

Éric Labouré
François Costa
Lionel Pichon

Compatibilité électromagnétique

Table des matières

CHAPITRE 1 : Problématique des perturbations conduites basses fréquences		4.2 EXIGENCES GÉNÉRALES..... 17
		4.2.1 Principes de commande..... 17
		4.2.2 Mesures des courants harmoniques 17
		4.3 LIMITES DE COURANTS HARMONIQUES... 17
CHAPITRE 2 : Étude de cas et solutions envisagées		
1 GÉNÉRALITÉS..... 3		1 CAS D'UN VARIATEUR DE VITESSE 21
1.1 RAPPEL..... 3		1.1 ÉTUDE DU SYSTÈME POLLUEUR 21
2 CAS PARTICULIER DES PERTURBATIONS BASSES FRÉQUENCES... 5		1.2 LES SOLUTIONS..... 24
2.1 LES HARMONIQUES 5		1.2.1 Mise en place d'une inductance..... 24
2.1.1 Description du phénomène..... 5		1.2.2 Utilisation de filtres passifs anti-harmoniques..... 26
2.1.2 Sources harmoniques..... 5		1.2.3 Utilisation d'un compensateur actif 28
2.1.3 Effet des harmoniques 7		1.2.4 Filtrage hybride..... 38
2.2 LES INTERHARMONIQUES 7		1.3 CONCLUSION 41
2.2.1 Description du phénomène..... 7		2 CAS DE L'ÉCLAIRAGE PAR TUBE FLUORESCENT 41
2.2.2 Sources d'interharmoniques..... 7		2.1 ÉTUDE DU SYSTÈME POLLUEUR 41
2.2.3 Effets des interharmoniques 8		2.1.1 Fonctionnement des tubes fluorescents 42
2.3 LES FLUCTUATIONS DE TENSION 8		2.1.2 Alimentation par ballast magnétique 45
2.3.1 Description du phénomène..... 8		2.1.3 Alimentation par ballast électronique 47
2.3.2 Sources de fluctuation de tension..... 9		2.2 LES SOLUTIONS..... 48
2.3.3 Effets des fluctuations de tension 9		2.2.1 Insertion d'une inductance 49
2.4 CREUX DE TENSION ET COUPURES BRÈVES 9		2.2.2 Mise en place d'un Correcteur de Facteur de Puissance..... 49
2.4.1 Description du phénomène..... 9		2.3 CONCLUSION 54
2.4.2 Amplitude et durée 9		
2.4.3 Source de creux de tension et de coupures brèves 10		
2.4.4 Effets de creux de tension et coupures brèves 10		
2.5 DÉSÉQUILIBRE DE TENSION 10		
2.5.1 Description du phénomène..... 10		
2.5.2 Sources de déséquilibre..... 10		
2.5.3 Effets des déséquilibres de tension. 10		
2.6 TRANSMISSION DE SIGNAUX SUR LE RÉSEAU 11		
2.6.1 Description du phénomène..... 11		
2.6.2 Sources de signaux en réseau..... 11		
2.6.3 Effets des transmissions de signaux et effets sur les appareils de réception..... 12		
2.7 VARIATION DE FRÉQUENCE D'ALIMENTATION 12		
2.7.1 Description du phénomène..... 12		
2.7.2 Sources de variation de puissance.. 12		
2.7.3 Effets des variations de fréquence.. 12		
3 CARACTÉRISATION DU CONTENU HARMONIQUE 12		
3.1 RAPPELS THÉORIQUES 12		
3.2 NIVEAU DE COMPATIBILITÉ 14		
3.3 LIMITES D'ÉMISSION EN COURANT 16		
4 SURVOL DU CONTENU DE LA NORME NF EN 61000-3-2..... 16		
4.1 CLASSIFICATION DES APPAREILS 16		

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

3.2	NORMES FONDAMENTALES EN ÉMISSION	70
3.3	NORMES FONDAMENTALES EN IMMUNITÉ	71
3.4	NORMES GÉNÉRIQUES	71
3.5	NORMES DE PRODUITS ET FAMILLES DE PRODUITS	71
4	BIBLIOGRAPHIE	72

CHAPITRE 4 : Mécanismes de perturbation HF dans les convertisseurs statiques

1	PRÉSENTATION	73
2	ANALYSE DES PERTURBATIONS DANS UN CONVERTISSEUR STATIQUE / ASPECTS THÉORIQUES [7]	74
2.1	ÉTENDUE SPECTRALE DE PERTURBATION :	74
2.2	ANALYSE DES MÉCANISMES DE PERTURBATION SUR UN EXEMPLE SIMPLE DE CELLULE DE COMMUTATION :	76
2.3	MODÉLISATION, MÉCANISMES DE PERTURBATION	78
2.3.1	Support de la modélisation	80
2.3.2	Analyse du modèle	80
2.3.3	Exploitation du modèle analytique	85
2.4	RÉDUCTION DES PERTURBATIONS ÉMISES :	86
2.5	FILTRAGE DES CONVERTISSEURS STATIQUES	88
2.6	PRISE EN COMPTE DES ÉLÉMENTS PARASITES DE LA CELLULE DE COMMUTATION :	91
2.7	INFLUENCE DES ÉLÉMENTS PARASITES SUR LES COUPLAGES EN MODE CONDUIT :	92
2.8	ÉLÉMENTS DE SYNTHÈSE SUR L'ORIGINE DES PERTURBATIONS :	93
2.9	SIMULATION :	94
3	EFFETS SUR LES VICTIMES : SUSCEPTIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE	94
4	CONCLUSION	96
5	BIBLIOGRAPHIE	96

CHAPITRE 5 : Méthodes numériques pour la CEM

1	INTRODUCTION	98
2	PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION [1-3]	98
2.1	CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES	98
2.2	PARAMÈTRES LINÉIQUES	101
3	PROBLÈMES AUX LIMITES 2D ASSOCIÉS	103
3.1	PROBLÈME D'ÉLECTROSTATIQUE	103
3.2	PROBLÈME DE MAGNÉTOSTATIQUE	103
4	DIFFÉRENCES FINIES [4-5]	104

4.1	CAS MONO-DIMENSIONNEL (1D)	104
4.2	CAS BI-DIMENSIONNEL (2D)	106
5	ÉLÉMENTS FINIS	108
5.1	PROBLÈME VARIATIONNEL	108
5.2	PROBLÈME DE MINIMISATION	109
5.3	PROBLÈME DISCRET	110
5.3.1	Triangularisation	110
5.3.2	Approximation de l'espace discret	111
	ÉLÉMENTS DE BIBLIOGRAPHIE	112

Problématique des perturbations conduites basses fréquences

Dans ce chapitre, nous rappelons les modes de propagations des perturbations conduites. Puis nous nous intéressons tout particulièrement aux conséquences des perturbations basses fréquences sur le fonctionnement des réseaux et la cohabitation avec les autres équipements. Ceci nous amène tout naturellement à la réglementation Européenne définissant les limites pour les émissions de courant harmonique.

La compatibilité électromagnétique est la science ayant pour rôle de définir et caractériser les interactions électromagnétiques entre équipements ou entre environnement et équipements. L'objectif est de minimiser voire éviter les conséquences liées à ces interactions. Parmi tous ces couplages, nous ne nous intéresserons dans ce document qu'aux interactions découlant de mécanismes de conduction et plus particulièrement aux composantes basses fréquence de ces phénomènes.

1 Généralités

1.1 Rappel

Les perturbations conduites utilisent comme vecteur de propagation des conducteurs qu'ils soient destinés au transport de l'énergie ou de l'information. On peut distinguer les perturbations de mode commun et de mode différentiel. La Figure 1 nous donne un aperçu des différents modes de couplage. Dans cette figure nous différencions trois types d'éléments, l'équipement perturbateur dit "source", les équipements susceptibles d'être perturbés ("victimes") et le réseau.

Dans les transmissions de perturbation par conduction, nous pouvons différencier les couplages par liaison directe et les couplages par impédance commune.

Les couplages par liaison directe permettent la propagation de la "source" à la "victime" par l'intermédiaire d'un canal de transmission d'information ou d'énergie. Ces perturbations passent de la "source" à la "victime" en mode commun et en mode différentiel.

Dans le couplage par impédance commune, le mode de transmission des perturbations est bien plus difficile à identifier que celui présenté précédemment. Les éléments "source" et "victime" ne sont pas liés entre eux pour des raisons fonctionnelles, c'est à dire qu'ils n'échangent théoriquement pas d'information ou d'énergie. La connexion qui les lie est une liaison indirecte, comme par exemple une

connexion à un même réseau. On retrouve ce couplage dans les deux modes, en mode commun et en mode différentiel. Les courants perturbateurs absorbés par la "source", c'est à dire des courants dont la fréquence est telle que l'impédance réseau n'est plus négligeable vis à vis de l'impédance d'entrée de la "victime", vont se partager entre le réseau et la "victime" dans des proportions dépendant de leurs impédances respectives. Ces courants provoquent des chutes de tension sur le réseau.

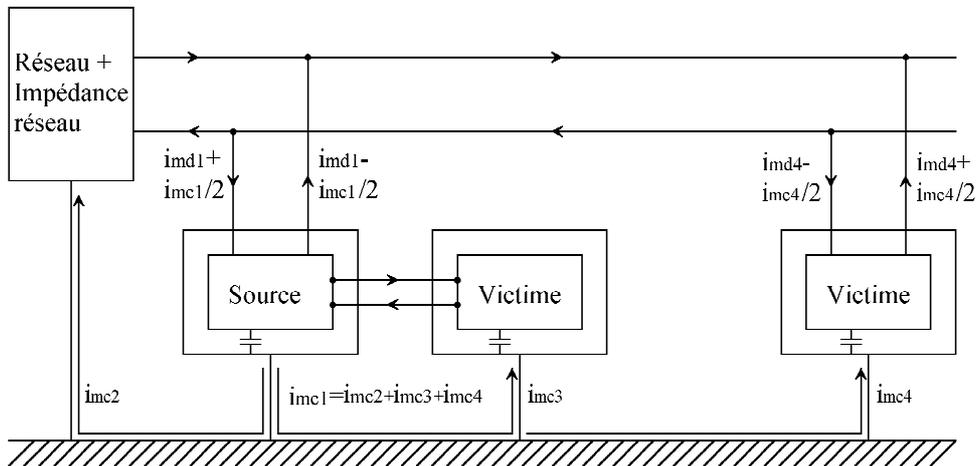


Figure 1 : Modes de transmission des perturbations conduites

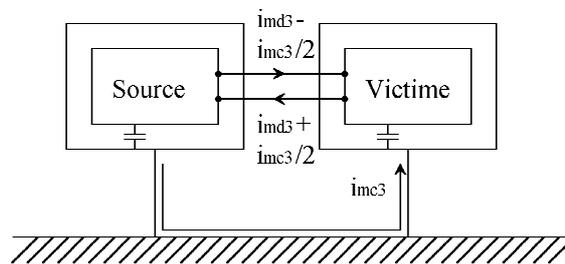


Figure 2 : Couplage par liaison directe

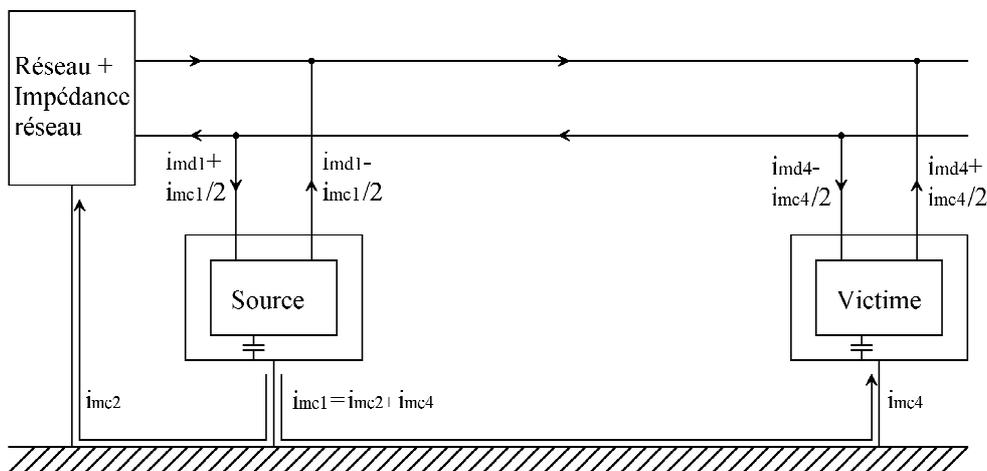


Figure 3 : Couplage par impédance commune

2 Cas particulier des perturbations basses fréquences

Nous ne nous traiterons ici que des perturbations conduites dans la gamme de fréquence qui s'étend jusqu'à 10kHz. Dans cette gamme de fréquence, les phénomènes considérés sont :

- Les harmoniques ;
- Les interharmoniques ;
- Les fluctuations de tension ;
- Les creux de tension et les coupures brèves ;
- Le déséquilibre de tension ;
- La transmission de signaux sur le réseau ;
- Les variations de fréquence de l'alimentation ;
- Les composantes continues.

2.1 Les harmoniques

2.1.1 Description du phénomène

Les harmoniques sont les tensions ou les courants sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence du réseau (50 Hz dans notre cas).

Les perturbations harmoniques sont généralement créées par des appareils munis de dispositifs à caractéristique courant/tension non linéaire. Ces appareils peuvent être considérés comme des sources de courant harmoniques.

Les courants harmoniques produits par les différentes sources provoquent des chutes de tension harmonique sur les impédances du réseau.

Par suite du raccordement de charges capacitives (par exemple de condensateurs de correction de facteur de puissance) et de l'effet capacitif des câbles, des résonances série ou parallèle peuvent se produire sur le réseau et provoquer des amplifications de la tension harmonique même en des points éloignés de la charge perturbatrice.

2.1.2 Sources harmoniques

Les courants harmoniques sont produits dans de faibles proportions et avec de faibles niveaux de distorsion par les appareils de production, de transport et de distribution d'électricité. Ce sont les charges domestiques et industrielles qui provoquent la plus grande proportion de courants harmoniques avec des niveaux de distorsion relativement élevés.

2.1.2.1 Les appareils de production, transports et distribution

Les appareils de production, transport et distribution représentent les appareils utilisés par les distributeurs pour fournir de l'électricité, en particulier les alternateurs, les transformateurs et plus récemment, bien qu'à une échelle plus réduite, des appareils comme les compensateurs statiques d'énergie réactive et les convertisseurs de fréquence.

La tension délivrée par un alternateur ne peut pas être purement sinusoïdale, les machines tournantes sont donc source d'harmoniques. Cependant l'amplitude de ces harmoniques est généralement rendue

négligeable par distribution de l'enroulement statorique de l'alternateur et par le choix du nombre d'encoches par pôle. La forme d'onde produite est donc très proche d'une sinusoïde. Cependant, un fonctionnement déséquilibré peut provoquer la production d'harmoniques de rang 3 et multiples (création d'un champ tournant parasite dans l'entrefer de la machine).

La distorsion apportée par les transformateurs est provoquée par la saturation du fer du circuit magnétique. Cette saturation génère une déformation du courant magnétisant du transformateur.

2.1.2.2 Les charges industrielles

Parmi ces charges, certaines peuvent être considérées comme des sources de niveaux notables de distorsion harmonique. Il s'agit des convertisseurs de puissance (redresseurs), les fours à induction, les fours à arc, etc

Les appareils équipés de convertisseurs statiques représentent une part importante des niveaux de perturbation sur le réseau d'autant plus que ce type d'équipement croît tant en nombre qu'en puissance unitaire.

Dans le cas de systèmes équilibrés, les courants harmoniques produits sont de rang :

$$n = p \times k \pm 1$$

Où n représente le rang harmonique, p l'indice de pulsation du convertisseur et k un nombre entier positif. Toutefois dans la pratique, il est aussi produit des harmoniques non caractéristiques du fait des déséquilibres liés aux imprécisions des angles de commande des composants à semi-conducteur ou des déséquilibres des tensions d'alimentation.

En théorie la loi de décroissance de l'amplitude des courants d'un redresseur lorsque le courant continu est bien lissé est donnée par :

$$I_n = \frac{I_1}{n}$$

Où I_n représente la valeur efficace du courant harmonique de rang n et I_1 la valeur efficace du courant fondamental.

En réalité, les redresseurs ne commutent pas instantanément et la forme d'onde n'est pas parfaitement rectangulaire. Les amplitudes des harmoniques sont alors plus faibles que celles obtenues en utilisant l'équation précédente.

2.1.2.3 Les charges domestiques

Les charges domestiques ont des puissances unitaires bien plus faibles que les précédentes. Toutefois, elles peuvent être une source importante de distorsion harmonique car un grand nombre d'appareils peut être utilisé simultanément et sur de longues périodes. Les appareils qui apportent la contribution la plus importante à la distorsion sont les récepteurs de télévision, les ordinateurs, les appareils commandés par des thyristors (gradateurs de lumière, équipement électroménager) et les lampes fluorescentes. Les normes actuelles n'autorisent pas l'utilisation du contrôle de phase pour les appareils de chauffage.

Les appareils électroniques grand public, les convertisseurs de fréquence, les lampes à ballast intégré sont en général alimentés par des ponts redresseurs non commandés, suivis de condensateurs de forte valeur (sans inductance de lissage). Il s'ensuit que le courant appelé au réseau est constitué de brèves impulsions de courant dont le contenu harmonique est très riche. Ces sources deviennent des sources

majeures de perturbation harmonique parce que les harmoniques sont en phase les uns par rapport aux autres et qu'il n'y a pas de compensation dans le réseau.

L'usage des thyristors dans la commande de différents équipements s'accroît. Bien que les puissances concernées soit faible, les effets cumulés peuvent provoquer une distorsion importante de la tension d'alimentation.

2.1.3 Effet des harmoniques

Les principaux effets préjudiciables liés aux harmoniques sont :

- Le fonctionnement défectueux de dispositifs de régulation ;
- Le mauvais fonctionnement de dispositifs de télécommande et d'autres systèmes de transmission de signaux sur le réseau, de relais de protection ...
- Des pertes supplémentaires dans les condensateurs de compensation, les machines tournantes, les transformateurs et des câbles ;
- Des perturbations téléphoniques.

Les effets nuisibles peuvent être classés soit en effets instantanés soit en effets à long terme.

2.2 Les interharmoniques

2.2.1 Description du phénomène

Entre les harmoniques de courant et de tension réseau, on peut observer d'autres fréquences, qui ne sont pas des multiples entiers du fondamental. Elles peuvent apparaître soit sous la forme de fréquences discrètes, soit sous la forme d'un spectre continu à large bande.

2.2.2 Sources d'interharmoniques

On trouve ce type de source aussi bien dans les réseaux basse tension que moyenne et haute tension. Sur les réseaux basse tension ces perturbations sont rapidement amorties et ne se propagent donc qu'aux appareils proches.

Les sources principales sont les convertisseurs de fréquence statiques, les cycloconvertisseurs, les cascades hyposynchrones, les moteurs asynchrones, les machines à souder (sur les réseaux basse tension), les fours à arc (sur les réseaux moyenne et haute tension).

2.2.2.1 Convertisseurs statiques

Les convertisseurs de fréquence statiques transforment la tension réseau en une tension alternative de fréquence différente du réseau. Ils sont constitués de deux étages : d'un redresseur alternatif-continu et d'un onduleur continu-alternatif. La tension continue est alors modulée en amplitude à un multiple de la fréquence de sortie du convertisseur et, par voie de conséquence, des courants interharmoniques apparaissent à l'entrée produisant des tensions interharmoniques dans le réseau d'alimentation.

Ce type de convertisseur est utilisé essentiellement pour les entraînements à vitesse variable et leur marché est en développement rapide.

2.2.2.2 Cycloconvertisseurs

Les cycloconvertisseurs sont des convertisseurs électroniques de forte puissance (plusieurs MW) qui appellent une puissance triphasée équilibrée au réseau pour produire en sortie un réseau monophasé ou triphasé équilibré basse fréquence (généralement inférieure à 15 Hz), pour alimenter des moteurs de forte puissance à faible vitesse. Ils sont constitués de deux ou plusieurs redresseurs commandés, raccordés en pont.

2.2.2.3 cascade Hyposynchrone

La cascade hyposynchrone a pour fonction de permettre le réglage de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Elle remplace les résistances classiques habituellement raccordées au rotor du moteur. Ces résistances sont remplacées par un convertisseur de fréquence raccordé entre le rotor et le réseau d'alimentation du stator du moteur. La production d'interharmoniques est souvent faible.

2.2.2.4 Moteurs asynchrones

Les moteurs asynchrones peuvent absorber des courants de magnétisation irréguliers dus en particulier aux encoches dans le stator et le rotor. Ceci produit des interharmoniques dans le réseau basse tension. Lorsque le moteur tourne à sa vitesse normale, ces fréquences se situent dans la gamme 500 Hz à 2 kHz mais pendant la période de démarrage, elles balayent toute la gamme de fréquence.

De tels moteurs peuvent être perturbateurs s'ils sont installés au bout de longues lignes aériennes basse tension (>1km).

2.2.2.5 Machine à souder à arc

Les machines à souder à arc produisent aussi un spectre continu à large bande car le soudage est un processus intermittent dont la période est comprise entre une et plusieurs secondes.

2.2.2.6 Fours à arc

Les fours à arc produisent des spectres interharmoniques continus mais variables de façon aléatoire en raison de leur appel de courant irrégulier. Ces appareils ont une puissance élevée (qui peut atteindre 50 MVA à 100 MVA). Ils sont toujours raccordés au réseau moyenne ou haute tension.

2.2.3 Effets des interharmoniques

Un des effets des interharmoniques est de perturber les récepteurs de télécommande. Les interharmoniques peuvent également engendrer un phénomène de flicker.

2.3 Les fluctuations de tension

2.3.1 Description du phénomène

Les fluctuations de tension peuvent être décrites comme une variation périodique de l'enveloppe de la tension ou comme une suite de variations de tension aléatoires. Sur ces variations, il faut différencier les fluctuations de tension des variations lentes qui sont dues aux variations progressives de la consommation dans les réseaux.

2.3.2 Sources de fluctuation de tension

Dans les réseaux basse tension, les appareils électrodomestiques sont la source principale des fluctuations de tensions, mais chaque appareil ne gêne qu'un nombre limité de consommateurs.

En général, les principales sources de fluctuation de tension sont les charges industrielles :

- Machines à souder à résistance
- Laminoirs
- Gros moteurs à charges variables
- Fours à arc
- Installation de soudure à l'arc

La mise en (ou hors) service de batteries de condensateurs ou plus généralement le raccordement de charges importantes produisent des variations de tension en créneau.

Notons que les fluctuations produites par ces activités industrielles peuvent toucher un grand nombre de consommateurs à partir de la même source.

2.3.3 Effets des fluctuations de tension

Comme la fluctuation est généralement relativement faible $\pm 10\%$, la plupart des appareils ne sont pas perturbés. Le principal désagrément que l'on peut leur attribuer est le flicker, ou la fluctuation de luminance des lampes à incandescence. L'inconfort physiologique qui résulte de ce phénomène dépend de l'amplitude des fluctuations, de leurs composantes fréquentielles, du taux de répétition et de la durée de la perturbation. Toutefois, il existe un seuil de susceptibilité en dessous duquel le flicker n'est pas visible.

2.4 Creux de tension et coupures brèves

2.4.1 Description du phénomène

Un creux de tension est une brusque réduction de la tension, en un point du réseau électrique, suivie de son rétablissement après une courte durée allant d'une demi-période à quelques secondes.

Les coupures brèves peuvent être considérées comme des creux de tension d'amplitude 100%.

2.4.2 Amplitude et durée

Les variations de tension qui ne réduisent pas la tension du réseau en un point donné à moins de 90% de la tension nominale ne sont pas considérées comme des creux de tension mais comme des fluctuations de tension.

Des durées inférieures à une demi-période ne sont pas prises en compte et sont considérées comme des transitoires.

Il est essentiel de comprendre que l'on ne peut pas éviter un certain nombre de creux de tension sur les réseaux d'alimentation et qu'il est normal d'accepter, pour la plupart des appareils, le risque d'un nombre limité de fonctionnements incorrects dus à ce type de perturbation.

2.4.3 Source de creux de tension et de coupures brèves

Un creux de tension peut être produit par des manœuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de forte intensité ou par le fonctionnement de protection consécutif à l'apparition de défauts dans le réseau.

2.4.4 Effets de creux de tension et coupures brèves

Les creux de tension et coupures brèves peuvent perturber les appareils raccordés aux réseaux d'alimentation et provoquer les mauvais fonctionnements suivants :

- Extinction de lampes à décharge ;
- Variation de vitesse ou arrêt de moteurs ;
- Retombée de contacteurs ;
- Erreurs de calcul ou panne de calculateurs ou d'instruments de mesure munis de dispositifs électroniques ;
- Pertes de synchronisme d'alternateurs et de moteurs synchrones ;
- Défaut de commutation pour les ponts à thyristors fonctionnant en onduleur.

2.5 Déséquilibre de tension

2.5.1 Description du phénomène

Le phénomène de déséquilibre de tension est la situation où les trois tensions du système triphasé ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas décalées normalement les unes par rapport aux autres de 120° .

Le taux de déséquilibre est habituellement défini, en utilisant la méthode des composantes symétriques, par le rapport du module de la composante inverse (ou homopolaire) à celui de la composante directe. Les tensions inverses d'un réseau (ou homopolaire) résultent pour l'essentiel de la circulation des courants inverses (ou homopolaire) produit par des charges déséquilibrées.

2.5.2 Sources de déséquilibre

La cause majeure de déséquilibre est liée à la présence de charges monophasées réparties de façon non équilibrée sur les trois phases du réseau. Dans les réseaux basses tension, c'est particulièrement le cas puisque la grande majorité des charges sont connectées entre phase et neutre. Dans les réseaux moyennes tension, les charges monophasées peuvent être connectées entre phases ou entre phase et neutre. Des charges monophasées importantes sont constituées par les sous-stations des chemins de fer à courant alternatif et les fours à induction monophasés.

2.5.3 Effets des déséquilibres de tension

Les redresseurs polyphasés pour lesquels chacune des tensions d'alimentation participe à la sortie continue sont sensibles à une alimentation déséquilibrée. Celle-ci provoque une ondulation non souhaitée de la tension continue et des harmoniques de courant non caractéristiques côté alternatif.

Cependant l'effet principal du déséquilibre est l'échauffement des enroulements des machines. En effet, la réactance inverse d'une machine synchrone est beaucoup plus faible que la réactance directe. La composante inverse du champ tournant induite par le déséquilibre va provoquer la circulation de

courants importants qui vont venir se combiner aux courants "normaux" dans les phases. Ces courants supplémentaires provoquent un échauffement de la machine et sa possible destruction.

2.6 Transmission de signaux sur le réseau

Les réseaux publics sont construits pour alimenter les consommateurs en énergie électrique, mais peuvent, dans certains cas être utilisés, pour la transmission de signaux. La compatibilité électromagnétique doit être assurée du point de vue des systèmes de transmission des signaux, de leur influence sur le réseau et ses charges.

2.6.1 Description du phénomène

Des signaux de fréquence dans la plage de 110 Hz à 500 kHz sont utilisés dans des réseaux ou partie de réseaux pour transmettre des informations d'un point d'émission vers un ou plusieurs points de réception.

On peut utiliser les signaux de télécommande sur les réseaux de distribution à des fins de changement de tarif ou d'enclenchement de charges. On peut aussi les utiliser pour obtenir des informations sur l'état d'indicateurs ou sur des valeurs de compteurs depuis un point sur le réseau vers un poste central.

2.6.2 Sources de signaux en réseau

Les systèmes de signaux utilisant comme support le réseau de distribution (ligne haute tension, moyenne ou basse tension) peuvent être classés en quatre types selon la fréquence de transmission ou le type de signal.

- Systèmes de télécommande centralisés (ou systèmes à courant porteur basse fréquence)

On utilise des signaux sinusoïdaux dans la gamme de fréquence 110 Hz à 2 kHz. Toutefois, on reste généralement dans la gamme 110 Hz à 500 Hz.

- Systèmes à courants porteur moyenne fréquence

On utilise aussi des signaux sinusoïdaux mais dans la gamme de fréquence 3 kHz à 20 kHz avec une préférence dans la gamme 6 kHz à 8 kHz. De tels systèmes sont conçus pour les besoins des distributeurs.

- Systèmes à courant porteur à fréquence radio

On utilise des signaux sinusoïdaux dans la bande 20 kHz à 150 kHz. Ces systèmes ont pour domaine d'application les réseaux des distributeurs, les réseaux basse tension industriels et les installations domestiques (domotique).

- Systèmes de marquage d'onde

On utilise des marques non sinusoïdales sur l'onde de tension réseau. Différents types de signaux peuvent être utilisés :

- Des impulsions longues sous forme de déformation de tension de 1,5 ms à 2 ms (de préférence au passage à 0 de la tension pour éviter le phénomène de flicker) ;
- Des impulsions courtes sous forme d'encoches d'une durée de 20 μ s à 50 μ s ;
- Des impulsions à la fréquence fondamentale 50 Hz de durée d'une demi période ou d'une période.

Ces systèmes sont conçus pour les réseaux des distributeurs. L'injection se fait en basse ou moyenne tension.

2.6.3 Effets des transmissions de signaux et effets sur les appareils de réception

Les signaux sinusoïdaux émis en basse et moyenne fréquence peuvent être assimilés à des trains d'ondes harmoniques ou interharmoniques de durée inférieure ou égale à 1 s. Les effets sont donc comparables.

Dans certains cas, les effets sont similaires à ceux d'applications produisant des variations de la valeur efficace sur le réseau : il se produit un phénomène de fluctuation de tension (flicker).

2.7 Variation de fréquence d'alimentation

2.7.1 Description du phénomène

La fréquence d'un réseau alternatif est directement liée à la vitesse de rotation des alternateurs. La fréquence dépend de l'équilibre dynamique entre la charge et la puissance des usines de production. Ainsi lorsque le point d'équilibre change de petites variations de fréquence se produisent.

2.7.2 Sources de variation de puissance

Dans les réseaux publics d'alimentation, la capacité de production est normalement excédentaire par rapport à la consommation. Cela permet de maintenir les variations de fréquence à l'intérieur de la plage de fréquences désirées. Toutefois, il peut arriver, qu'une partie importante de la production ou de la consommation disparaisse. Il s'ensuit des variations de fréquence qui sortent de la plage normalement tolérée. Dans de tel cas, une partie de la production ou de la consommation doit être déconnectée pour rétablir l'équilibre aussi vite que possible.

2.7.3 Effets des variations de fréquence

Dans les limites généralement rencontrées, le principal effet du changement de fréquence est de modifier la vitesse des machines tournantes. Les moteurs fourniront alors plus ou moins de puissance. Les variations de fréquences peuvent avoir également pour effet de rendre moins opérants les filtres d'harmoniques. Tout appareil électronique utilisant la fréquence du réseau comme base de temps sera aussi affecté.

3 Caractérisation du contenu harmonique

3.1 Rappels théoriques

Le contenu harmonique d'une grandeur, par exemple ici d'un courant, peut être calculé en utilisant la décomposition en série de Fourier. Ainsi nous obtenons pour un signal de période T les coefficients de la décomposition de la façon suivante :

$$C_n = \frac{1}{T} \int_T i(t) e^{-2j\pi n t/T} dt \quad \text{ou} \quad \begin{cases} A_0 = \frac{1}{T} \int_T i(t) dt \\ A_n = \frac{2}{T} \int_T i(t) \cos(2\pi n t/T) dt \\ B_n = \frac{2}{T} \int_T i(t) \sin(2\pi n t/T) dt \end{cases}$$

Le signal $i(t)$ peut alors être exprimé comme la somme d'une infinité de fonctions sinusoïdales de pulsations multiples du fondamental :

$$i(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} C_n e^{2j\pi n t/T} \quad \text{ou} \quad i(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} A_n \cos(2\pi n t/T) + B_n \sin(2\pi n t/T)$$

$$\text{ou} \quad i(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \cos\left(2\pi n t/T - \arctan\left(\frac{B_n}{A_n}\right)\right)$$

Les valeurs efficaces de chacun des harmoniques peuvent ainsi être calculées :

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{ou} \quad I_n = \sqrt{2 C_n C_n^*}$$

Ce sont ces valeurs (valeurs efficaces, valeur crêtes ou quasi-crêtes) qui seront indiquées par les analyseurs de réseau ou analyseurs de spectre. L'importance du contenu harmonique d'un signal peut alors être quantifiée par l'intermédiaire d'une quantité nommée le Taux de Distorsion Harmonique. Cette grandeur peut être définie de deux façons différentes :

$$\text{TDH}_{\text{RMS}} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I}$$

ou

$$\text{TDH}_{\text{fond}} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1}$$

Ces deux valeurs ne sont pas équivalentes, il faut donc être vigilant lors de l'utilisation de l'une de ces grandeurs.

Le premier effet de ces courants harmoniques est d'augmenter la valeur efficace totale du courant par rapport au signal sinusoïdal pur :

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} = I_1 \sqrt{1 + \text{TDH}_{\text{fond}}^2}$$

Ceci se traduit par une détérioration du facteur de puissance. Rappelons que ce facteur de puissance, défini comme le rapport de la puissance active à la puissance apparente, caractérise la bonne adéquation du dimensionnement d'un équipement par rapport à la puissance qu'il transmet ou convertit. Ce facteur

de puissance doit donc être le plus proche possible de l'unité. Prenons le cas d'un équipement alimenté par une tension purement sinusoïdale, le facteur de puissance (par phase) est dans ce cas égal à :

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{V I_1 \cos\varphi_1}{V I} = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH_{fond}^2}} \cos\varphi_1$$

Expression dans laquelle $\cos\varphi_1$ représente le facteur de déplacement c'est à dire le déphasage entre le fondamental du courant et la tension.

Nous constatons donc que la présence d'harmoniques augmente la puissance apparente d'une installation ou d'un équipement. Cette influence peut également être traduite dans un bilan de puissance faisant apparaître la puissance apparente, la puissance active, réactive et la puissance déformante (traduisant la distorsion harmonique). Cette relation est de la forme :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \text{ avec}$$

puissance apparente $S = q V I$

puissance active $P = q V I_1 \cos\varphi_1$

puissance réactive $Q = q V I_1 \sin\varphi_1$

puissance déformante $D = q V \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots} = q V I_1 TDH_{fond}$

3.2 Niveau de compatibilité

La norme NF EN 61000-2-2 définit les niveaux de compatibilité pour les réseaux public basse tension et la norme NF EN 61000-2-4 pour les installations industrielles basse et moyenne tension. Ces niveaux sont définis par rapport aux déformations des tensions réseau communes à plusieurs équipements. Notons que le nombre de sources d'harmoniques va en augmentant et que la proportion de charges purement résistives (chauffage électrique) qui ont un effet d'amortissement, décroît par rapport à la consommation totale.

Les niveaux de compatibilité pour les harmoniques individuels dans les réseaux basse tension sont donnés dans le Tableau 1.

Tableau 1 : niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux basse tension

Harmoniques impairs non multiples de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang harmonique n	Tension harmonique %	Rang harmonique n	Tension harmonique %	Rang harmonique n	Tension harmonique %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	0,2+0,5x25/n				

Les niveaux correspondant à ce tableau sont représentés à la Figure 5.

Lorsque plusieurs harmoniques apparaissent simultanément, on peut exprimer leur effet combiné par le taux de distorsion harmonique total (TDH_{fond}). Compte tenu des niveaux donnés dans le Tableau 1 et compte tenu qu'il faut que les harmoniques individuels n'atteignent pas simultanément leurs niveaux de compatibilité, le niveau de compatibilité pour le taux de distorsion harmonique global doit être limité à 0,08.

Dans certains cas particuliers, une pondération est appliquée aux harmoniques individuels. Par exemple dans le cas le plus défavorable, celui des condensateurs placés sur le réseau, on peut appliquer :

$$TDH_{corrigé} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} n^2 U_n^2}}{U_1}$$

L'augmentation de la valeur efficace du courant dans le condensateur peut être quantifiée en utilisant ce taux de distorsion harmonique corrigé. En effet :

$$I_{condensateur} = C\omega_1 \sqrt{U_1^2 + (2U_2)^2 + (3U_3)^2 + \dots} = I_{1condensateur} \sqrt{1 + TDH_{corrigé}^2}$$

Du fait de contraintes thermiques dans les condensateurs, ceci revient à imposer la valeur de $TDH_{corrigé}$ plutôt que TDH_{fond} .

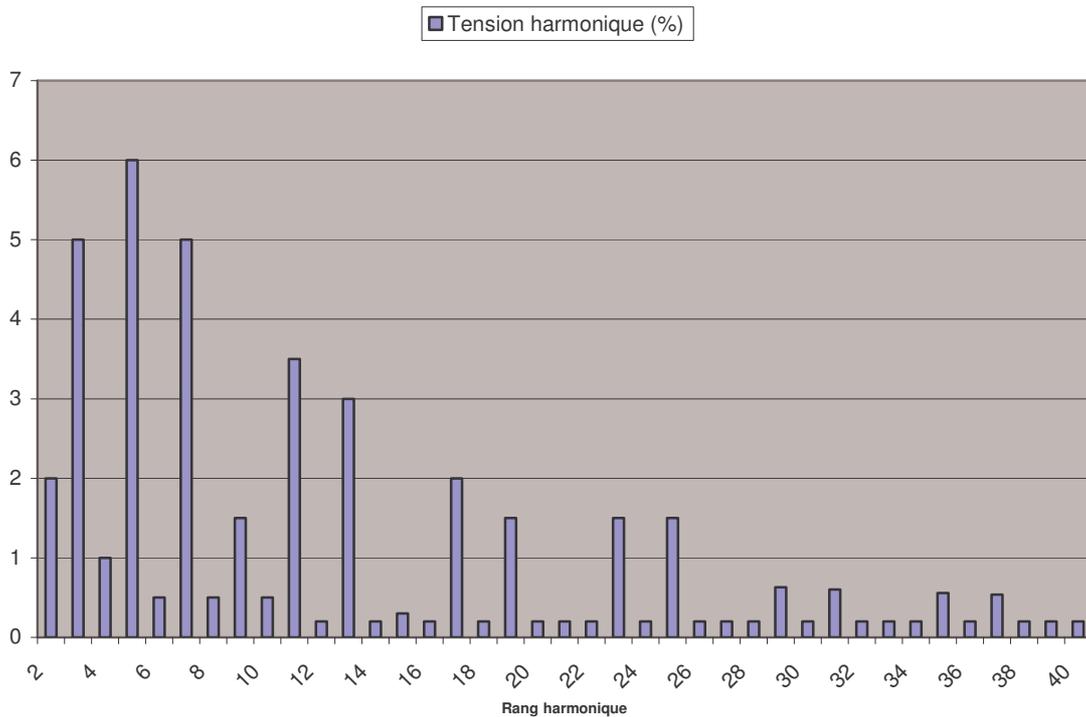


Figure 4

3.3 Limites d'émission en courant

Ces limites sont fixées par la norme NF EN 61000-3-2 pour les appareils raccordés au réseau public basse tension pour des équipements consommant moins de 16 A par phase. Nous allons faire un bref survol du contenu de cette norme dans le paragraphe suivant.

