

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur 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

Modélisation des perturbations électromagnétiques
conduites dans un système éolien à base de MADA.

Devant le jury composé de :

Présenté par :

Président
Examineur
Encadreur BEGGAT Feteh

- BENNADJI Ala
- HAMAMMI Mouhamed
- Dou Saad

2018-2019

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 également l'école priver d'IBN KHALDOUNE qui nous a ouvert ses portes pour préparer 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 2018-2019

Dédicaces

À mes très chers parents. Que Dieu les protège.

À mes chers frères et sœurs.

À mes petites et grande famille.

Et à tous mes amis.

Table des matières

Table des matières

Remerciements	I
Résumé	II
Abstract	III
Table des matières	IV
Table des figures	V
Introduction générale	1
Chapitre I: Généralités sur les systèmes éoliennes à base de MADA	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Etat de l'art sur l'énergie éolienne.....	3
I.2.1. Définition de l'énergie éolienne.....	3
I.2.2. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne.....	4
I.2.2.a. Avantages.....	4
I.2.2.b. Inconvénients.....	4
I.2.3 Constitution d'une éolienne.....	5
I.2.4. Différentes types d'aérogénérateurs.....	5
I.2.4.1. Aérogénérateurs à axe vertical.....	5
I.2.4.2. Aérogénérateurs à axe horizontale.....	6
I.3. Aperçu sur les systèmes de conversion électromécanique.....	6
I.3.1 Eolienne à vitesse constante.....	7
I.3.2 Eolienne à vitesse variable.....	8
I.3.2.1 Avantage du fonctionnement à vitesse variable.....	9
I.3.2.2. Différentes phases de fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable...	9
I.3.3. Eolienne à vitesse variable à base de la Machine Asynchrone à Double Alimentation.....	10
I.3.3.1. Description du Fonctionnement de la MADA.....	10
I.3.3.1. a. Structure de la Machine.....	10
I.3.3.1. b. Modes de Fonctionnement de la MADA.....	11
I.3.3.1. c. Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone.....	11
I.3.3.1. d. Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone.....	12
I.3.3.1. e. Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone.....	12
I.3.3.1. f. Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone.....	13
I.3.3.2. Avantages et inconvénients de la MADA.....	14
I.3.3.2. a. Avantages de la MADA.....	14
I.3.3.2. b. Inconvénients de la MADA.....	14
I.4. Conclusion.....	14
Chapitre II: Etude des PEM générant par les systèmes éoliens à base de MADA	
II.1 Introduction.....	15
II.2. La compatibilité électromagnétique.....	15
II.3. Classification selon le mode propagation.....	15
II.3.1. Perturbations conduits basses fréquences.....	15

II.3.2. Perturbations conduites hautes fréquences.....	16
II.3.3. Perturbations en mode rayonné.....	16
II.4. Sources, chemins et victimes.....	17
II.5. L'identification des chemins de propagations et des sources de perturbations.....	20
II.5.1. La méthode quadripolaire.....	20
II.6. Normes CEM.....	20
II.7. La problématique CEM en électronique de puissance.....	23
II.7.1. Origine des perturbations électromagnétiques.....	23
II.7.2. Rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées.....	25
II.8. Outils pour l'analyse CEM en électronique de puissance.....	27
II.9. Simulation temporelle pour l'analyse des phénomènes de propagation des perturbations conduites.....	29
II.10. Conclusion.....	30

Chapitre III: Modélisation CEM des systèmes éoliens à base de MADA

III.1 Introduction.....	31
III.2. La simulation fréquentielle et les techniques de modélisation associées	31
III.2.1 Modélisation type boîte noire.....	31
III.2.2 L'identification des chemins de propagations et des sources de perturbations	34
III.2.2.1 La méthode quadri polair.....	34
III.2.2.2 Les chemins de propagation.....	36
III.3 Protocole de mesure pour faire de la modélisation.....	37
III.4 Modélisation prédictive des chemins d'écoulement.....	38
III.5 La source de perturbation.....	38
III.5.1 Modélisation trapézoïdale de la source de perturbation.....	39
III.5.2 Modélisation Multiple Slope.....	41
III.5.3 Modélisation de la source de bruit par fonction de transfert.....	41
III.6. Simulation temporelle.....	43
III.7 Les modèles des interrupteurs de puissance.....	43
III.7.1 Modèles physiques.....	43
III.7.2 Modélisation comportementale d'un interrupteur de puissance.....	46
III.8. Conclusion.....	46

Chapitre IV: Simulation par LT SPICE de système éolien à base de MADA

IV.1 Introduction.....	47
IV.2. Présentation du dispositif d'un system éolienne.....	47
IV.3.Simulations des source de perturbation.....	48
IV.3.1 Simulation de sources de perturbations dans un onduleur de tension triphasé.	48
IV.3.1 a. Le spectre de perturbation d'onduleur en mode commun.....	51
IV.3.1.b. Le spectre de perturbation en mode différentiel.....	52
IV.3.2. Simulation de sources de perturbations dans un redresseur de tension triphasé	53
IV.3.2 a. Le spectre de perturbation de redresseur en mode commun.....	55
IV.3.2 b. Le spectre de perturbation de redresseur en mode différentielle.....	56
IV.4 Mesure des impédances.....	57
IV.4 .1. Mesure des impédances de MADA.....	57

IV.4.2. Mesure des impédances de RSIL.....	58
IV.4. 3. Mesure des impédance des câble a trois conducteur	58
IV.5. simulation de sources de perturbations dans un système éolienne.....	59
IV.5.1. Mesure de perturbation de phase un du système éolienne a base MADA.....	61
IV.5.2. Le spectre de perturbation de système en mode commun.....	62
IV.5.3. Le spectre de perturbation de système en mode différentiel.....	63
IV.6. Conclusion.....	64
Conclusion générale.....	65
Annexe.....	66
Bibliographie.....	69

Table des figures

Table des figures

Figure I.1.	Conversion de l'énergie cinétique du vent.....	4
Figure I.2.	Eléments constituent une éolienne.....	5
Figure I.3.	Aérogénérateur à axe verticale, [3].....	6
Figure I.4.	Aérogénérateur à axe horizontal [4].....	6
Figure I.5.	Evolution de la configuration électrique.....	7
Figure I.6.	Eolienne à vitesse fixe basé sur la machine asynchrone à cage.....	8
Figure I.7.	Courbe typique de la puissance produite d'un aérogénérateur à vitesse variable.....	10
Figure I.8.	Structure du stator et des contacts rétorques de la MADA.....	11
Figure I.9.	Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	12
Figure I.10	Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	12
Figure I.11.	Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	13
Figure I.12.	Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....	13
Figure II.1.	Définition des courants de mode commun et différentiel.....	16
Figure II.2.	Schéma simple d'un problème de CEM.....	17
Figure II.3.	Le convertisseur de puissance comme source de PEM.....	18
Figure II.4.	Signal trapézoïdal et son spectre.....	18
Figure II.5.	Différent types de couplages.....	19
Figure II.6.	Exemple de structure de RSIL.....	21
Figure II.7.	Dispositif expérimental typique pour la mesure des PEM conduites, d'après la norme DO-160 ^E	22
Figure II.8.	Niveaux maximum d'émissions conduites spécifiés par la norme DO-160 ^E	23
Figure II.9.	Forme d'onde trapézoï le dissymétrique.....	24
Figure II.10	Contenu spectral des formes d'ondes en électronique de puissance.....	24
Figure II.11.	RSIL monophasé.....	26
Figure II.12.	Principe de mesure des perturbations conduites avec le RSIL.....	27
Figure II.13.	Schéma de simulation du hacheur série alimenté par une source de tension continue à travers un RSIL.....	29
Figure II.14.	Eléments parasites de la diode et du transistor MOSFET.....	29
Figure III.1.	Modélisation type boîte noire d'un convertisseur Boost.....	32
Figure III.2.	Réseau de matrices 2 ports utilisé dans la méthode quadripolaire.....	35
Figure III.3.	Méthode d'extraction des différents termes du quadripôle.....	35
Figure III.4.	Modélisation d'un moteur en utilisant un modèle comportemental.....	37
Figure III.5.	Représentation d'une cellule de commutation.....	39
Figure III.6.	Signal temporel et représentation fréquentielle.....	40
Figure III.7.	Modélisation des fronts de commutation par un ensemble de fonctions linéaires par parties.....	41
Figure III.8.	Fonction de Transfer.....	42

Figure III.9.	Convertisseur Buck utilisé.....	43
Figure III.10	Représentation symbolique de la diode et la caractéristique d'une diode.....	44
Figure III.11.	Sens de circulation du courant suivant la polarisation.....	45
Figure VI.1	Association convertisseur – Câble – MADA	47
Figure VI.2	modélisation CEM d'onduleur MLI triphasé.....	49
Figure VI.3	Spectres de La tension temporelle aux bornes RSIL entre la phase et la terre VPG.....	49
Figure VI.4	Spectres de La tension fréquentielle aux bornes RSIL entre la phase et la terre VPG.....	50
Figure VI.5	Spectres de La tension fréquentielle aux bornes RSIL entre la neutre et la terre VNG...	50
Figure VI.6	Spectres de la tension fréquentielle d'onduleur en mode commun en Db.....	51
Figure VI.7	Spectres de la tension en mode différentiel en dB.....	52
Figure VI.8	modélisation CEM de redresseur triphasé.....	53
Figure VI.9	Spectres de La tension temporelle de redresseur aux bornes RSIL entre la phase et la terre VPG.....	53
Figure VI.10	Spectres de La tension fréquentielle aux bornes RSIL entre la neutre et la terre VNG de redresseur.....	54
Figure VI.11	Spectres de La tension fréquentielle aux bornes RSIL entre la phase et la terre VPG de redresseur.....	55
Figure VI.12	Spectres de la tension fréquentielle de redresseur en mode commun en V.....	55
Figure VI.13	Spectres de la tension fréquentielle de redresseur en mode différentielle en V.....	56
Figure VI.14	Impédance de stator de MADA.....	57
Figure VI.15.	Impédance de RSIL.....	58
Figure VI.16	Impédance de perturbation de câble entre phase 3 et la terre.....	59
Figure VI.17	Modalisation a haut fréquence de système éolienne a base MADA.....	60
Figure VI.18	Spectres de La tension fréquentielle du système entre la phase 1 et la terre V1G.....	61
Figure VI.19	Spectres de La tension fréquentielle du système entre la phase 2 et la terre V2G.....	61
Figure VI.20	Spectres de La tension fréquentielle du système entre la phase 3 et la terre V3G.....	62
Figure VI.21	Spectres de la tension fréquentielle de système éolienne en mode commun en dB V.....	63
Figure VI.22	Spectres de la tension fréquentielle de système éolienne en mode différentiel en dB V...	64

Liste des nomenclatures

LISTE DES NOMENCLATURES

CEM	Compatibilité Electromagnétique	
MC	Mode Commun	
MD	Mode Différentiel	
CEI	Commission Electrotechnique Internationale	
CEN	Comité Européen de Normalisation	
CENELEC	Comité Européen de Normalisation Electrique	
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques	
RSIL	Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne	
EST	Equipement Sous Test	
FFT	Fast Fourier Transform	
HF	Haute Fréquence	
DC	Direct Current	
AC	Alternating Current	
VNA	Vector Network Analyzer	
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor	
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	
GTO	Gate Turn-Off Thyristor	
MAS	machine asynchrone	
VDC	Tention Direct Current	
I_{MD}	Current Mode Différentiel	
I_{MC}	Current Mode COMMUN	
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques	
MIL	norme militaire américaine	
SPIC	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis	
CDS	capacités parasites du transistor entre son drain et sa source	
CDG	capacités parasites du transistor entre son drain et et sa grille	
CSG	capacités parasites du transistor entre son source et et sa grille	
T_r	Temps monte	S
T_f	Temps décanter	S
T_{de}	Temps découpage	S
I_{MC}	Courant de mode commun	(A)
I_{MD}	Courant de mode différentiel	(A)
$f_{réseau}$	fréquence du réseau	(Hz)
$f_{perturbation}$	fréquence de la perturbation	(Hz)
I_P	Courant de phase	(A)
I_N	Courant de neutre	(A)
V_{PG}	Tension entre la phase et la terre	(V)
V_{NG}	Tension entre la neutre et la terre	(V)
V_{MC}	Tension de mode commun	(V)

V_{MD}	Tension de mode différentiel	(V)
I_{RSIL}	Courant de RSIL	(A)
f	Fréquence	(Hz)
f_c	Fréquence de coupure	(Hz)
Z_{ch}	Couplage parasite en mode differancille	Ω
Z_{cp}	Couplage parasite en mode comme	Ω
C_{iss}	Capacité d'entrée de transistor	F

Introduction générale

Introduction générale

Les éoliennes sont des dispositifs mécaniques qui convertissent de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique à travers la rotation des pales dans une turbine et sont essentiellement divisés en deux catégories: les turbines à vitesse fixe, turbines à vitesse variable, qui regroupent un contrôle plus complexe et l'utilisation de convertisseurs de puissance.

Parmi les générateurs fonctionnant à vitesse variable, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) est le plus utilisé dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne, laquelle est raccordée au réseau électrique directement par le stator mais également au travers de convertisseurs statiques triphasés à IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) par le rotor.

Dans les systèmes éolien à base de MADA, l'utilisation de la haute fréquence la commutation des IGBT induit rapidement variations de tension et de courant (dv / dt et di / dt), qui provoquent le flux de courants vagabonds entre le variateur et le MADA. Celles-ci les perturbations électromagnétiques (PEM) conduites utilisent les connexions filaires pour se déplacer et propager.

Une vision globale, est indispensable pour assurer le fonctionnement d'un système éolien dans son environnement .De ce point de vue, le respect de la compatibilité électromagnétique (CEM) consiste à limiter les émissions électromagnétiques non désirées provenant du système et à augmenter l'immunité vis-à-vis des perturbations provenant d'autres équipements. Ces perturbations peuvent être transmises par conduction ou rayonnement, elles peuvent endommager le fonctionnement du dispositif ou provoquer son dysfonctionnement.

Ces travaux de recherche ont pour objectifs à terme d'étudier les phénomènes de propagation des perturbations électromagnétiques conduites générées par les systèmes éolien à base de MADA pour la prédiction des PEM et enfin amélioration la performance CEM.

Les travaux de recherche développés durant cette étude ont conduit à décomposer le manuscrit en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré aux notions générales sur l'énergie éolienne sous une forme assez descriptive. Nous exposerons quelques statistiques sur le développement de l'énergie éolienne au cours des dernières années. Ensuite, à travers une revue de la littérature disponible nous dresserons un état de l'art des différentes technologies éoliennes ainsi que les

différents composants constituant l'aérogénérateur seront brièvement présentés. Les différentes machines électriques utilisées pour la conversion éolienne en détaillant leurs configurations seront étudiées afin de montrer les avantages inégalés de la machine asynchrone à double alimentation surtout en grande puissance et en vitesse variable.

Dans le second chapitre, a été dédiée la présentation de la problématique CEM en électronique de puissance. Nous chercherons tout a d'abord à comprendre l'origine et les chemins de propagation des perturbations électromagnétiques dans une structure d'électronique de puissance. Nous parlerons pour cela de la source de perturbations et des couplages parasites. Nous rappellerons ensuite le rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées.

Dans le troisième chapitre, s'intéressera ensuite à la modélisation CEM d'un système d'entraînement à vitesse variable à base de MADA. Ce système est composé de l'association d'un convertisseur « back-to-back », d'un câble non blindé de trois conducteur conducteurs et d'une MADA. L'objectif visé est la simplification de l'ensemble du modèle du système afin de réaliser des simulations dans le domaine temporel ou fréquentiel sur une période de fonctionnement de convertisseur.

La dernière chapitre porte sur valider le modèle CEM d'un système d'entraînement à vitesse variable à base de MADA avec un solveur temporel ou/et fréquentiel sous LT-Spice.

Enfin, nous clôturons ce travail par une conclusion générale qui portera des perspectives pour la continuité de ce travail dans le futur.

Le rapport doit commencer par une introduction donnant le contexte et les circonstances des travaux décrits (nature et importance du problème par exemple) et faisant ressortir les principaux objectifs de l'étude mais sans fournir de données ou tirer des conclusions. L'introduction n'est pas numérotée.

Chapitre I : Généralités sur les systèmes éoliennes à base de MADA

I .1 Introduction

Une éolienne est une installation qui convertit la puissance de vent en énergie électrique, donc le maximum d'énergie émis ne dépend pas seulement de la machine mais aussi des limites de la vitesse du vent. D'autre part, elles convertissent l'énergie éolienne en énergie mécanique

Une grande partie des éoliennes utilise les machines asynchrones à double alimentation. Cette génératrice qui peut fonctionner à vitesse variable. Elle permet, alors, de mieux contrôler les ressources éoliennes pour les différentes conditions de vent

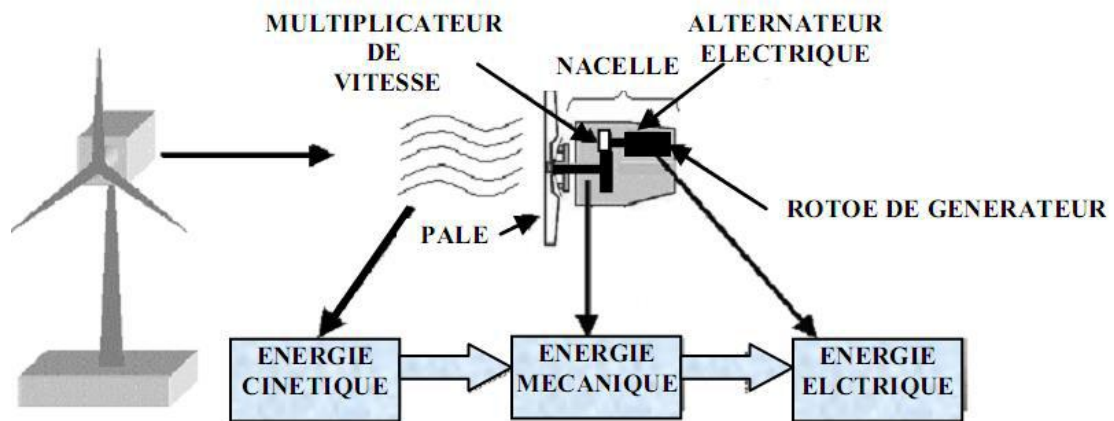
Dans ce présent chapitre, les technologies d'éoliennes ainsi que les différents composants constituant l'aérogénérateur seront brièvement présentés. Ensuite, les différentes associations machines électriques-convertisseurs statiques, utilisées pour la conversion éolienne seront étudiées. Vu les avantages incontestés de la machine asynchrone à double alimentation pour la conversion éolienne, elle sera particulièrement présentée en détail dans ce chapitre.

I.2 Etat de l'art sur l'énergie éolienne

I.2.1. Définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est l'énergie du vent et plus spécifiquement, l'énergie tirée du vent au moyen d'un dispositif aérogénérateur comme une éolienne ou un moulin à vent. Cette énergie est « renouvelable » c'est-à-dire non dégradé. De plus, c'est une énergie verte car elle produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (FigureI.1) .D'un premier regard, le processus paraît simple mais si on se concentre plus, on peut immédiatement découvrir qu'il s'agit d'un domaine très vaste qui représente un champ d'interaction de nombreuse discipline scientifique et du savoir-faire de la météorologie à l'écologie



FigureI.1 .Conversion de l'énergie cinétique du vent.

I.2.2. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

La croissance de l'énergie éolienne est évidemment liée aux avantages de l'utilisation de ce type d'énergie. Cette source d'énergie a également des inconvénients qu'il faut étudier, afin que ceux-ci ne deviennent pas un frein à son développement.

a. Avantages

- L'énergie éolienne est avant tout une énergie qui respecte l'environnement;
- L'exploitation d'énergie éolienne ne produit pas d'émission de CO₂;
- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie de risque comme l'est l'énergie nucléaire et ne produit évidemment pas de déchets radioactifs;
- C'est l'énergie la moins chère entre les énergies renouvelables [1]
- L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu, on peut facilement l'arrêter, contrairement aux autres procédés continus thermiques ou nucléaires ;
- La période de haute productivité se situe en hiver (vent plus forts), ce qui correspond à la période de l'année où la demande en électricité est plus forte.

b. Inconvénients

Même s'ils ne sont pas nombreux, l'éolien a quelques inconvénients qu'il faut citer :

- Le bruit aérodynamique lié à la vitesse de rotation du rotor;
- La perturbation de la réception des ondes hertziennes, ce qui provoque la distorsion des images télévisées [2];

C'est une source coûteuse à rendement faible dans les sites moins ventés [2].

