

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

**Transformations du signal pour l'analyse des perturbations
électromagnétiques conduites causées par le convertisseur DC-DC.**

Devant le jury composé de :

Président DJOKHRAB Ala eddine MAB

Examineur MEZIANE Assia MAB

Encadreur BEGGAT Feteh MAB

Présenté par :

- BENAMOR Noureedine

- GRIRA Ammar Ben tedjani

- BACI Ahmed

2020-2021

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu et le remercions pour sa compassion

Nous voulons aussi remercier l'encadreur BAGGAT FETEH qui nous a donné des informations et qui encouragements et son soutien pendant la préparation de ce mémoire

Nous remercions tous les enseignants religieux qui nous ont enseigné tout au long de notre carrière universitaire

Mes remerciements vont également à l'ensemble du personnel de département génie mécanique pour leurs collaborations et leurs amabilités.

Nous voudrions remercier toutes les personnes qui ont contribué directement ou indirectement à mon travail.

Cette page ne saurait être complétée sans remercier mes camarades de la groupe électromécaniques promotion 2020-2021

Dédicace

Nous dédions ce travail

*À nos chères parents qui nous a donnés tout le courage, la tendresse et la
patience.*

À nos chères frères, Ainsi que nos chères sœurs.

À toutes les familles BENMOR, GRIFA, BACI.

À nos chères amis.

À toutes la promo de électromécanique 2020 / 2021

Table des matières

Table des matières

Remerciements	I
Dédicace	II
Table des matières	III
Table des figures	VI
Introduction générale	1

Chapitre I:ÉTAT DE L'ART SUR L'ANAYSE DES PERTURBATIONS

ELECTROMAGNETIQUES (PEM) CONDUITES CAUSEES PAR LE CONVERTISSEUR DC-DC

I.1 Introduction.....	3
I.2.La compatibilité électromagnétique (CEM).....	4
I.3.Perturbations électromécaniques (PEM).....	4
I.3.1.Définition.....	5
I.3.2.Types des perturbations électromagnétiques.....	5
I.3.2.1. perturbations conduites basses fréquence.....	5
I.3.2.2. perturbation conduites hautes fréquence.....	5
I.3.2.3.perturbation en mode rayonnée.....	5
I.4. Analyse perturbation électromagnétique (PEM).....	6
I.4.1. Analyse CEM de phénomène propagation des perturbation conduits	6
I.4.1.1. simulation temporelle	6
I.4.1.2. Modélisation de la diode	6
I.4.1.3.Modèle de transistor MOSFIT.....	6
I.4.1.4. Les éléments parasites du transistor MOSFIT et la diode.....	7
I.4.2.Calcul fréquentiel pour l'estimation du spectre des perturbation.....	7
I.4.2.1.Cellule de commutation en haute fréquence.....	7
I.4.2.2.Principe de modélisation des sources de perturbations.....	7
I.4.2.3.Définition des sources de perturbations.....	8
I.4.3.Modélisation de la structure du convertisseur.....	9
I.4.3.1.Interaction mode commun et mode différentiel.....	9
I.A. Propagation en mode différentiel.....	10
I.B. propagation en mode commun.....	10
I.4.4. Remarque sur la méthode de résolution analytique.....	11
I.4.4.1. le réseau stabilisé 'impédance de ligne normatif (RSIL).....	
I.5. Conclusion.....	12

Chapitre II:Analyse des perturbation électromagnétique conduites (PEM) par la transformée de Fourier discrète (DFT)

II.1 Introduction.....	13
II.2.Définition de la transformée de Fourier discrète.....	13
II.2.1.Échantillonner le Fourier tran SFOR.....	13
II.2.2.Condition pour la reconstruction du signal à partir du DFT.....	14

II.2.3. Transformée de Fourier discrète inverse.....	15
II.2.4.Relation avec les séries de Fourier discrètes	17
II.5.Analyse de PEM en utilisant DFT.....	18
II.5.1. Configuration de test et mesure de PEM.....	18
II.5.2.Mesure des PEM conduits	19
II.5.2.1.Mesure des PEM conduits V_{PG} et V_{NG}	19
II.5.2.2.Mesure des PEM conduits V_{MC} et V_{MD}	22
II.6.Conclusion.....	24
Chapitre III: Analyse des perturbations électromagnétiques conduites (PEM) par la Transformation de paquets en ondelettes (WPT)	
III.1 Introduction.....	25
III.2. Généralité sur la transformation (WPT).....	25
III.2.1 .Transformation en ondelettes	25
III.2.2 .Transformation en ondelettes continue	25
III.2.3.Transformation en ondelettes de disque (DWT).....	27
III.3. Application de transformation (WPT).....	28
III.3.1. Analyse d 'activation neutronique (NAA).....	28
III.3.2. Analyse d 'injection de flux FIA.....	28
III.3.3.Spectroscopie infrarouge IR.....	29
III.4. Analyse des PEM en utilisant WPT.....	29
III.5.Résultat transformation en ondelettes en mode commun.....	31
III.6. Résultat transformation en ondelettes en mode différentielle.....	32
III.7 Introduction.....	33
III.7.1. Performances du DFT.....	33
III.7.2. Performances du WPT.....	34
III.7.2.1. Utiliser Wavelet Toolbox™ pour l'analyse PEM.....	34
III.7.2.2. Allures de WPT pour l'analyse PEM.....	34
III.8.Conclusion	35
Conclusion générale.....	37
Bibliographie.....	VII
Résumé.....	VIII

Table des figures

Table des figures

Figure I.1.	Comportement équivalent d'un interrupteur parfait	8
Figure I.2.	Modélisation de la cellule de commutation par de générateur.....	9
Figure I.3.	Modélisation du convertisseur par des générateurs équivalents.....	9
Figure I.4.	Schéma de propagation en mode différentielle.....	10
Figure I.5.	Schéma de propagation en mode commun	11
Figure I.6.	Position du RSIL dans le montage mesure	12
Figure II.1.	Protocole de mesure des PEM conduits dans convertisseur DC-DC sous LT- Spice.....	20
Figure II.2.	Circuit RSIL25.....	20
Figure II.3.	Tension temporelle aux bornes RSIL entre la neutre et la terre V_{NG}	21
Figure II.4.	Tension fréquentielle aux bornes RSIL entre la neutre et la terre V_{NG}	22
Figure II.5.	Tension temporelle aux bornes RSIL entre la neutre et la phase V_{PG}	22
Figure II.6.	. Tension fréquentielle aux bornes RSIL entre la neutre et la terre V_{PG}	23
Figure II.7.	t Tension temporelle aux bornes RSIL en mode commun V_{MC}	23
Figure II.8.	Tension fréquentielle aux bornes RSIL en mode commun V_{MC}	24
Figure II.9.	Tension temporelle aux bornes RSIL en mode différentielle V_{MD}	24
Figure II.10.	Tension fréquentielle aux bornes RSIL en mode différentielle V_{MD}	25
Figure III.1.	Transformation en ondelettes discrète DWT.....	28
Figure III.2.	Tension temporelle aux bornes RSIL entre neutre V_{NG} et la terre sous MATLAB	30
Figure III.3.	Tension temporelle aux bornes RSIL entre phase V_{PG} et la terre sous MATLAB.....	30
Figure III.4.	Tension temporelle aux bornes RSIL en mode commun sous MATLAB.....	31
Figure III.5.	Tension temporelle aux bornes RSIL en mode différentielle sous MATLAB.....	32
Figure III.6.	Résultats d'analyse des PEM en mode commun en utilisant WPT.....	33
Figure III.7.	Résultats d'analyse des PEM en mode différentielle en utilisant WPT.....	33
Figure III.8	Forme d'onde typique dans le domaine temporel d'un convertisseur DC-DC à la sortie d'u RSIL entre phase et terre.....	33
Figure III.9	SpectresDFT desPEM pour un convertisseur DC-DCentre phase et terre.....	33
Figure III.10	Menu principal de Wavelet Toolbox™ dans Matlab.....	34
Figure III.11	Allures en fonction du temps des ondelettes extraites avec WPTavec db2, L = 5.....	34
Figure III.12	Coefficient d'ondelettes (WPT)pour chaqueniveaux (levels).....	35
Figure III.13	Pourcentage d'énergie pour chaque coefficient d'ondelettes (WPT).....	35

Liste des nomenclatures

LISTE DES NOMENCLATURES

CEM	Compatibilité Electromagnétique
PEM	Perturbation électromagnétique
GTO	GateTurn-Off Thyristor
MOSFIT	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
DC	Direct Current
RSIL	Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne
V_{PG}	Tension phase et la terre
V_{NG}	Tension phase et la neutre
FFT	Fast Fourier transform
V_{MC}	Tension en mode commun
V_{MD}	Tension en mode différentiel
WPT	Wavletpacket transforme
WT	Wavlete transforme
FT	Fourier de transform
CWT	Continues wavelete transform
ANN	Artificiel neurale network
DWT	Discrete wavelet transform
MRA	Multi résolution analyse
NAA	Neutron activation analyse
SVM	Support Victor machines
FIA	Analyse d 'injection de flux
WP	Wavlete perturbation
$f_{réseau}$	fréquence du réseau
$f_{perturbation}$	fréquence de la perturbation
V_{PG}	Tension entre la phase et la terre
V_{NG}	Tension entre la neutre et la terre
V_{MC}	Tension de mode commun
V_{MD}	Tension de mode différentiel
I_{RSIL}	Courant de RSIL
f	Fréquence
Z_{ch}	Couplage parasite en mode différentiel
Z_{cp}	Couplage parasite en mode comme
Ciss	Capacité d'entrée de transistor

Introduction général

Introduction générale

Devant la consommation croissante de l'énergie électrique et la demande de plus en plus forte de maîtrise et d'efficacité énergétique, l'électronique de puissance est naturellement devenue incontournable en raison des capacités de contrôle qu'elle offre sur les grandeurs électriques ainsi que des très bons rendements qu'elle permet d'atteindre. L'analyse de la tension de sortie de convertisseurs suppose généralement les composants semi – conducteur de puissance comme de parfaits interrupteurs. En réalité ces interrupteurs nécessitent un certain temps de commutation. Si en basses fréquences cette supposition est acceptable, en hautes fréquences la commutation provoque certains effets dont il faut tenir compte. Parmi ces effets on peut citer : le rayonnement des convertisseurs et les courants du mode commun à travers les capacités parasites.

[1]

Ceci constitue un sérieux problème de compatibilité Electromagnétique (CEM) ou nous rencontrons :

- une perturbation conduite (les courants du mode commun) ;
- une perturbation rayonnée (les rayonnements des convertisseurs) ;

Pour répondre à ces objectifs, les travaux rendus dans ce manuscrit se divisent en quatre chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre de cette thèse, nous avons rappelé quelques éléments de définition générale de l'environnement électromagnétique. Dans ce but, nous avons présenté un certain nombre de sources de perturbations et évoqué les problématiques CEM d'émission et de vulnérabilité liées à ces sources ainsi qu'aux nouvelles technologies introduites.

Dans le deuxième chapitre, nous effectuons une étude critique de transformées de Fourier utilisées dans les études CEM. Nous nous intéressons plus particulièrement aux analyses fondées sur la FFT. Cette étude concerne spécifiquement les limites de flexibilité et d'adaptabilité de ces méthodes aux différentes caractéristiques des systèmes de signalisation, notamment les résolutions en temps et fréquence.

Le troisième chapitre constitue une étude de la transformée en ondelettes qui constitue une méthode d'analyse qui découpe les données et les signaux en composantes fréquentielles suivant une résolution adaptée.

Enfin, dans le quatrième chapitre, nous nous intéressons la comparaison entre deux méthodes, les résultats de simulation vont nous permettre de les comparer du point de vue qualité, rapidité (temps de réponse), complexité de la méthode, convergence, pas de calcul, ainsi que le temps de calcul.

Chapitre I

ÉTAT DE L'ART SUR L'ANAYSE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES (PEM) CONDUITES CAUSEES PAR LE CONVERTISSEUR DC-DC

I .1. Introduction

La compatibilité électromagnétique (CEM) est une branche de l'électromagnétisme que étudie les problématiques d'interférences électromagnétiques entre 2 dispositifs ou composants électroniques et apporte des solutions. L'intégration des composants magnétiques planaires tels que inductances et transformateurs dans un circuit intégré reste encore un défi pour les concepteurs et chercheurs à cause de leur perturbation électromagnétique. Le présent chapitre a pour objectif de donner quelques notions théoriques sur la compatibilité électromagnétique et les composants magnétiques planaires intégrées. Pour cela, le présent chapitre est divisé en trois grandes parties :- Dans la première partie, nous évoquons une introduction générale sur la compatibilité électromagnétique et les étude en compatibilité électromagnétique .Dans la deuxième partie, nous rappelons la définition, la perturbation électromagnétique et les types des perturbations électromagnétiques. [2].

- Enfin, nous fournissons une brève présentation des méthodes par lesquelles la perturbation électromagnétique est analysée.

I.2. La compatibilité électromagnétique (CEM).

Un appareil ou un système électrique ou électronique sera compatible du point de vue électromagnétique avec son environnement proche ou la lointain, si on fonctionnement n'est pas altéré par les perturbations électrique et magnétique générées par ce dernier.

Réciproquement , l'environnement ne doit pas être perturbé par l'appareil ou le système , si tout fonctionne correctement , il ya compatibilité électromagnétique (CEM).

Dans l'absolu , il existe toujours un niveau de perturbations électromagnétique émis par l'appareil ou l'environnement , il devra alors être inférieur à un certain seuil prédéfini par les normes de compatibilité électromagnétique. [2]

De même, appareil ou le système devra présenter un certain seuil d'immunité intrinsèque , c'est - à - dire tolérer sans dysfonctionnement un niveau minimum de perturbations.

Les étude en CEM comprennent donc ;

- la recherche des sources de perturbations et leur caractérisation ;
- l'analyse des modes de transmission (couplage) ;
- la quantification des niveaux des perturbations ;
- l'étude des techniques et stratégies de réduction des perturbations émises ;
- la recherche de techniques et de stratégies de protection contre les perturbations reçues ;

I.3. Perturbations électromagnétique (PEM)

I.3.1. Définition.

