L'ordre de grandeur de ces capacités peut atteindre plusieurs centaines de pF.

Dans le cas de sources quelconques (réseau 50Hz, alimentation de laboratoire, etc..) la fermeture du courant de mode commun est toujours assurée par l'impédance de connection de la source à la terre (connexion physique ou liaison capacitive).

On peut alors donner un modèle de la cellule de commutation, représentatif des effets de perturbation. Le courant en entrée de la cellule est représenté comme un générateur de courant créant le courant parasite de mode différentiel par couplage par impédance commune (condensateur d'entrée). La tension d'interrupteur est représentée par un générateur de tension générant le courant de mode commun via les couplages capacitifs.

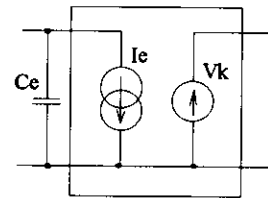


Figure 3.2-5 : modèle de la cellule de commutation pour la représentation des perturbations conduites.

Ce modèle peut être associé à celui de l'environnement électrique du convertisseur (réseau, charge, dispositifs de commande, connections avec la terre) pour dimensionner les filtres de mode commun et de mode différentiel à placer en amont du convertisseur [10].

3.3. Réduction des perturbations émises :

Les analyses précédentes ont montré que l'on peut agir sur plusieurs points :

- la fréquence de commutation F_o : si indépendamment de considérations de pertes ou de fonctionnement dynamique du convertisseur, on a le choix de la fréquence de commutation, il est préférable de choisir la valeur la plus faible, comme le graphique de la figure 3.3-1 l'explique, où on a tracé les amplitudes maximales des raies du courant I_e pour deux valeurs de la fréquence de commutation. La diminution de la fréquence de commutation se traduit par une translation du spectre vers les basses fréquences.

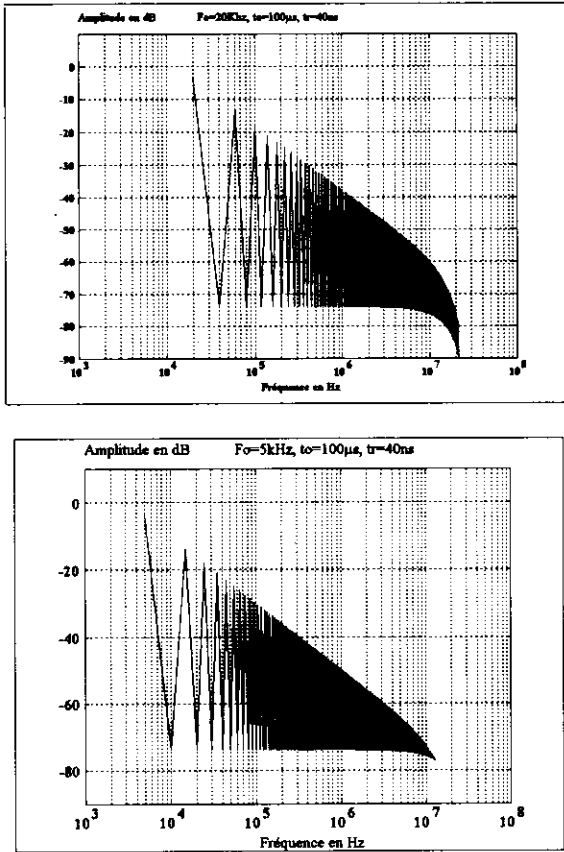


Figure 3.3-1 : influence de la fréquence F_0 de commutation sur le niveau du courant I_e

-diminuer les dV/dt ou dI/dt , par une commande ralentie de l'interrupteur, mais ceci occasionne des pertes par commutation supplémentaires. Cette solution peut convenir pour des convertisseurs fonctionnant à faible fréquence, c'est ce qui est couramment fait sur les variateurs de vitesse où l'on insère une résistance de grille pour diminuer la vitesse de commutation des IGBT. Une seconde solution consiste à associer une structure à commutation douce avec une commande ralentie [11]. Par exemple la commutation à zéro de courant permet un bon contrôle des dI/dt et une commande d'interrupteur appropriée permet de ralentir le dV/dt à la mise en conduction sans augmentation significative des pertes. La figure 3.3-2 montre les résultats obtenus sur le spectre de courant de mode commun.

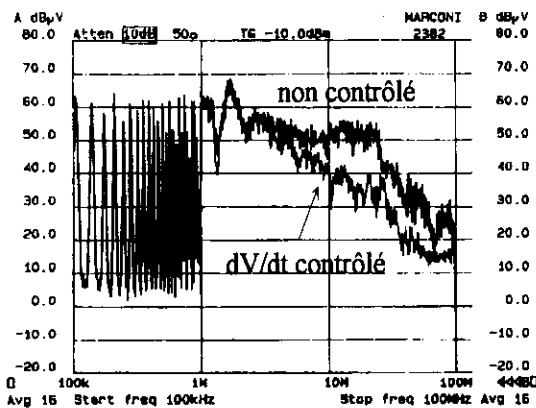


Figure 3.3-2 : effet du contrôle des gradients de commutation

-diminuer les couplages capacitifs (mode commun) : ceci peut être obtenu par utilisation d'écrans électrostatiques sous les interrupteurs ou de blindages sur les câbles sensibles comme représenté sur la figure 3.3-3. La connexion d'écran doit être non-inductives pour une bonne efficacité de ce dispositif.

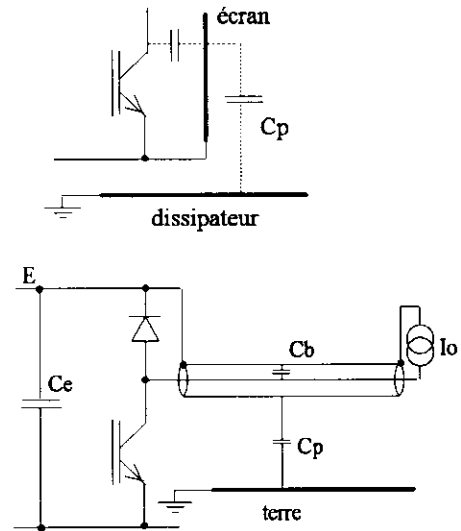


Figure 3.3-3 : écrans et blindages dans la structure

-diminuer la surface des mailles où le courant varie fortement (mode différentiel) : ceci réduit l'inductance parasite de la maille et minimise la surface rayonnante [8].
 -la technologie de composants : ceux-ci doivent introduire les composants parasites les plus faibles possibles. On notera que les connexions de ces composants introduisent des inductances parasites proportionnelles à leur longueur (environ 10nH/cm). Cet aspect est particulièrement sensible sur les semi-conducteurs de fort calibre ou sur les circuits hybrides.
 -le câblage : les remarques précédentes s'appliquent. On minimisera les inductances parasites et la surface des mailles rayonnantes.

3.4. Prise en compte des éléments parasites de la cellule de commutation :

Comme on a pu le voir plus haut, le modèle trapézoïdal défini plus haut ne permet pas de rendre compte de la présence de raies à très haute fréquence dans le spectre des signaux parasites. Leur origine réside dans les composants parasites de la maille de commutation, c'est à dire :

- les capacités parasites des interrupteurs bloqués.
- les inductances parasites de câblage ou intrinsèques aux composants (bounding des composants actifs, condensateur C_e).

Leur effet se traduit par l'apparition de résonances HF dans le spectre des signaux parasites d'autant plus importantes que l'interrupteur est commandé rapidement, car les pertes par commutation n'amortissent que très peu les régimes libres.

On peut constater ceci sur le modèle simplifié de la cellule de commutation représenté sur la figure 3.4-1.

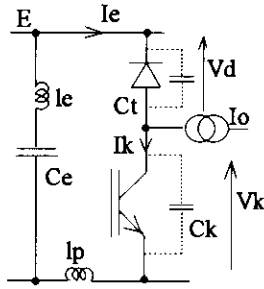


Figure 3.4-1 : modèle simplifié de la cellule de commutation

Si on suppose une commutation instantanée de l'interrupteur, l'expression des grandeurs s'écrit (les expressions sont simplifiées en remarquant que l'amortissement m est souvent très faible, on pose $L=le+lp$) :

au blocage :

$$\triangleright I_k \neq e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot I_o \cdot (\cos(\omega_1 t) + m \cdot \sin(\omega_1 t))$$

$$\text{avec : } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_k}} \cdot \sqrt{1-m^2}, \quad m = \frac{r_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_k}{L}}, \quad \text{et}$$

$$\tau = \frac{1}{m\omega_o}$$

$$\triangleright V_k = E + e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot I_o \cdot \sqrt{\frac{L}{C_k}} \cdot \sin(\omega_1 t)$$

On remarque un premier régime résonnant dû à C_k et L , les grandeurs statiques (E , I_o) interviennent sur l'amplitude des termes oscillatoires. On a intérêt à minimiser L , ce qui réduit la surtension sur V_k , et augmente l'amortissement.

à la mise en conduction :

$$\triangleright I_d = I_{RM} \cos(\omega_2 t) + E \sqrt{\frac{C_t}{L}} \cdot \sin(\omega_2 t)$$

$$\text{avec : } \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC_t}} \cdot \sqrt{1-m^2}, \quad m = \frac{r_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L}}, \quad \text{et } \tau = \frac{1}{m\omega_o}$$

$$\triangleright V_d = E \cdot [1 - \cos(\omega_2 t)] + I_{RM} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_t}} \cdot \sin(\omega_2 t)$$

Le second régime résonnant apparaît lors du blocage de la diode et fait intervenir C_t et L . On constate la dépendance de ce régime au courant inverse de recouvrement I_{RM} , qui constitue une origine importante de perturbation, de par son amplitude et la rapidité du phénomène.

A titre d'exemple si $L=450\text{nH}$, $C_k=1.5\text{nF}$ et $C_t=500\text{pF}$, on obtient $F1=6.2\text{MHz}$ et $F2=10\text{MHz}$. Le spectre correspondant présentera une remontée autour de ces deux

fréquences. La figure 3.4-2 montre comment ces régimes modifient le spectre du courant dans la maille de commutation.

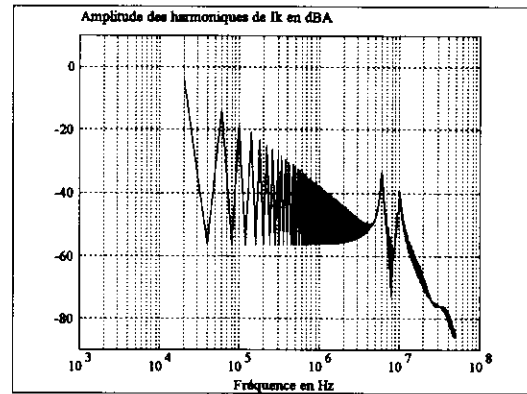


Figure 3.4-2 : spectres théoriques du courant conduit en ajoutant les composants parasites

Ces harmoniques supplémentaires à haute fréquence sont donc facilement couplées à l'environnement par voie capacitive (mode commun) et par rayonnement.

Influence des éléments parasites sur les couplages en mode conduit :

Mode différentiel :

On a vu précédemment que la transmission des perturbations de mode différentiel dépend de l'impédance commune que constitue le condensateur de filtrage d'entrée. S'il présente une inductance parasite, la nouvelle expression du courant de mode différentiel sera :

$$I_{md} = \frac{C/2}{C/2 + C_e} \cdot \frac{(1+p^2 \cdot I_e C_e) \cdot I_e}{1 + 2R_o \left(\frac{C_e \cdot C/2}{C_e + C/2} \right) + p^2 \cdot I_e \left(\frac{C_e \cdot C/2}{C_e + C/2} \right)}$$

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert I_{md}/I_e est représenté figure 3.5-1. On constate que la présence de l'inductance parasite augmente le niveau des perturbations H.F.. Sa minimisation est impérative pour réduire les perturbations de mode différentiel.

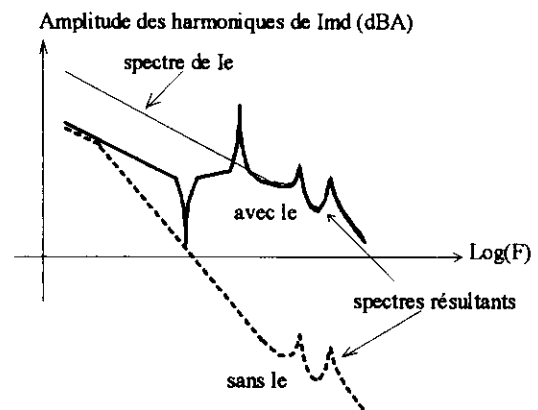


Figure 3.5-1 : effet de l'inductance parasite du condensateur d'entrée

Mode commun :

Les régimes parasites précédemment étudiés se couplent en mode commun par les capacités préalablement décrites et augmentent le niveau total.

3.5. Eléments de synthèse sur l'origine des perturbations

L'origine des perturbations générées et transmises diffère selon la nature du convertisseur. Un aspect primordial est son mode de commutation : les modes ZVS et ZCS permettent un contrôle partiel des dV/dt et dI/dt , d'où un comportement plus favorable.

Dans le cas de structures non isolées, composées de plusieurs cellules de commutation (hacheur, onduleur), ce sont essentiellement les composants parasites des interrupteurs et du câblage qui déterminent les régimes parasites. On les réduira en choisissant des composants actifs et passifs qui génèrent le meilleur compromis pertes/perturbations et on minimisera les inductances de câblage.

Dans le cas de structures isolées, ce sont essentiellement les imperfections du transformateur et des composants passifs qui constituent ces régimes, la technologie des composants actifs est alors moins sensible.

Enfin, on optimisera les commandes rapprochées pour minimiser les couplages parasites qu'elles occasionnent et pour contrôler précisément la commutation des interrupteurs.

3.6. Simulation :

L'exemple précédent à l'intérêt de montrer les phénomènes principaux dans une cellule de commutation. Si on veut étudier une structure plus complexe le grand nombre de composants à prendre en considération limite le calcul analytique, notamment si on fait intervenir l'environnement du convertisseur (commande, réseau, charge en mode commun et différentiel). On a alors recours à la simulation de type circuit. On modélise les composants en introduisant leurs termes parasites et on introduit sous forme localisée les principaux composants parasites de couplage dont les valeurs sont issues de données constructeur (semi-conducteur), de formules analytiques (inductances et capacités parasites) dans les cas de géométrie simple et mono-dimensionnelle, ou de modélisation par éléments finis dans les cas de géométries complexes à plusieurs dimensions.

Un exemple est donné ci-dessous dans le cas d'une alimentation à découpage de type Flyback où on a simulé les perturbations conduites en entrée [10]. La comparaison des spectres simulés et mesurés montre la validité de la méthode pour une gamme de fréquence allant jusqu'à 30MHz.

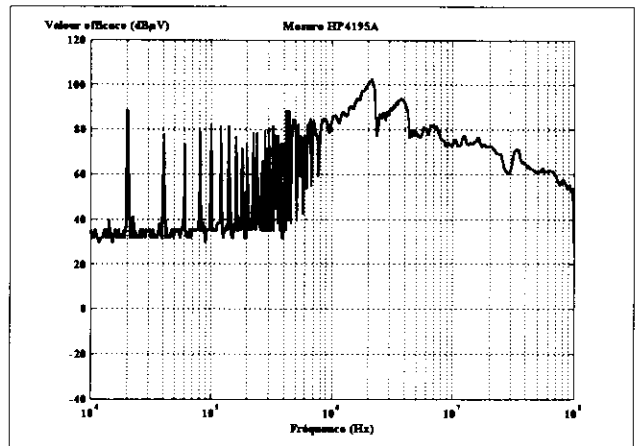
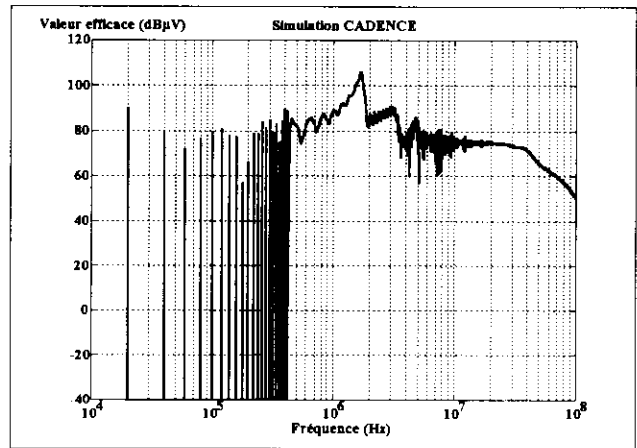


Figure 3.7-1 : spectres simulés et mesurés des perturbations conduites en entrée d'un convertisseur Flyback

4. EFFETS SUR LES VICTIMES SUSCEPTIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

Les effets des perturbations s'étendent sur des victimes très variées et en premier lieu sur leurs commandes bas niveau. Les causes de défaillance d'une commande sont multiples, liées au nombre d'étages qui la composent et à ses liaisons dans l'environnement du convertisseur [12], [13]. La figure 4-1 représente une structure générique où le convertisseur est représenté par ses sources de courants et de tensions à l'origine des perturbations.

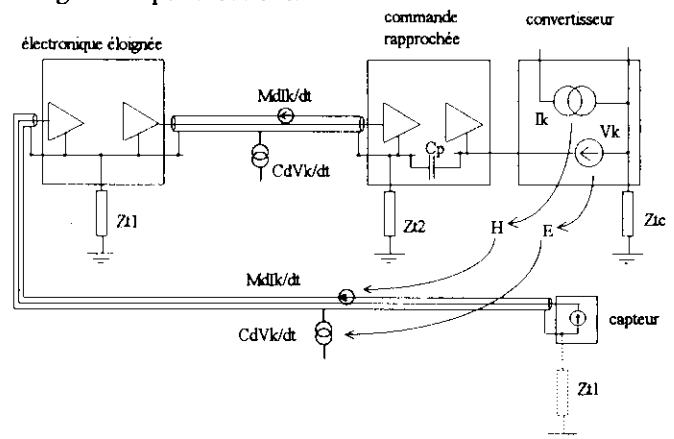


Figure 4-1 : structure générique d'un convertisseur et sa commande

Les dysfonctionnements sont susceptibles d'apparaître :
 -au niveau de la commande rapprochée : essentiellement par perturbation de mode commun, les effets de couplages par champs sont généralement moindre à cause des faibles impédances de ce type de circuit. La figure 4-2 montre un exemple de perturbation de la commande d'un MOSFET par courant de mode commun résultant d'un dV/dt de commutation. Le transistor commandant le transformateur d'impulsion est perturbé par couplage capacitif C_p (primaire/secondaire du T.I.) direct.

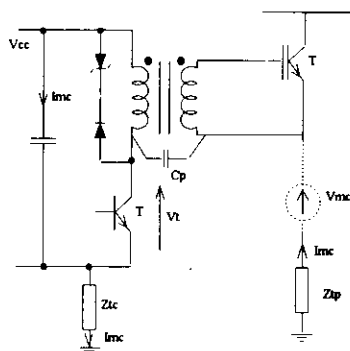
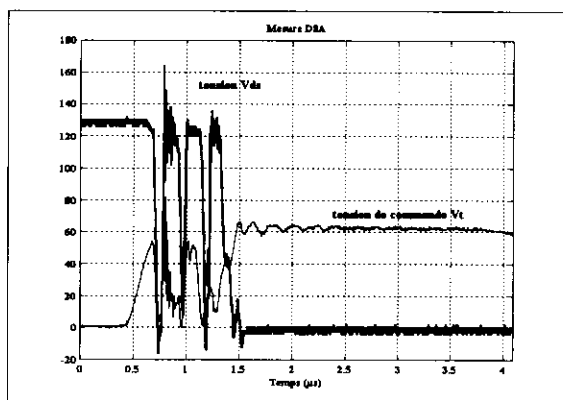


Figure 4-2 : perturbation d'une commande par courant de mode commun

-au niveau de la commande éloignée : par mode commun et impédance commune ou couplage par champ E ou H. Le faible niveau des signaux et leurs impédances élevées rendent cet étage assez vulnérable.

-au niveau des connexions entre étages : par courant de mode commun et impédance commune, ou par champ E et H. Toutes les liaisons par câble sont des victimes potentielles.

Dans les systèmes de conversion statique de très forte puissance, les niveaux de champs proches sont très élevés et perturbent d'autant plus facilement les câbles comme représenté sur la figure 4-1.

La connectique entre le convertisseur, sa commande et ses capteurs doit faire l'objet d'une réflexion approfondie, notamment concernant la nature des conducteurs à employer (coaxial, paire torsadée, double blindage) et la connexion des masses et blindages aux différentes références de potentiel, selon la gamme de fréquence des perturbations et leur mode dominant.

5. CONCLUSION

L'élévation des performances des interrupteurs statiques tant en vitesse de commutation qu'en contraintes statiques et en simplicité de commande s'est accompagnée d'une forte diffusion des convertisseurs de puissance dans le contrôle de l'énergie ainsi qu'une élévation de la fréquence de découpage. La conséquence de ce développement est un accroissement du niveau global des perturbations (+3dB l'an d'après les PTT allemandes). La pollution électromagnétique en électronique de puissance apparaît comme une mauvaise gestion des énergies résiduelles au sein des convertisseurs statiques, couplées à l'environnement électrique par un certain nombre de composants parasites. Sa réduction passe par l'étude des mécanismes de commutation dans des structures simples (cellule de commutation) puis complexes (convertisseurs isolés) où les composants magnétiques ont un rôle majeur. La commutation douce est une première réponse à ces contraintes, mais la diminution du niveau des perturbations passe par une réduction à la source, une minimisation des couplages et l'utilisation de filtres. Alors que les normes européennes se durcissent, l'introduction de préoccupations d'ordre CEM lors de la conception d'un équipement doit se faire au même titre que d'autres critères comme le rendement ou le volume. Le concepteur est alors amené à se former dans ce domaine. La fiabilité et le coût final de l'équipement s'en trouveront améliorés.

6. BIBLIOGRAPHIE

- [1] "Compatibilité électromagnétique", P. Degauque et J. Hamelin, éditions Dunod 1990.
- [2] "Contribution à l'étude du rayonnement en champ électromagnétique proche des circuits en électronique de puissance", Lu Bei, Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, mai 1990.
- [3] "Noise reduction techniques in electronic systems", W. Ott, John Wiley and Sons.
- [4] "Compatibilité électromagnétique dans les systèmes à forte concentration électronique", A. L'Haridon, Techniques de l'Ingénieur E1530.
- [5] "Méthodes de mesure de compatibilité électromagnétique", A. Azoulay, J.P. Charles, notes technique NT/PAB/ETR/693 du CNET, février 1985.
- [6] "Modes de détection en analyse spectrale", J.P. Charles, note technique NT/PAB/ETR/759 du CNET, novembre 1987.
- [7] "Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs haute fréquence", F. Costa, thèse de doctorat de l'université d'Orsay Paris-Sud, avril 1992.

[8] "Contribution à l'étude des perturbations rayonnées dans les convertisseurs haute fréquence", A. Puzo, thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, juin 1992.

[9] "Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes", Combes, Sautereau, Graffeuil, éditions Dunod.

[10] "Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs continu-continu isolés", E. Labouré, thèse de doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, octobre 1995.

[11] "Optimisation de la commande de l'IGBT utilisée en quasi-résonance", S; Lefebvre, F. Costa, F. Forest, J.P. Chante, Revue Générale de l'Electricité, n°2/1994, pp23-31.

[12] "Perturbations conduites dans les commandes des convertisseurs statiques, approche de leur susceptibilité électromagnétique", F. Costa, E. Labouré, F. Costa, actes du congrès Perturbations reciproques des convertisseurs et des réseaux, Nantes, janvier 1995.

[13] "Influence of the driver circuits in the generation and transmission of EMI in a power converter, effects on its electromagnetic susceptibility " F. Costa, E. Labouré, A. Puzo, A. Pons, revue EPE Journal, pp35-44, mars 1995.

[14] "Etude et simulation des perturbations électromagnétiques subies par les systèmes électroniques dans l'appareillage électrique", G. Azrak, thèse de l'Ecole Centrale de Lyon, octobre 1984.

Journées "3EI"

Le recueil des journées "3EI-93" consacrées à la modélisation et à la commande vectorielle de la machine asynchrone est à nouveau disponible.

Le recueil des journées "3EI-95" consacrées quant à elles à la machine synchrone est également disponible.

Chaque recueil est accompagné des textes des thèmes traités aux cours des séances d'ateliers (3EI-93"), et de la session posters (3EI-95").

Prix de chaque recueil : 200F TTC frais d'envoi compris.

Commander en joignant un chèque libellé à l'ordre de la SEE auprès de :

SEE

Madame Solange LE BRUN

48 rue de la Procession

75724 PARIS CEDEX 15

fax : 44 49 60 44

tel : 44 49 60 15

FLYBACK EN DEMAGNETISATION COMPLETE - APPLICATION A L'ABSORPTION SINUSOIDALE D'UN COURANT

Pierre TOUSSAINT

Ecole Nationale Supérieure de L'Electronique et de ses Applications
E.N.S.E.A. - 6, Avenue du PONCEAU
95014 CERGY-PONTOISE CEDEX

Avec pour fonction d'adapter les caractéristiques de l'énergie électrique aux besoins des applications, les convertisseurs statiques sont devenus parmi les plus importants générateurs de courants harmoniques rejetés sur le réseau de distribution EDF. Le niveau de pollution est devenu tel que des normes (CEI 555-2), visant à réduire la pollution du réseau vont être applicables dès le début de l'année 1996. Après un descriptif du problème rencontré, ce papier a pour objectif de présenter une solution de Convertisseur à Absorption Sinusoïdale basé sur une structure de FLYBACK. Les principes de fonctionnement et un exemple de dimensionnement appliqué à un cas concret sont présentés.

Introduction au Problème.

De très nombreuses applications utilisent des convertisseurs de puissances : micro-ordinateurs, télévisions, magnétoscopes, chargeurs de batteries, fours à micro-ondes, ... mais aussi redresseurs et onduleurs pour variateurs de vitesse de machines tournantes, gradateurs, etc. ... et ce, pour des puissances importantes. Tous ces appareillages génèrent des courants harmoniques sur le réseau EDF, créant ainsi une pollution de ce dernier. Suivant la puissance de l'installation, l'alimentation en énergie électrique est assurée, soit par le réseau monophasé (cas du premier type de matériels énoncé), soit par le réseau triphasé (cas des installations de puissance élevée).

Les figures suivantes présentent ce problème. La figure 1 donne une représentation du courant absorbé par un convertisseur à redresseur et condensateur en tête. La tension réseau y est superposée. La figure 2 donne la décomposition spectrale du courant réseau. Dans cet essai, la puissance absorbée par le convertisseur était de 600 W, le facteur de puissance de 0,67 et le taux de distorsion du courant par rapport à son fondamental de 104,6 %.

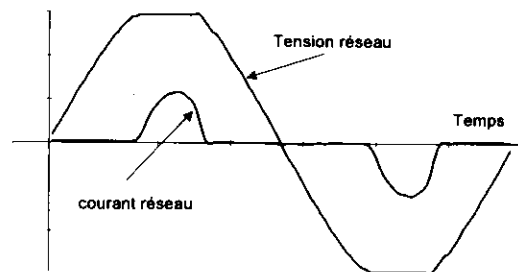


Figure 1 : Formes d'ondes

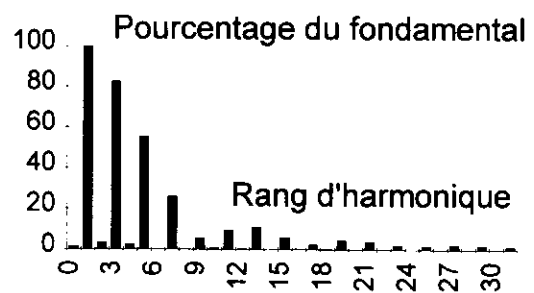


Figure 2 : décomposition spectrale du courant

Ces harmoniques de courant ont pour effets néfastes de provoquer des pertes en ligne

supplémentaires, un échauffement accru des transformateurs de distribution et plus généralement, une perturbation des systèmes électriques connectés à la même ligne de distribution que l'élément polluant (Par déformation de l'onde de tension).

Par ailleurs, le facteur de puissance de ces installations est éloigné de l'unité.

Suivant les cas, donc suivant la puissance de l'installation, les techniques utilisées pour contrer la multiplication des courants harmoniques seront différentes.

En forte puissance, les appareillages mis en œuvre portent le nom de "filtres actifs". Ceux-ci, déjà utilisés au Japon depuis 1990, couvrent une gamme d'applications allant de la dizaine de kVA à plusieurs MVA. Ils sont constitués de convertisseurs de puissance qui mesurent les amplitudes des différentes harmoniques, et par le jeu de boucles d'asservissement, permettent de compenser la pollution émise par l'appareillage en rejetant sur le réseau des courants de même amplitude mais en opposition de phase. Ces filtres, de conception et de commande délicates sont parfois utilisés en plus de filtres passifs (L-C) classiques.

Pour des applications de puissance moins élevée utilisant le réseau monophasé comme support d'alimentation, deux principaux types d'appareillage sont utilisés. Le premier est construit sur la base d'un hacheur élévateur et ne sera que survolé dans les lignes qui vont suivre. Le second est réalisé à partir d'un Flyback et sera complètement développé.

Structure de type Hacheur Elévateur (BOOST)

Le schéma de principe du hacheur de type BOOST (Elévateur), ainsi que les formes d'ondes qui lui sont associées sont représentées sur les figures suivantes :

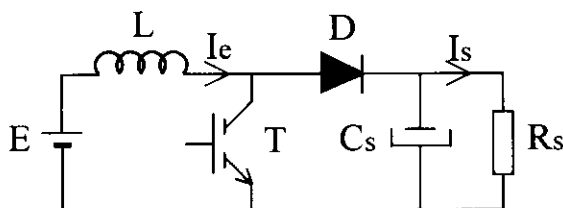


Figure 3 : Structure du convertisseur

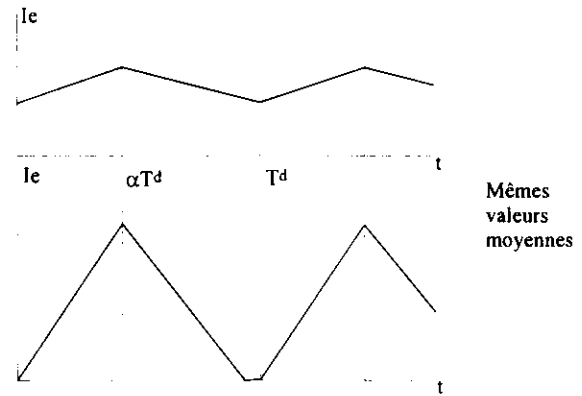


Figure 4 : Formes d'ondes du courant absorbé I_e

Suivant que l'on adopte un type de conduction continue (Courbe du haut) ou discontinue (Courbe du bas), l'impédance d'entrée du convertisseur est respectivement non linéaire du premier ou du second ordre, et le facteur de dimensionnement de l'interrupteur respectivement égal à l'unité ou supérieur ou égal à deux.

Ces points ont pour effets de laisser la préférence des circuitiers au mode de conduction continue, même si cela suppose une inductance de stockage de l'énergie de valeur plus élevée.

Pour mémoire, on rappelle les relations suivantes, valables sous tension d'alimentation continue E et en conduction continue:

Tension de sortie V_s	$V_s = E \cdot \frac{1}{1-\alpha}$
Courant moyen absorbé I_e	$I_e = \frac{V_s \cdot I_s}{E} = I_s \cdot \frac{1}{1-\alpha}$
Résistance équivalente vue de l'alimentation	$R_e = R_s \cdot (1-\alpha)^2$

(α désigne le rapport cyclique)

Sous Alimentation Sinusoïdale, les critères de choix du type de conduction restant les mêmes, nous rencontrerons essentiellement des structures travaillant en conduction continue.

La tension d'entrée prend pour expression : $E = E_m \cdot \sin(\Omega \cdot t)$, où Ω représente la pulsation réseau ($\Omega = 100 \cdot \pi$ rad/s).

En supposant que :

1 / la constante de temps du filtre de sortie est grande devant la pulsation réseau,

2 / la fréquence de découpage F_d de l'interrupteur du convertisseur est très supérieure à la fréquence du réseau,

3 / la tension de sortie V_s est maintenue constante par une capacité de forte valeur,

alors la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'interrupteur est : $\langle V_T \rangle = V_s \cdot (1 - \alpha)$. Ainsi, la

valeur moyenne au sens de la basse fréquence de la tension aux bornes de l'inductance L s'écrit :

$$\langle V_L \rangle = V_e - \langle V_T \rangle = E_M \sin(\Omega t) - V_s \cdot (1 - \alpha)$$

Si l'on souhaite absorber un courant sinusoïdal $i_e(t) = I_M \cdot \sin(\Omega t)$, il faut que l'évolution du rapport cyclique en fonction du temps $\alpha(t)$ soit telle que :

$$L \cdot I_M \cdot \Omega \cdot \cos(\Omega t) = E_M \sin(\Omega t) - V_s \cdot (1 - \alpha(t)),$$

d'où :

$$\alpha(t) = 1 + \frac{L \cdot I_M \cdot \Omega}{V_s} \cos(\Omega t) - \frac{E_M}{V_s} \sin(\Omega t)$$

Dès lors, il apparaît que i_e ne peut prendre une allure sinusoïdale que si on l'y contraint par une boucle de régulation (boucle de courant).