I.2.3 Constitution d'une éolienne

Une éolienne comprend six composants principaux comme représenter la figure (I-2):

- Un rotor servant à convertir de façon aérodynamique l'énergie éolienne en énergie mécanique sur un arbre tournant lentement.
- Une boîte de vitesses servant à accroître la vitesse de l'arbre du rotor pour le générateur.
- Un générateur produisant de l'électricité. Dans certains cas, des générateurs de conception spéciale pouvant fonctionner à la vitesse de l'arbre du rotor sans aucune boîte de vitesses
- Un système de commande et de protection servant à optimiser le rendement et à conserver la machine en état de fonctionnement dans des limites sécuritaires.
- Une tour qui permet de placer le rotor à une hauteur élevée au-dessus du sol, où la vitesse du vent est supérieure et les effets des obstacles locaux sont moindres.
- Une base qui soutient l'éolienne, quelquefois à l'aide de haubans

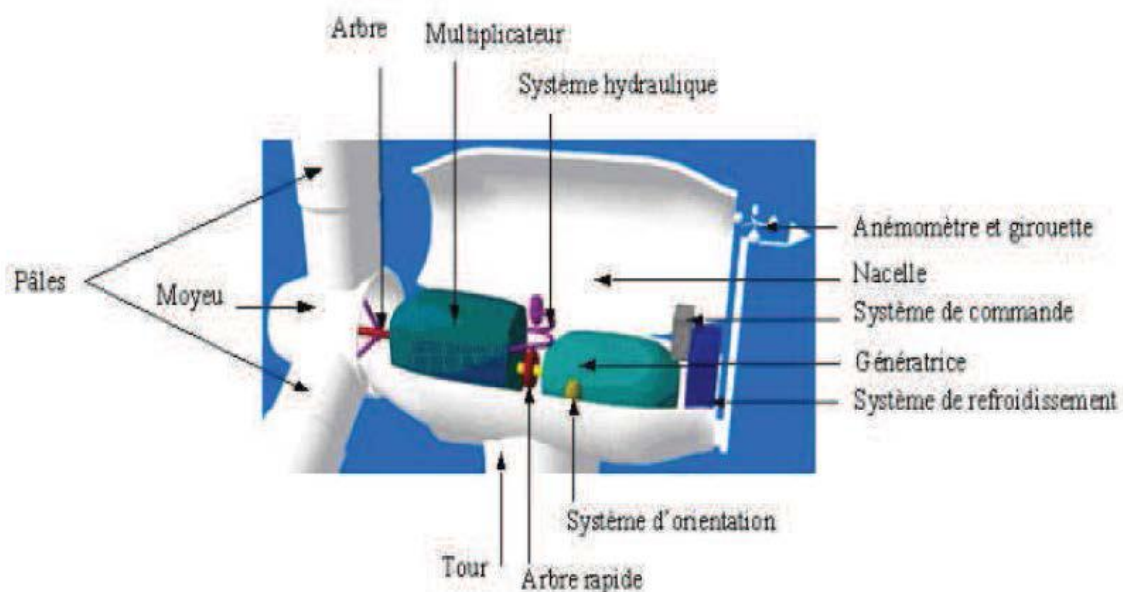


Figure I.2 . Eléments constituant une éolienne

I.2.4. Différentes types d'aérogénérateurs

Les éoliennes se divisent en deux grandes familles :

I.2.4.1. Aérogénérateurs à axe vertical

Ce type représente la première structure des aérogénérateurs. L'adjectif vertical signifie que son arbre est vertical au sol,

plusieurs structures ont vu le jour mais seulement deux structures ont été industrialisées : le rotor de Savonius et le rotor de Darrieus.



Figure I.3. Aérogénérateur à axe verticale, [3]

I.2.4.2. Aérogénérateurs à axe horizontale

Ce type d'aérogénérateur est le plus répandu dans l'industrie des éoliennes à cause du positionnement du capteur éolien à quelques dizaines de mètres au dessus du sol, ce qui réduit les contraintes mécaniques et augmente l'efficacité



Figure I.4. Aérogénérateur à axe horizontal [3]

I.3. Aperçu sur les systèmes de conversion électromécanique

Il y a encore quelques années, pratiquement toutes les éoliennes fonctionnaient à vitesse fixe. Elles contenaient pour la plupart un générateur asynchrone à cage d'écureuil. L'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique. Comme on l'a indiqué sur la figure 1.5, ceci entraîne une amélioration du rendement énergétique du système. La vitesse variable permet également d'améliorer la

qualité de la puissance électrique produite, en introduisant de la souplesse dans la réaction du système face aux fluctuations brusques de la vitesse du vent. L'inconvénient principal de ce genre de système est le surcoût introduit par l'incorporation des convertisseurs de puissance. Ce coût dépendant de la taille de ces convertisseurs, il devient relativement important pour les éoliennes de grande taille. De plus les performances des composants électroniques utilisés par ces convertisseurs tels que les IGBT diminuent à partir d'une certaine puissance

Avec l'utilisation des machines asynchrones à rotor bobiné, la plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 25% de la puissance totale passe par les convertisseurs de puissance à travers le rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux. L'inconvénient de ce système est la présence de balais au rotor, ce qui demande un travail de maintenance plus important. Aujourd'hui, 80% des nouveaux aérogénérateurs contiennent des machines asynchrones doublement alimenté (MADA). C'est le type de machine choisi pour l'étude de recherche menée dans cette mémoire. Cette machine est également étudiée par exemple dans [1]

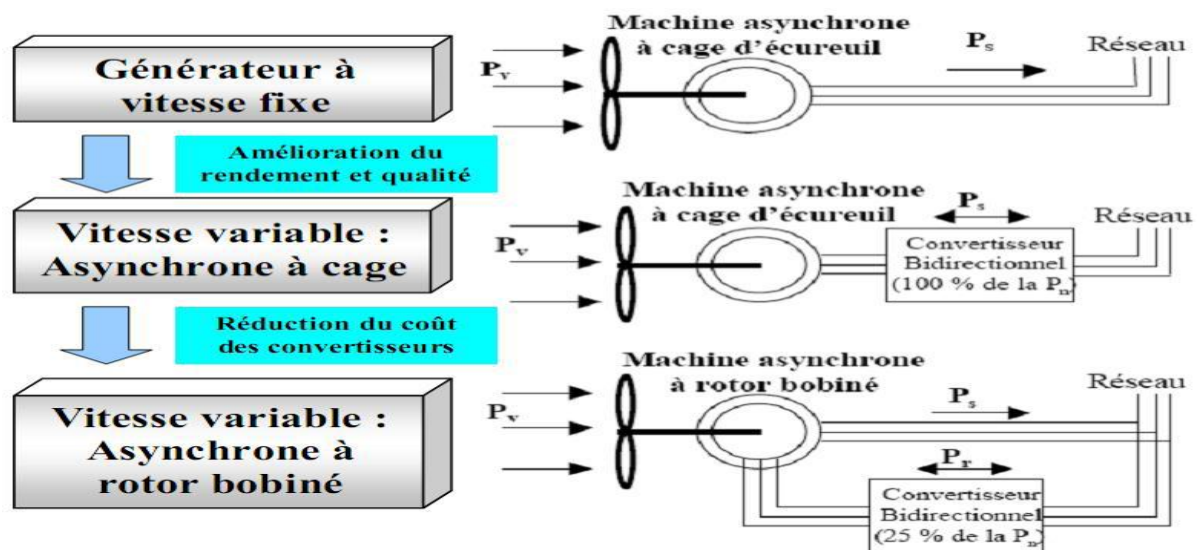


Figure I.5. Evolution de la configuration électrique

I.3.1 Eolienne à vitesse constante

Ce mode de fonctionnement concerne principalement les éoliennes dont la vitesse de Rotation est régulée par orientation des pales (pitch control). Généralement, ces éoliennes reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil directement reliée à un réseau d'énergie puissant qui impose sa fréquence (50Hz) aux grandeurs statoriques. Pour assurer un fonctionnement en générateur, il est nécessaire que la vitesse de rotation de la

MAS soit au-delà du synchronisme (glissement négatif). Le système d'orientation des pales (pitch control) maintient alors la vitesse de rotation de la machine constante, entraînée au travers d'un multiplicateur, avec un glissement inférieur ou égal à 1% [4]

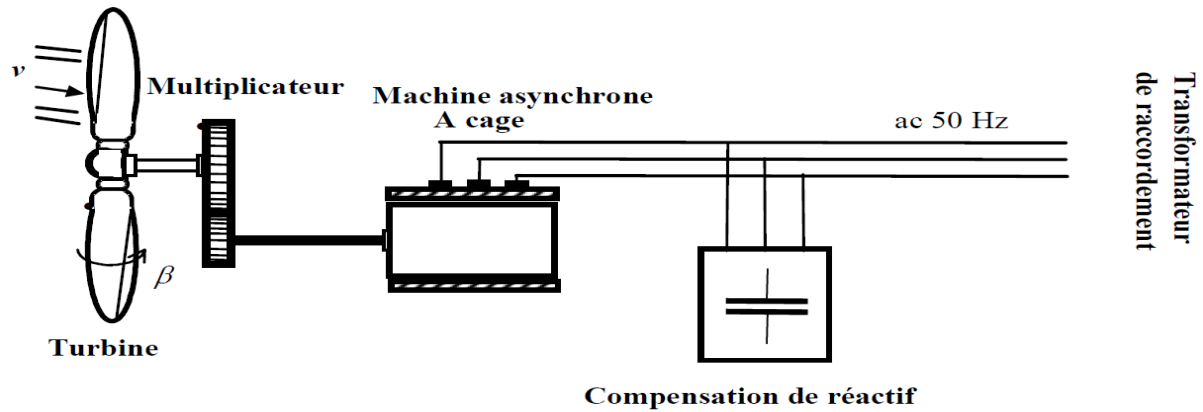


Figure I.6. Eolienne à vitesse fixe basé sur la machine asynchrone à cage

I.3.2 Eolienne à vitesse variable

Pour optimiser la puissance débitée en fonction du vent, il est souhaitable de pouvoir régler la vitesse de rotation de l'éolienne. L'idée est de réaliser un générateur à fréquence fixe et vitesse variable. Le générateur à vitesse variable permet de fonctionner pour une large gamme de vents donc de récupérer un maximum de puissance tout en réduisant les nuisances sonores lors d'un fonctionnement à faible vitesse de vent. En vitesse variable, on règle le système de façon à ce que pour chaque vitesse de vent, l'éolienne fonctionne à puissance maximale. C'est ce qu'on appelle le Maximum Power Point Tracking. La puissance maximale est atteinte pour une vitesse de rotation de la turbine donnée par la caractéristique de l'éolienne.

Dans ces systèmes, la vitesse mécanique de la turbine et la fréquence de la charge sont découplées. Pour obtenir ce découplage, on utilise une interface d'électronique de puissance.

De cette manière la turbine tourne à vitesse variable, ajustée de manière optimale à tout instant à la vitesse du vent. Ils ont une majeure efficacité car ils parviennent à maximiser la capture d'énergie du vent disponible.[5]

I-3.2.1 Avantage du fonctionnement à vitesse variable

- * la production d'énergie peut être augmentée de 2-6% pour une éolienne à vitesse variable par rapport à une éolienne à vitesse fixe
- * l'augmentation de l'énergie peut être de 39%. La littérature montre que le gain de production d'énergie de l'éolienne à vitesse variable par rapport à l'éolienne à vitesse fixe le plus simple peut varier entre 3-28% selon les conditions du site et les paramètres de conception
- * le captage de l'énergie peut être considérablement augmenté en utilisant une MADA. Ils affirment que la capture de l'énergie a augmenté d'un MADA de plus de 20% par rapport à un système à vitesse variable en utilisant une machine à induction à cage-bar et de plus de 60% par rapport à un système à vitesse fixe
- * Augmentation de la plage de fonctionnement, notamment pour les faibles vitesses de vent où le maximum de puissance peut être aisément converti,
- * Simplicité du système d'orientation des pales. Grâce au contrôle de la vitesse du générateur, les constantes de temps mécaniques des pales peuvent être plus longues, réduisant la complexité du système d'orientation des pales et son dimensionnement par rapport à la puissance nominale P_n
- * Réduction des efforts mécaniques grâce à l'adaptation de la vitesse de la turbine lors des variations du vent. De ce fait, l'incidence des rafales de vent sur la puissance générée peut être affaiblie
- * Réduction du bruit lors des fonctionnements à faible puissance car la vitesse est lente [6]

I-3.2.2. Différentes phases de fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable

La courbe typique donnant la puissance aérodynamique d'un aérogénérateur, fonctionnant à vitesse variable, en fonction de la vitesse de vent est illustrée sur la figure I.7. Trois zones de fonctionnement peuvent être distinguées.

a) La zone A : correspond aux vitesses très faibles du vent insuffisantes pour entraîner l'éolienne et produire de la puissance.

b) La zone B : correspond aux vitesses moyennes dont le système de contrôle de l'aérogénérateur peut intervenir pour contrôler la puissance électrique à générer.

c) La zone C : correspond aux vitesses très élevées du vent pour lesquelles la vitesse de rotation de l'éolienne est limitée à une valeur maximale pour éviter des dégâts sur la structure. Par conséquent, la puissance électrique produite est maintenue constante et égale à sa valeur nominale [6]

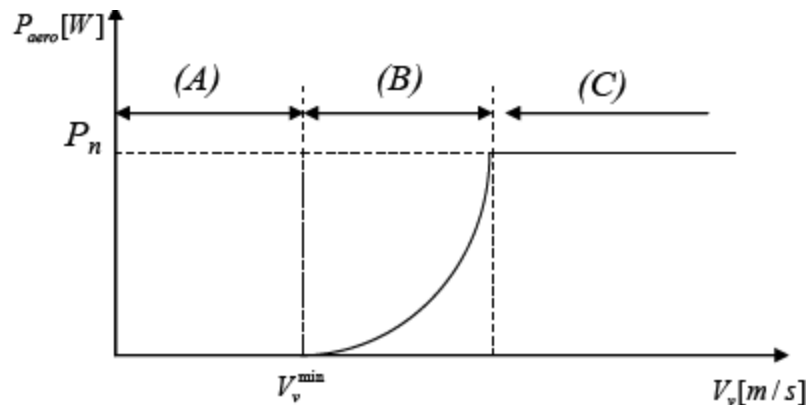


Figure. I.7. Courbe typique de la puissance produite d'un aérogénérateur à vitesse variable

Les deux types de machine électrique les plus utilisés dans l'industrie éolienne sont les machines synchrones et les machines asynchrones sous leurs diverses variantes. On donne par la suite les principales caractéristiques de chacun de ces types de machine [7]

I-3.3 Eolienne à vitesse variable à base de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

I.3.3.1. Description du Fonctionnement de la MADA

a) Structure de la Machine

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasés classiques (asynchrone à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées, munies d'encoches dans les quelles viennent s'insérer les enroulements [8].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne (Figure1.7)

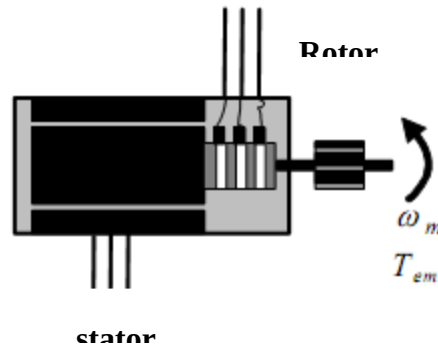


Figure I.8. Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

b) Modes de Fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur [9].

Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [10].

c) Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone

La figure 1.13 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme [10].

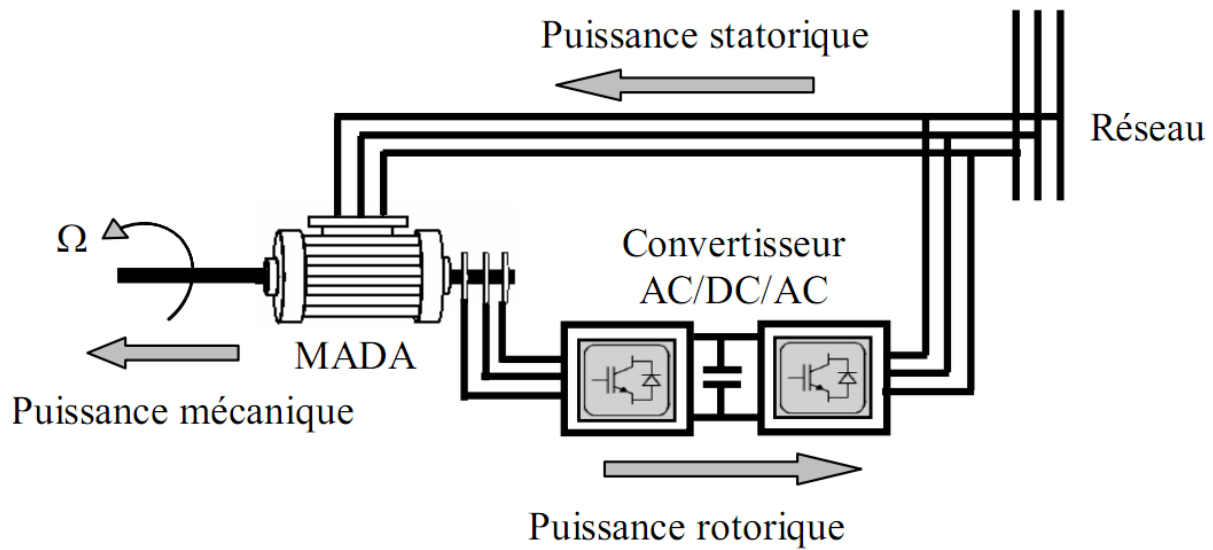


Figure I.9. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

d) Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone

La figure 1.9 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme[10].

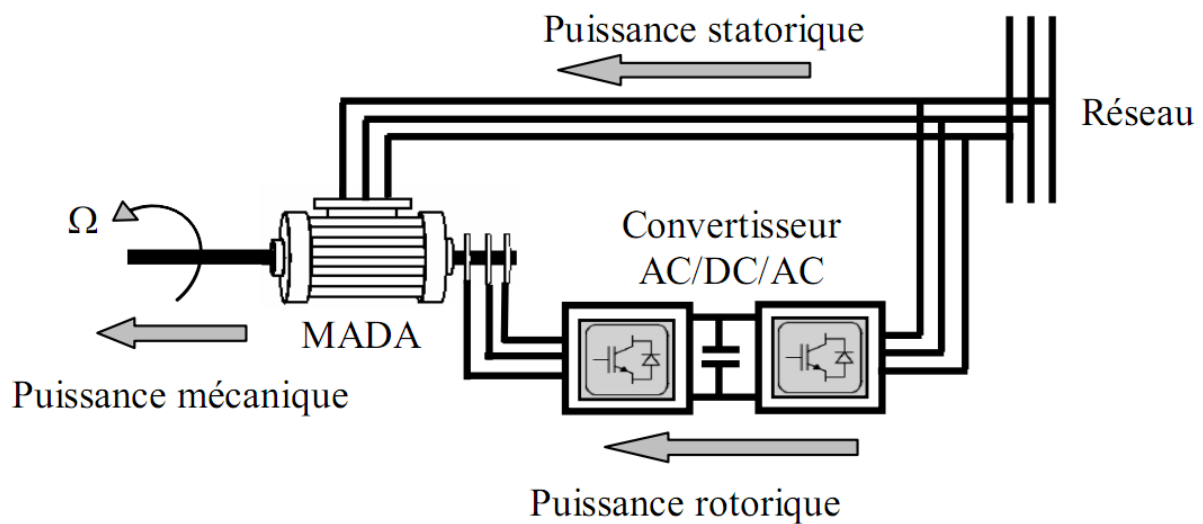


Figure I.10. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

e) Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone

La figure 1.10 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator.

La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme[10]

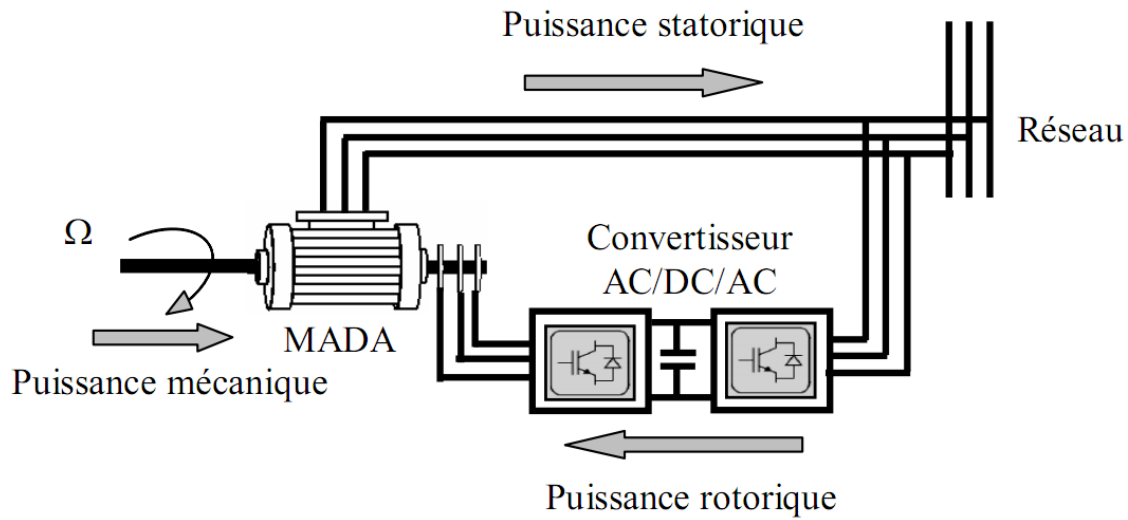


Figure I.11. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

f) Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone

La figure 1.11 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme[10]

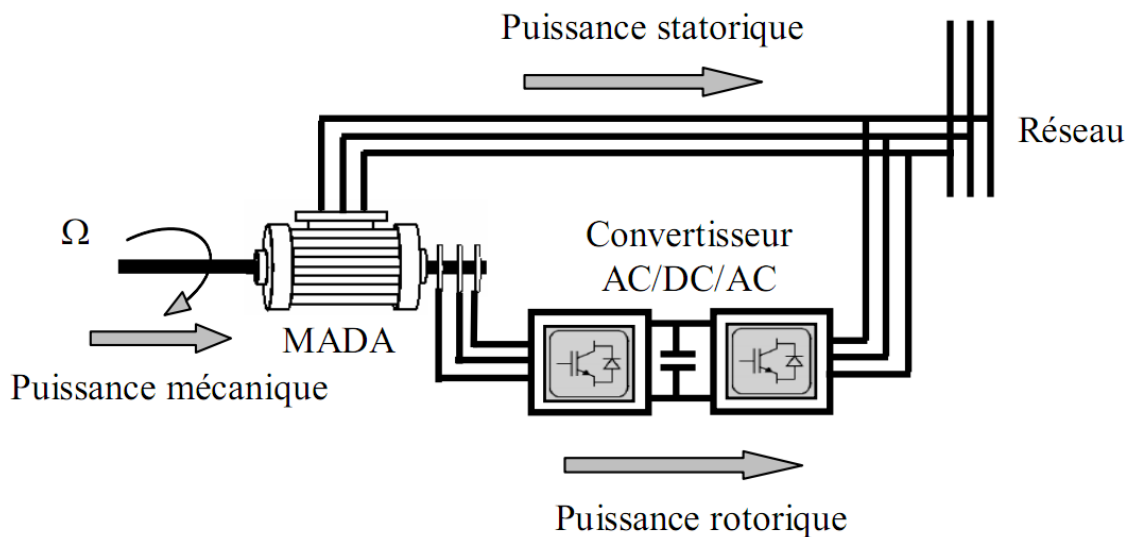


Figure I.12. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

I.3.3.2. Avantages et inconvénients de la MADA

Nous introduisons brièvement dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients de la Machine Asynchrone à Double Alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable[11].

a. Avantages de la MADA

- ❖ L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision pour le contrôle de flux et du couple électromagnétique;
- ❖ Elle présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances;
- ❖ La MADA réunit les avantages de la machine synchrone et de la machine asynchrone, à savoir:
- ❖ Fonctionnement à vitesse de rotation variable;
- ❖ Régulation découplée des puissances active et réactive.

b. Inconvénients de la MADA

- ❖ Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais;
- ❖ Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) ;
- ❖ Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons une étude générale sur l'énergie éolienne a base de MADA nous avons commencé notre étude par les différents types d'éoliennes avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnements ensuite on a fait une étude sur les différentes machines utilisées dans ce domaine. Pour en terminer par une synthèse d'avantage et inconvénient de MADA.