Une perturbations électromagnétique est toute phénomène électromagnétique susceptible de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif , d'un appareil ou d'affecter défavorablement la matière vivante ou inerte. Une perturbations électromagnétique peut être un bruit , un signal non désiré ou une modifications du milieu propagations lui- même . [3]

I.3.2. Types des perturbations électromagnétiques.

Les perturbations électromagnétiques créés par les convertisseur statiques d'énergie peuvent être classés selon leur mode de propagations . On distingue des perturbations conduites et des perturbations rayonnées. [4]

I.3.2.1 Perturbations conduites basses fréquence.

Ces perturbations sont essentiellement liées aux harmoniques et sous harmoniques des courants appelés au réseau par les structures de puissance à diodes , thyristor , triacs , thyristor GTO.

Parmi les convertisseur émetteurs de ce type de perturbations, on peut citer .

Les structures à alimentation monophasée et triphasée sans préjuger de leurs applications ;

- les redresseurs ;
- les gradateurs;
- les hacheurs ;

I .3.2.2 perturbations conduites hautes fréquence

Dans cette classe , on parle le plus souvent des harmoniques des courants hautes fréquence , qui viennent des structures et installations suivantes .

- les appareils électriques d'éclairage et analogues ;
- les micro ordinateurs ;
- les alimentations à découpage .

I.3.2.3 Perturbations en mode rayonné.

Les circuits électriques , lorsqu'ils sont soumis à des différences de potentiel donc parcourus par des courants, produisent des champs électromagnétique dans l'espace , leur intensités dépendent de la nature , la fréquence et de la distance par rapport à la source , en basses fréquences , c'est le champ magnétique qui pose problème qu'il soit impulsif ou entretenu , il est habituellement généré au voisinage immédiat des . En hautes fréquence, les parasites sont plus redoutables et leurs effets sont plus inquiétants en transistor . 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. le champ magnétique s'exprime en A/m , son émission est engendrée par un circuit basse impédance parcouru par un courant i .

I .4. Analyse de perturbation électromagnétiques (PEM).

Cette méthode indique une linéarisation du fonctionnement du convertisseur en remplaçant la cellule de commutation par les générateurs de courant ou de tension équivalents. On introduit ainsi la notion de modélisation des sources de perturbations. L'utilisation de l'une ou l'autre de ces deux tendances est liée à l'objectif de l'étude. L'objectif est d'analyser les régimes transitoires apparaissant lors des commutations, surtout c'est de pouvoir à évaluer, dès la phase de conception, l'impact CEM du convertisseur. [4]

I.4.1.Analyse CEM des phénomènes de propagation des perturbations conduit

I.4.1.1.Simulation temporelle

En utilisant la simulation temporelle, il est possible de décrire les mécanismes dégradation des perturbations et de mettre en évidence l'influence des couplages parasites sur les chemins de propagation des perturbations conduites. Pour la simulation temporelle du convertisseur. Il est bien connu que les commutations des interrupteurs de puissance sont les principales sources des perturbations conduites. Il est donc important d'appréhender les éléments parasites de la diode et du transistor MOSFET susceptibles de jouer un rôle lors des commutations. [3]

I.4.1.2. Modélisation de la diode

La diode est un composant très fréquemment utilisé, non seulement indispensable mais omniprésent dans les systèmes d'électronique de puissance tant en fonction de diode de roue-libre qu'en diode de redressement.

I.4.1.3. Modèle du transistor MOSFET

Bien que le MOSFET (Métal-Oxide-Semi conducteur Field-Effect Transistor) est un composant de puissance plus récent que la diode, le nombre de ses modèles est plus élevé et il est très communément répandu en électronique de puissance. Les premiers MOSFET datent de 1968 environ et il a eu de multiples évolutions depuis son invention. Ce transistor est couramment utilisé pour sa capacité à travailler à des fréquences élevées et son faible courant de commande de gâchette. Le MOSFET de puissance ne présente pas encore un modèle précis universel, comme dans le cas de la diode mais il ya deux grandes lignes à distinguer dans les modèles de MOSFET : une ligne de modèles comportementaux et une ligne de modèles physiques. En fait, le MOSFET de puissance ne peut être bien modélisé que par un système d'équations algébriques et différentielles. [2].

I.4.1.4. Les éléments parasites du transistor MOSFET et de la diode

La diode à l'état bloqué est équivalente à la capacité parasite X_C . Cette capacité est communément appelée capacité de jonction ou de transition elle est située entre l'anode A et la cathode K de la diode.

I.4.2. Calcul fréquentiel pour l'estimation du spectre des perturbations

La deuxième tendance pour l'analyse CEM en électronique de puissance passe tout d'abord par une linéarisation du convertisseur qui est par nature un dispositif non linéaire étant donné les différentes phases de fonctionnement qui le composent. En effet, la détermination des grandeurs électriques directement dans le domaine fréquentiel ne peut se faire qu'à partir du calcul opérationnel et de la théorie des circuits linéaires. Il est alors nécessaire de disposer d'un modèle dynamique haute fréquence de la cellule de commutation représentative des sources de perturbations. [3]

I.4.2.1. Cellule de commutation en haute fréquence

Dans une cellule de commutation parfaite, la démarche est simple, et repose sur la décomposition de sources de perturbations, et de chemins de propagations Il existe deux sources de perturbations correspondant aux deux grandeurs électriques découpées. L'une est de type mode différentiel (source de courant) Elle est créée par l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur et se propage de la cellule vers la source de tension. L'autre est de type mode commun (source de tension), Elle correspond à la variation de potentiel du nœud de la cellule de commutation. Ici, la cellule de commutation regroupe le MOSFET, la diode et la capacité de bus. Nous nous retrouvons alors avec un schéma simple de modélisation de deux sources de perturbations. [1]

I.4.2.2. Principe de modélisation des sources de perturbations

Sachant que l'objectif de la modélisation CEM est d'approcher le spectre des signaux perturbateurs, il semble très intéressant, pour ne pas dire idéal, de travailler directement et uniquement dans le domaine fréquentiel. Le principe de modélisation des sources de perturbations consiste à utiliser des générateurs de tension et ou courant comme le montre la figure I.1. Ces générateurs serviraient à reconstituer le découpage des grandeurs électriques d'un interrupteur. Si l'on considère un interrupteur parfait, il se comportera soit comme une source de courant parfaite de valeur nulle à l'état bloqué, soit comme une source de tension parfaite de valeur nulle à l'état passant. [1]



Fig. I.1. Comportement équivalent d'un interrupteur parfait.

I.4.2.3. Définition des sources de perturbations

L'approche par les modèles des sources de perturbations proposée consiste remplacer la cellule de commutation par des générateurs équivalents. Ces générateurs représentent les signaux de puissance au sein de cette cellule, et engendrent, directement ou indirectement, les courants de mode différentiel et de mode commun. Prenons un exemple simple mais représentatif. Dans le cas du hacheur série, le mode différentiel est supposé généré par le courant absorbé sur le réseau ; il est donc naturellement représenté par un générateur de courant harmonique. L'origine des perturbations de mode commun étant plutôt due aux variations brutales du point milieu de la cellule, celles-ci sont représentées par un générateur de tension harmonique équivalent. Ces sources viennent ainsi se substituer à la cellule de commutation étaiu réseau d'alimentation. Elles contiennent les informations nécessaires sur la puissance et le découpage pour retranscrire, avec un certain degré de réalisme, les phénomènes susceptibles de générer les courants parasites recherchés. [2]

Le problème est qu'il n'est pas possible d'associer ces générateur pour rendre compte à la fois du découpage du courant et la tension aux bornes d'un interrupteur . De ce fait on ne raisonne non pas sur un interrupteur mais plutôt sur la cellule de commutation .Cependant nous pouvons apporter plus de réaliser aux sources, en tentant compte de certain phénomènes parfois critiques, tels que les oscillations à l'ouverture présentes sur la tension aux bornes du MOSFET , ou les phases recouvrement de la diode visible sur le courant commuté.

courant à l'entrée de la cellule de commutation et v_s qui est la tension en sortie de la même cellule . On introduit une modélisation de cette cellule de commutation qui est représenté sur la figure 2 Le découpage du courant i_e et de la tension v_s . Ces générateur représenter les sources de perturbations.

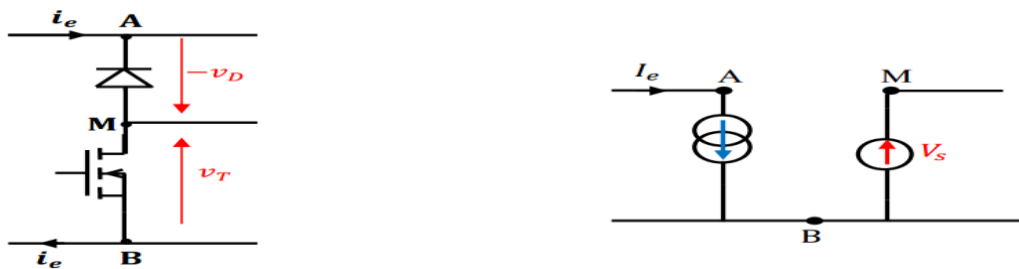


Fig .I.2 Modélisation de la cellule de commutation par des générateurs équivalents

Le modèle de la cellule de commutation peut être associé à celui de l'environnement du convertisseur. On parlera par la suite de schémas équivalents où toutes les imperfections des composants passifs et actifs (éléments parasites) pourront être incluses dans cette modélisation de type circuit. [3]

I.4.3. Modélisation de la structure du convertisseur

Le principe de modélisation par des générateurs équivalents. Dans la cellule de commutation élémentaire, on peut choisir de placer le générateur de tension v_s pour modéliser, soit la tension v_T aux bornes du MOSFET, soit la tension v_D aux bornes de la diode car toutes deux subissent les discontinuités dues aux commutations. Dans notre cas on a fait seulement l'étude de l'emplacement du générateur V_s pour modéliser la tension v_T au borne du transistor, ce principe de modélisation est illustré par la figure I.3

**Fig I.3.**Modélisation du convertisseur par des générateurs équivalents

I.4.3.1. Interaction mode commun et mode différentiel

Commençons tout d'abord par introduire la notion de séparation des modes de propagation des perturbations que sont le mode commun et le mode différentiel. Ce principes basé sur le théorème de superposition des sources que l'on utilise classiquement dans l'étude des circuits linéaires. D'un point de vue des perturbations conduites, cela consiste à séparer physiquement les effets du découpage du courant des effets du découpage de la tension. On définit ainsi deux schémas équivalents et indépendants, l'un pour la propagation des perturbations de mode différentiel et l'autre pour la propagation des perturbations de mode commun. Ces deux schémas équivalents procède chacun leur propre générateur de perturbation. [4]

I.A. Propagation en mode différentiel

L'étude du schéma de propagation en mode différentiel donne la fonction de transfert, dont il faut faire l'hypothèse que le mode commun n'a aucune influence sur la circulation des courants de mode

différentiel, ce qui implique que la source de tension V_s n'est pas considérée $V_s = 0$, comme le montre la figure I.5. Dans ce cas la fonction de transfert démode différentiel est déterminée en supposant qu'il n'y a pas de boucle de courant entre le convertisseur et la terre. [4]

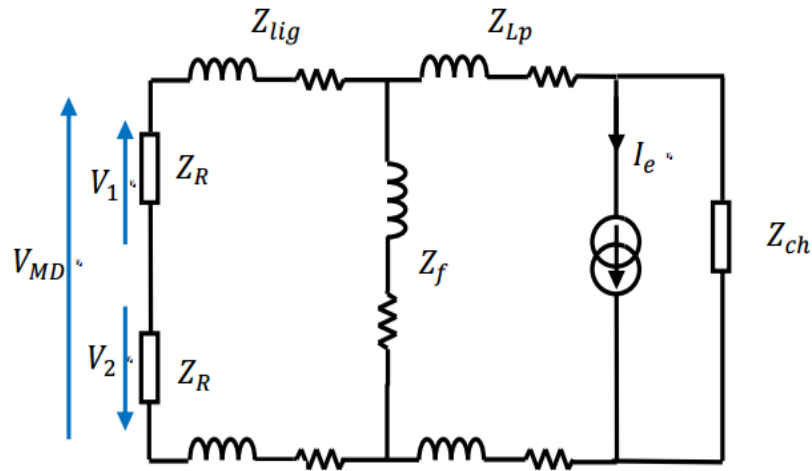


Fig I.4. Schéma de Propagation en mode différentiel.

La source de perturbations est donc représentée par le générateur de courant I_e et les impédances ($Z_{ch}, Z_{lp}, Z_f, Z_{lig}$). représentent le couplage parasite en mode différentiel.

I.B. Propagation en mode commun.

C'est aussi de la même manière l'étude du schéma de propagation en mode commun c'est pour obtenir la fonction de transfert de ce mode, ce qui implique que la source de courant n'est pas considérée, comme le montre la figure 5. Le courant I_p se refermant parla terre du système et se répartie de manière symétrique. cela revient donc à négliger l'impédance parasite Z_f du condensateur de filtrage du bus continue, $Z_f = 0$. [4]

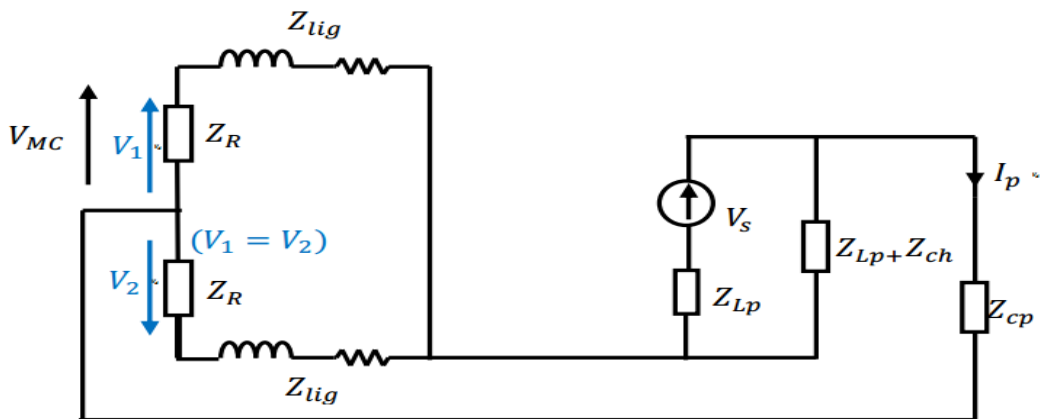


Fig .I.5 Schéma de Propagation en mode commun.