Avec une telle commande en Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I.), et en supposant que l'inductance du hacheur est suffisamment grande pour que l'ondulation de courant due au découpage haute-fréquence soit faible, la forme d'onde du courant est représentée sur la figure suivante :

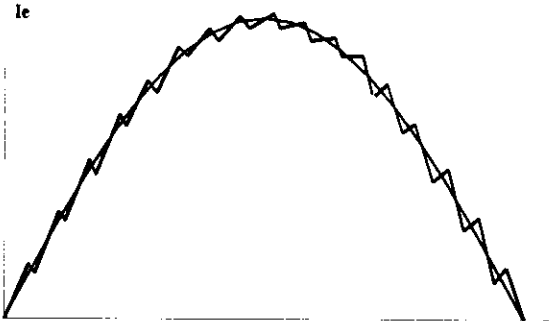


Figure 5 : Courant absorbé i_e sur une demie période réseau

Cette structure est largement répandue, à tel point que certains constructeurs, ont développé des circuits intégrés spécialisés dans la commande de Convertisseurs à Absorption Sinusoïdale de ce type, réalisés à partir de modules de puissance intégrant redresseur, transistor et diode .

A l'heure actuelle, ces macro-composants balai une gamme de puissance allant jusqu'à 4,5 kW.

Cette technique si elle est intéressante de par sa simplicité de structure comporte certains inconvénients :

- ① La tension de sortie doit être supérieure à la tension maximale d'alimentation, soit $V_s > 340$ V.
- ② Il est nécessaire de mettre en œuvre une boucle de contrôle du courant absorbé.
- ③ Il n'y a pas d'isolation galvanique.

Structure de type FLYBACK

① Structure

La solution FLYBACK présente les avantages d'une structure mono-interrupteur très simple et comprenant peu de composants.

Par ailleurs elle présente une isolation galvanique et autorise des sorties basse tension par l'intermédiaire du rapport de transformation de transformateur.

Le schéma de principe de la structure de puissance du convertisseur Flyback est représenté sur la figure 6 suivante :

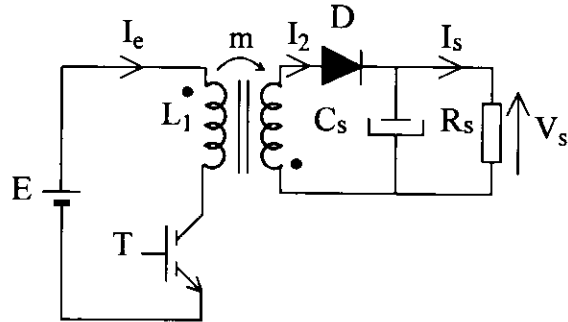


Figure 6 : Structure du Flyback

Alimenté sous tension continue, le convertisseur FLYBACK, en **démagnétisation complète**, présente les formes d'ondes de courant suivantes :

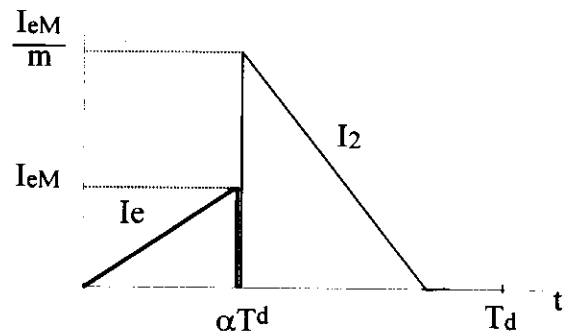


Figure 7 : Formes d'ondes des courants primaire et secondaire

Les valeurs moyennes de la tension de sortie V_s et du courant absorbé i_e sont alors données par les expressions suivantes :

Tension de sortie V_s	$V_s = \frac{E^2 \cdot \alpha^2}{2 \cdot L_1 \cdot F_d \cdot I_s}$
Courant absorbé i_e	$I_e = \frac{E \cdot \alpha^2}{2 \cdot L_1 \cdot F_d}$

A partir de ces relations, on montre aisément que la résistance équivalente au convertisseur vis à vis de son bus d'alimentation est :

$$R_{eq_cd} = \frac{E}{I_e} = \frac{2 \cdot L_1 \cdot F_d}{\alpha^2}$$

Il apparaît ainsi qu'en mode de conduction discontinue, le comportement de ce convertisseur est purement résistif vis à vis de la tension d'entrée et indépendant de la résistance de charge R_s . R_{eq_cd} est simplement réglable par le rapport cyclique α .

② Fonctionnement sous alimentation sinusoïdale

Cette caractéristique permet d'envisager un comportement sain du convertisseur en mode d'Absorption Sinusoïdale, dès lors que les variations de la tension d'entrée sont lentes face à la fréquence de découpage.

Ainsi, le Flyback alimenté directement par un pont de diodes connecté au réseau, absorbera un courant dont le fondamental sera naturellement en phase avec la tension de ce réseau.

Les harmoniques de ce courant ne seront dues qu'au découpage, et peuvent être aisément filtrés par un filtre d'entrée H-F.

Si l'on suppose que la fréquence de découpage f_d est très largement supérieure à celle du réseau, la tension d'alimentation peut être considérée constante sur une période de découpage. Nous noterons alors E_i sa valeur au début d'une période H-F.

Le cycle de fonctionnement du convertisseur peut être décomposé selon deux phases.

① Le début d'un cycle commence par la mise en conduction du transistor. La tension d'alimentation est directement appliquée à l'enroulement primaire du transformateur, se comportant comme une inductance L_1 emmagasinant une énergie électromagnétique.

Durant cette phase, le courant dans le pont redresseur est le même que celui absorbé par le transformateur. Son expression en est donc :

$$I_e(t) = \frac{E_i \cdot t}{L_1} \quad (1)$$

② Cette phase prend fin lors du blocage du transistor à l'instant $\alpha \cdot T_d$. S'ensuit alors la mise en conduction de la diode secondaire D_s , et le transfert de l'énergie stockée du primaire au secondaire du transformateur.

A tension de sortie V_s maintenue constante par un condensateur de valeur élevée, la décroissance du courant secondaire s'effectue avec une pente $-\frac{V_s}{L_2}$ constante, jusqu'à l'annulation de celui-ci. (L_2 représente l'inductance vue du secondaire $\approx m^2 \cdot L_1$).

Cette phase prend un temps τ_i variant avec l'amplitude du courant au primaire.

Le courant secondaire, de $\alpha \cdot T_d$ jusqu'au blocage de la diode secondaire D_s , prend pour expression :

$$I_2(t) = \frac{I_{eM_i}}{m} - \frac{V_s}{m^2 \cdot L_1} \cdot (t - \alpha \cdot T_d) \quad (2)$$

$$\text{avec : } I_{eM_i} = \frac{E_i \cdot \alpha \cdot T_d}{L_1}$$

Dans ces expressions, m est le rapport de transformation du transformateur : $m = N_2/N_1$, où N_2 et N_1 sont respectivement les nombres de spires secondaire et primaire.

Les formes d'ondes des courants primaire et secondaire sont alors celles présentées sur la figure 8.

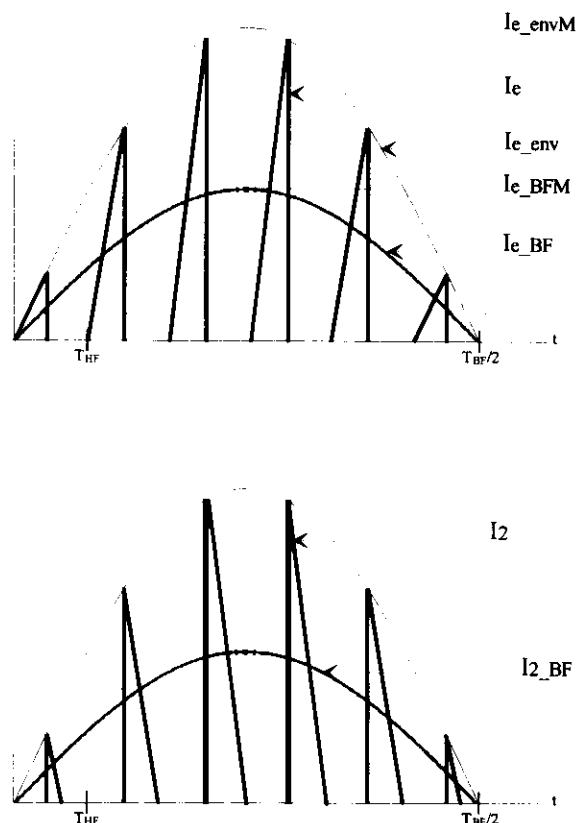


Figure 8 : Courants primaire et secondaire sous alimentation sinusoïdale redressée.

De l'expression (1) du courant primaire, on déduit celle de l'enveloppe de ce même courant sur une demie-période réseau :

$$I_{e_env}(t) = \frac{E_M \cdot \alpha \cdot T_d}{L_1} \cdot \sin(\Omega \cdot t) \quad \text{sur } [0, \pi]$$

Toujours d'après la relation (1), la valeur moyenne du courant d'entrée, au sens des variations Basse Fréquence, est :

$$I_{e_BF}(t) = \frac{\alpha^2 \cdot E_M}{2 \cdot L_1 \cdot F_d} \cdot \sin(\Omega \cdot t) = I_{e_BFM} \cdot \sin(\Omega \cdot t)$$

Dès lors, on peut exprimer la puissance absorbée par le convertisseur :

$$P_e = \frac{E_M}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{e_BFM}}{\sqrt{2}}$$

soit :

$$P_e = \frac{1}{4} \cdot E_M^2 \cdot \frac{\alpha^2}{L_1 \cdot F_d} = V_s \cdot I_s = P_s \quad (3)$$

P_s désigne la puissance de sortie, égale à P_e dans l'hypothèse d'un rendement unitaire.

De cette expression on peut déterminer celle de la valeur moyenne du courant de sortie I_s :

$$I_s = \frac{\alpha^2 \cdot E_M^2}{4 \cdot L_1 \cdot F_d \cdot V_s} \quad (4)$$

Que l'on peut aussi calculer par :

$$I_s = \frac{2}{T_{BF}} \sum_{i=1}^n \int_0^{\tau_i} I_{2Mi} \cdot \left(1 - \frac{t}{\tau_i}\right) dt$$

avec :

- TBF : période du réseau (20 ms),
- $n = T_{BF}/T_d$,
- $I_{2Mi} = E_M \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{n}\right) \cdot \frac{\alpha \cdot T_d}{m \cdot L_1}$,
- $\tau_i = \frac{m^2 \cdot L_1 \cdot I_{2Mi}}{V_s}$.

Le fondamental du courant $I_2(t)$, autrement dit l'évolution sinusoïdale de la valeur moyenne, s'écrit :

$$\langle I_2(t) \rangle = \frac{2}{T_d} \int_0^{\tau_i} I_{2Mi} \cdot \left(1 - \frac{t}{\tau_i}\right) dt = \frac{\tau_i \cdot I_{2Mi}}{2 \cdot T_d}$$

soit :

$$I_{2_BF}(t) = \frac{\alpha^2 \cdot E_M^2}{2 \cdot L_1 \cdot F_d \cdot V_s} \cdot \sin^2(\Omega \cdot t) \quad \text{sur } [0, \pi]$$

soit encore :

$$I_{2_BF}(t) = \frac{\alpha^2 \cdot E_M^2}{4 \cdot L_1 \cdot F_d \cdot V_s} \cdot (1 - \cos(2 \cdot \Omega \cdot t)) \quad \text{sur } [0, \pi]$$

Ce courant est décomposable en une composante continue égale à la valeur moyenne du courant de sortie I_s et en une autre, purement alternative, absorbée par le condensateur de sortie, qui déterminera l'ondulation de la tension de sortie.

Ainsi :

$$I_{2_BF}(t) = I_s + \tilde{i}_{2_BF}(t)$$

Avec :

$$I_s = \frac{\alpha^2 \cdot E_M^2}{4 \cdot L_1 \cdot F_d \cdot V_s} \quad (5)$$

$$\tilde{i}_{2_BF}(t) = -\frac{\alpha^2 \cdot E_M^2}{4 \cdot L_1 \cdot F_d \cdot V_s} \cdot \cos(2 \cdot \Omega \cdot t) \quad (6)$$

Par ailleurs, la valeur efficace du courant secondaire s'exprime par :

$$I_{2eff}^2 = \frac{2}{T_{BF}} \sum_{i=1}^n \int_0^{\tau_i} I_{2Mi}^2 \cdot \left(1 - \frac{t}{\tau_i}\right)^2 dt$$

Soit après calculs :

$$I_{2eff} \approx \frac{2}{3} \cdot \sqrt{\frac{E_M^3 \cdot \alpha^3 \cdot T_d^2}{\pi \cdot V_s \cdot m \cdot L_1^2}} \quad (7)$$

Enfin, la composante alternative (relation (6)) permet de déterminer l'ondulation Basse Fréquence de la tension de sortie δV_{s_BF} :

$$\delta V_{s_BF} = \frac{1}{C_s} \cdot \int \tilde{i}_{2_BF}(t) dt$$

soit :

$$\delta V_{s_BF} = -\frac{1}{C_s} \cdot \frac{(\alpha \cdot E_M)^2}{8 \cdot L_1 \cdot F_d \cdot V_s \cdot \Omega} \sin(2 \cdot \Omega \cdot t)$$

D'où l'ondulation crête-à-crête ΔV_{s_BF} :

$$\Delta V_{s_BF} = \frac{I_s \cdot T_{BF}}{2 \cdot \pi \cdot C_s} \quad (8)$$

Cette expression permet de calculer la valeur à donner au condensateur de sortie C_s .

③ Exemple d'application

Nous allons maintenant donner un exemple d'application sur un convertisseur de puissance de sortie $P_s = 600 \text{ W}$ (60 V - 10 A). La fréquence de découpage est fixée en dehors de la gamme audible soit : $F_d = 20 \text{ kHz}$. L'ondulation crête-à-crête de la

tension de sortie est fixée à 1 % de la tension nominale, soit $\Delta V_s_{BF} = 0,6 \text{ V}$. Enfin, on suppose que le rendement nominal de l'installation sera de $\eta = 90 \%$.

Pour utiliser au mieux le circuit magnétique du transformateur, le rapport cyclique nominal sera : $\alpha_n = 0,5$.

Calcul de L1 et de m :

En tenant compte du rendement supposé du convertisseur, la puissance absorbée au primaire par ce dernier est :

$$P_e = \frac{P_s}{\eta} = 670 \text{ W}$$

D'après la relation (3) il vient que : $L1 = 490 \mu\text{H}$. Toujours pour optimiser le dimensionnement, on doit se trouver en limite de conduction continue quand la tension d'alimentation est maximum, soit $E_M = 230 \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ V}$, et ce pour le rapport cyclique nominal. Dans ce cas, on peut écrire que :

$$V_s = \frac{\alpha_n}{1 - \alpha_n} \cdot m \cdot E_M$$

Pour tenir compte du rendement il nous faut fixer la tension de sortie à $V_s = 60/0,9 = 67 \text{ V}$, pour espérer avoir effectivement 60 V. Ainsi, il vient que : $m = 0,2$.

Calculs des courants :

Connaissant L1 et d'après la relation (1), la valeur maximale prise par le courant primaire est calculée pour le maximum de la tension d'alimentation, et pour le rapport cyclique nominal. Dans ces conditions, $I_e M = 17 \text{ A}$.

Connaissant le rapport de transformation m, il vient que le courant secondaire maximum est :

$$I_2 M = I_e M / m = 85 \text{ A}$$

Dans ces conditions, la valeur efficace du courant secondaire est d'après la relation (7) : $I_{2eff} = 23 \text{ A}$.

Pour obtenir une ondulation crête-à-crête de la tension de sortie égale à : $\Delta V_s_{BF} = 0,6 \text{ V}$, il faut un condensateur de (relation (8)) : $C_s = 53\,000 \mu\text{F}$!

Le courant circulant dans ce dernier ayant pour valeur efficace :

$$I_{C_s_eff} = \sqrt{I_{2eff}^2 - I_s^2} = 21 \text{ A}$$

Dans le cas où l'on souhaite une faible ondulation de la tension d'utilisation, ce dernier dimensionnement justifie le besoin que l'on a de placer un second convertisseur (Hacheur) en série avec le Flyback. En effet, ce second convertisseur permet, grâce à une boucle d'asservissement de sa tension de sortie, de tolérer une ondulation plus importante de la tension de sortie du Flyback, et ainsi, d'utiliser un condensateur de plus faible capacité, donc moins volumineux et moins onéreux.

Contraintes sur les composants à semi-conducteur

Ces contraintes sont établies pour le maximum de la tension d'alimentation $E_M = 325 \text{ V}$.

	V max	I max	<I>	Ieff
Trans. T	650 V *	17 A	-	-
Diode Ds	- 125 V	85 A	10 A	21 A

* La tension maximale aux bornes du transistor ne tient pas compte des inévitables surtensions, dues essentiellement à l'inductance de fuite du transformateur.

Circuit d'aide à la commutation

Pour gérer le problème des surtensions apparaissant aux bornes du transistor, il est nécessaire de munir ce dernier d'un Circuit d'Aide à La Commutation (CALC).

Les énergies localisées dans l'inductance de fuite étant importantes, le CALC doit être non dissipatif pour que le rendement de l'installation ne s'en trouve pas (trop) affecté. La structure du convertisseur est alors celle présentée sur la figure 9, où les éléments du CALC sont représentés en traits gras.

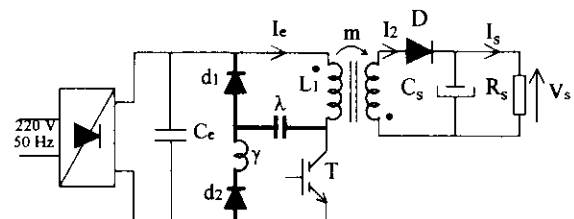


Figure 9 : Schéma complet avec CALC non dissipatif

Le fonctionnement du CALC ne sera pas détaillé dans ces lignes, le lecteur curieux d'en connaître le fonctionnement est invité à se référer à la bibliographie [1].

Il est à noter que $C_e = 680 \text{ nF}$, et surtout que le condensateur de sortie C_s ne vaut que $6600 \mu\text{F}$!

④ Résultats expérimentaux

Les figures 10-a et 10-b suivantes présentent les évolutions de la tension secteur, du courant absorbé par le convertisseur, ainsi que son spectre fréquentiel. Le convertisseur fonctionne en boucle ouverte et délivre une puissance de 550 W à la charge. Le facteur de puissance est ici de 0,99 et le taux de distorsion du courant par rapport à son fondamental est de 5,5 %.

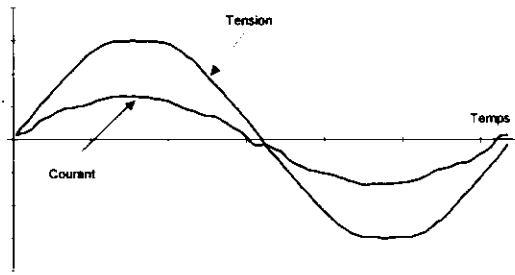


Figure 10-a : Tension secteur et courant absorbé

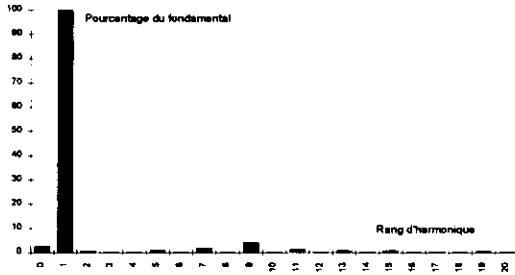


Figure 10-b : Spectre du courant absorbé

⑤ Régulation du courant absorbé

Bien qu'absorbant naturellement un courant quasi-sinusoïdal, une boucle d'asservissement du courant absorbé par le convertisseur est nécessaire, surtout si l'on souhaite maintenir la tension de sortie à une valeur déterminée. Le schéma de principe des boucles de régulations est présenté sur la figure 11.

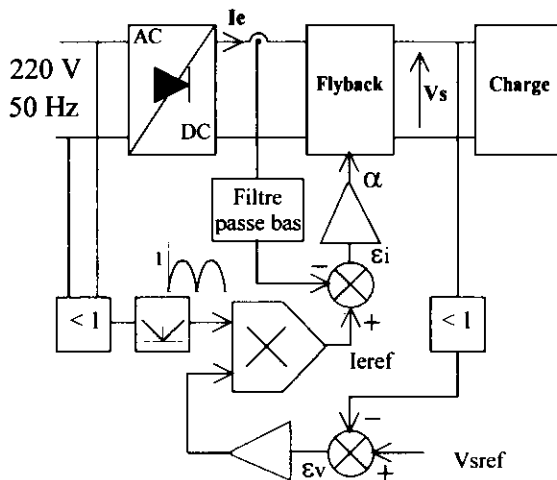


Figure 11 : Contrôle du courant absorbé

Pour maintenir la tension de sortie à une valeur voulue malgré d'éventuelles variations de charge, il faut pouvoir moduler l'amplitude du courant absorbé de sorte que la puissance appelée sur le réseau soit adaptée à celle consommée par la charge. Pour ce faire, une technique efficace

consiste à prélever une image de la tension réseau au moyen d'un transformateur, puis d'en prendre la valeur absolue avec un redresseur sans seuil. Ainsi, on obtient un signal sinusoïdal redressé, d'amplitude fixe qui sert à fixer la forme du courant absorbé. L'amplitude de ce dernier est déterminée par la multiplication de ce signal avec l'erreur de tension E_v amplifiée. La référence de courant absorbé I_{ref} est alors un signal sinusoïdal redressé, en phase avec la tension réseau, et d'amplitude adaptée à la puissance souhaitée dans la charge (la tension réseau étant d'amplitude fixe). L'erreur de courant E_i s'obtient par comparaison de I_{ref} avec le courant de ligne redressé, prélevé au moyen d'une sonde à effet Hall. Cette erreur est ensuite amplifiée et transformée en un rapport cyclique adéquat.

Par cette technique, la tension de sortie moyenne est asservie et le fonctionnement sécurisé, néanmoins, le taux de distorsion du courant absorbé n'est pas meilleur qu'en boucle ouverte, le pont de diode ne pouvant de toute façon pas conduire quand la tension réseau est inférieure à la tension d'alimentation du convertisseur (présence du condensateur d'entrée C_e).

⑥ Bibliographie

[1] " Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance " 2^e édition J-P. FERRIEUX - F. FOREST - Ed MASSON.

[2] " Etude et réalisation d'un chargeur de batteries à absorption sinusoïdale de courant destiné aux télécommunications" L. MAGNINI - Mémoire CNAM 1993

[3] " Alimentations à découpage, convertisseurs Continu-Continu isolés " H. FOCH - Techniques de l'ingénieur D 3165

[4] " De la quasi-résonance introduite dans les convertisseurs DC-DC de moyenne puissance. Application à l'Absorption Sinusoïdale " P. TOUSSAINT - Thèse de Doctorat de l'ENS de Cachan - 1994.

ALIMENTATIONS MONOPHASEES A COURANT D'ENTREE SINUSOÏDAL OU REDRESSEURS SINUSOÏDAUX

Laurent MARTIN - Lycée Geoffroy-Saint-Hilaire - 91150 ETAMPES

1 INTRODUCTION

1.1 Analyse de la situation

De très nombreuses applications de faible puissance (≤ 3 kVA) utilisent un convertisseur électronique de puissance pour leur alimentation : micro-ordinateur, alimentation sans interruption, téléviseurs, magnétoscopes imprimantes, photocopieurs, plaques à induction....

Dans ces convertisseurs l'étage d'entrée est très souvent constitué d'un pont redresseur à diodes suivi d'un condensateur. Le condensateur de filtrage se comporte comme un réservoir qui fournit l'énergie vers les circuits de puissance. Ce condensateur se charge uniquement pendant les moments où la tension réseau est supérieure à la tension continue et donne une tension continue faiblement ondulée : le courant consommé sur le réseau est alors constitué d'arc pseudo-sinusoïdaux périodiques de valeur crête élevée (figure 1).

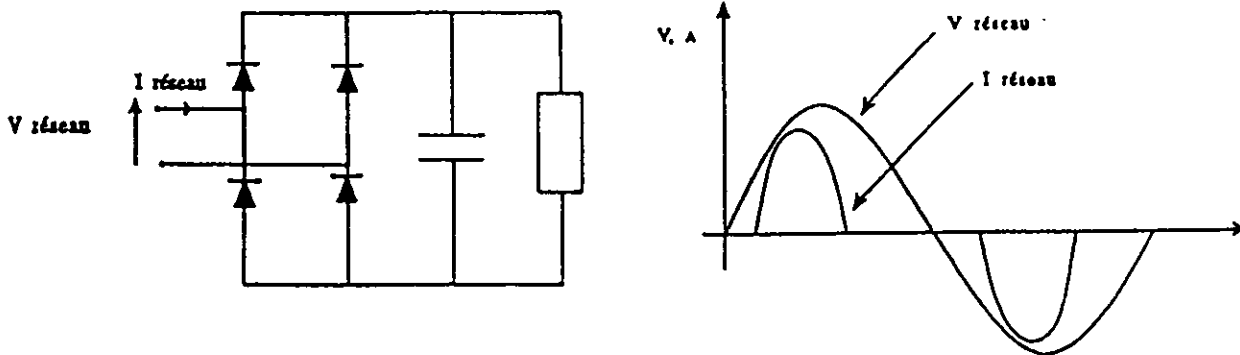


figure 1 : Pont redresseur à diodes + condensateur : allure du courant réseau

L'allure du courant réseau a pour conséquences :

- un facteur de puissance faible (Fp de 0.5 à 0.6),
- une valeur élevée des harmoniques de courant,
- une puissance apparente très supérieure à la puissance absorbée,
- une limitation de la puissance absorbée au travers d'une prise standard 230V/16A ; il est impossible d'obtenir plus de 1800 W avec ce type de prise alors que la puissance apparente disponible est de 3600VA.

La puissance unitaire de chaque appareil est en général peu importante, mais le nombre très élevé d'appareils connectés au réseau de distribution se traduit par une pollution harmonique non négligeable. Par exemple des études sur le réseau 20 kV EDF ont montré que le taux de distorsion harmonique de la tension en MT était le plus important lors des heures de grande écoute de la télévision ! [1].

Le développement de l'électronique et des applications de l'électricité conduisent à une utilisation de plus en plus importante de ces convertisseurs : la pollution harmonique sur les réseaux de distributions augmente donc sans cesse, les niveaux de comptabilité définis sont même parfois déjà atteints.

La réglementation internationale s'oriente vers une limitation de cette pollution harmonique.

1.2 La réglementation limite la pollution harmonique

Il existe aujourd'hui une norme CEI 555-2 ou NF 60555-2 qui limite les harmoniques du courant réseau pour les appareils électrodomestiques et équipements analogues. Compte tenu de l'augmentation du nombre de charges polluantes, la CEI a remis ce document à jour. Le domaine d'application de la nouvelle norme CEI 1000-3-2 ou EN 61000-3-2 [2] s'étend aux équipements électriques et électroniques ayant un courant d'entrée dont la valeur est inférieure ou égale à 16 A par phase et qui sont destinés à être raccordés à des réseaux publics de distribution basse tension (annexe 1).

Cette norme internationale est amenée à remplacer la publication 555-2 de la CEI.

Il s'agit donc de développer des équipements qui respectent les niveaux maxima et qui éventuellement absorberont un courant réseau sinusoïdal (pas d'harmoniques) et en phase avec la tension (pas de consommation d'énergie réactive).

2 LES SOLUTIONS POUR LIMITER LES HARMONIQUES CREEES PAR LES REDRESSEURS MONOHASES

Les solutions techniques qui permettent aux appareils de respecter les limites pour les émissions de courants harmoniques sont de deux types [3] :

-**des solutions passives** : en utilisant uniquement des composants passifs tels que inductance et condensateurs,

-**des solutions actives** : il faut rechercher des structures de convertisseurs statiques et des lois de commande adaptées qui permettent d'obtenir une tension continue à partir de la tension du réseau tout en maintenant un courant réseau le plus sinusoïdal possible.

2.1 Les solutions passives sont limitées en puissance

Une solution pour limiter les harmoniques du courant réseau consiste à insérer à la sortie du pont de diodes une inductance. Cette inductance vient limiter les variations brusques du courant réseau : les harmoniques vont diminuer.

D'autres solutions passives sont également possibles soit en utilisant un filtre résonnant parallèle, soit avec un filtre résonnant série. Leurs performances restent malgré tout limitée en terme de réduction de la pollution harmonique.

Les solutions passives présentent comme avantage principal leur simplicité et leur facilité de mise en oeuvre. Les inconvénients proviennent de la limitation en puissance (quelques centaines de watt), de l'encombrement et du coût des composants passifs.

2.2 Les solutions actives

Comme les solutions passives ne peuvent pas suffire, il faut rechercher des convertisseurs alternatifs/continu « intrinsèquement propre », c'est à dire capables de créer un courant réseau sinusoïdal et en phase avec la tension tout en contrôlant la tension continue : un tel montage est appelé « **redresseur sinusoïdal** ».

A partir de la structure classique d'une alimentation, c'est à dire d'un pont de diodes plus un condensateur réservoir en sortie de pont, nous allons insérer un **étage intermédiaire de conversion de l'énergie électrique entre le pont redresseur et le condensateur** réservoir de filtrage.

Cet étage intermédiaire est composé d'un circuit de puissance contrôlé et commandé par un circuit intégré : Prérégulateur à Haut Facteur de puissance (PHFP) ou High Power Factor Converter (HPFC ou PFC), (figure 2).

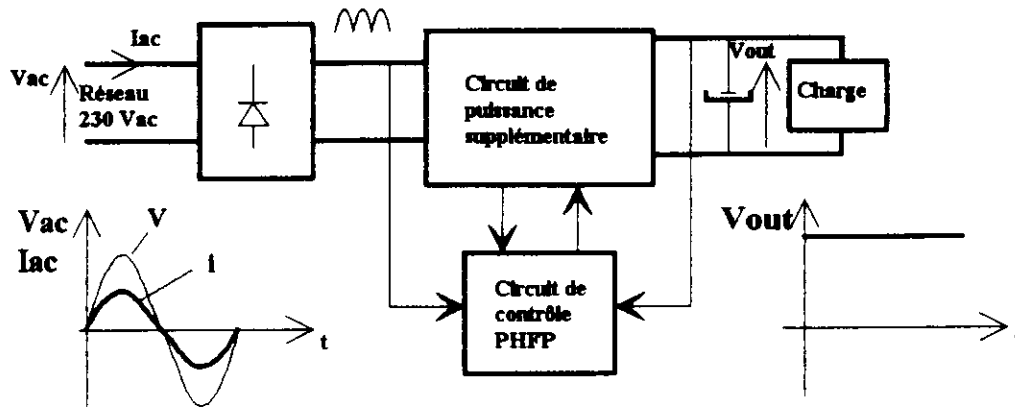


Figure 2 : Structure d'un redresseur sinusoïdal

Ce circuit de contrôle a pour tâche :

- d'asservir le courant d'entrée I_{ac} à un courant fictif de référence qui serait en phase avec la tension V_{ac} ,
- d'assurer une tension continue de sortie quasi constante.

L'étage de puissance supplémentaire est souvent réalisé par un hacheur pour faire une conversion continu/continu. Dans ce qui suit nous vous présentons les différentes structures les plus utilisées, en donnant à chaque fois leurs avantages et leurs inconvénients.

2.2.1 Les différentes topologies du circuit de puissance

Les trois topologies de base du circuit de puissance sont les suivantes[4]:

- topologie hacheur abaisseur (BUCK),
- topologie hacheur à conduction inverse (FLYBACK),
- topologie hacheur élévateur (BOOST).

2.2.1.1 Topologie hacheur abaisseur (BUCK)

La figure 3 donne la structure du redresseur sinusoïdal à topologie hacheur abaisseur.

La tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée. Le transistor est commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

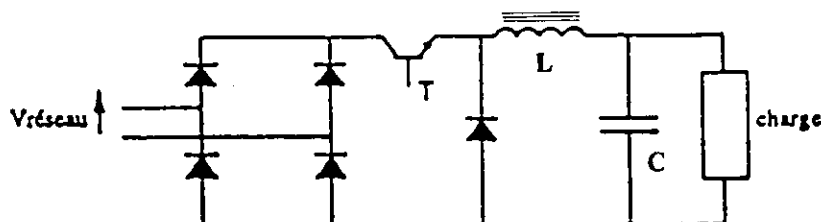


Figure 3 : redresseur sinusoïdal : hacheur abaisseur

Avec cette structure, le transistor conduit uniquement quand $V_{out} < V_m$. Pendant les instants où la tension d'alimentation est inférieure à la tension de sortie, le courant réseau est nul.

De plus, le courant réseau est égal au courant dans le transistor, la commande MLI implique un courant réseau découpé : ce montage risque donc d'être générateur de perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées. On devra lui associer un filtre HF.

De part son mode de fonctionnement, un tel montage ne permet pas d'obtenir un courant réseau sinusoïdal et en phase avec la tension d'alimentation.

Cette structure a cependant l'avantage de pouvoir contrôler le courant réseau pendant le démarrage et de protéger le montage en cas de court-circuit de la charge.

Cette topologie n'est pratiquement jamais utilisée sauf en complément des structures suivantes.

2.2.1.2 Topologie à conduction inverse (Flyback)

La figure 4 donne un exemple de redresseur sinusoïdal avec une topologie à hacheur à conduction inverse.

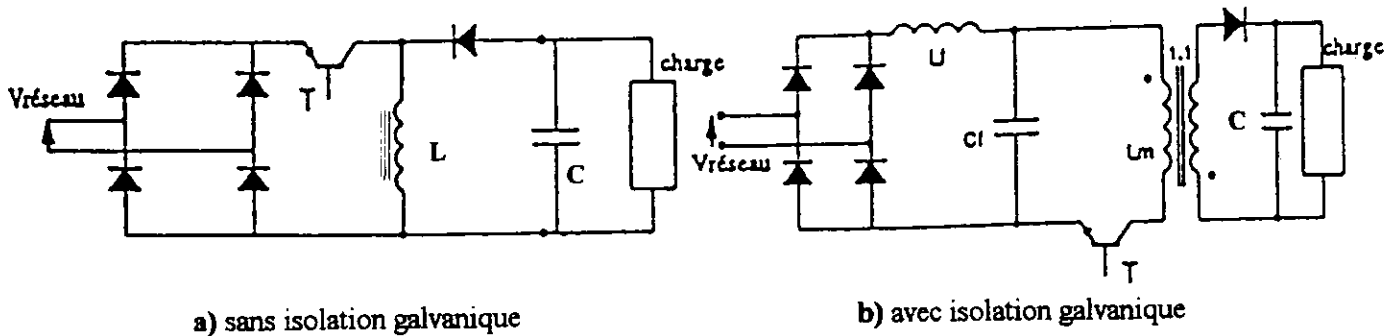


Figure 4 : Redresseur sinusoïdal à conduction inverse

De part la position du transistor, cette topologie possède le même inconvénient que la précédente : le courant réseau est haché.

La tenue en tension de l'interrupteur est élevée : $V_{in} + V_{out}$.

Cependant cette structure offre les avantages suivants :

- tension de sortie quelconque,
- contrôle du courant de démarrage et protection contre les courts-circuits de la charge,
- isolation galvanique possible (on remplace l'inductance L par une inductance couplée, figure 7.b).

Cette structure est parfois utilisée, cependant la présence d'un courant réseau haché semble limiter cette structure en puissance : encombrement et coût du filtre Haute Fréquence importants.

2.2.1.3 Topologie hacheur élévateur (BOOST)

La figure 5 donne la structure d'un redresseur sinusoïdal à topologie hacheur élévateur.

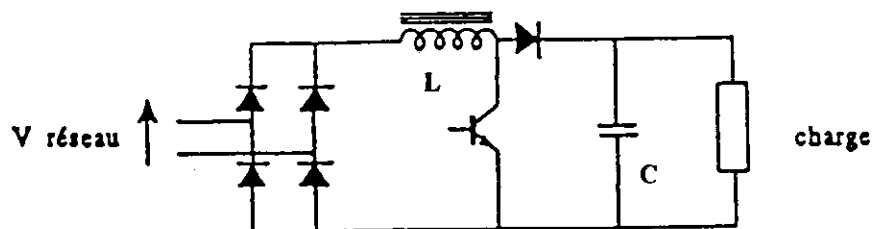


Figure 5 : Redresseur sinusoïdal avec hacheur élévateur

Lorsque le transistor est conducteur, l'inductance emmagasine de l'énergie. Lorsqu'il est bloqué, l'inductance transfère son énergie au condensateur.

Cette structure offre de nombreux avantages :

- le courant réseau est identique au courant qui traverse l'inductance,
- le courant réseau peut être très sinusoïdal car non découpé,

- le transistor bloque une tension égale à la tension de sortie,
- la commande de ce même transistor est facile puisque la source (MOS) ou l'émetteur (transistor bipolaire) est relié à la référence zéro,
- l'inductance peut filtrer les surtensions parasites du réseau,
- la tension de sortie peut être maintenue constante quelle que soit la valeur de la tension d'entrée,
- simplification des convertisseurs avals, car le redresseur sinusoïdal réalise une préregulation de la tension de sortie.

Il existe cependant quelques inconvénients :

- pas d'isolation galvanique entre l'entrée et la sortie,
- La tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée : avec un réseau en 230 V_{ac}, la tension continue doit être d'au moins de 350 V, ce qui entraîne une tension élevée sur le convertisseur aval,
- pas de contrôle possible du courant de démarrage et de court-circuit.
- en fonctionnement à vide, la tension de sortie peut devenir très élevée.

Le redresseur sinusoïdal à hacheur élévateur est le plus utilisé, il figure dans de nombreuses publications. Ces caractéristiques de fonctionnement sont bien adaptées pour obtenir un courant sinusoïdal et en phase avec la tension.

2.2.1.4 Autres topologies

Quelques publications font états de redresseurs sinusoïdaux avec des structures plus originales : redresseur à stockage capacitif (CUK) [5], redresseur à thyristors etc... Ces structures montrent qu'il existe des alternatives au hacheur élévateur. Lors de la définition d'un cahier des charges pour une application donnée, il peut être intéressant de ne pas les écarter; leurs particularités peuvent être un atout en terme de performances et/ou de coût et/ou d'encombrement.

3 REDRESSEUR SINUSOÏDAL MONOPHASE A STRUCTURE DE TYPE HACHEUR ELEVATEUR

Le circuit de contrôle du facteur de puissance doit piloter l'amorçage et le blocage de l'interrupteur appartenant au hacheur élévateur pour que la courant d'entrée soit sinusoïdal et en phase avec la tension et pour que la tension de sortie soit maintenue constante.

Le circuit de contrôle comprend une boucle externe pour la régulation de la tension [6] et une boucle interne pour l'asservissement du courant.

3.1 Principe de la régulation de tension

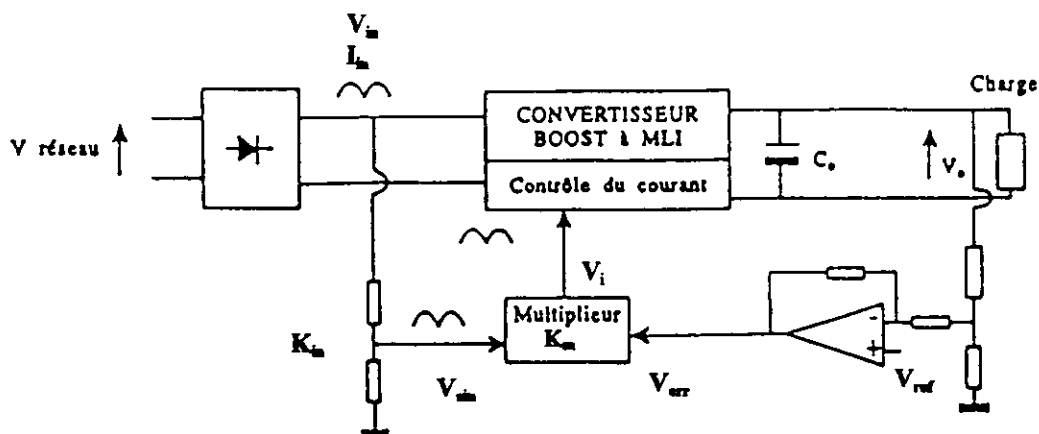


Figure 6 : Principe de commande du redresseur sinusoïdal : régulation de tension

Le signal de commande du courant d'entrée V_i est obtenu en multipliant une demi-sinusoïde de référence V_{in} , image de la tension d'alimentation redressée par la tension de commande V_{err} qui doit demeurer constante pendant chaque demi-période.

La tension de commande V_{err} représente la différence entre la tension de sortie V_o et une consigne V_{ref} . Ainsi l'erreur V_{err} pilote directement la valeur efficace du courant d'entrée.

Le signal de commande V_i , image de la consigne en courant à suivre, est appliqué au hacheur élévateur qui est commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion.

A partir de cette structure de commande, le calcul suivant montre que la puissance délivrée au bus continu dépend de la valeur efficace de $V_{réseau}$. En effet, nous avons :

$$P_{charge} \# P_{entrée} = V_{réseau} \cdot I_{réseau} = V_{in} \cdot I_{in} \quad (1)$$

$$\text{et } V_i = K_m \cdot K_{in} \cdot V_{in} \cdot V_{err} \quad (2)$$

La tension de commande V_i est comparée au courant I_{in} avec un par exemple un shunt R_s , donc nous avons

$$V_i = K_i \cdot R_s \cdot I_{réseau} \quad (3)$$

Nous avons en égalisant V_i (2) et (3) :

$$I_{réseau} = I_{in} = K_m \cdot K_{in} \cdot V_{in} \cdot V_{err} / K_i \cdot R_s \quad (4)$$

avec $K = K_m \cdot K_{in} / K_i \cdot R_s$ et d'après (1) nous obtenons :

$$P_{charge} = K \cdot V_{in}^2 \cdot V_{err} \quad (5)$$

Ainsi P_{charge} dépend de la valeur efficace de la tension réseau. Ceci représente un inconvénient car d'une part la tension réseau peut varier et d'autres par celle-ci n'est pas identique dans tous les pays.

La solution consiste à diviser V_{err} par un image de la tension efficace du réseau. Ainsi la puissance dans la charge ne dépend plus que du signal d'erreur et de la tension de sortie.

Le schéma final de la régulation est donné figure 7.

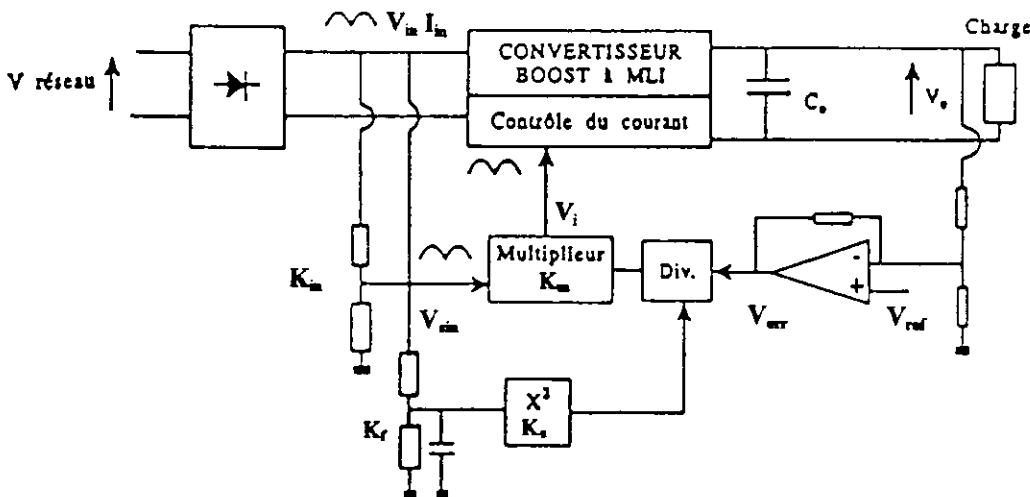


Figure 7 : Redresseur sinusoïdal à hacheur élévateur

Nous obtenons d'après (5) :

$$P_{charge} = K \cdot V_{in}^2 \cdot V_{err} / K_s \cdot K_i^2 \cdot V_{in}^2$$

soit avec $K' = K / K_s \cdot K_i^2$

$$P_{charge} = K' \cdot V_{err}$$

3.2 Asservissement de courant

Le signal de commande V_i représente la référence que doit suivre le courant réseau. Il faut donc asservir le courant réseau à cette référence.

Trois modes d'asservissement de ce courant sont possibles :

- Mode courant instantané,
- Mode courant moyen,
- Mode hystérésis.

3.2.1 - Mode courant instantané

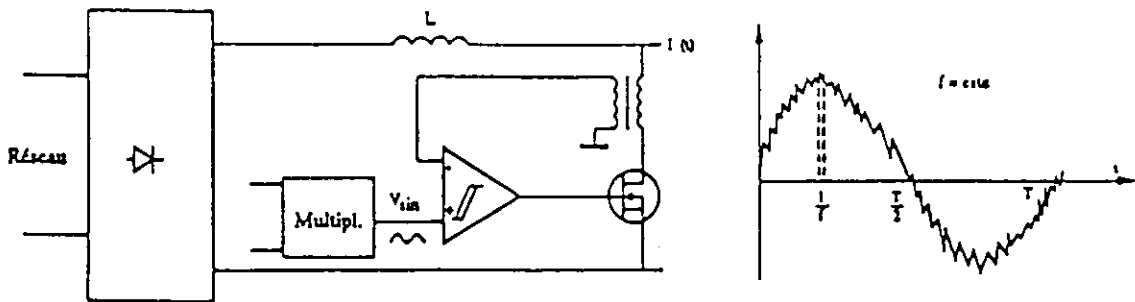


Figure 8 : Contrôle du hacheur élévateur en mode courant instantané

Le courant est capté à l'aide d'un transformateur d'intensité placé en série avec l'interrupteur puis comparé à la consigne V_{sin} .

Ce contrôle est effectué à fréquence constante et rapport cyclique variable.

Les avantages de ce mode de contrôle sont la simplicité de l'asservissement et la limitation du courant tant que la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée.

Ce montage est cependant sensible aux variations de la tension d'entrée.

3.2.2 - Mode courant moyen

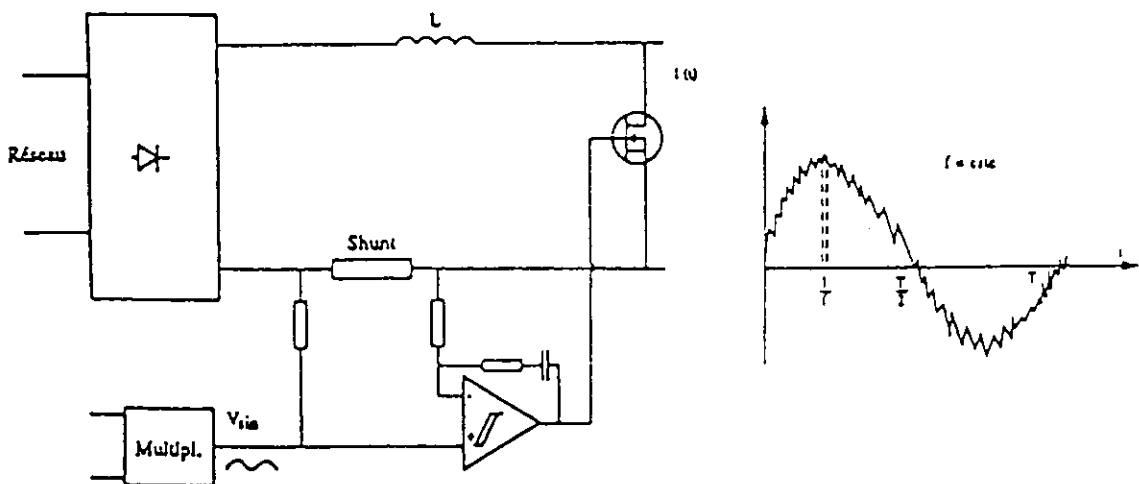


Figure 9 : Hacheur élévateur contrôlé en mode courant moyen

Le courant est lu aux bornes d'un shunt puis comparé à la consigne demi-sinusoidale V_i .

L'intérêt de ce montage est la moyenne effectuée sur la saisie du courant, ce qui améliore les performances du redresseur sinusoidal. Cette moyenne est réalisée avec un amplificateur inverseur passe-bande. De même que le précédent, il fonctionne à fréquence constante et rapport cyclique variable.

3.2.3 - Mode hystérésis

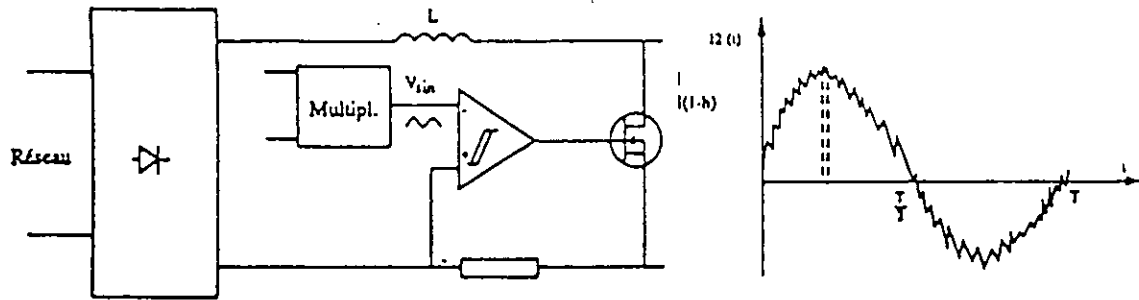


Figure 10 : Hacheur élévateur, contrôle du courant par hystérésis

L'inconvénient provient du fait de la difficulté à maîtriser la variation de fréquence (balayage du spectre sur une large bande de fréquence).

Le contrôle du courant en mode hystérésis est réalisé en captant le courant aux bornes d'un shunt (figure 10). Cette image du courant est comparée dans un comparateur à hystérésis. Le rapport cyclique et la fréquence sont alors fixés par les pentes positives et négatives du courant ainsi que par la largeur de la fenêtre d'hystérésis.

Le courant dans l'inductance I_L est contrôlé de telle façon que :

$$I_{\min(t)} < I_L(t) < I_{\max(t)},$$

$$\text{avec } I_{\max(t)} = I \sin \omega t,$$

$$I_{\min(t)} = I(1-h) \sin \omega t$$

où h est la fenêtre de l'hystérésis et I la consigne en courant.

De cette manière l'ondulation du courant est $\delta I(t) = h \sin \omega t$.

Ce mode de contrôle a pour avantage la maîtrise de l'ondulation du courant.

4 LES CIRCUITS INTEGRES DISPONIBLES

Il existe de nombreux circuits intégrés qui réalisent le contrôle de l'étage hacheur élévateur. Ces circuits sont souvent appelés circuits de Correction de Facteur de Puissance ou Power Factor Control (PFC) ou Prérégulateur à Haut Facteur de puissance (PHFP).

Ils utilisent un des modes de contrôle du courant indiqué précédemment. Ils proposent des fonctions supplémentaires : limitation électronique en cas de surcharge, surveillance de la tension de sortie...

Nous listons ci-après quelques exemples de circuits disponibles sur le marché [7] (liste non exhaustive).

MICRO-LINEAR

Ce constructeur propose plusieurs circuits :

ML4812

Ce composant a été conçu pour corriger le facteur de puissance d'un redresseur sinusoïdal de structure hacheur élévateur [8].

ML4813

Le convertisseur mis en oeuvre autour du ML4813 est du type à conduction inverse (FLYBACK).

CHERRY SEMICONDUCTOR

Le circuit CS3810 a la particularité de fonctionner à fréquence variable, l'asservissement en courant est du type à hystérésis [9].

SIEMENS

Le redresseur sinusoïdal proposé ici est construit autour de deux circuits intégrés : le TDA 4816 et 4919. Ces derniers pilotent en MLI un hacheur élévateur en fréquence fixe [10].

UNITRODE

Le circuit UC3854 d'UNITRODE pilote l'étage hacheur élévateur en mode de courant de moyen [11].

Il fonctionne à une fréquence de découpage fixe. Il comporte une régulation de la tension de sortie ainsi qu'une régulation de la puissance délivrée à la charge (annexe2).

En plus il offre une possibilité de démarrage progressif du circuit du hacheur ainsi qu'une protection contre les surtensions en sortie. Prix 34,10 Frcs HT.

...

5 CONCLUSION

Le développement de l'électronique de puissance conduit à une prolifération de convertisseurs statiques qui appellent un courant réseau riche en harmoniques.

Une norme CEI 1000-3-2 ou EN 601000-3-2 vise à limiter fortement la pollution électrique créée par tous les équipements électro-domestiques et professionnels sur le réseau public basse tension.

Il est donc nécessaire d'utiliser de solutions qui permettent de limiter nettement les harmoniques renvoyés sur le réseau par les redresseurs à diodes. Les solutions de filtrage passif sont limitées en puissance, il faut recourir à des convertisseurs qui absorbent un courant dont la forme est la plus proche possible de la sinusoïde.

Une solution consiste à intercaler entre le pont redresseur et la charge un étage supplémentaire de conversion contrôlé par un PHFP (ou PFC) : le courant réseau devient sinusoïdal et en phase avec la tension.

De plus les PHFP fonctionnent avec une gamme de tension réseau comprise entre 90 et 250 V, d'ou un coût plus faible pour une production à vocation internationale, -réseau USA et Japon =110V, Europe=230V-.

Des fabricants d'alimentation à découpage proposent dans leurs modèles des alimentations avec correction du facteur de puissance : soit, dans un boîtier externe à l'alimentation, inséré entre le réseau et l'alimentation, soit dans le boîtier même de l'alimentation.

C'est le cas principalement des Anglais LAMBDA-COUTANT du groupe UNITECH, d'UNIPOWER, de TODD, du français ALCATEL-AEA.

Pour information, les nouveaux modules de la série PF qui s'installent entre le réseau et l'alimentation, développés par LAMBDA, assurent un facteur de puissance de 0,95 pour des puissances maximales de sorties allant de 500 à 1500 W. La tension continue de sortie est 360 V pour des tensions d'entrée pouvant varier de 85 à 265 V et de 170 à 265 V, 47 à 63 Hz. Prix du modèle PF1000A-360 : 1407,00 Frcs HT.

Le fabricant COUTANT propose dans sa série OMEGA pour des puissances supérieures ou égales à 400 W des alimentations à découpage qui sont équipés d'un étage avec correcteur du facteur de puissance.

Le circuit utilisé est un PHFP UC 3854 d'UNITRODE.

Ces modèles assurent un facteur de puissance supérieure à 0,9 avec une entrée universelle de 85 à 264 V_{ac}, 47-63 Hz. Prix du modèle MML600 t25318 Frcs HT

Ce même fabricant propose aussi dans sa nouvelle série PFC des alimentations AC/DC multi-sortie qui délivrent jusqu'à 1000 W et qui assurent un facteur de puissance compris entre 0,96 et 0,98 pour une tension d'entrée pouvant varier entre 85 et 265 V_{ac}, 47 à 63 Hz.

UNIPOWER intègre quant à lui, des circuits supplémentaires en amont du pont redresseur, suivant un schéma propriétaire. Ce type de produit est proposé dans une gamme de 650 à 1000 W.

Un prochain article traitera des exploitations pédagogiques développées en classe d'enseignement supérieur et donnera des indications plus techniques sur le calcul des composants d'un redresseur sinusoïdal.

ANNEXE 1

Commission Electrotechnique Internationale

CEI 1000 : Compatibilité électromagnétique

Partie 3 : Limites - Section 2 : Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les équipements ≤ 16 A par phase).

Pour la limitation harmonique, la norme classe les équipements en quatre classes :

- Classe A: Équipement triphasé équilibré et tout autre équipement à l'exception de ceux qui sont indiqués dans l'une des classes suivantes;
- Classe B: Outils portatifs.
- Classe C: Équipement d'éclairage y compris des dispositifs variateurs de lumière;
- Classe D: Équipement ayant un courant d'entrée à "forme d'onde spéciale" tel que défini à la figure 1 et dont la puissance active d'entrée, $P \leq 600$ W.

Quelle que soit la forme de l'onde du courant d'entrée, les équipements de Classe B et de Classe C et, provisoirement, les équipements à contrôle de phase ne sont pas considérés comme des équipements de Classe D.

Note: Il conviendra de réexaminer cette exception à l'avenir en tenant compte du facteur de simultanéité des équipements à moteur.

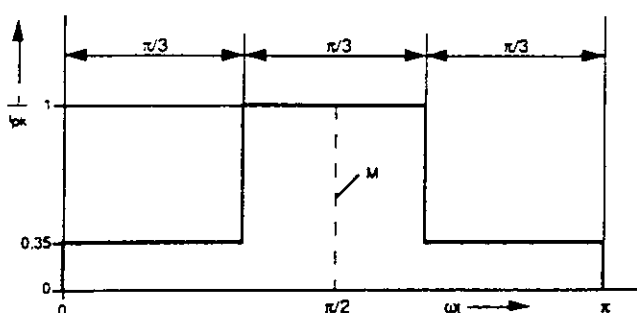


Figure 1 - Enveloppe du courant d'entrée permettant de définir la "forme d'onde spéciale" et de classer un équipement dans la Classe D

Un équipement sera sensé appartenir à la Classe D si la forme d'onde du courant d'entrée de chaque demi-période par rapport à sa valeur crête i_{pk} , est comprise dans l'enveloppe indiquée dans la figure 1 pendant au moins 95% de la durée de chaque demi-période. Ceci implique que les ondes ayant de petits pics à l'extérieur de l'enveloppe sont considérées comme étant compris dans l'enveloppe. La ligne médiane M coïncide avec la valeur crête du courant d'entrée.

La création de la classe D regroupe typiquement les équipements dont l'alimentation a un étage d'entrée constitué d'un pont redresseur à diodes suivi d'un condensateur.

Limites des courants harmoniques pour les classes A et D :

On applique les limites suivantes, avec la restriction que les limites pour les équipements de puissance élevée (<1 kW) utilisés pour les usages professionnels sont laissés à l'étude.

Pour les équipements de la classe A, les harmoniques du courant d'entrée ne doivent pas dépasser les valeurs absolues indiquées dans le tableau 1.

Pour les équipements de la classe D, les limites des courants harmoniques sont définis dans les conditions de charge assignée. Les harmoniques du courant d'entrée ne doivent pas dépasser les valeurs limites tirées du tableau 2.

Rang harmonique n	Courant harmonique maximal autorisé A
Harmoniques impairs	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot 15/n$
Harmoniques pairs	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot 8/n$

Tableau 1 : Limites pour les équipements de classe A

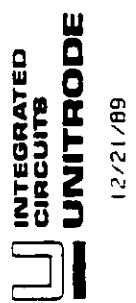
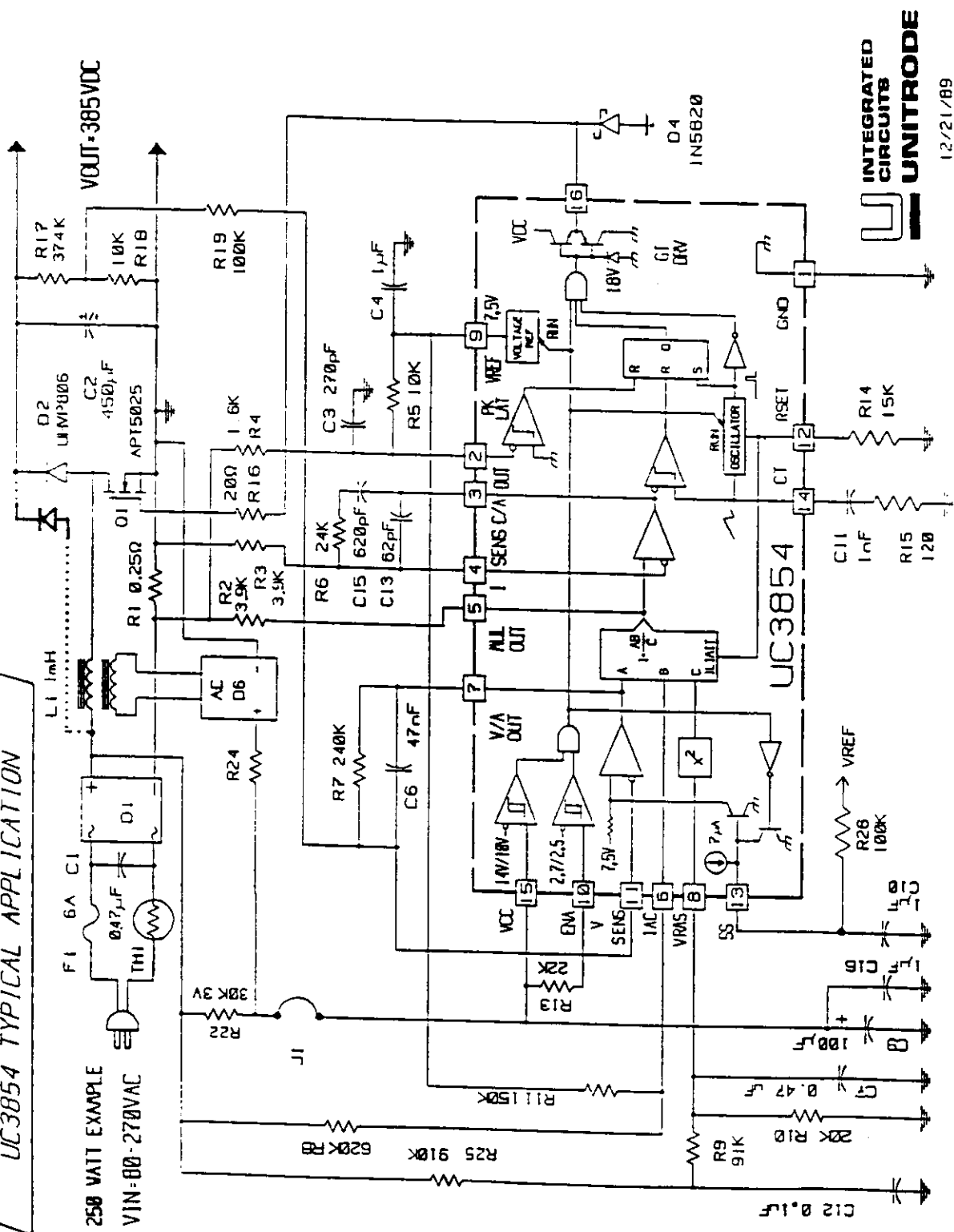
Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé par Watt mA.W	Courant harmonique maximal autorisé A
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
13 et plus	extrapolation linéaire: $3,85/n$	voir Tableau 1

Tableau 2 : Limites pour les équipements de classe D

Remarque : Cette norme est disponible à l'UTE sous l'appellation CEI 1000-3-2. Elle a été publiée au Journal Officiel de la Communauté Européenne le 16/09/96 sous l'appellation EN 61000-3-2. Au moment où nous rédigeons cet article, cette norme n'a pas encore été publiée au Journal Officiel de la République Française.

**Application du circuit UC3854 d'UNITRODE :
redresseur sinusoïdal à topologie hacheur élévateur**

**POWER FACTOR CORRECTION
UC3854 TYPICAL APPLICATION**



BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.LACHAUME, D.OLIVIER, F.SULTANEM, M.MEUNIER
Mesures dans les postes des harmoniques engendrés par les téléviseurs
congrès PQA 1991 -GIF-SUR-YVETTE- Rapport B23.
- [2] Norme internationale CEI 1000-3-2 ou EN 61000-3-2. Limites des harmoniques du courant d'entrée qui peuvent être produits par des équipements électriques et électroniques ayant un courant d'entrée dont la valeur est inférieure ou égale à 16 A par phase et qui sont destinés à être raccordé à des réseaux publics basse tension.
- [3] E.LAJOIE-MAZENC
Redresseurs sinusoïdaux monophasés : Etat de l'art et programme d'action
Note EDF-DER-Août 1991
- [4] Electronique de puissance N°35
- [5] An AC-DC converter with low-harmonics input current
H. LE-HUY, J.P.FERRIEUX, E. TOUTAIN
Congrès EPE - Grenoble
- [6] Electronique de puissance N°36
- [7] New Electronics, May 1991
- [8] Micro Linear : Power Factor Controller
D611 GE/JA 7.5K 0989-C - September 1989
- [9] Control IC for Near Unity Power Factor in SMPS
H. NEUFELD
Cherry Semiconductor Corporation - October 1989
- [10] SIEMENS HL Anwendungsbericht
N° PD22 9002 - 16/02/90
- [11] Power Factor Correction With the UC3854
C. DE SA E SILVA
UNITRODE Integrated Circuits Corp. Application Note

Les harmoniques dans les réseaux d'énergie

Patrick BASTARD Michel MEUNIER
SUPÉLEC
Service Electrotechnique et Electronique industrielle
Plateau de Moulon
91192 GIF SUR YVETTE CEDEX

Introduction

Les appareils non linéaires, c'est à dire pratiquement tous les appareils électroniques sont aujourd'hui généralisés. Ils vont de l'électronique de forte puissance, omniprésente dans l'industrie, à des appareils à puissance plus modeste comme un téléviseur ou d'autres appareils électroménagers. Tous ont en commun une interface avec le réseau d'énergie qui fait appel aux techniques de l'électronique de puissance (souvent un simple pont de diodes). Tous absorbent un courant non sinusoïdal.