Chapitre II : Etude des PEM génèrent par les systèmes éoliens à base de MADA

II.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons introduire, en débutant lieu, les problèmes de la compatibilité électromagnétique (CEM). En second lieu, nous allons comprendre l'origine et les chemins de propagation des perturbations électromagnétiques dans une structure d'électronique de puissance, en fin partie nous rappellerons le rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées.

II.2 La compatibilité électromagnétique

Un appareil ou un système électrique ou électronique sera compatible du point de vue électromagnétique avec son environnement proche ou lointain, si son fonctionnement n'est pas altéré par les perturbations électriques et magnétiques générées par ce dernier. Réciproquement, l'environnement ne doit pas être perturbé par l'appareil ou le système. Si tout fonctionne correctement, il y a compatibilité électromagnétique (CEM).

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

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

Les études en CEM comprennent donc [12]:

- 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

II.3 Classification selon le mode propagation

Les perturbations électromagnétiques créées par les convertisseurs statiques d'énergie peuvent être classées selon leur mode de propagation. On distingue des perturbations conduites et des perturbations rayonnées.

II.3.1. Perturbations conduites basses fréquences

Ces perturbations sont essentiellement liées aux harmoniques et sous

harmoniques des courants appelés au réseau par les structures de puissance à diodes, thyristors, triacs, thyristors GTO, etc.

Parmi les convertisseurs émetteurs de ce type de perturbations, on peut citer [12]:

- les structures à alimentation monophasée et triphasée sans préjuger de leurs applications ;
- les redresseurs ;
- les gradateurs ;
- les cyclo convertisseurs.

II.3.2. Perturbations conduites hautes fréquences

Dans cette classe, on parle le plus souvent des harmoniques des courants hautes fréquences, qui viennent des structures et installations suivantes [12]:

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

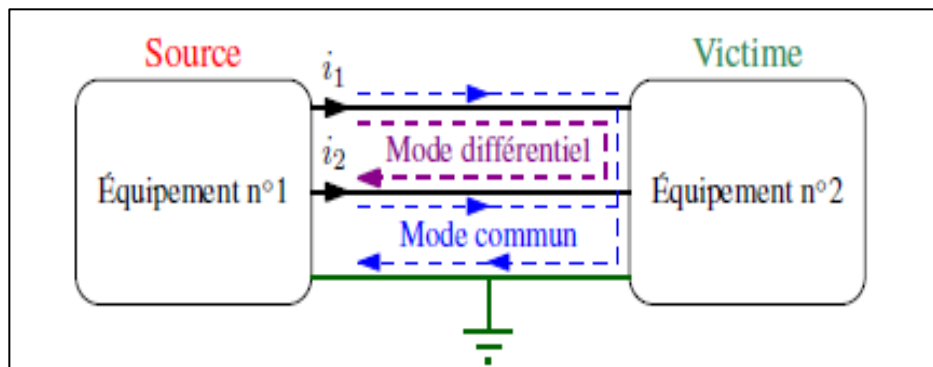


Figure II.1:Définition des courants de mode commun et différentiel

II.3.3. Perturbations en mode rayonné

Ce mode de perturbation se caractérise par une émission électromagnétique, dont le couplage avec des dispositifs électriques induits des courants perturbateurs.

Hormis les champs proches de fréquences multiples des fréquences de fonctionnement, il y aura ceux qui correspondent aux commutations rapides, donc essentiellement celles de l'alimentation à découpage .

Les perturbations rayonnées des convertisseurs proviennent donc, principalement des circuits numériques et de leurs cartes de contrôle. Les structures de

puissance rayonnent à des fréquences inférieures [12].

Dans le cadre de notre travail nous nous intéressons aux perturbations rayonnées par les convertisseurs de puissance ; vu leurs diversités, ces derniers trouvent leurs applications dans les équipements embarqués qui sont de plus en plus complexes et fonctionnent dans un environnement plus compact et plus vulnérable par les équipements avoisinants . Dans le sous- paragraphe qui va suivre, nous donnons un exemple pratique qui représente un variateur de vitesse. Nous décrivons par la suite les différents types de couplage qui existent entre les différents éléments du système.

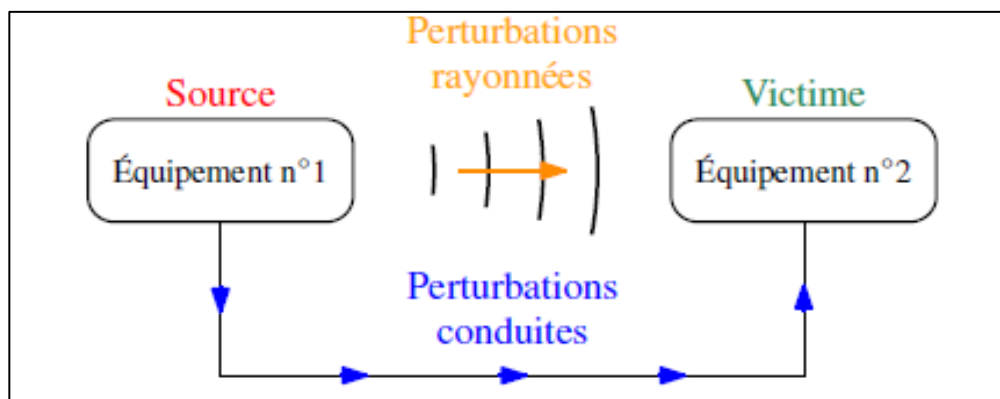


Figure II.2 : Schéma simple d'un problème de CEM

II.4. Sources, chemins et victimes

Les sources de PEM se divisent en deux catégories :

- les sources de perturbations d'origine naturelle, dont la foudre, les aurores boréales, par exemple ;
- les sources de perturbations liées à l'activité humaine.

C'est cette seconde catégorie qui va nous intéresser. Afin d'adapter l'énergie produite par une source aux besoins d'un récepteur (niveau de tension, de courant, AC, DC, etc.), on utilise des convertisseurs de puissance. La figure II.3 présente le schéma simplifié d'un hacheur série comme exemple de convertisseur. Les convertisseurs sont composés de semi-conducteurs utilisés en commutation. Ils basculent brusquement entre les états ouvert et fermé de façon naturelle ou commandée. Ces changements d'état vont générer de brusques variations de tension (dv/dt) et de courant (di/dt). Ces variations sont susceptibles d'engendrer des perturbations à haute fréquence. Par exemple, la figure II.4 présente la forme d'onde

de tension de sortie du hacheur, assimilée à un trapèze en première approximation, ainsi que le spectre qui lui est associé. Le trapèze a pour période de découpage T_{dec} , ses temps de montée et de descente sont choisis équivalents par soucis de simplification et valent τ_m . L'enveloppe du spectre de ce signal peut être divisée en deux parties : pour les fréquences inférieures à $f_c = 1/T$, elle décroît avec une pente à -20dB/dec , au-delà de cette fréquence, elle décroît avec une pente à -40dB/dec . Ce cas simplifié permet aisément de comprendre que les formes d'ondes générées par un convertisseur statique sont des perturbations dont le spectre commence à la fréquence de découpage et s'étend sur une large bande de fréquence (pour le cas d'un hacheur). De plus, la fréquence de rupture de pente (f_c) dépend directement de la raideur des variations des tensions et courants. Or, une diminution des temps de commutation des semi-conducteurs de puissance permet de réduire les pertes par commutation d'un convertisseur. Les fabricants de composants semi-conducteurs ont donc tendance à proposer des composants de plus en plus rapides, qui génèrent des PEM sur une bande de fréquence de plus en plus large.

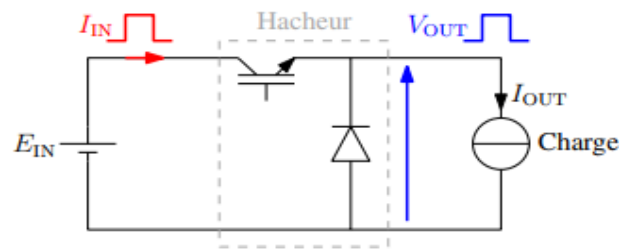


Figure II.3. Le convertisseur de puissance comme source de PEM

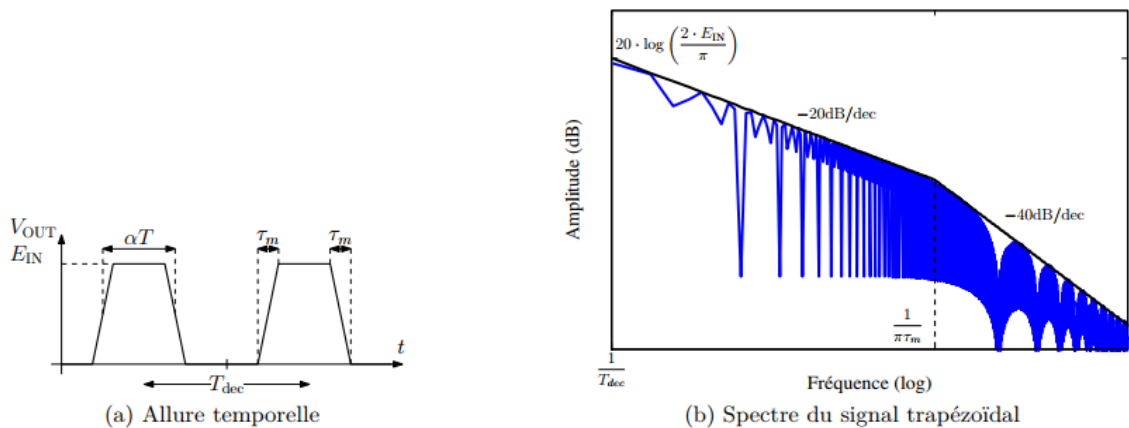


Figure II.4. Signal trapézoïdal et son spectre

Les perturbations émises par ces sources vont se propager de différentes manières des sources jusqu'aux victimes. Cette propagation est appelée couplage et il est possible de le diviser en trois types, présentés sur la figure II.5 :

- Le couplage par impédance commune : la source et la victime ont une impédance en commun, qui va ramener les perturbations de la source à la victime.
- Le couplage capacitif (diaphonie capacitive) : la source produit une tension perturbatrice, qui va agresser la victime au travers d'une capacité.
- Le couplage inductif (diaphonie inductive) : une boucle source parcourue par un courant variable va créer un champ magnétique, qui, induit un courant dans une boucle victime. L'identification des chemins de propagation des PEM revient à identifier l'ensemble de ces couplages dans le système. Dans le cas des convertisseurs statiques, il est possible d'identifier plusieurs chemins de propagation principaux. Par exemple, le câble de sortie, qui relie le convertisseur à la charge, est l'un d'eux. En effet, le câble peut être long et introduit, notamment, de forts couplages capacitifs entre phases ainsi qu'entre les phases et le blindage. On peut également citer les circuits imprimés de la cellule de commutation, qui vont avoir une forte influence sur la propagation des PEM.

Dans le cadre industriel, une étude CEM consiste à vérifier que le système étudié est conforme à des normes CEM. Ces normes ont pour but de garantir que l'interconnexion de systèmes n'engendre pas de dysfonctionnements de ceux-ci. Dans le domaine aéronautique, il existe une norme spécifique pour les équipements embarqués. La prochaine sous-section est consacrée aux normes CEM.

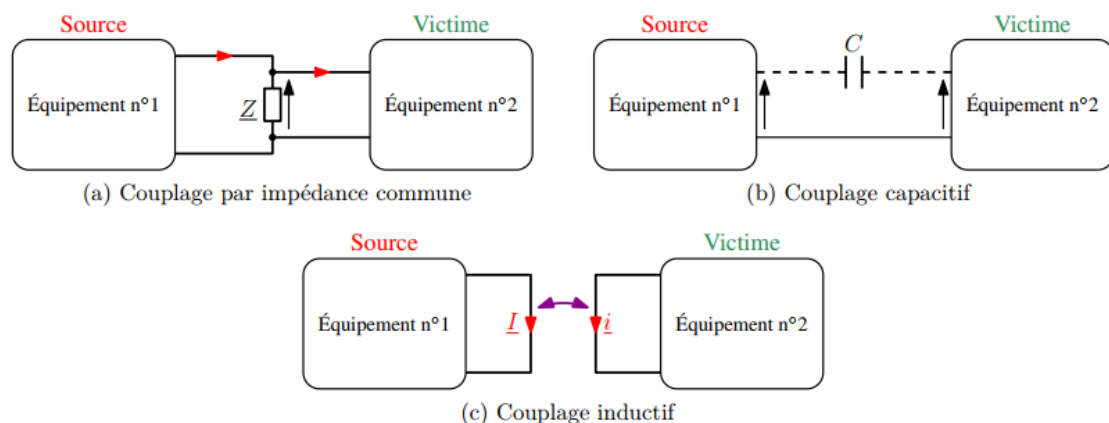


Figure II.5 : Différents types de couplages

II.5. L'identification des chemins de propagations et des sources de perturbations

Lors du dimensionnement d'un système, il est essentiel de prédire les courants perturbateurs à différents endroits du système. Considérons une chaîne de traction avec une association onduleur, câble et moteur semblable à l'ETRAS. Dans ce système, il est nécessaire de connaître le courant en sortie du convertisseur, côté moteur, afin de déterminer le rayonnement des câbles [13] ou les variations de tension ($\frac{dv}{dt}$) on déterminer l'impact que cela peut avoir sur les enroulements et isolants du moteur [14]. La méthode quadripolaire est un exemple de ce type de représentation.

II.5.1. La méthode quadripolaire

La méthode quadripolaire consiste à modéliser une association de sous-systèmes sous formes matricielles. L'approche choisie, appelée réseau à deux ports, est basée sur des mesures spécifiques de la tension de mode commun générée par le convertisseur, et des impédances équivalentes de MC de chaque composant du système, qui est représenté par un réseau à deux ports associé à une matrice d'impédance $[Z]$.

II. 6 Normes CEM

Comme indiqué précédemment, d'un point de vue industriel, une étude CEM est avant tout un problème de normes. En effet, tout système électrique doit répondre aux critères définis par une norme CEM avant de pouvoir être commercialisé. Il existe différentes normes qui dépendent du cadre d'utilisation du système visé. Ces normes fixent non seulement des niveaux d'émission et de susceptibilité, mais également un cadre de mesure, afin de garantir la reproductibilité des essais [13]. On peut identifier plusieurs dispositifs communs aux différentes normes. D'une part, l'utilisation d'un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) est un élément essentiel pour la reproductibilité de la mesure. Le RSIL est un filtre passe-bas placé entre l'équipement sous test (EST) et son alimentation. La figure II.6 présente un exemple de structure interne d'un RSIL [15]. C'est un filtre qui permet d'isoler, en hautes fréquences (HF), l'EST de son alimentation et donc de mesurer les PEM dues à l'EST (courants HF i_1 et i_2 présentés sur la figure II.6) [16]. En fonction de la norme en vigueur, les gammes de fréquences visées diffèrent. Il existe donc différents RSIL adaptés à chacune des normes. D'autre part, l'utilisation d'un plan de masse conducteur permet de fixer la référence de potentiel du système et de se prémunir des perturbations rayonnées

environnantes. Dans le cadre des mesures normatives, on ne mesure pas séparément les courants de MC et MD, mais on mesure les courants globaux dans les phases.

La mesure donne dans un cas

$$I_{mesure1} = I_{MD} + I_{MC}/2 \qquad I_{mesure2} = I_{MD} - I_{MC}/2$$

Pour la conformité à la norme, le pire des deux cas est utilisé. Afin de mesurer ces courants, plusieurs méthodes sont envisageables : soit une mesure directe à l'aide d'une pince de courant HF, soit une mesure de la tension aux bornes des résistances du RSIL.

Dans le cadre de l'aéronautique, il existe plusieurs normes :

- militaires, telles que la MIL-STD ;
- civiles, telles que la DO-160E.

C'est cette dernière que nous utiliserons. Cette norme définit les conditions expérimentales de mesure de PEM. Le schéma standard de test d'émissions conduites d'un équipement, préconisé par la norme DO-160E, est présenté sur la figure II.7. Sur cette figure, on distingue les éléments précédemment décrits : le RSIL, le plan de masse. La norme DO-160E spécifie l'impédance que

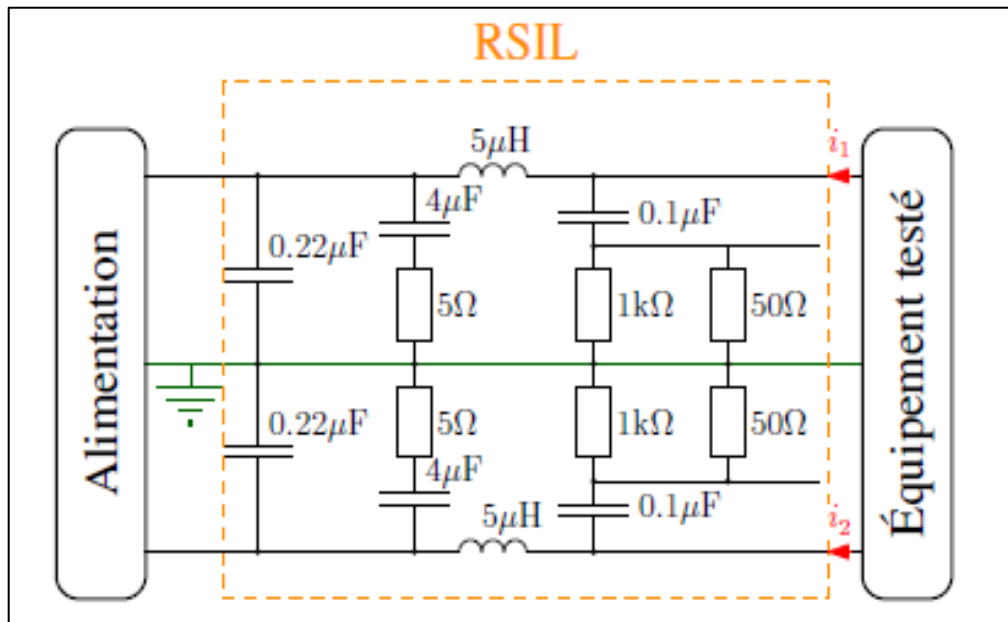


Figure II.6 : Exemple de structure de RSIL

doit avoir le RSIL. On constate également que deux mesures différentes sont faites : une mesure au niveau du RSIL et une mesure en sortie du convertisseur. Les

spectres des mesures sont obtenus à l'aide d'un récepteur de mesure utilisant différents détecteurs (quasi-crête, moyenne ,etc.), sur la gamme de fréquence allant de 150kHz à 30MHz. Ces deux mesures doivent être inférieures à deux gabarits distincts présentés sur la figure II.8 en fonction de la catégorie d'équipement 1. Pour ces deux mesures, la norme DO-160E impose l'utilisation de pinces de courant