4 Survol du contenu de la norme NF EN 61000-3-2

Comme nous l'avons vu précédemment, l'essentiel des perturbations basses fréquences générées et subies par les équipements basses tensions sont liées aux perturbations harmoniques. Ces perturbations font donc l'objet d'une réglementation Internationale et Européenne. Nous allons étudier ici le contenu de la réglementation Européenne relative aux limitations des courants harmoniques injectés dans le réseau public d'alimentation (courant appelé par les appareils ≤ 16 A par phase). Cette norme est référencée NF EN 61000-3-2.

4.1 Classification des appareils

Pour ce qui concerne la limitation du courant harmonique, les appareils sont classés de la manière suivante :

Classe A : Appareil triphasé équilibré et tout autre appareil à l'exception des ceux qui sont indiqués dans l'une des classes suivantes ;

Classe B : Outils portatifs (utilisation de courte durée) ;

Classe C : Appareil d'éclairage y compris des dispositifs variateurs de lumière ;

Classe D : Appareil ayant un courant d'entrée à forme d'onde du courant d'entrée de chaque demi-période par rapport à sa valeur crête est comprise dans l'enveloppe définie à la Figure 5 (en fait pendant au moins 95 % du temps) et dont la puissance d'entrée est inférieure à 600 W.

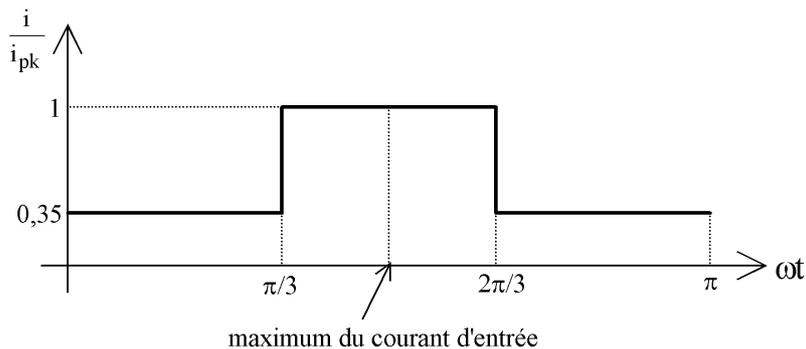


Figure 5

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

4.2 Exigences générales

4.2.1 Principes de commande

Les principes de commande suivants ne doivent pas être utilisés en fonctionnement normal :

- Commandes asymétriques ;
- Redressement simple alternance placé directement sur l'alimentation réseau excepté si la puissance d'entrée est inférieure à 100 W, ou si l'appareil est un appareil portatif utilisé pendant un temps court (quelques minutes).

Les principes de commande symétrique, produisant des harmoniques de rang faible dans le courant, peuvent être utilisés pour contrôler la puissance fournie aux éléments chauffants à condition que la pleine puissance (en pleine onde) soit inférieure ou égale à 200 W ou que les limites du Tableau 4 ne soient pas dépassées.

Les appareils domestiques à commande symétrique utilisés pendant une courte durée (exemple : sèche cheveux) sont essayés selon les conditions de la classe A.

4.2.2 Mesures des courants harmoniques

Les mesures sont réalisées en utilisant n'importe quel type d'analyseur d'onde à condition qu'il soit conforme à la prescription en terme de précision et d'impédance d'entrée. Les valeurs d'harmoniques mesurées doivent être comparées aux limites données au paragraphe suivant (Limites de courants harmoniques).

Dans ces essais, la tension d'essai doit être égale à la tension assignée de l'appareil (230 V ou 400V respectivement pour les tensions monophasées et triphasées). Cette tension doit être maintenue à $\pm 2,0\%$ et la fréquence à $\pm 0,5\%$ de la valeur assignée. L'angle entre les vecteurs de la tension fondamentale appliquée à chaque paire de phases d'une source triphasée doit être de $120^\circ \pm 1,5^\circ$. Le contenu harmonique de la tension est également défini et ne doit pas dépasser certaines valeurs quand l'appareil soumis aux essais est connecté.

Les conditions d'essai pour chaque type d'appareils sont également spécifiés dans la norme.

4.3 Limites de courants harmoniques

Pour les appareils de Classe A, les harmoniques de courant d'entrée ne doivent pas dépasser les valeurs indiquées au Tableau 2.

Pour les appareils de Classe B, les harmoniques du courant d'entrée ne doivent pas dépasser les valeurs indiquées dans le Tableau 2 multipliées par un facteur 1,5.

Pour les matériels de Classe C, il faut différencier les appareils d'éclairage et les variateurs de lumière.

- Les limites des courants harmoniques des appareils d'éclairage ne doivent pas dépasser les limites indiquées au Tableau 3 ;
- Pour les variateurs de lumière qui sont soit indépendants soit incorporés dans les lampes ou dans les luminaires, les conditions suivantes sont applicables :

Variateurs de lumière indépendants : Les valeurs des courants harmoniques des variateurs incorporés aux luminaires à lampes à incandescence ne doivent pas dépasser les valeurs du

Tableau 2. Lorsque l'on utilise une commande de phase, l'angle d'amorçage ne doit pas dépasser 145°.

Pour les luminaires à lampe à décharge dans les conditions de charge maximales, la valeur du courant harmonique ne doit pas dépasser les valeurs définies en pourcentage au Tableau 3. Pour toutes les positions du variateur de lumière, la valeur des courants harmoniques ne doit pas dépasser les valeurs limites définies dans le cas de la charge maximale.

Pour les appareils de Classe D, les limites des courants harmoniques sont définies dans les conditions de charge assignée. Les harmoniques de courant d'entrée ne doivent pas dépasser les valeurs limites tirées du Tableau 4. Les valeurs limites données au Tableau 4 sont valides pour tous les appareils dont la puissance active d'entrée est supérieure à 50 W. Il n'y a pas de limites pour les appareils dont la puissance active d'entrée est inférieure à 50 W.

Tableau 2 : Limites pour les appareils de Classe A

Rang harmonique	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 3 : Limites pour les appareils de Classe C

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé exprimé en pourcentage du courant fondamental d'entrée des luminaires (%)
Harmoniques impairs	
3	30λ (λ facteur de puissance du circuit)
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3
Harmoniques pairs	
2	2

Tableau 4 : Limites pour les appareils de Classe D

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé par watt (mA/W)	Courant harmonique maximal autorisé (A)
Harmoniques impairs		
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
$11 \leq n \leq 39$	$3,85/n$	$0,15 \cdot 15/n$

La figure suivante donne un aperçu de ces différentes limites.

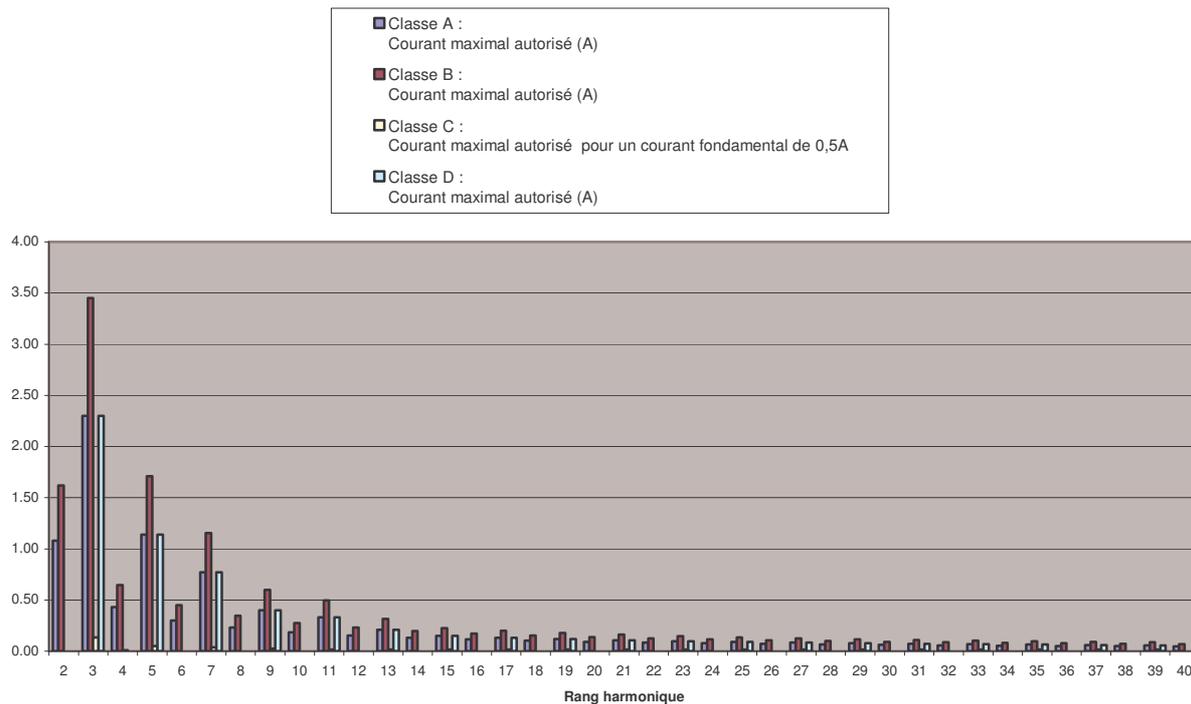


Figure 6

Étude de cas et solutions envisagées

Dans ce chapitre, nous étudierons un certain nombre de cas de pollution harmonique et nous analyserons pour certains d'entre eux les remèdes pouvant être mis en œuvre

Les données utilisées dans la première partie de ce chapitre proviennent de mesures effectuées sur le banc d'étude des perturbations des réseaux électriques "HARMOCEM" de la société Schneider Electric. Les informations sur les tubes fluorescents sont tirées de documents constructeurs de la société PHILIPS (Application Guide to Lamp Control Gear).

1 Cas d'un variateur de vitesse

1.1 Étude du système pollueur

Considérons ici le cas d'un variateur de vitesse (ATV 18) réalisant la commande à vitesse variable d'une MAS triphasée en partant du réseau monophasé. Le principe de cette alimentation est illustré au travers du schéma de la Figure 1. Les courbes et données relevées sur ce type d'équipement à l'aide d'un analyseur de réseau sont données à la Figure 2 et la Figure 3.

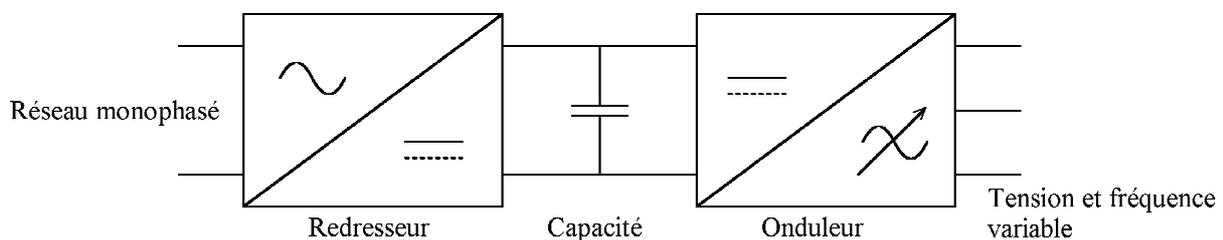


Figure 1

Comme il s'agit d'un équipement fonctionnant sur le réseau basse tension et absorbant un courant inférieur à 16 A, nous pouvons nous référer à la norme NF EN 61000-3-2 pour déterminer les niveaux d'harmoniques admissibles pour cet équipement. Le courant absorbé par cet équipement est tel que ce dernier doit être considéré comme un appareil de Classe D. Les valeurs limites des perturbations harmoniques admissibles sont donc données au Tableau 4. Les valeurs limites du tableau peuvent être

calculées en considérant une puissance nominale absorbée de 750 W, soit, pour l'harmonique de rang 3 une valeur limite de 2,3 A.

Il est clair, que dans cette configuration, le variateur n'est pas conforme aux prescriptions. En effet, si nous ne considérons que l'harmonique de rang 3, nous obtenons une valeur mesurée de 2,74 A. Le variateur n'est donc pas conforme à la réglementation en vigueur. Il est donc nécessaire de réduire les courants harmoniques.

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Readings - 02/02/99 11:14:26

Summary Information				Record Information			
		Voltage	Current		Max	Average	Min
Frequency	50,0	RMS	226	4,96	V RMS		
Power		Peak	307	14,75	A RMS		
KW	0,72	DC Offset	0	-0,03	V Peak		
KVA	1,12	Crest	1,36	2,98	A Peak		
KVAR	0,17	THD Rms	3,3	73,4	V THD-R%		
Peak KW	4,41	THD Fund	3,3	108,2	A THD-R%		
Phase	13° lead	HRMS	8	3,63	KWatts		
Total PF	0,65	KFactor		18,7	KVAR		
DPF	0,98				TPF		
					DPF		
					Frequency		

Harmonic Information									
	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Power (KW)	
DC	0,0	0	0,0	0	0,03	0,6	0	0	0,00
1	50,0	226	100,0	0	3,36	68,1	13	13	0,74
2	100,0	0	0,1	51	0,02	0,5	105	0,00	0,00
3	150,0	3	1,2	31	2,74	55,5	-149	-0,01	0,00
4	200,0	0	0,0	-3	0,01	0,2	-71	0,00	0,00
5	250,0	7	3,0	-179	1,79	36,2	58	-0,01	0,00
6	299,9	0	0,0	-22	0,00	0,1	-58	0,00	0,00
7	349,9	2	0,7	43	0,96	19,4	-79	0,00	0,00
8	399,9	0	0,0	98	0,01	0,2	132	0,00	0,00
9	449,9	0	0,2	-15	0,70	14,2	170	0,00	0,00
10	499,9	0	0,0	123	0,01	0,2	-29	0,00	0,00
11	549,9	0	0,1	-84	0,70	14,3	39	0,00	0,00
12	599,9	0	0,0	-129	0,01	0,2	174	0,00	0,00
13	649,9	0	0,2	48	0,54	10,9	-103	0,00	0,00
14	699,9	0	0,0	-13	0,00	0,1	82	0,00	0,00
15	749,9	0	0,2	-49	0,31	6,3	130	0,00	0,00
16	799,9	0	0,0	117	0,01	0,2	-39	0,00	0,00
17	849,8	0	0,1	-94	0,26	5,3	25	0,00	0,00
18	899,8	0	0,0	89	0,01	0,2	169	0,00	0,00
19	949,8	0	0,1	124	0,27	5,5	-108	0,00	0,00
20	999,8	0	0,0	-137	0,00	0,1	22	0,00	0,00
21	1049,8	0	0,1	-56	0,20	4,0	110	0,00	0,00
22	1099,8	0	0,0	53	0,00	0,1	-30	0,00	0,00
23	1149,8	0	0,0	-139	0,10	2,0	-8	0,00	0,00
24	1199,8	0	0,0	-146	0,01	0,1	168	0,00	0,00
25	1249,8	0	0,1	127	0,10	2,0	-108	0,00	0,00
26	1299,8	0	0,0	136	0,00	0,1	-5	0,00	0,00
27	1349,8	0	0,1	-13	0,10	2,0	112	0,00	0,00
28	1399,7	0	0,0	129	0,00	0,0	146	0,00	0,00
29	1449,7	0	0,0	-124	0,05	1,0	-28	0,00	0,00
30	1499,7	0	0,0	90	0,00	0,0	-160	0,00	0,00
31	1549,7	0	0,0	140	0,02	0,5	-90	0,00	0,00

Figure 2

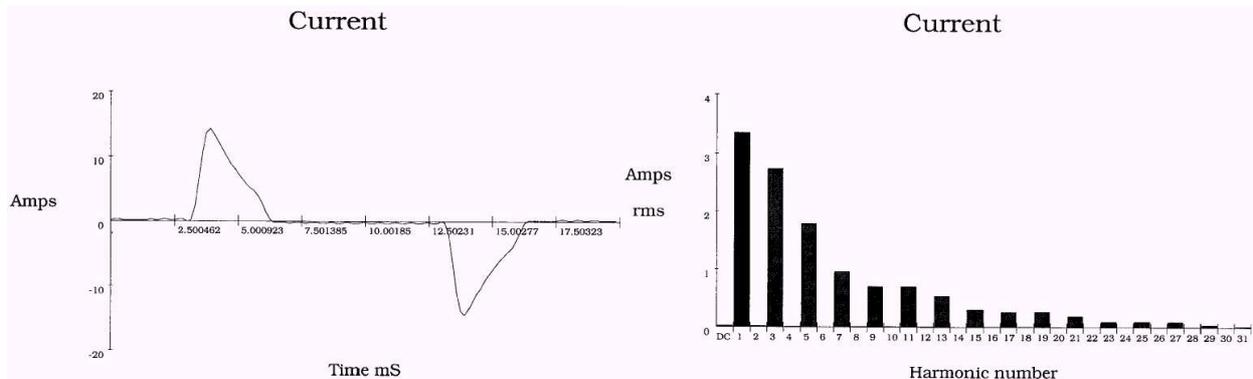


Figure 3

1.2 Les solutions

Pour ce type de problèmes, quatre méthodes peuvent être utilisées :

- Mettre une inductance à l'entrée du redresseur ;
- Utiliser un filtre anti-harmoniques (filtre accordé à une fréquence particulière) ;
- Utiliser un Filtre Actif ;
- Utiliser un Filtre Hybride (actif et passif).

1.2.1 Mise en place d'une inductance

Le schéma correspondant est donné à la Figure 4.

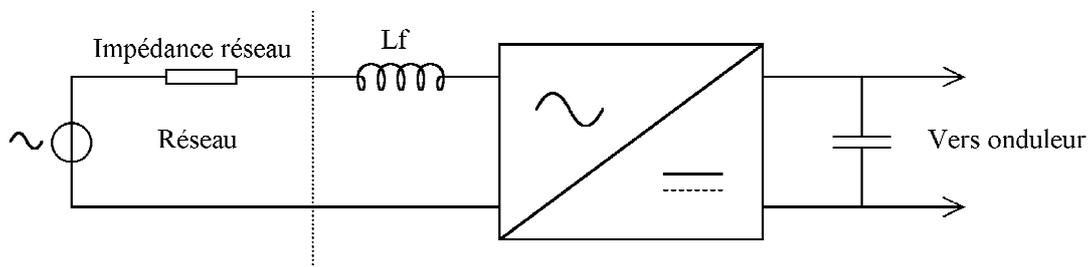


Figure 4

La présence d'une inductance en série avec le réseau va, comme nous allons le voir, effectivement permettre de réduire les courants harmoniques absorbés par le variateur. Notons que sa valeur est toutefois limitée pour deux raisons : sa présence détériore le facteur de déplacement du système en déphasant le fondamental du courant par rapport à la tension. Cette inductance provoque une chute de tension qui va entraîner une réduction de la tension sur le bus continu. Pour ces deux raisons la valeur de cette inductance ne peut excéder 10 mH dans notre exemple. Les résultats de mesure et la forme d'onde du courant absorbé sont donnés à la Figure 5 et la Figure 6.

Nous pouvons vérifier que l'équipement constitué par l'ensemble variateur/inductance est conforme aux prescriptions de la norme NF EN 61000-3-2.

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

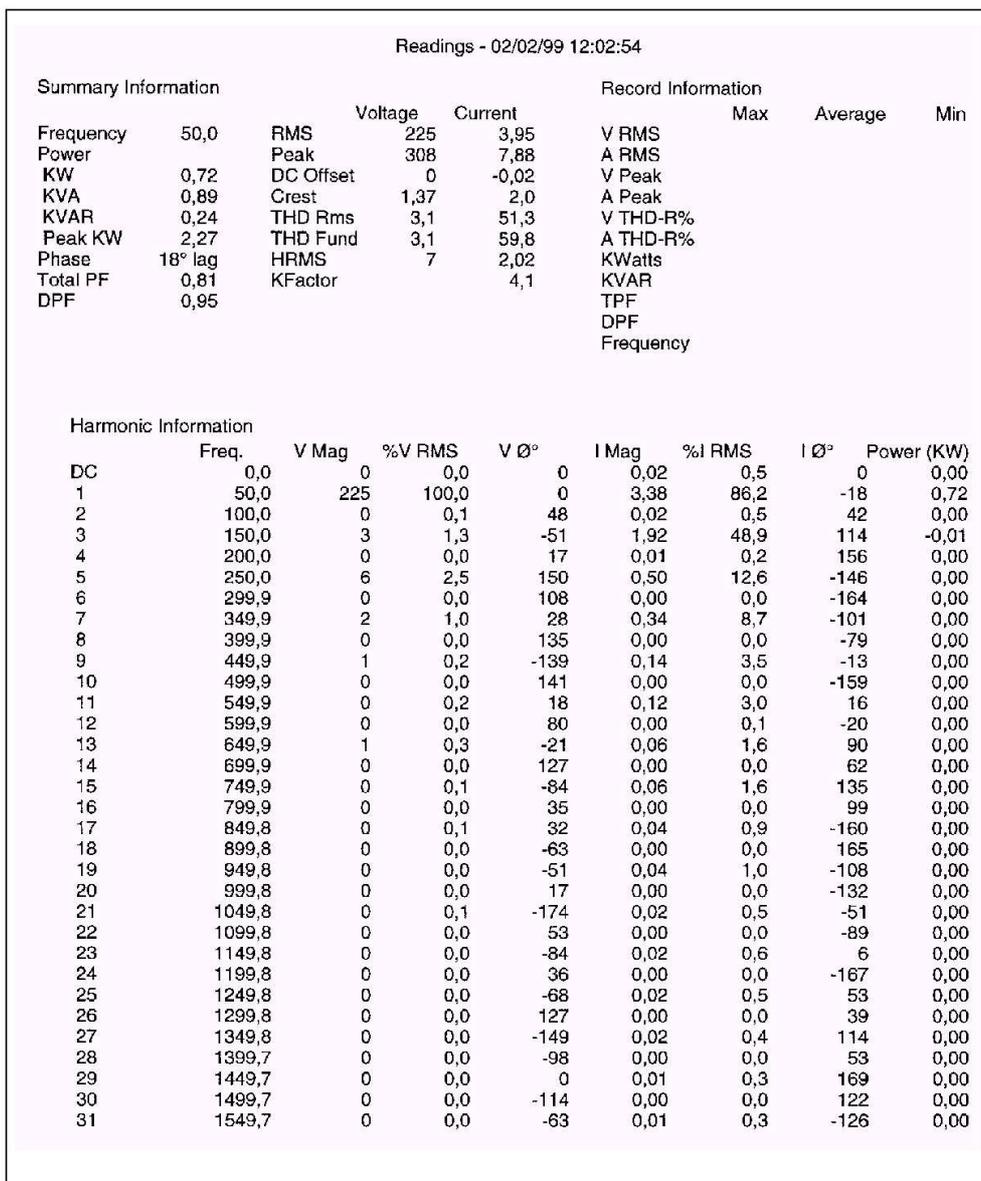


Figure 5

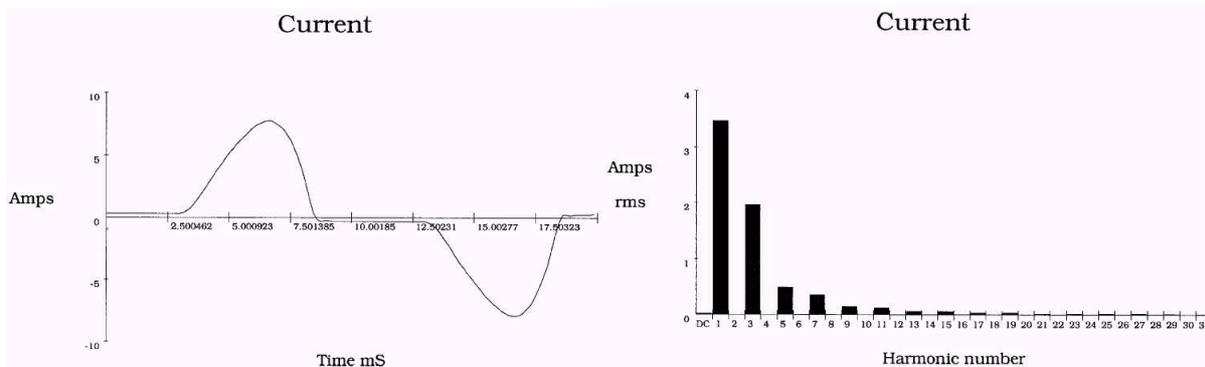


Figure 6

1.2.2 Utilisation de filtres passifs anti-harmoniques

Il s'agit d'un filtre associant en série une capacité et une inductance (voir Figure 7). La valeur de ces deux éléments est déterminée de façon à obtenir l'accord sur un harmonique de fréquence donnée (fréquence de résonance série). Cet ensemble placé en parallèle sur l'installation présente une impédance très faible pour sa fréquence d'accord. Si cette fréquence d'accord est choisie égale à celle d'un harmonique, ce dernier se retrouve dérivé dans ce circuit.

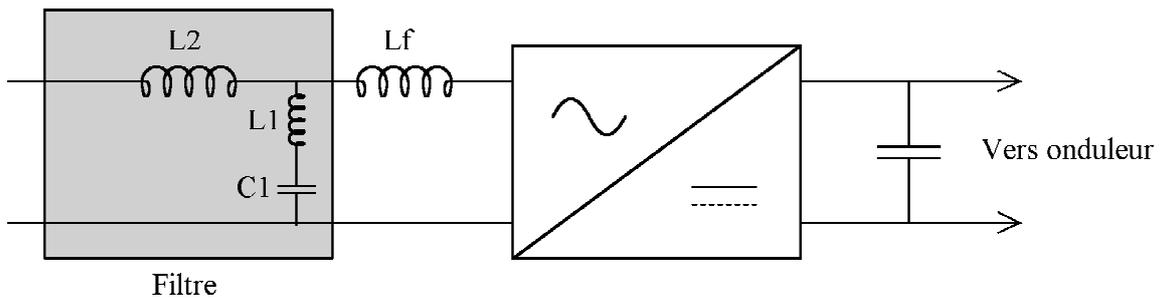


Figure 7

Il est possible d'utiliser simultanément plusieurs filtres accordés sur des fréquences différentes. Ceci permet d'éliminer plusieurs rang d'harmoniques.

Ce principe est d'apparence très simple, il demande toutefois une étude soignée de l'installation car si le filtre se comporte bien comme un court-circuit pour la fréquence désirée, il peut présenter des risques de résonance parallèle avec les autres inductances du réseau et ainsi augmenter le niveau d'harmoniques à d'autres fréquences.

Cette très forte sensibilité aux paramètres de l'installation, rend cette structure inutilisable dans les installations évoluant dans de grandes proportions (en terme d'impédance) au cours du temps.

Les résultats de mesure et la forme d'onde du courant absorbé sont donnés à la Figure 8 et la Figure 9.

En analysant les résultats précédents nous constatons que le filtre passif permet de traiter un rang d'harmonique particulier mais ne traite pas tout le spectre. Toutefois, nous constatons que le filtre agit également sur les rangs proches de celui traité (ici : 5,7,9). L'utilisation de ce type de filtre a donc un impact sur le niveau des courants harmoniques absorbés (ici les prescriptions de la norme sont largement respectées) mais également sur le facteur de puissance et le facteur de déplacement de l'équipement qui tendent à être unitaires.

Rappelons toutefois que l'utilisation et le dimensionnement du filtre restent très délicats et doivent faire l'objet de la plus grande attention.

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Summary Information				Record Information			
		Voltage	Current	Max	Average	Min	
Frequency	50,0	RMS	225	3,78	V RMS		
Power		Peak	307	5,21	A RMS		
KW	0,74	DC Offset	0	-0,02	V Peak		
KVA	0,85	Crest	1,36	1,38	A Peak		
KVAR	0,37	THD Rms	3,4	19,3	V THD-R%		
Peak KW	1,51	THD Fund	3,4	19,6	A THD-R%		
Phase	27° lead	HRMS	8	0,73	KWatts		
Total PF	0,88	KFactor		2,1	KVAR		
DPF	0,89				TPF		
					DPF		
					Frequency		

Harmonic Information								
	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Power (KW)
DC	0,0	0	0,0	0	0,02	0,6	0	0,00
1	50,0	225	100,0	0	3,70	98,6	27	0,74
2	100,0	0	0,1	51	0,01	0,4	65	0,00
3	150,0	1	0,5	-98	0,47	12,6	74	0,00
4	200,0	0	0,0	-16	0,00	0,0	110	0,00
5	250,0	7	3,1	171	0,48	12,7	-32	0,00
6	299,9	0	0,0	80	0,00	0,1	-123	0,00
7	349,9	2	0,9	-13	0,10	2,8	-45	0,00
8	399,9	0	0,0	98	0,00	0,1	-15	0,00
9	449,9	1	0,4	-63	0,22	5,8	124	0,00
10	499,9	0	0,0	162	0,00	0,0	-90	0,00
11	549,9	1	0,4	35	0,05	1,3	-75	0,00
12	599,9	0	0,0	-26	0,00	0,0	0	0,00
13	649,9	1	0,3	7	0,09	2,5	-93	0,00
14	699,9	0	0,0	103	0,00	0,0	13	0,00
15	749,9	0	0,1	-122	0,06	1,6	70	0,00
16	799,9	0	0,0	108	0,00	0,0	68	0,00
17	849,8	0	0,1	55	0,03	0,7	26	0,00
18	899,8	0	0,0	-136	0,00	0,1	141	0,00
19	949,8	0	0,1	-49	0,04	1,2	-153	0,00
20	999,8	0	0,0	32	0,00	0,0	121	0,00
21	1049,8	0	0,0	-117	0,01	0,4	25	0,00
22	1099,8	0	0,0	51	0,00	0,0	163	0,00
23	1149,8	0	0,0	56	0,02	0,6	-2	0,00
24	1199,8	0	0,0	113	0,00	0,0	-134	0,00
25	1249,8	0	0,0	-74	0,02	0,6	153	0,00
26	1299,8	0	0,0	-177	0,00	0,0	-77	0,00
27	1349,8	0	0,0	-172	0,01	0,1	152	0,00
28	1399,7	0	0,0	112	0,00	0,0	-37	0,00
29	1449,7	0	0,0	0	0,02	0,5	-75	0,00
30	1499,7	0	0,0	-34	0,00	0,0	-4	0,00
31	1549,7	0	0,0	-72	0,00	0,1	51	0,00

Figure 8

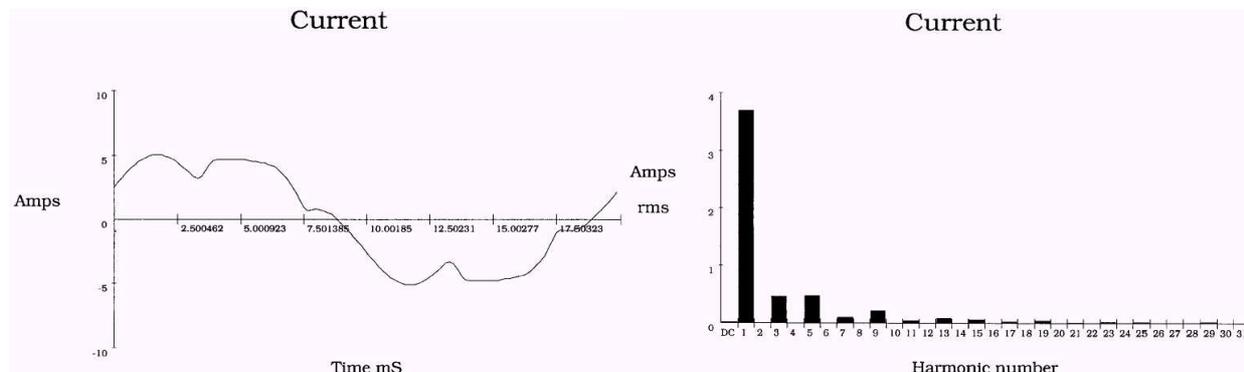


Figure 9

1.2.3 Utilisation d'un compensateur actif

L'objectif est de minimiser les harmoniques du courant au point du raccordement par injection d'un courant en opposition de phase avec les courants harmoniques. Le schéma d'implantation d'une telle structure est indiquée à la Figure 10.

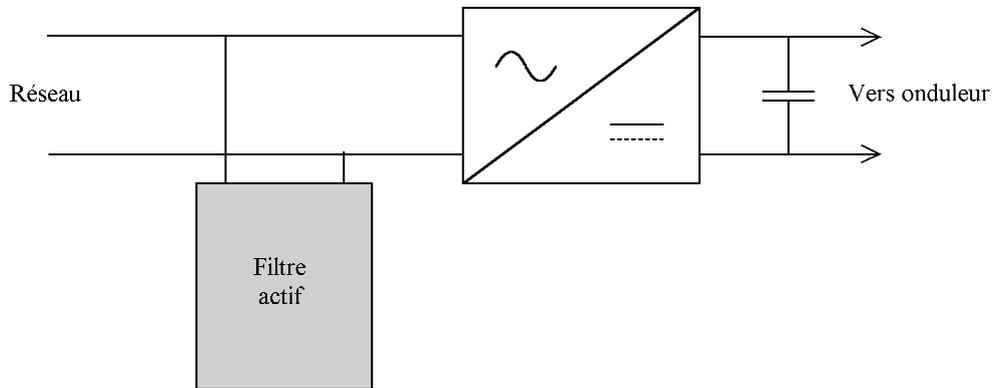


Figure 10

Si la bande passante du système est suffisante et sous réserve que le choix ait été fait de compenser tous les harmoniques réseau, le dispositif va injecter à tout instant des courants harmoniques de même amplitude que ceux appelés par la charge (voir Figure 11). Le réseau ne fournit alors plus que la composante fondamentale du courant. Notons d'ailleurs qu'il est également possible de compenser la puissance réactive avec de tels dispositifs.

L'association charges perturbatrices/compensateur actif se comporte alors vis à vis du réseau comme une charge linéaire.

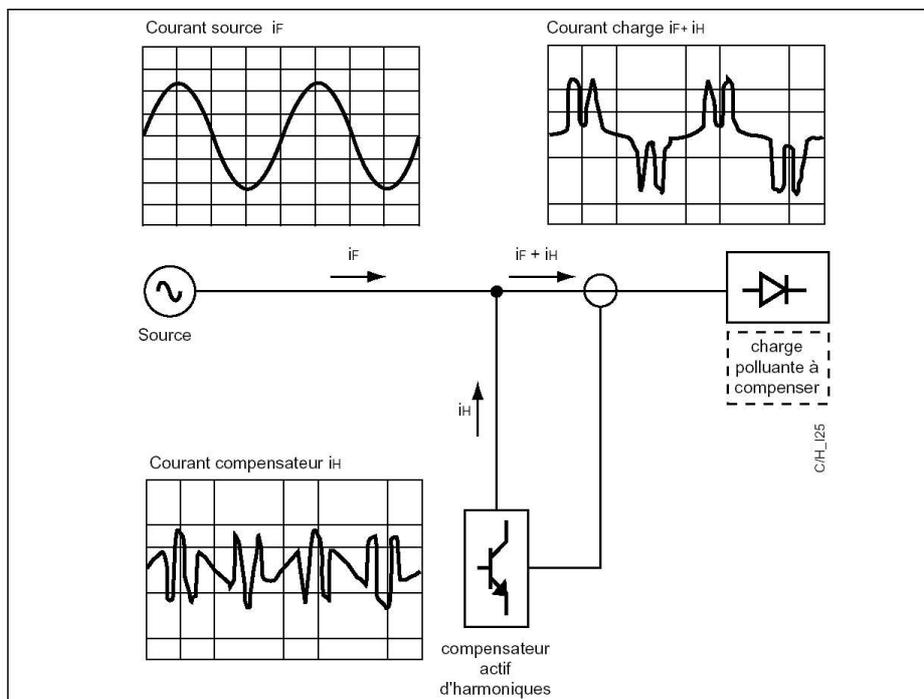


Figure 11

1.2.3.1 Principe de Fonctionnement d'un compensateur actif

Comme nous l'avons vu, il s'agit de fabriquer une source de courant arbitraire dont la forme d'onde est calculée à partir des courants absorbés par le ou les dispositif(s) pollueur(s). Les puissances instantanées mises en jeu étant importantes, ces systèmes fonctionnent sur le principe de l'électronique de commutation. Or, les structures les mieux maîtrisées dans le domaine sont des structures qui s'apparentent plus à des sources de tension alternatives qu'à des sources de courant. L'interfaçage entre la source de tension et le réseau est réalisé par une inductance. Le contrôle du courant fourni par le compensateur s'effectue par l'intermédiaire d'une boucle de régulation qui permet de déterminer la forme d'onde de tension à générer à chaque instant. Le principe décrit précédemment est schématisé à la Figure 12.

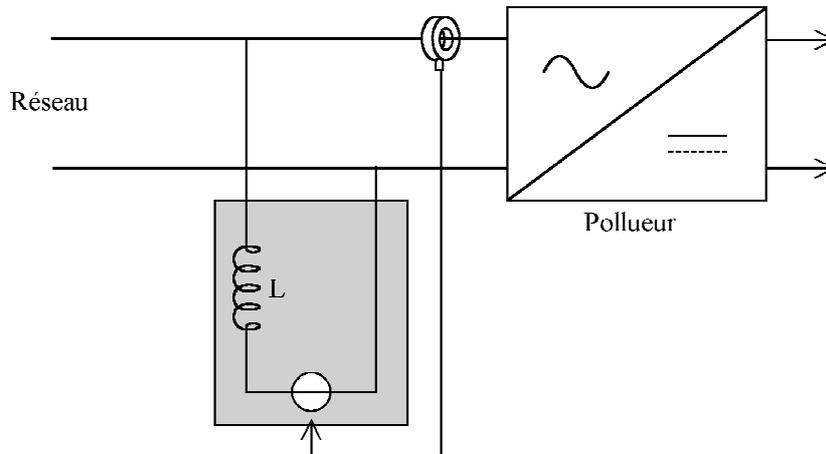


Figure 12

Pour bien comprendre le fonctionnement plaçons-nous dans un cas simple. Considérons que la charge absorbe uniquement un courant harmonique de rang 3. Ce courant doit être totalement fourni par le compensateur et le courant réseau est donc nul. Cette situation est représentée à la Figure 13.

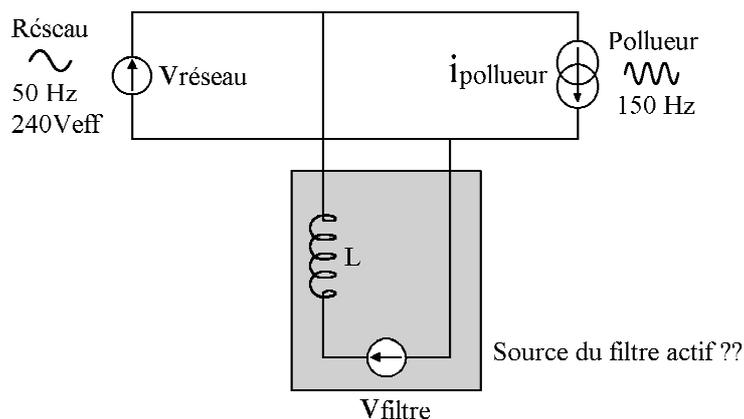


Figure 13

La tension interne du compensateur peut être calculée à chaque instant de la façon suivante :

$$V_{\text{filtre}} = V_{\text{réseau}} + L \frac{di_{\text{pollueur}}}{dt}$$

Les formes d'onde correspondants à différentes valeurs d'inductances sont données à la Figure 14. Nous constatons que la tension interne possède deux composante, l'une à 50 Hz de même valeur efficace et de même phase que la tension réseau et l'autre à la fréquence de l'harmonique compensé. La première composante s'oppose à la tension réseau de telle sorte que le filtre n'absorbe pas de courant à la pulsation du réseau. La seconde permet de générer la composante harmonique du courant dans l'inductance L.