Comment se comporte le réseau d'énergie, source de tension sinusoïdale, lorsqu'il doit fournir ces courants non sinusoïdaux ?

Nous verrons successivement la règle de substitution usuellement utilisée, ce que devient le système triphasé de courants, puis, à l'aide d'un schéma monophasé équivalent, comment on peut évaluer la distorsion de tension associée à un courant lui même distordu, comment les courants harmoniques se propagent dans le réseau, comment la distorsion de tension se répand. Enfin nous examinerons une situation usuelle pouvant conduire à des distorsions de tension importantes. Un exemple, avec des valeurs numériques, permettra de fixer quelques ordres de grandeurs.

Dans le second article, nous examinerons les techniques usuelles de filtrage passif. Il serait déraisonnable d'aborder ce second article si on ne maîtrise pas correctement les notions simples vues dans le premier. L'ensemble des notions rencontrées dans ces deux articles restent conceptuellement très simples et peuvent être abordées aisément avec la plupart des élèves.

Modélisation simple d'un appareil non linéaire

Le modèle simple

Qui dit non linéaire dit compliqué. Nous allons donc utiliser un modèle de comportement et non pas un modèle de connaissance. Le plus simple est de connaître le courant absorbé par l'appareil ou l'ensemble d'appareils considéré. Dans un schéma monophasé équivalent, cela conduit à la structure de la figure 1.

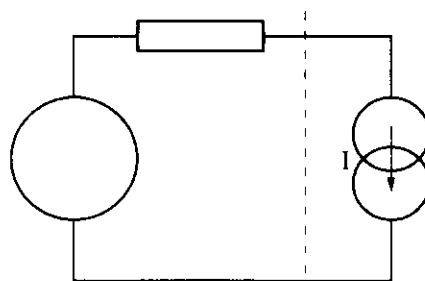
Mise en œuvre de ce modèle

La façon la plus simple de représenter un courant non sinusoïdal est de considérer sa série de Fourier

$$i = I_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1) + \dots + I_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \varphi_n) + \dots$$

Ceci peut se représenter, dans un schéma, par la mise en parallèle de sources de courant sinusoïdales.

Le courant I est la somme des courants de chacune des sources sinusoïdales, ce qui représente bien la série de Fourier. Cette représentation permet d'utiliser simplement le théorème de superposition et de faire une étude fréquence par fréquence.



Représentation de Thévenin du réseau d'alimentation Courant absorbé par l'appareil

Figure 1 : Schéma utilisé.

En application de la règle de substitution, l'appareil pollueur est remplacé par le courant qu'il absorbe. Ce modèle de comportement de l'appareil permet de travailler sur un système linéaire. C'est la méthode utilisée le plus généralement pour ce type d'étude.

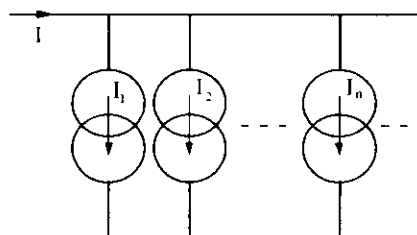


Figure 2 : Représentation de la série de Fourier par une mise en parallèle de sources de courant.

Le courant I est la somme des courants de chacune des sources de courant. Chaque source de courant est sinusoïdale et correspond à un harmonique. Cette représentation permet d'utiliser la méthode de superposition d'une façon conceptuellement très simple pour les élèves et de faire une étude harmonique par harmonique.

Critique du modèle

Cette modélisation permet de faire un calcul sur un système devenu linéaire. C'est là un avantage considérable.

Cela suppose, bien entendu, qu'on soit capable de connaître le courant absorbé par le pollueur, c'est à dire par l'appareil ou l'ensemble d'appareils considéré. Ceci pose un problème à deux titres :

- On est amené à supposer que le courant ne dépend pas de la distorsion de la tension. Or le courant

dépend forcément de la tension que voit l'appareil. Certains ont tenté cette approche où la distorsion de la tension est calculée avec un premier courant pris en compte ; puis on recalcule le courant en fonction de la distorsion obtenue, on en déduit une nouvelle distorsion et on tente de faire converger une itération. Cela suppose des calculs très lourds et une telle méthode n'a pas d'applications industrielles. On se contentera d'une détermination forfaitaire du courant.

- Si on considère un ensemble d'appareils, le courant se présente comme la somme des courants de tous les appareils. Mais il faut faire une somme vectorielle et non pas algébrique. Or tous les appareils ne sont pas forcément dans la même situation, on ne connaît pas bien la phase des divers harmoniques, tous les appareils ne sont pas en service, etc... Une méthode stochastique est nécessaire ; cela marche très bien si le nombre d'appareils est très grand. Un exposé sur ce sujet a été fait aux journées techniques du club EEA, en 1995, à Montpellier.

Cas des systèmes triphasés

Analyse du problème

Il faut examiner ce cas puisque le réseau d'énergie est triphasé. Considérons le courant triphasé absorbé par un ou des appareils non linéaires.

Dans un système triphasé, les courants des phases successives sont déphasés de $2\pi/3$. Mais la notion de déphasage est réservée à des grandeurs sinusoïdales ; or, ici, le courant n'est pas sinusoïdal.

Que se passe-t-il pour un courant dont on connaît la série de Fourier ?

Comme à chaque fois qu'une difficulté se présente, nous allons faire une hypothèse simplificatrice plausible. Nous allons supposer que les courants restent "équilibrés".

Courants équilibrés

Autant cette notion d'équilibre est simple avec des grandeurs sinusoïdales, autant elle est compliquée avec des courants déformés. Une telle situation est exprimée, pour les anglo-saxons, par l'expression "balanced condition".

Il suffit, pour bien la comprendre, de dire qu'on observe la même chose sur les trois phases. Cela veut dire que quand on regarde les courants, avec un oscilloscope par exemple, on observe exactement la même courbe sur les trois phases. Une transformation qui permet de passer d'une courbe de forme quelconque à une courbe tout à fait identique est une translation. Considérons donc que les courants sur les phases v et w sont translatés du courant sur la phase u . Ils doivent être translatés de telle sorte que les fondamentaux de ces courants soient déphasés de $2\pi/3$.

Les translations

Si le fondamental du courant de la phase u est de la forme :

$$I_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1)$$

alors le fondamental du courant dans la phase v doit être :

$$I_1 \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_1\right)$$

On passe de l'un à l'autre par une translation dans le temps qui consiste à remplacer t par

$$t - \frac{2\pi}{3\omega}$$

Pour passer de u à w , il faut remplacer t par

$$t + \frac{2\pi}{3\omega}$$

Ces translations permettent d'avoir dans les phases v et w des courants ayant exactement la même allure que celui de la phase u et de former un système triphasé équilibré avec les fondamentaux des courants. C'est ce que nous appellerons une situation équilibrée.

Systèmes harmoniques

On peut dans ce cas écrire les séries de Fourier des courants dans les trois phases.

$$i_u = I_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1) + \dots + I_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \varphi_n) + \dots$$

$$i_v = I_1 \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_1\right) + \dots + I_n \sqrt{2} \cos\left(n\omega t - \frac{2n\pi}{3} + \varphi_n\right) + \dots$$

$$i_w = I_1 \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_1\right) + \dots + I_n \sqrt{2} \cos\left(n\omega t + \frac{2n\pi}{3} + \varphi_n\right) + \dots$$

Considérons maintenant les termes de rang 3 de ces séries de Fourier. Pour cette valeur de n , une simplification se produit, et, à 2π près, ils sont tous identiques. Ainsi, les harmoniques 3 forment un système triphasé homopolaire.

On peut constater de la même façon que les harmoniques 5 constituent un système inverse, les harmoniques 7 un système direct, etc...

Un tel calcul peut se faire très simplement pour chaque rang d'harmonique, qu'il soit pair ou impair. Par contre l'établissement d'une formule générale qui permette de trouver en fonction de n si le système formé est direct, inverse ou homopolaire ne donne pas un résultat plus rapidement que le calcul direct. Cependant les élèves à l'esprit agile prennent plaisir à en construire une. Un tableau des résultats obtenus pour les premiers rangs d'harmoniques est plus didactique.

Conclusion

Dans une situation équilibrée, les harmoniques constituent toujours un système équilibré, tantôt direct, tantôt inverse, tantôt homopolaire. Ceci est important pour le comportement du réseau.

Les transformateurs véhiculent pratiquement de la même façon les systèmes directs et inverses et les harmoniques de ce type sont normalement transmis à travers ces machines.

Le comportement des transformateurs est sensiblement différent pour les systèmes homopolaires. Il dépend du couplage du transformateur, de la nature de son circuit magnétique (flux forcé, flux libre, cuirassé, etc...), du régime de neutre. Il est possible, avec par exemple un transformateur étoile-triangle, d'arrêter les systèmes homopolaires et donc d'empêcher les harmoniques 3 de se retrouver de l'autre côté du transformateur.

Tout ce qui a été dit ici résulte de l'hypothèse qui a été faite, c'est à dire qu'on est dans une situation équilibrée. Si on ne peut pas admettre cette hypothèse, alors on ne peut plus rien dire. Chaque rang d'harmonique peut constituer un système quelconque, équilibré ou pas.

Si on se limite aux fameuses "balanced conditions", l'étude des harmoniques peut se faire dans un schéma monophasé équivalent direct, inverse ou homopolaire suivant le rang considéré.

Nous allons maintenant nous limiter à la situation équilibrée et travailler uniquement dans un schéma monophasé équivalent.

Calcul des taux de distorsion

Analyse du problème

On dispose d'un réseau d'énergie conçu pour délivrer une tension sinusoïdale et qui alimente un appareil non linéaire. Le courant ne sera pas sinusoïdal et on veut trouver la distorsion de la tension induite par la présence de cet appareil. On dispose de la forme du courant absorbé par l'appareil ; tout au moins, on dispose d'une évaluation correcte de cette forme, suffisante pour espérer obtenir des résultats significatifs. La connaissance de ce courant conduit à la série de Fourier du courant. On utilise une représentation très simple, comme celle de la figure 1, c'est à dire une représentation de Thévenin du réseau, l'appareil étant remplacé par la source de courant dont il a été largement question ci-dessus.

Les harmoniques résidant dans le réseau

Il se peut qu'en l'absence de notre appareil non linéaire, le réseau soit déjà distordu. Cela veut dire qu'il y a d'autres sources de distorsion, soit d'autres appareils pollueurs, soit des harmoniques présents par construction dans le réseau. Dans la représentation de Thévenin, si l'appareil n'est pas branché, on observe uniquement la tension de Thévenin et il y a une distorsion. On peut dessiner cette source de tension comme étant la somme, c'est à dire la mise en série, d'une infinité de sources de tension, chacune étant égale à un terme de la série de Fourier de la tension du réseau en l'absence de notre appareil.

Ceci est identique, conceptuellement, à la représentation de la série de Fourier du courant comme la mise en parallèle d'une infinité de sources de courant. Le courant de l'appareil est représenté de cette dernière manière ; on a un schéma conforme à celui de la figure 3.

Le calcul lui même

Utilisons le théorème de superposition. On éteint toutes les sources sauf celles d'une fréquence, ou d'un rang d'harmoniques, considéré. Ceci est illustré figure 4.

On a en général deux sources qui restent, une correspondant à la tension préexistante, l'autre au courant de l'appareil au rang harmonique étudié. La tension aux bornes de l'appareil est la somme de la tension préexistante et de la tension produit du courant

de l'appareil par l'impédance isochrone du réseau. Il est très difficile d'effectuer la somme de ces deux termes car il faut faire une somme vectorielle et, pratiquement, on dispose rarement de l'information suffisante pour cela ; en particulier il faut connaître les phases avec le même référentiel.

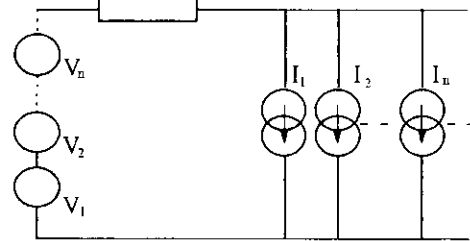


Figure 3 : Schéma total

Les harmoniques résidant dans le réseau appaissent dans la tension de Thévenin. Les harmoniques associés à un appareil pollueur appaissent dans les sources de courant. L'impédance du réseau doit être considérée à la fréquence du courant ou de la tension étudiés

Notion de puissance de court-circuit

On voit bien apparaître, conformément à la figure 4, la tension résidant dans le réseau et la tension générée par l'appareil pollueur. On voit aussi que cette dernière tension est donnée par le produit du courant (pour ce rang d'harmonique) par l'impédance isochrone du réseau à la fréquence considérée. Ceci veut dire que la distorsion induite par notre appareil est d'autant moins grande que l'impédance de Thévenin est petite. Quand cette impédance est très petite, on est très proche d'une source de tension pure. Cela voudrait dire que la tension du réseau reste inchangée quel que soit l'appareil branché ; en particulier quelle que soit la puissance de cet appareil. Un réseau qui est capable d'alimenter même un appareil très puissant, est lui même qualifié de réseau très puissant.

On va chercher à caractériser cette aptitude du réseau à délivrer des puissances importantes. Pour cela il faut prendre en compte la tension et l'impédance du réseau. Pour rester simple, et que cela corresponde facilement à une idée intuitive, on ne fait ceci qu'à la fréquence fondamentale.

Le courant de court-circuit du réseau est d'autant plus grand que l'impédance est petite, et il est apparu, non pas plus simple, mais plus confortable intuitivement, de considérer ce courant de court-circuit. La puissance de court-circuit est définie comme le produit de la tension nominale du réseau par son courant de court-circuit. Il faut ajouter à ce produit un facteur 3 ou $\sqrt{3}$ suivant qu'on a considéré la tension entre neutre et phase ou la tension entre phases.

La tension nominale est utilisée parce que, quand on a construit le réseau, on a essayé de réaliser une source de tension ayant pour valeur la valeur nominale. Dans la réalité, on ne se situe jamais très loin de cette valeur. La puissance de court-circuit est donc une notion un peu floue (on utilise forfaitairement la valeur nominale de la tension) qui permet d'avoir une idée intuitive à peu près exacte des conditions dans lesquelles on se

trouve. Pour dissenter un peu sur cet indicateur très employé, prenons un exemple simple.

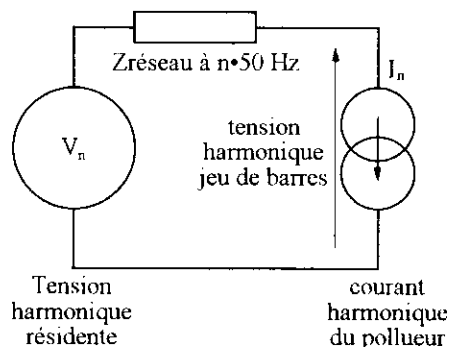


Figure 4 : Schéma pour un rang considéré

Pour le rang n , la source de tension représente l'harmonique résidant dans le réseau. La source de courant représente un harmonique du pollueur. Si le réseau est initialement "propre", V_n est nul. La tension induite par le pollueur est $I_n \cdot Z_n$; dans la pratique on ne peut pas sommer cette tension et la tension résidente car on connaît mal leurs phases respectives.

On veut alimenter une charge de 10 MW. On dispose d'un réseau de 100 MW de puissance de court-circuit. C'est dix fois plus que la charge. Cela veut dire que l'impédance de Thévenin de ce réseau aura pour module, à 50 Hz, le dixième du module de l'impédance de charge. La tension aux bornes de l'impédance de Thévenin sera 10 % de la tension de Thévenin. L'impédance du réseau est souvent inductive et très peu résistive, pertes énergétiques obligent, alors que l'impédance de la charge est très résistive ; EDF veille d'ailleurs à ce qu'elle le soit en surveillant le facteur de puissance. Il s'en suit que la tension aux bornes de la charge sera supérieure à 0,9 fois la tension de Thévenin. Un réseau avec une puissance de court-circuit dix fois supérieure à la puissance maximale consommée sera facile à exploiter vis à vis des contraintes de tenue de la valeur de la tension à 50 Hz. Dans ce réseau, le courant de court-circuit triphasé sera dix fois le courant nominal. Cela permet d'évaluer les caractéristiques des disjoncteurs de protection. Avec une puissance de court-circuit cent fois plus grande que la charge, il n'y a aucun problème de tenue de la tension, mais le prix de disjoncteurs capables de couper cent fois le courant nominal rend une telle structure irréaliste.

Revenons à nos harmoniques. Pour ceux-ci, il ne faut pas considérer l'impédance à 50 Hz, mais celle correspondant à la fréquence considérée. On peut cependant dire, dans la plupart des cas, que plus l'impédance à 50 Hz est faible plus on a de chances d'avoir une impédance harmonique faible. Ainsi, le premier souci de l'ingénieur devant une situation où des problèmes d'harmoniques se posent va être de disposer d'une très grande puissance de court-circuit. C'est pour cette raison que des fours à arc, très gros générateurs d'harmoniques, sont souvent connectés au réseau au niveau de la Haute Tension. On a fait la même chose avec le T.G.V. ; le réseau Moyenne

Tension avait une puissance suffisante pour alimenter ce train, mais les problèmes d'harmoniques auraient été trop importants ; on a donc préféré l'alimenter à partir du réseau 225 kV.

Le filtrage des harmoniques

C'est l'objet du second article, nous ne nous étendons donc pas ici sur ce point. On peut cependant remarquer que, pour ne pas induire de problèmes d'harmoniques de tension, il faut que l'impédance du réseau soit la plus faible possible à la fréquence où il y a des courants harmoniques importants. Le filtrage va donc consister à "bricoler" l'impédance du réseau pour obtenir des zéros, ou tout au moins des minima, de cette impédance aux fréquences gênantes.

A contrario, si, à une fréquence donnée, l'impédance du réseau est très élevée, par exemple à cause d'une résonance malheureuse, on peut avoir une distorsion importante de la tension avec des courants harmoniques pas très intenses.

Conclusion

Comme on a pu le voir ici, les notions utilisées sont très simples. Avec des élèves maîtrisant correctement la notion de série de Fourier et les calculs simples sur des circuits à courant sinusoïdaux, on peut tout à fait construire des exercices sur de tels sujets, voire construire un enseignement structuré pour ceux qui recherchent une spécialisation sur les réseaux d'énergie.

La propagation des harmoniques

Les courants

Soit un appareil pollueur. Sauf cas très exceptionnel, il est connecté à un réseau Basse Tension ou Moyenne Tension. Le réseau d'alimentation a alors une structure radiale. A l'endroit où est connecté l'appareil, on peut penser que plusieurs appareils sont branchés. Si on regarde la représentation de Thévenin du réseau vu de cet endroit, l'impédance du réseau est en parallèle avec celle des autres appareils. Ceci est illustré figure 5.

Mais le réseau a été conçu pour que son impédance soit petite devant celle de ces appareils. On a un diviseur de courant avec deux impédances très différentes l'une de l'autre ; presque tout le courant s'engouffre dans l'impédance la plus faible et va donc préférentiellement dans le réseau.

A quelque étape qu'on soit, l'impédance amont du réseau reste, par construction, petite, comparée aux impédances en aval, constituées des charges connectées au réseau. Ainsi les courants harmoniques remontent-ils dans le réseau, toujours vers l'amont, sans affaiblissement important, et on va les retrouver très loin. Les harmoniques constituant des systèmes direct ou inverse se propagent sans problème, alors que les harmoniques de rang multiple de trois, qui constituent des systèmes homopolaires, voient leur propagation arrêtée, en général au niveau des transformateurs.

Tout ceci n'est pas très vrai si des impédances particulières sont connectées au réseau. Par exemple

des capacités constituent une impédance d'autant plus faible que la fréquence est grande et ce qui vient d'être dit ici n'est plus vrai si de tels équipements sont présents. Il ne faut pas en conclure que les capacités sont excellentes pour absorber les courants harmoniques ; il faut faire une analyse spécifique ; les résonances possibles quand un banc de capacité côtoie l'inductance du réseau ne permettent pas de conclure de façon toujours très simple. Nous reviendrons sur ce point dans l'exemple numérique.

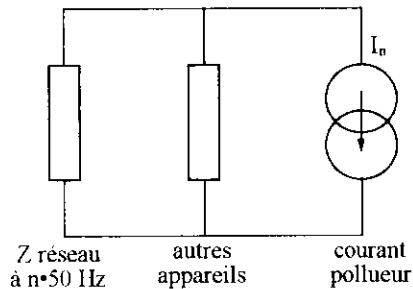


Figure 5 : Propagation des harmoniques de courant
L'impédance du réseau est petite, par construction, en comparaison des impédances des charges normalement branchées. Le courant I_n va donc passer préférentiellement dans le réseau. A chaque embranchement, l'impédance du réseau dans la direction de l'amont est de loin la plus petite. Les courants harmoniques remontent donc très loin dans le réseau sans affaiblissement notable.

Les tensions

Supposons que des appareils pollueurs injectent dans le réseau des courants harmoniques. En un point situé en amont de ces appareils, l'ensemble des courants et l'impédance du réseau à cet endroit donnent une tension harmonique. Regardons maintenant vers l'aval de ce point, et examinons la distorsion harmonique résidente dans le réseau. Ceci est illustré figure 6.

Au point dont nous sommes partis, il y a une tension harmonique. Quand on redescend vers l'aval, on rencontre toujours un tronçon de ligne ou de câble à très faible impédance et une impédance plus forte correspondant à l'ensemble des charges alimentées à partir de ce nouveau point. On a un diviseur de tension avec deux impédances très différentes et la tension à l'extrémité du tronçon de câble que nous venons de parcourir est pratiquement la même qu'à l'endroit d'où nous sommes partis. On voit donc que si en un point situé très en amont sur le réseau, on a une distorsion importante de la tension, cette distorsion va se retrouver, pratiquement sans affaiblissement, sur l'ensemble du réseau en aval du point considéré. Ainsi, la distorsion de la tension des réseaux Haute Tension, situés très en amont, doit être très faible si on ne veut pas avoir un réseau de distribution entièrement distordu.

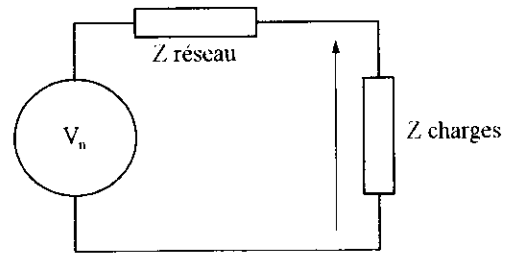


Figure 6 : Propagation des harmoniques résidents
L'impédance du réseau est, par construction, petite devant l'impédance des charges. La tension V_n se retrouve aux bornes de la charge sans affaiblissement important, et, de proche en proche, se propage à tout le réseau aval.

Un exemple numérique

Préambule

L'illustration numérique ci-dessous a pour but avoué de donner des ordres de grandeur qu'il est possible d'avoir dans une situation réelle, et d'être utilisé pour construire des exercices. Nous avons essayé de le présenter de façon "ouverte", permettant de réaliser plusieurs présentations possibles de problèmes. Quelques informations sont strictement descriptives et technologiques ; elles seront utiles à ceux qui ne passent pas leurs vacances à l'intérieur d'un poste EDF.

Description du réseau

La structure

Considérons un réseau de distribution publique. La figure 7 en représente le schéma unifilaire.

Il est alimenté par une ligne Haute Tension (63 à 225 kV). Pour désigner cette zone, la norme impose le sigle HTB. Un transformateur étoile-triangle permet d'obtenir une tension de 20 kV. Le primaire HT est en étoile, le secondaire (20 kV) est en triangle. Une bobine de point neutre permet de réaliser, au niveau 20 kV, un point neutre qui est relié au sol par une résistance ou par une inductance. Le niveau 20 kV doit être désigné par le sigle HTA. L'ancien sigle MT (Moyenne Tension) reste très utilisé.

Cette description est de peu d'importance ici, mais un certain nombre de considérations pratiques fait que cette structure est rencontrée sur les réseaux publics européens et, en particulier, français. Les réseaux nord américains ont une structure très différente.

Au secondaire du transformateur, un "jeu de barres" constitue un noeud, c'est à dire une zone équipotentielle, d'où partent des câbles. A chaque départ de câble, sur le jeu de barres, on trouve une sorte d'armoire, appelée dans notre jargon "cellule", dans laquelle se trouve un disjoncteur et des capteurs de mesure. Ces capteurs sont utilisés pour faire du comptage d'énergie, ou pour obtenir les informations nécessaires pour commander l'ouverture du disjoncteur en cas de nécessité.

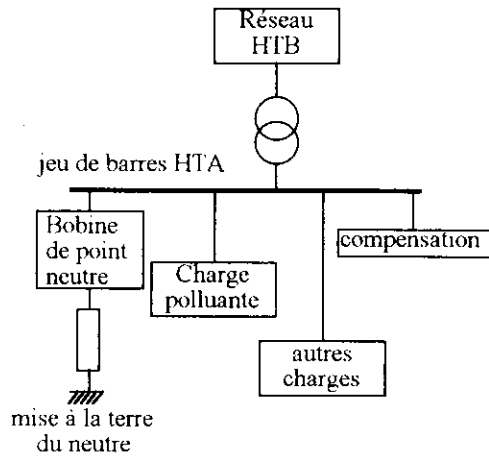


Figure 7 : Schéma du réseau

Cette structure est très usuelle en Europe. La bobine de point neutre est une bobine zig-zag. L'impédance de mise à la terre du neutre est, en France, une résistance ; mais EDF a en projet de remplacer ces résistances par des bobines de Petersen.

Après une longueur de câbles, le réseau continue, soit avec des lignes aériennes, soit avec des câbles enterrés. De place en place, des transformateurs MT/BT permettent d'alimenter des abonnés domestiques ou des industries. Certains industriels sont connectés directement sur le réseau MT, si leur puissance est importante.

Quelques valeurs numériques

Fixons quelques valeurs numériques.

La puissance de court-circuit du réseau Haute Tension est de 600 MVA. On a une tension nominale de 90 kV. Le transformateur a une puissance apparente de 36 MVA. Sa tension réduite de court-circuit est de 16%. Les impédances de magnétisation sont négligées.

Des charges sont connectées sur ce transformateur. Leur puissance est souvent très inférieure à la puissance du transformateur. Celui-ci doit être dimensionné pour délivrer la puissance maximale, à l'heure de pointe. Cela se produit très peu de temps dans l'année. Ces charges n'interviendront pas ici. Il est assez faux de les représenter comme une résistance pure. L'impédance des charges aux fréquences harmoniques conduit à bien des surprises. Il n'existe pas de théorie permettant de prédéterminer précisément les courants harmoniques qu'elles absorbent : il faut pour cela connaître leur nature exacte. L'absorption des harmoniques par les charges sera négligée ou indiquée dans l'énoncé de façon forfaitaire ; cette absorption n'est jamais prépondérante.

Pour le réseau HT, comme pour le transformateur, toutes les parties résistives peuvent être négligées.

Les charges polluantes représentent 2 MVA. On ne s'intéressera qu'aux harmoniques 5, 7, 11 et 13. Les multiples de 3 importent peu, les appareils produisent peu d'harmoniques pairs. On admettra que pour ces harmoniques l'amplitude du courant est I_1/n où I_1 est l'amplitude du fondamental du courant.

Cette loi est caractéristique de formes de courants en créneaux comme on en trouve dans les ponts redresseurs avec un courant continu filtré, et des angles d'empiètement négligeables. Suivre une telle loi, outre sa simplicité, garantit d'avoir des ordres de grandeur plausibles. Attention, cela peut conduire à des incohérences comme on le verra plus loin.

Un banc de capacités peut être connecté sur le jeu de barres. On prend un banc de 6 MVA. Usuellement les bancs de capacités Moyenne Tension sont connectés en étoile, avec le point neutre isolé.

Les questions traitées

Pour calculer la distorsion harmonique, il faut disposer de la représentation de Thévenin du réseau.

L'étude à 50 Hz est de peu d'intérêt ici. On préfère considérer que la tension fondamentale est égale à la tension nominale : 20 kV. Si on suppose que les harmoniques résidents sont négligeables, cela règle le problème de la tension de Thévenin.

Pour l'impédance, la chose est plus compliquée. Il faut calculer l'impédance du réseau Haute Tension, la ramener au niveau de tension 20 kV, calculer la réactance de fuites du transformateur.

Cette partie est difficile à mener, car les élèves manquent singulièrement de motivation pour calculer ces grandeurs préparatoires. Il est donc préférable de construire l'exercice comme une suite d'exercices. Le calcul de l'impédance du réseau est fait avec les exercices qui illustrent la définition de l'impédance de court-circuit ; on ira rechercher un veil exercice sur les transformateurs pour avoir la réactance de fuites. Autant il est facile, dans un contrôle de poser de telles questions (leur simplicité permet à quelques élèves de "sauver les meubles"), autant il est difficile de les proposer dans des travaux dirigés où elles sont perçues comme un obstacle sans intérêt avant l'objectif de l'exercice.

En travaillant fréquence par fréquence, on calcule aisément les tensions harmoniques 5, 7, 11 et 13. On peut calculer un taux de distorsion limité à ces rangs.

Puis on peut placer le banc de capacités. Il faut calculer la valeur de la capacité dans le schéma monophasé équivalent. Ceci pose les mêmes problèmes pédagogiques que pour l'impédance de Thévenin.

Comme pour l'impédance de Thévenin, on peut donner directement la valeur, mais il me semble important de fixer les ordres de grandeur avec le vocabulaire des spécialistes. Après tout, ces spécialistes ne sont pas arrivés au hasard à un tel vocabulaire. Il faut donc parler de puissance de court-circuit, de tension réduite de court-circuit, et les capacités sont définies en MVAR sous tension nominale.

L'impédance de Thévenin est maintenant constituée d'une inductance en parallèle sur une capacité. C'est un circuit bouchon. Le calcul de la valeur de l'impédance pour les différentes fréquences n'est pas très compliqué. Une calculatrice programmable est utile.

On recalcule alors les tensions harmoniques, une distorsion, et on peut disserter sur ce qui se passerait si on changeait certaines valeurs numériques. Il faut faire

attention à la résonance. Le calcul est très simple si on néglige toutes les résistances, mais, avec cette approximation, on obtient une impédance infinie à la résonance ; c'est alors la partie active, à la fréquence de résonance, de l'impédance de la charge qui fixe le résultat numérique.

Quelques calculs

L'impédance du réseau

Au niveau 90 kV,

$$Z = \frac{U^2}{S_c} = 13,5\Omega$$

Ramené au niveau de tension 20 kV, cela fait 0,67 Ω

Réactance de fuites du transformateur

Ramené au niveau 20 kV, on a :

$$X\omega = \frac{U^2}{S_n} = 1,78\Omega$$

L'impédance de Thévenin

L'impédance totale est 2,45 Ω

Cette impédance est constituée d'une inductance pure si on néglige toutes les pertes, ce qui dans ce cas est tout à fait justifié. On a $L = 7,80\text{ mH}$

La charge polluante

2 MVA correspondent à 57,7 A sous 20 kV triphasés.

Les harmoniques sont ici considérés comme égaux à $1/n$.

Les tensions harmoniques

L'impédance de Thévenin est une inductance. On obtient :

rang	courant (A)	tension (V)
5	11,5	141
7	8,25	141
11	5,25	141
13	4,44	141

On voit que la tension est constante. C'est parce que on a choisi un courant en $1/n$ et que l'impédance de Thévenin est une inductance pure de réactance proportionnelle à n . Si on considérait la série complète de courant, cela conduirait à une série divergente de la tension, puisque le terme général ne décroît pas. Cela signifie qu'il n'est pas possible de trouver un pont de Graetz avec un angle d'empiètement nul ; la présence d'un angle d'empiètement fait diminuer l'amplitude des termes de rang élevé du courant plus vite que $1/n$.