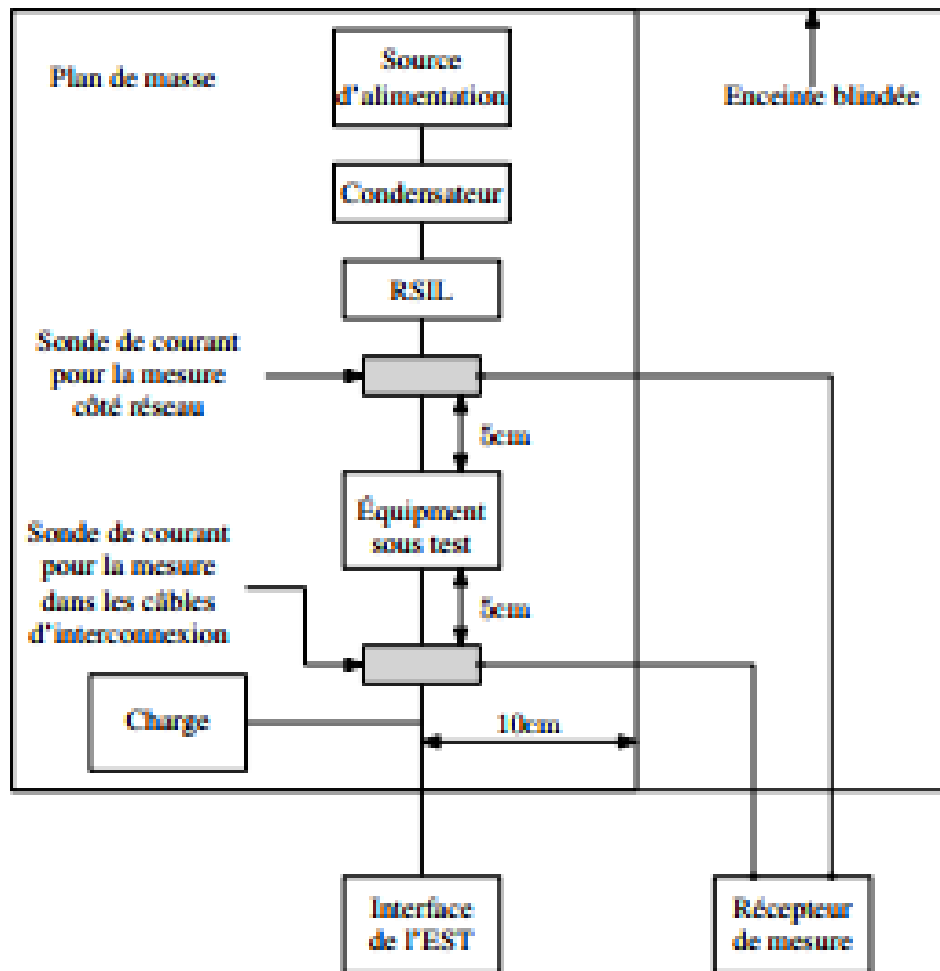


Figure II.7 . Dispositif expérimental typique pour la mesure des PEM conduites, d'après la norme DO-160^E

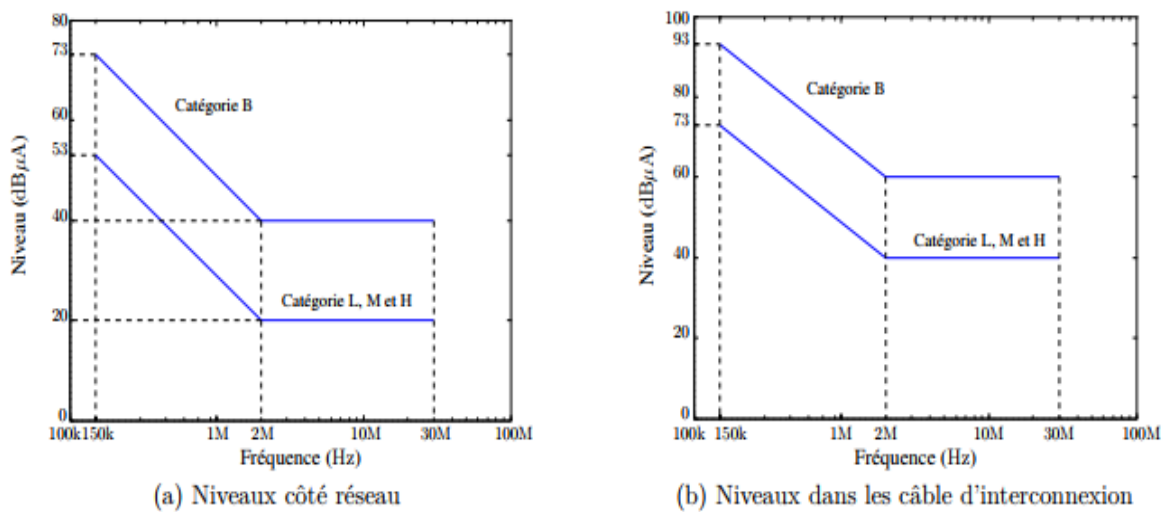


Figure II.8. Niveaux maximum d'émissions conduites spécifiés par la norme DO-160E

II.7 La problématique CEM en électronique de puissance

L'objectif de cette partie introductive est de définir la problématique CEM en électronique de puissance [15]. Nous chercherons tout à d'abord à comprendre l'origine et les chemins de propagation des perturbations électromagnétiques dans une structure d'électronique de puissance. Nous parlerons pour cela de la source de perturbations et des couplages parasites. Nous rappellerons ensuite le rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées.

II.7.1 Origine des perturbations électromagnétiques

Les systèmes électriques et/ou électroniques ne sont pas isolés de leur environnement. De l'énergie électromagnétique peut franchir non intentionnellement leurs frontières soit pour y pénétrer, soit pour s'en échapper. Cette énergie parasite est appelée **perturbation électromagnétique**. Pour comprendre l'origine des perturbations électromagnétiques, commençons tout d'abord par analyser le comportement spectral des formes d'ondes en électronique de puissance [14]. Prenons l'exemple d'un signal trapézoïdal de période T et d'amplitude A comme le montre la Figure II.9. On appelle t_r le temps de montée et t_f le temps de descente du trapèze dissymétrique (avec $t_r \neq t_f$).

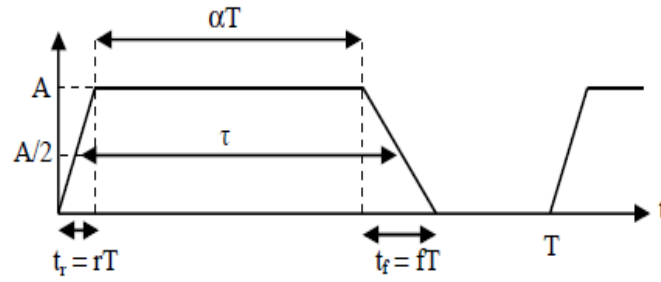


Figure II.9 : Forme d'onde trapézoïdale dissymétrique

L'expression du module de la Transformée de Fourier du signal trapézoïdal est donné par la relation (1) en posant $t_r = rT$ et $t_f = fT$. Son évolution en fonction de la fréquence est donnée à la Figure II.10.

$$C_{n,rms} = A\sqrt{2} \left(\alpha + \frac{r+f}{2} \right) \frac{\sin(\pi n r)}{\pi n r} \cdot \frac{\sin[\pi n(\alpha+r)]}{\pi n(\alpha+r)} \cdot \frac{\sin[\pi n(f-r)]}{\pi n(f-r)}$$

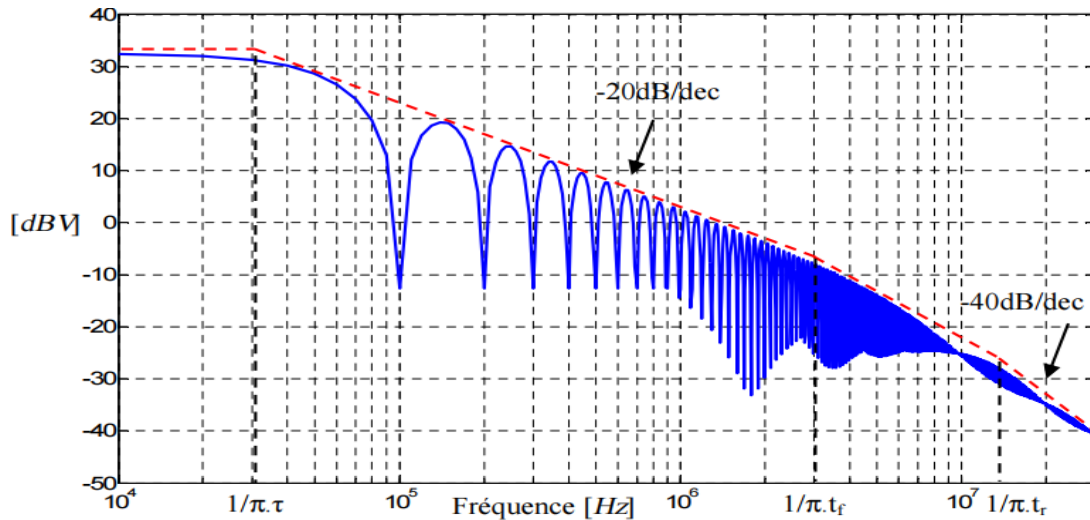


Figure II.10 : Contenu spectral des formes d'ondes en électronique de puissance

Le spectre de la Figure II.10 met en évidence l'étendue spectrale d'un signal trapézoïdal issu d'une commutation d'un interrupteur de puissance. Les fréquences de coupure intervenant dans ce spectre sont liées aux temps de montée et de descente et à la durée de l'impulsion τ . Plus les commutations sont rapides (t_r et t_f très petits), plus ces fréquences de coupure se décalent vers les hautes fréquences du spectre et plus le couplage parasite entre la source de perturbations et l'environnement extérieur devient efficace. Reste alors à définir les couplages parasites dans une structure d'électronique de puissance. Les éléments parasites associés aux différents composants passifs et actifs

sont inhérents dans une structure d'électronique de puissance. Leurs effets sont négligeables en BF mais ils sont prépondérants en HF. A chaque commutation des interrupteurs de puissance, des phénomènes de résonance apparaissent et les signaux parasites qui en découlent se présentent sous la forme de régimes oscillatoires. Ces perturbations peuvent prendre deux formes distinctes : les perturbations dites conduites et celles dites rayonnées. Les signaux parasites émis par la source sont propagés vers la source d'énergie (ou vers la charge) qui est désignée par le terme de « victime ». Deux cas peuvent alors se présenter :

- Si la source et la victime sont éloignées et sans liaison galvanique, la perturbation est transmise par une onde électromagnétique, on parle de **perturbations rayonnées** [16]. Les phénomènes sont décrits avec les outils théoriques et expérimentaux propres à ce domaine (équations de Maxwell et utilisation d'antennes de mesure).

- 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 type « circuits » où les couplages parasites sont représentés par des capacités, des inductances ou des résistances (dans le cas de liaisons galvaniques directes). Ce type de perturbations est donc appelé **perturbations conduites**. Elles se propagent vers la source d'énergie et vers la charge par

l'intermédiaire des câbles et des lignes d'alimentation selon deux modes : mode différentiel et mode commun. En mode différentiel, le courant se propage sur l'un des conducteurs et revient sur l'autre conducteur en sens inverse. En mode commun, le courant se propage en phase sur tous les conducteurs et se reboucle par les circuits de masse ou de terre via les capacités parasites. Dans l'ensemble des travaux de recherche présentés dans cette thèse, on s'intéresse uniquement à la problématique des perturbations électromagnétiques conduites.

II .7.2 Rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées

La mesure des perturbations conduites doit être effectuée en connectant l'équipement sous test à un RSIL (Réseau de Stabilisation 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.

En fin, il doit présenter une impédance de fermeture constante vis-à-vis des perturbations 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 [16]. La norme définit les limites de variation de cette impédance, mesurée entre une borne de sortie et la terre dans la gamme de fréquence [10kHz – 100MHz] comme le montre la Figure II.11.a. Le schéma équivalent du RSIL est donné Figure II.11.b

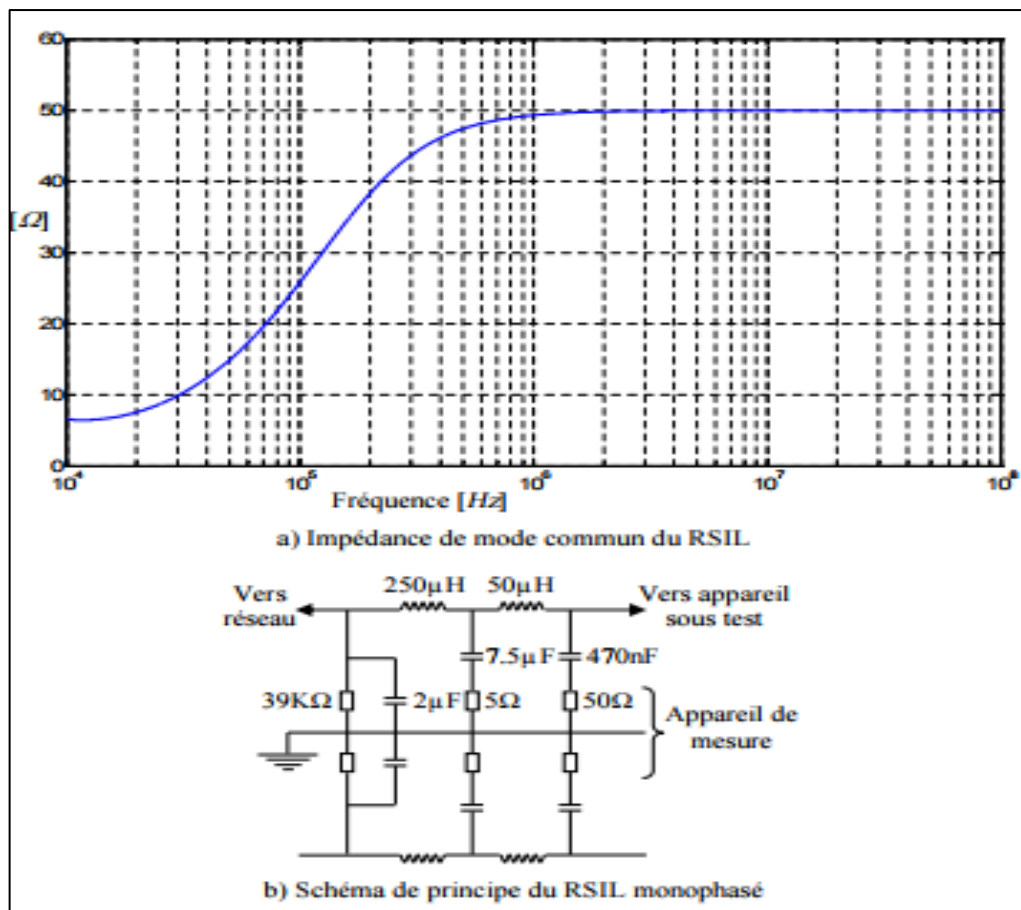


Figure II.11 : RSIL monophasé

Le RSIL permet d'effectuer une mesure combinée des perturbations de mode commun et de mode différentiel. Pour bien comprendre le principe de fonctionnement du RSIL, on peut s'intéresser au schéma simplifié de la Figure II.12 valable pour des

fréquences de signaux perturbateurs supérieures à 1MHz.

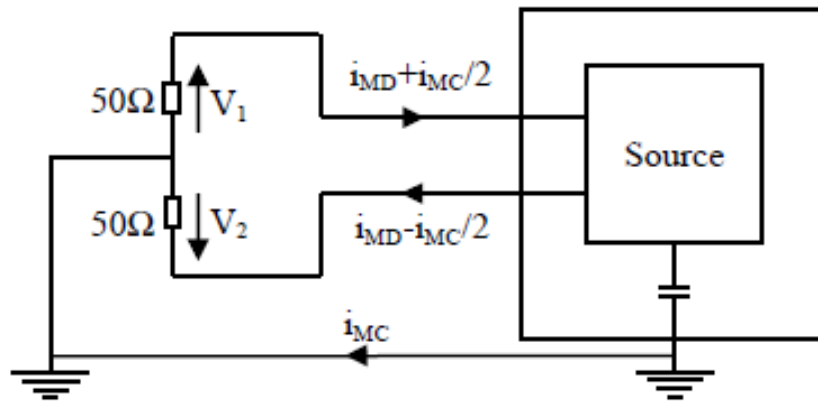


Figure II.12: Principe de mesure des perturbations conduites avec le RSIL

Les perturbations conduites générées par le système sous test sont caractérisées par les tensions V_1 et V_2 . En principe, les informations données par les tensions aux bornes des deux résistances ne sont pas identiques. D'un point de vue normatif, les deux mesures sont réalisées et l'amplitude la plus élevée est choisie afin de vérifier les niveaux d'émission par rapport aux spécifications (cette comparaison doit être effectuée pour chaque fréquence).

La problématique CEM a été exposée à travers une brève description des perturbations électromagnétiques conduites et de leurs mesures normalisées avec RSIL. Ceci est néanmoins suffisant pour installer le cadre de notre étude. Le paragraphe suivant s'intéresse à décrire les outils d'analyse CEM généralement utilisés en électronique de puissance.

II.8 Outils pour l'analyse CEM en électronique de puissance

A partir d'une modélisation orientée « circuit », on distingue dans la bibliographie deux grandes tendances pour l'analyse CEM en électronique de puissance. La première consiste à simuler le fonctionnement du convertisseur à l'aide de logiciel de simulation de type circuit tels que SPICE ou SABER [15] [13]. Cette méthode permet de visualiser les formes d'onde du convertisseur dans le domaine temporel. On parlera alors de simulation temporelle.

La représentation fréquentielle est obtenue ensuite par Transformée de Fourier. Avec la simulation temporelle, les temps de calcul sont généralement très longs mais celle-ci permet d'intégrer la finesse des différents modèles des composants passifs et

actifs. La deuxième tendance consiste à approcher le spectre des signaux perturbateurs directement dans le domaine fréquentiel [18] - [16]. On parlera dans ce cas de calcul fréquentiel. Cette méthode implique une linéarisation du fonctionnement du convertisseur en remplaçant la cellule de commutation par des générateurs de courant ou de tension équivalents. On introduit ainsi la notion de modélisation des sources de perturbations. Ici les temps de calcul sont très rapides mais la mise en équation peut devenir vite très complexe. L'utilisation de l'une ou l'autre de ces deux tendances, qui sont la simulation temporelle ou le calcul fréquentiel, est liée à l'objectif de l'étude [17]. Si l'objectif est d'analyser finement les régimes transitoires apparaissant lors des commutations, alors la simulation temporelle est plus appropriée. La modélisation HF de la structure du convertisseur est de type *a posteriori* : on caractérise expérimentalement les différents composants et on observe par simulation leurs impacts sur le régime final. Si l'objectif est plutôt orienté vers la conception du convertisseur, on utilisera le calcul fréquentiel et la modélisation sera de type *a priori*. L'objectif est de pouvoir évaluer dès la phase de conception l'impact CEM du convertisseur.

C'est à partir d'un exemple simple que nous allons maintenant illustrer ces deux méthodes. Le convertisseur à l'étude, présenté à la Figure II.13, est une cellule de commutation élémentaire de type hacheur série reliée au RSIL. Celui-ci est alimenté par une source de tension continue V_{DC} et la charge du convertisseur est représentée par une source de courant I parfaite. Il apparaît également sur ce schéma une association d'éléments résistifs, inductifs et capacitifs censée rendre compte des effets dus aux couplages parasites HF de la structure. Les impédances Z_{lig} , Z_f et Z_{lp} représentent le couplage parasite inductif au niveau de l'alimentation alors que les impédances Z_{ch} et Z_{cp} représentent respectivement le couplage parasite en mode différentiel et en mode commun au niveau de la charge. On distinguera les impédances parasites Z_f et Z_{lp} qui font parti de la maille de commutation et donc intimement liées à la cellule de commutation et à la génération des perturbations [13]. Les impédances Z_{lig} , Z_{ch} et Z_{cp} font parti du couplage parasite extérieur permettant aux perturbations de se propager vers la charge et vers l'alimentation.

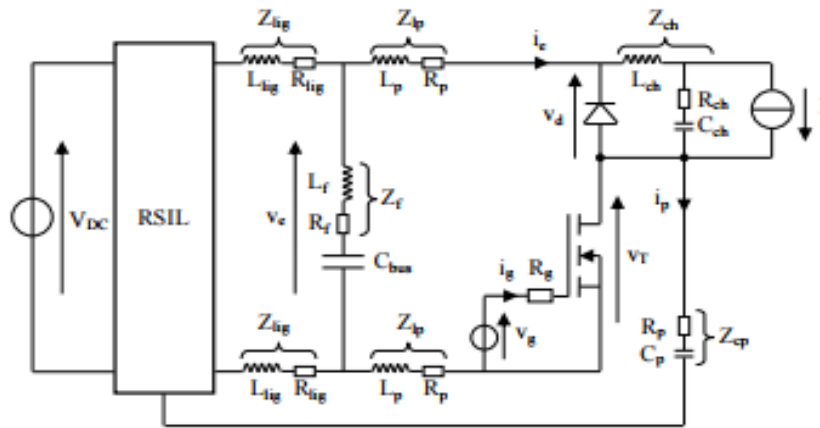


Figure II.13 : Représentation des effets de couplages parasites au sein d'un convertisseur

Les deux paragraphes suivants vont maintenant permettre d'explicitier les deux méthodes d'analyse que sont la simulation temporelle et le calcul fréquentiel.

II.9 Simulation temporelle pour l'analyse des phénomènes de propagation des perturbations conduites

Grâce à la simulation temporelle, il est possible de décrire les mécanismes de génération des perturbations et de mettre en évidence l'influence des couplages parasites sur les chemins de propagation des perturbations conduites [19]. Le logiciel de simulation circuit SPICE est utilisé ici pour simuler le comportement temporel du convertisseur de la Figure II.13.