La source de perturbations est donc représentée par le générateur de tension V_s et les impédances $(Z_{lingn}, Z_{cp}, Z_{Ip}, Z_{ch})$ représentent le couplage parasite en mode commun.

I.4.4. Remarque sur la méthode de résolution analytique.

cette démarche permet de se focaliser séparément sur le filtrage de mode différentiel et de mode commun. Mais de part son principe, cette méthode reste très limitée en terme de domaine de validité fréquentiel. De plus, la définition des fonctions de transfert deviendrait laborieuse si l'on voulait une meilleure précision. Par ailleurs, la définition fréquentielle des générateurs de perturbations I_e et V_s n'a pas été abordée ici pour la simple raison qu'il n'est généralement pas aisé d'exprimer analytiquement ces grandeurs en tenant compte de certains phénomènes physiques, comme le recouvrement de la diode au blocage, et qui influencent largement le spectre de perturbations vers les hautes fréquences. Aussi pour l'électronicien de puissance, il est souvent préférable de pouvoir visualiser les formes d'onde issues des commutations dans le domaine temporel. [5]

I.4.4.1. Le Réseau Stabilisé d'Impédance de ligne normatif (RSIL)

Le réseau stabilisé d'impédance de ligne (RSIL) est équivalent à un filtre inséré entre le réseau d'alimentation et l'étirée de l'équipement sous test (EST) figure I.6. Son rôle est multiple, il permet d'isoler l'EST du réseau d'énergie, de fixer l'impédance prescrite aux points de mesure et de canaliser les perturbations conduites vers le récepteur de mesure. Par ces différentes tâches, le RSIL assure ainsi la reproductibilité des mesures.

Il existe plusieurs structures de RSIL, chacune est fixée par la norme relative au domaine d'application. Le point commun à tous les structures est l'impédance caractéristique équivalente (50Ω), constante sur toute la bande de fréquence.

A l'origine, les perturbations conduites sont des courants réinjectés dans le réseau d'alimentation à travers les fils conducteurs ou la terre, qui provoquent des chutes de tension aux bornes des impédances internes du réseau. On substitue à ces impédances parasites variables une impédance caractéristique figée qui permet de réaliser les mesures et de les rendre reproductibles. Lors de la mesure, cette impédance masque les variations du réseau réel et simule un réseau dont l'impédance est fixée une fois pour toute par la norme, d'où l'appellation « Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne, réaux fictif ou réseau artificiel ». [5]

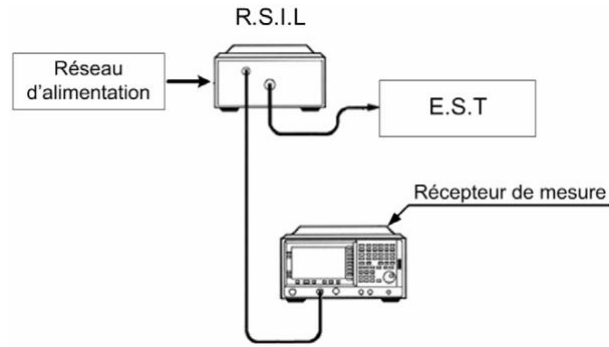


Fig.I.6 Position du RSIL dans le montage mesure.

I.5.Conclusion

Dans ce chapitre, à travers un aperçu historique, nous avons présenté des généralités sur la compatibilité électromagnétique, sa définition, les niveaux de perturbation, les différentes perturbations conduites et rayonnées. Une fois la source de perturbations et les différents modes de couplage bien connus, il est alors possible de prédire le niveau de perturbations du système de conversion directement dans le domaine fréquentiel de manière analytique. Pour cela, il est nécessaire de linéariser le fonctionnement du convertisseur en remplaçant la cellule de commutation par un modèle de sources équivalentes utilisant des générateurs de courant et/ou de tension. Une résolution analytique sous formes de fonctions de transfert a été proposée. A partir de là, nous avons envisagé de concilier ces deux méthodes d'analyse. Transfert a été proposé. A partir de là, nous avons envisagé de concilier ces deux méthodes d'analyse.

Chapitre II

ANALYSE DES PEM CONDUITES PAR LA TRANSFORMEE DE FOURIER DISCRETE (DFT)

II.1.Introduction

La représentation de Fourier des signaux que nous avons étudié dans le chapitre 2 est important pour compréhension ment comment filtres travail et ce un spectre est, mais il est pas un pratique outil car la DTFT est une fonction continue de la fréquence et donc son calcul serait en général nécessitent un nombre infini d'opérations. Le but de ce chapitre est d'introduire une autre représentation des signaux à temps discret, le transformée de Fourier discrète (DFT), qui est étroitement liée à la transformée de Fourier en temps discret, et peut être implémentée soit dans du matériel numérique, soit dans un logiciel. Le DFT est d'une grande importance en tant que méthode écache pour calculer la convolution en temps discret de deux signaux, en tant qu'outil pour la conception de filtres et pour mesurer les spectres de signaux en temps discret. Si le calcul de la DFT d'un signal est généralement facile (ne nécessitant pas plus que l'exécution d'un programme simple), l'interprétation de ces calculs peut être difficile car la DFT ne fournit qu'une représentation complète des signaux de durée finie. Enfin, nous simulerons et analyse les PEM gainerie par convertisseurs DC-DC.[8]

II.2.Définition de la transformée de Fourier discrète

II.2.1.Échantillonner la transformée de Fourier

Il n'est en général pas possible de calculer la transformée de Fourier en temps discret d'un signal car cela nécessiterait un nombre infini d'opérations. Cependant, il est toujours possible de calculer un nombre fini d'échantillons de fréquence de la DTFT dans le bond qui, si l'espacement entre les échantillons est suffisamment petit, cela fournira une bonne représentation du spectre. Des résultats simples sont obtenus par échantillonnage en fréquence à intervalles réguliers. Nous avons donc de définir la N -point discret [7]

La transformée de Fourier $X[k]$ d'un signal $x[n]$ comme échantillons de sa transformation $X(f)$ prises à des intervalles de $1/N$:

$$X[k] \triangleq X\left(\frac{k}{N}\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j2\pi kn/N} \quad \text{Eq(II-1)}$$

pour $0 \leq k \leq N - 1$

Parce que $X(f)$ est périodique avec période 1, $X[k]$ est périodique avec période N , ce qui justifie de ne considérer que les valeurs de $X[k]$ sur l'intervalle $[0, N-1]$.

II.2.2. Condition pour la reconstruction du signal à partir du DFT

Une importante question est de savoir si la DFT fournit une complète représentation du signal qui est, si le signal peut être reconstitué de son DFT. D'après ce que nous savons de l'échantillonnage nous attendons à ce que ce sera seulement être possible sous certaines conditions. Plus précisément, nous avons vu au chapitre 2 que, si nous prenons N échantillons par période d'un temps continu le signal avec période T , alors le signal peut être exactement reconstruit à condition que $N > 2WT$, où W est la plus grande composante de fréquence le signal. De même, si l'on prend N échantillons par période de la fréquence en continu, signal périodique $X(f)$ avec la période 1, nous nous attendons à ce que le spectre peut être reconstruit si N est plus grande que la durée de la durée le signal $x[n]$. L'opération d'échantillonnage équivaut à une multiplication par un train d'impulsions, qui est traitée plus en détail au chapitre 2. Par conséquent, l'échantillonnage à des intervalles de $1/N$ forme activement le nouveau spectre. [7]

$$\tilde{X}(f) \triangleq X(f) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{N}\right) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(\frac{k}{N}\right) \delta\left(f - \frac{k}{N}\right) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X[k] \delta\left(f - \frac{k}{N}\right) \quad \text{Eq(II-2)}$$

Se souvenant à partir de Eq(II-2) que :

$$N \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta[n - rN] \leftrightarrow \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{N}\right) \quad \text{Eq(II-3)}$$

et en appliquant le théorème de convolution montre que l'inverse DTFT $\tilde{X}(n)$

du spectre échantillonné $\tilde{X}(f)$ est la convolution du signal original $x[n]$ par un train périodique d'échantillons unitaires :

$$\tilde{x}[n] = x[n] * N \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta[n - rN] = N \sum_{r=-\infty}^{\infty} x[n - rN] \quad \text{Eq(II-4)}$$

Le rapport entre $x[n]$ et $\tilde{x}[n]$, Le signal $\tilde{x}[n]$ est périodique avec période N . Il est dit à être un temps-crénelage la version de $x[n]$ par analogie avec la fréquence-aliasing. Dans le cas

particulier important où la durée de $x[n]$ est inférieure à N , en particulier, si $x[n]$ est nul en dehors de l'intervalle $[0, N-1]$, on a :

$$\tilde{x}[n] = Nx[n] \quad \text{pour } 0 \leq n \leq N-1 \quad \text{Eq(II-5)}$$

Ce n'est que dans ce cas particulier que le signal peut être exactement reconstruit à partir de son DFT. Une telle reconstruction peut être accomplie en multipliant par une fenêtre rectangulaire dans le temps.

II.2.3. Transformée de Fourier discrète inverse

Jusqu'à présent, nous avons prouvé que le signal de durée finie $x[n]$ peut en principe être reconstruit de ses DFT $X[k]$, mais nous n'avons pas donné de formule explicite pour réaliser cette reconstruction [8]. Nous montrerons par deux méthodes différentes que la formule DFT inverse souhaitée est :

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi kn/N} \quad \text{Eq(II-6)}$$

Une première méthode pour dériver cette formule consiste à combiner Eq(II-5) avec la définition de $\tilde{X}(f)$ dans Eq(II-2) :

$$\tilde{X}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X[k] \delta\left(f - \frac{k}{N}\right) \quad \text{Eq(II-7)}$$

En prenant le DTFT inverse, on obtient :

$$x[n] = \frac{1}{N} \tilde{x}[n] = \frac{1}{N} \int_0^1 \tilde{X}(f) e^{j2\pi fn} df = \frac{1}{N} \int_0^1 \sum_{k=-\infty}^{\infty} X[k] \delta\left(f - \frac{k}{N}\right) e^{j2\pi fn} df \quad \text{Eq(II-8)}$$

où nous avons interverti les ordres de sommation et d'intégration pour obtenir l'expression la plus à droite 1. Nous notons que

$$\int_0^1 \delta\left(f - \frac{k}{N}\right) e^{j2\pi f n} df = \begin{cases} e^{\frac{j2\pi f n}{N}} & \text{if } 0 \leq k \leq N-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{Eq(II-9)}$$

car k/N est en dehors de la plage d'intégration $[0, 1]$ lorsque k est en dehors de l'intervalle $[0, N-1]$. Par conséquent, la formule DFT inverse est

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi k n / N} \quad \text{Eq(II-10)}$$

Parce que le signal $x[n]$ est de durée finie, la définition de la DFT Eq(II-1) devient:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi k n / N} \quad \text{Eq(II-11)}$$

Les formules Eq(II-10) et Eq(II-11) constituent le couple DFT paire pour signaux de durée finie. Notez la symétrie entre Eq(II-10) et Eq(II-11) les seules différences étant les signes des arguments des exponentielles complexes et le facteur $1/N$ dans la formule DFT inverse Eq(II-10). [7]

Peut également être considérée comme la paire DFT (4.5) comme une relation purement algébrique entre les N nombres $x[n]$ $0 \leq n \leq N-1$ et les N nombres $X[k]$, $0 \leq k \leq N-1$, avec les deux ensembles de nombres liés par un ensemble de N équations linéaires. Ce point de vue conduit à une preuve alternative de la formule d'inversion Eq(II-10). Concrètement, supposons que les $X[k]$ sont définis à partir du $x[n]$ par (4.5b), et forment la somme :

$$y[m] \triangleq \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{j2\pi k m}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{j2\pi k(m-n)/N} \quad \text{Eq(II-12)}$$

Échanger l'ordre des sommations produit :

$$y[m] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k(m-n)/N} \quad \text{Eq(II-13)}$$

En utilisant le résultat que les exponentielles complexes discrètes de période N sont orthogonales sur l'intervalle [0, N-1] :

$$\sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k(m-n)/N} = \begin{cases} N & \text{if } m = n \\ 0 & \text{if } m \neq n \end{cases} \quad \text{Eq(II-14)}$$

Nous obtenons :

$$y[m] = \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi km/N} = N x[m] \quad \text{Eq(II-14)}$$

Ce qui prouve la formule DFT inverse Eq(II-11). Cette preuve souligne que l'opération DFT peut être considérée comme un changement d'ensemble de base (en particulier une rotation) dans un espace vectoriel à N dimensions. Dans le domaine temporel, le signal est décomposé en une somme d'échantillons unitaires orthogonaux de [n k], tandis que dans la formule DFT inverse, les vecteurs de base orthogonaux sont les exponentielles complexes $e^{j2\pi kn/N}$.

II.2.4. Relation avec les séries de Fourier discrètes

Nous avons montré que la prise de N échantillons de la DTFT $X(f)$ d'un signal de $x[n]$ est équivalent à former un signal périodique des signaux $\tilde{x}[n]$ qui est dérivé de $x[n]$ par alias de temps. Si la durée de $x[n]$ est inférieure à, une période N, est identique à $\tilde{x}[n]$ dans un facteur de $x[n]$. Ces résultats sont les duels de ceux obtenus à la section 1.3 pour l'échantillonnage des périodiques, en continu temps des signaux. Nous avons montré que le prélèvement d'échantillons par période du signal $x(t)$ périodique entraîne un repliement de fréquence des coefficients de la série de Fourier X_k . Si la bande passante de $x(t)$ est inférieure à $N/2T$, Les coefficients de la série de Fourier du signal à temps discret coïncident avec ceux du signal original $x(t)$. Ainsi, il existe une dualité entre l'échantillonnage en fréquence de la DTFT d'un signal à temps discret pour former la DFT, et l'échantillonnage dans le temps d'un signal périodique pour former la série discrète de Fourier. Dans les deux cas, l'échantillonnage produit des signaux discrets et périodiques à la fois dans le domaine temporel et fréquentiel.