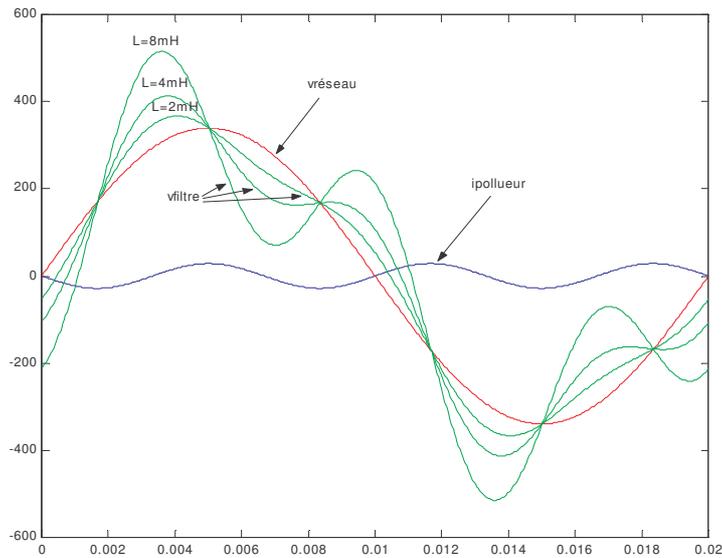


Figure 14

L'observation de ces courbes nous montre également que la tension interne du filtre actif possède une valeur crête plus importante que la tension maximale du réseau. Cette tension sera d'ailleurs d'autant plus importante que l'inductance a une forte valeur, que le courant présentera de fortes variations et que ces variations interviendront à des instants proches des maximum de la tension réseau. Remarquons que c'est le cas de la plupart des charges polluantes fonctionnant sur le réseau monophasé (pont redresseur à diodes filtré par une capacité).

Un bilan de puissance dans le filtre actif, montre que la puissance active absorbée ou fournie par le filtre est nulle car le courant qu'il fournit ne comporte pas de composante à la fréquence du réseau. La tension correspondant à un harmonique individuel compensé est donc en quadrature avec la composante harmonique correspondante du courant. Le filtre actif n'est pas consommateur ou fournisseur de puissance sur le réseau. Cette remarque est d'importance car, nous allons le voir, elle aura une implication directe sur le choix de la source qui sera chargée de fournir la puissance instantanée nécessaire à la génération de la tension interne du filtre.

Il s'agit donc maintenant de choisir la structure permettant de générer la tension interne du filtre actif. La puissance instantanée circulant dans le filtre est telle que le choix de l'électronique de commutation est la seule solution. La source interne est donc réalisé à l'aide d'un onduleur de tension. Pour un système monophasé, ceci correspond aux schémas de la Figure 15. Se pose alors le problème de la source de

tension continue nécessaire au fonctionnement de cet onduleur. Il n'est évidemment pas question de prélever cette tension sur le réseau, car les courants harmoniques se trouveraient, de ce fait, filtrés d'un côté et absorbés de l'autre (après transformation), de plus, ceci rendrait nécessaire l'insertion d'une isolation galvanique entre le réseau et le filtre. Le fonctionnement de cette source continue doit donc être rendue indépendante du réseau. Si nous nous référons à la remarque précédente, concernant le bilan de puissance, nous constatons que cette source ne devra fournir que de la puissance instantanée à valeur moyenne nulle, cette source peut donc être réalisée par l'intermédiaire d'une ou plusieurs capacités de fortes valeurs.

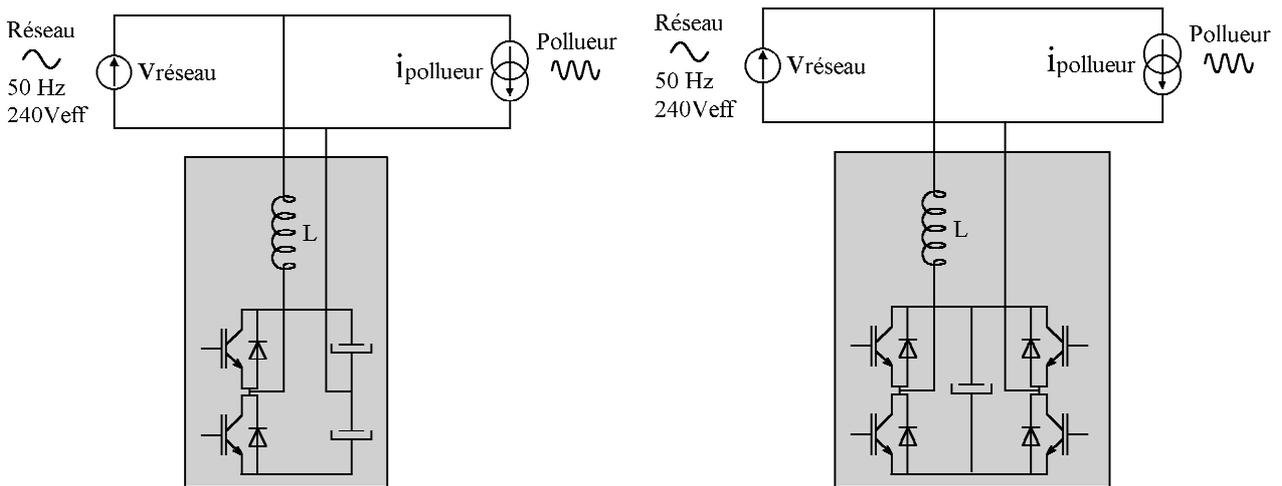


Figure 15

Nous pouvons remarquer que dans ces structures l'inductance joue un double rôle. Elle joue le rôle de ballast entre les deux sources de tension car, sans elle, la tension interne devrait être rigoureusement égale à la tension réseau et le courant ne pourrait être réglé. Notons que cette inductance joue également le rôle d'inductance de lissage pour l'onduleur. En effet ce système fonctionne sur le principe de découpage et génère donc des créneaux de tension modulés en largeur (MLI ou PWM). Il n'est évidemment pas question de faire circuler des courants à haute fréquence sur le réseau, ce qui rend nécessaire le lissage des courants fournis par l'onduleur. Le choix de l'inductance résulte alors d'un compromis entre efficacité du filtrage et, comme nous l'avons vu précédemment, tension aux bornes de la ou des capacités réservoir.

Le contrôle de ce système se fait donc par régulation du courant fourni par le filtre. Le schéma de principe de cette régulation est donné à la Figure 16

Le fonctionnement d'un filtre actif est en fait un tout petit peu plus compliqué que cela car l'une des hypothèses formulées précédemment n'est pas totalement fondée. Nous avons en effet remarqué que la puissance moyenne absorbée par le filtre devait être en théorie nulle. Or, si nous faisons un bilan de puissance un peu plus rigoureux, nous constatons que notre technique de commande ne permet pas de compenser les pertes dans le filtre actif. Ces pertes sont localisées dans l'inductance et les interrupteurs à semi-conducteur. Si nous conservons notre loi de commande telle que nous l'avons présentée, l'énergie correspondant à ces pertes sera prélevée sur le seul élément pouvant en fournir : la capacité. Ceci conduira à la diminution inéluctable de la tension sur le bus continu de l'onduleur. Pour éviter de se retrouver dans cette situation, il faut prélever l'énergie correspondant aux pertes sur le réseau. Ceci est réalisé en faisant en sorte que le filtre absorbe non seulement les composantes harmoniques indésirables mais également une composante de courant en phase avec la tension secteur permettant d'apporter

l'énergie nécessaire à la compensation des pertes et ainsi maintenir la tension aux bornes de ou des condensateurs réservoir. Bien entendu cette composante de courant doit être calculée à chaque instant car il est impossible de connaître rigoureusement les pertes globales du système pour tous les points de fonctionnement. L'astuce consiste donc à réaliser cette compensation au travers d'une boucle de régulation de la tension aux bornes des capacités. Ce principe est décrit à la Figure 17.

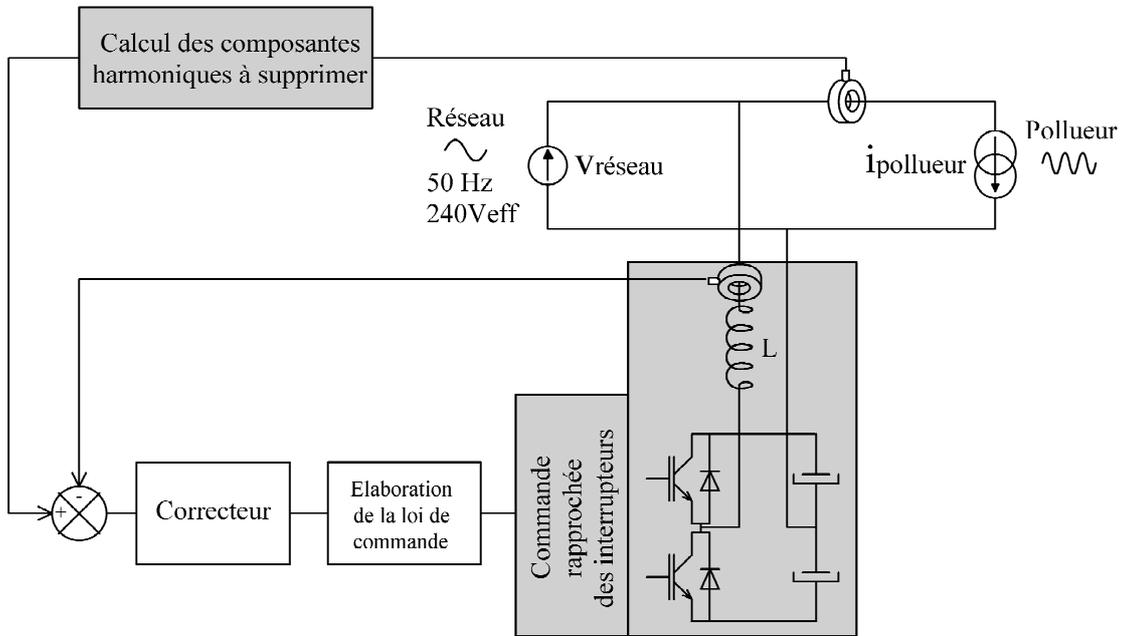


Figure 16

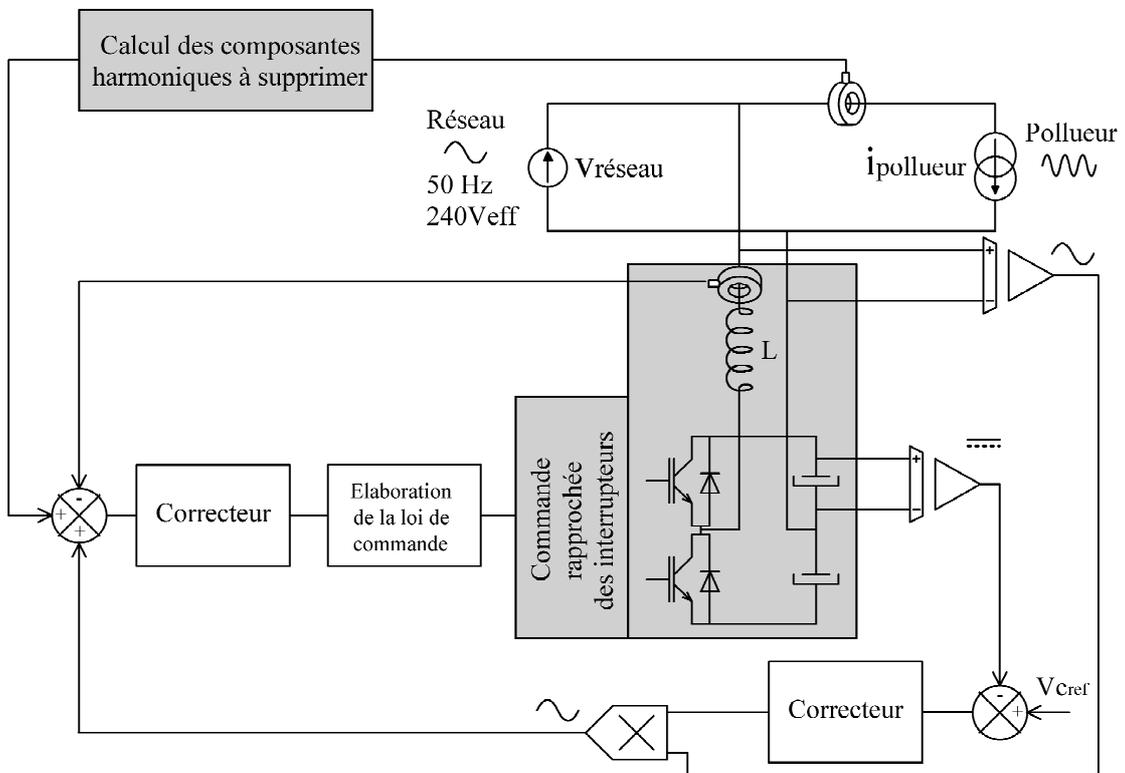


Figure 17

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

1.2.3.2 Exemple de filtre actif : le Sinewave (marque MGE UPS)

Le compensateur actif d'harmoniques SineWave de 20 à 480 A (triphase) permet une dépollution harmonique des installations basse tension de 10 à 2000 kVA. Cet équipement permet de réduire les harmoniques de rang 2 à 25 dans un rapport allant de 10 à 20. Deux stratégies sont possibles : la dépollution complète ou la dépollution rang par rang. Remarquons que cet équipement permet de gérer indépendamment les harmoniques sur chacune des phases. Le schéma structurel du SineWave est donné en annexe 1.

La fiche de présentation des performances générales du produit est donnée Figure 18.



Caractéristiques

	SW20 n	SW30 n	SW45 n	SW60 n	SW90 n	SW120 n
capacité de compensation par phase	20 A eff	30 A eff	45 A eff	60 A eff	90 A eff	120 A eff
capacité de compensation dans le neutre (1)	60 A eff	90 A eff	135 A eff	180 A eff	270 A eff	360 A eff
entrée réseau						
tension nominale (2)	400 V - 20 + 15 %					
fréquence nominale	50 Hz, 60 Hz, +/- 8 %					
nombre de phases	3 phases avec ou sans neutre (fonctionnement possible sur charges monophasées ou déséquilibrées)					
capteurs de courant	calibres de 300/1 à 4000/1					
caractéristiques techniques						
courants harmoniques compensés	rang 2 à 25, compensation globale ou rang par rang					
taux d'atténuation harmonique	THDI charge /THDI réseau supérieur à 10, à capacité nominale du compensateur					
compensation du cos φ	jusqu'à 1.0					
temps de réponse	< 40 ms					
surcharge	limitation au courant nominal, fonctionnement permanent en limitation possible					
courant d'appel	< 2 fois courant nominal crête					
pertes	1000 W	1300 W	2100 W	2600 W	4200 W	5200 W
bruit acoustique (ISO 3746)	< 55 dBA	< 55 dBA	< 60 dBA	< 60 dBA	< 65 dBA	< 65 dBA
couleur	RAL 9002					
conditions d'environnement						
température de fonctionnement	0 à 30 °C permanent, < 25 °C recommandé					
humidité relative	0 à 95 % sans condensation					
altitude de fonctionnement	< 1000 m					
normes de référence						
construction et sécurité	EN 50091-1					
conception	CEI 146					
protection	IP 30 suivant CEI 529					
compatibilité électromagnétique						
émission conduite et rayonnée	EN 55011 niveau A					
immunité aux décharges électrostatiques	CEI 1000-4-2 niveau 3					
immunité aux champs rayonnés	CEI 1000-4-3 niveau 3					
immunité aux ondes de choc	CEI 1000-4-4 et CEI 1000-4-5 niveaux 4					

(1) Capacité maximum sur charge informatique de type PC, et sur réseau triphasé équilibré.

(2) Autres tensions 208 V, 220 V, 480 V disponibles sur demande.

Figure 18

Remarquons que le calibre de tels équipements est défini en Ampères. En effet, nous avons vu que la puissance active transitant dans ce type de filtre est très faible puisqu'elle se réduit aux pertes du système. Les composants à semi-conducteur et les composants passifs sont toutefois dimensionnés pour une certaine puissance apparente qui elle est importante. L'équipement est dimensionné pour un certain niveau de pertes et donc une certaine valeur de courant efficace. Attention, dans le cas d'un filtre actif cette valeur efficace représente la valeur efficace des harmoniques effectivement compensés par l'appareil. En cas de dépassement de la valeur efficace assignée, l'appareil ne compense plus les harmoniques dépassant un certain seuil. Le choix d'une compensation totale (tous les harmoniques et la puissance réactive) peut donc s'avérer un mauvais choix économique. Nous verrons plus loin qu'il peut être intéressant de mixer plusieurs solutions.

1.2.3.3 Exemple de compensation

Revenons au problème de notre variateur de vitesse de machine asynchrone et tentons de compenser les harmoniques générés par cet équipement à l'aide d'un filtre actif (selon le schéma de la Figure 10).

Les résultats obtenus pour deux niveaux de charge du variateur sont donnés à la Figure 19, Figure 20, Figure 21, Figure 22.

Nous constatons que, dans le cas de la Figure 21 et de la Figure 22 (fonctionnement nominal du moteur), le filtre actif est en surcharge. Les courants harmoniques ne sont donc que partiellement compensés. Dans ce dernier cas le courant absorbé dans le filtre actif a les caractéristiques données à la Figure 23 et la Figure 24.

La valeur efficace totale des courants circulant dans le filtre dans ce cas égale à 2 A, ce qui correspond au calibre assigné du filtre actif sur la maquette utilisée. Le filtre actif limite donc la valeur efficace des harmoniques compensés, ceci se traduit par une compensation de moins bonne qualité.

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

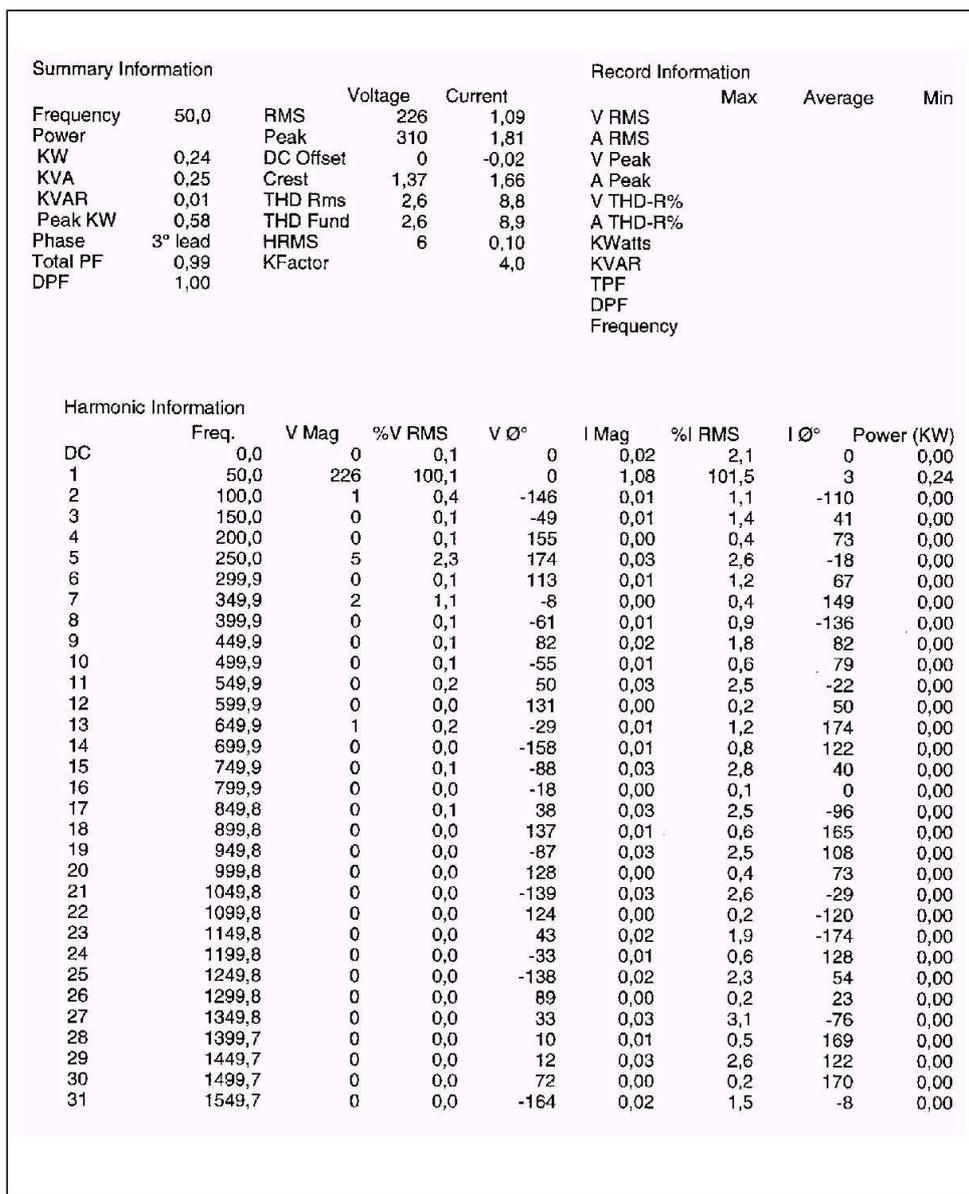


Figure 19

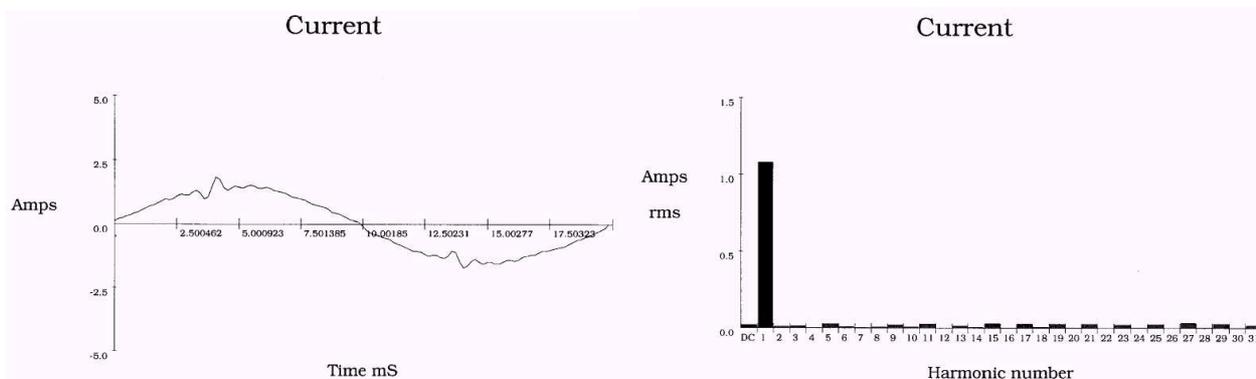


Figure 20

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

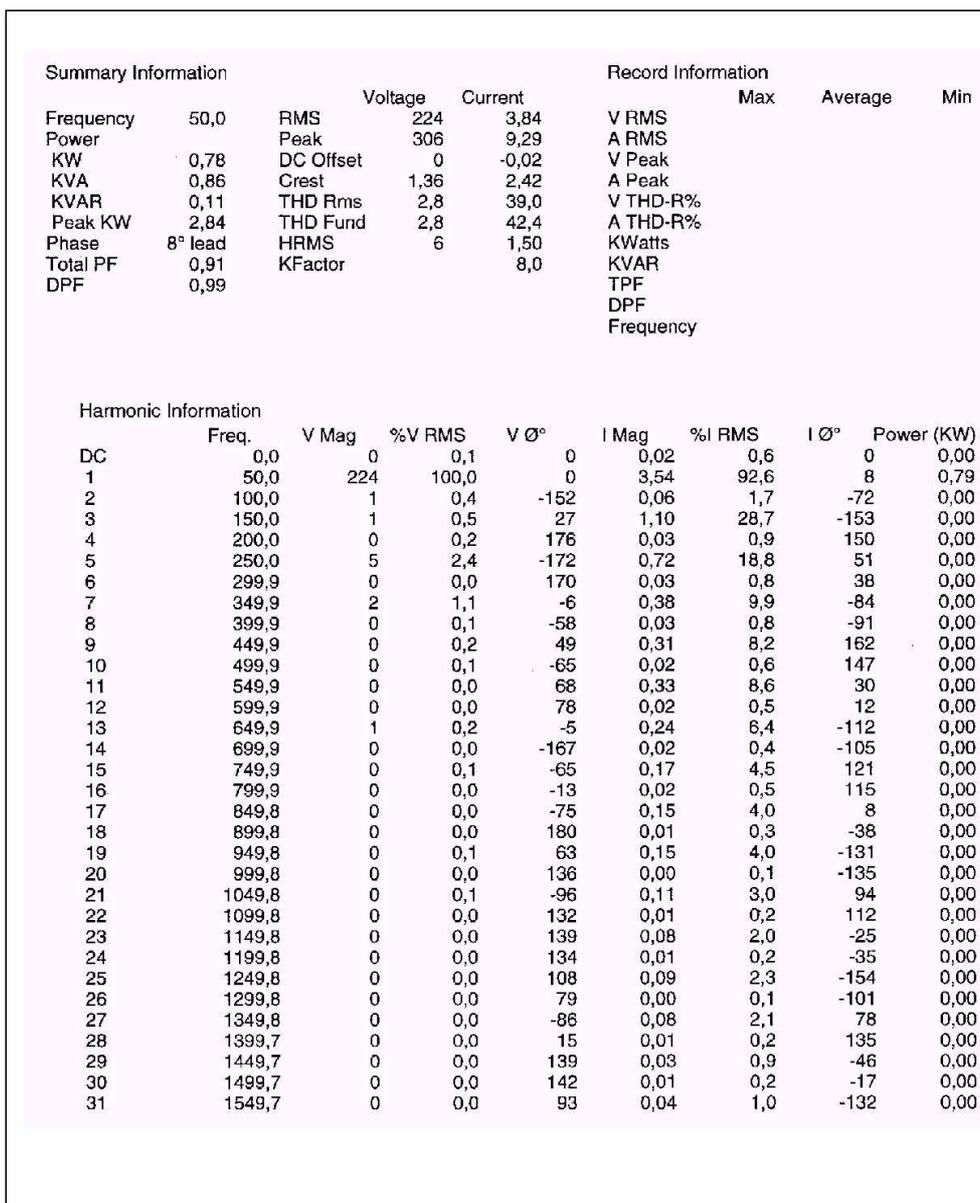


Figure 21

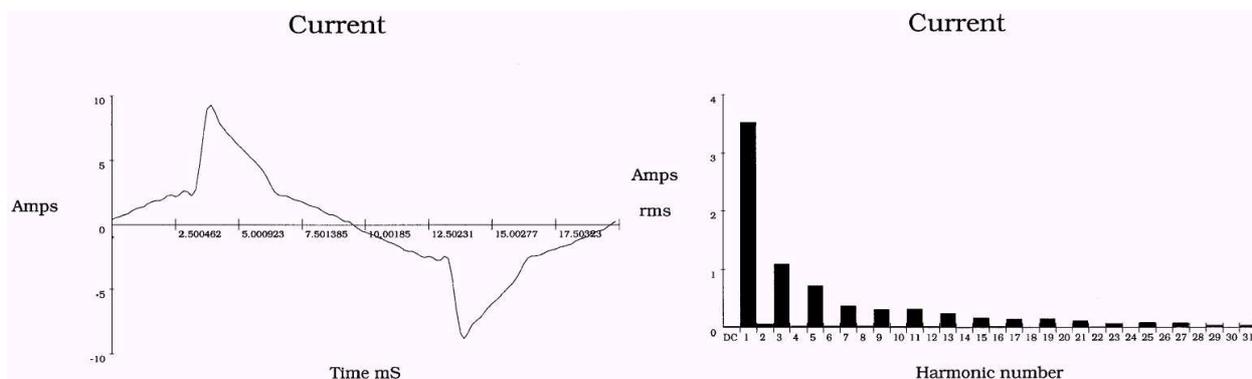


Figure 22

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

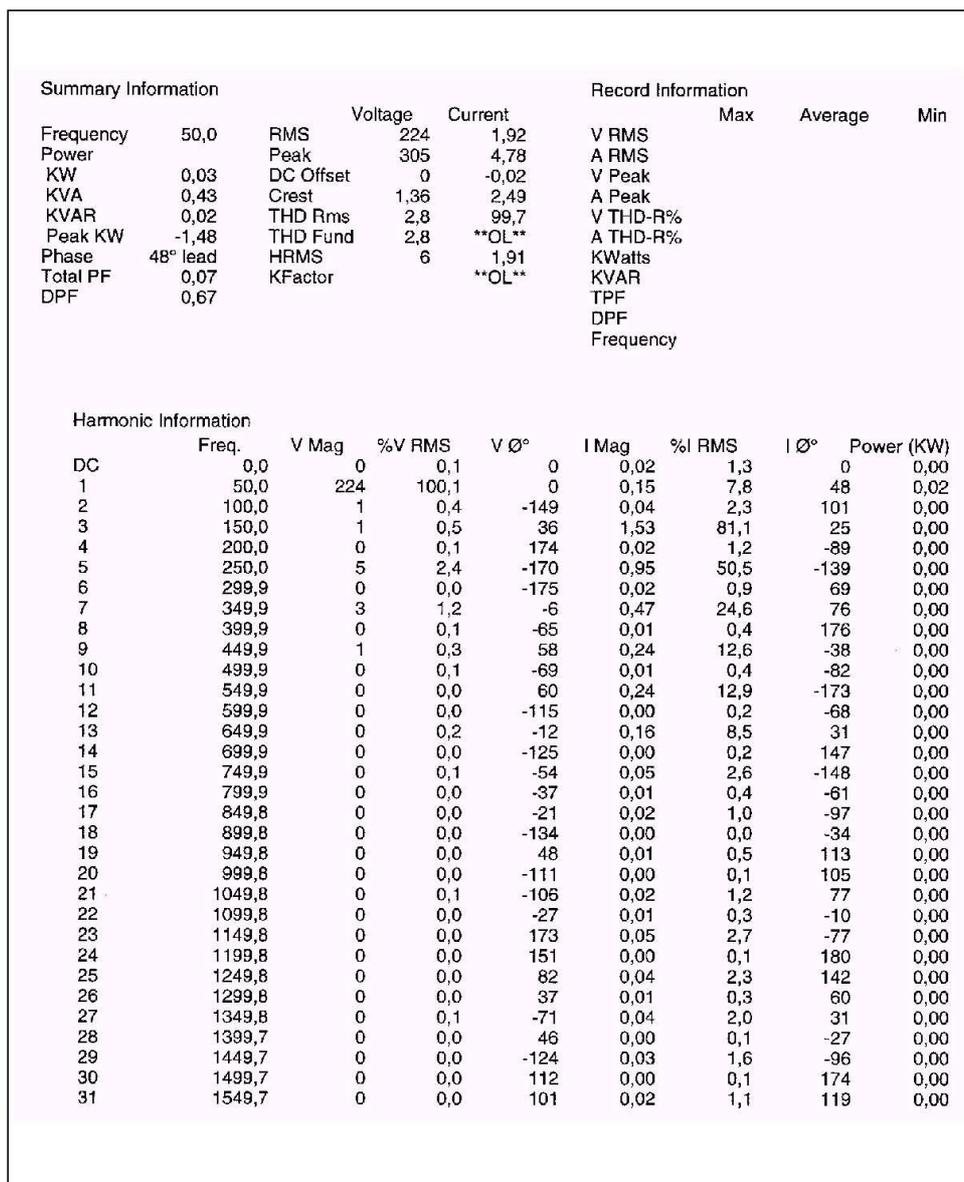


Figure 23

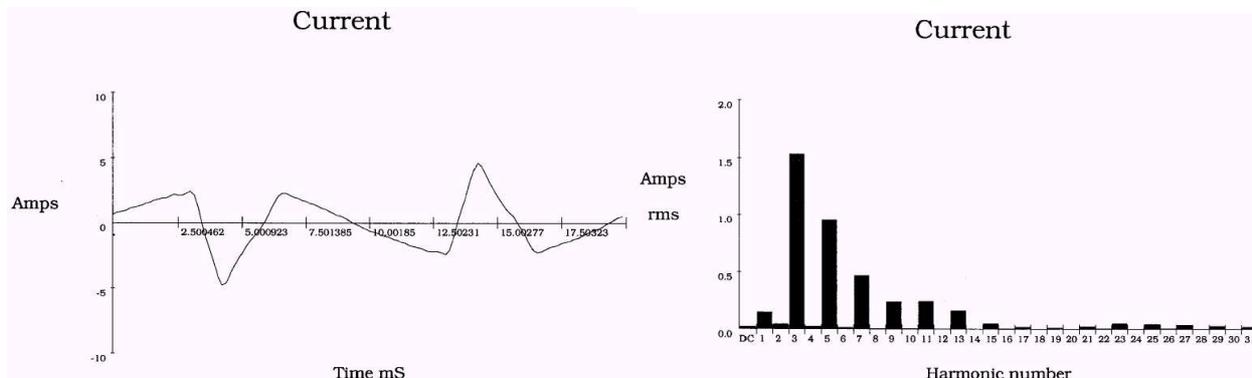


Figure 24

1.2.4 Filtrage hybride

Il s'agit ici d'associer plusieurs modes de filtrages, l'un actif l'autre passif (voir Figure 25). Il s'avère que cette solution est la plus économique. Par exemple, dans les structures dites série/parallèle, le filtre passif est chargé d'éliminer les harmoniques de rangs faibles de forte amplitude et le filtre actif compense les autres rangs. Les mesures données à la Figure 26 et la Figure 27 montrent qu'il est ainsi possible de compenser la totalité des courants harmoniques sans atteindre la saturation du filtre actif.

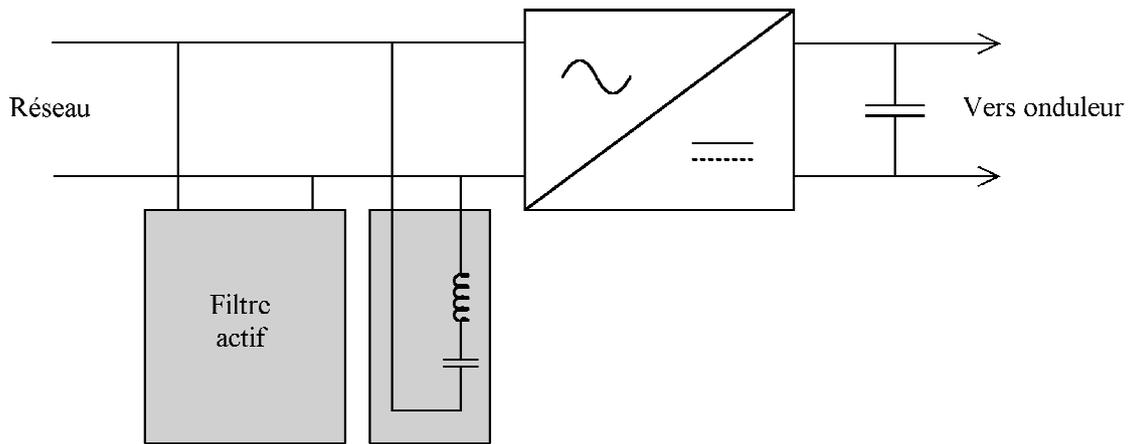


Figure 25

Les caractéristiques du courant dans le filtre sont données à la Figure 28 et la Figure 29.