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 [20]. La Figure II.14.a montré la localisation des capacités parasites de chacun des deux composants.

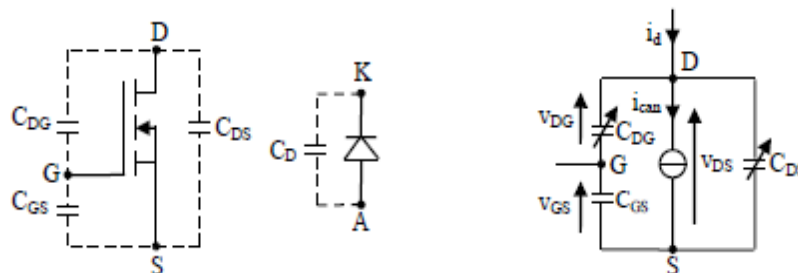


Figure II.14 : Eléments parasites de la diode et du transistor MOSFET

A l'état bloqué, la diode est équivalente à la capacité parasite CD. Cette capacité

est plus communément appelée capacité de jonction ou de transition et se situe entre son anode (A) et sa cathode (K). Les capacités parasites du transistor MOSFET se situent entre son drain et sa source (C_{DS}), entre sa grille et sa source (C_{GS}) et entre son drain et sa grille (C_{DG}).

II.10 Conclusion :

Après avoir exposé une idée générale sur problématiques CEM conduit, nous allons présenter les différents types de perturbations électromagnétiques conduit et rayonnée. Ces perturbations mesurées à travers un Réseau Stabilisateur d' Impédance de ligne (RSIL).

Chapitre III : Modélisation CEM des systèmes éoliens à base de MADA

III.1 Introduction

En CEM, deux philosophies différentes de simulation peuvent être identifiées ; la simulation temporelle et la simulation fréquentielle. La simulation dans le domaine temporel se réfère à des simulations dans un environnement circuit où la simulation donne des aspects fonctionnels et avec l'utilisation de transformées de Fourier(FFT), les spectres des grandeurs intéressantes peuvent être obtenus. La simulation dans le domaine fréquentiel est quant à elle une simulation orientée CEM où les spectres des grandeurs électriques sont calculés directement. Ce chapitre est consacré à un état de l'art de ces simulations avec les méthodes de modélisation associée. Nous discuterons ensuite de la pertinence de ces méthodes par rapport à notre problématique.

III.2. La simulation fréquentielle et les techniques de modélisation associées

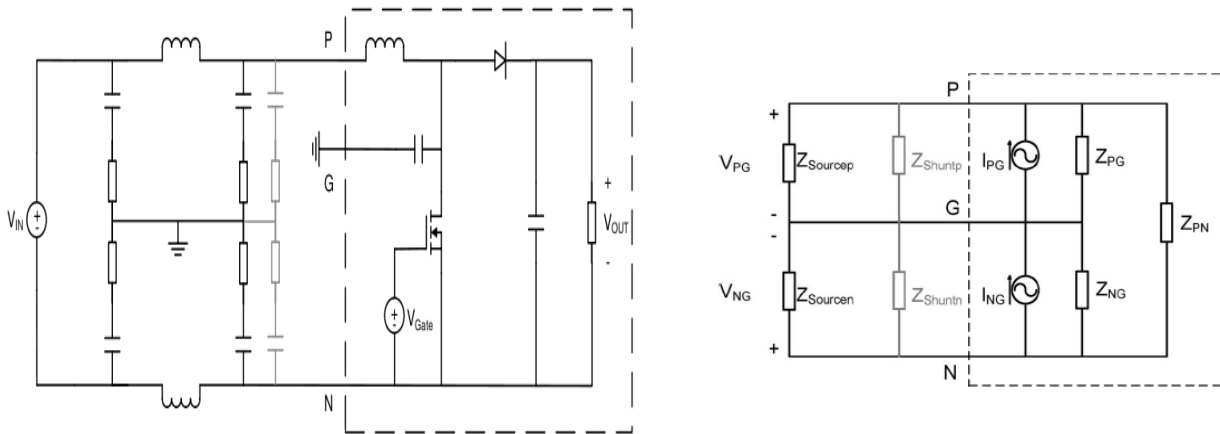
La simulation fréquentielle est une approche généralement utilisée pour la détermination des perturbations de MC et de MD à des endroits spécifiques de l'Équipement Sous Test (EST). Comme le nom l'indique, c'est de la simulation dans le domaine fréquentiel. Nous avons donc besoin de connaître le comportement fréquentiel (impédance, spectre de courant...etc.) du produit. L'aspect fonctionnel n'est pas pris en compte.

En électronique de puissance, ce genre de simulation implique une linéarisation du fonctionnement du convertisseur en remplaçant les interrupteurs de puissance par des sources équivalentes de tension ou de courant. Ainsi, il est nécessaire d'avoir une bonne représentation des chemins de propagation ainsi que des sources de bruit. Pour un ingénieur CEM, ça permettra par exemple d'avoir un outil pouvant aider, suite à des mesures normatives sur un équipement, à réaliser un Filtre CEM. Nous allons voir quelques représentations utilisées par cette simulation dans cette section.

III.2.1 Modélisation type _boîte noire_

Le Terminal modelant [22] est une approche de modélisation de type boîte noire. Le principe ici est de dire que nous ne nous préoccupons pas du ce que contient notre équipement. Nous allons donc considérer que les entrées et les sorties de celui-ci. Il faudra

ensuite modéliser notre équipement, qui contient des interrupteurs de puissance et donc des circuits non-linéaires, par un circuit linéaire avec des sources équivalentes représentant les parties électroniques. Cette approche a été utilisée à la base afin de faire du dimensionnement de filtre sur des systèmes déjà connus.



(a) Représentation du convertisseur

(b) Convertisseur représenté par un réseau d'éléments linéaires et des sources équivalents de Norton

Figure III.1. Modélisation type boîte noire d'un convertisseur Boost

Prenons le cas d'un convertisseur Boost. L'objectif ici est de remplacer ce circuit non linéaire, à un point de fonctionnement donné, par un circuit linéaire (Figure III.1b) ainsi que des sources de perturbations équivalentes. Nous avons un système à 3 ports ; les ports du bus DC et la masse. Dans le cas où il y a trois ports, il faut, au minimum, trois impédances et deux sources de courant ou de tension [23], tous en fonction de la fréquence. Afin de trouver ces différents éléments, six mesures de tension (V_{PG} , V_{NG}) sont nécessaires en fonctionnement :

1. Mesure de la tension V_{PG} et V_{NG} pour le cas où il n'y a pas d'impédance d'atténuation
2. Mesure de la tension V_{PG} et V_{NG} pour le cas où les impédances d'atténuation, connues, sont Z_{Shuntp} et Z_{Shuntn}
3. Mesure de la tension V_{PG} et V_{NG} pour le cas où les impédances d'atténuation connues, sont Z_{Shuntp} et Z_{Shuntn}

Au final nous nous retrouvons avec un système de six équations avec 5 inconnus à résoudre.

$$V_{NG} = \left(-I_{NG} + \frac{V_{PG} - V_{NG}}{Z_{PN}} \right) \times Z_{NG} \parallel Z_{sourcen} \dots\dots\dots 1$$

$$V'_{PG} = \left(I_{PG} - \frac{V'_{PG} - V'_{NG}}{Z_{PN}} \right) \times Z_{PG} \parallel Z_{sourcep} \parallel Z'_{shuntp} \dots\dots\dots 2$$

$$V'_{NG} = \left(-I_{NG} - \frac{V'_{PG} - V'_{NG}}{Z_{PN}} \right) \times Z_{NG} \parallel Z_{sourcen} \parallel Z'_{shuntn} \dots\dots\dots 3$$

$$V''_{PG} = \left(I_{PG} - \frac{V''_{PG} - V''_{NG}}{Z_{PN}} \right) \times Z_{PG} \parallel Z_{sourcep} \parallel Z''_{shuntp} \dots\dots\dots 4$$

$$V''_{NG} = \left(-I_{PG} - \frac{V''_{PG} - V''_{NG}}{Z_{PN}} \right) \times Z_{NG} \parallel Z_{sourcen} \parallel Z''_{shuntn} \dots\dots\dots 5$$

En utilisant par exemple la fonction de résolution des équations `lsqnonlin` sous Matlab, nous arrivons à résoudre ces équations pour ainsi retrouver les sources équivalentes de Norton et les impédances équivalentes.

Une fois toutes ces informations disponibles le courant de mode commun et de mode différentiel peuvent être déterminés, dans un environnement Matlab®, au niveau des bornes d'entrées. Le modèle validé expérimentalement peut alors être utilisé pour prédire l'atténuation que doit amener le filtre avec une précision accrue. Cette approche de modélisation a été validée expérimentalement sur des systèmes tels qu'un convertisseur élévateur DC-DC et un bras d'onduleur au moins jusqu'à 50MHz .

Le Terminal Model, facilement implémentable et peu onéreux en temps de calcul, reste un très bon outil pour dimensionner des filtres. Typiquement un industriel, qui a développé un prototype de son équipement mais qui n'arrive pas à tenir les normes CEM à son point de fonctionnement nominal, utilisera cette technique de modélisation et la simulation associée pour dimensionner et valider son filtre CEM. Bien évidemment cette méthode ne permettra

que la validation dans un environnement numérique. Il n'existe pas de degré de liberté sur la possibilité de paramétrer les valeurs des composants du filtre. Dans le meilleur des cas, nous devrons utiliser un modèle circuit du filtre pour le paramétrer et ensuite extraire sa matrice impédance. Ainsi celle-ci pourra être implémentée dans le modèle.

Ce type de modèle présente un autre désavantage majeur : il n'est valable que pour le point de fonctionnement auquel ont été faites les mesures. Un changement des conditions de fonctionnement nécessite de déterminer à nouveau les différentes sources et impédances équivalentes. Il faut savoir que sur un équipement avec un actionneur à vitesse variable ou même un équipement avec de l'électronique présentera une consommation en énergie et donc en courant plus important au démarrage. Qui dit courant important dit aussi perturbation CEM importante. Ce cas de figure n'est pas pris en compte dans le cas de cette technique de modélisation. Avec cette simulation nous ne pouvons pas non plus déterminer l'écoulement des perturbations conduites au sein des systèmes. Afin de pouvoir éventuellement déterminer ces grandeurs, il est impératif de représenter les différents chemins de propagations ainsi que les sources de perturbations localisées.

III.2.2 L'identification des chemins de propagations et des sources de perturbations

Lors du dimensionnement d'un système, il est essentiel de prédire les courants perturbateurs à différents endroits du système. Considérons une chaîne de traction avec une association onduleur, câble et moteur semblable à l'Extras. Dans ce système, il est nécessaire de connaître le courant en sortie du convertisseur, côté moteur, afin de déterminer le rayonnement des câbles [24] ou les variations de tension (dv/dt) afin de déterminer l'impact que cela peut avoir sur les enroulements et isolants du moteur [25, 26, 27, 28, 29]. La méthode quadripolaire est un exemple de ce type de représentation.

III.2.2.1 La méthode quadripolaire

La méthode quadripolaire [30] consiste à modéliser une association de sous-systèmes sous formes matricielles. L'approche choisie, appelée réseau à deux ports, est basée sur des mesures spécifiques de la tension de mode commun générée par le convertisseur, et des impédances équivalentes de MC de chaque composant du système, qui est représenté par un réseau à deux ports associé à une matrice d'impédance $[Z]$.

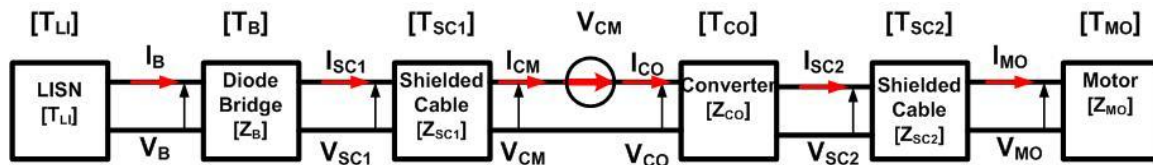


Figure III.2. Réseau de matrices 2 ports utilisé dans la méthode quadripolaire

Cette approche a été développée afin de calculer le courant de mode commun à différents endroits dans la chaîne de puissance et ainsi évaluer son impact. Chaque sous-système est considéré comme une "boîte noire" avec deux ports d'entrée et de sortie. Trois mesures sont nécessaires pour caractériser chacun d'eux.

Considérons un convertisseur de puissance triphasé. Afin de mesurer les différentes impédances de mode communs, les ports d'entrée et sortie sont court-circuités entre eux et suivant les termes souhaités la mesure est faite d'un côté ou de l'autre du système (Figure III.3).

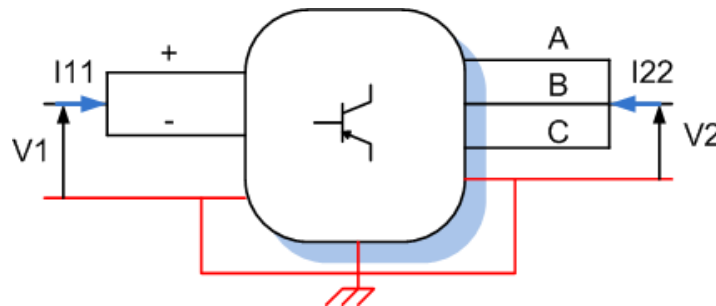


Figure III .3. Méthode d'extraction des différents termes du quadripôle

Les tensions aux bornes du quadripôle peuvent être exprimées comme ceci :

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \dots\dots\dots 6$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \dots\dots\dots 7$$

où les termes en Z constituent les termes de la matrice impédance. Z_{11} est obtenue lorsque la sortie est laissée ouverte et la mesure d'impédance est effectuée à l'entrée. Pour Z_{22} , les mêmes étapes sont répétées, avec cette fois l'entrée étant ouverte et la mesure se faisant du côté opposé. Selon la taille de l'objet, il est souvent difficile de faire la mesure Z_{12} . Les ports

de sortie sont court-circuités et une mesure, Z_{CC} , se fait à partir de l'autre côté. A partir de cette mesure une estimation de Z_{12} peut être faite. Cette méthode est applicable à chaque sous-système. Les matrices $[Z]$ obtenues sont transformées en matrices de transfert $[T]$ afin de simplifier le calcul des courants de mode commun à chaque niveau du système lors de la mise en cascade des quadripôles. Il reste à caractériser la source de perturbation. Ici la tension homopolaire, en sortie du convertisseur (du côté moteur) est mesurée puis injectée dans le modèle de la chaîne complète.

La méthode Modular Terminal Behavioral (MTB) [31] avec une représentation peu différente permet de prendre en compte le mode différentiel tout en calculant la source de perturbation à partir de mesures avec un protocole d'extraction lourd. Avec la méthode quadripolaire, nous constatons qu'il est nécessaire de prendre en compte les chemins de propagation ainsi que les impédances des différents sous-systèmes afin de pouvoir déterminer correctement les perturbations conduites à différents niveaux du système.

Ces deux méthodes de modélisation fréquentielle nous permettent de déterminer l'écoulement des courants perturbateurs au sein même d'un équipement. Nous avons ainsi agi sur les différents sous-systèmes afin de pouvoir éventuellement les optimiser. Cependant comme pour le modèle précédent, nous sommes toujours dépendants d'un prototype pour construire ce modèle ou avoir un modèle _n de nos divers sous-systèmes. Dans la prochaine partie, nous allons approfondir les aspects de chemin d'écoulement des perturbations ainsi que la modélisation des différents éléments faisant partie d'un actionneur à vitesse variable.

III.2.2.2 Les chemins de propagation

Une première approche a été proposée : la méthode quadripolaire où les chemins de MC sont clairement identifiés et ainsi il est possible d'obtenir la répartition des courants de MC dans le système. Pour le moment, le système a été considéré de manière assez globale. Mais intéressons-nous de plus près à ce qui se passe à l'intérieur de ces différents sous-systèmes.

Prenons l'exemple d'un module de puissance ; il est constitué d'un certains nombres de composants, brasés sur un substrat, qui sont reliés entre eux par des pistes. Ces pistes constituent des inductances parasites pour les courants qui y circulent. Entre les Fils de bondis, il y a un couplage inductif alors qu'entre les pistes et le dissipateur thermique du module, il y a un couplage capacitif. Ces chemins d'écoulement ne sont pas représentés dans

une représentation type boîte noire. Or le fait de connaître ces courants peut impacter sur le routage du module durant la phase de conception. Il est donc important de les représenter dans la modélisation de ces structures. Jusqu'à présent, les différentes simulations exposées se sont faites sous formes matricielles et les chemins de propagation à l'intérieur de chaque système ne sont pas identifiés. Une alternative à cette représentation est de faire de la modélisation circuit. Ces modèles peuvent être construits à partir de mesures ou de façon prédictive.

III.3 Protocole de mesure pour faire de la modélisation

Grâce aux mesures d'impédance et de grandeurs électriques sur un équipement nous pouvons réaliser deux types de modèles : modèle comportemental et physique. Un modèle comportemental, comme son nom l'indique, a pour but de reproduire le comportement d'un système, que ce soit en régime statique ou dynamique. Ici, nous n'avons pas besoin de comprendre comment fonctionne le système mais plutôt le considérer comme une boîte noire. Pour le modèle comportemental, il faut d'abord identifier une topologie circuit. Une fois que ce choix a été fait, les mesures sont faites de telle sorte à ce que l'on obtienne les différents éléments du circuit. A titre d'exemple Yannick Weens, dans sa thèse [32], utilise un modèle en PI (figure 2.6a) afin de modéliser un moteur. Ainsi à partir de cette topologie, une extraction des impédances de mode commun et différentielle est faite. Il faut noter que les différents couplages qui peuvent exister dans le moteur sont ramenés à ces deux impédances. Les mesures sont ensuite retranscrites sous forme circuit en utilisant des logiciels de Filtrage tels que APLAC© ou IdEM© tout en définissant le circuit voulu (Figure III.5). Dans le cas présent, nous sommes toujours dépendants du matériel. Regardons maintenant les modélisations prédictives.

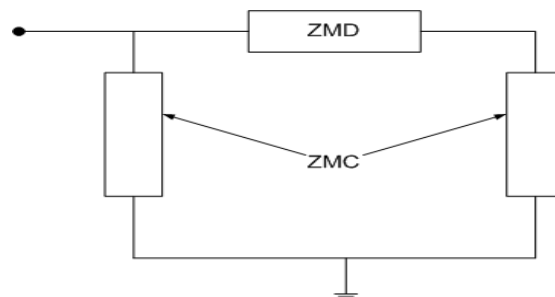


Figure III.4. Modélisation d'un moteur en utilisant un modèle comportemental

III.4 Modélisation prédictive des chemins d'écoulement

Revenons sur le module de puissance. Les éléments indésirables identifiés, tandis qu'ils résonnent les uns avec les autres, créent des oscillations à des fréquences élevées (supérieures à 10 MHz). La modélisation de ces éléments devient donc indispensable, vu l'étendue de la norme aéronautique. Pour être en mesure de prédire de tels éléments, des outils tels que Q3DExtractor et InCa3D peuvent être utilisés. InCa3D utilise la méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) [31] pour le calcul de l'inductance d'une géométrie donnée alors que Q3D Extracteur peut être utilisé pour extraire les inductances et capacités en utilisant la Méthode des Moments (MoM) [34, 35]. Dans le prochain chapitre nous détaillerons cet aspect qui, par ailleurs, peut être transposé dans le domaine fréquentielle sous forme d'une matrice d'impédance.

Ici, nous nous affranchissons du matériel physique et la géométrie en 3-D permet d'avoir une estimation des diverses inductances et capacités parasites de notre équipement. Ces outils sont très pratique en phase amont d'un projet et permettent ainsi d'affiner les divers dimensions pour permettre de réduire les phénomènes parasites pouvant nuire au bon fonctionnement. Maintenant que nous avons vu les différents types de modélisation pour les chemins de propagation, nous allons aborder la modélisation des sources de perturbation.

III.5 La source de perturbation

Nous avons précédemment vu que la source de perturbation est la cellule de commutation du convertisseur de puissance. Ces perturbations sont dues aux variations rapides de tension et de courant dans la cellule de commutation. Une approche simple de modélisation de la source de perturbations est de la modéliser par des sources équivalentes de courant et de tension, comme nous le montre la Figure III.6. La précision de la représentation des variations des grandeurs électriques déterminera la validité fréquentielle du modèle.

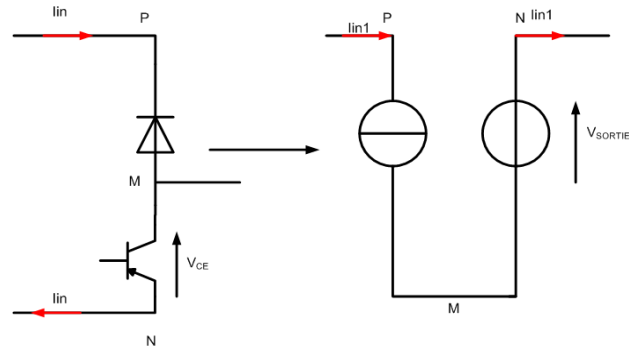


Figure III.5. Représentation d'une cellule de commutation

III.5.1 Modélisation trapézoïdale de la source de perturbation

L'évolution des courants et tensions traversant le convertisseur de puissance peut être, en première approximation, représentée par un trapèze. Dans cette configuration, les choix des pentes est déterminant. En effet, le spectre généré est directement lié à celle-ci. L'objectif ici est de modéliser les perturbations dans le domaine fréquentiel à partir d'une période du signal.