Par conséquent, la transformée de Fourier discrète et la série de Fourier discrète sont la même opération mathématique (à l'intérieur d'un facteur de N).[8]

Ce résultat est prévisible car il existe une correspondance bijective entre les signaux discrets de durée N et discrets, signaux périodiques avec période N. spécifiquement, étant donné un signal de durée finie $x[n]$, on peut toujours générer un signal périodique $\tilde{x}_N[n]$ en répétant $x[n]$ indéfiniment à intervalles de N échantillons:

$$\tilde{x}_N[n] \sum_{r=-\infty}^{\infty} x[n + rN] = x[n] * \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta[n - rN] \quad \text{Eq(II-15)}$$

Inversement, étant donné un signal périodique $\tilde{x}_N[n]$, nous pouvons former un signal de durée finie $x[n]$ par multiplication avec une impulsion rectangulaire de longueur N:

$$x[n] = \tilde{x}_N[n]R_N[n] = \begin{cases} \tilde{x}_N[n] & 0 \leq n \leq N - 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{Eq(II-16)}$$

Les coefficients de la série de Fourier \tilde{X}_k du signal périodique sont liés à la DFT du signal de durée finie par la formule :

$$\tilde{X}_k = \frac{1}{N} X[k] \quad \text{Eq(II-17)}$$

Pour résumer, le calcul de la DFT à N points d'un signal introduit implicitement un signal périodique de période N, de sorte que toutes les opérations impliquant la DFT sont en réalité des opérations sur des signaux périodiques. Ces opérations vont donner les mêmes résultats que les opérations sur infini durée des signaux fournissent que les durées de tous les signaux impliqués dans ces opérations sont moins que N.

II.5. Analyse de PEM en utilisant DFT

II.5.1 Configuration de test et mesure de PEM

L'étude porte sur le modèle CEM d'un convertisseur DC-DC hacheur abaisseur de tension sous l'environnement LT Spice. Ce convertisseur se rapproche fonctionnellement aux besoins automobiles pour le réseau basse tension.

La propreté de convertisseur DC-DC

- L'interrupteur de puissance utilise est un MOSFET- 30 V- 40 A, Module INFINEON (IPP147N03L), et diode de roue libre de même Module INFINEON.

- Bus DC 12 V
- La fréquence de coupure de commutation 10 kHz
- Le signal de commande est de forme carre avec une amplitude de 5V
- Rapport cyclique 0.7

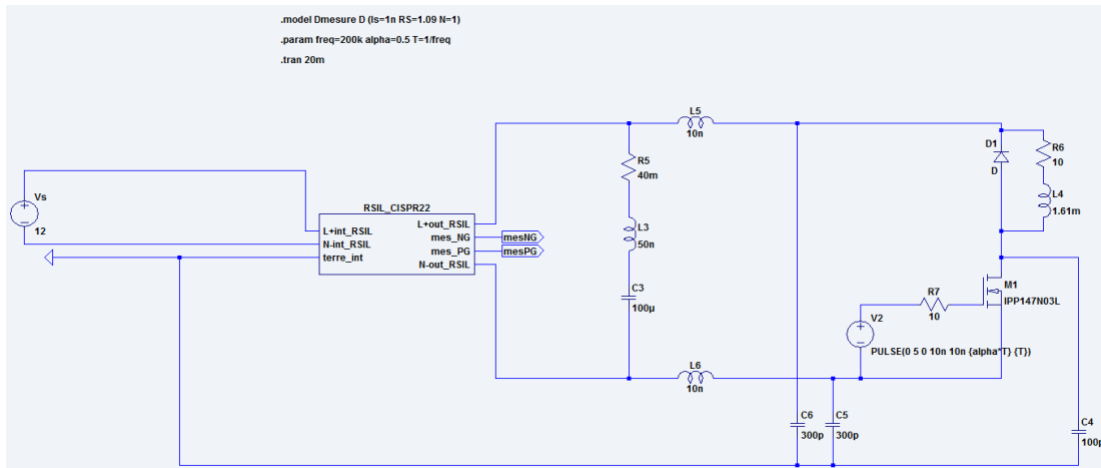


Fig.II.1. Protocole de mesure des PEM conduites dans convertisseur DC-DC sous LTSpice.

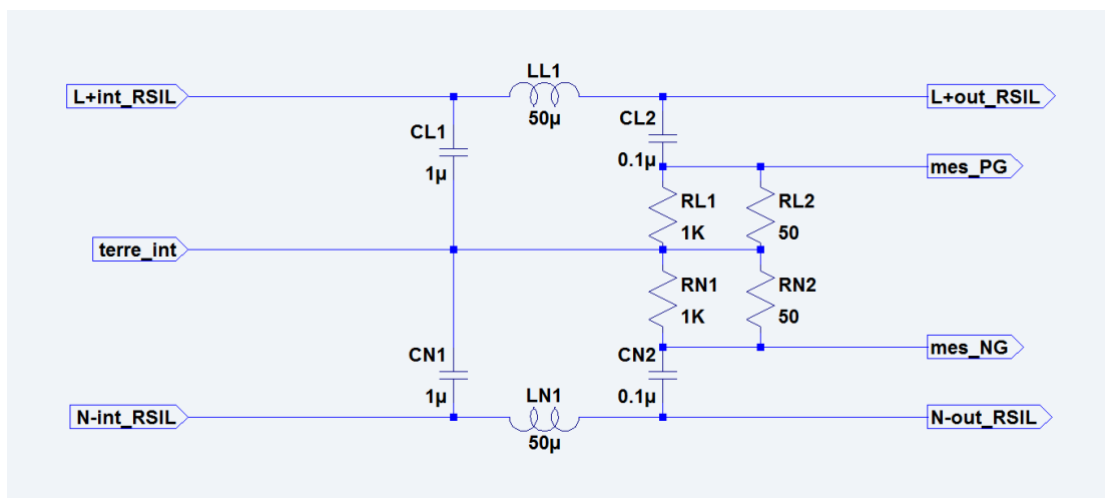


Fig.II.2. Circuit RSIL 25

II.5.2 Mesurer des PEM conduites

II.5.2.1 Mesurer des PEM conduites V_{PG} et V_{NG}

Les émissions conduites des lignes d'alimentation sont mesurées successivement sur la ligne d'alimentation positive (P) et sur la ligne d'alimentation négative (N) en connectant

l'instrument de mesure (Analyseur de spectre) sur le port de mesure correspondant du réseau fictif (RSIL 25) voir figure II.2 , le port de mesure du réseau fictif inséré dans l'autre ligne d'alimentation étant fermé sur une charge de 50Ω .

Nous pouvons donc mesurer la tension V_{PG} (Figure II.5) et V_{NG} (Figure II.3) par analyseur de spectre à partir de la sortie du connecteur BNC du réseau RSIL 25, cette mesure donner dans la bande de fréquence sous la norme CISPR 25 (100k-130MHz)

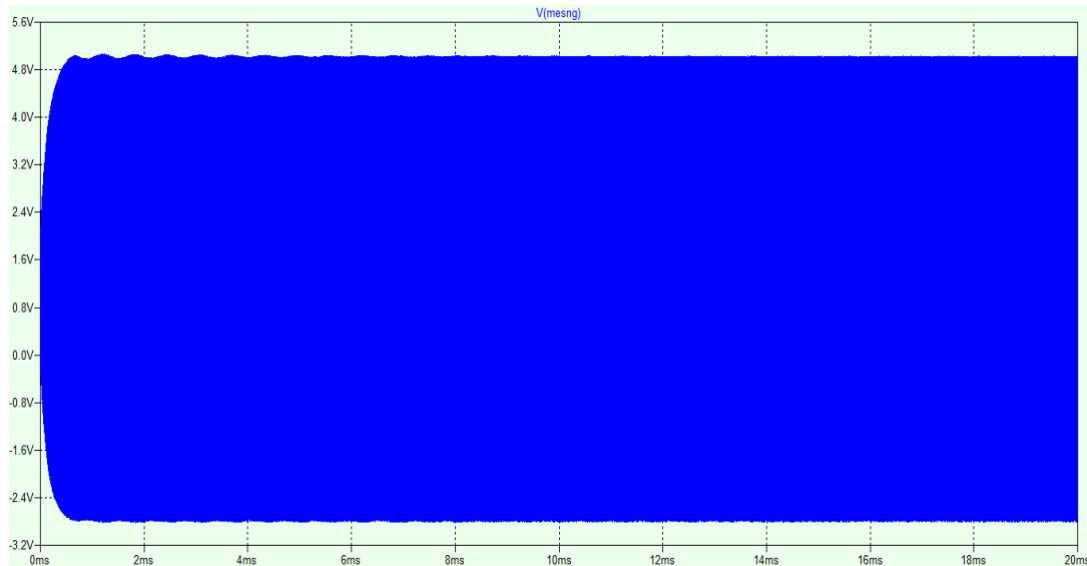


Fig.II.3. Tension temporelle aux bornes RSIL entre la neutre et la terre V_{NG}

La Figure II.3 présente la mesure de la tension aux bornes RSIL entre la neutre et la terre V_{NG} en fonction de temps on remarque que la valeur de tension égale à 5V ce signifié que existé un courante passe dans la capacité 0.1μ coute neutre vers la terre, et dans domaine fréquentiel de la figure II.4 ,on remarque que la valeur de PEM augmente a partir de -116_{dB} vers -67_{dB} à la fréquence 1.6 KHz ensuite, il commence à diminuer progressivement jusqu' à ce qu' il commence à fluctuer.

Pour analyse de PEM par DFT, nous avons utilisé LT Spice pour la représentation spectrale des mesures. Nous avons effectué la FFT (*Fast Fourier Transform*), du signal pour la représentation spectrale .

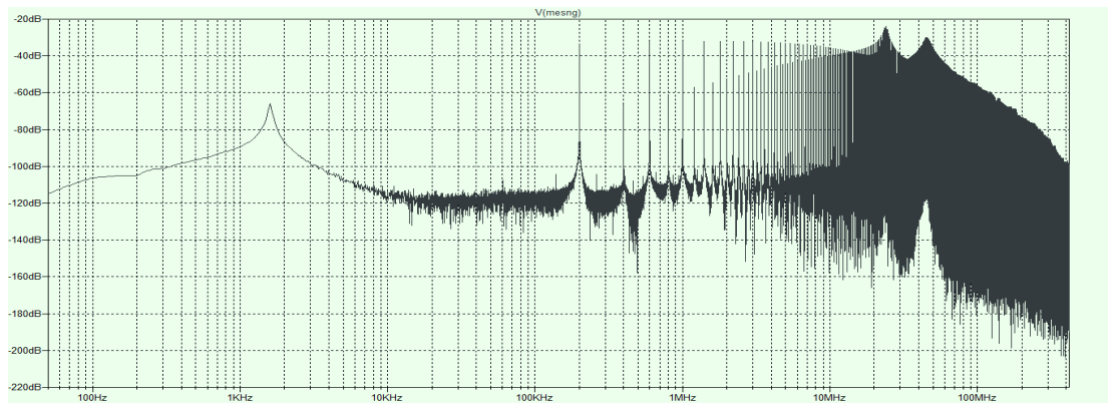


Fig.II.4.Tension fréquentielle aux bornes RSIL entre la neutre et la terre V_{NG}

Les oscillations électromagnétiques se poursuivent jusqu' à atteindre une valeur maximale de 26dB à la fréquence 25 MHz ensuite, il commence à diminuer progressivement.

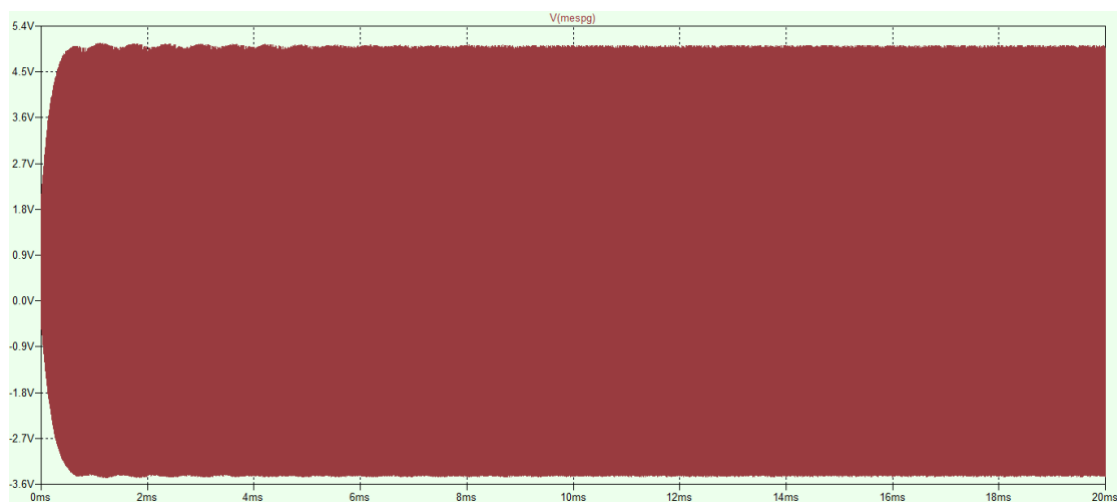


Fig.II.5.Tension temporelle aux bornes RSIL entre la phase et la terre V_{PG}

La Figure II.5 présente la mesure de la tension aux bornes RSIL entre la phase et la terre V_{PG} en fonction de temps. On remarque à l'instant 1.20 ms une valeur maximale pour l'effort, qui est estimée par 5v. En revanche, il existe une valeur minimale pour l'effort, qui est estimée à 3.4v pour la durée 0.55 ms, et dans le domaine fréquentiel de la figure II.6 on remarque que la valeur de PEM augmente à partir de -113dB vers -67dB à la fréquence 1.6 KHz ensuite.