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Summary Information				Record Information			
		Voltage	Current		Max	Average	Min
Frequency	50,0	RMS	232	3,47	V RMS		
Power		Peak	313	4,49	A RMS		
KW	0,67	DC Offset	0	-0,03	V Peak		
KVA	0,81	Crest	1,35	1,3	A Peak		
KVAR	0,43	THD Rms	8,4	12,4	V THD-R%		
Peak KW	1,30	THD Fund	8,4	12,5	A THD-R%		
Phase	32° lead	HRMS	19	0,43	KWatts		
Total PF	0,84	KFactor		1,2	KVAR		
DPF	0,84				TPF		
					DPF		
					Frequency		

Harmonic Information								
	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Power (KW)
DC	0,0	0	0,2	0	0,03	0,8	0	0,00
1	50,0	232	99,8	0	3,43	99,9	32	0,67
2	100,1	0	0,2	-124	0,02	0,5	-64	0,00
3	150,1	8	3,5	-25	0,43	12,5	79	0,00
4	200,2	0	0,1	-173	0,00	0,1	105	0,00
5	250,2	15	6,5	-141	0,03	0,8	-152	0,00
6	300,3	0	0,0	134	0,00	0,1	68	0,00
7	350,3	4	1,6	-7	0,02	0,5	-166	0,00
8	400,4	0	0,0	-54	0,01	0,2	-77	0,00
9	450,4	5	2,3	53	0,00	0,1	46	0,00
10	500,5	0	0,0	8	0,00	0,1	97	0,00
11	550,5	3	1,4	-179	0,01	0,3	-58	0,00
12	600,6	0	0,0	82	0,00	0,1	100	0,00
13	650,6	2	1,0	-99	0,00	0,1	-10	0,00
14	700,6	0	0,0	-172	0,00	0,1	-106	0,00
15	750,7	3	1,3	14	0,01	0,3	77	0,00
16	800,7	0	0,0	-59	0,00	0,1	-95	0,00
17	850,8	2	0,7	100	0,00	0,1	103	0,00
18	900,8	0	0,0	61	0,00	0,1	118	0,00
19	950,9	2	0,9	-154	0,01	0,3	-124	0,00
20	1000,9	0	0,0	139	0,00	0,0	-77	0,00
21	1051,0	1	0,6	-50	0,01	0,2	57	0,00
22	1101,0	0	0,0	-146	0,00	0,1	-88	0,00
23	1151,1	2	0,7	37	0,00	0,1	17	0,00
24	1201,1	0	0,0	-86	0,00	0,0	-175	0,00
25	1251,2	1	0,5	148	0,01	0,2	-136	0,00
26	1301,2	0	0,0	0	0,00	0,0	83	0,00
27	1351,2	1	0,5	-127	0,01	0,3	80	0,00
28	1401,3	0	0,0	-43	0,00	0,1	-56	0,00
29	1451,3	1	0,5	-17	0,01	0,3	46	0,00
30	1501,4	0	0,0	-143	0,00	0,0	-35	0,00
31	1551,4	1	0,4	75	0,01	0,3	-169	0,00

Figure 26

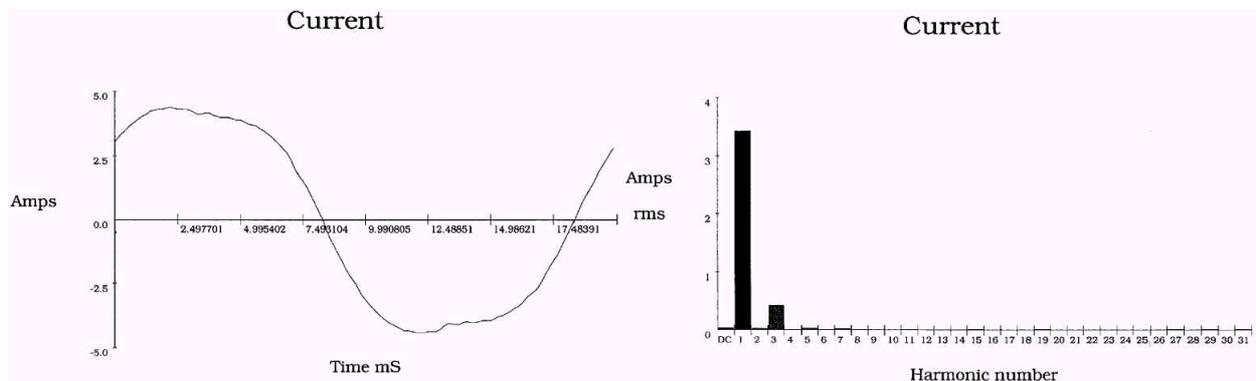


Figure 27

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Summary Information				Record Information			
		Voltage	Current		Max	Average	Min
Frequency	50,0	RMS	226	0,61	V RMS		
Power		Peak	308	1,43	A RMS		
Watts	13	DC Offset	0	-0,02	V Peak		
VA	136	Crest	1,36	2,35	A Peak		
Vars	18	THD Rms	3,4	98,9	V THD-R%		
Peak W	432	THD Fund	3,4	658,5	A THD-R%		
Phase	63° lead	HRMS	8	0,60	Watts		
Total PF	0,09	KFactor		**OL**	Volt * Amps		
DPF	0,45				TPF		
					DPF		
					Frequency		

Harmonic Information								
	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Power (W)
DC	0,0	0	0,1	0	0,02	2,9	0	0
1	50,0	226	100,0	0	0,09	15,4	63	9
2	100,1	0	0,1	-15	0,00	0,3	142	0
3	150,1	1	0,4	-101	0,02	4,2	0	0
4	200,2	0	0,1	14	0,01	1,2	-8	0
5	250,2	7	3,3	170	0,51	87,4	154	4
6	300,3	0	0,0	51	0,01	1,3	70	0
7	350,3	2	0,7	-3	0,13	22,6	139	0
8	400,4	0	0,1	138	0,01	1,3	161	0
9	450,4	0	0,1	-106	0,23	38,6	-53	0
10	500,5	0	0,0	99	0,00	0,6	-27	0
11	550,5	1	0,3	61	0,05	9,3	118	0
12	600,6	0	0,0	32	0,01	1,3	-15	0
13	650,6	1	0,3	-8	0,10	16,6	93	0
14	700,6	0	0,0	-110	0,00	0,8	167	0
15	750,7	0	0,1	-115	0,06	10,5	-101	0
16	800,7	0	0,0	-112	0,00	0,6	28	0
17	850,8	0	0,1	44	0,01	2,2	176	0
18	900,8	0	0,0	-15	0,01	1,0	-60	0
19	950,9	0	0,1	-60	0,05	7,7	30	0
20	1000,9	0	0,0	152	0,00	0,3	169	0
21	1051,0	0	0,1	-108	0,01	2,4	-122	0
22	1101,0	0	0,0	-108	0,01	1,0	-7	0
23	1151,1	0	0,1	26	0,02	3,0	152	0
24	1201,1	0	0,0	129	0,00	0,5	-85	0
25	1251,2	0	0,0	-92	0,02	3,0	-6	0
26	1301,2	0	0,0	-172	0,00	0,7	179	0
27	1351,2	0	0,0	-69	0,00	0,7	10	0
28	1401,3	0	0,0	-144	0,00	0,7	-56	0
29	1451,3	0	0,0	32	0,00	0,4	-5	0
30	1501,4	0	0,0	-100	0,00	0,4	-79	0
31	1551,4	0	0,0	-102	0,01	1,2	-82	0

Figure 28

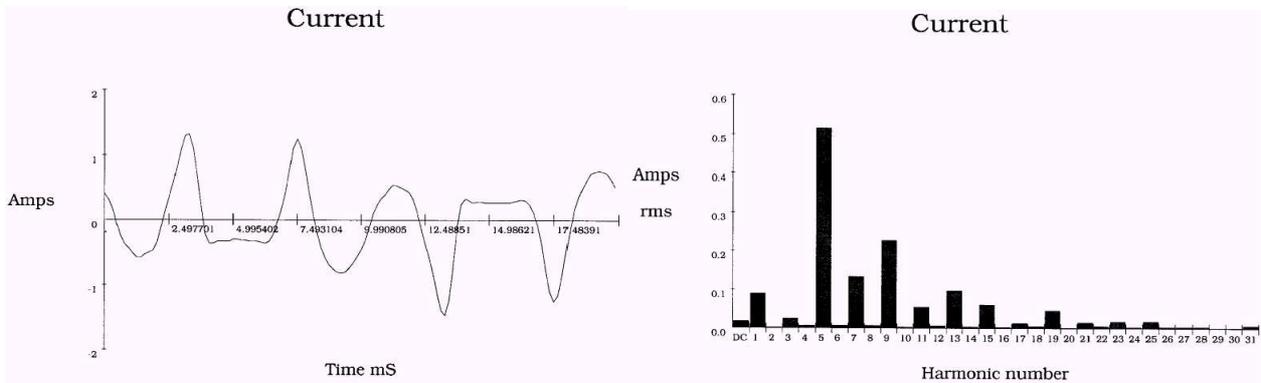


Figure 29

1.3 Conclusion

Parmi toutes les solutions présentées précédemment seule la première peut être intégrée à notre pollueur (le variateur de vitesse) de façon à le rendre conforme aux spécifications de la norme NF EN 61000-3-2. Les autres solutions ne sont envisageables qu'au niveau global d'une installation. Ces solutions, trop coûteuses et trop complexes ne peuvent pas être utilisées au sein d'un équipement.

Le respect des normes concernant les émissions de courants harmoniques passe donc par la fabrication d'équipements absorbant des courants les plus proches possibles d'une sinusoïde. Les solutions utilisant des redresseurs à diodes sur charge capacitive sont donc de plus en plus remises en question car ces structures ne peuvent être améliorées sur le plan de la CEM basse fréquence que par l'adjonction d'une inductance placée dans l'alimentation de l'équipement. Hors cette solution n'est guère satisfaisante, tant sur le plan de la gestion des harmoniques (le résultat n'est pas très probant) que sur le plan du fonctionnement. En effet, cette inductance déphase le fondamental du courant par rapport à la tension, augmentant ainsi la puissance apparente et donc la valeur efficace du courant absorbé (à puissance donnée). D'autre part, cette inductance réduit la valeur de la tension redressée. Cette chute de tension doit être prise en compte et nécessite parfois l'utilisation d'un étage de conversion supplémentaire servant à redonner à la tension continue une valeur compatible avec le fonctionnement correct du système (Exemple : ASI, alimentation sans interruption).

Nous allons voir dans le paragraphe suivant, au travers de l'étude d'un ballast électronique pour tube fluorescent, la mise en oeuvre d'un équipement permettant la gestion des harmoniques à la source.

2 Cas de l'éclairage par tube fluorescent

2.1 Étude du système pollueur

Les principales familles de lampes sont présentées à la Figure 30.

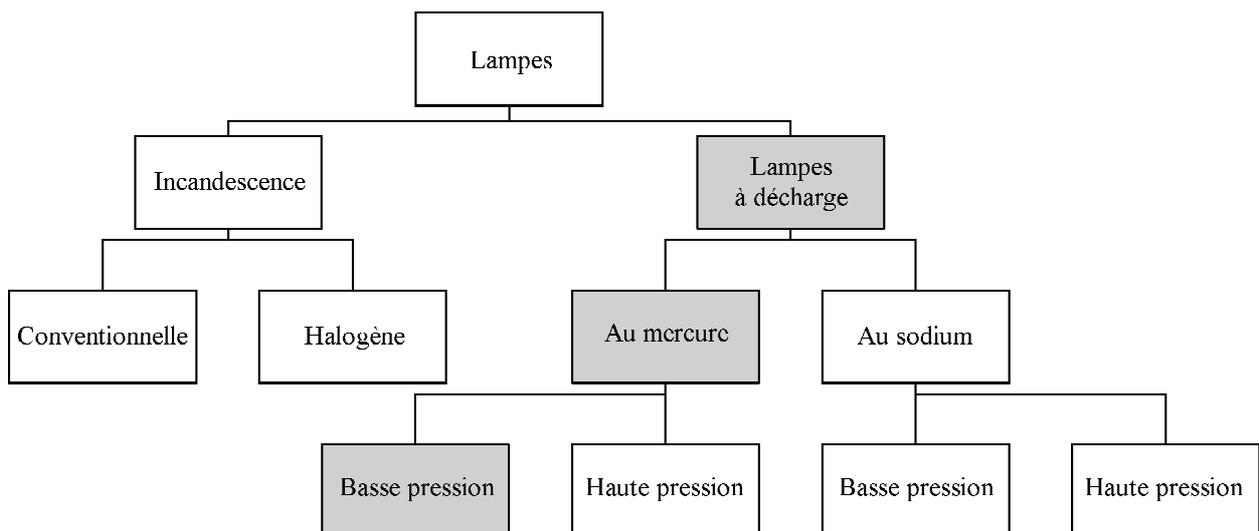


Figure 30

Dans la suite de ce document, nous nous concentrerons sur la famille de lampe la plus répandue : les lampes à décharge au mercure à basse pression. Dans cette famille nous trouvons, par exemple, les tubes fluorescents, les lampes fluo-compactes et les circlines.

Nous allons dans la suite décrire sommairement le principe physique de ces lampes puis nous nous attacherons à analyser les pollutions harmoniques induites par leur utilisation. Nous différencierons alors les lampes munies de ballasts classiques de celles associées à des ballasts électroniques.

2.1.1 Fonctionnement des tubes fluorescents

2.1.1.1 Principe de fonctionnement

Le but n'est pas ici d'expliquer en détail le fonctionnement de ces lampes. Mais nous verrons que ce fonctionnement implique obligatoirement l'utilisation d'un ballast chargé de l'interfaçage de cette charge très particulière avec le réseau. Les caractéristiques de ces lampes ont donc un impact direct sur la structure et donc le comportement des ballasts.

Le principe de fonctionnement d'un tube fluorescent est décrit à la Figure 31.

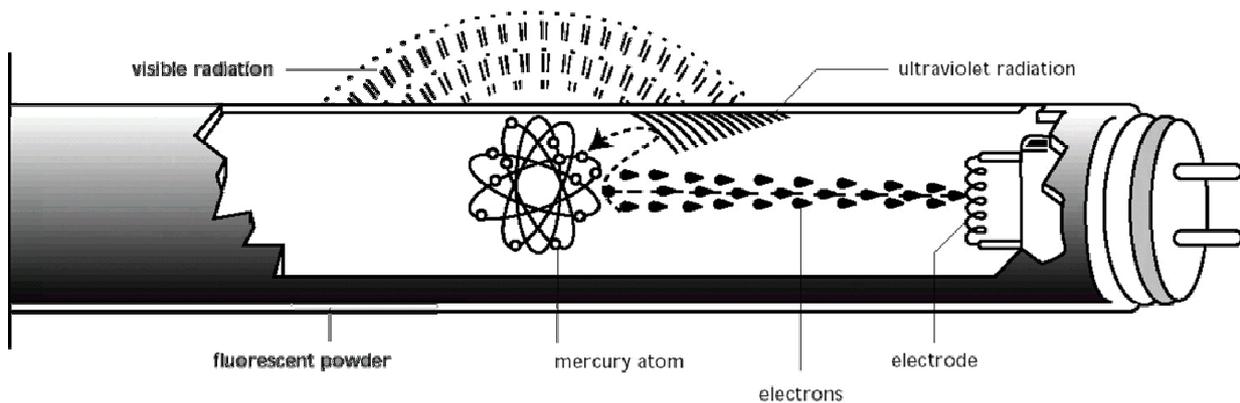


Figure 31

Les tubes fluorescents fonctionnent sur un principe de luminescence puis de fluorescence. La luminescence ultraviolette est obtenue par excitation des atomes de mercure. Ce rayonnement ultraviolet doit être converti en rayonnement visible. Ceci est réalisé par l'intermédiaire d'une couche fluorescente placée sur la face intérieure du tube.

Le tube comporte deux électrodes à chaque extrémité, et il est rempli d'un gaz inerte et d'une faible quantité de mercure (sous forme liquide et gazeuse avant l'allumage). L'intérieur du tube est tapissé avec un mélange de différentes poudres fluorescentes. Ces poudres permettent de convertir le rayonnement ultraviolet en plusieurs rayonnements situés dans des fréquences visibles. De nombreuses poudres différentes existent ce qui permet d'obtenir pratiquement toutes les températures de couleur (couleurs chaudes à froides).

2.1.1.2 Rôle du ballast

Hélas ces lampes qui possèdent d'excellents rendements lumineux ne peuvent pas, contrairement aux lampes classiques fonctionnant sur un principe d'incandescence, être placées directement sur le réseau.

En effet les électrodes de la plupart des tubes doivent être préchauffées pour faciliter l'amorçage (vaporisation du mercure). Ceci implique qu'il faut appliquer une tension dédiée au préchauffage avant d'effectuer l'amorçage. L'amorçage du tube (amorçage du phénomène d'ionisation) est alors réalisé par application d'une tension importante aux bornes des deux électrodes. Puis lorsqu'il est amorcé sa caractéristique de résistance négative rend impossible son branchement direct sur le réseau. Ces lampes, ne peuvent donc fonctionner qu'en association avec un ballast permettant de gérer le préchauffage et l'amorçage, et de limiter le courant circulant dans le tube en assurant un fonctionnement stable. En effet nous pouvons voir que, du fait de la caractéristique de résistance négative, tout point de fonctionnement à tension constante imposée est instable.

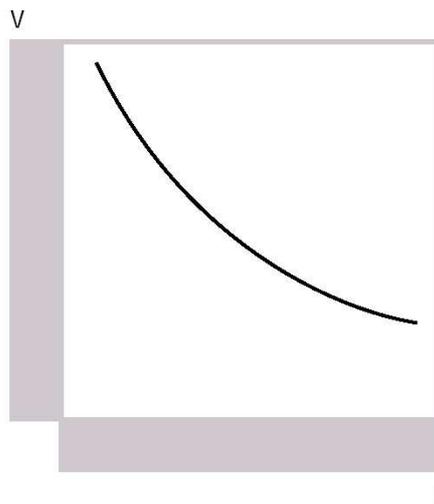


Figure 32

Le ballast le plus simple est composé d'une simple inductance à noyau de fer fonctionnant en association avec un "starter" pour l'amorçage . Le schéma correspondant est représenté à la Figure 33.

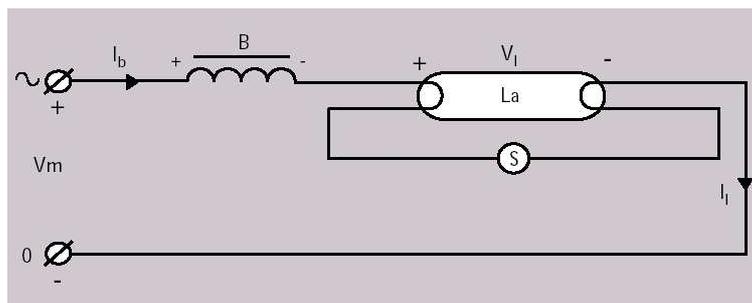


Figure 33

L'association du ballast et de la lampe se comporte alors en fonctionnement comme une impédance de forme complexe, mais présentant une partie de caractéristique à impédance positive. Ceci permet d'obtenir un point de fonctionnement stable sur un réseau de tension fixe à condition de se placer au-delà d'une tension limite que nous noterons V_{min} .

Les courbes présentées à la Figure 34 peuvent être déterminées en ne considérant que les composantes fondamentales des différentes grandeurs, en particulier, comme nous le verrons plus loin, pour la tension aux bornes du tube. Les calculs permettant cette construction sont donnés ci-dessous :

$$\begin{aligned} \dot{i}_{lampe} &= \dot{i}_{ballast} = \dot{i} \\ \underline{V}_{ballast} &= Z \dot{i}_{ballast} \approx jL\omega \dot{i} \quad \rightarrow \quad V_m = |f(\dot{i}) + jL\omega \dot{i}| \\ \underline{V}_{lampe} &= f(\dot{i}_{lampe}) = f(\dot{i}) \end{aligned}$$

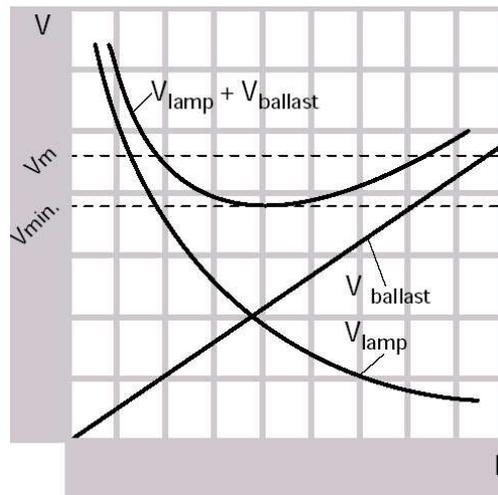


Figure 34

Ainsi le ballast peut être dimensionné de façon à assurer un fonctionnement correct de la lampe dans la plage de variation possible de la tension efficace réseau. Il faut en effet s'assurer que la tension minimum est supérieure à V_{min} et que la tension maximale est compatible avec la puissance maximale que peut consommer la lampe. Cette puissance est en effet limitée par la tenue en température des électrodes.

2.1.1.3 Comportement des lampes en fonction de la fréquence

Quand les lampes sont alimentées par le réseau 230 V/ 50 Hz au travers d'un ballast magnétique (comme à la Figure 33), la tension aux bornes de la lampe et le courant qui la traverse ne sont pas sinusoïdaux (voir Figure 35). À chaque passage par zéro du courant, la lampe est désamorcée et a besoin d'une certaine tension pour se réamorcer. La lampe étant "chaude", cette tension est bien plus faible que celles requise pour l'amorçage initial. Cette phase de réamorçage se traduit par une légère surtension apparaissant au début de chaque demi-période. Le facteur de puissance de la lampe ne dépasse alors pas 0,8 du fait de la forte déformation des deux grandeurs.

Si la fréquence augmente, le temps pendant lequel la lampe est désamorcée va décroître, ce qui se traduit par une diminution de la tension de réamorçage. À haute fréquence, le courant et la tension deviennent proches de sinusoïdes (voir Figure 36), ce qui se traduit par un meilleur facteur de puissance pouvant atteindre 0,99. Ainsi à puissance fournie donnée, le courant efficace circulant dans la lampe peut être plus faible.

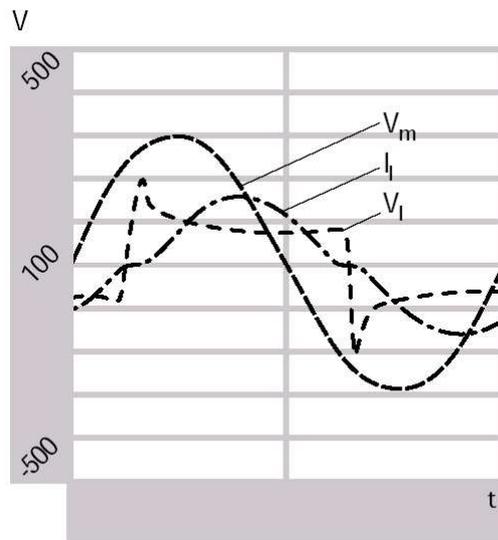


Figure 35

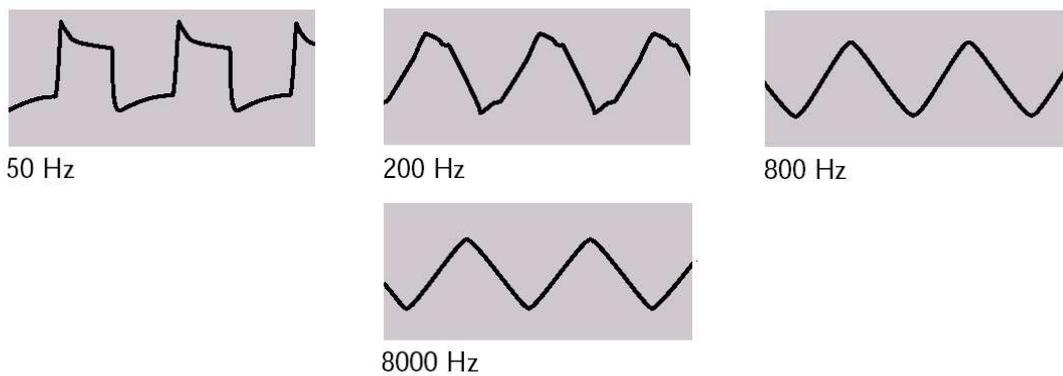


Figure 36

Le fonctionnement à haute fréquence permet donc d'améliorer le rendement global de 10 % pour des fréquences supérieures à 10 kHz. Nous verrons par la suite que pour limiter les bruits de fonctionnement, les fréquences de fonctionnement seront plutôt choisies supérieures à 20 kHz dans le cas de ballasts électroniques.

2.1.2 Alimentation par ballast magnétique

C'est la solution la plus commune. C'est en effet une solution très économique car elle permet de stabiliser le courant dans la lampe et d'assurer, par l'intermédiaire d'un "starter" le préchauffage et l'amorçage du tube. Cette séquence d'amorçage est explicitée à la Figure 37.

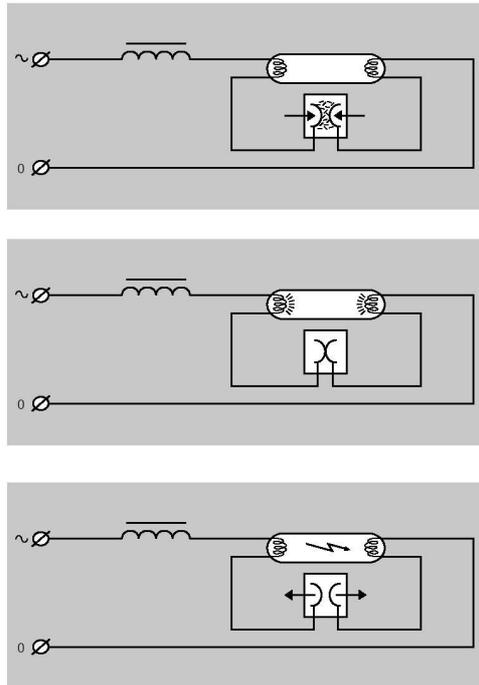


Figure 37

Le starter est constitué d'un ou deux bilames encapsulés (formant un interrupteur) dans une ampoule en verre remplie de gaz. Ce starter est placé en parallèle avec les deux électrodes de la lampe de telle sorte que le courant traversant le starter parcourt les électrodes. Au moment de l'application de la tension réseau, la quasi-totalité de cette tension se trouve appliquée aux bornes des deux lames de l'interrupteur du starter. Une décharge se produit provoquant un échauffement des deux électrodes dont l'une ou les deux se déforment et finissent par rentrer en contact. Pendant la fermeture, le tube est préchauffé par le courant circulant dans le ballast. La décharge étendue interrompue, la température décroît jusqu'à ce que l'interrupteur s'ouvre. L'énergie emmagasinée dans le ballast magnétique est telle que cette ouverture provoque une surtension comprise entre 800 et 900 Vrms. Si la lampe ne s'amorce pas, le processus redémarre. Dans le cas contraire, la tension aux bornes du tube est trop faible pour provoquer une décharge dans le starter. Ainsi les deux lames de l'interrupteur restent froides et donc ouvertes.

Cette solution, intéressante pour son faible coût, présente à l'usage de nombreux inconvénients. Comme par exemple :

- Un temps de préchauffage non contrôlé ;
- Un démarrage parfois laborieux ;
- Une fluctuation de l'intensité lumineuse avec la tension ;
- Un coût de maintenance important (le starter est donné pour 10 000 commutations) ;
- Pas de gestion du vieillissement des tubes : phénomène de clignotement ;

Comme nous pouvons l'observer sur la forme du courant donné à la Figure 35, le courant n'est pas strictement sinusoïdal. La déformation du courant est liée d'une part à la forme en créneau de la tension aux bornes de la lampe et d'autre part à la non-linéarité de l'inductance constituant le ballast (hystérésis). Les mesures réalisées sur des tubes en régime stabilisé donnent les valeurs typiques suivantes :

Rang de l'harmonique	Amplitude (%)	NF EN 61000-3-2
Fondamental	100 %	100 %
3	10 %	30 λ
5	3 %	10 %
7	2 %	7 %
9	1 %	5 %

Or, le facteur de puissance de l'association ballast/lampe vaut environ 0,5. Le taux d'harmonique 3 est donc limité à 15 %. Cet équipement est donc conforme à la prescription.

2.1.3 Alimentation par ballast électronique

Pour les raisons invoquées dans le paragraphe précédent, les ballasts électroniques tendent à remplacer les ballasts magnétiques.

Le schéma structurel de principe d'un tel système est donné à la Figure 38.

Cette structure intègre un filtre, dans lequel l'inductance joue le même rôle que celle placée dans la ligne d'alimentation du variateur étudié précédemment. Ce filtre permet également de protéger l'ensemble des composants électroniques contre les surtensions réseau et sert de filtre CEM vis à vis des perturbations produites par le ballast.

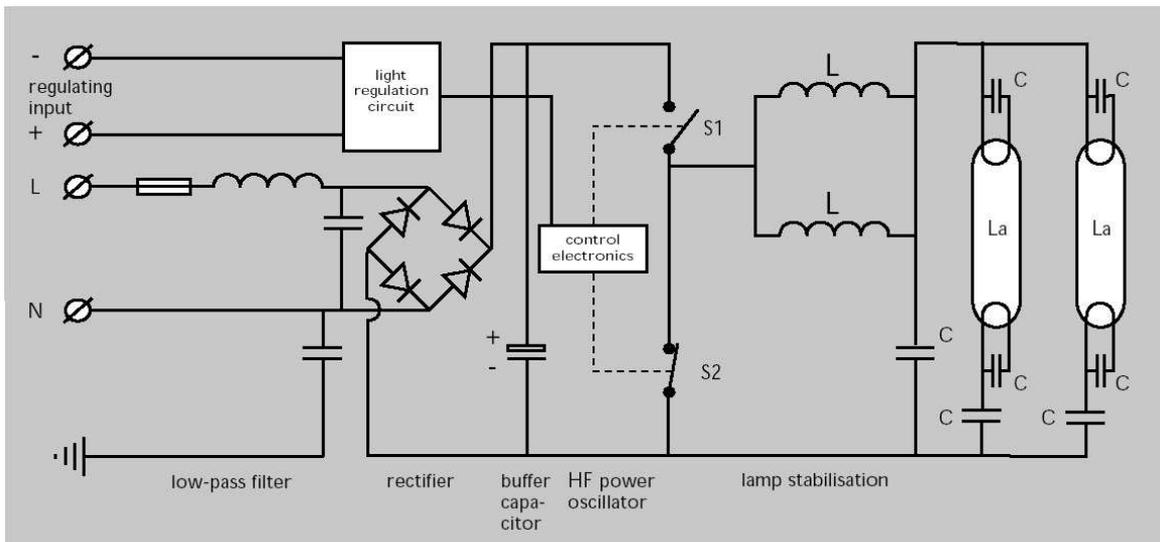


Figure 38

Nous trouvons ensuite le redresseur connecté à une capacité (sans inductance de lissage) et un onduleur appliquant à la lampe des créneaux de tension à haute fréquence (variant de 24 à 31 kHz ou à plus de 45 kHz) au travers d'une inductance. Le choix de ces fréquences est réalisé pour éviter de perturber les appareils de télécommande infrarouge qui émettent dans une plage de fréquence de 30 à 40 kHz (les tubes émettent également dans l'infrarouge).

Le préchauffage et l'amorçage du tube peuvent être réalisés avec ce type de circuit en faisant varier la fréquence dans le circuit résonnant constitué par l'inductance L et la capacité C. Pendant la phase de préchauffage, la fréquence fournie par l'onduleur est inférieure à celle qui correspond au

fonctionnement normal. Un courant circule alors dans le circuit LC. Ce courant est suffisant pour préchauffer les électrodes et si la fréquence est bien choisie, la tension aux bornes de la capacité n'est pas suffisante pour amorcer le tube (250 Vrms environ). Après un temps d'environ 1,4 s, la fréquence est modifiée de façon à appliquer une tension égale à environ 500 Vrms. Cette tension assure l'amorçage du tube dans un temps maximum de 0,2 s. Après amorçage, le ballast électronique adopte sa fréquence de fonctionnement normale.

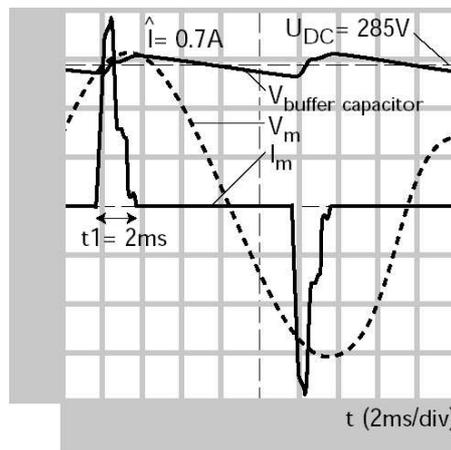


Figure 39

Nous allons maintenant revenir au problème de distorsion harmonique. La structure d'entrée du ballast électronique constituée d'un redresseur avec capacité de filtrage induit l'absorption de courant à fort contenu harmonique. Un exemple est donné à la Figure 39.

Le tableau suivant donne les valeurs des premiers harmoniques correspondants à notre exemple.

Rang de l'harmonique	I_n (mA)	I_n / I_1 (%)	NF EN 61000-3-2
Fondamental	96	100	100 %
2	0	0	2 %
3	89	92	30 λ
5	74	77	10 %
7	57	59	7 %
9	40	41	5 %
≥ 11	25	26	3 %

Il est clair que cet équipement ne respecte pas les prescriptions de la norme NF EN 61000-3-2. Le ballast électronique n'est donc pas conforme à la réglementation en vigueur. Il est donc nécessaire de réduire le niveau des courants harmoniques absorbés.

2.2 Les solutions

Nous allons étudier dans ce paragraphe deux types de solutions. L'une d'elle rappelle ce que nous avons vu pour le variateur de vitesse et consiste en l'insertion d'une inductance en série dans la ligne d'alimentation de l'équipement. La seconde est une solution électronique appelée Correcteur de Facteur de Puissance ou PFC (Power Factor Corrector).

2.2.1 Insertion d'une inductance

L'insertion du filtre d'entrée et en particulier de l'inductance placée en série dans la ligne permet d'obtenir les valeurs suivantes :

Rang de l'harmonique	I_n / I_1 (%)	NF EN 61000-3-2
Fondamental	100	100 %
2	0	2 %
3	7	30 λ
5	2,5	10 %
7	2	7 %
9	1,5	5 %
≥ 11	1,5	3 %

Le facteur de puissance de l'ensemble vaut 0,7, ceci nous amène à un niveau d'harmonique 3 égal à 21 %. Nous constatons donc que les prescriptions sont largement respectées.

Malgré tout, cette solution n'est pas très satisfaisante, en effet, l'inductance de filtrage est très volumineuse. C'est pourquoi, actuellement, les ballasts de puissance supérieure à 25 W, pour lesquels le volume de l'inductance deviendrait prohibitif, sont équipés d'un étage de conversion spécifique placé derrière le pont de diode et chargé d'absorber un courant sinusoïdal en phase avec la tension réseau, améliorant ainsi le taux de réjection harmonique sur le réseau et le facteur de puissance.

2.2.2 Mise en place d'un Correcteur de Facteur de Puissance

L'objectif est de faire en sorte que l'équipement absorbe un courant le plus proche possible d'une sinusoïde.

Le courant absorbé par l'équipement placé derrière le pont de diode doit donc être en forme d'arche de sinusoïde image de la tension réseau redressée (voir Figure 40). Si la dynamique du système est suffisante, le dispositif va absorber à tout instant un courant sinusoïdal en phase avec le réseau. L'énergie ainsi absorbée est stockée dans une capacité fournissant, à son tour, cette énergie à la charge.

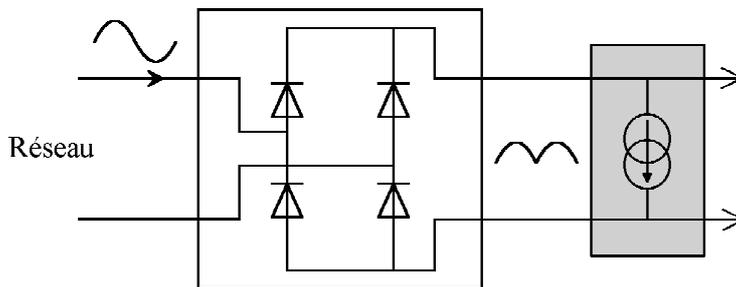


Figure 40

L'association pont de diode/PFC se comporte alors vis à vis du réseau comme une charge linéaire résistive.

2.2.2.1 Principe de fonctionnement d'un PFC

Comme nous l'avons vu, il s'agit de fabriquer une source de courant en forme d'arche de sinusoïde. Les puissances instantanées mises en jeu étant importantes, ces systèmes fonctionnent sur le principe de l'électronique de commutation. Les structures les plus utilisées dans le domaine sont des structures qui s'apparentent à des sources de tension. L'interfaçage entre la source de tension et le réseau redressé est réalisé par une inductance. Le contrôle du courant fourni par le PFC s'effectue donc par l'intermédiaire d'une boucle de régulation qui permet de déterminer la forme d'onde de la tension à générer à chaque instant. Le principe décrit précédemment est schématisé à la Figure 41.

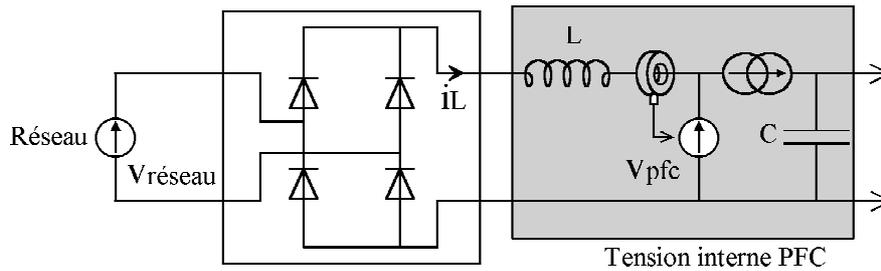


Figure 41

La tension interne peut être calculée à chaque instant de la façon suivante : $v_{PFC} = |v_{réseau}| - L \frac{di_L}{dt}$

Les formes d'onde correspondantes pour différentes valeurs d'inductances sont données à la Figure 42.

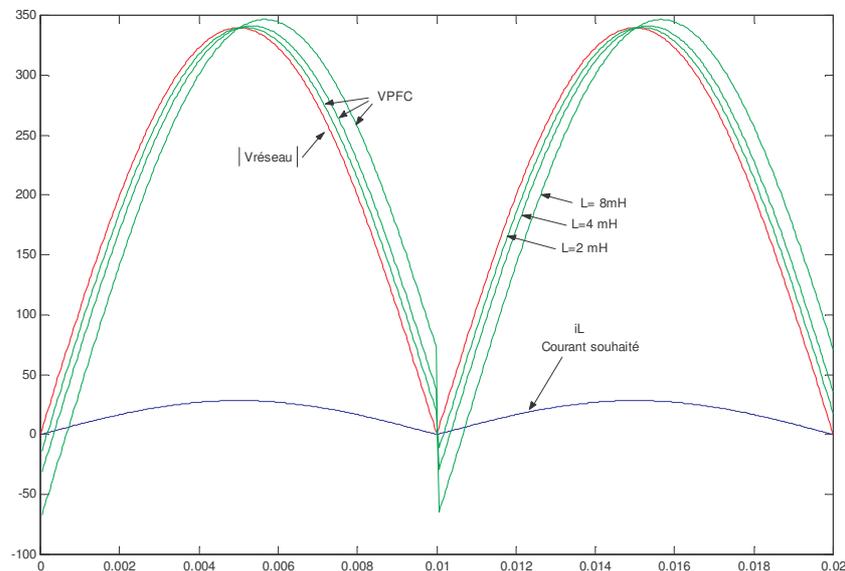


Figure 42

L'observation de ces courbes nous montre que la tension interne du PFC possède une valeur crête plus importante que la tension maximale du réseau. Cette tension sera d'ailleurs d'autant plus importante que l'inductance a une forte valeur. Nous pouvons également remarquer que la tension interne du PFC doit

devenir négative pour obtenir les formes d'onde de courant souhaitées. L'obtention d'une tension négative ne peut être obtenue que par utilisation d'un système de conversion réversible en tension, or, pour des raisons économiques, et parce que la durée pendant laquelle la tension est négative est relativement faible, le choix est fait d'une structure unidirectionnelle en tension. La tension interne du PFC ne peut donc pas devenir négative. Cette limitation produit donc une distorsion de la forme du courant au voisinage du passage à zéro, comme nous pourrions le constater dans les exemples ultérieurs.

Il s'agit donc maintenant de choisir la structure permettant de générer la tension interne du PFC. La puissance instantanée circulant dans le PFC est telle que le choix de l'électronique de commutation est la seule solution. La source interne est donc réalisée par l'intermédiaire d'un hacheur par découpage de la tension aux bornes de la capacité réservoir. Ceci correspond au schéma de la Figure 43.

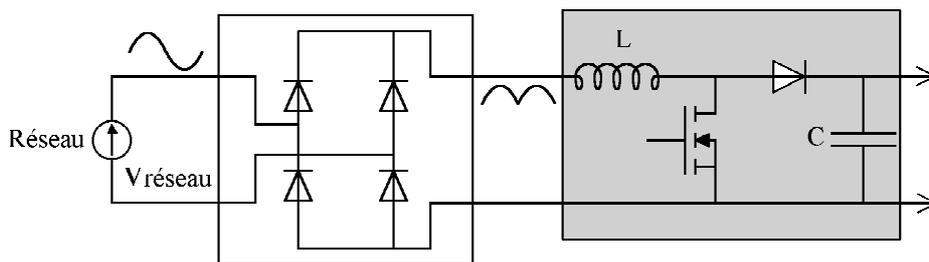


Figure 43

Nous pouvons remarquer que dans ces structures l'inductance joue un double rôle. Elle joue le rôle de ballast entre le réseau redressé et la tension interne du PFC car, sans elle, la tension interne devrait être rigoureusement égale à la tension réseau et le courant ne pourrait être réglé. Notons que cette inductance joue également le rôle d'inductance de lissage pour le hacheur. En effet ce système fonctionne sur le principe de découpage et génère donc des créneaux de tension modulés en largeur (MLI ou PWM). Il n'est évidemment pas question de faire circuler des courants à haute fréquence sur le réseau, ce qui rend nécessaire le lissage des courants fournis par le hacheur. Le choix de l'inductance résulte alors d'un compromis entre efficacité du filtrage et, comme nous l'avons vu précédemment, tension aux bornes de la capacité réservoir.