La matrice représentant l'impédance de mode commun, pour le modèle quadripolaire, peut être prédit pour certains des sous-systèmes, mais la source de bruit doit être mesurée. Certaines approches ont été tentées dans le passé pour être en mesure de prédire cette source sans grand succès [6, 12]. On peut calculer les coefficients de la transformée de Fourier de cette fonction (avec T la période, le rapport cyclique et A l'amplitude) :

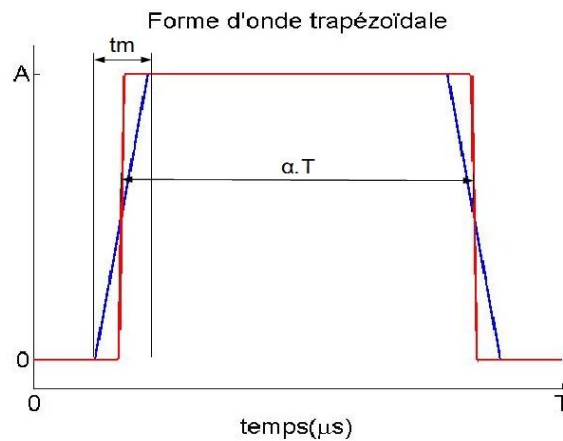
$$f(t) = A.\alpha + \sum C_n . \cos\left(\frac{n.2.\pi}{T}t + \varphi_n\right) \dots\dots\dots 8$$

Avec

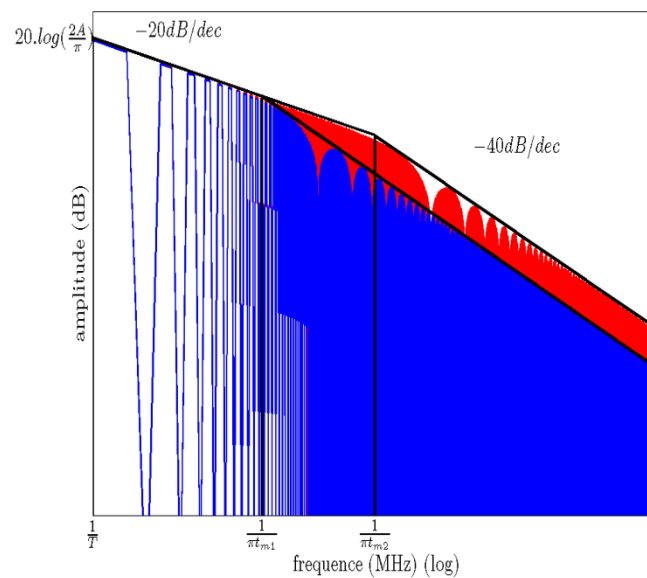
$$C_n = 2.A.\alpha . \left| \text{sinc}(n.\pi.\alpha) \right| . \left| \text{sinc}\left(n.\pi \frac{t_m}{T}\right) \right| \dots\dots\dots 9$$

Nous constatons que plus la fréquence de commutation n'est élevée, plus le spectre d'émissions sera décalé vers les fréquences élevées. Or, une montée en fréquence de commutation permet d'avoir des signaux de sortie des convertisseurs plus propres. La figure III.7 nous montre l'impact du temps de commutation sur le spectre d'émission de

perturbations. Nous avons, en rouge et en bleu, deux signaux trapézoïdaux de temps de commutation très différents ($t_{sw\text{ bleu}} = 10.t_{sw\text{ rouge}}$). Nous observons que la pulsation à partir de laquelle l'amplitude du spectre décroît à -40dB/dec est bien repoussée d'un facteur 10 pour la courbe rouge, par rapport à la courbe bleue (selon l'équation III.8). Cependant cette modélisation est trop idéalisée et ne permet pas une validité fréquentielle suffisante.



(a) Signal trapézoïdal représentant l'évolution de la tension de sortie d'un Hacheur série



(b) Représentation fréquentielle du signal trapézoïdal

Figure III .6. Signal temporel et représentation fréquentielle

III.5.2 Modélisation Multiple Slope

Afin de se rapprocher de la réalité, une seconde étape serait de modéliser les fronts de commutation par un ensemble de fonctions linéaires par parties [35](Figure III.8). La méthode consiste à identifier les différentes pentes à partir d'une mesure de commutation à la mise en conduction et au blocage sur un hacheur et créer un ensemble de sources de perturbations associé. Cette méthode est plus contraignante que la précédente mais elle permet d'avoir une meilleure précision. Les résultats obtenus, dans le cadre d'un hacheur, sont concordants jusqu'à environ une dizaine de mégahertz. Cette méthode nécessite de relever de manière précise les formes d'onde des différentes grandeurs électriques pour chaque point de fonctionnement. Dans le cadre d'un onduleur le point de fonctionnement varie au cours du temps rendant ce processus fastidieux [43]. Nous allons illustrer une méthode qui remédie à ce problème dans la suite

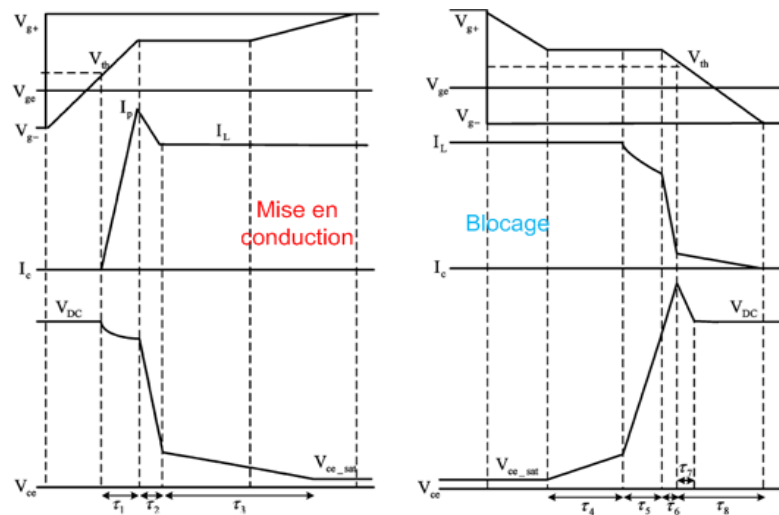


Figure III.7. Modélisation des fronts de commutation par un ensemble de fonctions linéaires par parties

III.5.3 Modélisation de la source de bruit par fonction de transfert

Denis Labrousse propose un modèle de comportement d'une cellule de commutation [36] qui prend directement en compte la cellule de commutation dans son ensemble, sans chercher à séparer chaque composant. Il dit que la tension de sortie d'un composant de puissance peut être exprimée comme un produit d'une fonction de transfert (TF_v), qui

représente tous les éléments dans l'environnement de l'appareil, et sa fonction de commutation (F_{sw}) dans le domaine fréquentiel (Figure III.9).

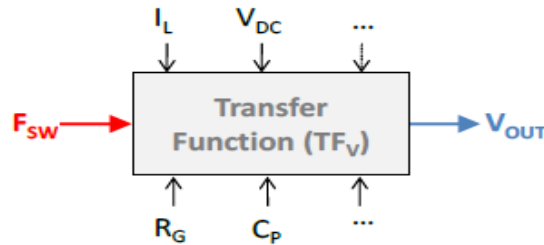


Figure III.8.Fonction de transfert

A partir de ce concept, l'auteur modélise un convertisseur Buck (cf Figure III.10).

Pour ce faire, il fait l'hypothèse qu'il peut exprimer sa tension de sortie en fonction de sa résistance de grille(R_g), de F_{sw} et de TF_v . Afin de valider cette approche, il fait une mesure temporelle de tension pour différentes valeurs de R_g sur une période de commutation. Il passe ensuite en fréquentiel pour exprimer ces grandeurs choisies par l'expression suivante :

$$V_{DS(P)} = TF_v \cdot F_{SW(P)} \cdot V_{DC} \dots\dots\dots 10$$

Connaissant les différentes grandeurs électriques et F_{sw} , la fonction est déterminée. Cette fonction de transfert est par la suite déterminée en fonction de la résistance de grille. En ayant cette fonction pour une valeur de R_g , il est démontré que celle-ci peut être utilisée pour prédire la tension pour les autres valeurs de résistance.

La philosophie de cette approche est de dire que pour un point de fonctionnement donné, avec un modèle d'un interrupteur de puissance, il est possible de déterminer une fonction de transfert. Cette fonction de transfert pourra être exprimée selon un ou plusieurs paramètres environnants du système. A partir de ça, nous pouvons prédire la source de bruit.

Pour le moment, cette approche de modélisation a été utilisée sur un MOSFET et devra donc être approfondie pour voir sa validité sur d'autres composants de puissance ou d'autres facteurs variables dans la mise en place. Afin d'utiliser cette méthode pour faire de la modélisation prédictive, il faut un modèle assez précis du composant de puissance dans le domaine temporel.

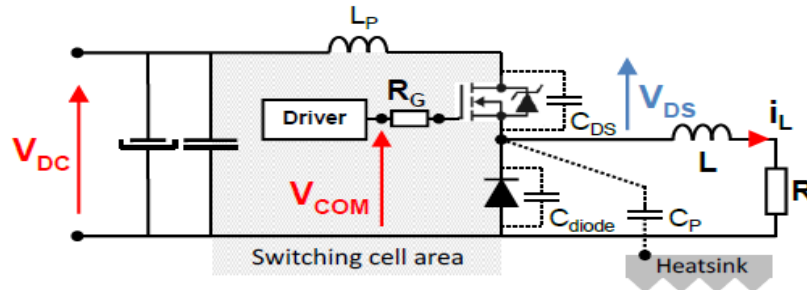


Figure III.9. Convertisseur Buck utilisé

III.6 Simulation temporelle

En électronique de puissance, pendant la phase de conception, des modèles circuit sont souvent utilisés pour les aspects fonctionnels. La simulation circuit donne un rapide aperçu des différentes grandeurs électriques d'un montage à moindre risque. Certains simulateurs circuit tels que Saber © ou SPICE© offrent même la possibilité de simuler et la partie analogique et la partie numérique d'un montage.

Ces modèles peuvent être basés sur la physique des sous-systèmes différents ou peuvent simplement être des modèles comportementaux. Comme précédemment, il est nécessaire de bien identifier toutes les voies de propagation des émissions conduites. Dans cette section nous allons continuer de détailler les approches de modélisation de la source de bruit car c'est la partie critique pour une modélisation prédictive en électronique de puissance.

III.7 Les modèles des interrupteurs de puissance

III.7.1 Modèles physiques

Qui dit chaîne de conversion d'énergie dit forcément électronique de puissance. Dans cette section nous allons regarder ce qui se passe dans ces composants de puissance pendant leur phase de fonctionnement. Dans le cadre de ce travail, nous allons utiliser un convertisseur de puissance à IGBT. Nous verrons donc le mode de fonctionnement d'une diode de puissance ainsi qu'un IGBT.

La diode est un composant de puissance non commandable constituée d'une jonction PN. Elle a pour but d'écarter une tension et donc faire du redressement (figure III.11).

Elle est aussi utilisée en parallèle d'un interrupteur de puissance pour assurer la fonction de roue libre



Figure III .10.Représentation symbolique de la diode et la caractéristique d'une diode

Dans la littérature, il existe plusieurs types de modèle de diode [37, 38, 39, 40]. Nous avons les macros modèles qui sont des modèles circuits représentant le comportement de la diode en fonctionnement. Ce type de modèle ne prend pas en considération les phénomènes physiques qui peuvent intervenir au sein même du composant. Ces modèles sont généralement utilisés pour faire des simulations basiques et fonctionnelles.

Nous avons aussi les modèles basés sur la physique du composant. Donc là ce sont les équations du semi-conducteur qui seront pris en compte. Il est donc essentiel de comprendre le déplacement des particules chargées au sein même du composante de les retraduire sous forme d'équations. Avant cette étape, il est nécessaire de comprendre son fonctionnement.

Les deux zones de la jonction de diode sont chargées : La zone P est chargée positivement

et la zone N, négativement. La jonction crée donc une barrière de potentiel qui, suivant le type de diode, peut être située entre 0,3V et 1V, empêchant ainsi le passage des électrons de la région N à la région P. Ainsi pour que la diode puisse conduire, il faut appliquer une tension positive afin de s'affranchir de cette barrière de potentiel et ainsi laisser passer le courant. L'expression [18] donnant le courant, en polarisation directe, dans le composant est le suivant:

$$I = I_s \times \exp\left(\frac{V_{AK}}{\eta \times U_T}\right) \dots\dots\dots 11$$

avec :

I_s : Le courant de saturation

V_{AK} : La tension aux bornes de la diode

n : Le coefficient d'émission

u_T : Le potentiel thermique

Cette équation n'est valable que si la tension aux bornes de la diode est supérieure à la tension de seuil de la diode. En polarisation inverse (blocage de la diode), il existe un faible courant qui passe cependant. Dès que nous appliquerons la tension, la hauteur de la barrière de potentiel tend à augmenter mais dans la pratique, ça empêchera pas les électrons de se déplacer.

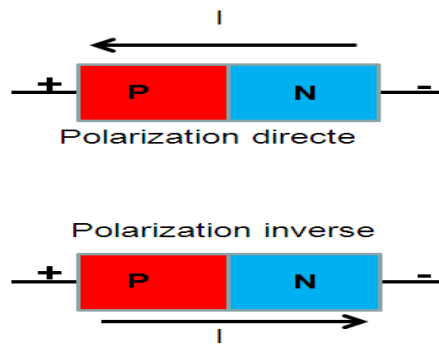


Figure III.11.Sens de circulation du courant suivant la polarisation

La mise en conduction de la diode est souvent considérée comme étant instantanée alors que pour le blocage reste plus complexe. Lors de la phase de conduction, des charges sont accumulées dans la diode. Au blocage, ces charges doivent être évacuées.

Cette charge se traduira sous forme d'un courant inverse pendant un court instant avant le blocage effectif de la diode. Ce phénomène, caractérisé par un temps de recouvrement T_2 et une pointe de courant IRM est considérée comme le recouvrement inverse. Le taux de décroissance di/dt du courant depuis la conduction jusqu'à IRM ne dépend pas de la diode mais des composants avoisinants. La diode doit être dimensionnée de sorte à limiter les variations de courant lors du retour à courant nul après le passage par IRM afin d'éviter des surtensions dommageables sur l'inductance de la maille de conduction.

Ce courant de recouvrement correspond à des pertes au niveau de la diode. Il existe néanmoins des solutions pour réduire, voire éliminer ce phénomène. Nous avons la

technologie Schottky [40] où nous avons une jonction métal et une jonction semi-conducteur. Grâce à celle-ci, ce temps de recouvrement est quasi-nul. La technologie Sic permet aussi de réduire ce phénomène.

III.7.2 Modélisation comportementale d'un interrupteur de puissance

Les premiers modèles d'IGBT ont été basés purement sur la physique et comme indiqué dans la partie précédente, il y a un nombre important de paramètres à prendre en compte. Comme l'extraction de ces différents paramètres nécessite des campagnes de mesures importantes avec certains d'entre eux quasiment impossible à obtenir, les modèles qui ne tiennent pas compte des mécanismes physiques ont commencé à voir le jour. Ces modèles [41] montrent généralement peu de problèmes de convergence

Un modèle simple de comportement pour le calcul est donné par Saber Model Architect Tool. Il génère un modèle de niveau-1 qui est bien adapté pour l'analyse des commutations et des pertes de puissance de composants d'électronique de puissance. Cet outil nécessite, en entrée, que les caractéristiques statiques et dynamiques du composant.

III. 8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les techniques de modélisation des sources des perturbation électromagnétiques, ce modèle basée sur la mesure expérimentale de l'impédance en fonction de la fréquence, par un analyseur d'impédance. . On utilise ces résultats d'étude des modélisation pour la création de modèle HF sous LTSPICE de système qui nous choisi .

Chapitre IV : Simulation par LT SPICE de système éolien à base de MADA

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre on doit simuler le système éolienne premièrement on commence par les différent dispositif chacun seul du système on nous extrayons les courbe de tentions on fonction du temps et de fréquence en enfin on cumule le système pour avoir les courbe des trois phase

IV.2. Présentation du dispositif d'un system éolienne

Le système éolien à vitesse variable basé sur une MADA, est compose de : turbine, via un multiplicateur, entraine la MADA, laquelle est raccordée au réseau électrique directement par le stator mais également au travers de convertisseurs statiques triphasés à IGBT de référence SKM50G101D par le rotor. Celui-ci est muni de systèmes bagues/balais. Le convertisseur de puissance côté machine est appelé « **Rotor Side Converter** » (RSC) et le convertisseur de puissance côté réseau est appelé « **Grid Side Converter** » (GSC) et Le RSIL, qui permet la mesure des perturbations conduites générées par ce système, est inséré entre les réseaux et le convertisseur

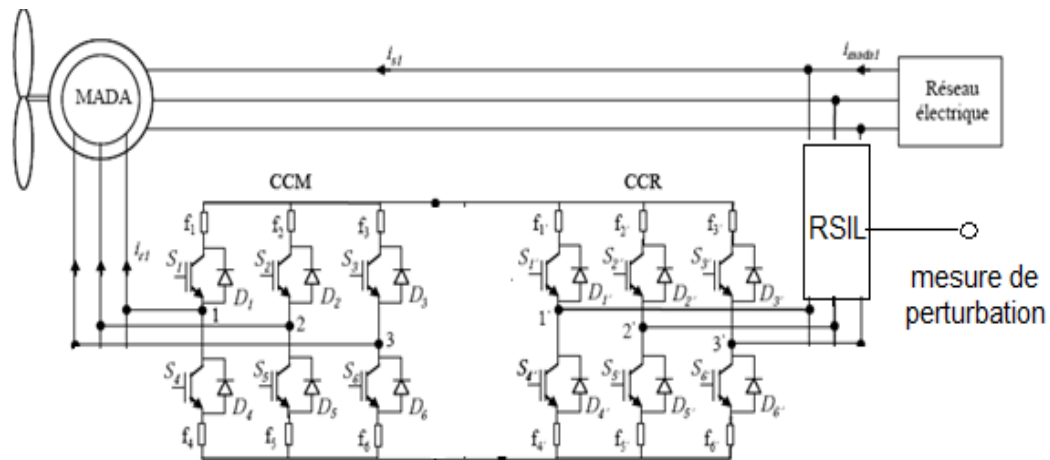


Figure VI.1: Association convertisseur – Câble – MADA

Le tableau suivant donne les autres éléments du système éolienne .:

Eléments	Caractéristiques
RSIL	1 par ligne (impédance 60Ω)
MADA	4KW (380v/60Hz)
Câble	Bifilaire, non blinde
La charge	$R=10\Omega$, $L=1\text{mH}$.
Onduleur	Commande MLI
Redresseur	Commande PULS

Tableau.1 :Tableau des éléments du système.

Afin d'estimer les perturbations conduites dans ce système éolienne a base de MADA, il est nécessaire de proposer des modèles HF de chaque partie du dispositif pouvant être, par la suite, simulés dans le domaine temporel avec le logiciel LT SPICE. Dans la partie suivante, nous allons présenter la modélisation des sources de perturbations de l'onduleur de tension triphasé à partir du modèle équivalent de la cellule de commutation utilisant des générateurs de tension et de courant présenté au troisième chapitre.