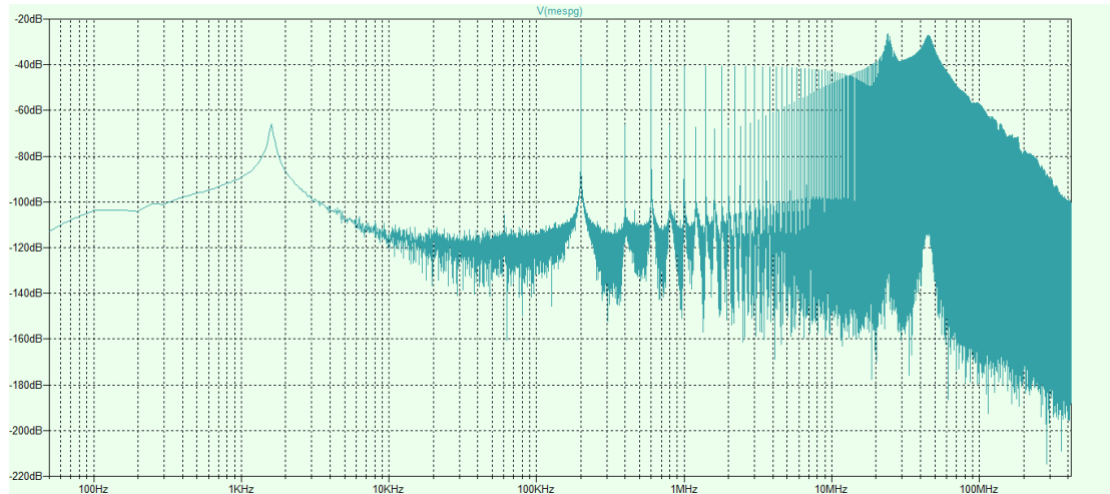


Fig .II.6Tension fréquentielle aux bornes RSIL entre la phase et la terre V_{PG}

il commence à diminuer progressivement jusqu'à ce qu'il commence à fluctuer les oscillations électromagnétiques se poursuivent jusqu' à atteindre une valeur maximale de 26dB à la fréquence 24 MHz ensuite, il commence à diminuer progressivement.

II.5.2.2 Mesurer des PEM conduites V_{MC} et V_{MD}

Nous calculons la tension en mode commun V_{MC} et mode différentielle V_{MD} par l'équation Eq(I.1) et Eq(I.1).



Fig .II.7.Tension temporelle aux bornes RSIL en mode commun V_{MC}

La figure II.7 présente la mesure de tension temporelle aux bornes RSIL en mode commun On remarque la valeur PEM qu'à l'instant il y a 0.44ms une valeur maximale de l'effort, qui est estimée par 3.30 v Par contre, il y a une valeur minimale de l'effort, qui est estimée à 2.4v à

l'instant 0.55ms,dansle domaine fréquentiel de La figure II.8 présente la mesure de PEM fréquentielle aux bornes RSIL.

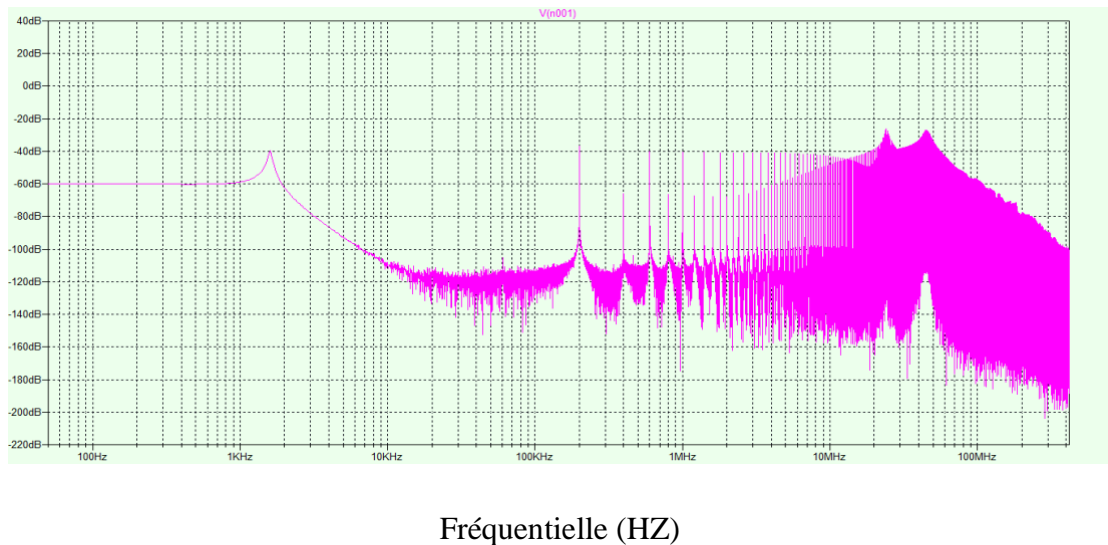


Fig.II.8Tension fréquentielle aux bornes RSIL en mode commun V_{MC}

On remarque à la fréquence 50 Hz stabilité que la valeur de PEM de la valeur -60db,ensuite, il continue à rester constant à la même valeur jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur de la fréquence 1KHz.Après cette valeur de la fréquence on constate une légère augmentation-60 dB oscillations électromagnétiques la valeur -40dB à fréquence 1.52KHz, Puis il diminue progressivement avec les oscillations jusqu'à atteindre un pic à la valeur de 28 dB , Et avec une fréquence croissante de plus de 100MHz décroissant PEM.

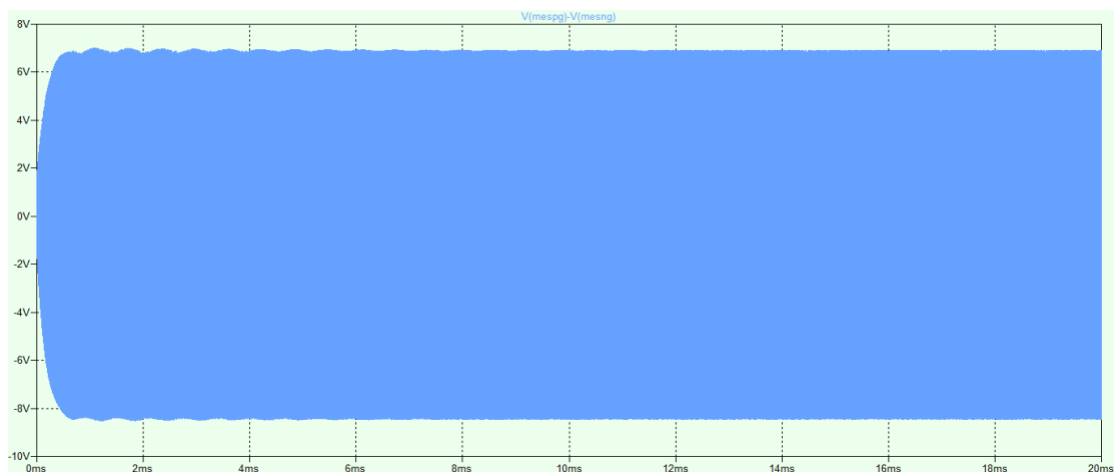


Fig.II.9.Tension temporelle aux bornes RSIL mode de différentiel V_{MD}

La figure II.9 présente la mesure de tension temporelle aux bornes RSIL en mode différentielle On remarque la valeur PEM à une période de 0.55ms , deux valeurs différentes ont une valeur

haute de 7V et une valeur minimale de 8.45V, ou l'on note qu'il y a fluctuation à la fois des valeurs dans la première et de leur stabilité dans le temps.

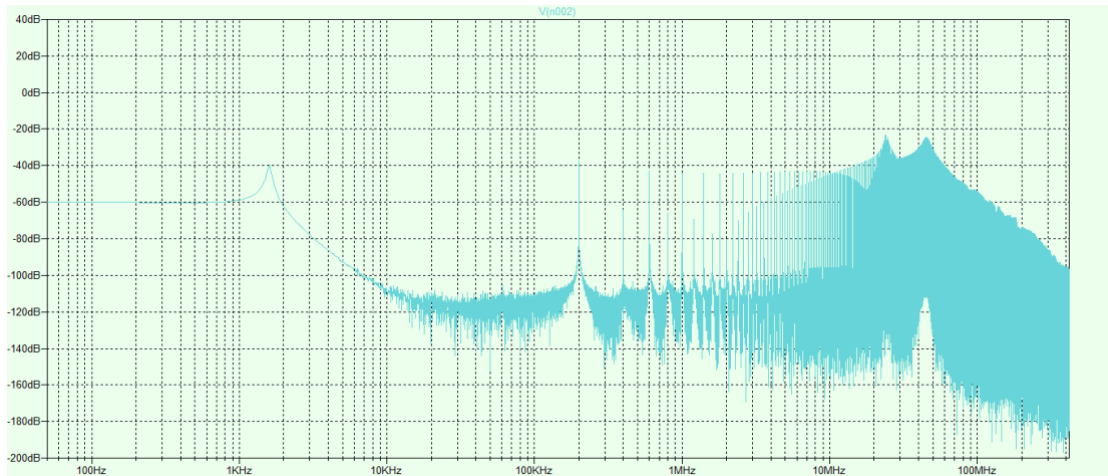


Fig.II.10.Tension fréquentielle aux bornes RSIL mode de différentiel V_{MD}

La figure II.10. Présente la mesure de PEM fréquentielle en mode différentielle aux bornes RSIL. On remarque stabilité de la valeur PEM initialement à la valeur -60 dB avec gamme de fréquence 50Hz-850Hz , puis on remarque une légère augmentation des oscillations -40dB à une fréquence de 1.5KHz.

II.6Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons étudié la théorie de Fourier, à partir des définitions, des conditions et des équations mathématiques, de plus nous avons étudié ses paries, transforme de Fourier discrète inverses et la transforme de Fourier de discrète. Enfin nous avons fait une simulations PEM générer par convertisseur DC-DC.

Chapitre III

ANALYSE DES PEM PAR LA TRANSFORMATION DE PAQUETS EN ONDELETTES (WPT).

III.1. Introduction

La transformée de paquet en ondelettes anglais *Wavelet Packet Transform*(**WPT**) est utilisée dans plusieurs domaines. La transformée en ondelettes en anglais *Wavelet Transform* (**WT**) a suscité un intérêt récent pour mathématiques appliquées pour le traitement du signal, et la **WPT** est une généralisation de la décomposition en ondelettes qui offre une gamme plus riche des possibilités pour l'analyse du signal et qui permet l'analyse la mieux adaptée à un signal. Nous entamons ce chapitre par une généralité sur les transformations de paquet en ondelettes et son application.

III.2. Généralités sur la transformation **WPT**

III.2.1. Transformations en ondelettes

WT est un développement mathématique moderne pour le traitement des signaux dans les domaines temporel et fréquentiel. Par conséquent, il est particulièrement utile pour observer les changements de modèles au fil du temps. La Fourier transforme, et la plupart des techniques dérivées de lui, sont inappropriés pour le traitement des signaux non-stationnaires en raison de l'absence de toute information temporaire. Une technique qui convient pour traiter les signaux non stationnaires est la **STFT**. Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique est la résolution de la fréquence obtenue, qui reste constante pour tout le signal car la même fenêtre est appliquée. D'autre part, **WT** permet une résolution haute fréquence à basses fréquences et une résolution temporelle élevée à hautes fréquences, comme souhaité.[9]

Le premier concept d'ondelettes a été mis en place par MORLET en 1984. Plus tard, Meyer, Mallât et Daube hie sont contribué d'importants développements concernant les fonctions d'ondelettes orthogonales. Cependant, l'utilisation du **WT** est, devenu populaire dans l'ingénierie des applications depuis la fin dès les années 1980, lorsque Mallât a constaté qu'il y avait une relation entre les filtres miroir et Quadrature ondelettes ortho normales fonctions. À partir de là, de nouvelles techniques ont permis l'application de **WT** à un signal utilisant des bancs de filtrage récursif. Récemment, **WT** est devenu l'outil le plus largement utilisé dans le traitement du signal dans de nombreux domaines différents tels que la reconnaissance vocale la réduction du bruit, les électrocardiographes et l'atténuation des interférences radio entre autres. Plus précisément dans le domaine de la détection de défauts, le **WT** a été largement appliqué dans le but de détecter des défauts dans les arbres, les paliers les engrenages et les poutres.[10]

III.2.2. Transformation en ondelettes continue

De la même façon à transformée de Fourier (FT) obtient des coefficients de corrélation entre le signal analysé et une sinusoïdale, WT de coefficients de corrélation entre le signal et une orthonormé fonction, appelée la ondelette fonction, en fonction de l'échelle et la position de la fonction ondelette. Il y a un grand nombre de différents types d'ondelettes fonctions, telles que celles détaillées par Daubechies, Coiflet, Symlet, Morlet et Meyer. La transformation en ondelettes continue en anglais *Continuou Wavelet Transform* (CWT) permet l'analyse d'un signal à travers les coefficients de corrélation de ces signaux au lieu d'utiliser toutes les informations du signal. La formule mathématique pour déterminer CWT est indiquée dans l'équation [11]

$$CWT(c, b, \psi) = \omega \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi^* \left(\frac{t-b}{c} \right) dt \quad \text{Eq(III-1)}$$

où $x(t)$ est le signal dans le domaine temporel, ψ est la fonction d'ondelette et w est une fonction de pondération. Le paramètre c est lié à l'échelle et b est lié à la position de la fonction ondelette.