Le contrôle de ce système se fait donc par régulation du courant absorbé par le filtre. Le schéma de principe de cette régulation est donné à la Figure 44.

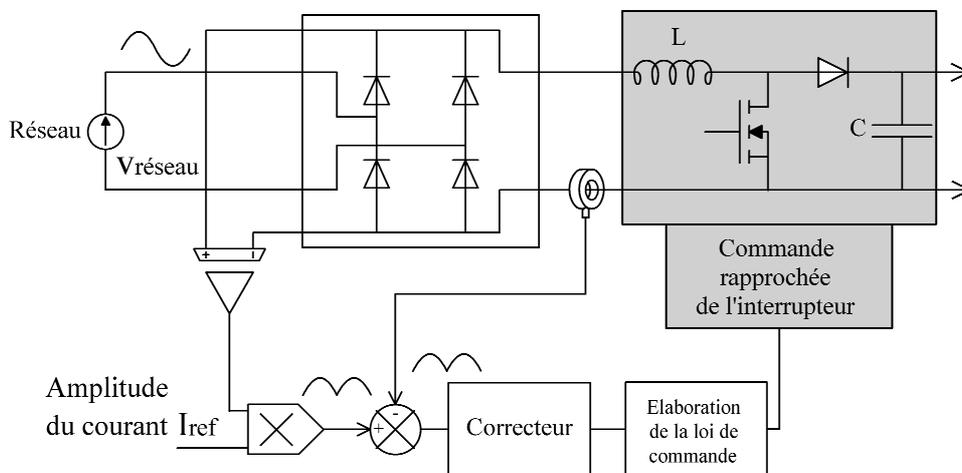


Figure 44

Il faut maintenant se préoccuper du choix de l'amplitude du courant à injecter comme consigne dans la boucle de régulation. Analysons le système en terme de transfert d'énergie. En supposant que la boucle de régulation fonctionne parfaitement, le convertisseur DC-DC absorbe un courant en forme d'arches de sinusoïde dont l'amplitude est donnée par la consigne I_{ref} . La puissance absorbée par le système est donc entièrement fixée. En effet, cette puissance est égale à :

$$P_{abs} = V I_{ref} / \sqrt{2}$$

La puissance consommée par la charge dépend de la tension aux bornes de la capacité réservoir.

$$P_{charge} = f(V_c)$$

Sans contrôle de la puissance d'entrée, ces deux valeurs ne peuvent pas être égales. Ainsi, si $P_{abs} > P_{charge}$, la capacité réservoir se charge (la tension monte). Si au contraire $P_{abs} < P_{charge}$, la capacité se décharge. Il n'y a donc aucune chance d'obtenir un fonctionnement stable sans une régulation de l'amplitude du courant absorbé. La détermination de l'amplitude du courant à absorber peut être réalisée en utilisant une boucle de régulation de la tension aux bornes de la capacité. Cette boucle ayant pour rôle de maintenir la tension capacité proche d'une valeur de consigné définie va modifier l'amplitude du courant absorbé pour atteindre cet objectif. Rappelons que cette tension doit être supérieure au maximum de la tension réseau, sans quoi le PFC perd le contrôle de la forme du courant d'entrée. Le principe de cette régulation est présenté à la Figure 45.

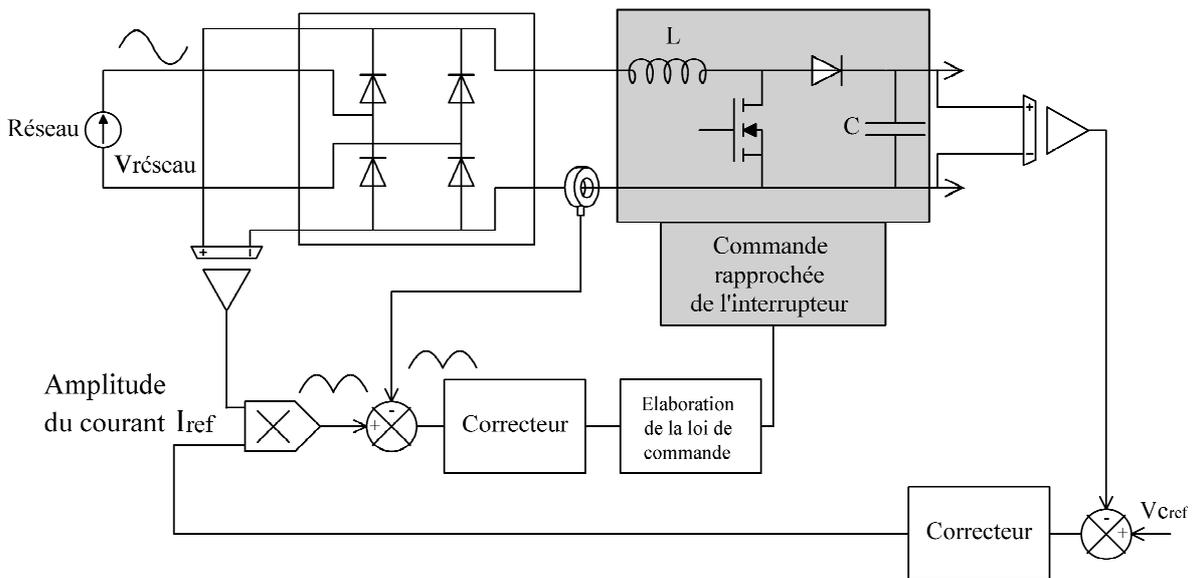


Figure 45

2.2.2.2 Exemple de structure et de fonctionnement

Dans ce paragraphe, nous étudions une structure de ballast électronique issue d'une note d'application du constructeur ST (SGS THOMSON MICROELECTRONICS). Le schéma structurel du ballast est donné à la Figure 46.

Ce ballast est conçu pour des tubes fluorescents de puissance inférieure à 58 W. Il est composé de deux parties : un étage PFC, utilisant le contrôleur L6561, et une partie onduleur haute fréquence pilotée par le contrôleur L6574.

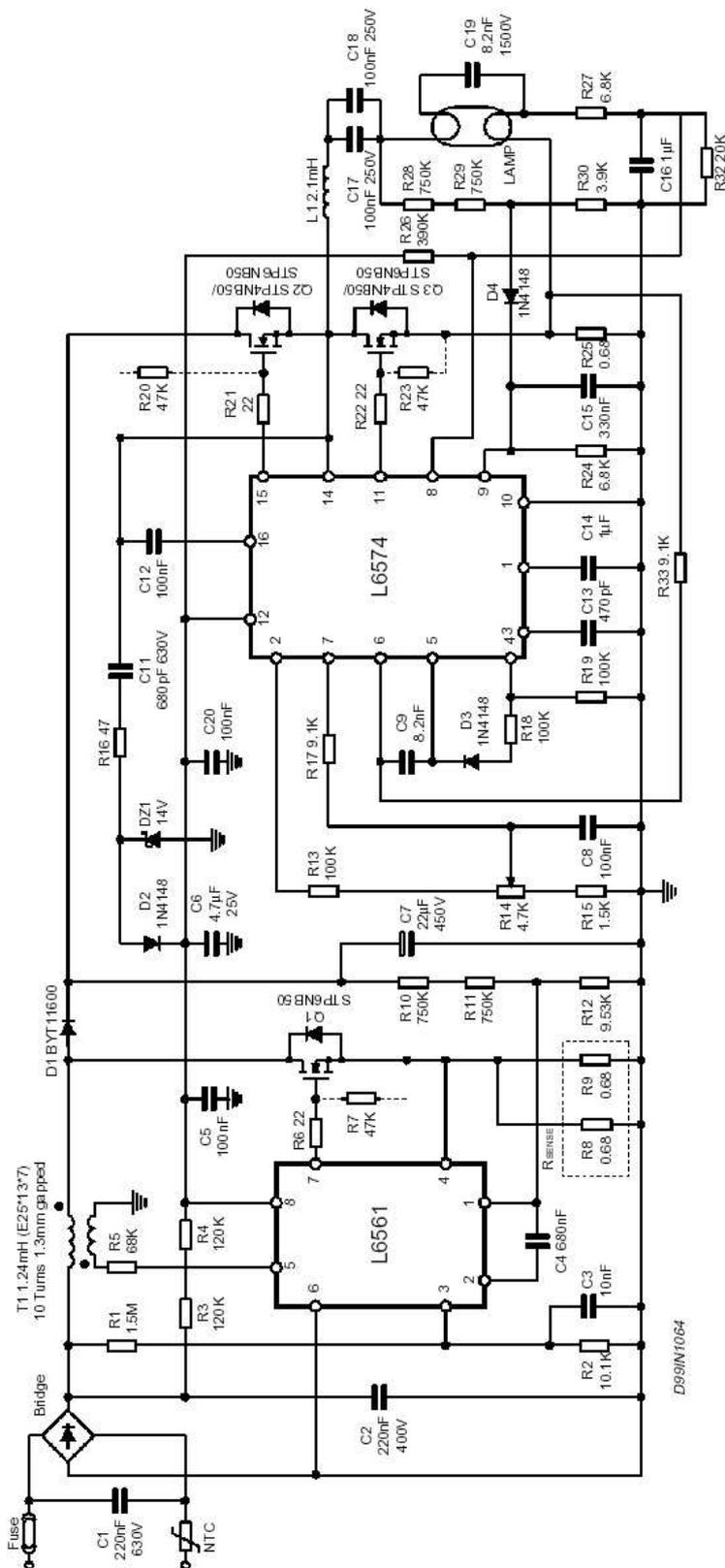


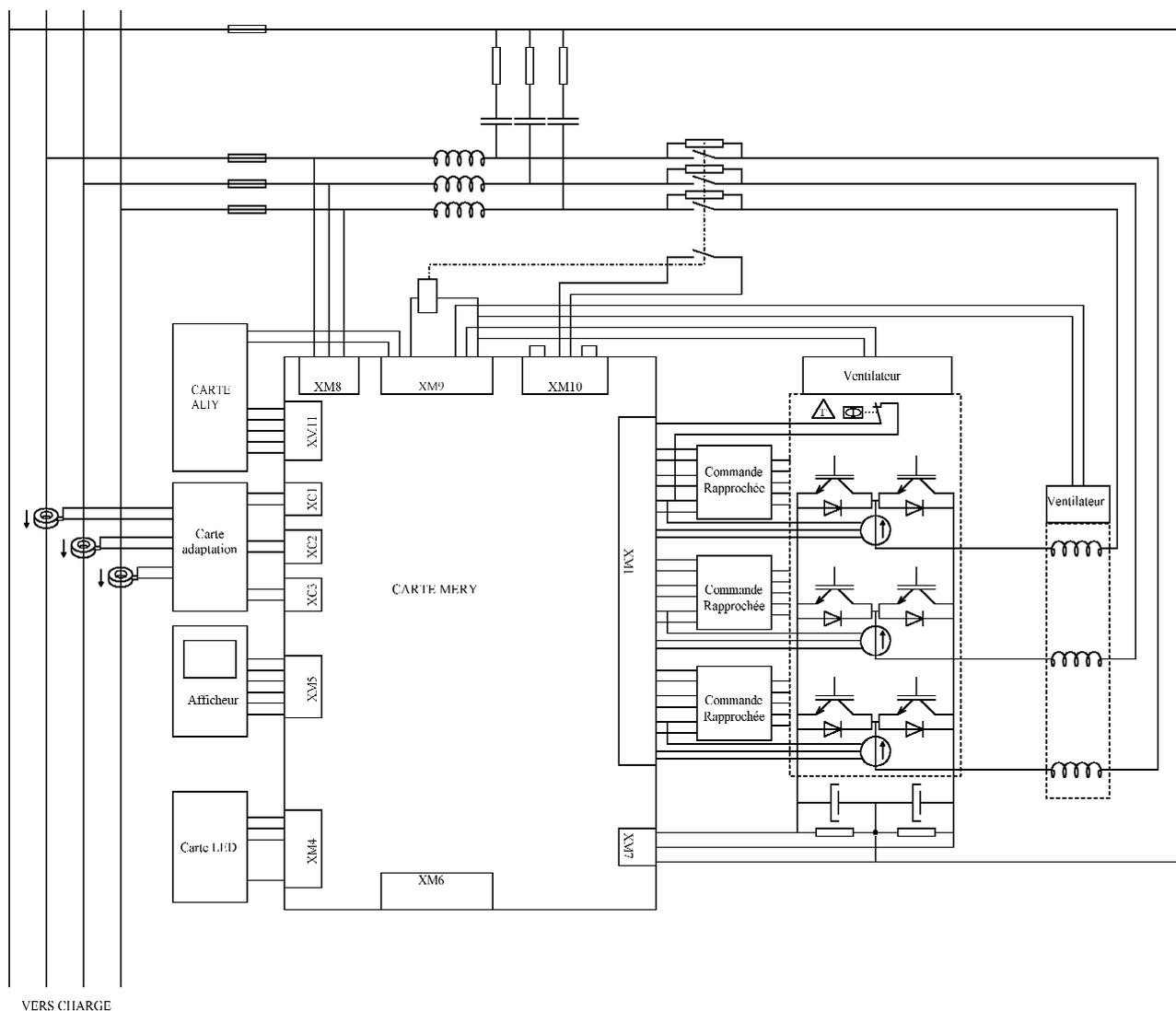
Figure 46

2.3 Conclusion

Ce que nous venons de voir pour les ballasts électroniques est petit à petit en train de se généraliser. En effet, les problèmes de cohabitations entre équipements électriques et électroniques deviennent de plus en plus aigus. Ces problèmes sont, pour l'essentiel, liés à la multiplication des équipements électriques. Force est de constater qu'il est bien plus efficace de traiter le mal à la source plutôt que de dépolluer globalement un ensemble d'équipements. C'est pourquoi, les normes CEM touchant les équipements électriques deviennent de plus en plus sévères, obligeant les constructeurs à appliquer la règle "pollueur payeur". Il s'agit en effet de leur faire supporter le coût de la dépollution de leurs équipements. C'est une façon de responsabiliser les constructeurs en les touchant "au porte-monnaie".

Les réglementations CEM ont donc été très bénéfiques et ont débouché sur la conception d'appareils mettant en œuvre des technologies bien connues mais qui n'auraient jamais vu le jour sans contraintes. Les appareils nouvellement conçus sont donc plus propres (CEM), plus efficaces (meilleur rendement) et finalement aussi compacts (voire plus) que les équipements précédents, mais malgré tout un peu plus chers. Comme quoi, avec un peu de volonté, les industriels peuvent faire des miracles.

Schéma structurel du SineWave



Problématique des Perturbations hautes fréquences

L'électronique de puissance utilise les semi-conducteurs de puissance en mode interrupteur. Ce fonctionnement confère au convertisseur un rendement très élevé, par contre, il donne lieu à de nombreuses perturbations électromagnétiques dues essentiellement aux commutations rapides des semi-conducteurs. Les perturbations se propagent vers la source d'alimentation du convertisseur et vers la charge qu'il alimente ; une partie plus infime de cette énergie est rayonnée. Pour mieux situer l'étude de la CEM en Électronique de Puissance, ce chapitre est consacré à un rappel des différents modes et types de propagation puis sur les méthodes de mesure des perturbations [1-1].

1 Modes de propagation

Les signaux parasites émis par la source (dans un convertisseur statique, la ou les cellules de commutations) sont propagés vers la source d'énergie (ou vers la charge) qui est désignée par le terme de "victime", de plusieurs façons, liées à leur environnement respectif. Deux cas peuvent alors se présenter :

- si la source et la victime sont voisins avec ou sans liaison galvanique, le couplage est dit proche et il peut être de nature capacitive, inductive ou résistive. Les outils d'analyse font appel à des modèles de types réseau électrique où les couplages sont représentés par des capacités, des mutuelles ou des résistances (dans le cas de liaisons galvaniques directes). Les phénomènes perturbateurs sont dans ce cas les variations rapides de courant ou de tension ($\frac{di}{dt}$, $\frac{dv}{dt}$). Ce type de perturbations est appelé **perturbations conduites** et elles se développent dans les câbles ou conducteurs de liaisons aux réseaux, sources d'énergie ou charges ;
- si source et victime sont éloignées et sans liaison galvanique, la perturbation est transmise par une onde électromagnétique, on parle de **perturbations rayonnées** ou propagées. Les phénomènes sont décrits avec les outils théoriques et expérimentaux propres à ce domaine (équation de Maxwell et utilisation d'antennes de mesure).

1.1 Perturbations conduites en mode commun et différentiel

Pour étudier les modes de propagation, il est pratique de définir un modèle de liaisons électriques entre des "boîtes", le tout référencé à un potentiel fixe (plan de masse, châssis de l'équipement, terre). Les

liaisons peuvent véhiculer des signaux quelconques. Les courants parasites peuvent se refermer en parcourant les liaisons dans le même sens en se refermant par l'équipotentielle, c'est le **mode commun ou asymétrique** (Figure 1), ou en sens inverse, c'est la propagation en **mode différentiel ou symétrique** (Figure 2).

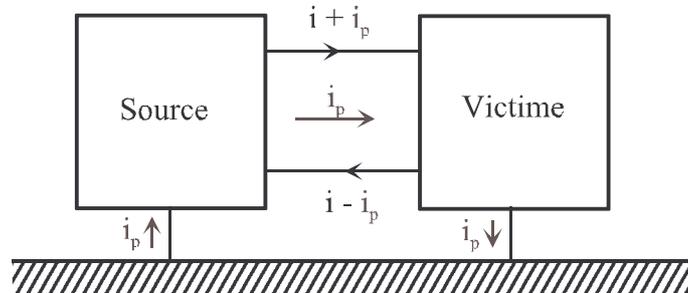


Figure 1 : Mode commun ou asymétrique

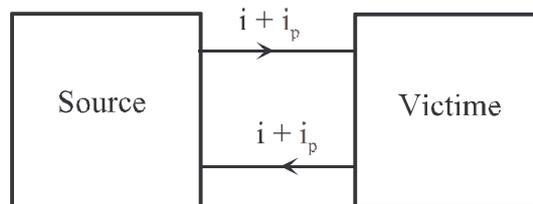


Figure 2 : Mode différentiel ou symétrique

L'ensemble de ces deux modes de propagation regroupe cinq modes de couplages différents qui sont :

- le couplage par liaison directe
- le couplage par impédance commune
- le couplage champ à câble en mode différentiel
- le couplage champ à câble en mode commun
- le couplage câble à câble et câble à plan de masse.

Dans le couplage par liaison directe, il y a transmission directe en mode commun ou en mode différentiel les perturbations de la source à la victime (Figure 1 et Figure 2).

Le couplage par impédance commune est possible lorsque source et victime sont connectées à la même impédance. Le courant absorbé par la source provoque une chute de tension répercutée sur la victime en mode différentiel, comme indiqué sur la Figure 3. En mode commun, le courant parasite généré par la source se partage à travers les impédances de la source et de la victime, via leurs impédances de mode commun. Son niveau dépend des valeurs relatives des impédances rencontrées (Figure 4).

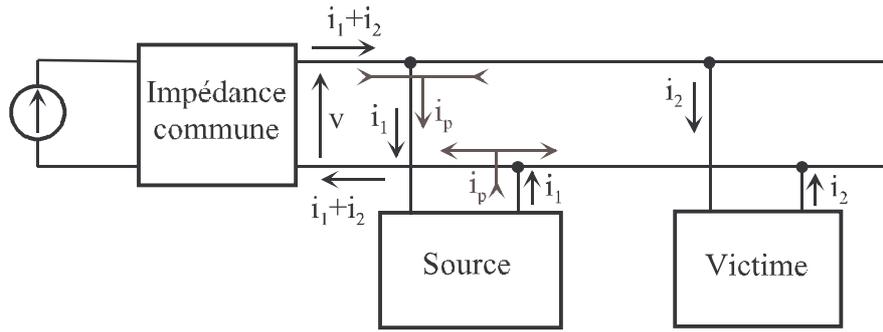


Figure 3 : Couplage par impédance commune en mode différentiel

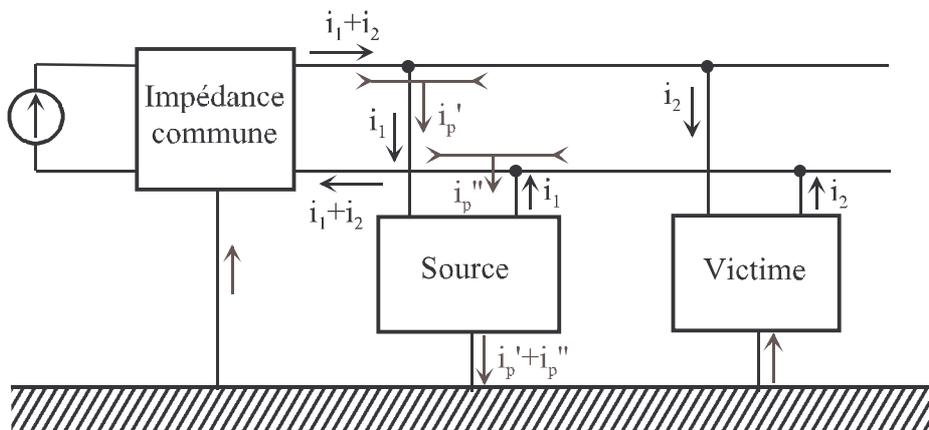


Figure 4 : Couplage par impédance commune en mode commun

Le couplage champ à câble en mode commun est caractérisé par l'apparition d'une tension induite en mode commun créée par un flux magnétique traversant la région située entre le câble et le plan de masse (Figure 5). Le couplage champ à câble en mode différentiel est caractérisé par l'apparition d'une tension induite en mode différentiel créée par un flux magnétique traversant la région située entre les deux câbles (Figure 6).

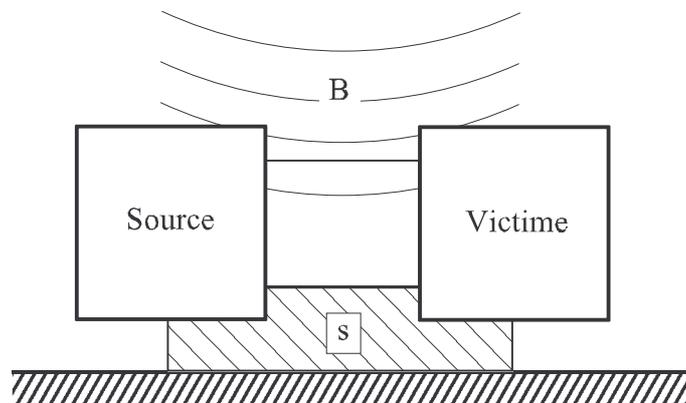


Figure 5 : Couplage champ à câble en mode commun

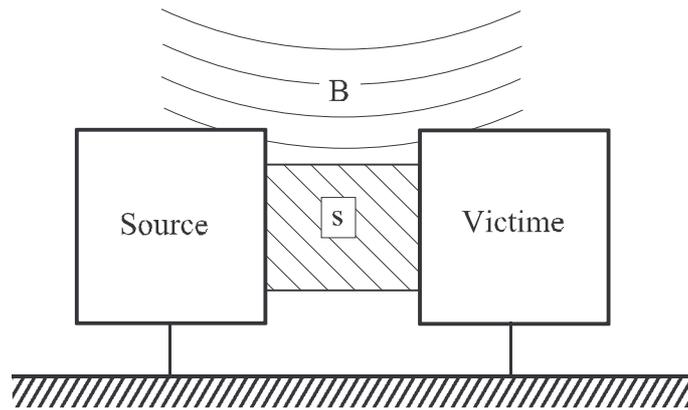


Figure 6 : Couplage champ à câble en mode différentiel

La diaphonie ou le couplage câble à câble (Figure 7) est évoquée lorsque les liaisons entre boîtes sont proches et qu'elles se perturbent par couplage capacitif (C_{12}) ou par mutuelle (M_{12}); le couplage câble à plan de masse est semblable, il est illustré par le couplage capacitif (C_1 et C_2).

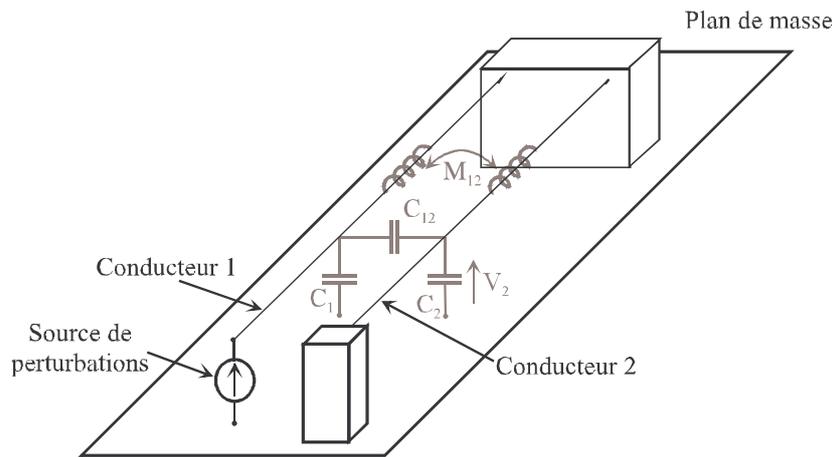


Figure 7 : Diaphonie

1.2 Perturbations rayonnées

Les circuits électriques, lorsqu'ils sont soumis à des différences de potentiel et ou parcourus par des courants, produisent des champs électromagnétiques dans l'espace. Leurs intensités dépendent de la nature, la fréquence et la distance par rapport à la source.

Le champ électrique s'exprime en V/m. Son émission est produite par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel élevée v (Figure 8).

Le champ magnétique s'exprime en A/m. Son émission est engendré par un circuit basse impédance parcouru par un courant i (Figure 9).

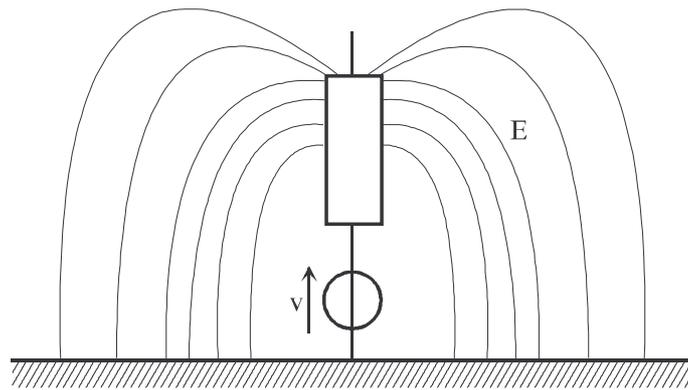


Figure 8 : Émission en champ électrique

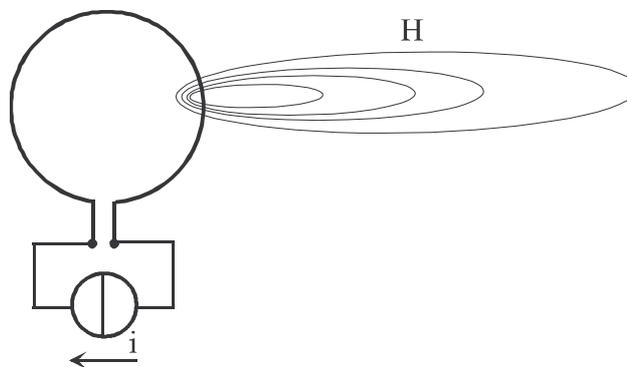


Figure 9 : Émission en champ magnétique

2 Dispositifs de mesures et leurs performances

On distingue deux catégories de dispositifs de mesure utilisés en CEM. La première concerne la mesure des perturbations conduites à haute fréquence, elle comprend le Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne (RSIL) et les capteurs de courant passif basés sur le principe du transformateur de courant. Dans la seconde catégorie, on trouve divers types d'antennes destinées aux mesures en champ proche ou lointain. Dans tous les cas, le signal issu du capteur est analysé dans le domaine temporel (oscilloscope) et plus généralement dans le domaine fréquentiel grâce à l'analyseur de spectre hétérodyne.

2.1 Le Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne

Le RSIL s'apparente à un filtre qui est inséré entre le dispositif sous test et le réseau fournissant l'énergie. Son rôle est double. Il doit isoler le réseau, sur lequel peuvent exister des perturbations de mode commun et de mode différentiel, de l'équipement sous test. Cependant, il doit présenter à la fréquence du réseau une chute de tension sortie/entrée inférieure à 5% de la tension nominale lorsqu'il est parcouru par le courant nominal. Enfin, il doit présenter une impédance de fermeture constante vis-à-vis des perturbations à haute fréquence émises par le dispositif sous test, tant en mode commun que différentiel, et ceci indépendamment de l'impédance présentée par le réseau d'énergie. Cette impédance est normalisée par le CISPR [1-2]. La Figure 10 définit les limites de variation de cette impédance, mesurée entre une borne de sortie et la terre dans la gamme de fréquence 10kHz-100MHz. Cette

gamme est divisée en trois bandes (A, B, C). Le schéma équivalent relatif à chaque bande est indiqué figure 1-10. La structure du RSIL est représentée à la Figure 11.

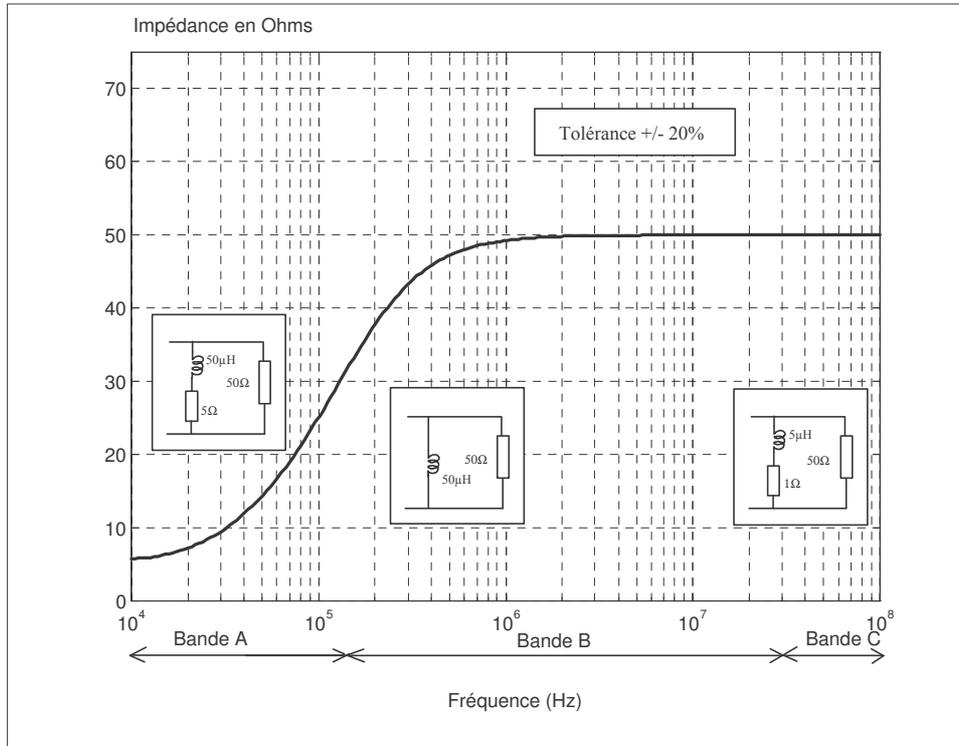


Figure 10 : Impédance de mode commun du RSIL

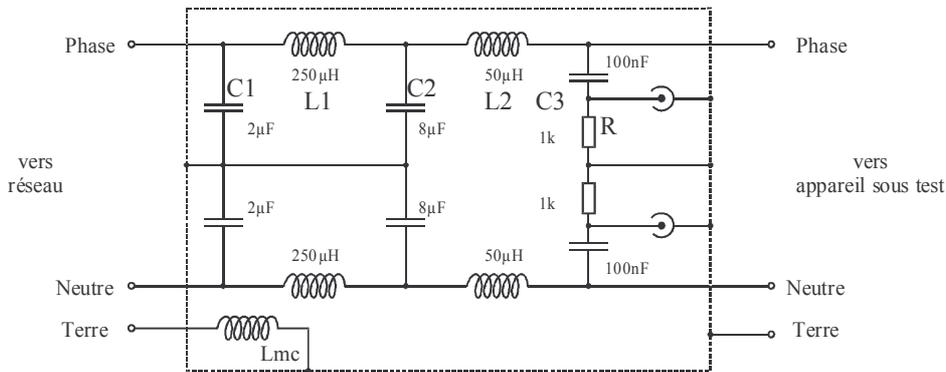


Figure 11 : Schéma de principe d'un RSIL monophasé (d'après doc. Chase Electronics)

Le filtre réalisé par L1, C1, L2, C2 constitue un filtre passe-bas qui élimine les perturbations réseau. Le filtre C3, R constitue le filtre passe-haut qui permet la fermeture des perturbations haute fréquence dans la résistance de mesure R_0 de 50Ω . Le RSIL peut être employé pour des intensités de courants allant jusqu'à 100A. Au-delà, et pour la bande A, il est possible d'utiliser une sonde de courant.

2.2 Capteurs de courant

Les capteurs de courant utilisés en métrologie dans les dispositifs de conversion statique doivent posséder une bande passante très large, du continu à la centaine de MHz, être capable de mesurer des courant élevés (jusqu'à quelques kA) et être insensibles aux agressions électromagnétiques délivrées par le convertisseur testé. Ils sont également utilisés pour la mesure CEM des courant conduits. Dans ce cas, ils doivent posséder une large bande passante et être peu perturbables. L'expérience montre que les capteurs passifs, basés sur le principe du transformateur de courant, sont les mieux adaptés à ces contraintes métrologiques, dans la mesure où la connaissance de la composante continue n'est pas indispensable. Le modèle électrique à constantes localisées d'un tel dispositif est donné Figure 12.

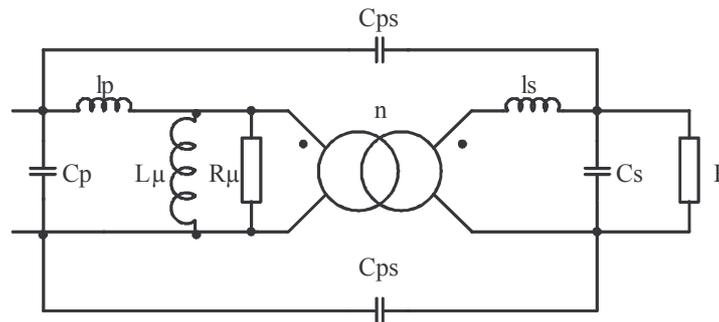


Figure 12 : Modèle du transformateur de courant

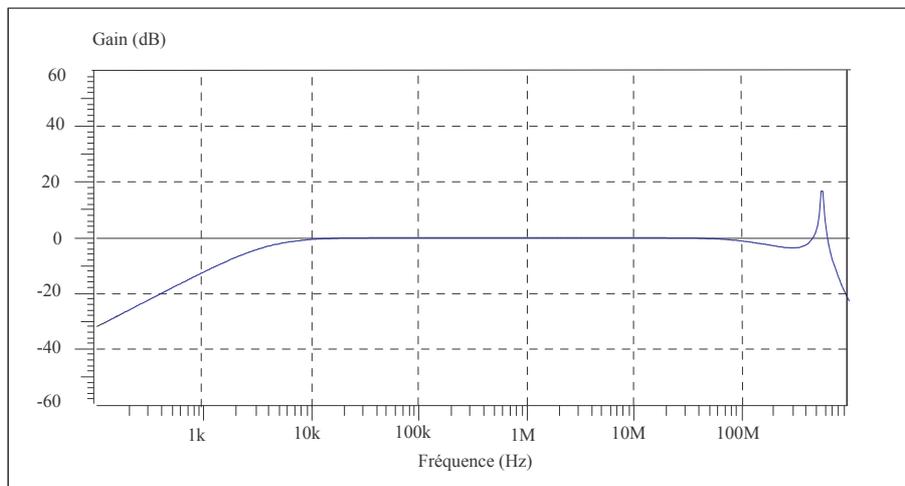


Figure 13 : Fonction de transfert du transformateur de courant obtenue par le modèle

Il permet de comprendre les performances et limitations de ce dispositif. Elles concernent la fréquence de coupure basse, la linéarité hors saturation, le fonctionnement en haute fréquence et la robustesse aux perturbations électromagnétiques.

Comportement en basse fréquence et effet de la saturation :

Le transformateur de courant possède un comportement passe-haut. En négligeant les inductances de fuites, sa fréquence de coupure basse est donnée par l'expression :

$$(1) \quad F_L = \frac{k}{2\pi \cdot \mu_o \cdot \mu_r \cdot n \cdot \frac{A_e}{\ell_e}} \quad A_e : \text{section du circuit magnétique, } n : \text{nombre de spires, } k = \frac{R}{n}$$

Si le courant mesuré possède une composante continue ou à basse fréquence (hors de sa bande passante basse), le circuit magnétique peut être saturé, ce qui se traduit par une distorsion du signal de sortie. L'expression (2) définit, en régime sinusoïdal avec composante continue, les limites de fonctionnement linéaires du dispositif en fonction des grandeurs impliquées (courant continu I_{DC} , courant alternatif maximal I_{ACmax} , fréquence ω et spécifications du circuit magnétique : B_M , μ_r , inductance spécifique A_L , longueur magnétique ℓ_e).

$$(2) \quad I_{ACmaxi} = \left(\frac{B_M}{\mu_o \cdot \mu_r} \cdot \ell_e - I_{DC} \right) \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega \cdot n^2 \cdot A_L}{R} \right)^2}$$

En régime impulsionnel de courant, la saturation du circuit magnétique est caractérisée par le produit I.T maximal. Son expression est donnée par :

$$(3) \quad (I \cdot T)_{max} = \frac{n^2}{R} \cdot B_M \cdot A_e$$

Comportement en haute fréquence et vis-à-vis des perturbations

Une troisième limitation apparaît pour le fonctionnement haute fréquence. Les expressions (1) et (2) montrent que pour réduire F_L et accroître I_{ACmax} , il faut augmenter le nombre de spires n et la section du circuit magnétique A_e . Mais ceci est contradictoire avec les performances haute fréquence du capteur. En effet la longueur de l'enroulement secondaire s'accroît, de même les phénomènes électrostatiques (capacités des enroulements primaires et secondaire C_p , C_s), ce qui limite la bande passante haute du capteur, comme l'indique la fonction de transfert en courant :

$$(4) \quad \frac{V_s(p)}{I(p)} = \frac{R/n}{1 + R/n^2 \cdot (C_p + n^2 \cdot C_s) \cdot p + (l_p + l_s/n^2) \cdot C_p \cdot p^2 + R \cdot (l_p + l_s/n^2) \cdot C_p \cdot C_s \cdot p^3}$$

La fréquence de coupure haute est donnée par :

$$(5) \quad F_H = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt[3]{R \cdot (l_p + l_s/n^2) \cdot C_p \cdot C_s}}$$

La courbe de la Figure 13 présente la fonction de transfert complète relative à ce modèle.