IV.3 .Simulations de la source de perturbation

IV.3.1 Simulation de sources de perturbations dans un onduleur de tension triphasé

Les émission 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 (connecteur BNC), le port de mesure du réseau fictif inséré dans l'autre ligne d'alimentation étant fermé sur une charge de 60Ω comme représenté sur la figure

Nous pouvons donc mesurer la tension V_{PG} et V_{NG} par analyseur de spectre à partir de la sortie du connecteur BNC du réseau RSIL, cette mesure donnera dans la bande de fréquence sous la norme CISPR 11 (150kHz-30MHz) [44]

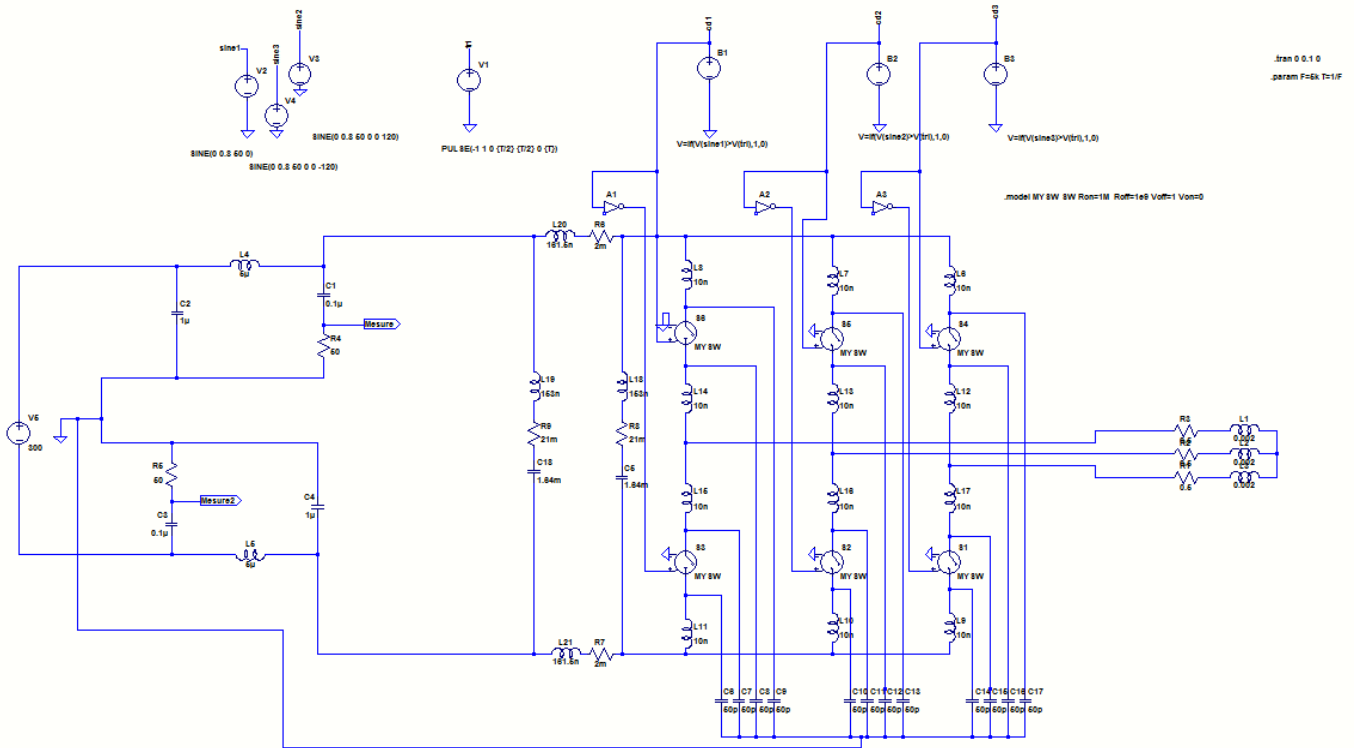
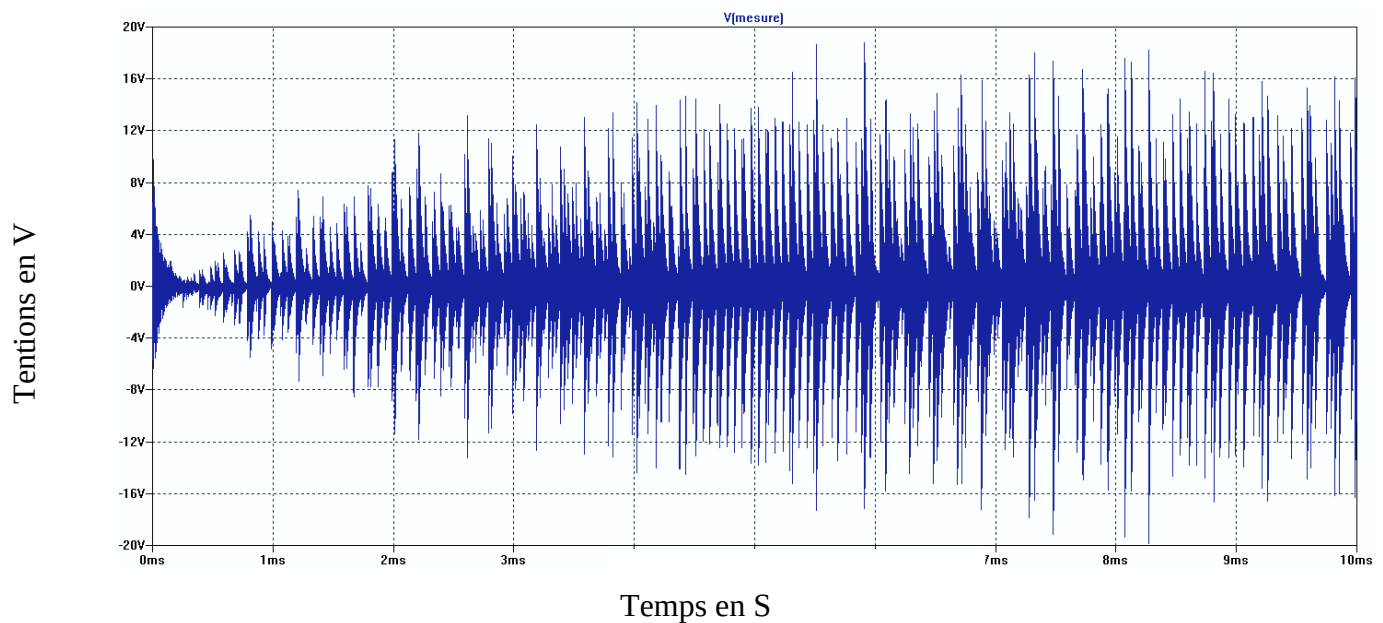


Figure VI.2 Modélisation CEM d'onduleur MLI triphasé

Figure VI.3 :La tension temporelle aux bornes RSIL entre la phase et la terre V_{PG}

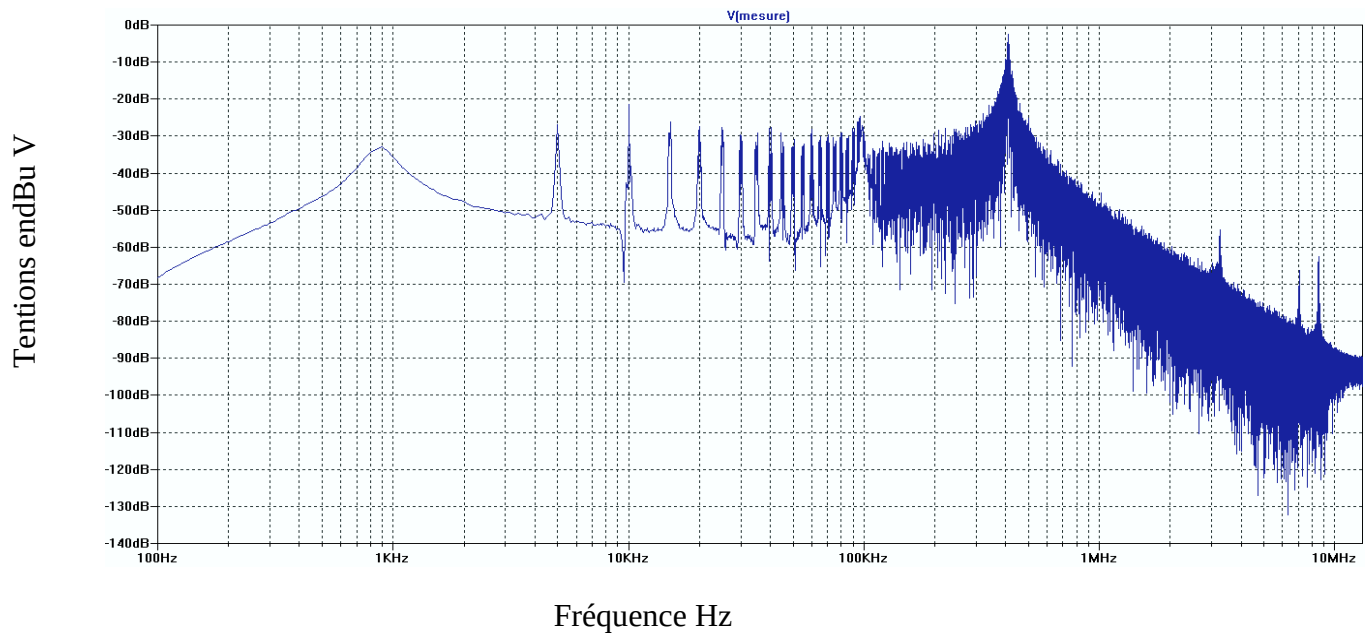


Figure VI.4 : Spectres de la tension aux bornes de RSIL entre la phase et la terre V_{PG}

La Figure VI.3 présente la mesure de la tension aux bornes RSIL entre la phase et la terre V_{PG} en fonction de temps on remarque que la valeur de tension égale à 18V ce signifié que existé un courante passe dans la résistance $60\ \Omega$ coute phase vers la terre, et dans domaine fréquentiel de la figure VI.4 on remarque que la valeur de tensions augmente a partir de -70 dBuV correspondant a la valeur commutation 10 KHz jusqu'à -3dBuV a fréquence 160 KHz à partir de cette valeur la tension diminue rapidement jusqu'à -98 dBuV a 12 MHz cette tension montrer a existé un perturbation dans le système courante.

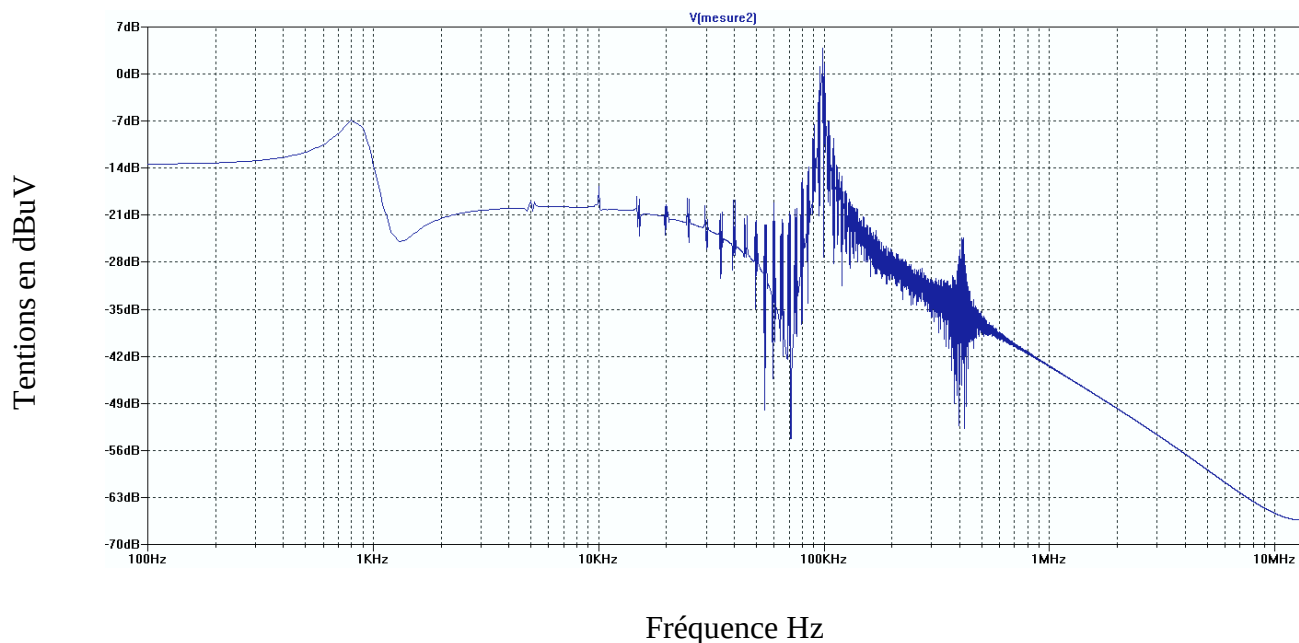


Figure VI.5: Spectres de la tension aux bornes RSIL entre la neutre et la terre V_{NG}

La figure VI.5 présente la mesure de la tension aux bornes RSIL entre la neutre et la terre V_{NG} en fonction de fréquence. la valeur de tension diminue dans la bande 10KHz-70KHz valeur -20dB correspondante a la valeur de fréquence de commutation 10KHz jusqu'à -54dB a fréquence -70KHz à partir de cette valeur la tension augmente rapidement jusqu'à 3.5dB Va une fréquence 100KHz à partir de cette valeur la tension diminue rapidement jusqu'à -66.5dBuV à 12 MHz.

IV.3.1 a- Le spectre de perturbation d'onduleur en mode commun:

Nous calculons la tension en mode commun et par l'équation suivant

$$V_{mc} = \frac{V_{PG} + V_{NG}}{2} \quad \dots\dots\dots 12$$

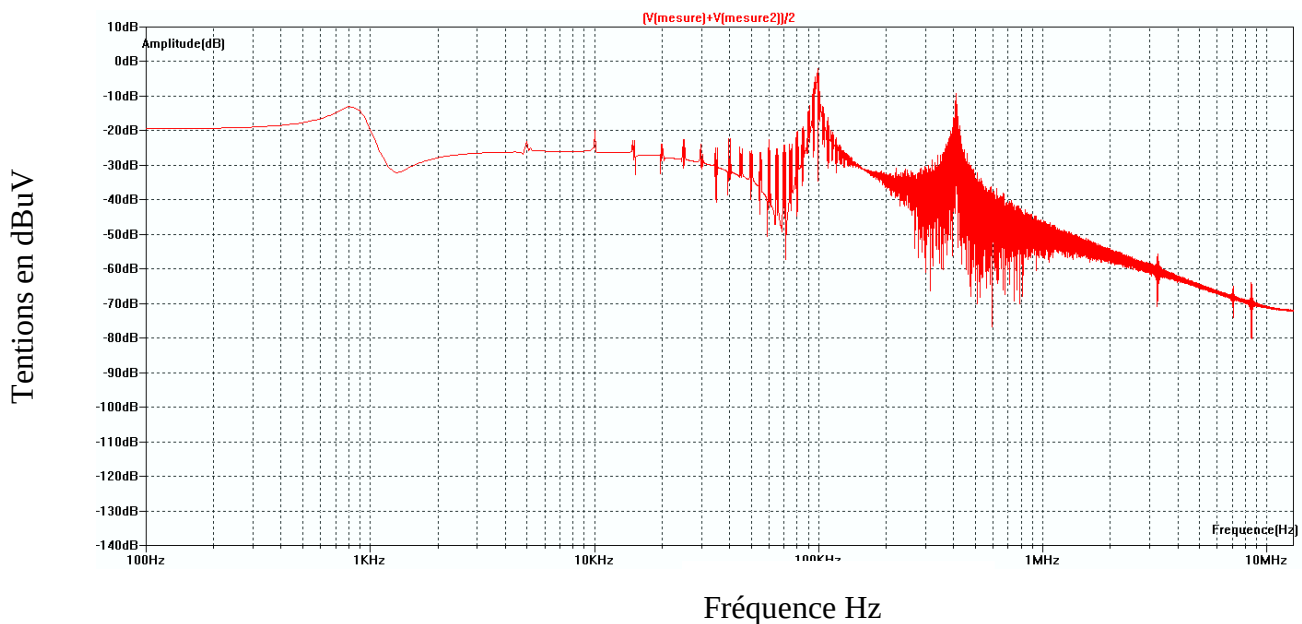


Figure VI.6 : Spectres de la tension d'onduleur en mode commun en dB

La figure VI.6 présente la tension d'onduleur de mode commun en fonction de fréquence, On remarque que la valeur de tension diminue a la valeur -20dBuV correspondante a la valeur de fréquence 10KHz jusqu'à -58dBuV a fréquence 70KHz à partir de cette valeur la tension augmente rapidement jusqu'à 3dBV a une fréquence 100 KHz à partir de cette valeur la tension diminue brusquement jusqu'à -71dBV a 12 MHz.

IV.3.1 .b Le spectre de perturbation en mode différentiel

Nous calculons la tension en mode différentiel et par l'équation suivant :

$$V_{md} = V_{PG} - V_{NG} \dots\dots\dots 13$$

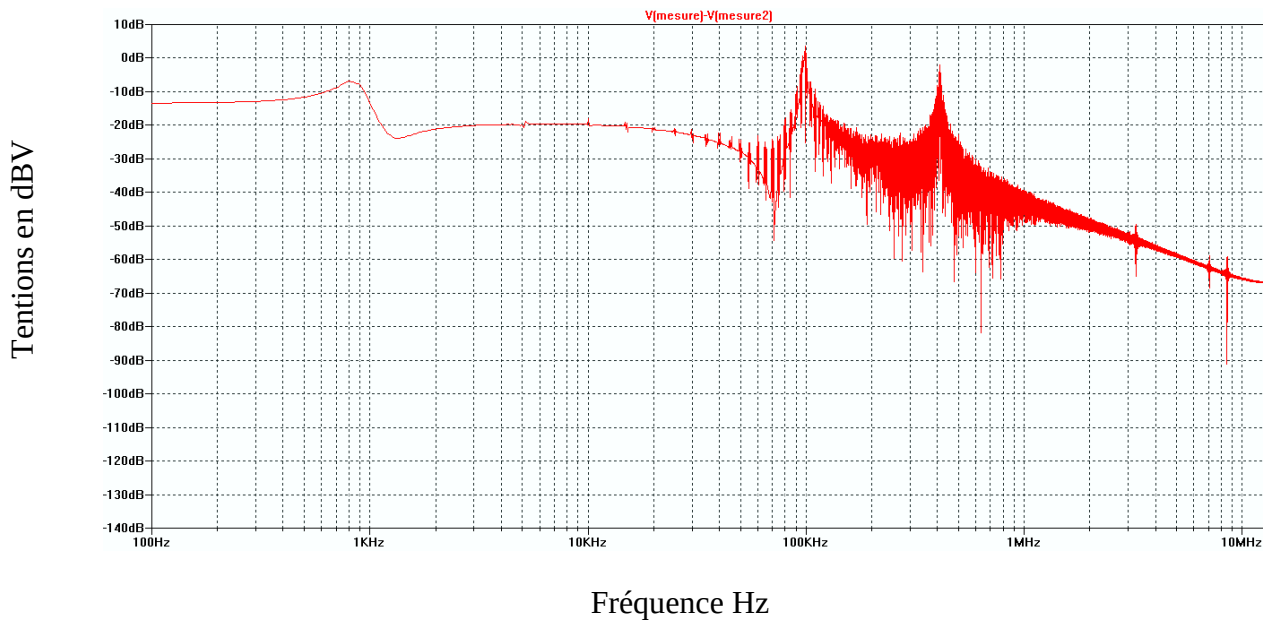


Figure VI.7 : Spectres de la tension en mode différentiel en dB.

La figure VI.7 présente la tension d'onduleur de mode différentiel en fonction de fréquence. On remarque que la valeur de tension diminue à la valeur -22dBuV correspondante à la valeur de fréquence 10KHz jusqu'à -55dBuV à fréquence 70KHz. À partir de cette valeur, la tension augmente rapidement jusqu'à 1dB à une fréquence 100 KHz. À partir de cette valeur, la tension diminue brusquement jusqu'à -68dB à 12 MHz.

IV.3.2 Simulation de sources de perturbations dans un redresseur de tension triphasé

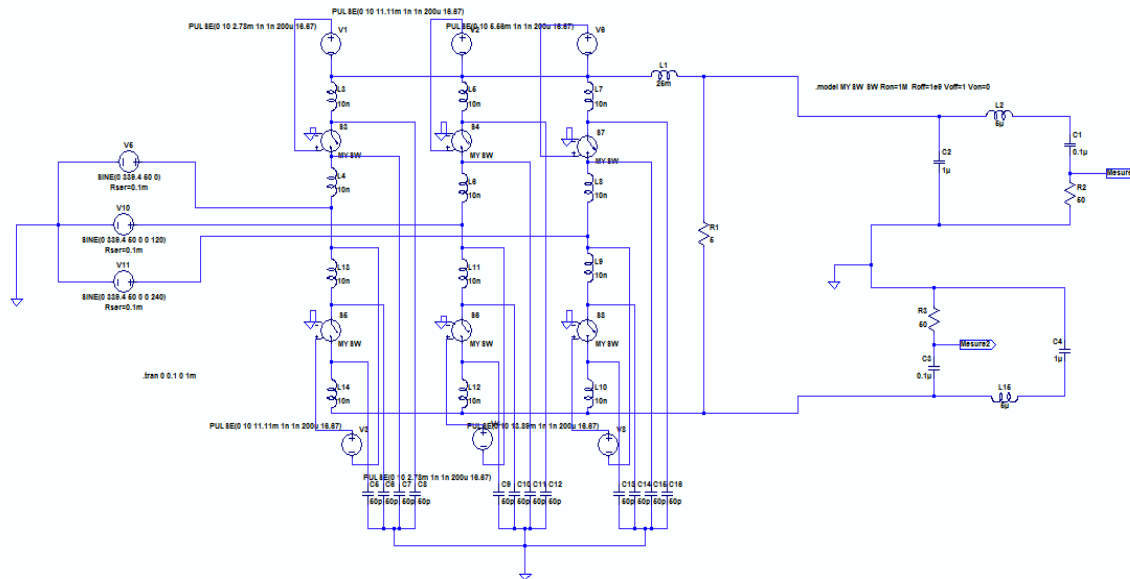


Figure VI.8 Modélisation CEM de redresseur triphasé

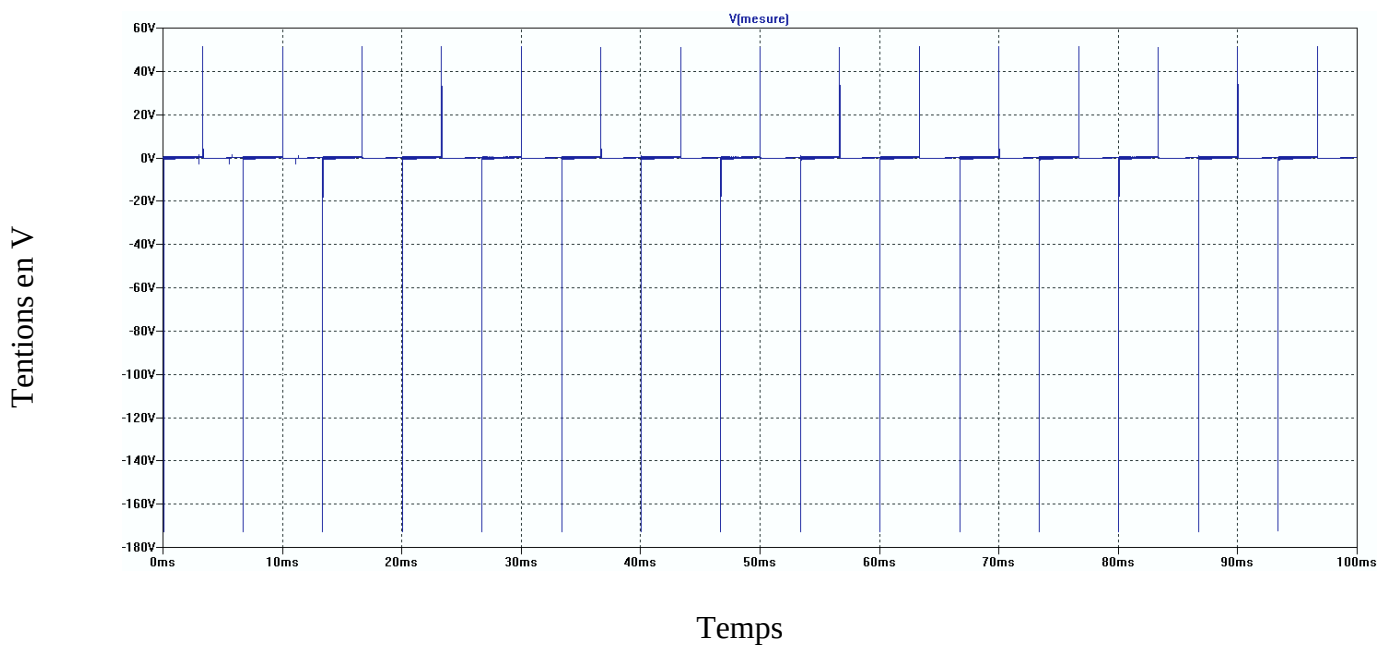


Figure VI.9 : La tension temporelle de redresseur aux bornes RSIL entre la phase et la terre