La compensation

6 MVA de capacités, sous 20 kV, conduisent à une valeur, dans le schéma monophasé équivalent, de 47,7 μF

La nouvelle impédance de Thévenin

Cette capacité est en parallèle sur l'inductance du réseau. Cela donne un circuit bouchon, avec

$$X = \frac{L\omega}{1 - LC^2\omega^2}$$

En multipliant la valeur de X, pour chaque pulsation d'harmonique, par le courant harmonique, on obtient :

rang	courant (A)	réactance (Ω)	tension V
5	11,5	147	1690
7	8,25	- 21,5	177
11	5,25	- 7,82	41
13	4,44	-6,12	27

Quand la réactance est positive, le circuit bouchon est inductif ; quand la réactance est négative, le circuit bouchon est capacitif. La fréquence de résonance est comprise entre les rangs 5 et 7. Elle est visiblement voisine de 5.

Ceci conduit à un taux de distorsion, limité aux harmoniques étudiés, de 14,8 %. Cette valeur est absolument inadmissible, car, la distorsion de tension se propageant vers le bas, tous les abonnés connectés sur ce jeu de barres auront une distorsion bien supérieure à 15 % (nous n'avons ici étudié qu'une source de pollution).

La présence du banc de capacités a considérablement dégradé la situation parce que la fréquence de résonance du circuit bouchon ainsi obtenue est voisine de celle de l'harmonique 5.

Conclusion

Les harmoniques sont un mal moderne des réseaux d'énergie. Cependant la situation est bien maîtrisée par les distributeurs. L'utilisateur domestique ne perçoit pratiquement jamais aucune gêne associée à la présence d'harmoniques. Pourtant ce sont les utilisateurs domestiques qui sont les plus pollueurs, avec les téléviseurs, entre 20 et 22 heures. Il est plus facile de prendre des mesures de filtrage avec des installations industrielles qui sont moins nombreuses et mieux identifiées.

Si certaines notions concernant les harmoniques font appel à des considérations très sophistiquées, je pense à des méthodes stochastiques du comportement du réseau et à des méthodes statistiques de calcul des courants harmoniques produits par de nombreux appareils, les mécanismes de la pollution et les principes de calcul restent très simples.

Ils sont accessibles à des élèves ayant une culture de base satisfaisante en électricité. Ils peuvent être intégrés dans des programmes restant réalistes : ils peuvent être utilisés pour construire des exercices et problèmes nombreux.

CARACTERISATION DES COURANTS HARMONIQUES EMIS PAR LES INDUSTRIES FRANÇAISES.

MM. LETZELTER J., LE BITOUX M.
M. SADARNAC D.

- Electricité de France - 1, av. du Général de Gaulle - 92141 Clamart
- Supélec - Plateau de Moulon - 91192 Gif-sur-Yvette

RESUME

La caractérisation des courants harmoniques émis par les industries françaises n'est pas aussi simple que celle des clients tertiaires et domestiques : variété des matériels, variété des process, disparités géographiques... compliquent la recherche de modèles représentatifs. Cette clientèle a été sectorisée à partir des consommations des matériels polluants qu'elle utilise. Ce travail met en évidence quelques secteurs en HTA et en HTB qui jouent a priori un rôle fondamental dans la pollution harmonique des réseaux par les industriels.

1. INTRODUCTION

L'industrie française est un secteur privilégié pour le développement des convertisseurs, tant en nombre qu'en puissance. La variété des réponses apportées par l'électronique de puissance aux besoins de la maîtrise de l'énergie dans ce secteur explique sa percée à tous les niveaux de la fabrication. Les risques de perturbations conduites augmentent avec l'insertion de tels dispositifs ; c'est pourquoi le distributeur d'électricité souhaite se doter d'outils de prévision des niveaux d'harmoniques présents sur son réseau.

Face aux variétés caractéristiques du secteur industriel par rapport aux secteurs domestique et tertiaire, il est nécessaire d'ordonner l'industrie d'une manière appropriée pour l'étude envisagée. L'étude statistique des consommations de la clientèle industrielle et l'estimation des parcs de matériels installés permettent de dégager une classification du secteur industriel. Un cadre de travail théorique étant défini, l'étude du foisonnement des courants harmoniques au sein d'un réseau industriel peut venir s'y greffer : elle pose en particulier le choix des modèles de charges perturbatrices et de l'adéquation de leur fonctionnement "isolé" à leur fonctionnement en réseau.

Cet article présente la classification réalisée par EDF dans le but d'étudier les perturbations générées par les industries françaises.

2. CLASSIFICATION DES CLIENTS INDUSTRIELS [1]

La clientèle industrielle d'un distributeur d'électricité, se caractérise par une très grande diversité par rapport à ses clientèles domestique et tertiaire :

- diversité en puissance électrique souscrite, en type de consommation, en niveaux de tension de raccordement,
- diversité des procédés électriques mis en oeuvre, en termes de types de matériels et de gammes de puissance,
- moins grande homogénéité dans la répartition géographique.

Parmi les 28 millions de clients d'EDF, il a été recensé en 1992 environ 110 000 clients industriels [2]. Ces clients sont gérés au sein de l'entreprise par deux Directions suivant leur niveau de tension de raccordement :

- la Direction Production Transport (DPT) qui gère un peu plus de 450 clients industriels de forte puissance raccordés en HTB (U = 63 kV, 90 kV ou 220 kV),
- la Direction EDF-GDF Services (DEGS) qui gère un peu plus de 109 000 clients industriels, pratiquement tous raccordés en HTA (U = 10 kV, 15 kV, 20 kV ou 30 kV).

En termes de consommation électrique, cette clientèle a une importance capitale, puisqu'elle représente environ 42 % de la consommation électrique totale. En effet cette consommation électrique totale a été évaluée en 1992 à 328 TWh et la répartition de cette consommation entre les différentes catégories de clients est détaillée sur la figure 1 (chiffres issus de [3]). On constate que les clients industriels branchés en HTB, même peu nombreux, sont stratégiquement très importants car ils consomment autant que ceux branchés en HTA.

Du point de vue des harmoniques, le secteur de l'énergie ne sera pas pris en compte, car en HTA il correspond à une consommation électrique relativement faible, et en HTB il concerne essentiellement des raffineries de pétrole qui sont peu équipées en électronique de puissance, donc peu polluantes a priori en harmoniques, par rapport aux installations des autres secteurs d'activité.

Quant aux secteurs transports et télécommunications, ils ne seront pas considérés non plus ici. En effet, le secteur transport concerne principalement le transport ferroviaire. Bien que fortement polluant en harmoniques ce secteur peut difficilement être pris en compte dans cette première étude sans analyses supplémentaires plus fines. Cette pollution est très variable dans le temps, elle dépend en effet beaucoup du type de train considéré, de la distance du train au poste d'alimentation EDF, du rythme de passage des trains, Quant au secteur télécommunications (client France Télécom), il sera considéré comme un client tertiaire, les consommations de ce secteur correspondant essentiellement à des alimentations de centraux téléphoniques, dont le comportement est proche de celui d'ordinateurs.

Les secteurs industriels considérés ici du point de vue de la pollution harmonique seront donc sélectionnés dans l'industrie hors énergie (zones 1 et 2 de la figure 1), qui représente une consommation totale d'environ 100 TWh (= 33 % de 328 TWh), répartie de façon quasiment égale entre la HTA et la HTB, en terme de consommation.

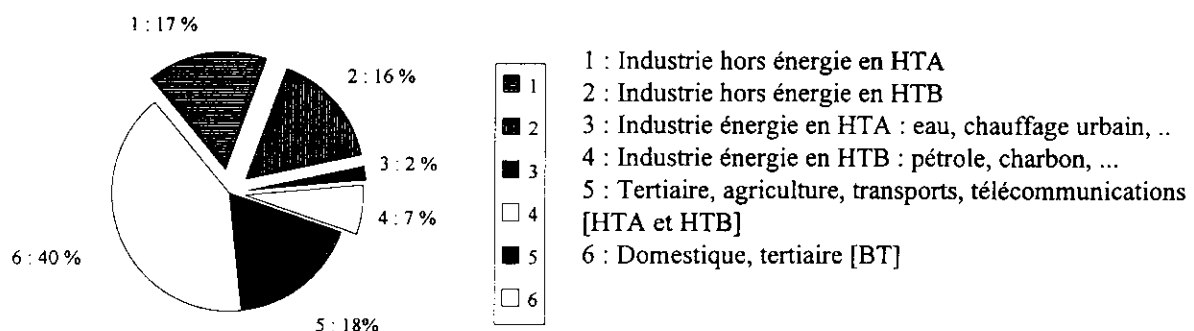


Figure 1 : Répartition de l'ensemble des 328 TWh de consommation électrique française assurée par EDF suivant les différentes catégories de clients pour 1992 [100 % = 328 TWh, dont 42 % d'industriels].

2.1. STRUCTURE DE L'INDUSTRIE EN SECTEURS D'ACTIVITES

L'industrie a été classifiée selon une Nomenclature des activités économiques pour l'étude des Consommations d'Energie (on y fera référence par le "code NCE"). Chaque secteur d'activité peut encore être divisé en sous-secteurs (code NAP), dont les caractéristiques propres sont plus ou moins proches des caractéristiques moyennes du "secteur NCE". La nécessité de distinguer les sous-secteurs peut être justifiée par une trop grande diversité dans les usages de l'électricité au sein d'un secteur, ou bien encore par une prépondérance spécifique (en consommation) et non représentative d'une minorité de clients qu'il est nécessaire alors d'isoler dans un sous-secteur.

Pour l'approche proposée, 4 "secteurs NCE" seront subdivisés en deux ou trois ensembles de "secteurs NAP" : il s'agit du secteur "industrie agro-alimentaire" (NCE 14), du secteur "fonderie" (NCE 29), du secteur "papiers-cartons" (NCE 35) et du secteur "bois/divers" (NCE 38). Les familles retenues sont données dans le tableau 1.

Secteur (NCE)	Dénomination du secteur d'activité	Secteur (NCE)	Dénomination du secteur d'activité
18	Première transformation des non-ferreux	22	Verre
16	Sidérurgie	38 bois	Bois (travail et mécanique)
35 a	Papiers_cartons (fabrication)	14 solde	Industrie Agro-Alimentaire (autres)
24	Chimie minérale	28	Parachimie
26	Chimie organique de base	33	Aéronautique
32	Automobile	36	Caoutchouc
14 b	Industrie Agro-Alimentaire (travail du grain)	29 (01)	Fonderie des métaux ferreux
31	Constructions électriques	17	Première transformation de l'acier
29 (21)	Fonderie : travail des métaux	38 imp	Imprimerie
34	Textile	23	Engrais
37	Transformations des matières plastiques	19	Production de minéraux
20	Plâtre et ciment	38 solde	Divers
14 a	Industrie Agro-Alimentaire (viandes et conserves)	29 (02)	Fonderie des métaux non-ferreux
12	Lait	13	Sucre
25	Matières plastiques (fabrication)	35 solde	Papiers-cartons (transformation)
30	Constructions mécaniques	27	Fibres artificielles
21	Matériaux de construction, céramiques	15	Extraction de minerais

Tableau 1 : Nomenclature des secteurs d'activité retenus pour l'étude.

Pour chacun de ces grands secteurs industriels, sont disponibles :

- une courbe de charge annuelle, indiquant la variation de la consommation électrique nationale par mois,
- une répartition géographique de cette consommation électrique selon les 21 régions françaises,
- une répartition au niveau national et régional, des clients branchés en HTA et ceux branchés en HTB, avec les consommations et les puissances installées correspondantes.

2.2. MATERIELS ELECTRIQUES PAR SECTEUR

Pour chacun de ces secteurs, les matériels électriques utilisés ont pu être identifiés en nombre, en puissance installée et en consommation à partir de plusieurs enquêtes réalisées par le Centre d'Etudes et de Recherches Economiques sur l'énergie (CEREN) [1]. Ces enquêtes concernent 5000 industriels environ, dont la consommation représente 80% de la consommation totale d'électricité dans l'industrie. Le Centre Français de l'Electricité confirme les données que l'on peut synthétiser à partir des enquêtes réalisées par le CEREN.

Les types d'appareils générateurs d'harmoniques ont été classifiés de la manière suivante pour les répartitions par secteur d'activité (les quatre premiers types concernent les alimentations pour moteurs à vitesse variable) :

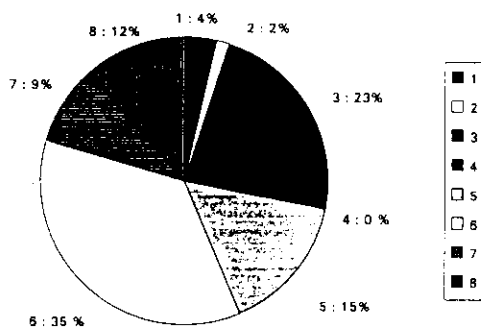
1. convertisseur pour moteur à courant continu <10kW
2. convertisseur pour moteur asynchrone < 10 kW
3. convertisseur pour moteur à courant continu >10kW
4. convertisseur pour moteur synchrone > 10 kW
5. convertisseur pour moteur asynchrone > 10 kW
6. les électrolyseurs,
- 7 les fours à induction,
- 8 les appareils à arc électrique.

Les types d'appareils non générateurs d'harmoniques qui ont été retenus sont les suivants :

- les résistances,
- les moteurs sans variateur de vitesse,
- les autres appareils.

Pour une consommation annuelle de l'industrie de 100 TWh, correspondant à une puissance installée de 28 GW, on arrive à une consommation électrique des appareils polluants globale de 33 TWh, correspondant à une puissance installée de 12 GW. **Le tiers des consommations industrielles est donc assuré en France par du matériel générateur d'harmoniques.**

La répartition de ces 33 TWh entre les 8 types d'appareils polluants listés ci-dessus est indiquée sur la figure 2.



1. convertisseur pour moteur à courant continu <10kW

2. convertisseur pour moteur asynchrone < 10 kW

3. convertisseur pour moteur à courant continu >10kW

4. convertisseur pour moteur synchrone > 10 kW

5. convertisseur pour moteur asynchrone > 10 kW

6. les électrolyseurs,

7. les fours à induction,

8. les appareils à arc électrique.

Figure 2 : Répartition de la consommation électrique totale des appareils électriques industriels générateurs d'harmoniques par type d'appareils (100% = 33 TWh).

Cette figure montre l'importance des variateurs de vitesse de puissance supérieure à 10 kW dans le parc des appareils industriels émetteurs de courants harmoniques. Les variateurs pour moteurs à courant continu représentent une part à peu près semblable à celle des variateurs pour moteurs asynchrones. Les électrolyseurs prennent également une part très importante, mais ils sont en nombre beaucoup plus restreint. Pour ces appareils, l'effet de masse n'existe pas. En d'autres mots, un filtrage des harmoniques à l'entrée de chaque installation est beaucoup plus envisageable pour ce type d'installations, que pour chaque variateur de vitesse.

La répartition de la consommation relative d'énergie polluante entre ces différents secteurs est indiquée sur la figure 3, suivant leur niveau de tension.

Cette figure montre qu'en HTA (clients DEGS), les industries susceptibles d'être les plus polluantes sont la fonderie (codes 29(21) et 29(01)), le textile (code 34), les constructions mécaniques (code 30), l'automobile (code 32) et la transformation des matières plastiques (code 37).

Parallèlement, en HTB (clients DEPT), les industries a priori les plus polluantes sont la transformation des métaux non ferreux (code 18), la sidérurgie (code 16) et les secteurs de la chimie (codes 24 et 26). Cependant en HTB, les clients industriels sont beaucoup moins nombreux qu'en HTA, et ils mettent souvent en place des moyens de filtrage adéquats, pour respecter les règles harmoniques en vigueur.

L'analyse des courbes de charge annuelle montre que la consommation électrique des clients ne varie pas beaucoup d'un mois sur l'autre à l'exception du mois d'août. De même, mis à part quelques industries, les courbes de charges journalières sont en général peu modulées entre 8 heures et 20 heures, aussi il sera supposé que tous les industriels fonctionnent en même temps, à une puissance constante.

FRANCE - Répartition de la consommation industrielle par secteur NCE

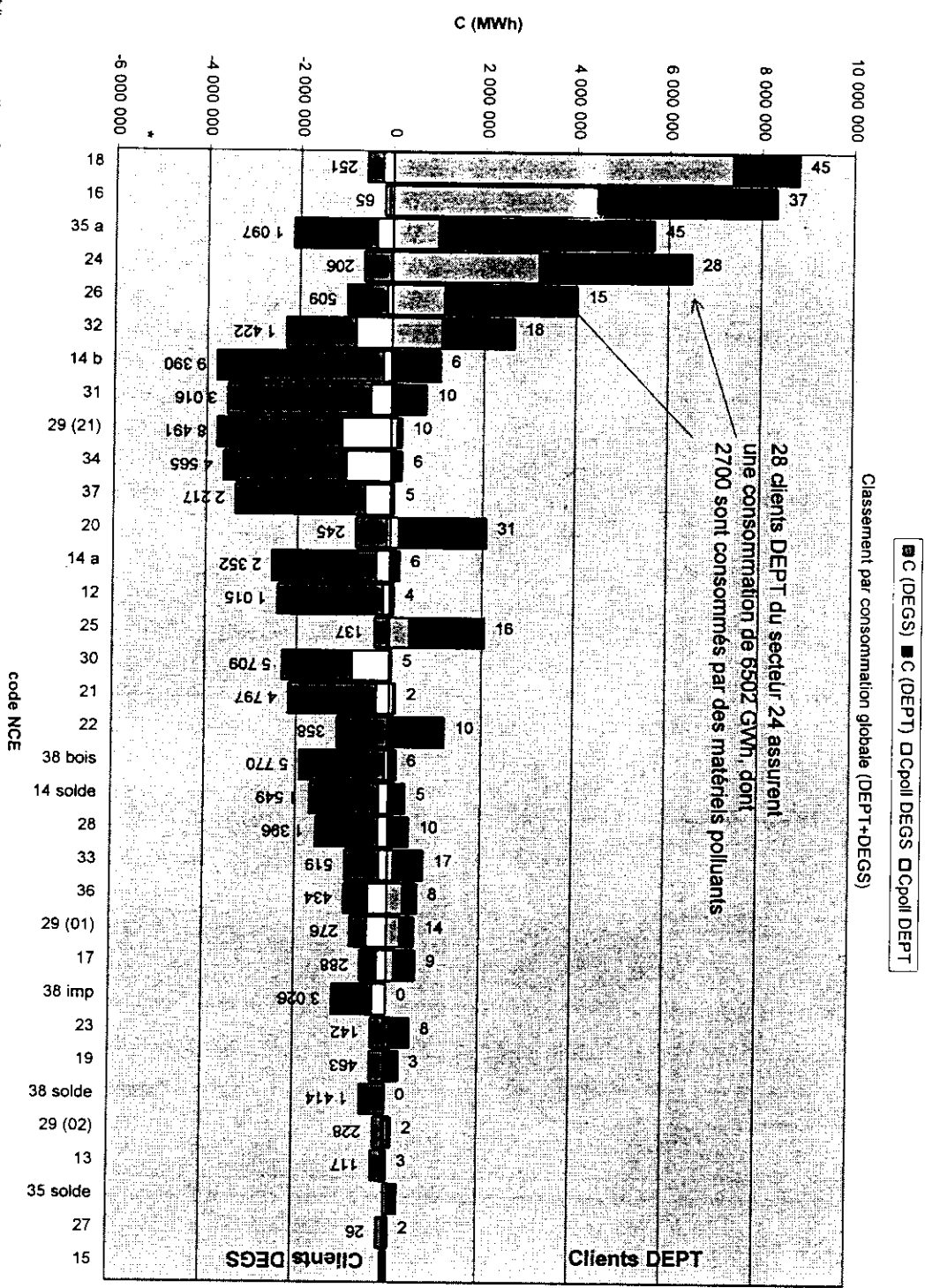


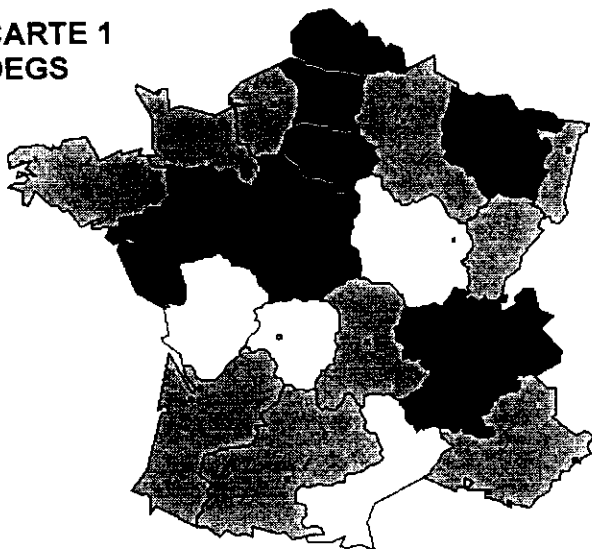
Figure 3 : Répartition des consommations polluantes et non polluantes des clients industriels, par secteur d'activité (cf. Tableau 1).

* "consommation négative" par pure convention de commodité !

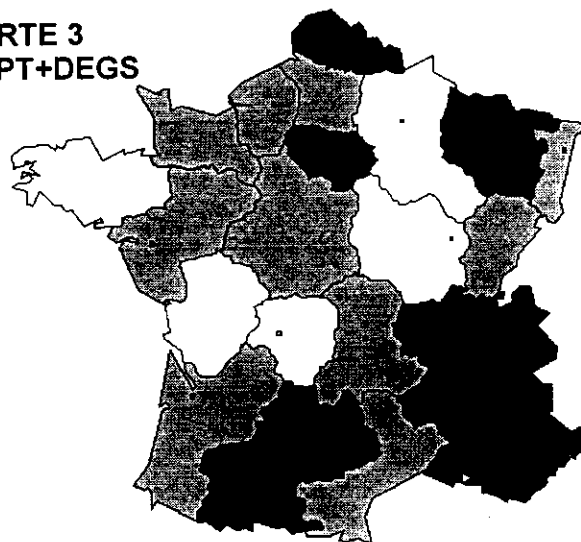
2.3. ORGANISATION REGIONALE DE L'INDUSTRIE

Les avantages de ressources naturelles, de transport, certaines raisons économiques et les exigences des activités... expliquent une inhomogénéité flagrante des poids relatifs des régions française dans la consommation d'énergie électrique. Ces différences sont corrélées aux activités et au type de clients, d'un point de vue global. Les cartes 1, 2 et 3 représentent les consommations polluantes de chaque région, d'après le poids énergétique des secteurs d'activité présents, respectivement pour les clients DEGS, DEPT et globalement.

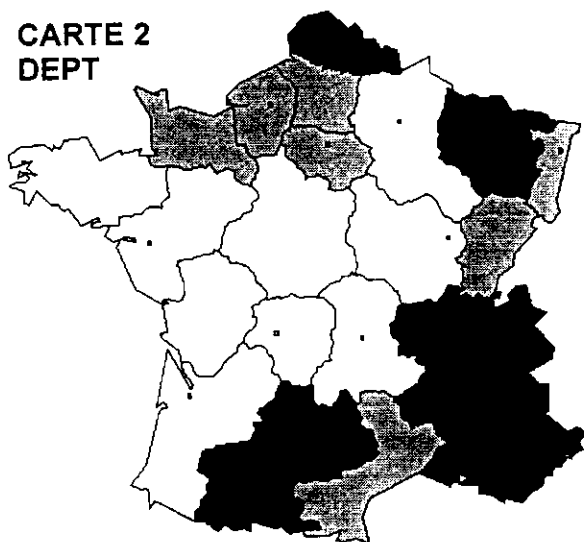
**CARTE 1
DEGS**



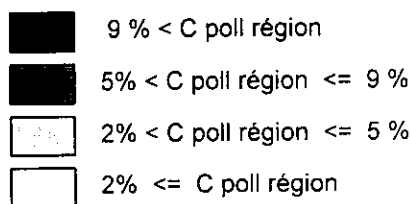
**CARTE 3
DEPT+DEGS**



**CARTE 2
DEPT**



100% DEGS = 8 562 GWh
 100% DEPT = 20 590 GWh
 100% DEPT+DEGS = 29 152 GWh



Cartes 1 à 3 : Consommations dues à des matériels polluants par région, pour la DEGS (carte 1), pour la DEPT (carte 2) et pour tous les clients industriels (carte 3).

Il est intéressant de noter que quelques régions risquent plus particulièrement de solliciter fortement le réseau par les perturbations que les clients sont susceptibles de générer. Une séparation Est-Ouest pourrait d'ailleurs être imaginée ! La comparaison des cartes 2 et 3 dégage une caractéristique très importante : les "gros" clients DEPT sont donnés responsables des maxima de consommation d'énergie polluée. Mais leur participation n'est pas exclusive : en Pays de Loire, Ile de France, Centre, Auvergne et Aquitaine, les consommations des clients DEGS sont déterminantes. Par contre, on relève 3 régions contenant peu de clients industriels "polluants", tant DEGS que DEPT : il s'agit des régions Poitou-Charentes, Limousin et Bourgogne.

La figure 4 montre à titre d'exemple le détail de la région Nord Pas de Calais. Les clients gérés par la DEPT sont représentés sur l'axe d'ordonnées positives, tandis que les clients de la DEGS sont portés sur l'axe négatif. Chaque "secteur NCE" est caractérisé par le nombre de points de livraison concernés (resp. au-dessus et au-dessous des histogrammes), sa consommation totale (parties claires+parties foncées), et la part assurée par des matériels "polluants" a-priori (parties claires). Dans cette région, deux secteurs dominant du point de vue des consommations : le secteur sidérurgie (NCE 16) et le secteur première transformation des non-ferreux (NCE 18).

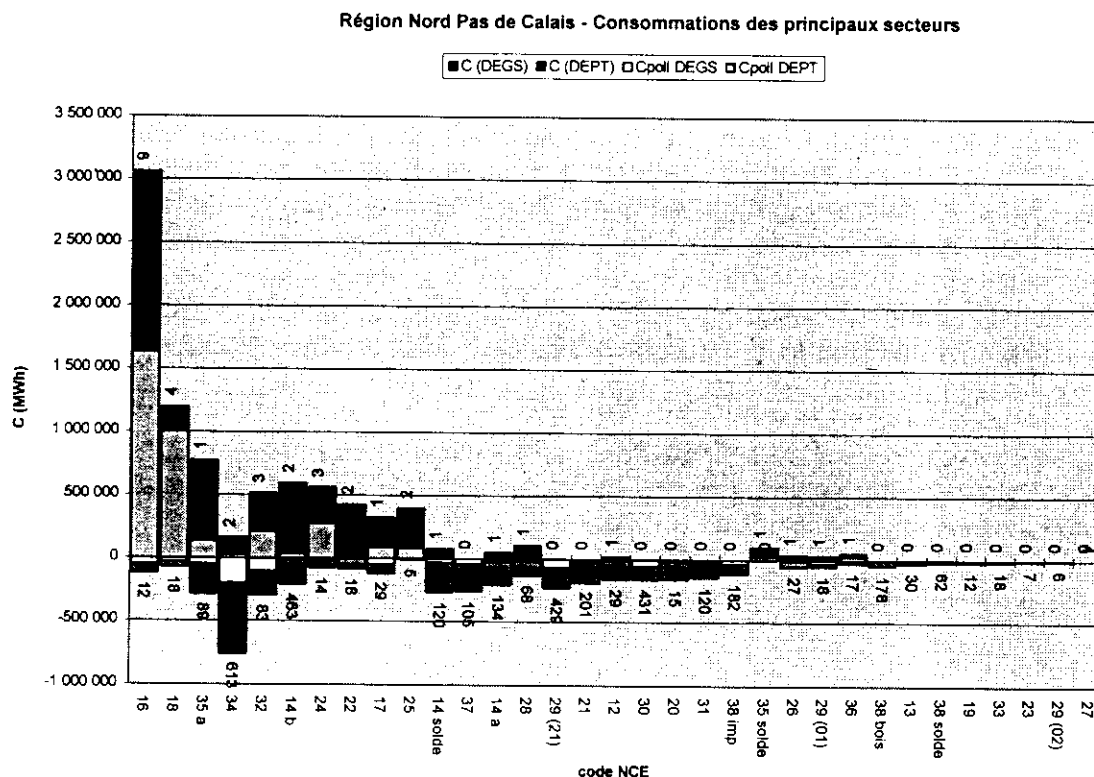


Figure 4 : Répartition des consommations, polluantes et non polluantes des clients industriels du Nord Pas de Calais, par secteur d'activité.

On dispose maintenant d'une vision globale de l'organisation du paysage industriel français qui définit toutefois un cadre suffisant pour estimer les risques de pollution harmonique. En effet, les clichés qui constituent cette approche permettent d'éviter le piège du nivellement des risques harmoniques, par le choix d'éléments non représentatifs, que ce soit sur des critères d'activité, d'implantation régionale, de tension de raccordement, de taille de clients ou de matériels spécifiques installés. Les clichés disponibles sont une base précieuse pour l'élaboration de distributions statistiques qui constitueront le jeu d'hypothèses de simulations de réseaux, à l'échelle du distributeur.

Si le cadre défini est suffisant, il ne faut pas perdre de vue que chaque client est en réalité un cas particulier, du point de vue des harmoniques qu'il génère. Les matériels installés et utilisés, les précautions vis à vis des harmoniques, les dispositifs de correction du facteur de puissance, les gammes de matériels... peuvent être autant de spécificités qui infléchissent les estimations obtenues en considérant un client type. Il est indispensable de compléter ce cadre par une étude plus fine des mécanismes de genèse et de sommation des harmoniques de courant, au sein d'un réseau industriel : on pourra ainsi plus facilement effectuer le choix du bon client -ou réseau- représentatif.

3. CONCLUSION

En tant que distributeur d'électricité, EDF souhaite connaître les niveaux actuels de perturbations conduites sur ses réseaux de distribution. Afin de garantir la qualité de l'énergie électrique livrée à ses clients, le distributeur doit aussi disposer d'outils appropriés pour évaluer les évolutions de ces perturbations, avec la croissance et le renouvellement des parcs de matériels. En résumé, le problème se traduit par la nécessité de la détermination a-priori des harmoniques de courant que sa clientèle est susceptible de produire.

Pour l'étude de la contribution du secteur industriel au "bruit de fond harmonique" présent sur les réseaux de distribution, le problème est double : d'une part, l'ensemble de la clientèle industrielle doit être segmenté de façon à élaborer un jeu d'hypothèses suffisamment fin, sans être trop volumineux ; d'autre part, la détermination du foisonnement des courants harmoniques dans un réseau industriel implique un choix de modèles de calcul de vecteurs de courants, pour représenter chaque convertisseur placé dans le réseau. La sensibilité des amplitudes et des phases des courants harmoniques aux structures de conversion, aux caractéristiques de réseau, aux filtrages côté continu, au type de charge et à l'environnement des convertisseurs (sans même évoquer les "harmoniques pré-existants sur le réseau") justifient de porter une attention toute particulière aux choix des jeux de paramètres attribués à chaque convertisseur.

Cet article présente la méthode retenue dans la classification des clients industriels d'EDF, à partir de l'étude des consommations et des parcs de matériels associés à plusieurs secteurs d'activité, dans chaque région française.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. KRATZ. Recensement et classement des procédés industriels générateurs d'harmoniques. Note EDF-DER HM-76/94/022 du 1/06/94.
- [2] EDF Annuaire Statistique 1992 - Données énergétiques et techniques - septembre 1993.
- [3] EDF Mémo Edition 1993.

Filtrage des harmoniques dans un réseau d'énergie

Patrick BASTARD Michel MEUNIER

SUPÉLEC

Service Électrotechnique et Électronique Industrielle

Plateau de Moulon

91192 GIF-SUR-YVETTE CEDEX

Introduction

L'origine de la déformation des tensions et des courants dans un réseau de distribution d'énergie est essentiellement liée à la présence de charges qui, même alimentées sous une tension parfaitement sinusoïdale, absorbent un courant non sinusoïdal. C'est le cas par exemple des convertisseurs d'énergie ou des variateurs de vitesse utilisés dans l'industrie ou dans la traction ferroviaire, mais aussi de nombreux appareils domestiques. Le mécanisme qui conduit à la propagation de ces courants non sinusoïdaux d'une part et à la déformation des tensions sur le réseau d'autre part a été décrit dans l'article précédent. Deux stratégies sont envisageables afin de minimiser la pollution harmonique : utiliser les ressources de l'électronique de puissance pour concevoir des appareils à "absorption sinusoïdale" ou filtrer les harmoniques de courant au plus près de la source d'harmoniques afin d'éviter leur propagation sur le réseau. La première de ces solutions reste l'apanage du concepteur d'appareils ; elle est difficile à mettre en œuvre pour des dispositifs de forte puissance. Le filtrage reste la solution courante pour un exploitant de réseau.

Principe général

Considérons un réseau d'énergie sur lequel une charge absorbe un courant non linéaire. Cette charge peut être considérée comme un générateur de courants harmoniques. Ces courants vont se répartir dans le réseau en fonction des diverses impédances rencontrées.