Les effets de couplages capacitifs primaire secondaire (capacité C_p) constituent aussi une limitation en haute fréquence, le capteur se comportant comme un filtre passe-haut. Il en résulte la possibilité de circulation d'un courant de mode commun, préjudiciable à la mesure, comme représenté Figure 14. Le blindage entre primaire et secondaire du dispositif permet de limiter ces effets. Enfin, le câble de liaison entre le capteur et l'appareil de mesure peut être influencé par des champs perturbateurs haute fréquence et par les courants de mode commun, ce qui se traduit aussi par la dégradation de la mesure [1-3]. Afin

de minimiser ces problèmes, il est souhaitable d'insérer le capteur sur un conducteur à potentiel peu variable pour limiter la circulation de courants de mode commun et de réduire autant que possible l'impédance de blindage des câbles.

Capteurs passifs disponibles et leurs spécifications

Les capteurs existants actuellement sur le marché sont limités en fréquence à 4 ou 5 décades, soit vers les basses fréquences (10Hz-1MHz), soit vers les hautes fréquences (10kHz-1GHz). La courbe de la Figure 15 précise l'évolution de la fréquence de coupure haute avec le calibre en courant, constatée sur les produits existants.

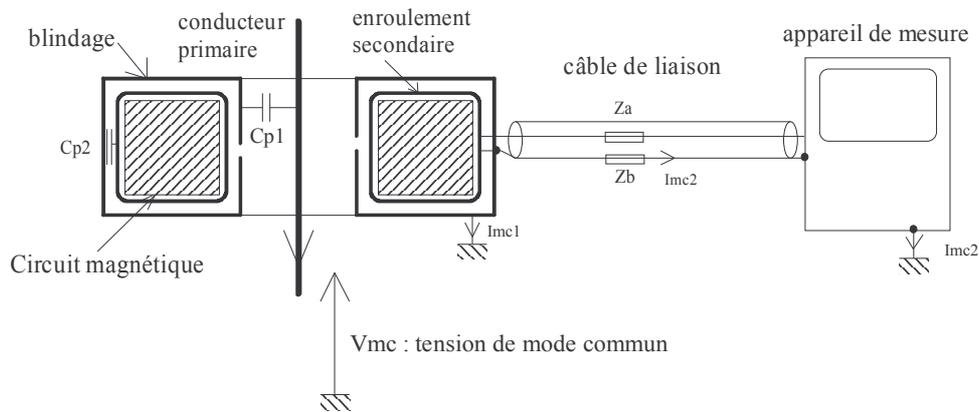


Figure 14 : Réduction des perturbations du capteur par blindage

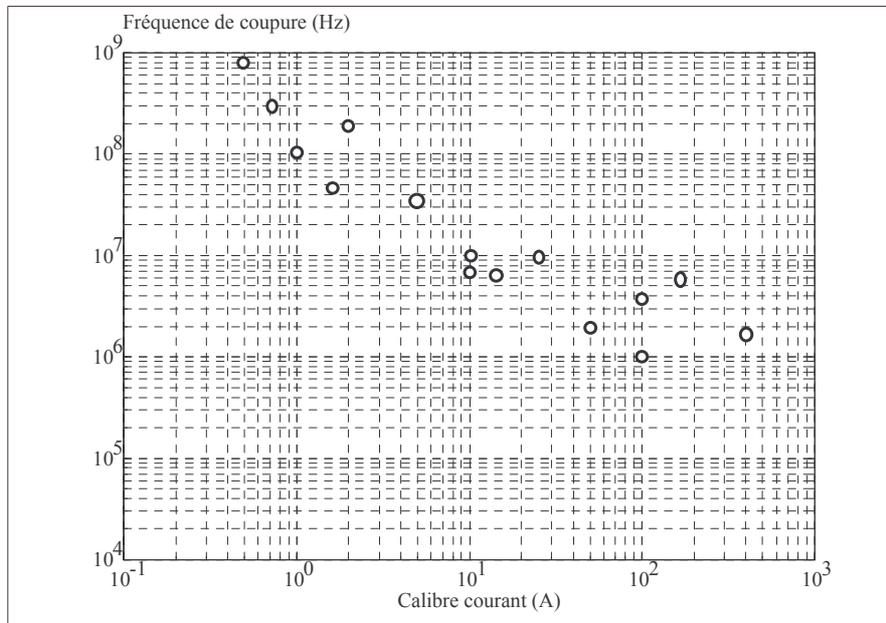


Figure 15 : Fréquence de coupure haute des transformateurs de courant en fonction du calibre (d'après doc. Pearson)

Les spécifications à prendre en compte pour un choix de capteur sont :

- le courant maximal pour différentes fréquences, généralement 50Hz et à la fréquence maximale d'utilisation
- la bande passante à -3dB
- le produit $(I.T)_{\max}$ qui traduit la saturation lors de l'application d'une impulsion de courant
- la composante continue maximale avant saturation
- la valeur de la résistance de charge
- l'impédance d'insertion
- les données géométriques et physiques (diamètre du trou de passage, encombrement, masse, etc..)

2.3 Antennes [1-4, 1-5, 1-6, 1-7]

Les antennes sont employées pour les mesures en champs proches (c'est à dire pour une distance $d < \frac{\lambda}{2\pi}$ ou lointain $d > \frac{\lambda}{2\pi}$ (λ est la longueur d'onde du signal perturbateur). Dans ce dernier cas, on considère

que les ondes sont planes. L'impédance d'onde définie par le rapport $\frac{E}{H}$ est constante et vaut 377Ω . Il suffit donc de mesurer une des deux composantes du champ électromagnétique. Les antennes pour les mesures en champ lointain sont caractérisées par :

- le diagramme de rayonnement : c'est la mesure de l'intensité du champ E émis en fonction de deux angles définissant les coordonnées sphériques de l'espace.
- le gain G, il est défini relativement à une antenne isotrope rayonnant la même puissance :

$G = \text{densité de puissance maximale rayonnée dans une direction spécifique} / \text{densité de puissance maximale rayonnées de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace}$

Le gain d'une antenne est variable avec la fréquence, la connaissance de cette caractéristique doit être établie par gamme de fréquence.

- le facteur d'antenne F_a . C'est le rapport entre le champ E et la tension U mesurée aux bornes de l'antenne, il varie également avec la fréquence. Il est établi à une distance précisément définie et est généralement exprimé en dB : $F_a = 20 \cdot \text{Log} \frac{E}{H}$.

La nature des antennes est adaptée à la bande de fréquence et à la nature du champ que l'on veut mesurer. Ses caractéristiques doivent être aussi constantes que possible dans la bande de fréquence considérée. La référence [1-8] définit les caractéristiques des antennes utilisées en mesure de champ. Citons quelques modèles d'usage courant.

Bande A (10kHz-150kHz) :

champ H : les observations montrent que c'est le champ magnétique qui est responsable des perturbations. L'antenne est de type boucle dans un cadre blindé électriquement, elle doit s'inscrire dans un carré de 0,6m.

Bande B (150kHz-30MHz) :

champ H : on utilise le même dispositif qu'en bande A

Champ E : on utilise une antenne fouet verticale de 1m pour une distance de mesure $d < 10m$.

Bande C (30-300MHz) :

champ E : on utilise un doublet équilibré de longueur $\frac{\lambda}{2}$ pour $F > 80MHz$ (λ correspondant à $F=80MHz$ soit 3.75m). Sa symétrie est telle que le niveau mesuré varie d'au moins 20dB lorsque son orientation passe de la direction de polarisation parallèle à la direction de polarisation transverse. Il est possible d'utiliser des antennes doublets courts (mais leur longueur est limitée à $\frac{\lambda}{10}$), moyennant la connaissance de leur facteur d'antenne. Elles sont cependant moins sensibles. Un modèle fréquemment utilisé est l'antenne bi-conique (Figure 16) qui a l'intérêt de présenter une large bande passante.

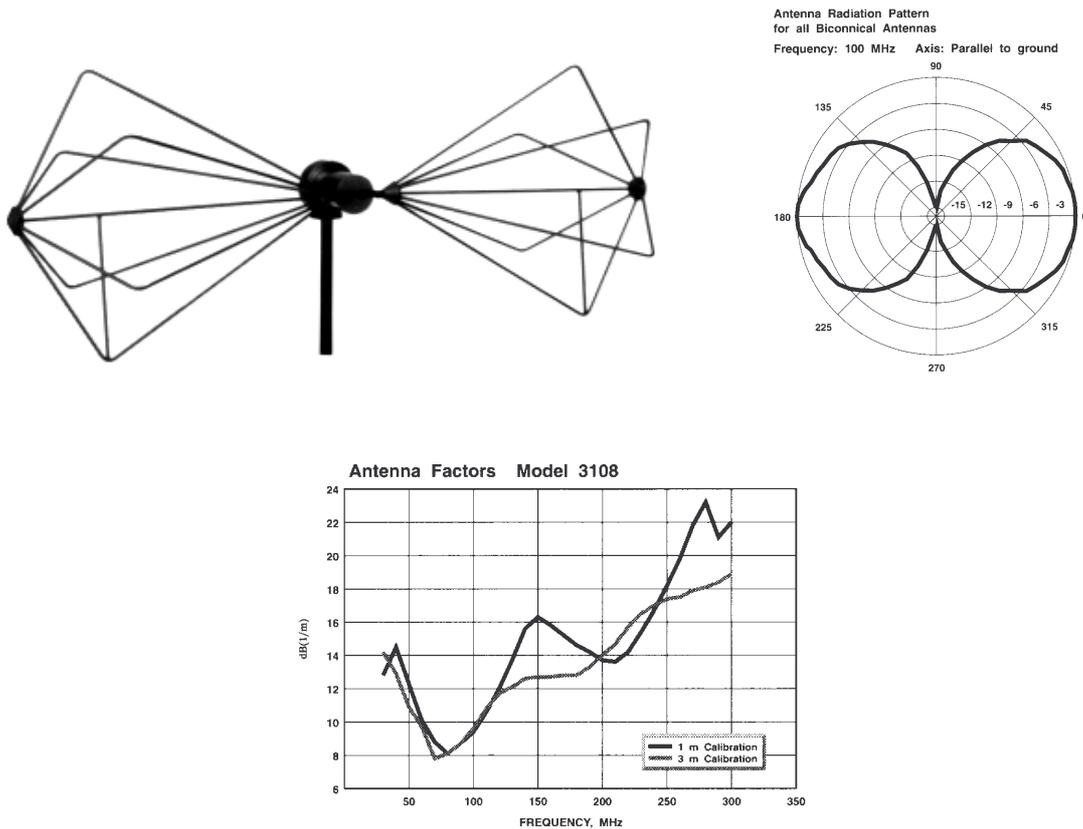


Figure 16 : Antenne bi-conique et la courbe de facteur d'antenne (d'après doc. EMCO)

Bande D (300MHz-1000MHz) :

l'antenne doit être polarisée dans un plan. On utilise des antennes plus complexes que le doublet, comme par exemple l'antenne log-périodique, constituée d'éléments couplés dont les fréquences

d'accord sont en progression géométrique, ce qui lui confère une bande passante large. Un exemple est donné Figure 17.

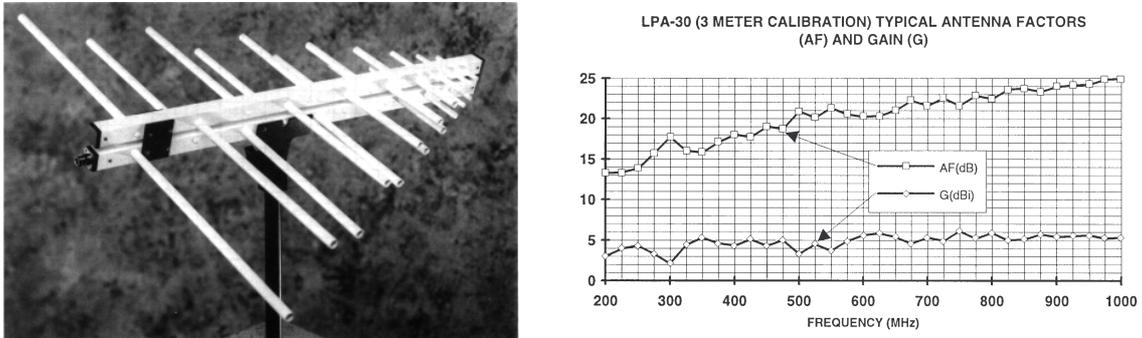


Figure 17 : Antenne log-périodique et son facteur d'antenne (d'après doc. Electro-Metrics)

La disposition de l'antenne est importante. Les mesures doivent être effectuées hors de toutes surfaces réfléchissantes. La hauteur par rapport au sol et la distance par rapport au perturbateur doivent être connus. Les distances de mesures préférentielles sont 3, 10, 30m etc...On pourra consulter [1-2] pour les recommandations précises concernant les méthodes de mesure rayonnées.

2.4 Analyseur de spectre

C'est l'appareil préférentiellement employé pour les mesures en CEM. Il peut être utilisé pour analyser les propriétés des signaux de perturbation ou pour effectuer des mesures selon des procédures normalisées. Sa structure simplifiée est représentée Figure 18.

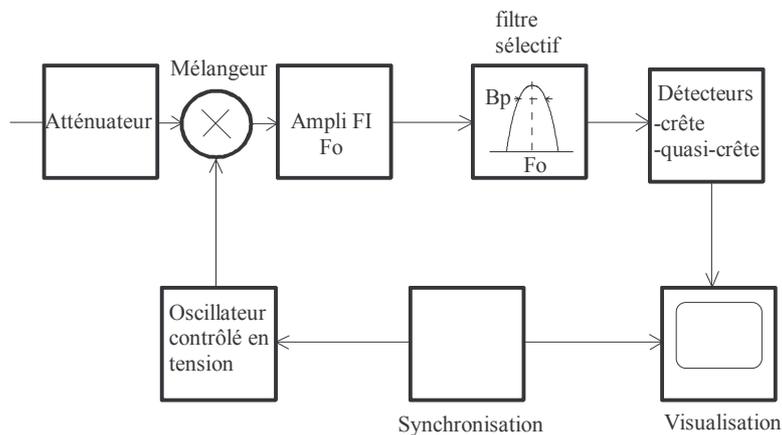


Figure 18 : Structure d'un analyseur de spectre hétérodyne

Les principaux points à prendre en considération dans le cas des mesures CEM sont :

- la résolution. C'est la bande passante du filtre d'analyse. Elle va déterminer le fait que les mesures soient effectuées en bande étroite (une seule harmonique du signal dans la bande de résolution) ou large (plusieurs harmoniques dans la bande passante du filtre), comme

représenté Figure 19 dans le cas d'un signal perturbateur répétitif, possédant donc un spectre de raies.

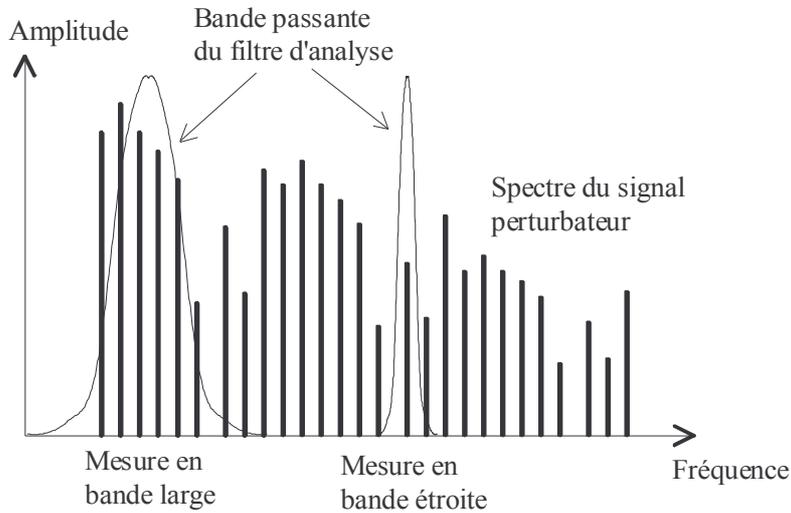


Figure 19 : Signal mesuré en bande étroite ou large

Les signaux impulsionnels ou à très faible récurrence sont toujours mesurés en bande large. Les normes définissent la résolution selon la bande de fréquence mesurée, comme indiqué sur le tableau 1, mais ne donnent pas de recommandation sur la largeur de bande de mesure du signal.

Tableau 1 : Bande de résolution normalisées pour les mesures CEM

Gamme de fréquence	A	B	C et D
Bande passante (-6dB)	200Hz	9kHz	120kHz

- le mode de détection. Les principaux modes de détection sont les modes crête, quasi-crête et moyen. Les normes recommandent la détection quasi-crête car elle est bien adaptée à la quantification de la gêne acoustique qui résulte de perturbations radio-fréquences. Le niveau de sortie du détecteur quasi-crête est variable avec la fréquence du perturbateur. Ce mode de détection génère des temps de mesure beaucoup plus long qu'en détection crête. La détection de valeur moyenne fournit un niveau proportionnel à la fréquence du signal. La Figure 20 indique les niveaux fournis par ces trois détecteurs en fonction de la fréquence du signal de perturbation et pour les spécifications de réglage normalisées.

Il résulte de ces considérations que la mesure d'un signal peut présenter de fortes variations selon qu'il est en bande étroite ou large et selon le mode de détection. Un dispositif de conversion statique peut fonctionner avec plusieurs fréquences de commutation (redresseur à 100Hz, onduleur à 20kHz).

Si l'objectif est de caractériser les sources de bruit, l'analyse spectrale doit alors être effectuée en bande étroite avec un filtre de résolution inférieur à la fréquence de commutation la plus faible. La détection doit être de type crête, elle est la plus rapide et bien adaptée.

Par contre, si l'objectif est d'effectuer des mesures normalisées, le choix du mode d'analyse est imposé par les recommandations du CISPR. Les niveaux mesurés peuvent donc être très différents de ce qui est

observé dans le premier cas et ne pas refléter le pouvoir perturbateur réel du dispositif, il est notamment surestimé si les mesures sont effectuées en bande large.

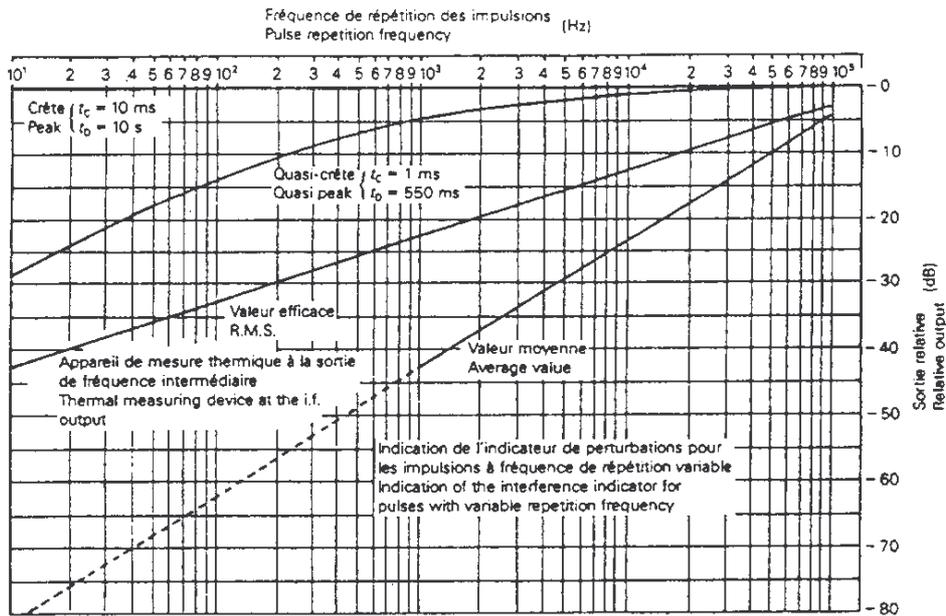


Figure 20 : Niveau de sortie des différents détecteurs en fonction de la fréquence du perturbateur

3 Les normes

Deux principales catégories de normes existent : celles qui définissent les niveaux tolérés d'émission conduite ou rayonnée, et celles qui définissent la susceptibilité électromagnétique d'un équipement, à savoir sa tolérance aux agressions électromagnétiques. L'objectif principal des normes est de caractériser aussi précisément que possible l'environnement de mesure en conduit et en rayonné (mesure en espace libre, en chambre anéchoïque, support des appareils), les conditions de mesure (longueur des câbles, distance des antennes, hauteur, angle, etc.), la calibration et le réglage des appareils de mesure utilisés, ceci dans le but d'effectuer des mesures reproductibles et fiables. Depuis le 01/01/1996, tout équipement électrique doit obligatoirement satisfaire à une ou plusieurs normes CEM liée à sa catégorie. Historiquement les normes ont été établies pour la protection de la radio-diffusion [1-9], mais ce champ est aujourd'hui étendu, comme en témoignent les normes de susceptibilité [1-10] : robustesse de telle catégorie d'équipement aux décharges électrostatiques, aux courants induits, aux champs électromagnétiques, à l'IEMN (impulsion électromagnétique nucléaire). Nous nous bornerons ici à mentionner les normes d'émission qui concernent les équipements intégrant des convertisseurs statiques. Le tableau 2 résume ces principales normes, notons que la dernière ligne correspond aux harmoniques réseaux, qui entrent dans la catégorie des perturbations basse fréquence conduites dans les réseaux de puissance.

3.1 Généralités sur les normes C.E.M.

Normes fondamentales :

Informations générales sur les phénomènes perturbateurs et description des techniques de mesures et d'essais.

⇒ Documents de référence pour les normes génériques et les normes de produits.

Normes génériques :

Évaluation de la CEM de tous les produits destinés à un environnement particulier (milieu résidentiel ou industriel).

S'applique à tous les produits pour lesquels aucune norme spécifique n'existe.

⇒ Permettent l'évaluation de la conformité à la directive CEM.

Normes de familles de produits et normes de produits :

Évaluation de la CEM de produits ou de familles de produits.

⇒ Permettent l'évaluation de la conformité à la directive CEM.

3.2 Normes fondamentales en émission

Perturbations conduites basses fréquences :

- NF EN 60555-2 et NF EN 61000-3-2 : Perturbations produites dans les réseaux d'alimentation.

Partie 2: Harmoniques

- NF EN 60555-3 et NF EN 61000-3-3 : Perturbations produites dans les réseaux d'alimentation.

Partie 3: Flicker et fluctuations de tension

Perturbations conduites et rayonnées hautes fréquences :

⇒ Classement en fonction du type d'appareil :

- NF EN 55011 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radio-électriques des appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM).
- NF EN 55013 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radio-électriques des récepteurs de radiodiffusion et appareils associés.
- NF EN 55014 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radio-électriques des appareils électrodomestiques et des outils électriques.
- NF EN 55015 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radio-électriques des lampes à fluorescence et des luminaires.
- NF EN 55022 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radio-électriques des appareils de traitement de l'information (ATI)

3.3 Normes fondamentales en immunité

- ⇒ Classement par phénomène physique perturbateur :
 - **NF EN 61000-4-2** : Immunité aux décharges électrostatiques.
 - **NF EN 61000-4-3** : Immunité aux rayonnements électromagnétiques.
 - **NF EN 61000-4-4** : Immunité aux transitoires rapides en salves.
 - **NF EN 61000-4-5** : Immunité à l'onde de choc (foudre).
 - **NF EN 61000-4-6** : Immunité à l'injection de courant HF.
 - **NF EN 61000-4-8** : Immunité au champ magnétique 50 Hz.
 - **NF EN 61000-4-11** : Immunité aux creux et variations de tension. Remarque : De nombreuses autres normes d'immunité sont à l'étude.

3.4 Normes Génériques

⇒ 4 normes génériques

	Lieu d'utilisation du produit :	
	ENVIRONNEMENT RÉSIDENTIEL, COMMERCIAL ET INDUSTRIE LÉGÈRE (-1)	ENVIRONNEMENT INDUSTRIEL LOURD (-2)
Émission (81)	NF EN 50081-1	NF EN 50081-2
Immunité (82)	NF EN 50082-1	NF EN 50082-2

⇒ Les normes génériques font appel aux normes fondamentales en émission et en immunité, en indiquant les niveaux et limites des essais

3.5 Normes de produits et familles de produits

Un exemple, la **EN 60601-1**: " Exigences et essais de CEM pour les appareils médicaux "

⇒ fait référence aux normes fondamentales.

⇒ indique les limites pour l'émission des perturbations et les niveaux d'essais pour les tests d'immunité.

Autre exemple, la **EN 55104**: " Exigences d'immunité pour les appareils électrodomestiques "

4 Bibliographie

[1-1] P. Degauque , J. Hamelin, "Compatibilité électromagnétique" édition Dunod 1990.

[1-2] Recommandations du Comité International Spécial des Perturbations Radio-électriques CISPR 16.

[1-3] E. Labouré, F. Costa, F. Forest, "Current measurement in static converters and realization of a high frequency passive current probe (50A-300MHz)", actes du congrès EPE93, Brighton septembre 1993, pp.4/478-4/483.

[1-4 à 1-6] Articles E 6140, E6142, E3280 du traité d'électronique des Techniques de l'Ingénieur.

[1-7] R. Badoual, Les Micro-ondes, édition Masson, 1984.

[1-8] Recommandations du Comité International Spécial des Perturbations Radio-électriques CISPR 11.

[1-9] Recommandations du Comité International Spécial des Perturbations Radio-électriques CISPR 20.

[1-10] Normes CEI 1000-4-1 (généralités) , CEI 1000-4-8 (champs magnétiques secteur), CEI 1000-4-9 (champs magnétiques impulsionnels), CEI 1000-4-10 (champs magnétiques 1Hz-1MHz), CEI 801-3 (champs électromagnétiques de fréquence radio), CEI 801-5 (impulsions électromagnétiques), CEI 801-6 (perturbations de conduction dues aux champs radioélectriques).

Mécanismes de perturbation HF dans les convertisseurs statiques

1 Présentation

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 radiocommunications, 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, complexes et stratégiques (électronique de bord d'un avion) donc vulnérables à la pollution électromagnétique avec 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", qui correspond au concept de susceptibilité électromagnétique. Des normes existent concernant chacun des ces trois points.

Ce chapitre se limitera au domaine de l'électronique de puissance selon le schéma qui vient d'être évoqué. Les convertisseurs statiques de par leur fonctionnement sont de puissantes sources de perturbation et on mettra en évidence la répartition des phénomènes perturbatoires sur une échelle de fréquence couvrant sept décades de 10Hz à 100MHz.

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 électronique de puissance (variation de vitesse, éclairage, chauffage, automobile, etc..)

2 Analyse des perturbations dans un convertisseur statique / aspects théoriques [7]

2.1 Étendue 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 1), variateur de vitesse, onduleur de chauffage, etc..).

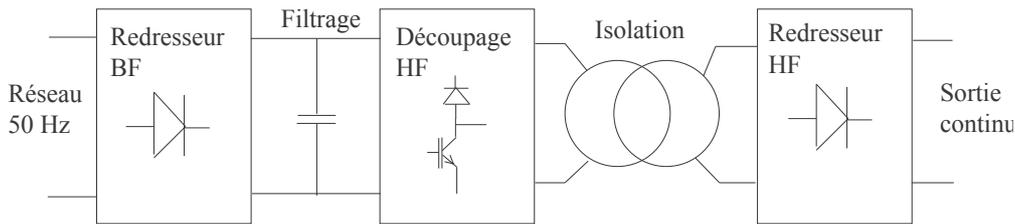


Figure 1 : structure générique d'une alimentation à découpage

La Figure 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.

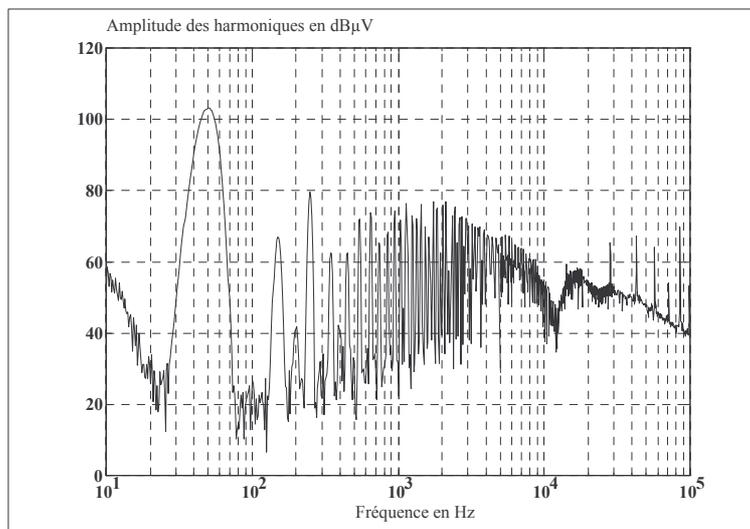


Figure 2 : spectre de courant conduit sur un hacheur connecté au réseau

La mesure à 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.

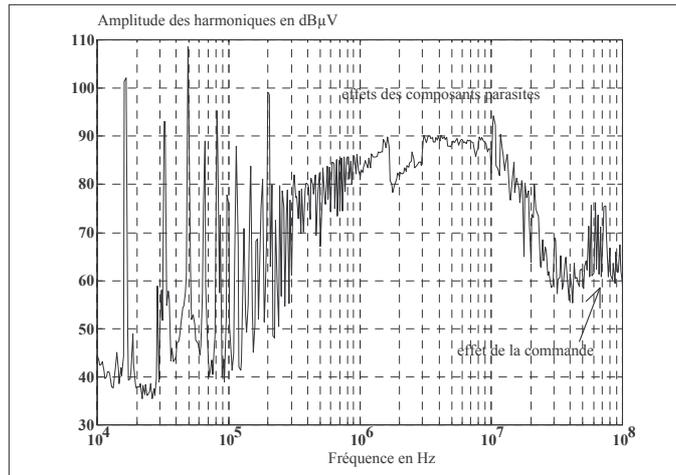


Figure 3 : perturbations conduites dans un hacheur en haute fréquence

La Figure 4 représente ces divers phénomènes sur une échelle logarithmique de fréquence.

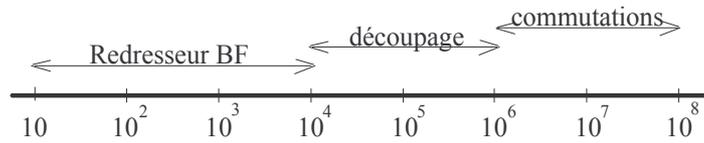


Figure 4 : étendue spectrale des phénomènes perturbatoires

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 multiplieur (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 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 apparaît nettement autour de chaque raie de découpage.

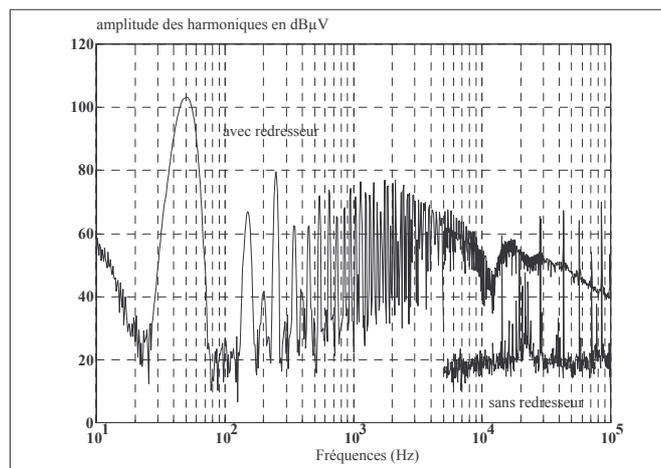


Figure 5 : effet d'intermodulation dû au redresseur

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.

2.2 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 6, 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.

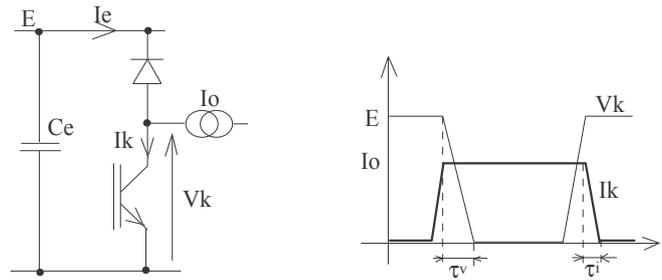


Figure 6: cellule de commutation et formes d'onde de tension V_k et de courant I_k

La décomposition en série de Fourier de ce type de signal d'amplitude A et de 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. Sur l'exemple de la Figure 7 pour $\tau = 40\text{ns}$ et $t_0 = 25\mu\text{s}$, on obtient $F_2 = 8\text{MHz}$ 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 .

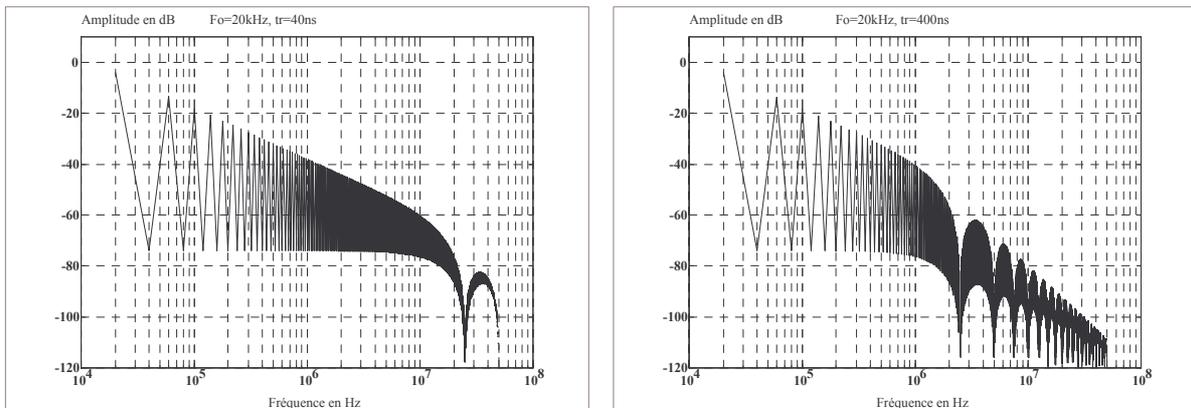


Figure 7 : influence du temps de commutation sur la répartition spectrale ($A_n=1, \alpha=0,5$)

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 8.

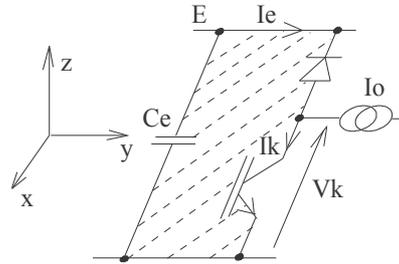


Figure 8 : effet de boucle rayonnante d'une cellule de commutation

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

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 9 illustre comment s'effectuent ces couplages.

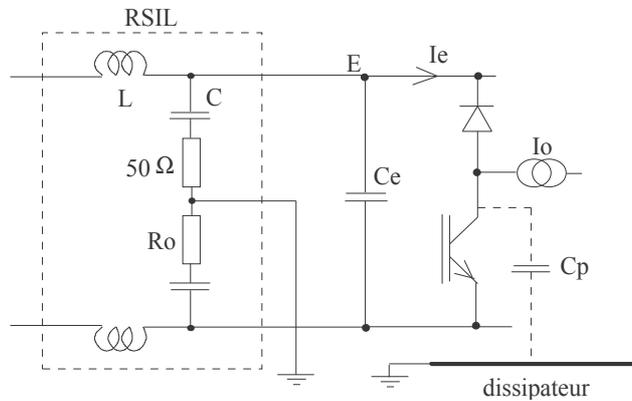


Figure 9 : couplages des perturbations à l'environnement en mode commun et différentiel

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 :

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

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 :

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

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] :

$$C_p = \frac{2\pi \cdot \epsilon_o}{\ln(\frac{4h}{d})} \quad h : \text{distance au-dessus du plan conducteur, } d : \text{diamètre du conducteur}$$

- 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 connexion de la source à la terre (connexion physique ou liaison capacitive).

2.3 Modélisation, mécanismes de perturbation

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. La cellule de commutation peut alors être représentée par l'un des deux modèles de la figure x, où apparaissent les sources de courant I_e et de tension $V_{mc}=V_k$.

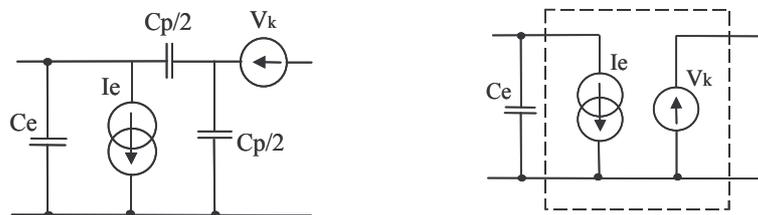


Figure 10 : modèles de la cellule de commutation pour la représentation des perturbations conduites

Ces modèles peuvent être associé à celui de l'environnement électrique du convertisseur (réseau, charge, dispositifs de commande, connections avec la terre) pour déterminer et calculer les filtres de mode commun et de mode différentiel à placer en entrée [10].

Le premier modèle présente l'intérêt de montrer que les courants parasites dus à la tension V_k peuvent se refermer par les deux lignes d'alimentation mais inclut la capacité de couplage de mode commun, la source de tension V_k est à référence flottante ; le second est référencé à la tension de mode commun, ce qui simplifie l'exploitation analytique, ce modèle est plus représentatif de la cellule de commutation. Ces générateurs équivalents sont donc considérés comme les sources équivalentes des perturbations électromagnétiques.

On complète la description du modèle avec les impédances de liaison des différents potentiels de la cellule à la référence de potentiel (terre, châssis, etc.). Ces impédances immatérielles représentent les effets des couplages parasites entre le convertisseur et son environnement électrique. Toutes les imperfections des composants passifs et actifs peuvent être inclus dans ce modèle, comme on le verra plus loin.

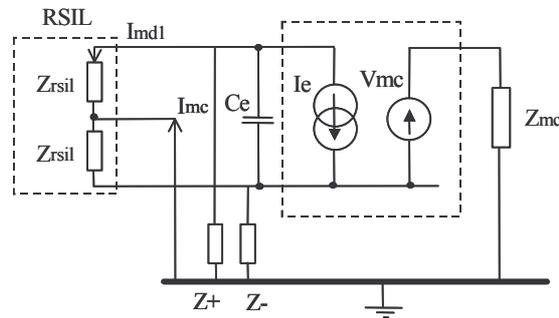


Figure 11 : modèles CEM de la cellule de commutation par source équivalentes et couplages localisés.