$CWT(c, b; \psi)$ représente les coefficients résultants, en fonction de c, b et de la fonction d'ondelettes ψ . En ce qui concerne la détection des fissures, Nagarjuna et al. ont affirmé que la présence de composants sous-critiques (1/3 et 1/2 de la vitesse critique) dans le CWT peut indiquer une fissuration, bien que cela ne puisse pas toujours être fiable en raison de la haute sensibilité au bruit. Ils ont proposé une technique alternative, impliquant le calcul de l'angle de phase entre les deux signaux (fissurée non fissurée) de deux vibrations transversales. L'angle de phase peut être calculé avec la transformation en ondelettes croisées en anglais *Cross Wavelet Transforms* (XWT), appelée comme ils l'ont proposé. Les composantes sous-critiques 1/3 et 1/2 calculées avec CWT ont également été utilisées comme indicateurs de la fissure. Les valeurs d'amplitude des pics sous-critiques et critiques dans le CWT sont utilisées pour alimenter un réseau neuronal artificielle en anglais *Artificial Neural Network* (ANN) permettant le diagnostic de fissure et la détermination de la position et de la profondeur de la fissure. [9]

CWT a également été appliqué pour diagnostiquer des rotors entaillés (c'est-à-dire des rotors avec une fissure transversale ouverte) où il a été démontré que le CWT et les changements sur l'harmonique $2 \times$ peuvent être utilisés comme indicateurs robustes. Srinivas et coll. ont utilisé les coefficients CWT comme entrée pour un ANN. Ils ont étudié la capacité du système à détecter les défauts combinés de balourd et de fissure d'arbre. Cette méthode a été testée avec succès avec un taux de réussite de 99,9%. CWT a été utilisé dans des applications d'ingénierie pour la détection de défauts de machines tournantes sous la forme d'un scalogramme. Le scalogramme est défini

comme le carré du module du CWT. Cependant, l'utilisation de CWT dans les applications actuelles, pour diagnostiquer les défauts des machines, est encore relativement rare. Cela est dû au fait que l'interprétation visuelle des résultats d'ondelettes est souvent difficile. Des efforts ont été faits pour extraire les meilleures caractéristiques en analysant le scalogramme d'ondelettes résiduelles.[10]

III.2.3. Transformation en ondelettes discrète DWT

La transformation en ondelettes discrète en anglais *Discrete Wavelet Transform* (DWT) était d'utiliser des données discrètes comme après de Mallât développements , de nombreuses dérivations de la DWT sont apparues. Celles - ci étaient basées sur bandes. Cet outil consiste en le traitement d'un signal discret, $x(i)$, à différentes positions et échelles, l'utilisation de filtres numériques pour optimiser le processus de calcul, en générant des informations en fréquence (c'est-à-dire en différentes fréquences et niveaux de résolution), en décomposant les signaux en approximation (A) et détail (D). Les informations d'approximation sont obtenues au moyen d'un filtre passe-bas, et les informations détaillées en utilisant un filtre passe-haut, comme on peut l'observer sur la figure III.1.

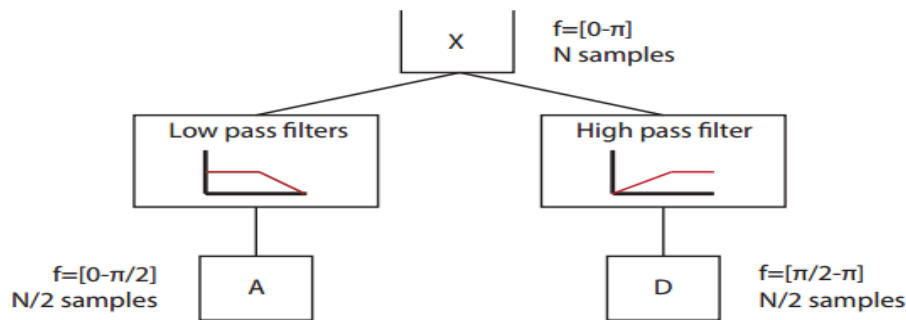


Fig III.1. Transformation en ondelettes discrète DWT

Après avoir appliqué des filtres à un signal, S , d'une bande de fréquences $[0, \pi]$ et d'un nombre d'échantillons, N , la bande de fréquences est divisée par deux pour obtenir à la fois des informations d'approximation (A) $[0, \pi / 2]$ et des informations détaillées (D) $[\pi / 2, \pi]$. Par conséquent, en appliquant la règle de Nyquist, un sous-échantillonnage par deux peut être justifié sans perdre aucune information pertinente ; cela donne un nombre résultant de $N / 2$ échantillons. L'application récursive de l'algorithme de filtrage a abouti à l'analyse multi résolution en anglais *Multi-Resolution Analysis* (MRA) et à la transformation de paquets en ondelettes (WPT). La principale application de ces outils était la détection de fissures dans l'extraction de caractéristiques. [10]

La DWT peut représenter un signal de avec un limité nombre de coefficients qui peuvent être directement utilisés en tant que caractéristiques. Les paramètres statistiques et l'énergie des coefficients peuvent également être utilisés comme caractéristiques. Les entités sélectionnées peuvent toutes provenir du même niveau de décomposition dans l'arborescence, c'est ce qu'on appelle la sélection de base à un seul niveau. Alternativement, les caractéristiques peuvent être sélectionnées à partir de différents niveaux, c'est ce qu'on appelle la sélection de base à plusieurs niveaux. Le principal problème lors de l'utilisation de ce type de transformations est de trouver les meilleures fonctionnalités pour la détection des fissures. En outre, la décision de savoir si un défaut existe ou non nécessite un système de classification. L'utilisation de méthodes de seuillage ou de systèmes de classification intelligents, tels qu'ANN, machine à vecteurs de support anglais *Support Vector Machines* (SVM) est courante.[9]

III.3.Application de transformation WPT

III.3.1Analyse d'activation neutronique NAA

Analyse de l'activation des neutrons ou *Neutron Activation Analysis* NAA est l'un des plus puissants non-techniques destructives disponibles aujourd'hui pour sonder l'analyse élémentaire de matière. Cette technique dépend de l'analyse des spectres gamma GS des échantillons irradiés. Seules quelques publications ont été liées à la application de WT dans GS. Méthodes WT pour lisser le spectre en supprimant le haut composantes de fréquence dans la transformée et aidant ainsi à trouver pics ont été discutés par Thakur. Le spectre gamma peut être décrit dans la représentation énergétique habituelle («domaine énergétique») par échantillonne directement les valeurs de la quantité h (compte) en fonction de énergie E , par exemple $h(E)$ en unités d'énergie (ou numéro de canal équivalent). Les mêmes données peuvent également être représentées en fonction de la fréquence F , c'est-à-dire $h(F)$. Les représentations du «domaine énergétique» et du «domaine fréquentiel» sont liés par FT. Press et al. utilisé pour analyser des données spectrales pour obtenir des informations des rayons γ particuliers au continuum dans le spectre d'énergie. Parce quelle continuum est caractérisé par une large diffusion d'énergies même à travers l'énergie d'origine des rayons γ était bien définie, la transformation en l'espace fréquentiel concentre cette contribution du continuum qui s'étend sur de nombreux canaux et difficile à différencier du bruit dans le spectre énergétique.[10]

III.3.2. Analyse d'injection de flux FIA

Boss et Hoogendam ont proposé d'utiliser WT pour minimiser effet du bruit et de la dérive de la ligne de base dans l'analyse par injection d'écoulement. Habituellement, pic le chevauchement en FIA n'est pas un problème car il peut être facilement évitée ajustant la fréquence d'échantillonnage. Cependant, comme le système d'analyse d'injection de flux ou *Flux Injection Analysis* FIA est utilisé près des limites de détection, il est difficile de localiser les pics et de trouver le bon méthode de correction de base. C'est parce que les signaux faibles sont intégrés dans le bruit stochastique, qui est un problème général en FIA. Dans l'étude de Bos et Hoogendam, la fonction d'ondelette de Molèterait utilisé pour transformer le signal FIA en un temps bidimensionnel forme de fréquence avec les informations de temps et de fréquence du signal être retenu. Après le traitement WT, l'intensité maximale a été filtrée du bruit de manière optimale. La position maximale du pic peut être recherchée partir du coefficient dans le domaine des ondelettes d'un pic bien défini comme obtenu pour un échantillon de concentration relativement élevée. La position de ce maximum sur l'axe horizontal de la transformée véhicule la information de position du pic tandis que sa position sur le vertical axis donne la caractéristique de filtrage du bruit qui peut être obtenue. [9]

III.3.3. Spectroscopie infrarouge IR

Le premier qui a employé Le WT en spectroscopie IR a été publié par Stark et al. Avec l'aide de WT, ils pourraient à peu près séparer les informations minéralogiques dans le spectre d'absorbance FT-IR du bruit et des autres signaux tels que comme absorbance de l'eau adsorbée et des matières organiques. Ces travailleurs aussi développé une méthode empirique de minimax estimateurs affines pour estimer la fraction massique d'un minéral donné dans un mélange utilisant l'ondelette coefficients. [11]

III.4. Analyse des PEM en utilisant WPT

Cette méthode d'analyse besoin de lien entre les deux logiciels MATLAB et LT-Spice, ce lien permet de modifier les variables de modélisation, et conversion des résultats vers logiciel de calcul MALAB pour l'analyse WPT.

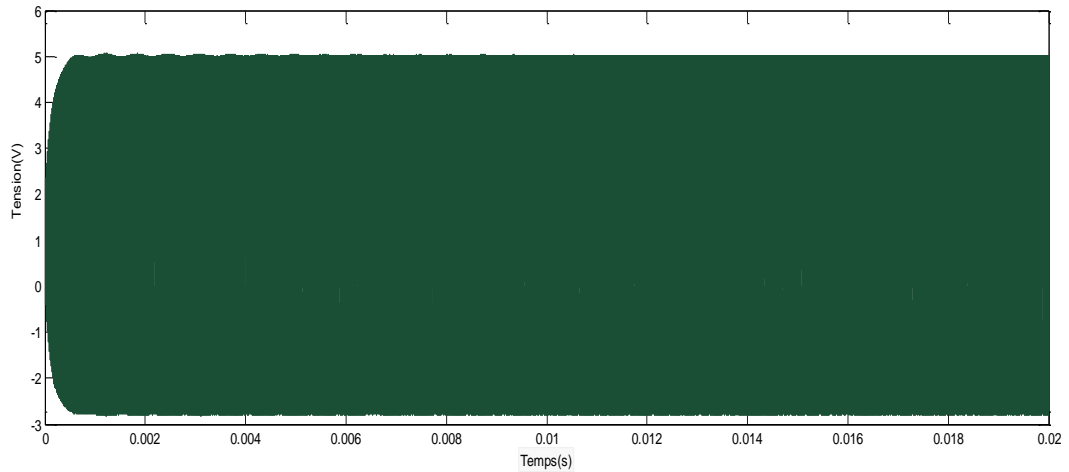


Fig.III.2. Tension temporelle au le borne RSIL entre neutre et la terre V_{NG} sous MATLAB.

La Figure II.2 présente la mesure de la tension aux bornes RSIL entre la neutreet la terre V_{NG} en fonction de temps on remarque que la valeur de tension égale a5V Et compensée par une valeur minimale estimée à -2.8V,Ces deux valeurs continuent de fluctuer doucement et en parallèle dans le temps.

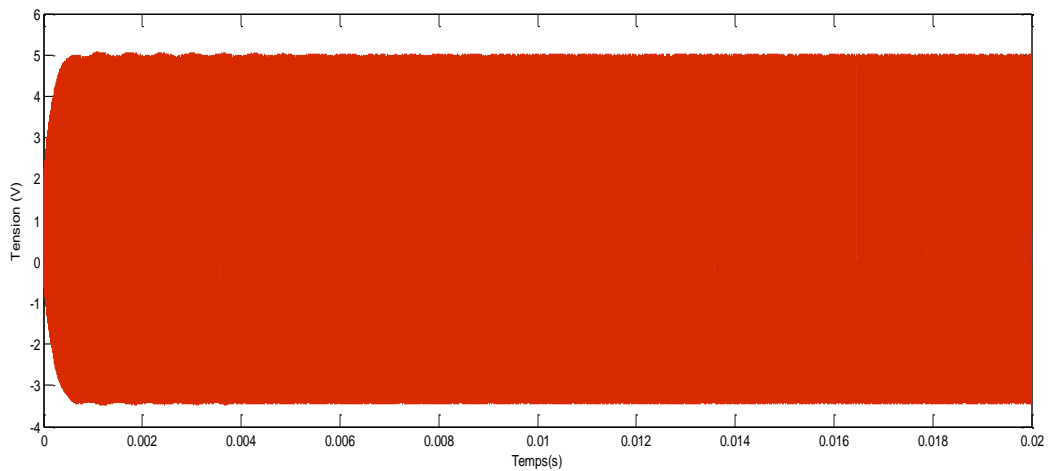
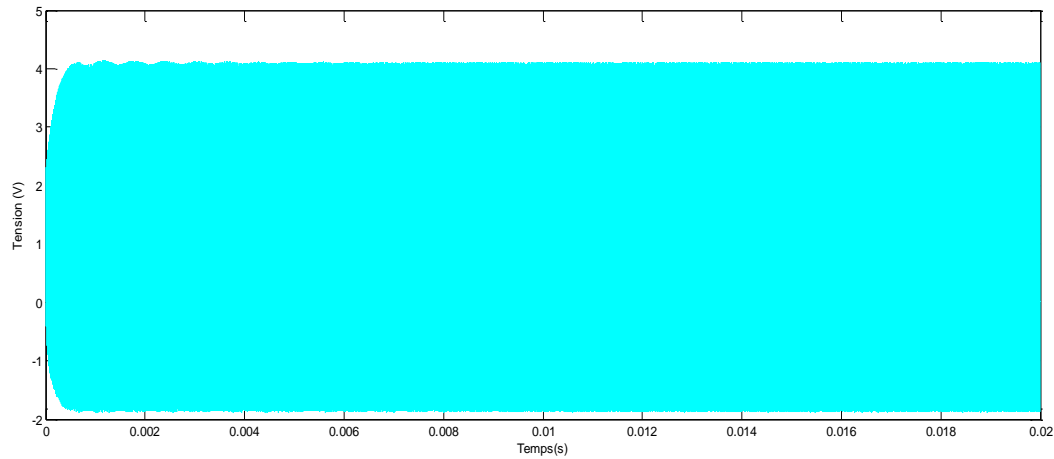
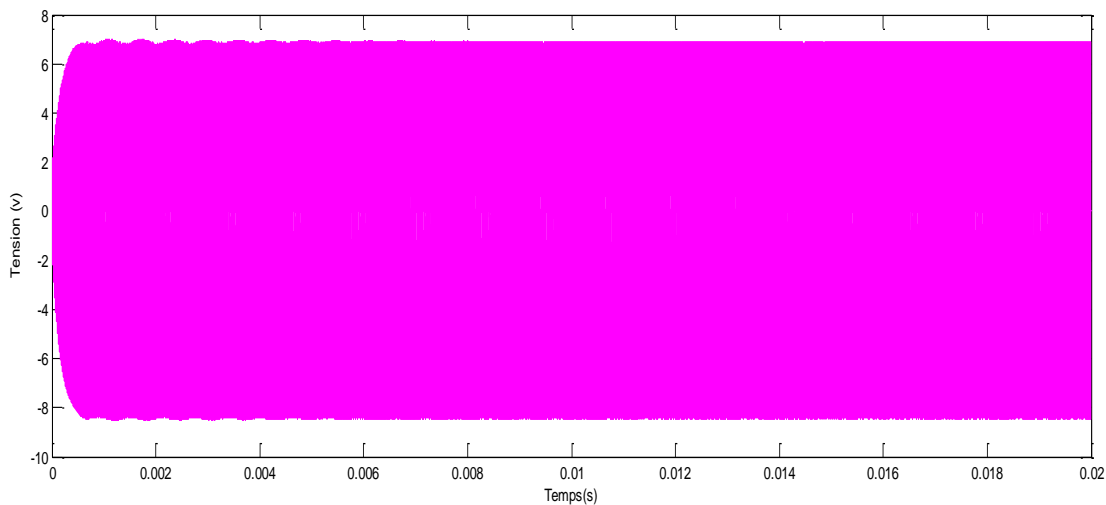


Fig.III.3. Tension temporelle au le borne RSIL entre phase V_{PG} et la terre sous MATLAB.