À chaque fois que le courant rencontre une bifurcation sur le réseau, il se divise entre les différentes branches au prorata des impédances équivalentes vues du point de bifurcation, selon le principe d'un diviseur de courant.

Notons que les différentes impédances des éléments du réseau d'énergie dépendent en général de la fréquence : c'est le cas des éléments capacitifs ou inductifs tels que les transformateurs, les lignes, les câbles, etc. De ce fait, la répartition des courants sera différente pour chaque rang harmonique considéré.

Notons aussi que le raisonnement simplifié illustré par les figures 1 et 2 montre que l'influence d'une charge génératrice de courants harmoniques sera d'autant plus faible que la puissance de court-circuit du réseau sera grande, c'est-à-dire que l'impédance équivalente du réseau amont sera faible.

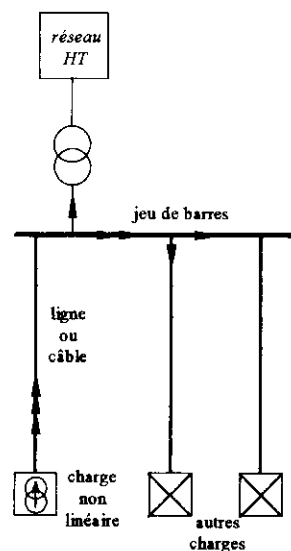


figure 1 : exemple de propagation des courants harmoniques dans un réseau

Les courants harmoniques générés par une charge non linéaire "remontent" dans le réseau en suivant de préférence les chemins les moins impédants

Si cette puissance de court-circuit n'est pas suffisamment élevée pour absorber les courants harmoniques produits par une charge donnée, l'idée de base pour éviter la propagation de ces harmoniques sur le réseau consiste à introduire des éléments passifs (filtres) qui présenteront une impédance suffisamment faible pour "piéger" les différents courants harmoniques, comme indiqué sur la figure 2.

La première difficulté de cette méthode repose sur le fait que les courants harmoniques sont, par nature, à des fréquences très diverses ; un filtre parfait devrait donc, en toute théorie, présenter une impédance nulle pour plusieurs valeurs de fréquences différentes. Dans la pratique, plusieurs filtres devront être installés, chacun d'entre eux étant dimensionné pour absorber une fréquence fixée, voire une bande de fréquences. La multiplicité des filtres rendra encore plus difficile l'étude du système complet et augmentera les risques de résonances.

De plus, tout filtre présentera aussi une impédance à 50 Hz, et influencera le comportement du réseau à la fréquence fondamentale. Il est nécessaire de minimiser cette influence, ou, mieux, de concevoir le filtre de telle sorte que son comportement à 50 Hz puisse être exploité pour optimiser le fonctionnement du réseau.

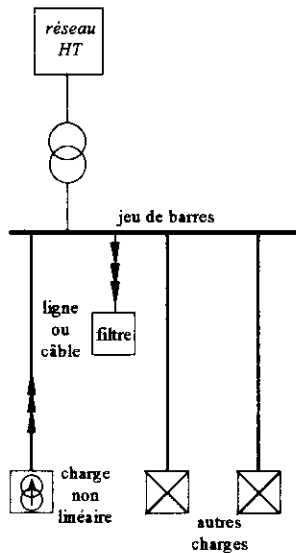


figure 2 : utilisation d'un filtre pour "piéger" les courants harmoniques

Un filtre est avant tout un élément de réseau présentant une impédance suffisamment faible à une fréquence donnée pour pouvoir dériver les courants harmoniques correspondant à cette fréquence, afin d'éviter qu'ils se propagent dans le reste du réseau

Une autre idée pour éviter la propagation des courants harmoniques consiste à introduire sur le réseau des éléments actifs qui vont eux-mêmes injecter des courants harmoniques en opposition de phase avec ceux produits par la charge polluante. La figure 3 illustre cette méthode.

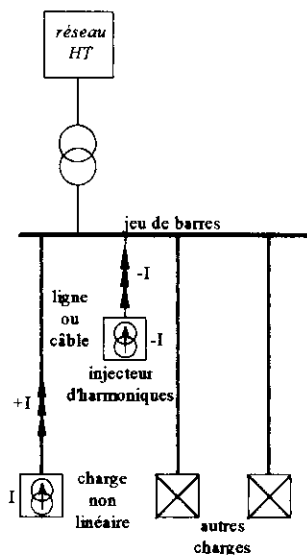


figure 3 : utilisation d'un injecteur d'harmoniques

L'injection dans le réseau de courants harmoniques en opposition de phase avec les courants produits par les charges non-linéaires permet d'éviter toute propagation dans le réseau

Nécessitant à la fois la mesure des courants harmoniques sur le réseau, et aussi la mise en œuvre d'un générateur de courant asservi aux mesures, cette

méthode, dite "filtrage actif", reste aujourd'hui encore essentiellement à l'état de projets de laboratoire. La quasi-totalité des applications industrielles reposent sur des méthodes de filtrage passif, dont nous allons maintenant décrire les grands principes

Filtre résonant LC

Un filtre devant absorber les courants harmoniques à la fréquence f_1 doit présenter une impédance idéalement nulle à la pulsation $\omega_1 = 2\pi f_1$. La structure la plus simple permettant de remplir cette condition est un élément LC série. Son impédance complexe a pour expression :

$$Z_{LC}(\omega) = j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

La condition d'accord d'un tel filtre à la fréquence f_1 est $Z_{LC}(\omega_1) = 0$, ou encore :

$$LC\omega_1^2 = 1$$

N'ayant aucun élément résistif, un tel filtre présente une impédance purement imaginaire jX_{LC} dont la valeur dépend de la fréquence comme illustré sur la figure 4.

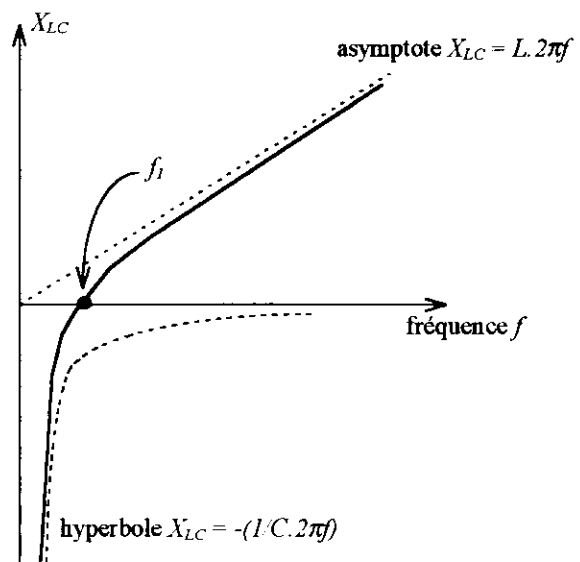


figure 4 : impédance d'un filtre LC parfait en fonction de la fréquence

Un tel filtre est accordé sur une fréquence donnée, pour laquelle il présente une impédance nulle ; pour des fréquences inférieures à cette fréquence de résonance, le filtre a un comportement capacitif ; c'est en particulier le cas à 50 Hz.

La seule condition $LC\omega_1^2 = 1$ ne permet pas de choisir de manière univoque les éléments L et C . Il faudra pour faire ce choix tenir compte aussi du comportement du filtre à la fréquence fondamentale f_0 du réseau. La fréquence f_1 étant nécessairement

supérieure à f_0 ($f_1 = n.f_0$), il est clair sur la figure 4 que l'impédance du filtre à la fréquence fondamentale du réseau aura une partie imaginaire négative, ce qui signifie que le filtre aura un comportement capacitif : il fournira de l'énergie réactive au réseau. Or, il est bien souvent nécessaire d'installer sur un réseau industriel des moyens de compensation de la puissance réactive afin de maintenir le facteur de puissance de l'installation à une valeur minimale imposée contractuellement par le distributeur d'énergie (EDF). Cette compensation se traduit communément par la mise en place de bancs de condensateurs. Les filtres anti-harmoniques participent à cette compensation. Supposons par exemple que l'on souhaite fournir avec un filtre LC accordé à la fréquence f_1 une puissance réactive Q (à la fréquence f_0). En notant respectivement V et U les tensions simple et composée du réseau, on peut calculer Q de la manière suivante :

$$Q = 3 \frac{V^2}{X_{LC}} = \frac{U^2}{\left(L\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0} \right)} = \frac{U^2}{\left(\frac{1}{\omega_1^2 C} \omega_0 - \frac{1}{C\omega_0} \right)}$$

En d'autres termes, la capacité C nécessaire pour que le filtre fournisse la puissance réactive Q (< 0) est :

$$C = \frac{1}{\omega_0 U^2} \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - 1 \right)$$

Il est à noter que cette capacité est de valeur très proche de celle correspondant à un simple banc de condensateurs de puissance réactive Q , donnée elle par :

$$C = - \frac{1}{\omega_0 U^2} Q$$

Ceci est d'autant plus vrai que le rang harmonique filtré est élevé. Dans la pratique, on peut donc approximer rapidement la valeur de la capacité du filtre à partir de la puissance réactive que celui-ci doit fournir.

Par ailleurs, la valeur de l'inductance L est fournie par la condition d'accord à la fréquence f_1 :

$$L = \frac{1}{C\omega_1^2}$$

Dans certaines situations, on peut souhaiter construire un filtre LC ne produisant quasiment pas de puissance réactive. Théoriquement, ceci est possible en prenant C "très petit". Alors, il est clair que L devient nécessairement "très grand". Dans la pratique, ceci n'est guère réaliste car on aboutit à une courbe d'impédance très étroite et la moindre dérive en température des composants du filtre le désaccorde complètement.

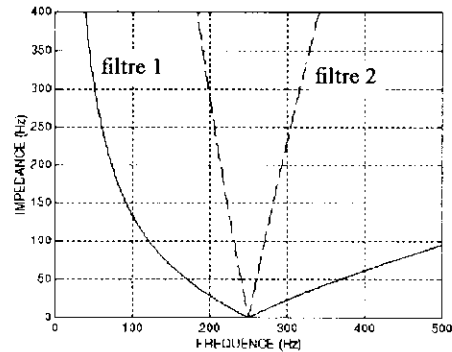


figure 5 : influence de la puissance réactive fournie par un filtre LC

Le filtre 1 ($L=40,5$ mH ; $C=10$ µF) et le filtre 2 ($L=405$ mH ; $C=1$ µF) sont accordés à la même fréquence, mais le filtre 2, qui fournit beaucoup moins de puissance réactive que le filtre 1, a une courbe d'impédance très "étroite". La moindre imprécision ou variation sur les valeurs de L et C dégradera sévèrement ses performances.

Le filtre étudié ci-dessus est un filtre idéal LC. Un filtre réel possède toujours une partie résistive R . Celle-ci modifie légèrement la courbe d'impédance du filtre en fonction de la fréquence. En particulier, cette impédance ne peut plus être rigoureusement nulle à la fréquence de résonance : voir figure 6.

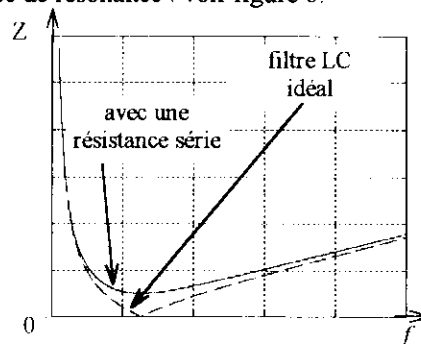


figure 6 : effet d'une résistance série sur la courbe d'impédance d'un filtre résonant LC

La résistance série d'un filtre réel rend impossible un filtrage parfait des harmoniques à la fréquence de résonance du filtre, dont l'impédance ne peut plus s'annuler ; loin de cette fréquence de résonance, et en particulier à 50 Hz, l'impédance du filtre est peu modifiée par la résistance.

Le filtrage n'est plus parfait, ce qui revient à dire que des harmoniques à la fréquence de résonance f_1 continuent à se propager dans le réseau, et ceci d'autant plus que l'impédance du filtre réel est élevée face à l'impédance équivalente du réseau vu des bornes du filtre. Le facteur de qualité q_1 du filtre défini par :

$$q_1 = \frac{L\omega_0}{R}$$

permet de caractériser la présence de la résistance R .

Autres types de filtres

Le filtre résonnant LC décrit dans le paragraphe précédent permet de filtrer une fréquence donnée. Si plusieurs rangs harmoniques doivent être filtrés, il faut en toute théorie installer plusieurs de ces filtres sur le réseau, ce qui n'est pas sans poser certains problèmes à la fois techniques et économiques. Pour simplifier la mise en œuvre des moyens de filtrage, il peut être souhaitable d'installer un filtre dit "passe-haut", c'est-à-dire un filtre absorbant toutes les fréquences supérieures à une fréquence f_c donnée.

La structure la plus simple de filtre passe-haut est la suivante :

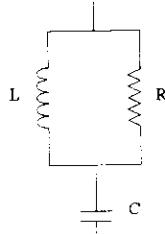


figure 7 : filtre passe-haut

La résistance en parallèle sur l'inductance permet de fixer l'impédance du filtre pour des fréquences élevées, transformant un simple filtre résonnant LC en un filtre passe-haut.

L'impédance d'un tel filtre est :

$$Z = R \frac{(L\omega)^2}{R^2 + (L\omega)^2} + j \left(L\omega \frac{R^2}{R^2 + (L\omega)^2} - \frac{1}{C\omega} \right)$$

La résistance d'un tel filtre doit être choisie suffisamment petite pour qu'il puisse assurer sa fonction "passe-haut", mais suffisamment grande pour limiter les pertes. On peut encore définir un facteur de qualité :

$$q_2 = \frac{R}{L\omega_0}$$

ω_0 désignant toujours la pulsation associée à la fréquence fondamentale du réseau.

L'impédance Z peut être approximée pour des valeurs extrêmes de ω :

- si ω est telle que $\frac{L\omega}{R} \gg 1$:

$$Z \approx R + j \left(\frac{R^2}{L\omega} - \frac{1}{C\omega} \right)$$

- si ω est telle que $\frac{L\omega}{R} \ll 1$:

$$Z \approx \frac{(L\omega)^2}{R} + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

Cette dernière relation est toujours valable à ω_0 dès que le facteur de qualité est suffisamment élevé.

Pour tracer la courbe d'impédance en fonction de la fréquence, on peut calculer $|Z|^2$ pour chacune des deux expressions ci-dessus :

- si ω est telle que $\frac{L\omega}{R} \gg 1$:

$$|Z|^2 \approx R^2 + \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{R^2}{L} - \frac{1}{C} \right)^2$$

$|Z|$ tend bien vers R lorsque ω tend vers l'infini.

Notons que le domaine de validité de cette expression peut être repoussé vers les très hautes fréquences, sans intérêt dans la pratique. En effet, considérons par exemple un facteur de qualité q_2 (défini à 50 Hz) égal à 10. Alors, pour obtenir

$$\frac{L\omega}{R} > 10$$

il faut que la fréquence f soit supérieure à 5 kHz.

- si ω est telle que $\frac{L\omega}{R} \ll 1$:

$$|Z|^2 \approx (L\omega)^2 - 2\frac{L}{C} + \frac{1}{C^2\omega^2}$$

Cette expression sera, elle, valable dans une large bande de fréquence, entre 0 et bien au-delà de f_0 (50 Hz), en particulier si le facteur de qualité du filtre est élevé.

Résoudre l'équation :

$$\frac{d(|Z|^2)}{d\omega} = 0$$

permet de trouver la fréquence pour laquelle l'impédance du filtre sera minimale. Le résultat est :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

On peut donc déterminer la fréquence de coupure du filtre passe-haut à partir de la même relation que pour un filtre résonnant.

Bien sûr, si le facteur de qualité du filtre est faible, ce résultat peut ne plus être rigoureusement exact car ω_c risque de ne plus vérifier :

$$\frac{L\omega_c}{R} \ll 1$$

À titre d'exemple, la figure 8 représente, pour différentes valeurs de facteur de qualité, les courbes d'impédance d'un filtre passe-haut tel que : $L=40,5$ mH et $C=10$ μ F.

Il est clair sur cette figure que pour avoir un filtre "passe-haut", il faut que le facteur de qualité ne soit pas trop élevé, afin que l'impédance reste faible lorsque $\omega > \omega_c$. Cependant, diminuer le facteur de

qualité augmente les pertes engendrées par le filtre ; le dimensionnement est donc un compromis entre facteur de qualité (pertes) et efficacité.

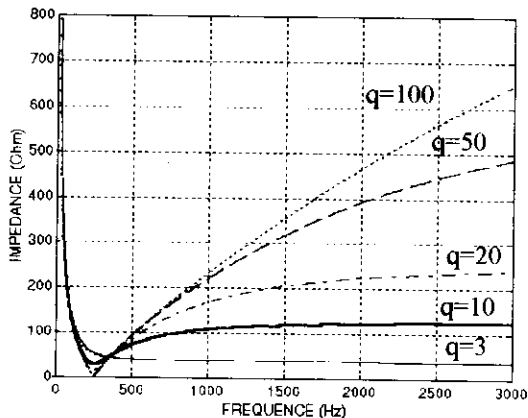


figure 8 : impédance d'un filtre passe-haut en fonction de la fréquence

Le dimensionnement du filtre passe-haut est un compromis entre le facteur de qualité et les performances en matière de filtrage des fréquences hautes.

Le raisonnement développé ci-dessus montre qu'à 50 Hz, le comportement du filtre est très proche de celui du filtre résonnant LC que l'on obtiendrait en omettant la résistance R . Ceci est illustré par la figure 8, pour laquelle les quatre courbes sont confondues dans la bande [0;100 Hz].

De ce fait, et en utilisant les résultats obtenus lors de l'étude du filtre résonant LC, on peut encore affirmer que le filtre passe-haut fournira à la fréquence fondamentale du réseau une puissance réactive très bien approximée par celle que fournirait la capacité C seule.

Exemple numérique

Reprenons le réseau présenté dans l'article précédent. L'ensemble des charges non linéaires absorbent un courant présentant essentiellement des harmoniques 5, 7, 11 et 13. Par ailleurs, un banc de condensateurs installé sur le jeu de barres fournit une puissance réactive de 6 MVAR afin de maintenir le facteur de puissance de l'installation à une valeur correcte.

L'étude de cette configuration conduit à une distorsion harmonique de la tension de l'ordre de 15%. Cette valeur étant inacceptable, on souhaite installer 3 filtres résonnants accordés sur les fréquences 250 Hz, 350 Hz et 600 Hz. Ce dernier filtre représente un compromis permettant de filtrer de manière imparfaite deux fréquences proches avec un seul élément LC. En dimensionnant ces filtres pour qu'ils fournissent chacun 2 MVAR, le banc de condensateurs peut être supprimé.

L'utilisation des relations établies résultats lors de l'étude du filtre résonant LC, conduit aux valeurs suivantes :

fréquence filtrée	L (mH)	C (μ F)
250 Hz	26,5	15,3
350 Hz	13,5	15,6
600 Hz	4,4	15,8

On peut par ailleurs attribuer à chaque filtre une résistance série correspondant par exemple à un facteur de qualité de 15.

Les courbes d'impédance de ces filtres sont les suivantes :

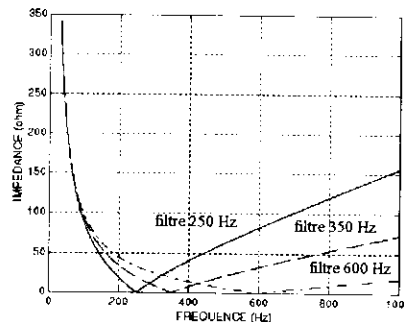


figure 9 : impédance des filtres en fonction de la fréquence

Il est difficile de voir l'effet de la résistance série sur ces figures avec l'échelle choisie ; toutefois, celle-ci est primordiale à la fréquence de résonance et permet de déterminer la distorsion de la tension sur le jeu de barres

Ces courbes illustrent également le fait que, à C constant, plus la fréquence de résonance est élevée, plus la zone "utile" du filtre est large. Ceci permet en particulier de n'utiliser qu'un seul filtre pour éliminer deux harmoniques de rangs élevés, mais proches l'un de l'autre (tels que 550 Hz et 650 Hz).

Supposons que l'on veuille à nouveau calculer la distorsion de la tension sur le jeu de barres. Le schéma à considérer est celui de la figure 10. Pour calculer la tension sur le jeu de barres associée à chaque courant harmonique, on peut calculer l'impédance totale des 4 branches en parallèle (les 3 filtres et l'impédance de source) puis multiplier cette impédance par le courant harmonique considéré. Ce calcul ne pose pas de problème théorique, mais est très lourd à mener "à la main". En revanche, ce calcul est très rapide avec un logiciel ou une calculatrice manipulant des nombres complexes.

Pour faire un calcul beaucoup plus rapide, mais approché, on peut considérer que le courant harmonique n'est absorbé que par le filtre correspondant à sa fréquence. La tension est alors calculée en multipliant le courant par l'impédance de ce filtre à la fréquence considérée. Cette impédance est elle-même très simple : pour les deux filtres 250 Hz et 350 Hz, il s'agit de la résistance série alors que pour le filtre 600 Hz, c'est l'impédance LC qui est prépondérante à 550 Hz et 650 Hz (voir figure 9).

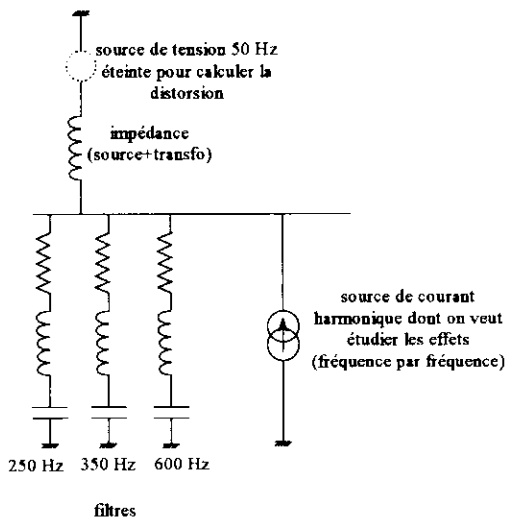


figure 10 : schéma à prendre en compte pour étudier la distorsion de la tension sur le jeu de barres

Ce schéma conduit à calculer le dipôle équivalent constitué de 4 branches en parallèle pour en déduire la tension sur le jeu de barres pour chacune des fréquences harmoniques

Le calcul approché conduit aux résultats suivants :

fréquence	courant (A)	impéd. (Ω)	tension (V)
250 Hz	11,5	0,55	6,3
350 Hz	8,25	0,28	2,3
550 Hz	5,25	3,1	16,3
650 Hz	4,44	2,5	11,0

Il est clair que c'est le fait d'avoir choisi de filtrer les deux fréquences hautes avec un seul filtre qui introduit la plus grande distorsion.

La distorsion totale en tension sur le jeu de barres est de 0,18 %. Le résultat exact en tenant compte de toutes les impédances pour chacune des fréquences conduit à un taux de 0,21 %. Ces chiffres sont à comparer avec ceux fournis dans l'article précédent (2,1 % sans compensation et 14,8 % avec compensation).

Il est également intéressant de visualiser la valeur de l'impédance équivalente du réseau vu des bornes de la charge polluante en fonction de la fréquence. Là encore, ce calcul (mise en parallèle des 3 filtres et de l'impédance de source) peut être mené facilement avec une calculatrice manipulant des nombres complexes.

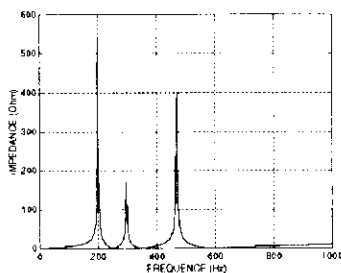


figure 11 : impédance totale du réseau en fonction de la fréquence

La mise en place de filtres force la courbe d'impédance à passer par des points d'impédance nulle pour les fréquences d'accord. Entre deux de ces points figure toujours un "pic" d'impédance, dont on ne maîtrise pas a priori la position.

La figure 11 montre que l'introduction de filtres dans le réseau n'a pas que des effets bénéfiques. En effet, si l'impédance s'annule bien pour les fréquences d'accord des filtres, on voit aussi apparaître des pics d'impédance. Ces pics peuvent avoir des effets très néfastes s'ils sont placés à des fréquences contenues dans le courant de la charge polluante, mais négligées lors du choix des filtres. Par exemple, on néglige souvent la composante à 200 Hz dans le spectre de courant d'une charge polluante. Si toutefois l'impédance du réseau avec ses filtres passe par un pic à 200 Hz, comme c'est le cas sur la figure 11, on risque de voir apparaître une tension importante à cette fréquence sur le jeu de barres. Ces risques de résonance doivent être étudiés avant d'installer des filtres.

D'une manière générale, on peut montrer que l'introduction, grâce aux filtres, de "zéros" dans l'impédance isomorphe (en p) du réseau s'accompagne toujours de l'apparition de "pôles", chacun d'entre eux étant placé entre deux zéros et générant un "pic" d'impédance, à une fréquence susceptible de faire apparaître des phénomènes de résonance.

Conclusion

L'exploitation d'un réseau d'énergie industriel passe de plus en plus souvent par l'étude de la propagation et des effets des courants harmoniques générés par les installations alimentées. Lorsque la distorsion harmonique est inacceptable, il est nécessaire de prévoir des moyens de filtrage. Les filtres installés communément aujourd'hui sont des associations d'éléments R,L,C. Il peuvent être conçus pour filtrer une fréquence donnée (filtres résonnants) ou toutes les fréquences supérieures à un rang donné (filtres amortis). Deux structures ont été décrites ci-dessus, mais il en existe d'autres, correspondant à chaque fois à un compromis différent entre le nombre d'éléments à mettre en œuvre, la sélectivité du filtre et le coût à la fois de fabrication et d'exploitation.

Il est important de noter que les filtres ont toujours un comportement capacitif à 50 Hz et qu'ils sont aussi utilisés pour compenser la puissance réactive produite par les charges.

Résoudre (ou construire) un problème à propos du filtrage des harmoniques dans un réseau d'énergie peut être assez simple si on fait des hypothèses suffisantes sur la façon dont se propagent ces harmoniques. Toutefois, aborder le même type de problème sur une installation réelle peut devenir très compliqué si ces hypothèses doivent être abandonnées. Les thèmes abordés dans ces deux articles doivent alors être complétés par des notions plus pointues. Nous restons à la disposition des lecteurs curieux pour répondre à leurs questions.

PROBLÈME DE LA MOTORISATION D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE (première partie)

Bernard MULTON, Laurent HIRSINGER

ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN, département EEA, LÉSIR, URA CNRS D1375
61, avenue du Président WILSON, 94235 CACHAN Cédex

Pour des raisons de volume, cet article a été fractionné en deux parties, cette première partie (12 pages) se termine donc sans conclusion et sans la bibliographie. La deuxième partie (10 pages) paraîtra dans un prochain numéro de la revue.

1- INTRODUCTION

L'idée d'utiliser l'énergie électrique pour mouvoir des véhicules n'est pas nouvelle, elle est née dès que les premiers moteurs électriques ont commencé à fonctionner, les piles ayant été découvertes auparavant. Dès les années 1840, des prototypes de véhicules ferroviaires (Edinburgh, 1842) et de bateaux (Saint Petersburg, 1834) furent propulsés par des moteurs électromagnétiques alimentés par des piles. A la fin du siècle dernier, plusieurs automobiles électriques alimentées, cette fois, par des accumulateurs électrochimiques furent réalisées. A cette époque où les moteurs thermiques étaient loin du stade actuel, il semblait que la propulsion électrique ait ses chances, on connaît la suite. Soulignons toutefois les performances honorables atteintes par tous ces prototypes, ainsi la fameuse "Jamais Contente" (Figure 1.1) avait roulé à 105 km/h en 1899 et, en 1901, un trajet de 307 km sans recharge avait été réalisé [1].

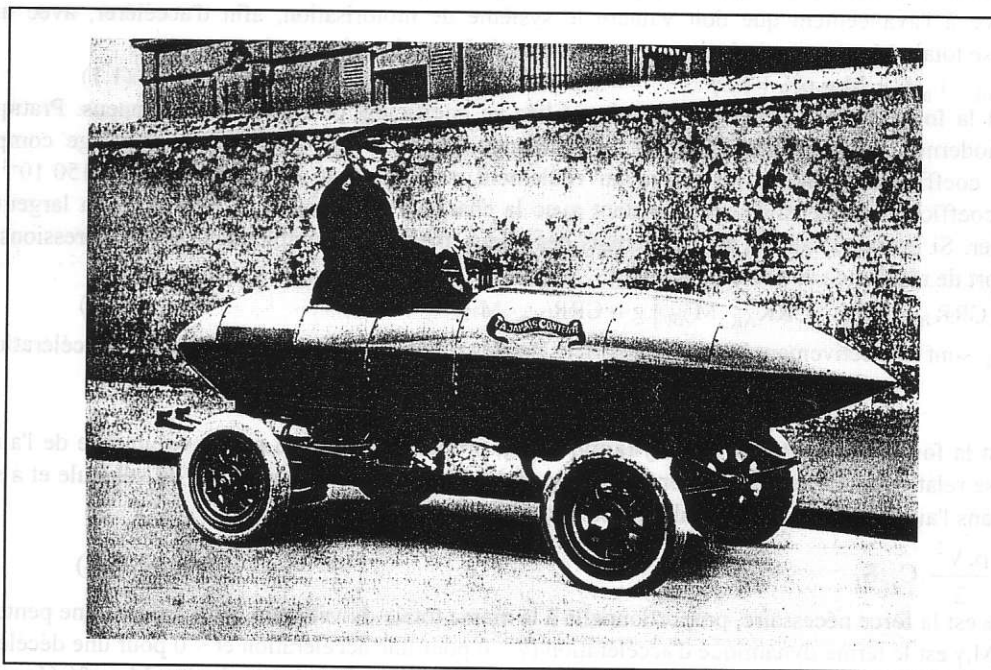


Figure -1.1- 1899 : la "Jamais Contente" atteint 105 km/h

Il faut reconnaître que le frein essentiel au développement du véhicule électrique était et reste, encore aujourd'hui, lié aux faibles performances des batteries dont l'énergie massique est comprise entre 30 et 100 W.h/kg environ [2, 3, 4] alors que l'essence "contient" à peu près 10 000 W.h/kg, soit 100 fois plus que les meilleurs accumulateurs actuels. Même avec un rendement thermique de 25% cela confère une belle autonomie au véhicule thermique et, qui plus est, avec une recharge très rapide. La puissance équivalente de recharge (pour 50 litres remplis en 5 minutes) vaut environ 6 MW thermiques ou 1,5 MW utiles si l'on tient compte du rendement thermique. Ainsi deux inconvénients notables du véhicule électrique sont liés à son système de stockage d'énergie : d'une part, masse élevée de batterie/faible autonomie et, d'autre part, grande puissance électrique de recharge ou longue durée de recharge. En revanche ses deux principaux atouts sont l'absence de pollution atmosphérique locale et le faible bruit acoustique. Le bon rendement est un avantage de second ordre quand l'électricité est produite par des centrales thermiques, surtout nucléaires. Remarquons que, dans ce dernier cas, l'utilisation d'électricité permet de réduire notre consommation d'hydrocarbures. Les crises pétrolières ont chaque fois réveillé les projets de véhicule électrique mais cela n'a pas suffi. C'est aujourd'hui la recherche d'une meilleure qualité de vie qui relance les études. Ainsi la décision de l'état de Californie, aux USA, conduira-t-elle à une augmentation progressive du nombre de véhicules électriques, seule solution permettant de satisfaire, dans l'avenir proche, la norme ZEV (Zero Emission Vehicle) qui impose une proportion progressivement croissante de véhicules, sans rejet de gaz ou de particules, jusqu'à 10% des immatriculations en 2003 [5].

Beaucoup de villes dans le monde sont gravement atteintes par les problèmes de pollution et il est probable que de telles décisions se multiplient dans les années à venir.

Malgré les handicaps évoqués, un nombre marginal de véhicules tout électriques se sont développés depuis plusieurs décennies, par exemple, pour la collecte des ordures, pour le transport de marchandises dans les gares et les aéroports, les qualités essentielles recherchées étant ici la propreté et le silence de fonctionnement. Dans le domaine ferroviaire, la propulsion est, en très grande majorité, électrique mais l'alimentation est faite par caténaire ou rail(s) conducteur(s). Sur les lignes non électrifiées, on a recours à des locomotives thermoélectriques, un moteur diesel fonctionnant à régime constant entraîne un générateur alimentant lui même des moteurs électriques à travers des convertisseurs statiques à semi-conducteurs. Dans ces conditions, le moteur thermique travaille avec un rendement optimal et une pollution minimale, en outre le réglage électrique de vitesse est beaucoup plus souple, il permet, entre autres, une grande plage de réglage de vitesse sans embrayage ni boîte de vitesses ainsi qu'un antipatinage efficace. Ces exemples montrent assez bien ce que la traction électrique peut apporter comme avantages.