Cette représentation suppose donc des effets localisés, hypothèse admissible tant que les dimensions géométriques des dispositifs restent faibles devant la longueur d'onde des signaux les plus rapides, ce qui est généralement le cas. En complétant ce modèle avec celui du RSIL, il est aisé d'effectuer le calcul du courant I_p appliqué à l'impédance de mesure du RSIL, et représentatif de la contribution de chaque source au signal de perturbation. On en déduit que :

$$(1) \quad I_p = I_e \cdot F(C_e, Z_+, Z_-, Z_{mc}, Z_{RSIL}) + V_k \cdot G(C_e, Z_+, Z_-, Z_{mc}, Z_{RSIL})$$

Les fonctions F et G sont représentatives des couplages des sources I_e et V_k en mode différentiel et en mode commun. On peut donc constater que toutes les sources présentes dans le convertisseur contribuent aux perturbations conduites. Néanmoins, certaines fonctions de couplage sont dominantes vis-à-vis de chaque mode de propagation ; en particulier, la fonction F est dominante pour le mode différentiel et la fonction K l'est pour le mode commun. Deux points apparaissent alors comme déterminants :

- ✓ les sources d'excitation (I_e, V_k)
- ✓ leurs fonctions de couplage (F, G)

Cette approche peut aussi être appliquée au mode rayonné : les fonctions de couplage sont beaucoup plus complexes car elles intègrent les géométries (généralement tridimensionnelles) des circuits sources et les coordonnées du point d'observation du rayonnement. On peut toutefois exprimer les champs rayonnés sous une forme analogue, les fonctions de couplage dépendent alors de la nature du champ observé :

$$(2) \quad E_p = I_e \cdot F_R^E(\text{géométrie, circuit}) + V_k \cdot G_R^E(\text{géométrie, circuit})$$

$$(3) \quad H_p = I_e \cdot F_R^H(\text{géométrie,circuit}) + V_k \cdot G_R^H(\text{géométrie,circuit})$$

Dans tous les cas, ce sont toutes les grandeurs électriques de la cellule de commutation qui doivent être considérées comme les sources de bruits du convertisseurs.

2.3.1 Support de la modélisation

L’exploitation de ce modèle dans le cas d’un hacheur abaisseur va nous permettre d’interpréter les spectres de perturbations conduites. Dans la suite de ce chapitre, les résultats expérimentaux présentés ont été mesurés dans le hacheur représenté à la figure suivante, en vue de la confrontation et de l’interprétation avec le modèle. Ce système intègre un RSIL modifié qui permet de séparer les courants de mode commun et de mode différentiel, il est possible de faire varier différents composants parasites (inductance de la maille de commutation, du condensateur d’entrée, capacité de mode commun), la technologie des diodes, la vitesse et la fréquence de commutation du transistor.

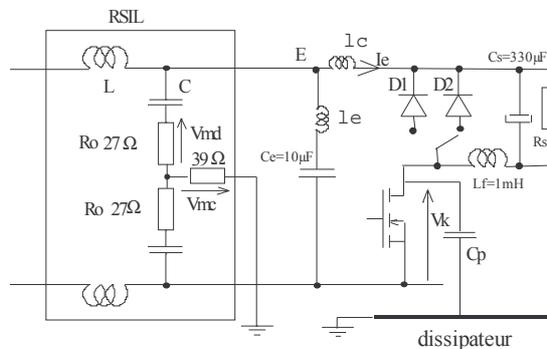


Figure 12 : hacheur servant à exploiter le modèle analytique, E=50V, Io=5A

2.3.2 Analyse du modèle

Les fonctions de couplage

Dans l’exemple simple précédent, les impédances intervenant dans les fonctions de couplage f, g sont essentiellement des effets parasites réactifs. Les couplages capacitifs parasites en mode commun sont représentés par les impédances Z+, Z-, Zmc. On appelle Zf l’impédance du condensateur de filtrage d’entrée ce qui intervient dans la propagation des perturbations de mode différentiel.

Les expressions sont données par :

$$F = \frac{Z_f}{Z_f + (Z_+ // Z_R) + (Z_- // Z_R // Z_{mc})} \cdot \frac{Z_+}{Z_+ + Z_R}$$

$$G = \frac{\frac{Z_- // Z_R}{Z_{mc} + (Z_- // Z_R)}}{(Z_- // Z_R // Z_{mc}) + (Z_+ // Z_R) + Z_f} \cdot \frac{Z_+}{Z_+ + Z_R}$$

(// signifie que les impédances sont en parallèle); l’impédance Zf peut contenir une inductance parasite interne ou de câblage ainsi qu’un terme résistif.

Ces fonctions peuvent se simplifier pour les hypothèses : $Z_{+} \gg Z_R$ et Z_f , $Z_{-} \gg Z_R$ et Z_f ce qui signifie, comme c'est notamment le cas pour les signaux basse fréquence, que les impédances de mode commun des lignes d'alimentation sont très grandes devant celles du RSIL et du filtre d'entrée (condensateur C_e). Elles deviennent :

$$F \approx \frac{Z_f}{Z_f + 2Z_R} \qquad G \approx \frac{1}{2Z_{mc}}$$

La Figure 13 illustre l'évolution des fonctions F et G avec la fréquence. On peut noter l'importance de la capacité parasite de couplage en mode commun Z_{mc} dans la transmission en mode commun (fonction G), effet d'autant plus accentué que les composantes spectrales du signal d'excitation sont étendues. De même, l'importance de Z_f apparaît quant à la transmission en mode différentiel (fonctions F). En effet, si le condensateur C_e présente une inductance parasite, elle crée une résonance série (minimum de F) puis contribue à augmenter F pour les composantes spectrales élevées de I_e , ce qui signifie que le condensateur ne filtre plus les harmoniques aux fréquences supérieures à la résonance. Nous constatons bien que l'effet dérivé de l'inductance induit une augmentation sensible du niveau du spectre du courant de mode différentiel I_{md} .

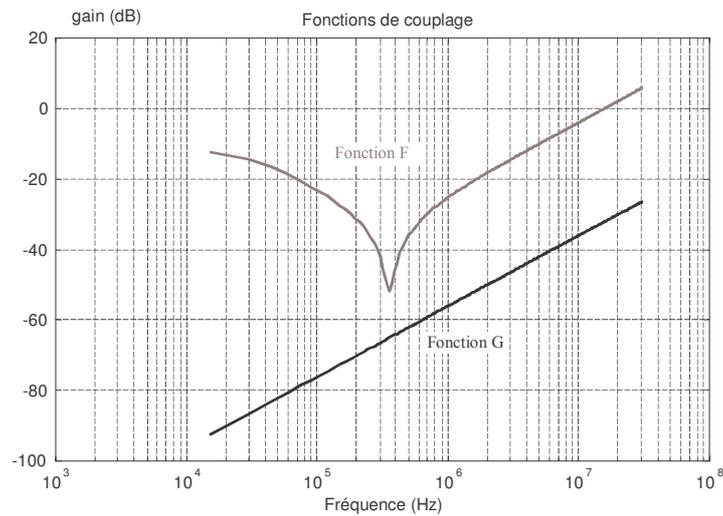


Figure 13 : fonctions de couplage des sources équivalentes de bruit

Que ce soit en mode commun ou en mode différentiel, les fonctions de couplages font apparaître des termes réactifs parasites constituant des couplages d'autant plus faciles et importants qu'ils sont proportionnels à la fréquence et que les spectres des signaux perturbateurs (I_e , V_k) contiennent des raies à très haute fréquence.

Les sources

Les sources équivalentes de perturbation sont déterminées par l'évolution temporelle des grandeurs électriques de la cellule de commutation. Dans l'approche analytique présentée ici, il est naturel de caractériser ces générateurs dans le domaine fréquentiel par leur spectre. Une bonne connaissance de leur évolution temporelle permet de connaître le spectre et surtout son taux d'atténuation, facteur déterminant pour apprécier le spectre de perturbation émis en haute fréquence. Considérons les grandeurs trapézoïdales (représentatives de fonctionnement idéalisés) comme représenté sur la Figure

14, l'enveloppe de leur spectre est décroissant à -20dB/dec jusqu'à la fréquence $F_c=1/\pi\tau$, puis à -40dB/dec au-delà.

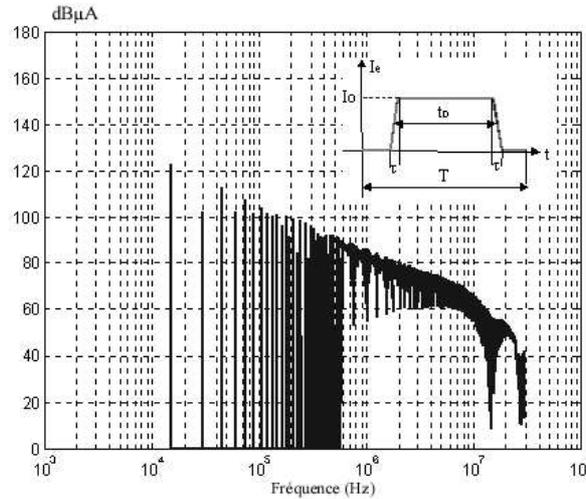


Figure 14 : correspondance entre évolution temporelle et spectrale des sources équivalente de perturbation ($T=50\mu\text{s}$, $t_0=25\mu\text{s}$, $\tau=500\text{ns}$).

Ainsi, les principaux paramètres temporels des sources équivalentes de bruit qui déterminent le spectre de perturbations conduites ou rayonnées sont la fréquence de commutation et les gradients (dV/dt , dI/dt) lors des transitions.

La fréquence de commutation :

son accroissement correspond à une translation du spectre vers les hautes fréquences comme l'illustrent les spectres ci-dessous .

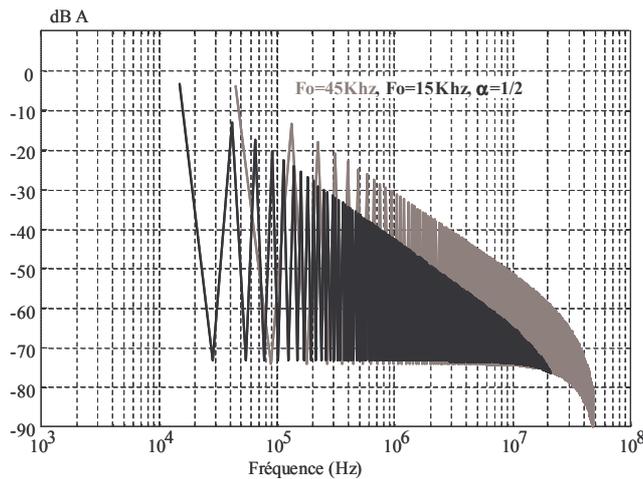


Figure 15 : spectre du courant I_e : l'accroissement de la fréquence de découpage revient à décaler en fréquence le spectre initial.

La conséquence de cette translation est un accroissement du niveau global des perturbations conduites : en effet, les fonctions de couplages étant généralement croissantes avec la fréquence, le spectre de perturbation résultant s'élève. Les spectres de perturbations conduites suivantes illustrent ce comportement, la fréquence a varié de 15 à 45kHz.

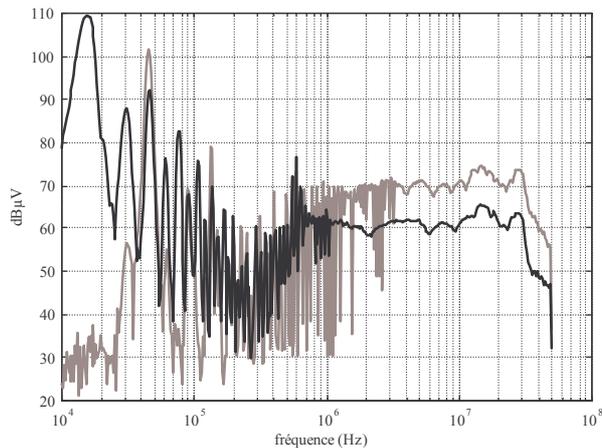


Figure 16 : conséquence de l'accroissement de fréquence de découpage, toutes choses égales par ailleurs. Gris : F=45kHz, noir F=15kHz.

On peut noter sur cette figure que jusqu'à environ 200kHz les harmoniques sont décroissantes et subissent la même décroissance (de l'ordre de -40dB/dec), que la fréquence de découpage soit de 15 ou 45kHz. Au-delà de cette fréquence qui correspond à la résonance propre du condensateur d'entrée, le niveau des harmoniques est accru sensiblement dans le rapport des fréquences ($\times 3 = 10\text{dB}$), ceci étant dû à la croissance de la fonction de couplage au-delà de cette fréquence.

Les transitoires de commutation :

Lors de la commutation des semi-conducteurs, les dV/dt ou dI/dt sont déterminés par :

- la nature intrinsèque des semi-conducteurs (MOSFET, IGBT, Bipolaire) ou la technologie des diodes qui détermine leur coefficient de softness. Ce point est extrêmement sensible sur le niveau des perturbations émises ; plus la diode a un recouvrement rapide et plus elle perturbe fortement parce que le spectre de la source équivalente de bruit décroît moins rapidement. Le spectre de perturbation présenté à la figure suivante et mesuré dans un hacheur illustre ce comportement. Il est remarquable que l'influence du recouvrement de diode s'étale sur une plage très large de fréquence, de quelques 100kHz à quelques 10MHz dans l'exemple proposé. Une analyse plus fine montre un accroissement des courants parasites dans les deux modes de propagation (commun et différentiel), le transitoire de recouvrement agissant à la fois sur le courant I_e et sur la tension V_k .

En ce qui concerne les semi-conducteurs commandés, il est difficile de donner des observations générales, compte tenu de la très grande diversité de comportement durant les transitoires. Ceux-ci dépendent en effet de la nature des transistors (MOSFET, IGBT), de leur calibre et de leur technologie.

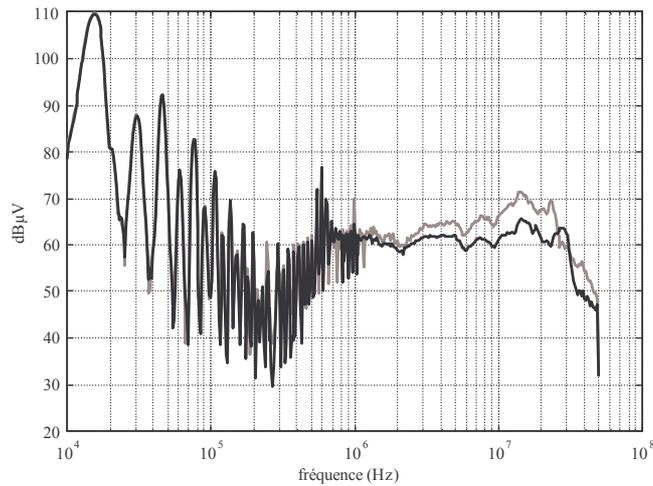


Figure 17 : spectres de perturbations conduites, gris : diode snap-off, noir (BYW 77 200) diode soft (BYT 08 200), toutes choses égales par ailleurs (F=15kHz, Io=5A)

- la commande de grille : elle contrôle la vitesse de commutation des interrupteurs et à ce titre détermine donc les transitoires. On peut noter sur la courbe suivante que l'effet de la commande de grille apparaît vers les hautes fréquences (> 6MHz), l'analyse montre que ce sont les courants de mode commun qui dominent dans cette gamme de fréquence parce que l'accroissement de la vitesse de commutation augmente fortement le dV_k/dt qui les détermine.

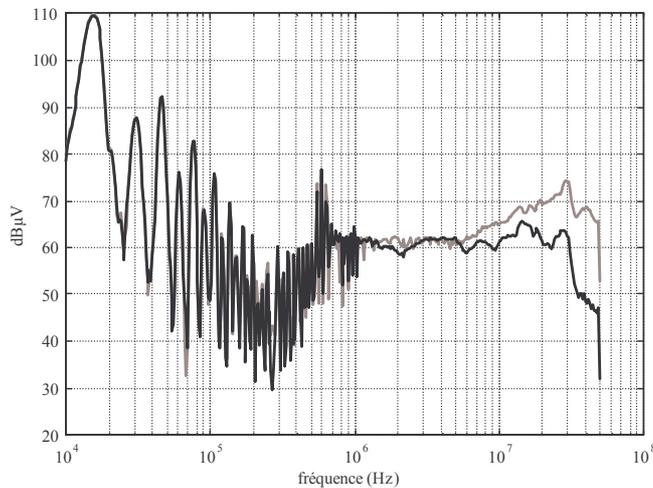


Figure 18

- le mode de commutation : ce point est fondamental. On a vu en effet que la décroissance du spectre des sources de bruit dépend de la richesse en régimes transitoires rapides. Dans le cas de la commutation douce, les formes d'ondes sont naturellement adoucies, d'où des spectres correspondants plus rapidement décroissant. Ce cas est illustré ci-dessous où on compare les spectres des courant I_e et de la tension V_k dans un hacheur à commutation forcé et en commutation à zéro de courant dans les mêmes conditions d'alimentation, de puissance fournie à la charge et de fréquence de commutation.

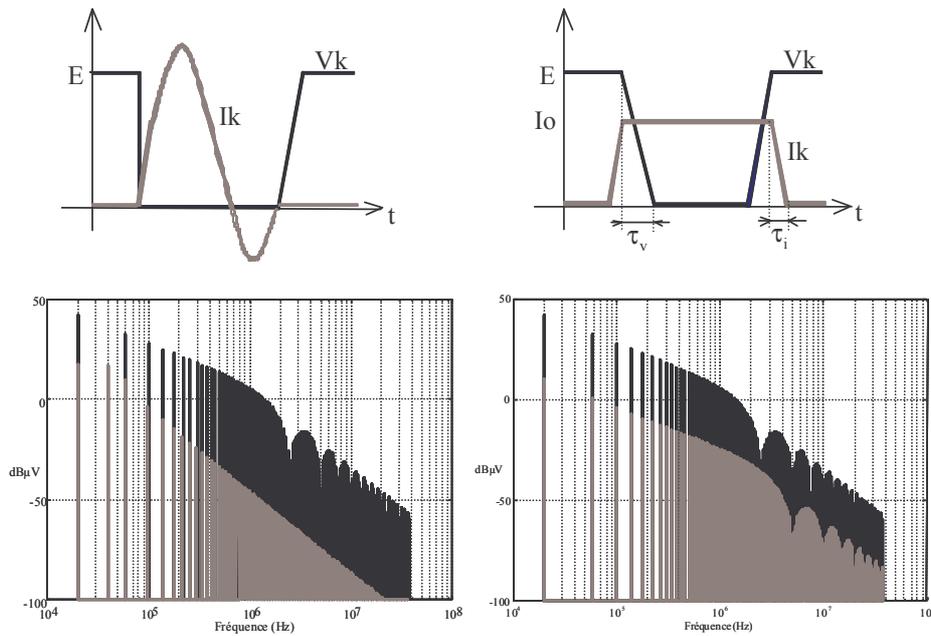


Figure 19

On constate donc une décroissance rapide du spectre du courant en mode ZCS, mais le spectre de la tension reste identique dans les deux cas, à cause du transitoire rapide qui subsiste.

Plus généralement, la commutation douce permet d'assister une des deux grandeurs (courant I_e en mode ZCS, tension V_k en mode ZVS), il en résulte donc pour cette grandeur un meilleur comportement vis-à-vis de la CEM. La grandeur présentant un transitoire rapide peut alors être contrôlée par un dispositif auxiliaire ou grâce à la commande de l'interrupteur.

2.3.3 Exploitation du modèle analytique

Notons tout d'abord l'intérêt d'un modèle analytique pour prévoir le comportement CEM de ce convertisseur et d'analyser rapidement l'impact d'un paramètre donné (analyse de sensibilité). Dans l'exemple qui nous a servi jusqu'ici les courbes observées et simulées se recouvrent pratiquement attestant de l'intérêt. On remarque que l'enveloppe du spectre est d'abord décroissante rapidement entre 15kHz et 230kHz, valeur à laquelle elle présente un minimum pour tendre ensuite vers une valeur sensiblement constante entre 500kHz et 20MHz, puis finalement décroître (Figure 20).

Ce comportement peut s'interpréter aisément si on considère à la fois le spectres des sources équivalentes de bruit (Figure 14) et les fonctions de couplage (Figure 13) :

- dans le premier intervalle (15kHz-230kHz), les spectres décroissent en $1/f$, la fonction F décroît en $1/f$ et G croît en f mais son impact est négligeable car son « gain » est très faible, le mode différentiel et la source I_e sont dominants, le spectre de perturbation résultant décroît en $1/f^2$.
- le minimum correspond à la fréquence de résonance série du condensateur d'entrée du hacheur,
- dans le second intervalle (230kHz-20MHz), les spectres de I_e et V_k décroissent en $1/f$, mais les fonctions F et G croissent avec f , il en résulte un niveau spectral de perturbation sensiblement constant, la part des perturbations de mode commun s'accroît avec la fréquence toutefois.

- enfin, au-delà de 20Mz, les spectres de I_e et V_k décroissent en $1/f^2$ (ou plus), le spectre des perturbations conduites peut enfin décroître.

Toutefois, ce modèle est bien adapté à des structures simples et non isolées, mais le calcul analytique des fonctions de couplage devient complexe si on prend un grand nombre d'effet parasites en compte ou si la structure de conversion est complexe. L'approche est toutefois transposable à l'utilisation de logiciel de type PSPICE pour calculer les fonctions de couplage dans le cas de systèmes complexes.

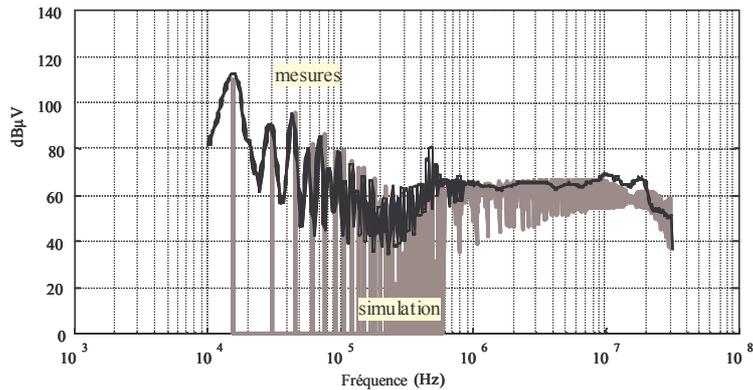


Figure 20 : comparaison mesure simulation des perturbations conduites sur le RSIL pour un hacheur abaisseur

2.4 Réduction des perturbations émises :

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

- la fréquence de commutation F_0 : 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 21 l'explique, où on a tracé les amplitudes maximales des raies du courant d'interrupteur 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.

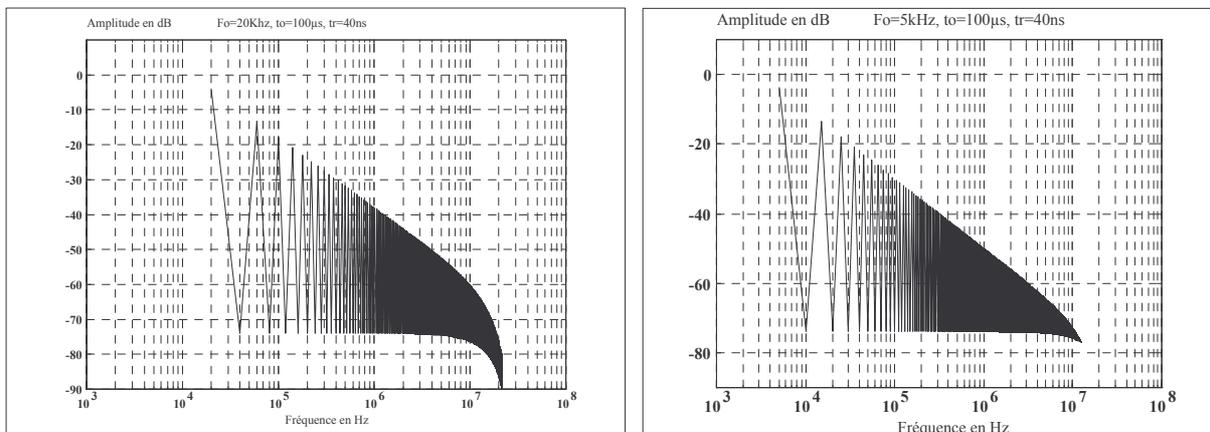


Figure 21 : influence de la fréquence F_0 de commutation sur le niveau du courant de mode commun

- 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 [11] consiste à associer une structure à commutation douce avec une commande ralentie. 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 22 montre les résultats obtenus sur le spectre de courant de mode commun d'un hacheur en mode ZCS : l'amplitude des raies est abaissée de 15 à 20dB sur la partie haute du spectre.

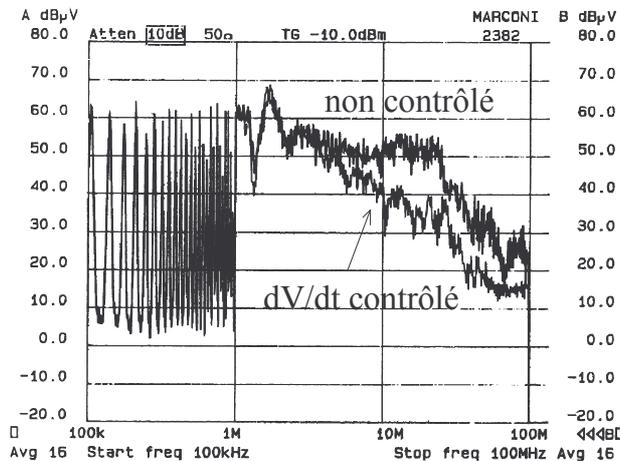


Figure 22 : effet du contrôle des gradients de commutation

- 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 23. La connexion d'écran doivent être non-inductive pour une bonne efficacité de ce dispositif [7].

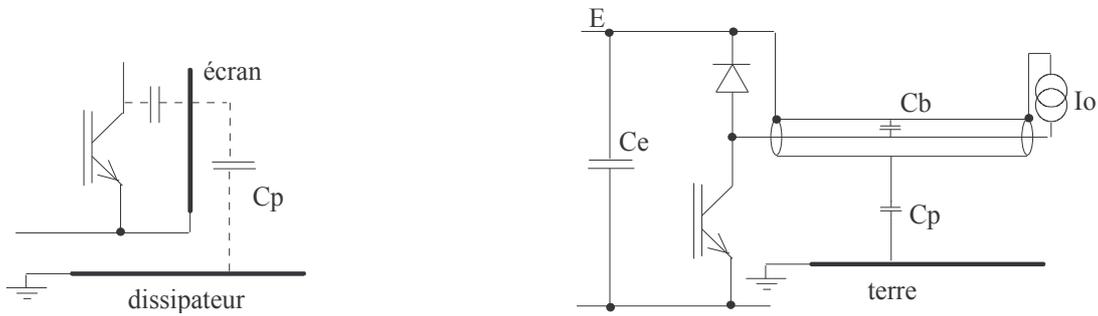


Figure 23 : écrans et blindages dans la structure

- 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.

2.5 Filtrage des convertisseurs statiques

Les considérations de filtrage ne peuvent se faire indépendamment de l'impédance de la source. Classiquement, les normes CEM concernant les émissions conduites dans les réseaux imposent la caractérisation des perturbations par insertion d'un Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne (RSIL) entre le réseau et le convertisseur testé. Dans ce qui suit, il sera supposé que l'impédance présentée par la source est donc celle du RSIL (de façon simplifiée, une impédance de 50W entre une ligne et la terre). Les mesures d'efficacité d'un filtre sont caractérisées par l'atténuation ou pertes d'insertion (inverse de la fonction de transfert). La méthode expérimentale de détermination de l'atténuation d'insertion d'un filtre est effectuée généralement sous ces conditions d'impédance de charge.

La structure classique d'un filtre CEM en entrée de convertisseur est représentée sur la Figure 24, elle est symétrique pour éviter les transferts entre mode commun et différentiel. Compte tenu de la nature des sources de perturbation du convertisseur (source de courant en mode différentiel et source de tension en mode commun), il a été montré dans [LAB-96] que cette structure est la plus performante en terme de compromis volume/efficacité.

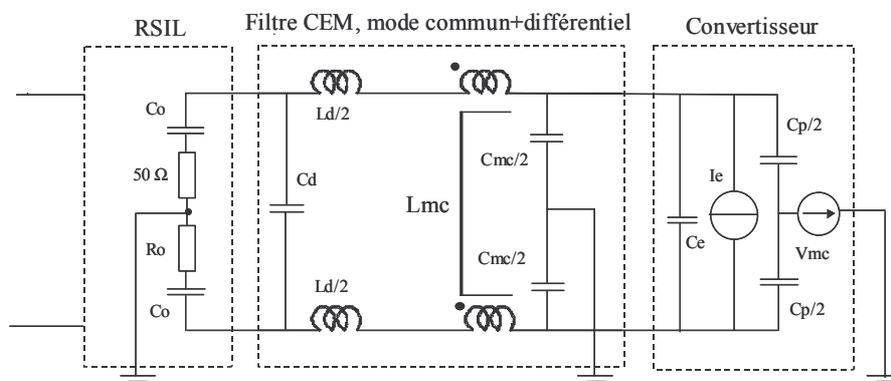


Figure 24 : Structure symétrique de filtre CEM

La condition de symétrie étant assurée (on suppose que la moitié du courant de mode commun circule dans chaque ligne d'alimentation du convertisseur) et l'impédance de source étant supposée être celle du RSIL, il est possible de définir un schéma équivalent asymétrique du filtre, indépendamment pour chaque mode de propagation comme représenté sur la Figure 25.

A partir de ces modèles équivalents séparés, il devient possible de calculer les valeurs des composants, compte tenu de critères de couplage fixés par les normes à respecter et les niveaux de bruit émis par le convertisseur. Toutefois l'hypothèse de séparation des modèles n'est vraie que si le filtre est parfaitement symétrique et si les composants sont idéaux. Nous allons mettre en évidence dans la suite

les imperfections des composants passifs dans un filtre LC puis nous examinerons les conséquence relatives au filtre CEM précédent.

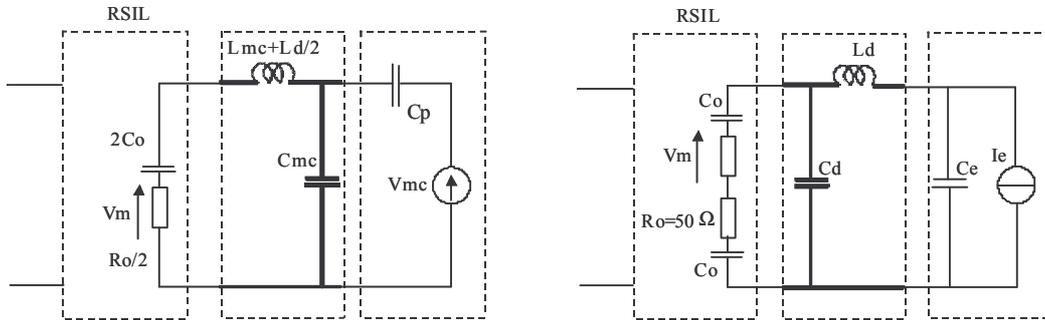


Figure 25 : Schémas équivalent du filtre CEM pour les deux modes de propagation conduits

Limitation de l'efficacité d'un filtre

Nous allons nous focaliser dans ce paragraphe sur le cas du filtre de mode commun dont le schéma équivalent est représenté à la Figure 24.

L'efficacité d'un filtre CEM se trouve réduite à cause des composants parasites et des imperfections des matériaux le constituant. Les facteurs de dégradation des performances sont :

La capacité répartie de bobinage notée C_b qui dépend du nombre de spires et de couches ainsi que de la nature plus ou moins conductrice du circuit magnétique ; des techniques de bobinage appropriées [CARS 98] permettent de limiter sa valeur.

Les inductances parasites, constituées par les inductances parasites de connexion des composants entre eux ainsi que des inductances parasites des condensateurs ; ces dernières dépendent de leur technologie [JOUB 95].

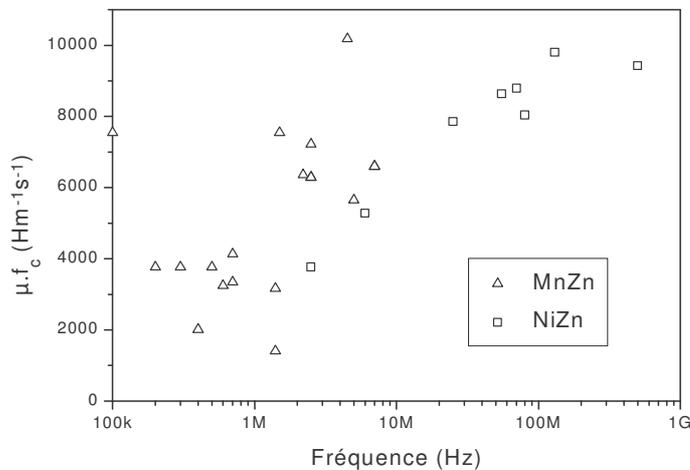


Figure 26 : Caractéristique $F_c(\mu_i)$

Les pertes du circuit magnétiques qui sont exploitées dans le cas du filtrage de mode commun pour constituer un terme d'accroissement de la résistance équivalente série du filtre, n'intervenant que pour les composantes haute fréquence du signal à filtrer.

La variation de perméabilité initiale μ_i avec la fréquence et avec une polarisation continue ; elle est définie par la composition du matériau magnétique ; la perméabilité initiale décroît avec la fréquence ; on appelle F_c , la fréquence à partir de laquelle la perméabilité μ_i a décriu de 70% ; la courbe de la Figure 26 présente les lieux des points μ_i , F_c pour différents types de matériaux ferrite.

On notera que les filtres CEM devant avoir une bonne atténuation sur plusieurs dizaines de MHz, le choix des ferrites se portera sur ceux de faibles perméabilités (NiZn), ce qui tend à accroître le volume.

La résistance des conducteurs qui varie avec la fréquence et contribue également à l'amortissement du filtre.

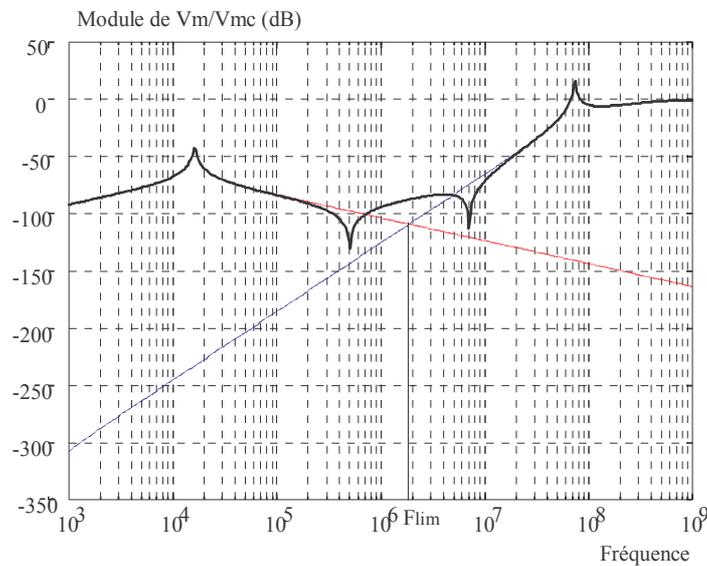


Figure 27 : Fonction de transfert d'un filtre de mode commun incluant les composants parasites

Ces différents points peuvent donc limiter fortement les performances d'un filtre. Un exemple de dégradation des performances est donné sur la Figure 27. On constate que la fonction de transfert du filtre tend asymptotiquement vers celle de ses composants parasites. La limite d'efficacité du filtre se situe donc à une fréquence F_{lim} correspondant à l'intersection des deux asymptotes soit :

$$F_{lim} = \sqrt[3]{F_1 \cdot F_2^2 \cdot \frac{C_p}{C_{eq}}} \cdot 2m$$

avec :

$$F_1 \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad F_2 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt[3]{\ell C_p C_b \frac{R_o}{2}}} \quad m = \frac{R_o}{4} \cdot \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{eq}}}$$

et :

$$C_{eq} = \frac{C_{mc} \cdot 2C_o}{C_{mc} + 2C_o} \quad L_{eq} = L_{mc} + \frac{L_{md}}{2}$$

On constate sur cet exemple que l'efficacité du filtre ne dépasse pas deux décades après F_1 , avec des composants parasites de valeurs relativement faibles ($C_b=10\text{pF}$, $\ell=50\text{nH}$, $C_p=100\text{pF}$). Le concepteur doit donc porter un grand soin à limiter ces effets parasites. Notons que les matériaux magnétiques récemment apparus sont très intéressants pour réaliser un bon compromis volume/efficacité [HILT 95].

2.6 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 28.

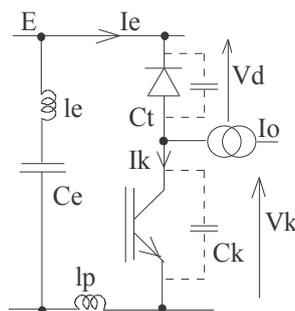


Figure 28 : Modèle simplifié de la cellule de commutation

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 $L=\ell_e+\ell_p$) :

au blocage

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

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

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

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

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

$$\text{avec : } \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC_t}} \cdot \sqrt{1 - m^2}, \quad m = \frac{r_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L}} \quad \text{et} \quad \tau = \frac{1}{m\omega_0}$$

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

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 $L=450\text{nH}$, $C_k=1500\text{pF}$ et $C_t=500\text{pF}$, on obtient $F1=6,2\text{MHz}$ et $F2=10\text{MHz}$. Le spectre du signal parasite présentera une remontée autour de ces deux fréquences. La Figure 29 montre comment ces régimes parasites modifient le spectre du courant dans la maille de commutation.

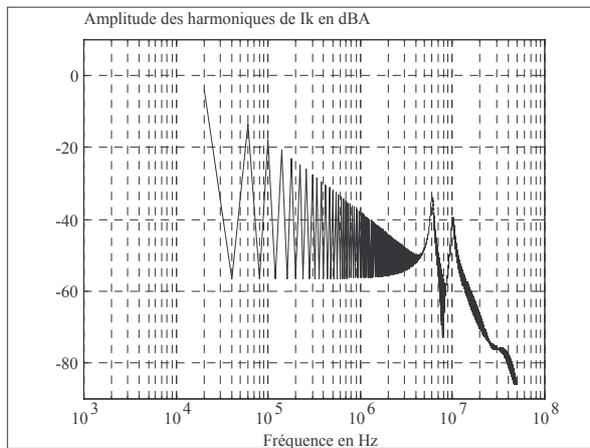


Figure 29 : spectre théorique du courant I_k en ajoutant les composants parasites

Ces harmoniques "supplémentaires" à haute fréquence sont donc facilement couplées à l'environnement par voie capacitive sous forme de courant de mode commun, mais aussi par rayonnement.

2.7 Influence des éléments parasites sur les couplages en mode conduit :

Mode différentiel

On a précédemment vu 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 :

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

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert I_{md}/I_e est représenté Figure 30. 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.

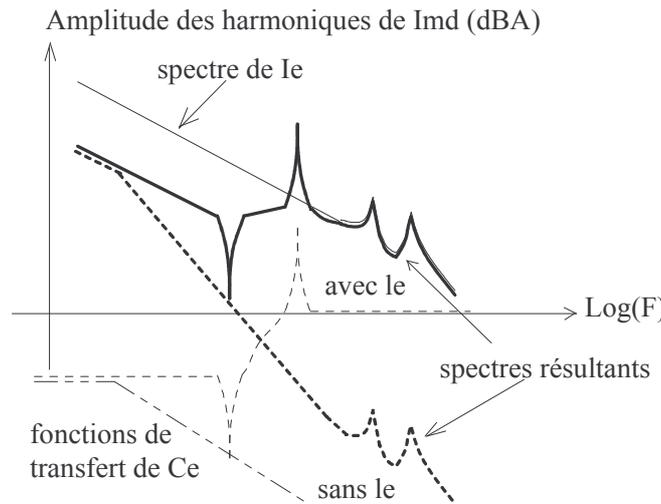


Figure 30 : effet de l'inductance parasite du condensateur d'entrée

Mode commun

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

2.8 Éléments 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.