La courbe montre l'évolution de la tension entre la phase V_{PG} et la prise de terre, il existe deux valeurs différentes, où l'on observe une valeur supérieure 5V et une valeur inférieure -3.6V,Ces deux valeurs continuent de fluctuer (croissantes et décroissantes) et parallèles le long de la courbe.

Fig.III.4.Tension temporele au le borne RSIL en mode communsous MATLAB.

La figure III.4 présente la mesure de tension temporelle aux bornes RSIL en mode commun. On remarque, au début de la courbe, il y a deux valeurs réfléchies, l'une positive, qui est estimée à 4V, et l'autre négative, qui est estimée à -2.7 V. Ensuite, il y a de légères fluctuations pour deux valeurs et en parallèle le long de la courbe. Quant à la prochaine courbe figure ... cela représente la tension temporelle aux bornes RSIL en mode différentiel, morphologiquement similaire à la courbe qui la précède.

**Fig.III.5.**la tension temporelle aux le borne RSIL en mode différentielle sous MATLAB.

III.5.Résultats d'analyse des PEM en mode commun en utilisant WPT

Pour l'analyse des PEM en utilisant WPT, nous avons utilisé la commande `wpfun` dans MATLAB pour la représentation de transformée de paquet en ondelette des mesures ($W_0, W_1, W_2, W_3, W_4, W_5, W_6, W_7$).

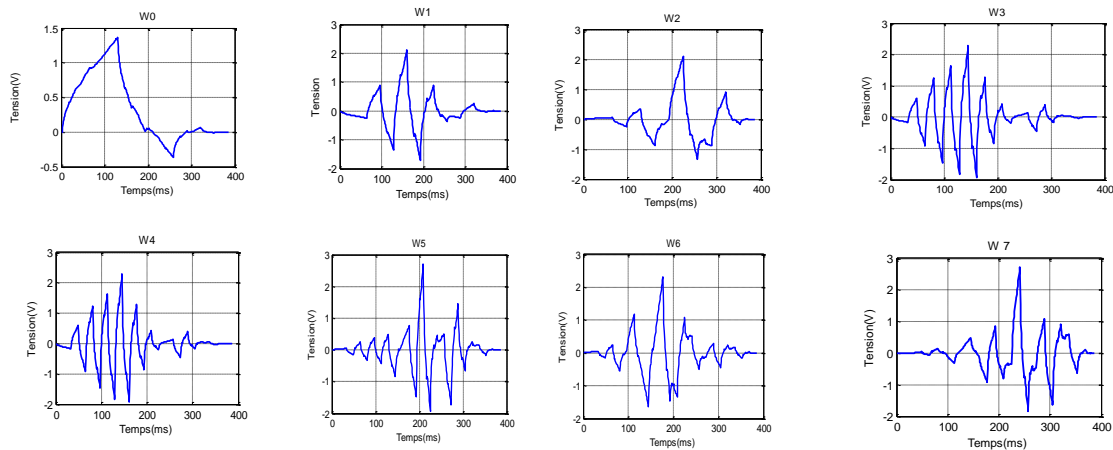


Fig III.6.Résultats d’analyse des PEM en mode commun en utilisant WPT.

Les huit courbes($W_0, W_1, W_2, W_3, W_4, W_5, W_6, W_7$) représentent une comparaison de l’évolution de la tension comme la montre la figure III.6 , ou l’on remarque dans le premier cas W_0 , qui la valeur de la tension électrique apparaît sous la forme d’une onde, qui est estimée à la 1.3V, puis diminue progressivement jusqu’à ce que la valeur atteigne -0.5V, Puis, après cette valeur, il augmente légèrement pour se stabiliser à la valeur zéro .Quant à b, pour les autres formes restantes, il est complètement différent du premier cas en termes de nombre d’ondes et de valeur du potentiel électrique.

III.6.Résultats d’analyse des PEM en mode différentielle en utilisant WPT

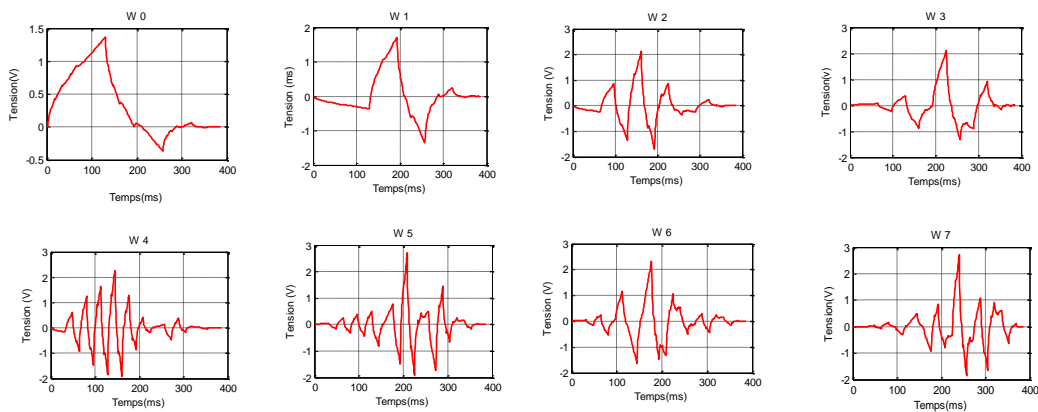


Fig .III.7.Résultats d’analyse des PEM en mode différentielle en utilisant WPT

Les courbes représentent les évolutions de la tension comme indiqué sur la figure.7Comparaison Transformée en ondelettes en mode différentielle , ou nous remarquons des changements de tension électrique en termes de temps , et ces changements se présentent sous la

forme d'onde, ce dernier se développe à travers de états ($W_0, W_1, W_2, W_3, W_4, W_5, W_6, W_7$) et chaque onde a plus de fluctuation et la valeur du potentiel électrique dans le cas suivants.

III.7. Comparaison entre DFT et WPT.

Ce chapitre est bâti autour d'une étude comparative entre l'analyse FFT et WPT. La première étape du post-traitement a été l'application de la DFT aux signaux, puis dans un second temps le traitement de transformation en ondelettes et l'étude de l'évolution temporelle des spectres de fréquence dans les convertisseurs DC-DC.

III.7.1 Performances du DFT

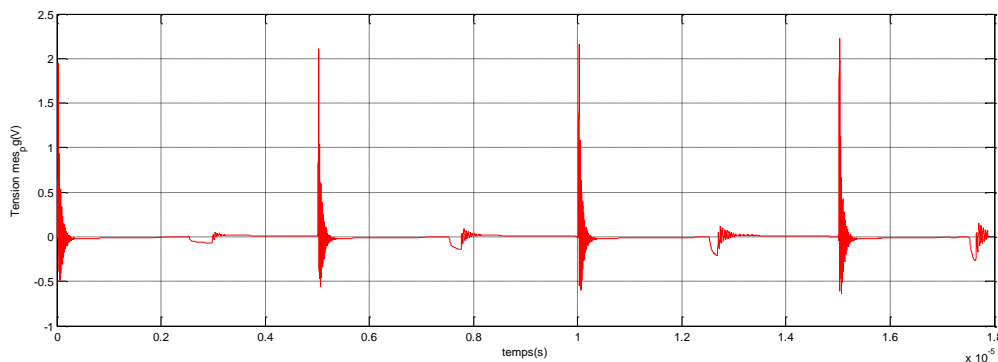


Fig III.8 .Forme d'onde typique dans le domaine temporel d'un convertisseur DC-DC à la sortie d'un RSIL entre phase et terre.

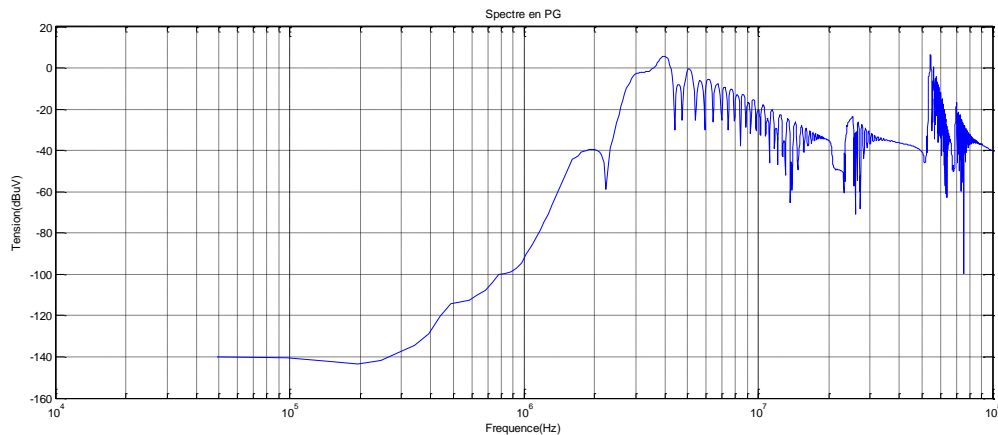


Fig III.9. Spectres DFT des PEM pour un convertisseur DC-DC entre phase et terre.

La tension V_{PG} et, montrent une enveloppe très similaire du spectre [Figure III.9]. Étant donné que les formes d'onde sont trapézoïdales avec des pentes différentes et transitoires sinusoïdaux, ils ont chacun une enveloppe linéaire initiale aux 4 MHz tombant à -20 dB/déc. Après 52 MHz, l'amplitude des harmoniques devient beaucoup plus faible à -40 dB/déc.

III.7.2 Performances du WPT

III.7.2.1 Utiliser Wavelet Toolbox™ pour l'analyse PEM

Wavelet Toolbox™ fournit des fonctions et des applications pour analyser et synthétiser des signaux et des images. La boîte à outils comprend des algorithmes pour l'analyse continue des ondelettes, la cohérence des ondelettes, la synchronisation et l'analyse temps-fréquence adaptative aux données. La boîte à outils comprend également des applications et des fonctions pour l'analyse par ondelettes discrètes décimées et non décimées de signaux et d'images, y compris les paquets d'ondelettes et les transformations à double arbre.[12]

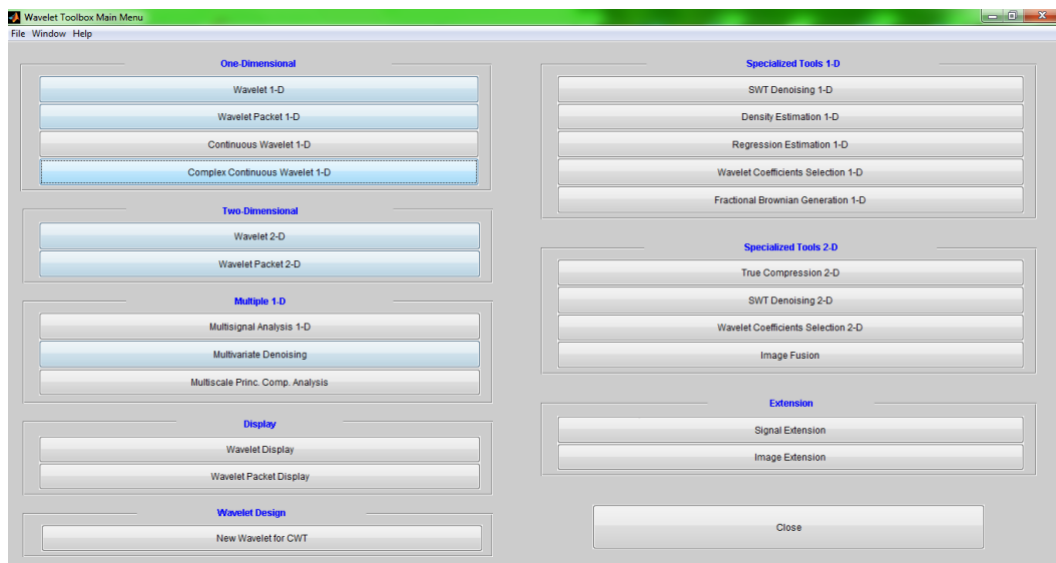


Fig III.10 .Menu principal de Wavelet Toolbox™ dans Matlab.