Dans le chapitre suivant, nous déterminons les caractéristiques mécaniques requises pour l'entraînement d'un véhicule. Ensuite, dans la troisième partie, nous décrivons les caractéristiques générales des moteurs électromagnétiques, nous montrons, en particulier les moyens d'atteindre des forts couples massiques ou des hautes puissances massiques. Dans le quatrième chapitre, nous posons le problème de la motorisation dite "tout électrique" et nous mettons en évidence les avantages et inconvénients des solutions avec ou sans boîte de vitesses, mono et multi-moteurs. Enfin, en guise de conclusion, nous abordons le problème de l'optimisation de la chaîne de traction.

2- EXIGENCES FONCTIONNELLES DU VÉHICULE

Considérons maintenant les caractéristiques mécaniques requises pour l'entraînement d'un véhicule roulant. L'effort total de résistance à l'avancement que doit vaincre le système de motorisation, afin d'accélérer, avec une intensité γ , le véhicule, de masse totale M comprend plusieurs composantes définies ci-après :

$$F_r = F_{\text{roul}} + F_{\text{aéro}} + M.g.p\% + M.\gamma \quad (1.1)$$

F_{roul} est la **force de résistance au roulement** liée au coefficient de roulement des pneus. Pratiquement, avec des pneumatiques modernes à très faible résistance au roulement [6], avec une pression de gonflage comprise entre 1,8 et 2,2 daN/cm², le coefficient CRR de résistance au roulement vaut environ $100 \cdot 10^{-4}$ (environ $150 \cdot 10^{-4}$ pour des pneus classiques). Ce coefficient est sensiblement constant avec la charge. Pratiquement, il dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier. Si les pneus avant sont différents des pneus arrières ou, simplement, si leurs pressions de gonflage sont différentes, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_{\text{roul}} = [CRR_{\text{AV}} \cdot M_{\text{AV}} + CRR_{\text{AR}} \cdot M_{\text{AR}}] \cdot g \cong CRR_{\text{moy}} \cdot M.g \quad (1.2)$$

où M_{AV} et M_{AR} sont respectivement les masses portées par les roues avant et arrières et g est l'accélération de la pesanteur ($9,81 \text{ m.s}^{-2}$).

$F_{\text{aéro}}$ est la **force de résistance aérodynamique** [7], proportionnelle à la masse volumique de l'air ($1,28 \text{ kg/m}^3$), au carré de la vitesse relative (compte tenu du vent) par rapport à l'air, à la section frontale S_f du véhicule et à son coefficient C_x de pénétration dans l'air (environ 0,3 à 0,4 habituellement) :

$$F_{\text{aéro}} = \frac{\rho \cdot V^2}{2} \cdot C_x \cdot S_f \quad (1.3)$$

$M.g.p\%$ est la force nécessaire, proportionnelle à la masse totale du véhicule, pour vaincre une pente à $p\%$.

Enfin, $M.\gamma$ est le terme dynamique d'accélération ($\gamma > 0$ pour une accélération et < 0 pour une décélération).

Les énergies associées aux forces d'accélération (énergie cinétique) et de gravitation $M.g.p\%$ (énergie potentielle) est réversible et peuvent être récupérées si le système de motorisation est réversible.

Si v est la vitesse de déplacement du véhicule, la puissance à fournir aux roues vaut :

$$P_r = F_r \cdot v \quad (1.4)$$

À vitesse stabilisée, en palier, la puissance à fournir comprend un terme de frottement proportionnel à la vitesse et un terme de résistance aérodynamique proportionnel au cube de la vitesse. **Pour un fonctionnement en cycle urbain où la vitesse reste faible** (moins de 50 km/h : effort aérodynamique négligeable), l'effort total ainsi que la puissance sont sensiblement proportionnels à la masse du véhicule :

$$F_r \cong M.g.p\% + CRR_{\text{moy}} \cdot M.g + M.\gamma = K.M \quad (1.5)$$

Même s'il y a récupération d'énergie au freinage, la consommation totale de puissance, dans ce type de fonctionnement, est proportionnelle à la masse, soit environ $130 \cdot 10^{-3} \text{ W.h/km.kg}$ (de 50 à $200 \cdot 10^{-3}$ selon les véhicules), moyenne faite d'après des données constructeur issues de [8]. Pratiquement, les valeurs mesurées (prenant en compte le rendement de recharge) sont plus proches de $260 \cdot 10^{-3} \text{ W.h/km.kg}$, moyenne effectuée sur 20 véhicules électriques ayant participé aux "12 heures électriques" de Namur, en septembre 1991, [9]. Dans le même article, l'auteur montre, d'après des

observations, qu'en réalité la consommation est une fonction de la masse du véhicule, pour 500, 1000 et 2000 kg, les consommations moyennes valent respectivement 350, 250 et 200 10^{-3} W.h/km.kg.

La **figure 2.1** montre la puissance requise, à vitesse stabilisée, pour l'entraînement d'un véhicule urbain (masse en charge de 1150 kg, $CRR = 150 \cdot 10^{-4}$, $S_f = 2,5$ m², $C_x = 0,32$) en palier et en pente à p% :

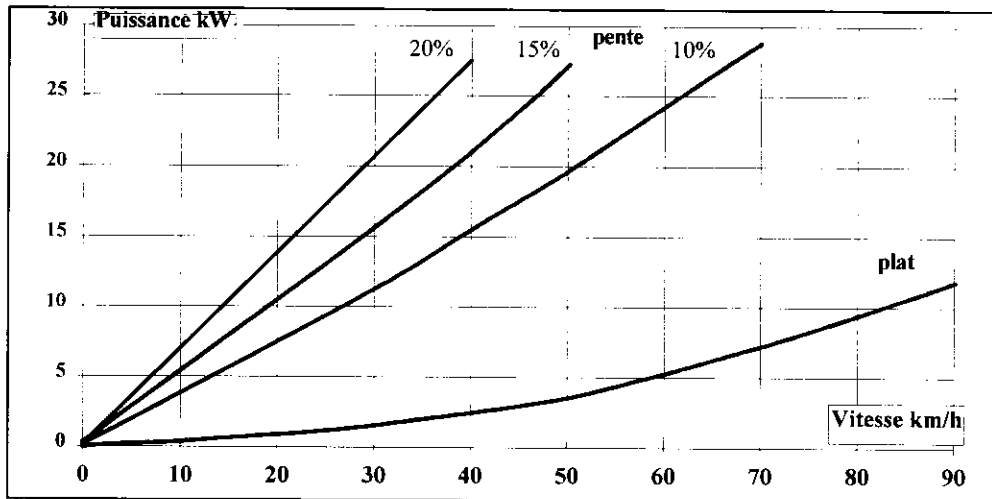


Figure -2.1- Puissance requise aux roues pour un véhicule urbain à vitesse stabilisée

On voit que la puissance maximale requise dépend de la vitesse maximale (12 kW à 90 km/h et 22 kW à 120 km/h) et de la pente maximale à basse vitesse (25 kW à 60 km/h et pente à 10%). L'effort maximal est, quand à lui, directement lié au démarrage en forte pente (2250 N à 20%). Pour un **véhicule urbain 4/5 places**, cette puissance maximale vaut environ 20 à 30 kW, en régime intermittent, selon les exigences et une dizaine de kW permanents. Une **voiturette 1/2/3 places** requiert, quant à elle, une puissance d'environ 5 kW permanents et 8 kW crêtes [6]. Un **véhicule routier** nécessite entre 40 et 50 kW permanents pour permettre un déplacement autoroutier. Un **véhicule utilitaire** [10] ou un **minibus urbain** a besoin de quelques 40 kW. Un **bus urbain** (vitesse maxi de 70 km/h, pente maxi 18%, masse à vide 17,6 tonnes [11]) fonctionne avec une puissance crête de 160 kW et de 110 kW permanents. Enfin, les 2 roues peuvent aussi être motorisés électriquement. Des **motocyclettes** sont actuellement commercialisées en Suisse (ASMO-Engineering AG, Bâle), deux versions sont proposées : l'une de 14 kW (vitesse maxi : 163 km/h, autonomie : 180 km), l'autre de 25 kW (vitesse maxi : 205 km/h, autonomie : 250 km). Peugeot Motocycles envisage de produire des **scooters** électriques [12]. Des **bicyclettes** assistées électriquement (analogues au "Solex") sont commercialisées en Chine depuis 1982, pour une charge utile de 90 kg, une vitesse maxi de 24 km/h et une pente maxi de 7°, soit 12%, une puissance maximale de 200 W suffit, leur autonomie vaut 30 km [13]. Ceci permet de constater qu'il est possible de réaliser une motorisation électrique sur de nombreux types de véhicules. La **figure 2.2** montre quelques exemples de véhicules électriques commercialisés ou en voie de l'être. Le tableau ci-dessous donne les ordres de grandeur de puissance maximale nécessaire pour les divers types de véhicules cités.

type de véhicule	vélo	moto rapide	voiturette	voiture urbaine	voiture routière	véhic. utilit. urbain	bus urbain
Puissance maximale	200 W	14/25 kW	8 kW	20/30 kW	40/50 kW	40 kW	160 kW

Si des accélérations importantes sont souhaitées, il faut, bien entendu, accroître la puissance impulsionnelle ou transitoire [14], sachant que la puissance maximale est une contrainte importante de conception, à la fois, pour les batteries (courant maximal et rendement) et pour le ou les moteurs.

Considérant les consommations évoquées précédemment et afin d'assurer l'autonomie habituellement procurée par les véhicules classiques, il faudrait stocker environ **40 kW.h pour 400 km en zone urbaine** avec un petit véhicule 4/5 places et environ **140 kW.h pour 600 km d'autoroute** avec un véhicule routier. Le stockage dans des accumulateurs électrochimiques de telles quantités d'énergie nécessite une masse de batterie de 1330 kg et 4700 kg, avec une technologie plomb-acide (la plus économique aujourd'hui) [2] et, respectivement, 400 kg et 1400 kg, avec une technologie sodium-soufre (la plus performante et adaptée à l'échelle de la traction électrique) [4]. Une masse de batteries supérieure à 400 kg semble inacceptable dans un véhicule d'environ 1 tonne, aussi bien pour des raisons d'encombrement que de masse (comportement routier et consommation...). Enfin, soulignons que l'énergie massique d'une batterie doit être définie pour une durée de décharge donnée (puissance), cette caractéristique fondamentale peut alors différer très sensiblement de ce qui est obtenu en décharge lente (voir **chapitre 5**). Par exemple, en décharge une heure, l'écart entre les technologies plomb-acide et cadmium-nickel se creuse à l'avantage de ce dernier.

Notons que le stockage inertiel (volant cinétique) qui ne permettait naguère que des densités d'énergie de 8 à 25 W.h/kg (avec des matériaux composites haute résistance mécanique) [15] regagne de l'intérêt aujourd'hui. En effet, une société américaine (American Flywheel Systems) a fabriqué des "piles électromécaniques" permettant d'atteindre une densité d'énergie d'environ 100 W.h/kg [48]. Chaque pile est constituée d'un volant d'inertie en fibre de carbone tournant à 200 000 tr/mn associé à un rotor à aimants permanents. L'effet gyroscopique, à craindre avec ce genre de dispositif, est éliminé par l'utilisation de piles dont les volants tournent en sens contraire ; par exemple, le prototype Impact de General Motors serait équipé de 12 piles qui lui procureraient une autonomie de 480 km, toujours selon [48]. En outre les capacités de charge et décharge rapides ne sont plus limitées par les processus électrochimiques des batteries conventionnelles et peuvent être accrues.

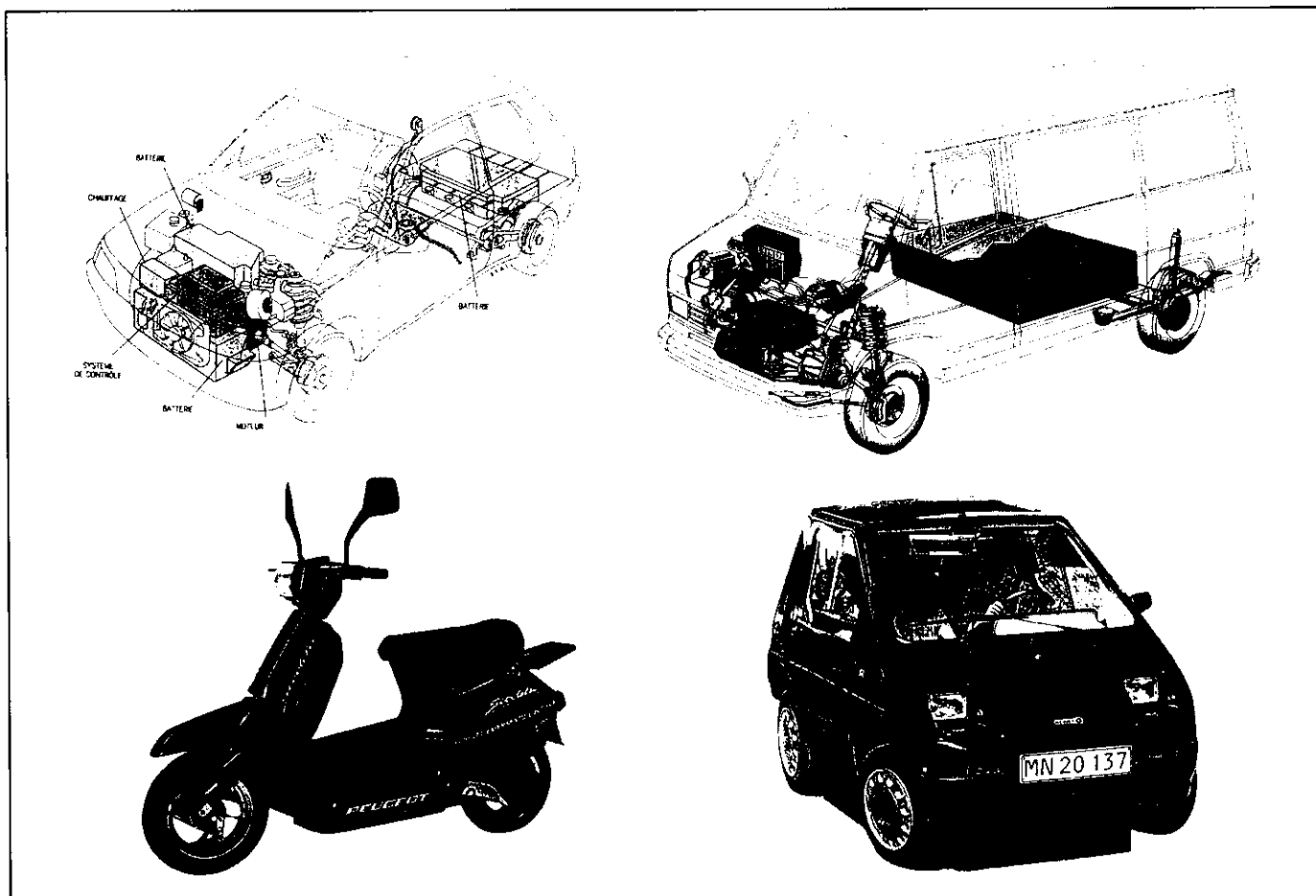


Figure -2.2- Exemples de véhicules électriques (106/AX, Scooter Peugeot, J5/C25/Ducatto, voiturette KEWET)

En outre, pour assurer le chauffage de l'habitacle, on ne peut plus compter sur les pertes du moteur, un chauffage électrique (proposé dans certaines voiturettes) grève considérablement l'autonomie. Pour assurer le confort thermique des véhicules électriques, on a généralement recours à des brûleurs à essence ou à alcool [16]. Aussi, les véhicules tout électriques proposés actuellement sont-ils exclusivement urbains ; leur autonomie théorique est comprise entre 100 et 200 km avec des technologies de batteries relativement conventionnelles (plomb-acide et cadmium-nickel). Le freinage récupératif permet d'accroître sensiblement l'autonomie en cycle urbain (d'environ 20%), il permet, en outre, d'obtenir un frein moteur. Pour ces raisons, il est nécessaire d'avoir un système de conversion réversible.

Pour répondre à des conditions de fonctionnement plus étendues, des solutions **hybrides** sont possibles [17, 18]. Elles permettent d'associer les qualités du moteur thermique qui, alimenté par du carburant, confère une autonomie importante, à celles du moteur électrique non polluant (émissions gazeuses et bruit). De nombreuses possibilités ont été proposées. On peut, grossièrement, distinguer deux familles qualifiées d'**hybride série** et d'**hybride parallèle** [19]. La figure 2.3 montre schématiquement les principaux concepts de véhicules équipés de moteurs électriques.

Dans la solution **hybride série**, le moteur thermique entraîne un générateur électrique qui débite sur une batterie en tampon et alimente le ou les convertisseurs du ou des moteurs électriques de traction. Le moteur thermique peut être classique (actuellement, par exemple le prototype Peugeot 405 hybride est équipé d'un diesel qui entraîne, à 3500 tr/mn et à travers un multiplicateur de vitesse (rapport 5,8), un alternateur de 40 kVA, le tout alimente deux motoréducteurs de 20 kW (un par roue arrière) [10]). Le moteur principal peut être aussi une turbine qui présente l'avantage d'une plus grande compacité (Volvo [18]). Ces chaînes de traction présentent, aussi, l'avantage de faire travailler le moteur thermique à vitesse constante ou/et avec un rendement optimisé et une pollution réduite, en outre, celui-ci peut être dimensionné pour la puissance moyenne, la batterie

permettant de fournir les pointes de puissance. L'inconvénient majeur, outre le coût élevé, est un rendement global très médiocre car l'énergie transite successivement dans un nombre élevé de convertisseurs (thermodynamique, mécanique, électromécanique, électrochimique, électronique, électromécanique, mécanique). Dans le futur, le groupe de génération électromécanique pourrait être avantageusement remplacé par des piles à combustible (convertisseurs thermo-électriques).

La motorisation **hybride parallèle** permet aux deux moteurs, thermique et électrique, de pouvoir fonctionner ensemble ou séparément ce qui permet de satisfaire aux objectifs routier et urbain avec un surcoût moindre. Le fonctionnement simultané et optimisé des deux moteurs permet d'améliorer le rendement et de réduire la pollution [20]. Par exemple, Volkswagen a présenté en 1991 la "Chico" équipée d'un moteur thermique bicylindre à essence de 34 ch (25 kW) et d'un moteur asynchrone de 6 kW [10].

Certains auteurs préfèrent utiliser l'appellation "**bimode**" pour les véhicules utilisant 2 sources d'énergie : thermique (carburant) et électrique (batterie ou caténaire). Dans ce cas, la dénomination "hybride" n'est utilisée que pour les propulsions à partir d'une seule source d'énergie (cas du véhicule hybride série décrit précédemment).

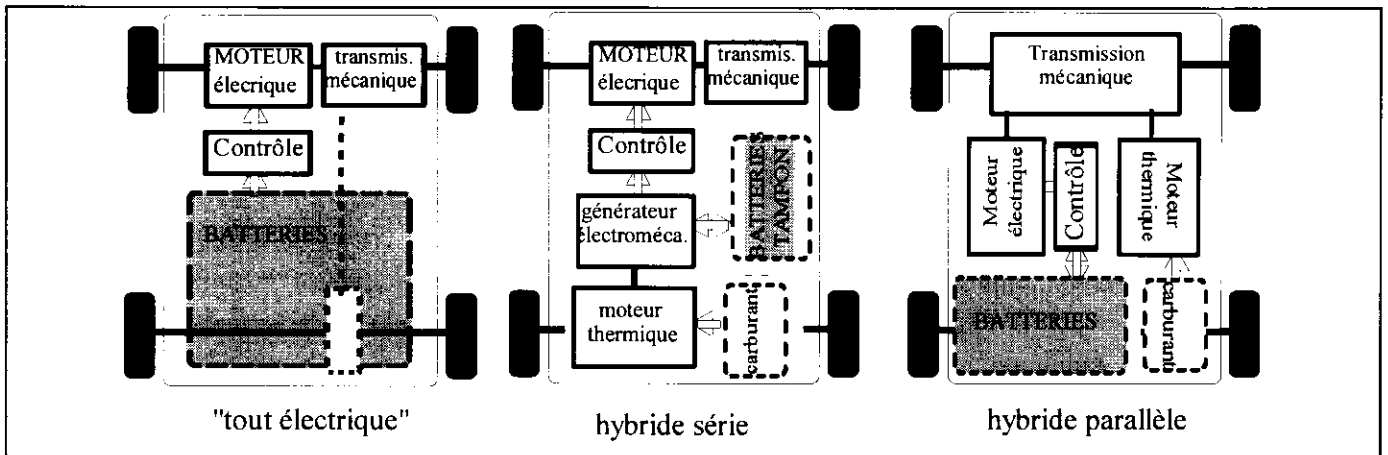


Figure -2.3- Motorisations "tout électrique" et hybrides

Dans la suite de cet article, nous nous intéresserons uniquement au véhicule tout électrique, même si ce que nous verrons au sujet des transmissions mécaniques et des moteurs électriques est général et applicable aux véhicules hybrides.

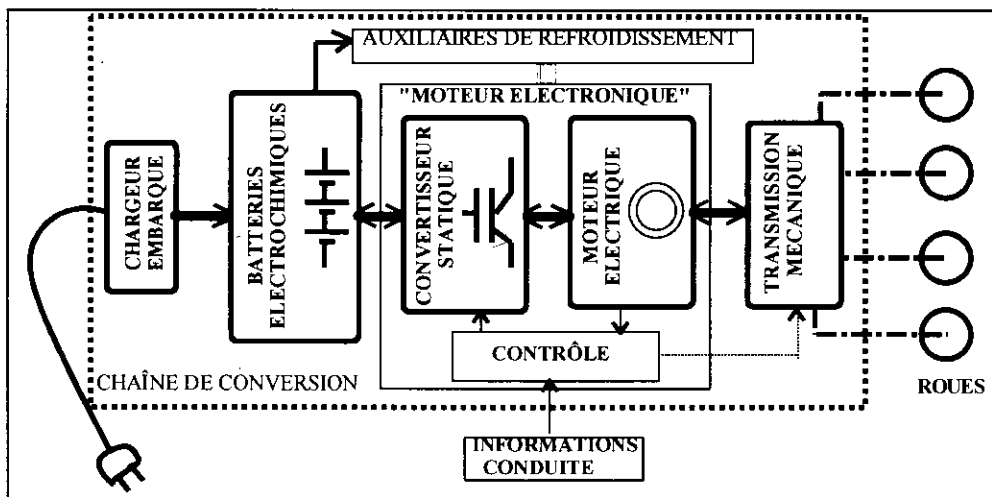


Figure -2.4- Schéma fonctionnel de la chaîne de conversion d'énergie d'un véhicule "tout électrique"

La chaîne de conversion d'un véhicule tout électrique peut être décomposée en éléments décrits dans la figure 2.4. Il s'agit, si l'on part du réseau d'alimentation alternatif, du chargeur de batteries, de la batterie électrochimique, source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur électronique, moteur et commande et, enfin, de la transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur. Pour l'analyse de la consommation totale, il faut aussi prendre en compte les auxiliaires comme le système de refroidissement (air ou eau) du moteur et de son convertisseur électronique ainsi que les différents accessoires classiques des véhicules thermiques (pompe d'assistance de freinage et de direction, pulseur d'air d'habitacle, éclairage...). Nous ne nous intéresserons ici qu'à la chaîne de traction proprement dite mais il va de soi que la totalité des équipements électriques doit être optimisée pour maximiser l'autonomie du véhicule.

3- CARACTÉRISTIQUES ET LIMITES DES MOTEURS ÉLECTROMAGNÉTIQUES À ALIMENTATION ÉLECTRONIQUE

3.1 Rappel du principe des moteurs électromagnétiques

Les moteurs électromagnétiques, qu'ils soient de type synchrone (moteurs à courant continu à collecteur ou synchrones à commutation électronique), asynchrones ou à réluctance variable, fonctionnent tous sur un principe commun. Leur couple peut toujours se calculer à partir des variations de l'énergie électromagnétique [21, 22] échangée via les bobinages d'alimentation. Même si les divers moteurs ont des performances sensiblement différentes, leur principe de base peut être décrit à partir de celui du moteur de type synchrone dans lequel on produit séparément un champ inducteur, dit d'excitation, et un champ induit. La **figure 3.1** montre une portion d'une structure cylindrique de moteur synchrone dans laquelle l'inducteur est à aimants alternés montés en surface. Pour simplifier l'analyse, les conducteurs de l'induit ont été placés dans l'entrefer (pas d'encoches), ceci permet de calculer les efforts directement par la loi de Laplace. Pratiquement, les conducteurs de l'induit sont presque toujours logés dans des encoches, les efforts produits sont alors sensiblement différents en valeurs "instantanées" mais conservent la valeur moyenne calculée sur la base de la loi de Laplace. Dans l'exemple idéal considéré, l'induction sous un pôle de l'aimant rotorique s'inverse brutalement lors du changement de polarité (répartition rectangulaire). En outre, le champ d'induit, produit par les conducteurs de plusieurs phases, reste, lui aussi, constant en regard des pôles pendant leur déplacement. Cette dernière hypothèse impose une infinité de conducteurs dans lesquels on inverse instantanément le courant à chaque déplacement angulaire infinitésimal. Notons que dans un moteur à commutation électronique en rotation, ce "déplacement des courants" en synchronisme avec le champ inducteur est appelé autopilotage. Il est réalisé mécaniquement dans le moteur à courant continu à collecteur où l'inducteur est fixe et l'induit tournant.

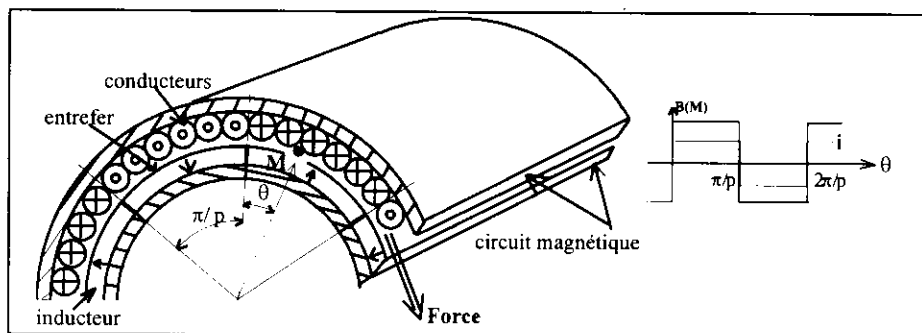


Figure -3.1- Structure électromagnétique de base (sans encoches : bobinages dans l'entrefer).
Principe de la génération des efforts

Nous raisonnons ici sur des moteurs à structure cylindrique et rotor intérieur dans lesquels le champ inducteur est dit radial. Ce sont les structures les plus fréquentes, rappelons toutefois qu'il est possible de placer le rotor à l'extérieur du stator (structures inversées) ou, encore, que la géométrie peut être discoïde à champ axial.

3.2 Pression tangentielle d'entrefer des moteurs électromagnétiques

En supposant l'induction uniforme sous chaque pôle et le courant total d'induit constant comme décrit à la **figure 3.1**, on calcule la force résultante tangentielle F_T à partir des forces de Laplace ainsi que la **pression tangentielle** σ_T correspondante :

$$F_T = \sum (I \cdot B \cdot l) = B \cdot (\sum I) \cdot l = B \cdot A_L \cdot (2 \cdot \pi \cdot r) \cdot l = B \cdot A_L \cdot S_e \Rightarrow \sigma_T = \frac{F_T}{S_e} = B \cdot A_L \quad (3.1)$$

où A_L est la **densité linéique** (définie par rapport à la longueur de la périphérie de l'entrefer) de courant et où r et l sont respectivement le rayon et la longueur du cylindre d'entrefer du moteur.

Pratiquement, l'induction d'entrefer et le champ résultant (des q phases) d'induit (par exemple, répartition sinusoïdale) ne sont pas uniformes, alors :

$$\sigma_T = K \cdot \langle B \rangle \cdot A_L \quad (3.2)$$

où K est un coefficient peu inférieur à 1 et où $\langle B \rangle$ est l'induction moyenne sous un pôle.

On peut aussi parler de **couple par unité de volume du rotor ou du cylindre d'entrefer** V_e ("cylindrée" dans le cas des moteurs cylindriques), celui-ci est proportionnel à σ_T :

$$\sigma_T = \frac{F_T}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot l} = \frac{F_T \cdot r}{2 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot l} = \frac{C}{2 \cdot V_e} \quad (3.3)$$

$$\frac{C}{V_e} = 2 \cdot \sigma_T \text{ en N.m/m}^3 \quad (3.4)$$

Connaissant l'ordre de grandeur de la pression tangentielle σ_T , il permet d'estimer grossièrement le volume d'entrefer nécessaire pour produire un certain couple moyen.

En pratique, on montre que, lorsque l'extraction des calories s'effectue par la surface du moteur (en convection naturelle ou forcée, par circulation d'eau éventuelle à la périphérie), ce n'est pas la valeur de A_L qui est directement limitée

mais le produit $A_{L,eff} \cdot \delta$ (valeurs efficaces) où δ est la densité de courant dans les conducteurs (en A/m^2). La densité de courant peut être réduite en réalisant des encoches profondes mais leurs inductances de fuites augmentent, ce qui est mauvais pour le facteur de puissance ainsi que pour les pertes par courants de Foucault dans les conducteurs. Le produit $AL \cdot \delta$ est limité à environ $35 \cdot 10^9 A^2/m^3$ en convection naturelle et peut atteindre $300 \cdot 10^9 A^2/m^3$ en convection forcée. Nous n'aborderons pas ici le refroidissement par circulation de liquide à l'intérieur des conducteurs plus adapté à de très grosses machines et avec lequel ce n'est plus le produit $A_L \cdot \delta$ qui est limité mais plutôt la densité de courant δ seule [23]. Dans les moteurs de traction de types classiques ou spéciaux et pour le domaine étudié ici (des 2 roues au bus urbain : 1 kW à 200 kW environ), les valeurs de $\langle B \rangle$, AL et δ se situent approximativement dans les fourchettes suivantes :

$$200 < AL < 3000 A/cm$$

$$5 < \delta < 10 A/mm^2$$

$$0,3 < \langle B \rangle < 1 T$$

ainsi les valeurs de σ_T , sensiblement égales au produit $AL \cdot \langle B \rangle$, sont comprises entre 1 et 20 N/cm^2 pour les moteurs très fort couple à grand nombre de pôles, structures creuses (voir suite). Des valeurs de 1 à 3 N/cm^2 , selon le mode de refroidissement, sont assez fréquentes dans les moteurs "classiques" de quelques dizaines de N.m.

On retiendra que **le couple est le facteur dimensionnant dans un moteur électrique**. Cependant, selon la structure et selon le nombre de pôles, le couple volumique d'entrefer peut varier dans un rapport 1 à 10. **Les puissances élevées s'obtiennent au prix d'un accroissement des vitesses de rotation et de la fréquence**. La vitesse est limitée, essentiellement, par les contraintes mécaniques (contraintes dans les matériaux, équilibrage...), par les pertes magnétiques (fréquence) et par le bruit acoustique. Si p est le nombre de paires de pôles, p est aussi le rapport entre la fréquence d'alimentation et celle de rotation.

On peut décrire le fonctionnement d'un moteur électromagnétique par son cycle de conversion d'énergie représenté dans le plan flux, ampères-tours. La **figure 3.2** montre les formes d'onde associées à un moteur synchrone à aimants triphasé et alimenté en quasi-crêteaux de courant par un onduleur triphasé à trois bras. Les enroulements étant couplés en étoile, les courants d'alimentation possèdent des paliers nul de $\frac{\pi}{3}$.