2.9 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.

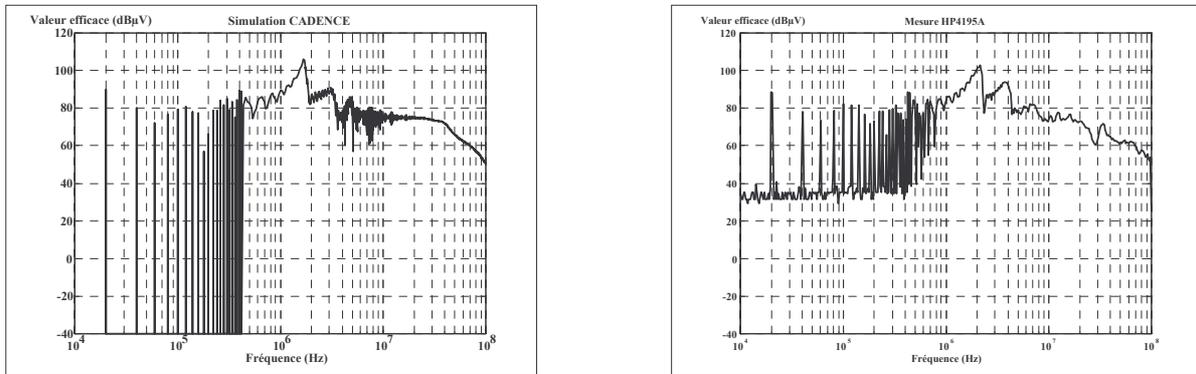


Figure 31 : spectres simulés et mesurés des perturbations conduites en entrée d'un convertisseur Flyback

3 Effets sur les victimes : susceptibilité électromagnétique

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 32 représente une structure générique où le convertisseur est représenté par ses sources de courants et de tensions à l'origine des perturbations.

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 33 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 Cp (primaire/secondaire du T.I.) direct.

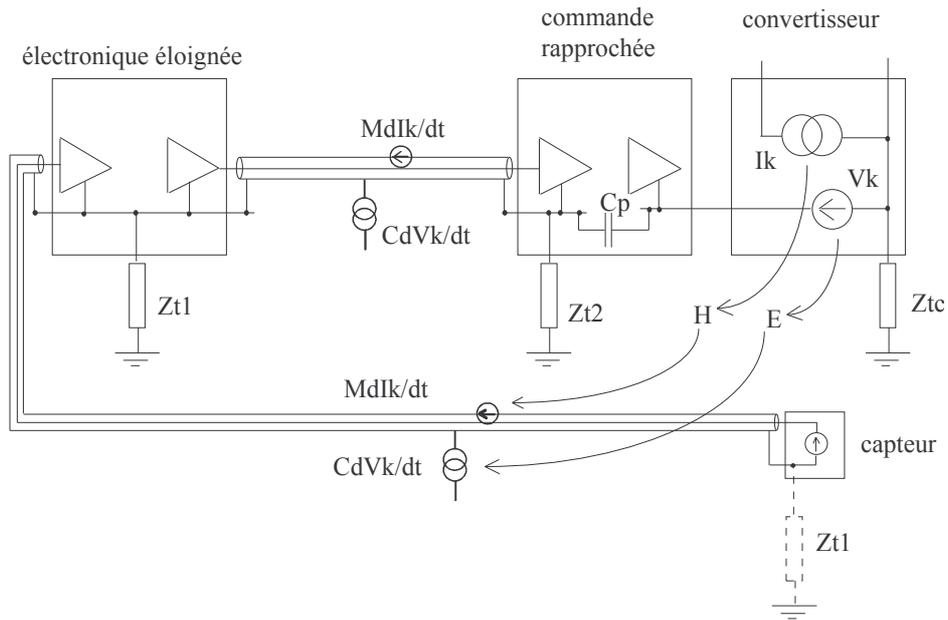


Figure 32 : structure générique d'un convertisseur et sa commande

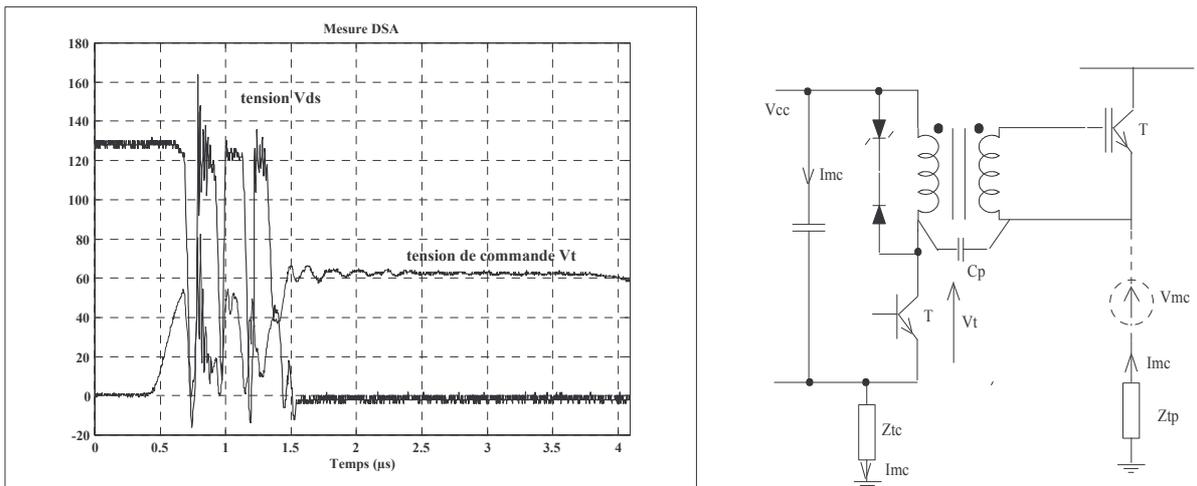


Figure 33 : perturbation d'une commande par courant de mode commun

- 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 [1], [3]. 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.

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 de propagation dominant.

4 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.

5 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'École 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, note 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'École 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 alimentations continu-continu isolées", E. Labouré, thèse de doctorat de l'École 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'Électricité, 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 réciproques 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] "Étude et simulation des perturbations électromagnétiques subies par les systèmes électroniques dans l'appareillage électrique", G. Azrak, thèse de l'École Centrale de Lyon, octobre 1984.

Méthodes numériques pour la CEM

1 Introduction

La compréhension des mécanismes de base inhérents à la CEM rayonnée ne peut être réalisée sans un recours minimal aux champs électromagnétiques. Les situations rencontrées en pratique couvrent l'ensemble du spectre de fréquences depuis les problèmes « basses fréquences » et liées aux analyses dites quasi-statiques jusqu'aux interactions « hautes fréquences » et associées aux phénomènes de propagation des ondes.

L'étude prédictive des problèmes de CEM nécessite le plus souvent un certain nombre d'hypothèses simplificatrices avec lesquelles une modélisation adaptée peut être effectuée en termes d'équations et de problèmes aux limites. La quantification des phénomènes électromagnétiques en cause peut alors faire appel à des solutions analytiques dans les cas les plus simples ou requiert l'emploi de méthodes numériques dans des situations plus complexes. Force est de reconnaître qu'il n'existe donc pas à proprement parler de ... méthodes numériques pour la CEM. Il n'en reste pas moins que la diversité et la richesse des problèmes rencontrés est source productive et continue de problèmes électromagnétiques en attente de solutions innovantes.

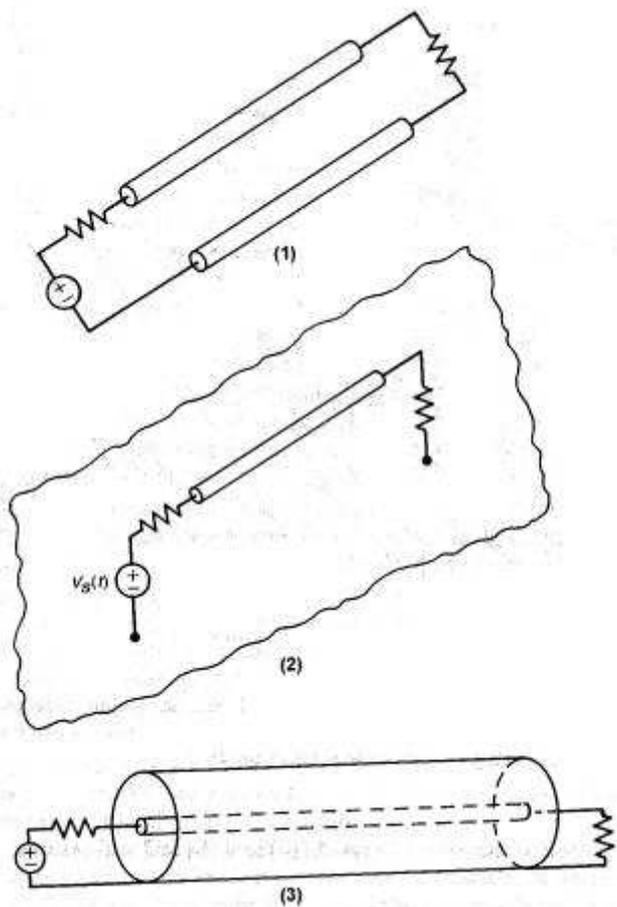
Les pages qui suivent prennent comme support des problèmes « classiques » pour présenter des méthodes numériques de base en vigueur dans les sciences de l'ingénieur et donc utiles dans le cadre de la CEM. Le contenu se veut évolutif au fil des versions et la présente rédaction ne constitue pas une fin en soi et ne se veut pas un ... modèle du genre.

2 Paramètres électriques d'une ligne de transmission [1-3]

2.1 Considérations générales

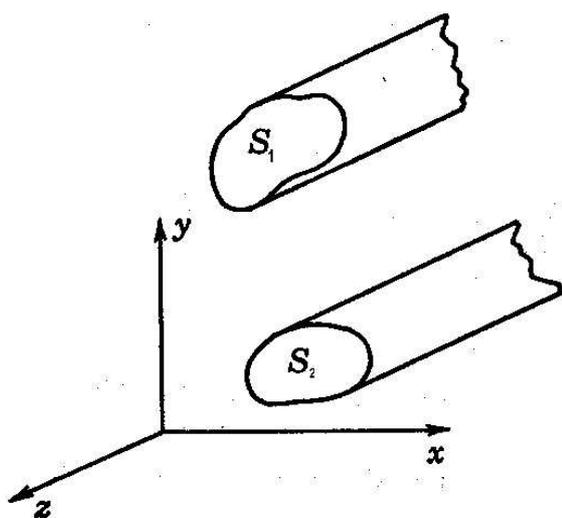
Une ligne de transmission est constituée en général, par au moins, deux conducteurs parallèles proches. Quelques exemples classiques sont montrés à la figure 2.1 (issue de [1]).

Le mode de propagation principal aux lignes de transmission est le TEM (mode transversal électrique et magnétique) : les champs magnétique et électrique sont perpendiculaires entre eux et perpendiculaires à la direction de propagation de l'onde.



(1) Deux lignes (2) Une ligne sur un plan (3) Câble coaxial

Figure 1



Ligne de transmission

Figure 2

$$\begin{aligned}\vec{H} &= H_x \vec{e}_x + H_y \vec{e}_y \\ \vec{E} &= E_x \vec{e}_x + E_y \vec{e}_y\end{aligned}\quad (2.1)$$

On suppose que les conducteurs sont parfaits et que le milieu est homogène de permittivité et perméabilité respectives ϵ et μ . Les champs vérifient les équations de Maxwell en régime harmonique :

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -i\omega\mu \vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= i\omega\epsilon \vec{E}\end{aligned}\quad (2.2)$$

Si on prend le rotationnel de chaque coté de ces dernières équations :

$$\begin{aligned}\nabla \times \nabla \times \vec{E} &= -i\omega\mu \nabla \times \vec{H} \\ \nabla \times \nabla \times \vec{H} &= i\omega\epsilon \nabla \times \vec{E}\end{aligned}\quad (2.3)$$

En combinant les équations (3.2) avec (3.3), et en considérant que les champs n'ont que des composantes dans le plan x-y :

$$\begin{aligned}\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial z^2} - k^2 \vec{E} &= 0 \\ \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial z^2} - k^2 \vec{H} &= 0\end{aligned}\quad (2.4)$$

Ces équations représentent une onde qui se déplace dans la direction z avec une constante de propagation k :

$$k = \omega(\mu\epsilon)^{1/2} = \frac{\omega}{v_c}\quad (2.5)$$

où v_c représente la vitesse caractéristique dans le milieu.

Les solutions des équations précédentes sont des ondes planes caractérisées par :

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \pm \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \vec{e}_z \times \vec{H} \\ \vec{H} &= \pm \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \vec{e}_z \times \vec{E}\end{aligned}\quad (2.6)$$

Le terme $\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ est l'impédance d'onde Z_0 .

Le rotationnel du champ électrique n'ayant pas de composante selon z on pose :

$$\vec{E} = -\nabla u e^{\pm ikz}\quad (2.7)$$

avec $u(x, y)$ potentiel électrique.

Le potentiel électrique étant défini à une constante près, on supposera que le conducteur 1 est la référence de potentiel ($u = 0$) et que le conducteur 2 est porté à $u = V_0$.

On considèrera dans ce qui suit l'onde se propageant vers les z positifs :

$$\begin{aligned} \vec{E} &= -Z_0 \vec{e}_z \times \vec{H} \\ \vec{H} &= +\frac{1}{Z_0} \vec{e}_z \times \vec{E} \end{aligned} \quad (2.8)$$

On associe au champ $\vec{E} = -\nabla u e^{-ikz}$ le potentiel complexe : $V = V_0 e^{-ikz}$

2.2 Paramètres linéiques

On considère la ligne bifilaire idéale dont la section est montrée sur la Figure 3.

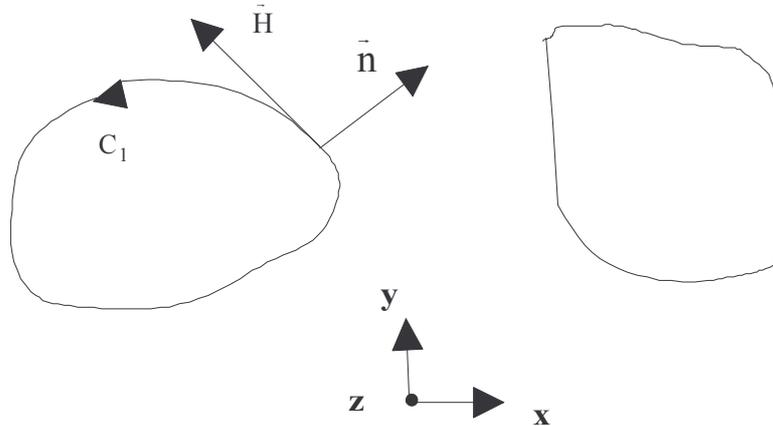


Figure 3 : Plan de coupe de la ligne bifilaire

On considère que les milieux conducteurs sont parfaits : le courant est surfacique et les champs sont nuls à l'intérieur du milieu conducteur:

$$\mathbf{n} \times \vec{H} = \vec{J}_s \quad (2.9)$$

où \vec{J}_s est donné en [A/m].

Une intégration sur le contour C_1 donne l'expression du courant axial :

$$I = \int_{C_1} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_{C_1} (\vec{n} \times \vec{H}) \cdot \vec{e}_z = \int_{C_1} \frac{1}{Z_0} \vec{E} \cdot \vec{n} \quad (2.10)$$

L'écriture de la loi de Gauss fournit par ailleurs :

$$\int_{C_1} \vec{E} \cdot \vec{n} = \int_{C_1} \frac{\rho_l}{\epsilon} dl \quad (2.11)$$

où ρ_l est la densité de charges volumique sur le contour de S_1 par unité de longueur ([C/m²]).

Des équations précédentes on déduit le module du courant :

$$I_0 = \frac{1}{Z_0} \int_{C_1} \frac{|\rho_l|}{\epsilon} dl = \frac{Q_{\text{tot}}}{\epsilon Z_0} \quad (2.12)$$

où Q_{tot} est la charge totale par unité de longueur [C/m].

L'impédance caractéristique est définie par le rapport :

$$Z_c = \frac{V_0}{I_0} \quad [\Omega/\text{m}] \quad (2.13)$$

La moyenne temporelle de l'énergie électrique sur une période vaut :

$$W_e = \frac{1}{4} \epsilon \int_{\Omega} \vec{E} \cdot \vec{E}^* d\Omega = \frac{1}{4} CV_0^2 \quad (2.14)$$

où C est la capacité linéique.

La moyenne temporelle de l'énergie magnétique sur une période vaut :

$$W_m = \frac{1}{4} \mu \int_{\Omega} \vec{H} \cdot \vec{H}^* d\Omega = \frac{1}{4} LI_0^2 \quad (2.15)$$

où L est l'inductance linéique.

En tenant compte de (2.8) :

$$W_e = \frac{1}{4} \epsilon Z_0^2 \int_{\Omega} \vec{H} \cdot \vec{H}^* = W_m \quad (2.16)$$

Il vient ainsi : $\frac{1}{4} CV_0^2 = \frac{1}{4} LI_0^2$; soit avec la définition de Z_c :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [\Omega/\text{m}] \quad (2.17)$$

On peut écrire également :

$$Z_c = \frac{V_0 Z_0 \epsilon}{Q_T} = \frac{1}{C} \sqrt{\mu \epsilon} \quad (2.18)$$

$$Z_c = \frac{1}{v_c C}$$

ou encore :

$$Z_c = Z_{in} \frac{L}{\mu} = v_c L \quad (2.19)$$

En combinant les équations précédentes :

$$LC = \frac{1}{v_c^2} = \mu\epsilon \quad (2.20)$$

3 Problèmes aux limites 2D associés

La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission nécessite la résolution d'un problème d'électrostatique ou de magnétostatique. Les problèmes aux limites associés sont les suivants.

3.1 Problème d'électrostatique

La détermination de la capacité C entraîne la résolution d'un problème d'électrostatique. Si on note Ω la région d'étude de frontière Γ , le problème aux limites général associé est du type :

Trouver $u(x, y)$, potentiel électrique, tel que :

$$\begin{aligned} -\operatorname{div}(\epsilon \operatorname{grad} u) &= \rho \quad \text{dans } \Omega \\ u|_{\Gamma} &= 0 \end{aligned} \quad (3.1)$$

où ρ est une densité de charges donnée.

Si $\epsilon(x, y)$ est constant, l'équation (3.1) devient l'équation de Poisson :

$$-\Delta u = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.2)$$

En l'absence de densité de charge l'équation (1) devient l'équation de Laplace:

$$\Delta u = 0 \quad (3.3)$$

3.2 Problème de magnétostatique

La détermination de l'inductance L entraîne la résolution d'un problème de magnétostatique.

Le problème aux limites général associé est du type :

Trouver $a(x, y)$, potentiel magnétique tel que :

$$-\operatorname{div}\left(\frac{1}{\mu} \operatorname{grad} a\right) = j_0 \quad \text{dans } \Omega \quad (3.4)$$

$$a|_{\Gamma} = 0$$

où j_0 est une densité de courant donnée.

Les deux problèmes sont similaires dans leur écriture. Dans ce qui suit le problème d'électrostatique sera pris seul comme support pour la présentation des méthodes numériques.

4 Différences finies [4-5]

On cherche à résoudre :

Trouver $u(x, y)$ solution de :

$$-\Delta u = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (4.1)$$

$$u|_{\Gamma} = 0 \quad (4.2)$$

$$\text{où } \Delta u = \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \right)$$

4.1 Cas mono-dimensionnel (1D)

L'hypothèse mono-dimensionnelle pose le problème de la répartition du potentiel entre deux plaques infinies distantes de L .

On suppose dans ce qui suit que le problème est invariant en y et z et que ρ ne dépend que de la variable x . On cherche alors $u(x)$ solution de :

$$-\frac{d^2 u}{dx^2} = \frac{\rho(x)}{\epsilon} \quad 0 < x < L \quad (4.3)$$

avec les conditions aux limites :

$$u(0) = u(L) = 0 \quad (4.4)$$

Le point de départ de la méthode est le développement de Taylor de u au voisinage de x :

Si u dérivable jusqu'à l'ordre 4:

$$u(x+h) = u(x) + h \frac{du}{dx}(x) + \frac{h^2}{2} \frac{d^2 u}{dx^2}(x) + \frac{h^3}{6} \frac{d^3 u}{dx^3}(x) + O(h^4) \quad (4.5)$$

En remplaçant h par $-h$

$$u(x-h) = u(x) - h \frac{du}{dx}(x) + \frac{h^2}{2} \frac{d^2u}{dx^2}(x) - \frac{h^3}{6} \frac{d^3u}{dx^3}(x) + O(h^4) \quad (4.6)$$

En sommant (4.5) et (4.6) on obtient :

$$u(x+h) + u(x-h) = 2u(x) + h^2 \frac{d^2u}{dx^2} + O(h^4) \quad (4.7)$$

On tire alors de (4.7) :

$$\frac{d^2u}{dx^2}(x) = \frac{u(x-h) - 2u(x) + u(x+h)}{h^2} + O(h^2) \quad (4.8)$$

L'idée de la méthode consiste alors réaliser une segmentation de $[0, L]$ en $(N+1)$ segments de longueur h . Soit $L = (N+1)h$. On pose $x_i = ih$. En tout point x_i on écrit :

$$-\frac{d^2u}{dx^2}(x_i) = \frac{\rho(x_i)}{\varepsilon} \quad (4.9)$$

En exploitant (4.8) :

$$\frac{-u(x_i-h) + 2u(x_i) - u(x_i+h)}{h^2} + O(h^2) = \frac{\rho(x_i)}{\varepsilon} \quad (4.10)$$

On note u_i la valeur approchée de $u(x_i)$ lorsque l'on néglige $O(h^2)$ dans (4.10).

Les N valeurs u_i vérifient les N équations ci-dessous :

$$\frac{-u_{i-1} + 2u_i - u_{i+1}}{h^2} = b_i \quad i = 1, \dots, N \quad (4.11)$$

où l'on a noté $b_i = \frac{\rho(x_i)}{\varepsilon}$

Les équations précédentes peuvent être regroupées sous un système linéaire. Le problème discret à résoudre est alors :

Trouver $u \in \mathbb{R}^N$ tel que

$$Au = b \quad (4.12)$$

où A est une matrice carrée de dimension N et b un vecteur de \mathbb{R}^N .

Il est aisé de montrer que la matrice A est définie positive : l'existence et l'unicité du problème discret sont assurées.

4.2 Cas bi-dimensionnel (2D)

L'hypothèse bi-dimensionnelle pose le problème de la répartition du potentiel dans un domaine Ω du plan Oxy et bordé par sa frontière Γ .

On suppose dans ce qui suit que le problème est invariant en z et que ρ ne dépend que des variables x et y . On cherche alors $u(x, y)$ solution de :

$$-\Delta u = \frac{\rho(x, y)}{\varepsilon} \quad (4.13)$$

avec la condition aux limites :

$$u|_{\Gamma} = 0 \quad (4.12)$$

Le développement de Taylor d'une fonction de deux variables permet d'écrire :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}(x, y) = \frac{u(x-h, y) - 2u(x, y) + u(x+h, y)}{h^2} + O(h^2) \quad (4.13)$$

De même :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial y^2}(x, y) = \frac{u(x, y-h) - 2u(x, y) + u(x, y+h)}{h^2} + O(h^2) \quad (4.14)$$

Ainsi :

$$-\Delta u(x, y) = \frac{-u(x-h, y) - u(x, y-h) + 4u(x, y) - u(x+h, y) - u(x, y+h)}{h^2} + O(h^2) \quad (4.15)$$

Si le domaine est carré on peut envisager un découpage de $N+1$ segments de longueur h (en x) et $N+1$ segments de longueur h (en y) (Figure 4).

Soit $L = (N+1)h$. On pose $x_i = ih$; $y_i = ih$ pour $i = 1, \dots, N$.

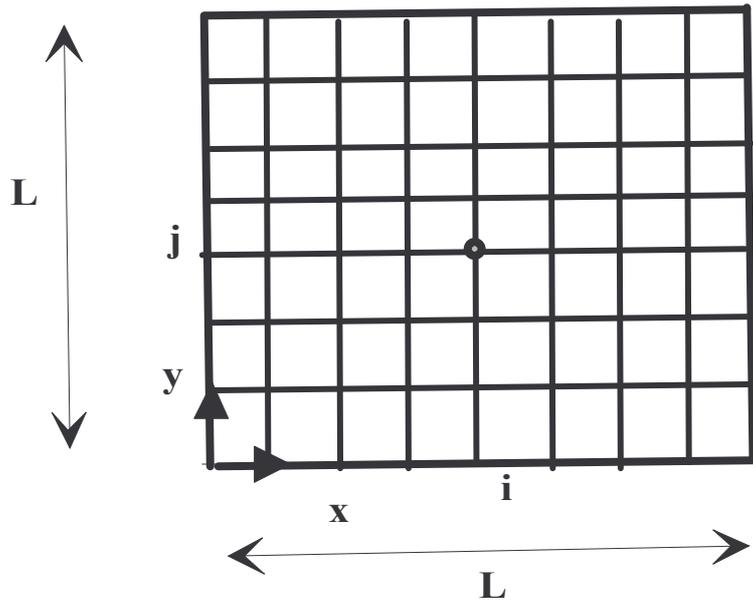


Figure 4 : Maillage d'un domaine carré par différences finies

En tout point de coordonnées (x_i, y_j) on peut écrire :

$$-\Delta u(x_i, y_j) + O(h^2) = \frac{\rho(x_i, y_j)}{\epsilon} \quad (4.16)$$

On note u_{ij} la valeur approchée de $u(x_i, y_j)$ lorsque l'on néglige $O(h^2)$ dans (4.16).

Les N^2 valeurs u_{ij} vérifient :

$$\frac{-u_{i-1,j} - u_{i+1,j} + 4u_{ij} - u_{i,j-1} - u_{i,j+1}}{h^2} = \frac{\rho_{ij}}{\epsilon} \quad 1 \leq i, j \leq N \quad (4.17)$$

On note U_i le vecteur des N composantes u_{ij} ($j = 1 \dots N$). Pour i fixé et j variant de 1 à N , les N lignes obtenues de l'équation précédente peuvent se mettre sous la forme :

$$-U_{i-1} + B U_i - U_{i+1} = F_i \quad (4.18)$$

où B est une matrice tridiagonale d'ordre N de la forme :

$$B = \begin{pmatrix} 4 & -1 & 0 & \dots \\ -1 & 4 & -1 & \\ 0 & & & \dots \\ 0 & \dots & -1 & 4 \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

L'assemblage des N équations (4.18) pour $i = 1, N$ donne lieu à un système linéaire d'ordre N^2 :

$$A U = F \tag{4.20}$$

où la matrice A est tridiagonale par blocs :

$$A = \begin{pmatrix} B & -I_N & 0 & \dots & & 0 \\ -I_N & B & -I_N & 0 & & \dots \\ 0 & & & & & \dots \\ & & & & & 0 \\ 0 & \dots & & -I_N & B & -I_N \\ 0 & & & 0 & -I_N & B \end{pmatrix}$$

avec I_N matrice identité d'ordre N

Les vecteurs U et F ont pour N^2 composantes respectives :

$$U = \begin{pmatrix} U_1 \\ \dots \\ U_N \end{pmatrix} \text{ et } F = \begin{pmatrix} F_1 \\ \dots \\ F_N \end{pmatrix}$$

La matrice A possède est encore définie positive. L'unicité du problème discret est assurée.

5 Éléments finis

On considère le problème aux limites ci-dessous :

$$-\operatorname{div}(\varepsilon \operatorname{gradu}) = \rho \text{ dans } \Omega \tag{5.1}$$

$$u|_{\Gamma} = 0 \tag{5.2}$$

5.1 Problème variationnel

On multiplie l'équation aux dérivées partielles par une fonction test $v(x, y)$ et on intègre sur le domaine d'étude :

$$\int_{\Omega} [-\operatorname{div}(\varepsilon \operatorname{gradu}) v] d\Omega = \int_{\Omega} \rho v d\Omega \tag{5.3}$$

En utilisant la formule d'intégration par parties, l'équation précédente devient :

$$\int_{\Omega} \varepsilon \operatorname{grad} u \cdot \operatorname{grad} v \, d\Omega - \int_{\Gamma} \varepsilon \frac{\partial u}{\partial n} \, d\gamma = \int_{\Omega} \rho v \, d\Omega \quad (5.4)$$

Si on impose $v|_{\Gamma} = 0$ l'équation (5.4) devient :

$$\int_{\Omega} \varepsilon \operatorname{grad} u \cdot \operatorname{grad} v \, d\Omega = \int_{\Omega} \rho v \, d\Omega \quad (5.5)$$

Une étude plus poussée fait apparaître naturellement un espace V de fonctions dans lequel doivent être choisies les fonctions test afin que les écritures mathématiques (intégrales notamment) aient un sens. Le rôle symétrique joué par u dans le membre de gauche de l'égalité précédente, ainsi que la condition aux limites sur la frontière conduisent à rechercher la solution dans ce même espace V .

On remplace le problème initial (ou problème fort) par le problème (dit variationnel) :

Trouver $u \in V$ telle que

$$\int_{\Omega} \varepsilon \operatorname{grad} u \cdot \operatorname{grad} v \, d\Omega = \int_{\Omega} \rho v \, d\Omega \quad \forall v \in V \quad (5.6)$$

5.2 Problème de minimisation

La méthode des éléments finis est souvent présentée à partir d'un problème de minimisation d'énergie. En effet, dans un problème d'électrostatique l'énergie est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \varepsilon |\operatorname{grad} u|^2 \, d\Omega - \int_{\Omega} \rho u \, d\Omega \quad (5.7)$$

Si l'on note J la fonctionnelle de l'espace V dans V définie par :

$$J(v) = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \varepsilon |\operatorname{grad} v|^2 \, d\Omega - \int_{\Omega} \rho v \, d\Omega \quad (5.8)$$

alors un calcul direct montre que :

$$J(u+v) - J(v) = \int_{\Omega} \varepsilon \operatorname{grad} u \cdot \operatorname{grad} v \, d\Omega - \int_{\Omega} \rho v \, d\Omega + \frac{1}{2} \int_{\Omega} \varepsilon |\operatorname{grad} v|^2 \, d\Omega \quad (5.9)$$

Le terme linéaire en v dans l'expression précédente correspond à la différentielle de J . Son annulation redonne le problème variationnel. Dans l'espace V cette annulation est ici une condition nécessaire et suffisante pour la minimisation compte tenu des propriétés de J (fonctionnelle convexe).

5.3 Problème discret

Le problème discret comporte deux étapes : une étape de discrétisation purement géométrique et une étape de construction d'un espace discret associé à cette discrétisation géométrique.

5.3.1 Triangularisation

Dans un premier temps on réalise un découpage géométrique du domaine d'étude Ω par un recouvrement en triangles K . On note N le nombre de sommets internes (ou nœuds) de ce maillage.

Le choix d'un élément triangulaire assure ici la simplicité de la présentation mais d'autres choix sont possibles. On peut noter cependant qu'un domaine Ω polygonal peut toujours être recouvert exactement par des triangles (Figure 5). On demande que la triangulation respecte la propriété suivante : l'intersection de deux triangles est réduite à un sommet, une arête ou rien.

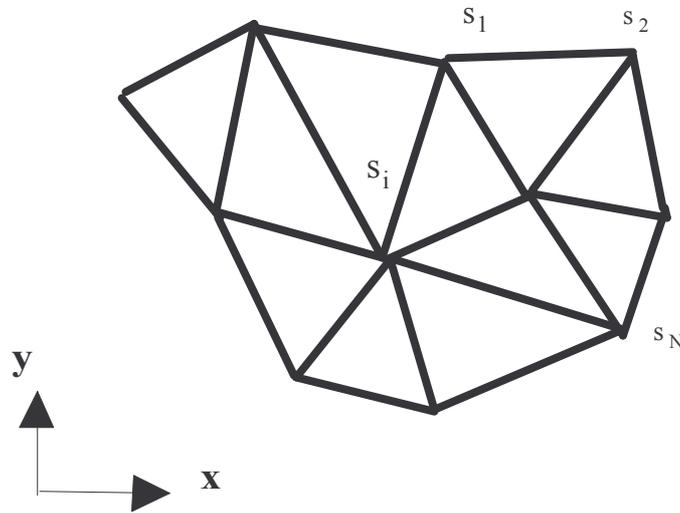


Figure 5 : Discretisation triangulaire du domaine

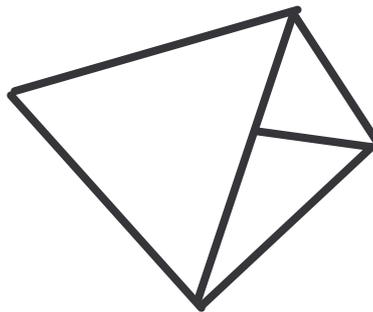


Figure 6

On suppose dans la suite que le domaine Ω est exactement recouvert par la triangulation décrite précédemment.

5.3.2 Approximation de l'espace discret

Les fonctions de l'espace V sont choisies affines sur un triangle K :

$$\forall (x, y) \in K, \quad v(x, y) = a + bx + cy \tag{5.10}$$

où a, b, c sont des constantes.

On dit alors que $v \in P^1(K)$

Si l'on numérote localement 1,2,3 les sommets du triangle K , on peut écrire :

$$\forall (x, y) \in K, \quad v(x, y) = \sum_1^3 v_i \lambda_i(x, y) \tag{5.11}$$

avec v_i la valeur de v au sommet i et λ_i la fonction coordonnée barycentrique associée au nœud i . Cette fonction est affine par triangle et vérifie :

$$\lambda_i(x_j, y_j) = \delta_{ij} \tag{5.12}$$

Les fonctions λ_i sont appelées également fonctions de forme ou fonction « chapeau » à cause de leur forme pyramidale (Figure 7).

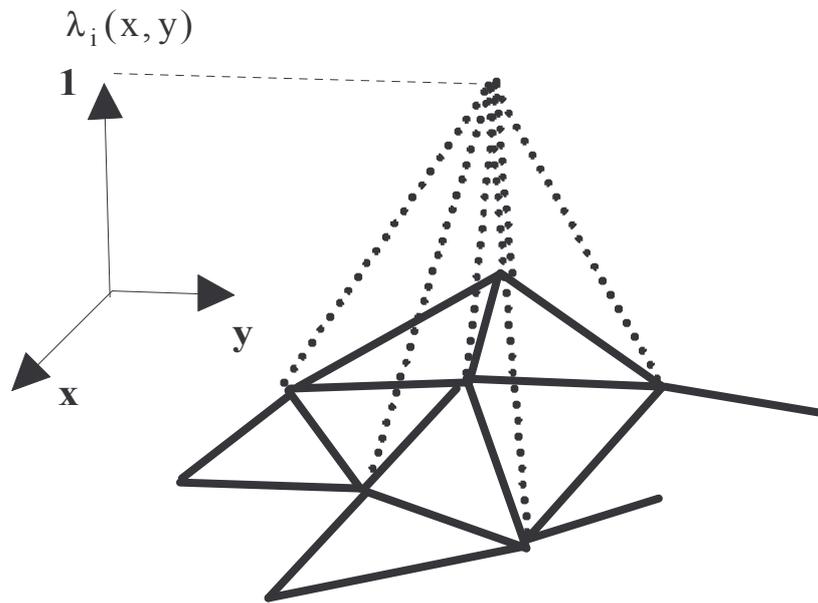


Figure 7 : Fonction de base

Ce choix correspond aux éléments finis de Lagrange d'ordre 1.

Si l'on introduit l'espace discret $\tilde{V} = \{v \in V ; v|_K \in P^1(K); \forall K\}$, on montre alors aisément que :

$$\forall v \in \tilde{V} \quad v = \sum_{j=1}^N v_j \lambda_j \quad (5.13)$$

La famille $\{\lambda_i\}_{i=1,N}$ est une base de \tilde{V} . Le problème « discret » est obtenu en remplaçant dans le problème continu V par \tilde{V} :

Trouver $u \in \tilde{V}$ telle que

$$\int_{\Omega} \epsilon \operatorname{grad} u \cdot \operatorname{grad} v \, d\Omega = \int_{\Omega} \rho v \, d\Omega \quad \forall v \in \tilde{V} \quad (5.14)$$

La famille $\{\lambda_i\}_{i=1,N}$ étant une base, on peut remplacer dans le problème précédent :

$$u = \sum_{j=1}^N u_j \lambda_j ; \quad v = \lambda_i \quad (5.15)$$

Le problème « discret » s'écrit alors :

Trouver les valeurs $\{u_i\}_{i=1,N}$ telles que :

$$\sum_{j=1}^N u_j \int_{\Omega} \epsilon \operatorname{grad} \lambda_i \cdot \operatorname{grad} \lambda_j \, d\Omega = \int_{\Omega} \rho \lambda_i \, d\Omega \quad \text{pour } i = 1, N \quad (5.16)$$

Il s'agit d'un système linéaire à N équations et N inconnues qui peut se mettre sous la forme :

$$AU = B \quad (5.17)$$

où A est la matrice d'ordre N de coefficients :

$$a_{ij} = \int_{\Omega} \epsilon \operatorname{grad} \lambda_i \cdot \operatorname{grad} \lambda_j \, d\Omega \quad (5.18)$$

et U, B les vecteurs de composantes respectives u_i, b_i .

La matrice A est symétrique, creuse (de nombreux coefficients sont nuls) et définie positive. Ces propriétés permettent d'envisager des méthodes de résolution adaptées [6]. La matrice A et le vecteur B sont constitués par assemblage de « matrices élémentaires » et « vecteurs élémentaires » ce qui confère à la méthode sa puissance et sa rapidité.

6 Éléments de bibliographie

[1] C.R. PAUL, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley & Sons, Inc., 1992

- [2] R.E. COLLIN, *Field Theory of Guided waves*, McGraw-Hill, 1960.
- [3] R.F. HARRINGTON, *Time harmonic electromagnetic fields*, McGraw-Hill, 1961
- [4] D. EUVRARD, Résolution numérique des équations aux dérivées partielles, *Ed. Masson, 1994.*
- [5] PA. RAVIART, THOMAS, *Introduction à l'analyse numérique des équations aux dérivées partielles*, Ed. Masson, 1985.
- [6] G. DHATT, G. TOUZOT, Une présentation de la méthode des éléments finis, *Maloine Editeur SA, 1984.*
- [7] N. IDA, J.P.A. BASTOS, *Electromagnetics and calculation of fields*, 2nd Edition, Springer-Verlag, 1997.
- [8] A. BOSSAVIT, *Electromagnétisme en vue de la modélisation*, Springer-Verlag, 1