III.7.2.2 Allures de WPT pour l'analyse PEM

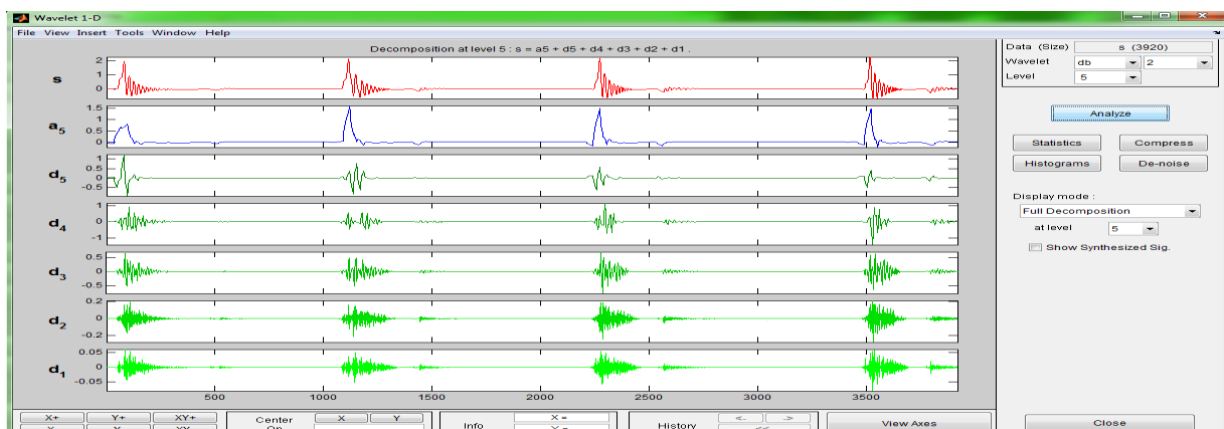


Fig III.11 Allures en fonction du temps des ondelettes extraites avec WPT avec db2, L = 5.

La Figure III.11 montre l'ondelette mère *db02* et les ondelettes dilatées et translatées associées avec différents facteurs d'échelle et valeurs de décalage

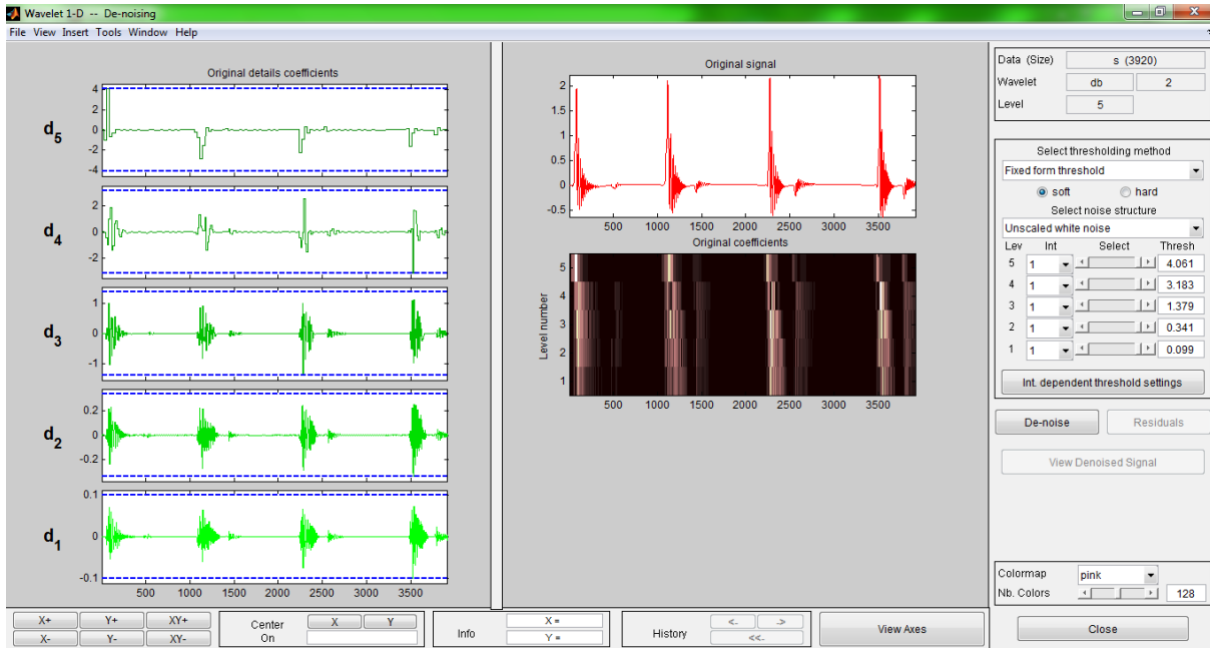


Fig III.12 :Coefficient d'ondelettes (WPT) pour chaqueniveaux (levels)

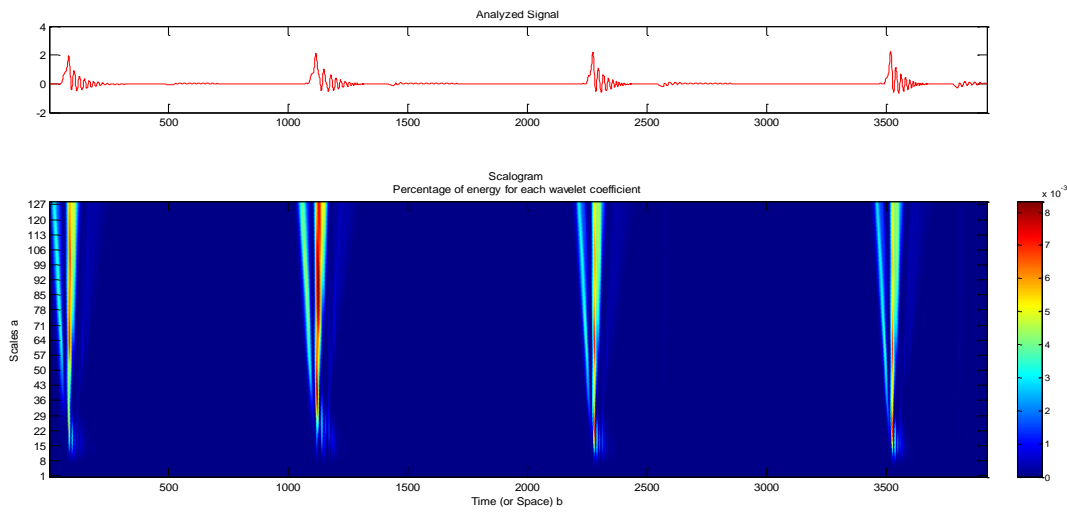


Fig III.13 Pourcentage d'énergie pour chaque coefficient d'ondelettes (WPT)

III.8.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une étude générale sur la transformation en ondelettes et de la transformation en paquets d'ondelettes et Transformation en ondelettes de disque rte. Ensuite, nous avons discuté de l'application et de l'analyse la transformation WPT . C'est une Analyse d'activation neutronique, Analyse d'injection de flux et Spectroscopie infrarouge. Au final, nous avons simulé PEM utilisant programme MATLAB et analyse Résultat transformation en ondelettes

en mode commun, Résultat transformation en ondelettes en mode différentielle.

Tel qu'il est conçu, l'outil d'analyse d'ondelettes autorise une bonne flexibilité de mesure en termes d'adaptation à la caractérisation de perturbations électromagnétiques très diverses.

La comparaison montre une précision générale de l'amplitude estimation dans la variabilité des données elles-mêmes, avec de très bonnes performances de WPT en suivi sur des composants stationnaires dans la gamme des basses fréquences à quelques kHz.

Conclusion générale

Les travaux menés lors de cette thèse se proposent de contribuer à faciliter l'analyse et la caractérisation d'un environnement électromagnétique riche et complexe tel que l'environnement ferroviaire ou d'autres environnements industriels. De tels environnements sont caractérisés par la présence d'un nombre important de sources de perturbations électromagnétiques, issues par exemple le convertisseur DC-DC.

Les résultats de l'outil d'analyse des perturbations électromagnétiques ont été comparés avec des mesures menées à l'aide logiciel LT Spice. Ces mesures ont été réalisées dans le domaine des fréquences, en observant le spectre du signal analysé, mais aussi en mode zéro span afin de visualiser l'évolution en fonction du temps d'une des composantes spectrales de ce signal. La similarité des résultats a permis de valider les résultats obtenus avec l'outil proposé.

La première méthode est la transformée de Fourier, qui consiste à réaliser la FFT sur une fenêtre glissante le long du signal. Cette méthode présente l'avantage d'être simple à implémenter. Elle présente toutefois quelques limites, notamment une résolution rigide non adaptable aux fréquences analysées, et le non possibilité de choisir la bande de fréquence qu'on souhaite analyser.

La seconde méthode est la transformation en ondelettes qui possède l'avantage de fournir des résolutions variables en fonction de la fréquence analysée. Toutefois, les deux résolutions, en temps et en fréquence, dépendent l'une de l'autre et sont indissociables. De plus, la version discrète de cette transformée dégrade significativement la résolution fréquentielle dans la partie haute fréquence de l'analyse.

BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] BOUKHARI Mahamat Isaa , " Etude de perturbations électromagnétiques rayonnées par des composant magnétiques planaires intégrés : Inductance " , Thèse de doctorat , Université de Lyon , 2019. français .
- [2] MELIT Mohamed , " Etude des perturbations dans les convertisseurs de l'électronique de puissance " , thèse de doctorat Université de Jijel , 2008 .
- [3] MOREAU Maxime, " Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau " , thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille , 2009.
- [4]BIDI Manel , " Compatibilité électromagnétique et réseaux d'énergie, perturbations, effets et solutions " , thèse de doctorat, Université des frères Mentouri de Constantine, 2017.
- [5] CLEMENT Marlier, "Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour des applications aéronautiques", thèse de doctorat, Université de Lille 1,2013.
- [6] CHERIF Lahcene , " Modélisation CEM d'un ensemble Variateur de vitesse – machine asynchrone " Mémoire en vue de l'obtention du diplôme de magister , Université des sciences et de technologie d' Oran , 2012.
- [7] BERTRAND Delgutte, "The discrete Fourier Transform" biomedical signal and image processing spring ,2005.
- [8] MOKRANI Ibtissam «" Transformation de Fourier Discrète et applications " ,thèse magister, université Batna,2014.
- [9] J. APPL Computat Math "A Review on Applications of the Wavelet Transform Technique in Spectral analysis" ISSN: 2168-9679 JACM, an open access j , 2015
- [10] MARIA J. Gómez , Cristina Castejón and Juan C. García-Prada "Review of Recent Advances in the Application of the Wavelet Transform to Diagnose Cracked Rotors" Av. de la Universidad, 30, Leganés, Madrid 28911, Spain2016
- [11] TOMAS Yebra Vega , Vicente Fuster Roig , Hector Beltran San Segundo" Evolution of Signal Processing Techniques in Power Quality" University Jaume Castello de la Plana, Spain. Barcelona ,09.11.2007 .
- [12] Y.Ariba et J. Cadieux " manual MATLAB ",Départements GEI & Mécanique,Icam de Toulouse.

Titre du mémoire : TRANSFORMATIONS DU SIGNAL POUR L'ANALYSE DES
PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES CONDUITES CAUSEES
PAR LE CONVERTISSEUR DC-DC.

Master : Electromécanique

Auteur : BENAMOR Nouredine ,GRIRA Ammar Ben tdjani , BACI Ahmed ,BEGGAT Fateh .

Mots clés : perturbations électromagnétiques, transformée de Fourier, transformée en ondelettes

Résumé :

Dans ce travail, nous étudions et analysons les perturbations électromagnétiques (PEM) générées par un convertisseur DC-DC à l'aide des logiciels LT Spice et Matlab.

Nous avons utilisé des transformations de signal telles que la transformée de Fourier (FT) et la transformée en ondelettes (WT) pour étudier les spectres de fréquence, où l'analyse à l'aide d'ondelettes offre un meilleur moyen de comprendre la génération et la propagation du bruit et la transformée de Fourier prend beaucoup de temps.

Les résultats de la simulation montrent que l'approche basée sur la transformation en ondelettes est meilleure que la méthode actuelle basée sur les détails fins et prend moins de temps de réponse, est plus adaptée au champ de compatibilité électromagnétique (CEM) et donne une grande précision.

Enfin, nous pouvons dire que la transformation en ondelettes est une méthode fiable et meilleure. De la technique de transformée de Fourier pour l'analyse des perturbations électromagnétiques.

Report title: SIGNAL TRANSFORMATIONS FOR THE ANALYSIS OF CONDUCTED
ELECTROMAGNETIC DISTURBANCES CAUSED BY THE DC-DC
CONVERTER.

Keywords: electromagnetic interference (EMI), wavelet transform (WT), Fourier transform (FT).

Abstract:

In this work, we study and analyze the electromagnetic interference (EMI) generated from a DC-DC converter by means of LT Spice and Matlab software.

We have used signal transformations such as Fourier transform (FT) and wavelet transform (WT) to study the frequency spectra, where analysis using wavelet provides a better way to understand the generation and propagation of noise and the Fourier transform takes a lot of time.

The simulation results show that the wavelet transformation based approach is better than the current method based on fine detail and takes less response time, is more suitable for the electromagnetic compatibility (EMC) field and gives high accuracy.

Finally, we can say that wavelet transformation is a reliable and better method. From the Fourier transform technique for the analysis of electromagnetic interference.

عنوان المذكرة: تحويلات الإشارة لتحليل الاضطرابات الكهرومغناطيسية الناتجة عن محول DC-DC.
الكلمات المفتاحية: الاضطرابات الكهرومغناطيسية، تحويل فورييه، تحويل الموجات
الملخص:

في هذا العمل ، قمنا بدراسة وتحليل الاضطرابات الكهرومغناطيسية (EMI) المولدة من محول DC-DC عن طريق برنامج LT Spice و Matlab.

لقد استخدمنا تحويلات الإشارة كتحويل فورييه (FT) وتحويل الموجات (WT) لدراسة اطياف التردد حيث يوفر التحليل باستخدام الموجات وسيلة أفضل في فهم توليد وانتشار الضوضاء اما تحويل فورييه يستغرق وقت كبير.

تظهر نتائج التحاكي أن النهج القائم على التحويل الموجي أفضل من الطريقة الحالية القائمة على التفاصيل الدقيقة ويستغرق وقت استجابة أقل ، وهو أكثر ملاءمة لمجال التوافق الكهرومغناطيسي (EMC) ويعطي دقة عالية. أخيرًا ، يمكننا القول أن التحويل الموجي هو طريقة موثوقة وأفضل من تقنية تحويل فورييه لتحليل الاضطرابات الكهرومغناطيسية.