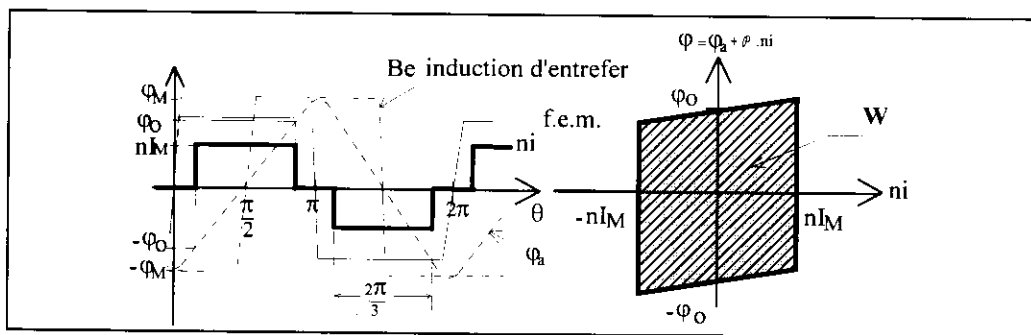


Figure -3.2- Formes d'onde (flux, f.e.m., ampères-tours) et cycle de conversion moteur

On peut remarquer que le courant est "en phase" avec la force électromotrice de la phase correspondante, ce qui permet d'avoir un autopilotage optimal (maximum de couple moyen à courant donné). La surface du cycle décrit est égale à l'énergie convertie W par une phase pendant une période électrique. S'il y a q phases et p paires de pôles, on a les relations suivantes :

$$P = q \cdot f \cdot W = C \cdot \Omega \quad (3.5)$$

P est la puissance électromagnétique, f est la fréquence électrique, C est le couple moyen et Ω la vitesse mécanique.

$$f = p \cdot \frac{\Omega}{2 \cdot \pi} \quad (3.6)$$

On peut alors exprimer le couple moyen C en fonction de l'énergie convertie par cycle W :

$$C = q \cdot p \cdot \frac{W}{2 \cdot \pi} \quad (3.7)$$

Dans, l'exemple choisi (figure 3.2), les expressions de W et de C , en fonction des ampères-tours maximaux nI_M et de l'induction d'entrefer B , sont (d'après [35]) :

$$W = 4 \cdot \phi_0 \cdot nI_M \cong \frac{8}{3} \cdot \frac{B \cdot \pi \cdot r \cdot l}{p} \cdot nI_M \Rightarrow C = \frac{4}{3} \cdot q \cdot B \cdot r \cdot l \cdot nI_M \quad (3.8)$$

Pour minimiser les ampères-tours, donc les pertes Joule, il faut maximiser l'induction moyenne d'entrefer B_{moy} . Si celle-ci est générée par des aimants, ceux-ci doivent posséder une aimantation élevée à la température de fonctionnement, on peut aussi les insérer entre des pièces polaires afin de "concentrer le flux". L'induction d'entrefer peut ainsi être supérieure à la valeur de l'aimantation des aimants. Dans les moteurs à excitation bobinée, asynchrones et à réductance variable, la création du champ inducteur se fait au prix de pertes Joule supplémentaires et il est nécessaire d'avoir un entrefer faible pour les minimiser. En première approximation (régime non saturé), les pertes d'excitation sont, à induction donnée, proportionnelles au carré de l'entrefer e . Avec des aimants, il n'existe pas de telles pertes et l'induction est moins sensible à la valeur de e .

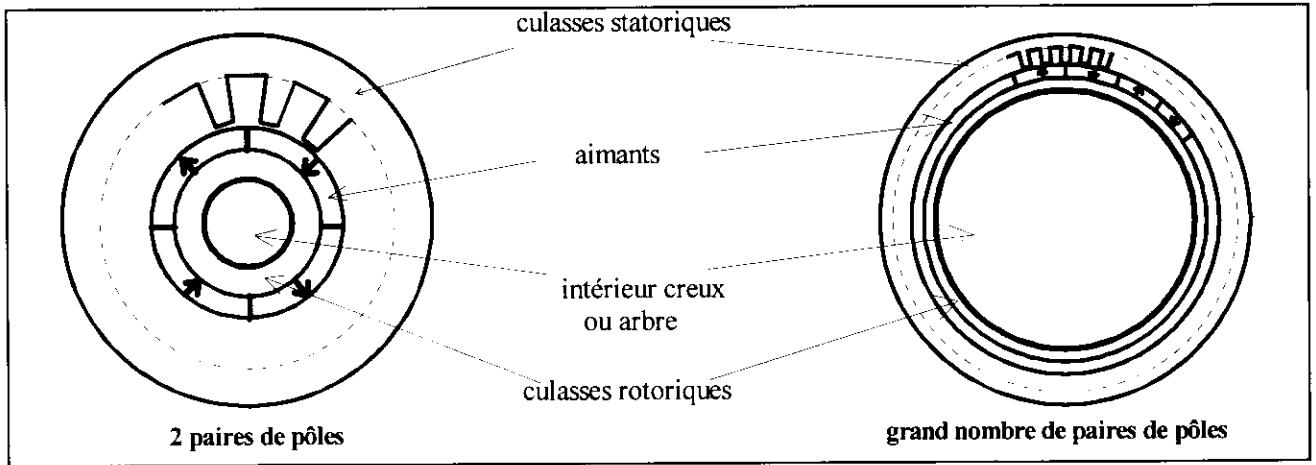


Figure -3.3- Moteurs à aimants classique et pan-cake (grand nombre de pôles et rotor creux)

On peut remarquer que l'expression du couple moyen est indépendante du nombre de pôles. Cependant, si l'on considère un encombrement limité (diamètre extérieur fixé) et si l'on augmente le nombre de pôles, le flux produit par chacun d'eux diminue. Aussi, pour une induction maximale donnée, l'épaisseur des circuits de culasse peut-elle être réduite. Si le nombre de pôles croît, l'optimisation des dimensions d'un tel moteur conduit, outre à une diminution de l'épaisseur des culasses statoriques et rotoriques (support des aimants), à un rayon d'entrefer qui se rapproche du rayon extérieur. On arrive ainsi à des moteurs creux dans lesquels la matière active se trouve loin du centre. Cette technologie de moteurs, dite "pan-cake" est utilisée pour le positionnement par entraînement direct. Alors que le couple massique des moteurs à aimants performants et à faible nombre de pôles (inférieur à 6 ou 8) dépassent difficilement 3 N.m/kg, on obtient, avec les structures "pan-cake", des valeurs très importantes allant jusqu'à 10 N.m/kg environ (pour des couples de plusieurs centaines de N.m). Mais pour des raisons essentiellement thermiques, il est difficile de dépasser 100 kA/m de densité linéique de courant. Ces valeurs permettent toutefois d'envisager des entraînements directs de roues.

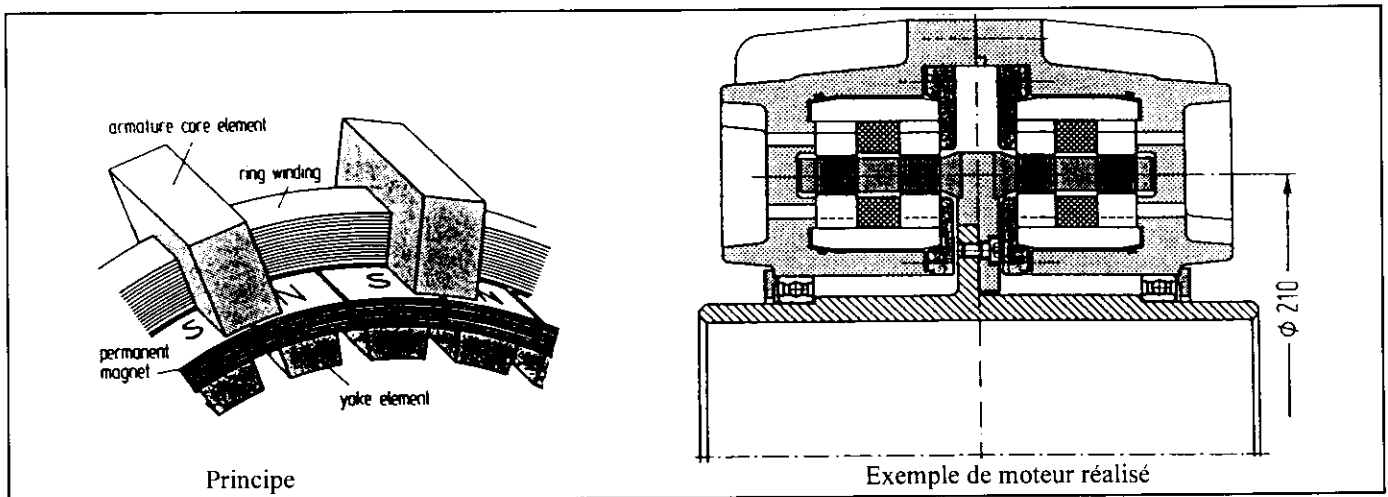


Figure -3.4- Moteurs à bobinages globaux et "flux transverse"

Une autre voie est possible pour accroître encore le couple massique des moteurs synchrones. Il s'agit de l'utilisation de structures à bobinages dits globaux. Un enroulement concentré unique par phase permet de magnétiser simultanément un très grand nombre de pôles d'induit. Par exemple, les structures à aimants permanents "à flux transverse" [24, 25] (les flux induit et inducteur suivent un trajet transversal au sens du déplacement) permettent d'atteindre des couples massiques extrêmement intéressants : un moteur de 600 N.m ($\sigma_T = 18 \text{ N/cm}^2$) a été réalisé avec une masse active de 14 kg [24]. La figure 3.4 montre schématiquement le principe ainsi qu'une coupe du moteur évoqué. Dans de telles machines, l'énergie convertie par cycle est proportionnelle aux ampères-tours totaux et non aux ampères-tours par pôle comme dans les moteurs classiques (expression 3.8), le couple moyen se trouve ainsi multiplié par p :

$$W \cong 4 \cdot \varphi_a \cdot nI_M = 4 \cdot B \cdot S_e \cdot nI_M \Rightarrow C \cong q \cdot p \cdot \frac{2 \cdot B \cdot S_e \cdot nI_M}{\pi} \quad (3.9)$$

où S_e est la surface des pôles dans l'entrefer. Celle-ci, pour des dimensions d'entrefer données, est indépendante du nombre de pôles.

On a supposé, ici, une alimentation en créneaux de courant parfaits (rapport cyclique 1/2). Si, en première approximation, l'induction B reste constante lorsque l'on augmente p , le couple croît proportionnellement à p . Pratiquement, il faudrait diminuer l'entrefer e quand p augmente ; si e reste constant, il existe une valeur optimale de p maximisant le couple.

Cette optimisation est réalisable par calculs de champ par éléments finis [26]. Grâce aux structures à bobinages globaux, ici à flux transverse, on obtient des couples particulièrement élevés. L'inconvénient majeur réside dans la difficulté de réalisation de ces machines plus complexes que les moteurs classiques dont le circuit magnétique est réalisé par de simples empilages de tôles ferromagnétiques. Malgré ce problème, des moteurs à flux transverse ont été réalisés et utilisés pour réaliser un bus à plancher bas [11]. Deux roues sont motorisées chacune par un moteur à flux transverse délivrant un couple de 740/1100 N.m et une puissance de 57 kW entre 750 et 2440 tr/mn. Chaque moteur est associé à un réducteur et l'ensemble est intégré à la roue. Lorsque la source d'énergie du bus (bimode) est son moteur diesel, ce dernier entraîne un alternateur, lui aussi, de technologie flux transverse et d'une puissance de 135 kW à 2200 tr/mn.

3.3 Accroissement de la vitesse de rotation, limite de faisabilité

Pour obtenir des grandes puissances massiques, sachant que le couple est un facteur dimensionnant, il est intéressant de tourner à vitesse élevée. Comme les fréquences d'alimentation sont limitées par les pertes magnétiques, si la vitesse de rotation doit être élevée, le nombre de pôles se trouve réduit à une ou deux paires. Les structures de moteurs sont alors relativement classiques, de type cylindrique, à enroulements répartis et "flux longitudinal" (par opposition à transverse). La vitesse maximale de rotation ne doit pas dépasser des valeurs correspondantes à la vitesse périphérique maximale du rotor qui donne les contraintes centrifuges maximales. En effet, on montre [23] que cette vitesse périphérique maximale vaut :

$$v_{\max} = \sqrt{\frac{\sigma_{\text{limite}}}{C \cdot d}} \quad (3.10)$$

où σ_{limite} est la contrainte (N/m^2) limite de résistance à la traction du matériau en rotation (supposé massif), C est un coefficient (compris entre 0,4 et 1) fonction de la forme du rotor et du coefficient de Poisson du matériau (pour un cylindre massif en acier, $C = 0,41$) et d est sa masse volumique. Pratiquement, les vitesses périphériques maximales, que l'on peut atteindre [27], sont comprises entre 50 m/s (collecteur et induit de MCC, limite due plus à la tenue des lames et des connexions au collecteur) à 300 m/s (machines asynchrones à rotor massif ou machines à réluctance variable, sous vide partiel à cause des pertes aérodynamiques).

Il existe des moteurs asynchrones à cage fonctionnant à 150 m/s et des moteurs à aimants frettés à 200 m/s. En outre, un moteur fonctionnant à vitesse variable doit travailler en dessous de sa première vitesse critique correspondant à la fréquence du premier mode de vibration de flexion du rotor sur ses paliers. Cette condition impose une distance maximale entre paliers, lorsqu'elle est associée à la condition de vitesse périphérique maximale, on obtient une valeur limite du rapport rayon r du rotor sur sa longueur l [23] qui se résume en pratique à :

$$\left[\frac{l}{r} \right]_{\max} \cong 5 \quad (3.11)$$

Compte tenu des conditions de refroidissement (extraction des calories par la surface) et de la pression tangentielle que l'on peut obtenir, on peut montrer [23] qu'il existe une **limite de faisabilité dans le plan produit [couple maxi*vitesse maxi] - vitesse maximale** telle que :

$$[C_{\max} \cdot \Omega_{\max}] \propto \frac{1}{N^{2,5}} \quad (3.12)$$

dans le cas où l'induction maximale est conservée quelle que soit la vitesse. Cette limite est approximative et elle est bien sûr sensible à la température acceptable ainsi qu'aux performances du système de dissipation thermique.

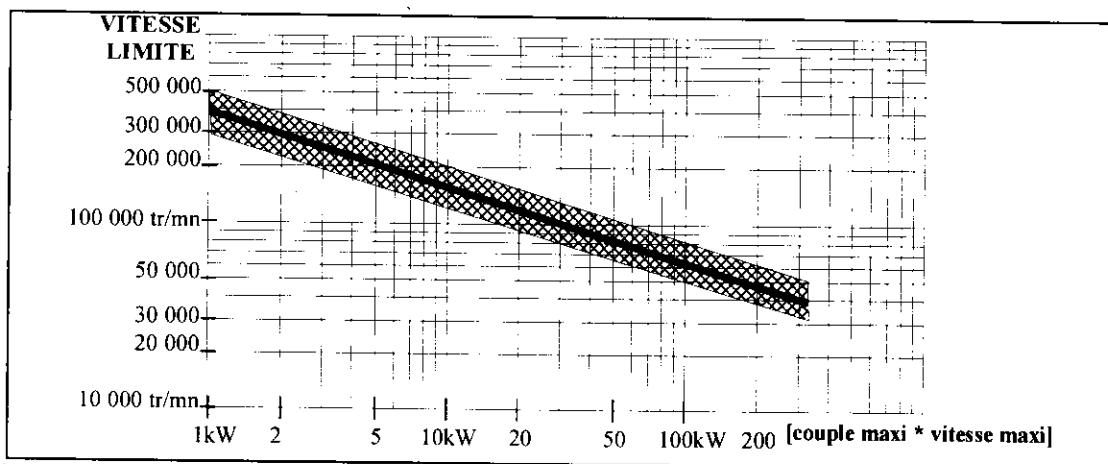


Figure -3.5- **Limite de faisabilité de vitesse maximale en fonction du produit [couple maxi * vitesse maxi] pour des machines cylindriques (à 180 m/s)**

La figure 3.5 montre, dans le domaine de puissances qui nous intéresse ici, la vitesse maximale qu'il est possible d'atteindre avec une vitesse périphérique d'environ 180 m/s (la droite limite inférieure correspond à une vitesse de 150 m/s, moteurs asynchrones à cage). Ces courbes limites ne traduisent pas du tout les pertes et le rendement. Dans ces moteurs, il devient indispensable de comptabiliser les pertes magnétiques et aérodynamiques qui ne sont plus négligeables devant les

pertes Joule. **Attention**, le produit [couple maxi*vitesse maxi] correspond à la puissance maximale du moteur seulement dans le cas où il s'agit d'un moteur conçu pour avoir sa puissance maximale à cette vitesse maximale. Donc, en cas d'un moteur devant fonctionner à puissance maximale constante, PMC, (voir chapitre 4) dans une plage de 1 à k_{Ω} , la puissance maximale est atteinte à la vitesse $\frac{\Omega_{Max}}{k_{\Omega}}$ ce qui est donc plus contraignant : maintenant la limite de puissance à vitesse maximale donnée se trouve divisée par k_{Ω} .

Exemple

Les puissances massiques atteintes par de tels moteurs se situent aux alentours de quelques kW/kg. Prenons l'exemple d'un moteur de 30 kW devant fonctionner à PMC dans un rapport de 1 à $k_{\Omega} = 4$, il faut considérer un produit [couple maxi*vitesse maxi] égal à 120 kW, la vitesse maximale faisable vaut alors 60 000 tr/mn et le couple nominal de ce moteur vaut 19,2 N.m à 15 000 tr/mn. Si la pression tangentielle vaut 2 N/cm², le couple volumique d'entrefer vaut, d'après (3.4), 40 kN.m/m³, soit un volume d'entrefer de 0,48 dm³. Si le rapport du rayon extérieur sur le rayon d'entrefer vaut environ 2, cela donne un volume électromagnétique total de 1,9 dm³, en considérant une densité moyenne de 5 kg/dm³, la masse électromagnétique vaut 9,6 kg. Si on ajoute 3 kg de masses inactives (roulements, flasques...), on obtient une puissance massique de **2,4 kW/kg**. Notons que si la puissance maximale avait été obtenue seulement à la vitesse maximale (pas de fonctionnement à puissance maximale constante), une vitesse maximale de 100 000 tr/mn aurait été possible et le couple aurait été plus faible (2,9 N.m) et le moteur aurait été encore beaucoup plus léger (avec 1,5 N/cm², $M_{act} = 2,2$ kg, on atteindrait environ 10 kW/kg). Mais quelle boîte de vitesses (voir chapitre 4) permettrait le fonctionnement d'un tel moteur ?!

On peut dégager de cette première analyse des possibilités des moteurs électromagnétiques que l'on peut réaliser des moteurs :

- à grand nombre de pôles et à très fort couple massique (plus de 10 N.m/kg), relativement lents ;
- à faible nombre de pôles et à très grande vitesse de rotation pour avoir une grande puissance massique ;
- "classiques", c'est à dire de structure conventionnelle, tournant relativement vite pour avoir une puissance massique satisfaisante mais sans exploit technologique.

3.4 Types de moteurs électriques "classiques"

Parmi les moteurs classiques, le **moteur à courant continu à collecteur (MCC) et à excitation indépendante** confère, encore actuellement, la solution la plus économique grâce à son convertisseur d'induit de type hacheur à deux interrupteurs (l'inducteur est aussi alimenté par un hacheur de petite puissance). C'est la technologie retenue par de nombreux constructeurs automobiles pour la commercialisation des véhicules électriques de première génération. Mais le MCC possède un certain nombre d'inconvénients bien connus et il sera très probablement remplacé par des moteurs à commutation électronique dans les générations suivantes. Citons quelques-uns de ces inconvénients :

- l'usure des balais, voire du collecteur, nécessite un entretien périodique et produit des poussières conductrices qui finissent par nuire à l'isolement du collecteur lui-même et de l'induit ;
- la commutation mécanique requiert des pôles de commutation et des enroulements de compensation qui accroissent le volume ;
- l'induit tournant, source des pertes principales, ne permet pas un refroidissement efficace, à l'eau par exemple, ce qui limite les possibilités de hautes performances ;
- la vitesse périphérique du collecteur et de l'induit est limitée à 50 voire 75 m/s ce qui ne permet pas d'atteindre les vitesses élevées nécessaires à une puissance massique convenable.
- si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale (**voir chapitre 4** : ce type de fonctionnement permet la suppression de la boîte de vitesses) sur une plage de vitesse étendue (il faudrait pouvoir décaler les balais...).

Parmi, les moteurs à commutation électronique citons brièvement (les publications [28, 29, 30] proposent quelques éléments de comparaison) :

- **le moteur synchrone à rotor bobiné (MSRB)** alimenté par un onduleur en pont à 6 transistors. C'est le moteur dont les caractéristiques se rapprochent le plus de celles du MCC à excitation indépendante, il permet d'optimiser facilement le rendement (action sur le flux et le courant d'induit). Enfin, le fonctionnement à puissance maximale constante est aisé à obtenir sur une très large plage de vitesse. Son rotor bobiné est cependant source de pertes et sa vitesse maximale est limitée à 130 m/s environ [27].

- **le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)** alimenté par onduleur triphasé. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (en surface insérés ou non entre des pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un "fonctionnement à puissance constante", il est nécessaire avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" [37] (voir **figure 3.6**) ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels moteurs est excellent à condition de disposer d'aimants à hautes performances. La technologie samarium-cobalt ne semble pas avoir un coût compatible avec l'industrie automobile et la technologie fer-néodyme-bore doit encore faire quelques progrès en ce qui concerne la tenue en température et le prix. Ce dernier type d'aimants constitue un espoir important dans le domaine des moteurs électriques. Quant aux ferrites, dont le prix

est acceptable en production de grande série, ils confèrent des performances relativement modestes aux MSAP mais ne sont pas à exclure. Les MSAP sont souvent retenus pour l'entraînement de véhicules électriques et, particulièrement pour les entraînements directs de roues [41].

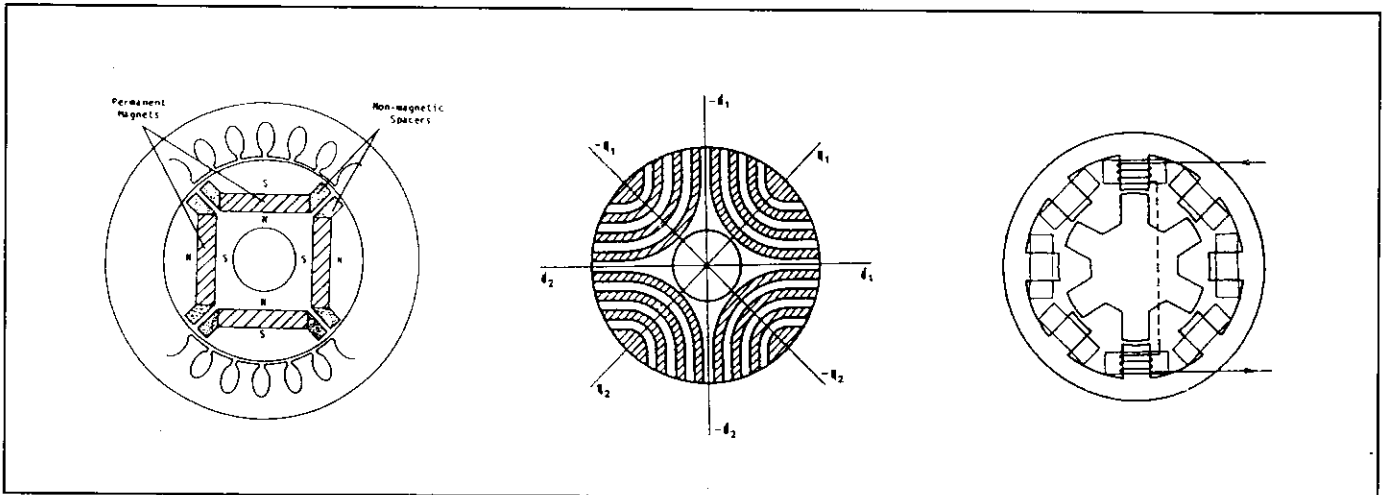


Figure -3.6- Structures des rotors des moteurs MAP, MSyRV, MRVDS

- le **moteur asynchrone à cage d'écureuil (MAS)**, alimenté lui aussi par onduleur triphasé, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs [38] car ce moteur est bien connu et, surtout, on possède l'expérience de sa fabrication en série. Le contrôle vectoriel permet d'obtenir de bonnes performances de l'arrêt aux vitesses élevées et, associé à un contrôle approprié du flux, le rendement peut être optimisé. Son rendement est moins bon que celui des moteurs synchrones car il "faut" des pertes Joule au rotor pour avoir du couple, c'est son principal inconvénient. La cage d'écureuil autorise des vitesses périphériques de 150 m/s moyennant un bon équilibrage. Le "fonctionnement à puissance constante" est aussi possible mais la plage de vitesse est limitée par le rapport du couple maximal (sommet de la caractéristique de couple à flux maximal) sur le couple "nominal". Cette contrainte conduit, quelquefois, à sous utiliser le moteur en couple (nominal) pour étendre sa plage de vitesse.

- le **moteur synchrone à réluctance variable (MSyRV)** constitue une solution envisagée par FIAT [31]. Il s'agit d'un moteur synchrone à bobinage triphasé réparti et alimenté par onduleur triphasé en pont classique. Pour obtenir des performances satisfaisantes aussi bien en terme de couple/pertes, de facteur de puissance que de plage de fonctionnement à puissance maximale constante, il est nécessaire d'avoir un grand rapport des inductances directe sur transverse. Un rapport supérieur ou égal à 10 (satisfaisant) est atteint grâce à la construction de rotors spéciaux dits "axialement laminés" [32]. De tels rotors sont constitués de paquets de tôles intercalés entre des couches amagnétiques et montés axialement de telle façon que le flux, dans l'axe direct, passe aisément d'un pôle à l'autre (voir figure 3.6). Les performances de ces moteurs sont supérieures à celles des moteurs asynchrones mais cette technologie de rotor reste aujourd'hui délicate à réaliser et il reste à trouver des solutions pour la fabrication en série.

- le **moteur à réluctance variable à double saillance (MRVDS)** [33] (voir figure 3.6) dont les phases sont alimentées en courants unidirectionnels par des demi-ponts asymétriques (voir figure 3.7). Ce moteur constitue certainement la solution la plus économique [34] grâce aux matériaux utilisés (tôles fer-silicium et cuivre) et à sa simplicité de fabrication (empilage de tôles, bobines préfabriquées, rotor passif naturellement équilibré...). Ses performances peuvent être comparables à celles des moteurs à aimants permanents [35]. Il peut aussi fonctionner à puissance maximale constante. Mais il produit un couple très pulsatoire à haute vitesse et génère un bruit acoustique supérieur à tous ses concurrents.

3.5 Les semi-conducteurs de puissance

Pour optimiser le rendement mais aussi pour obtenir un bon contrôle des caractéristiques, l'utilisation d'un convertisseur statique à semi-conducteurs semble incontournable. Dans la chaîne de conversion d'énergie, il représente un maillon très important car il est source de pertes élevées (même ordre de grandeur que celle du moteur) et parce que son prix est encore souvent inacceptable (MCE).

La figure 3.7 montre deux structures de convertisseurs utilisées pour l'alimentation des moteurs à commutation électronique : l'onduleur en pont triphasé (MSRB, MSAP, MAS, MSyRV) et l'onduleur en demi-ponts asymétriques (MRVDS). Les tensions batteries actuellement proposées sont encore basses : environ 100 à 150 V pour une puissance maximale d'environ 30 kW, ce qui donne des courants commutés de l'ordre de 300 à 400 A. Si la tension batterie était doublée, les courants seraient, bien sûr, divisés par deux. Sous 100 V ou plus, la seule technologie disponible actuellement pour commuter "économiquement" de tels courants est l'IGBT. En effet, les surtensions de commutation sont de l'ordre de la centaine de volts et le dimensionnement en tension des semi-conducteurs doit être d'au moins 250 V. Dans ces conditions, le transistor MOS est mal adapté car il requiert une surface de silicium prohibitive et le transistor bipolaire nécessite une commande de base trop gourmande en énergie, le Darlington, quant à lui, ne permet pas une fréquence de découpage ultrasonore souhaitable pour le confort acoustique.

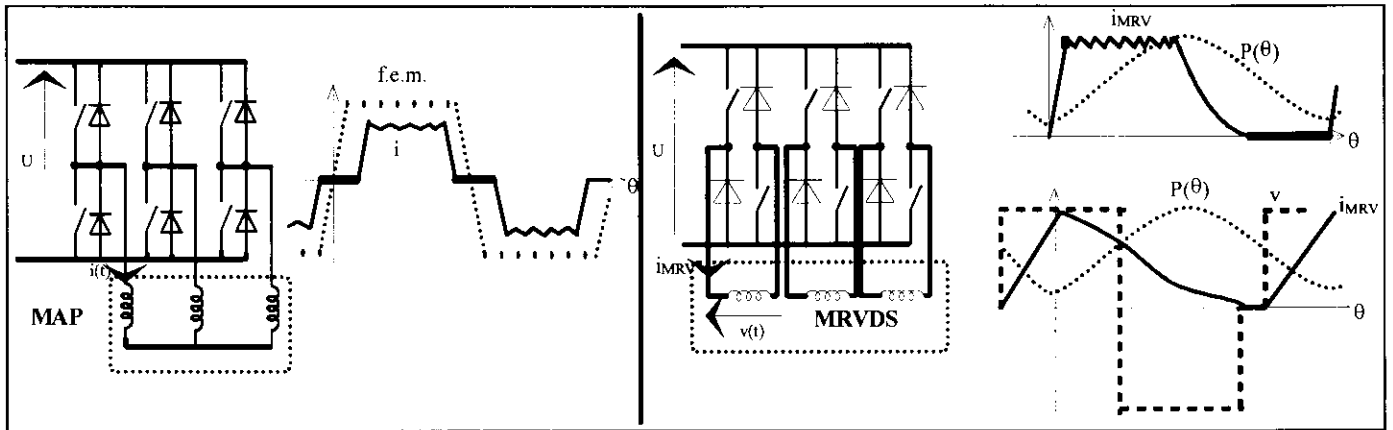


Figure -3.7- Exemples de convertisseurs statiques et de formes d'onde d'alimentation.

La réalisation d'un commutateur électronique requiert une surface de silicium fonction de la tenue en tension maximale du composant et de la chute de tension au courant commuté [47]. En outre pour les composants bipolaires dont l'IGBT fait partie, il existe un compromis, à la fabrication, entre la chute de tension et la rapidité (énergie perdue aux commutation, plus particulièrement au blocage). Typiquement pour réaliser un IGBT 600V-400A avec 2,5 V de chute de tension, il faut environ 4 à 7 cm² de silicium selon la rapidité souhaitée. Les fabricants proposent ainsi des versions faibles chutes de tension (sous entendu pertes de commutation élevées) et très rapides (sous entendu : chute de tension plus élevée). Les densités de courant sous 600 V (la plus basse tension chez la grande majorité des fabricants de gros IGBT, sauf International Rectifier : 250 V) sont d'environ 0,7 à 1 A/mm² selon la rapidité. Sous 250 V, cette densité de courant passe à environ 2 A/mm² pour une chute de tension maximale de 1,8 V mais avec des pertes de commutation assez élevées (0,27 mJ/A sous 150 V).

En conclusion, on voit, d'une part, l'avantage apporté par une tension de batterie élevée (300 V serait une bonne valeur) et, d'autre part, l'intérêt de bien optimiser les composants à l'application.

Les pertes de conduction et de commutation sont encore trop élevées pour un coût en semi-conducteurs difficile à accepter. Il faudrait donc des interrupteurs statiques à plus faible chute de tension et aussi faciles à commander (entrée capacitive) que les IGBT. Le MCT (MOS Controlled Thyristor), qui a fait son apparition commerciale en 1992/93 (Harris), pourrait aller dans ce sens mais il va falloir encore attendre quelques années pour avoir les performances souhaitées avec les calibres courant-tension nécessaires [36].

Enfin, lorsque l'on conçoit un convertisseur, il ne faut pas oublier les principaux composants réactifs, ici, les condensateurs de découplage. Ceux-ci représentent une part du prix et un volume non négligeables. Les fonctions de ces condensateurs sont, d'une part, de maintenir la tension aussi constante que possible aux bornes du convertisseur malgré l'impédance des connexions et de la batterie et, d'autre part, de lisser partiellement le courant appelé à cette dernière. L'ensemble des condensateurs de découplage doit supporter des forts courants efficaces et avoir une très faible impédance série à la fréquence de découpage. Sous des tensions inférieures à 200 V, les technologies électrolytiques aluminium et polyester métallisé à armatures ont les qualités requises, les céramiques multicouches offrent le volume minimal mais à un prix prohibitif.

Le rendement de conversion de la batterie sera d'autant meilleur que le courant efficace appelé sera minimal, il est donc, a priori, de minimiser l'ondulation du courant absorbé par l'ensemble convertisseur-moteur.

3.6 La commande électronique

L'une des priorités de la commande est d'optimiser le rendement de la chaîne de conversion quels que soient les points de fonctionnement. Les paramètres d'alimentation du moteur électrique devront ainsi être constamment optimisés [39, 49], non seulement en fonction du couple et de la vitesse, mais aussi en fonction de la tension batterie fortement fluctuante en fonction de l'état de charge, de l'intensité consommée et de son signe. Ceci est parfaitement possible avec des processeurs numériques maintenant couramment utilisés pour le pilotage des moteurs électriques.