V_{PG}

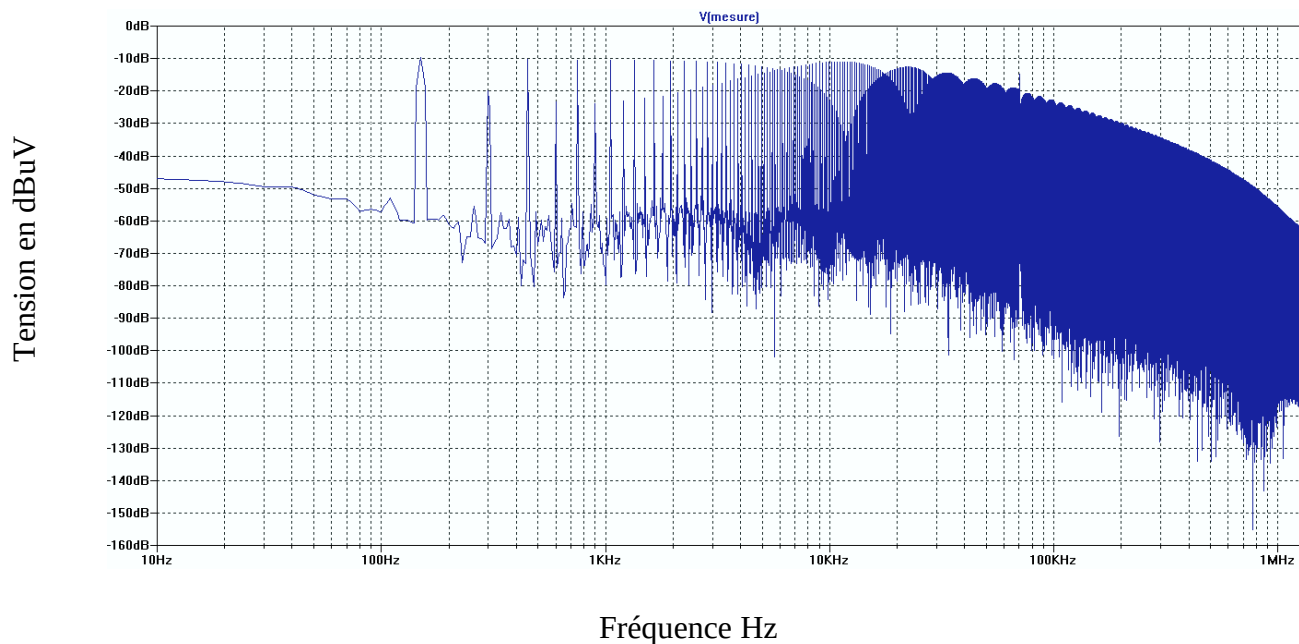


Figure VI.10 : Spectres de la tension aux bornes RSIL entre la phase et la terre V_{PG} de redresseur

La figure VI.9 présente la mesure de tension temporelle de redresseur aux bornes de RSIL entre la phase et la terre V_{PG} on remarque que la valeur de tension varier entre 50V et -70V correspondant à l'ouverture et la fermeture d'IGBT ce signifié que existé un courante passe dans la résistance $60\ \Omega$ coute phase vers la terre, et dans domaine fréquentiel de la figure VI.10 on remarque que la valeur de perturbation démarrer à -10dB correspondant au fréquence 105Hz a partir de cette fréquence le valeur stable jusqu'à 10kHz en suite il diminuer jusqu'à -115dB correspondant la valeur de fréquence 2MHz

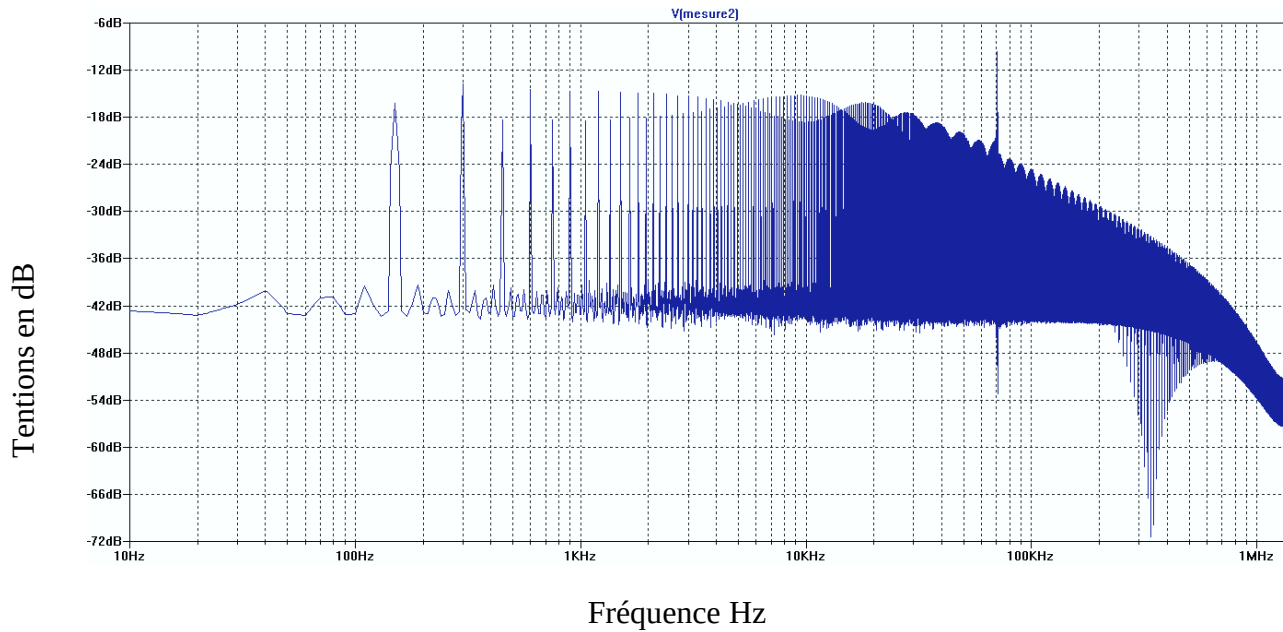


Figure VI.11 : Spectres de la tension aux bornes RSIL entre la neutre et la terre V_{NG} de redresseur

La figure VI.11 présente la mesure de tension fréquentielle de redresseur aux bornes de RSIL entre le neutre et la terre V_{NG} on remarque que la valeur de perturbation démarre à -17dB correspondant au fréquence 105Hz à partir de cette fréquence le valeur stable jusqu'à 10kHz en suite il diminuer jusqu'à -57dB correspondant la valeur de fréquence 2MHz

IV.3.2 a Le spectre de perturbation de redresseur en mode commun

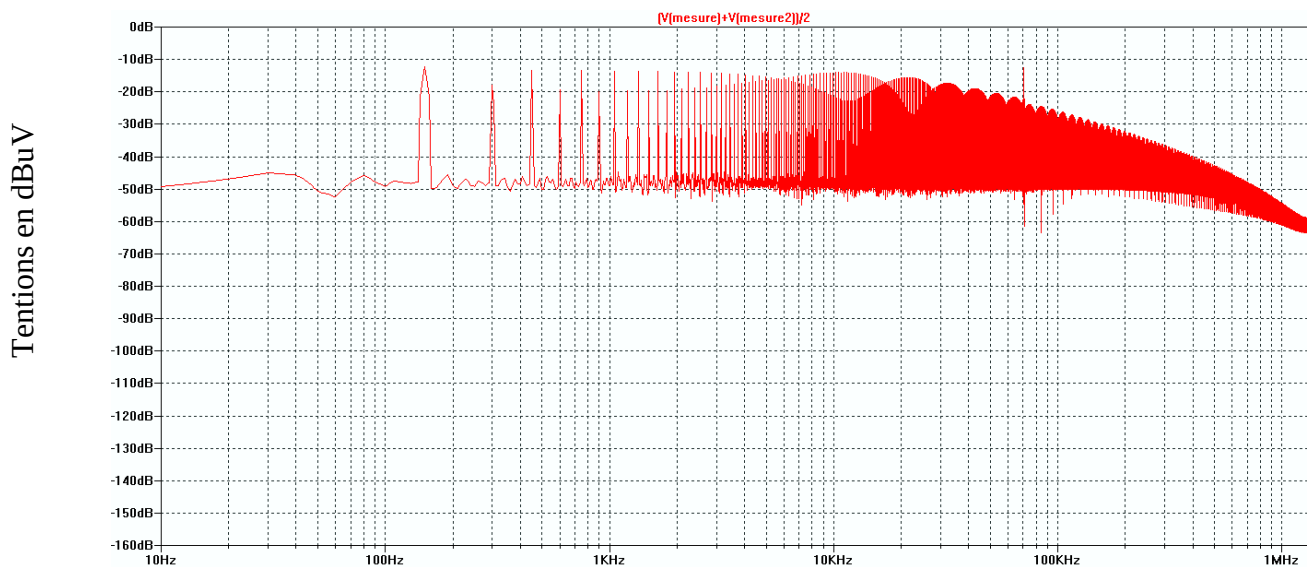


Figure VI.12 : Spectres de la tension de redresseur en mode commun.

La figure VI.12 présente la mesure de tension fréquentielle de redresseur en mode commun on remarque que la valeur de perturbation démarre à -11dBuV correspondant à la fréquence 105Hz à partir de cette fréquence la valeur stable jusqu'à 30KHz en suite il diminue jusqu'à -57dB correspondant la valeur de fréquence 2MHz

IV.3.2 b Le spectre de perturbation de redresseur en mode différentielle

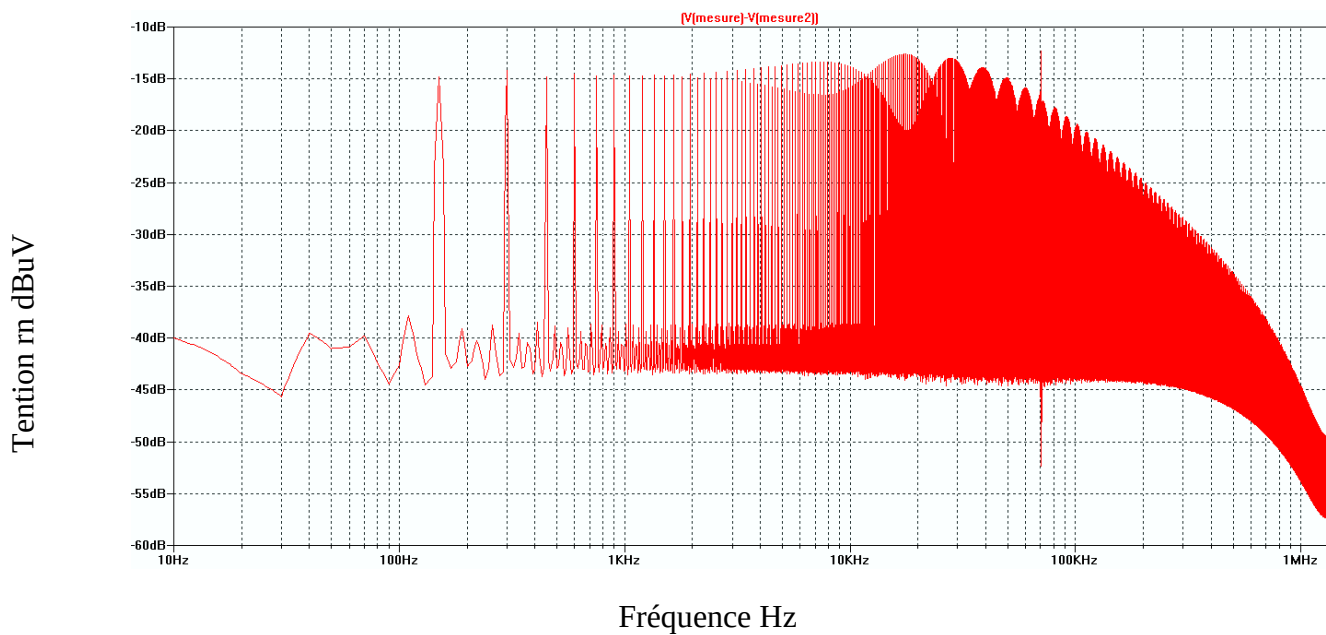


Figure VI 13 : Spectres de la tension de redresseur en mode différentielle.

La figure VI.13 présente la mesure de tension fréquentielle de redresseur en mode différentielle on remarque que la valeur de perturbation démarre à -15dBuV correspondant à la fréquence 105Hz à partir de cette fréquence la valeur stable jusqu'à 30KHz en suite il diminue jusqu'à -57dB correspondant la valeur de fréquence 2MHz

IV.4 Mesure des impédances

IV.4.1 Mesure des impédances de MADA

Dans ce mémoire, le circuit illustré à la ANNEXE B est utilisé pour modéliser les enroulements du moteur, chacun pouvant être décomposé en CM et impédances DM. Impédances parasites entre chaque enroulement et le cadre sont modélisés en utilisant les impédances CM (Z_{cm}). Chaque l'enroulement du moteur est représenté par une impédance DM (Z_{dm}).

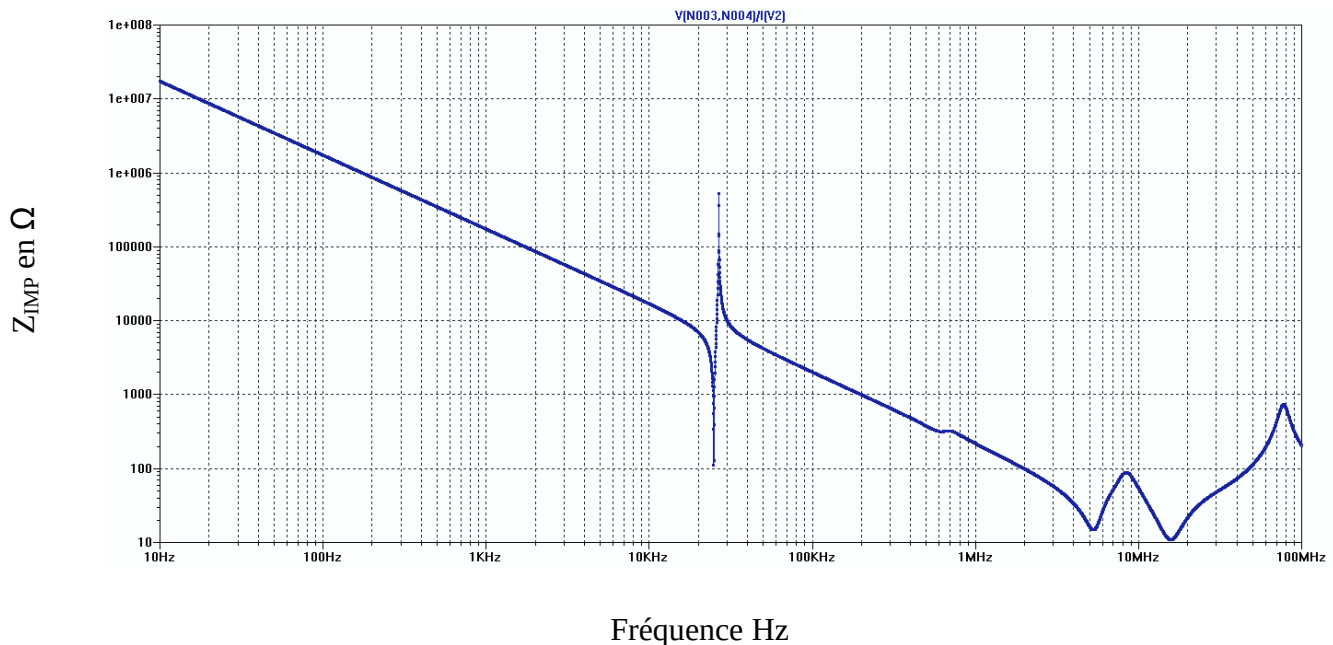


Figure VI.14 Impédance de stator de MADA

La figure VI.14 présente la mesure d'impédance on MD fréquentielle de stator MADA on remarque que la valeur d'impédance diminuera partir de $2 \cdot 10^7 \Omega$ correspondant au fréquence 10Hz jusqu'à 20 Ω correspondant au fréquence 5.2MHz à cause de les effet capacitive entre les spire de bobinage à partir de cette fréquence le valeur varier jusqu'à 100MHz a cause les élément parasite de bobinage .

IV.4 2 Mesures des impédances de RSIL

Un réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL) est utilisé pour mesurer et analyser les émissions conduites dans un environnement normatif configuration .La structure du RSIL est représentée sur la ANNESE C.

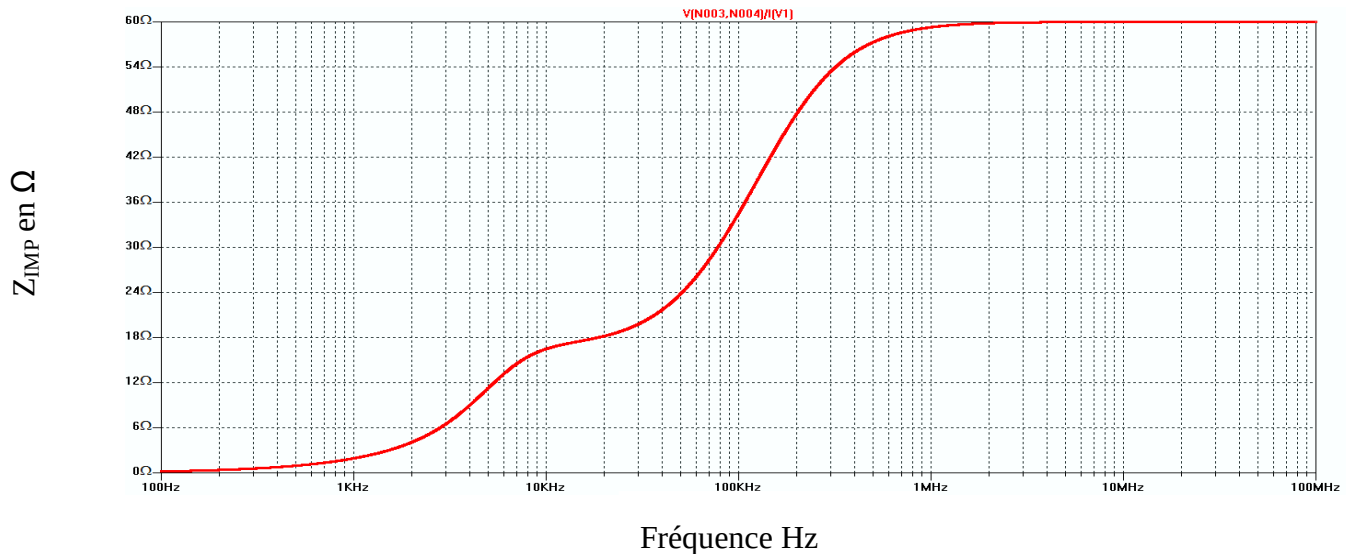


Figure VI.15 Impédance de RSIL

D'après le résultat de simulation, On voit bien que l'allure de l'impédance égale à 0 en basse fréquence puis augmenter rapidement dans la gamme de fréquence 200Hz –1 MHz, ensuite elle se stabilise aux environ de 60 Ω jusqu'à 100 MHz.

IV.4 3 Mesure des impédance des câble a trois conducteur

La modalisation HF et donne par l'ANNEXE D . en ce qui concerne le modèle du câble non blinder a 3 conducteur

Ce simulation repesant Impédance de perturbation de câble entre phase 3 et la terre presque les câble sont identique ase moment-là nous choisisant un seul câble pour faites bien comprendre la perturbation

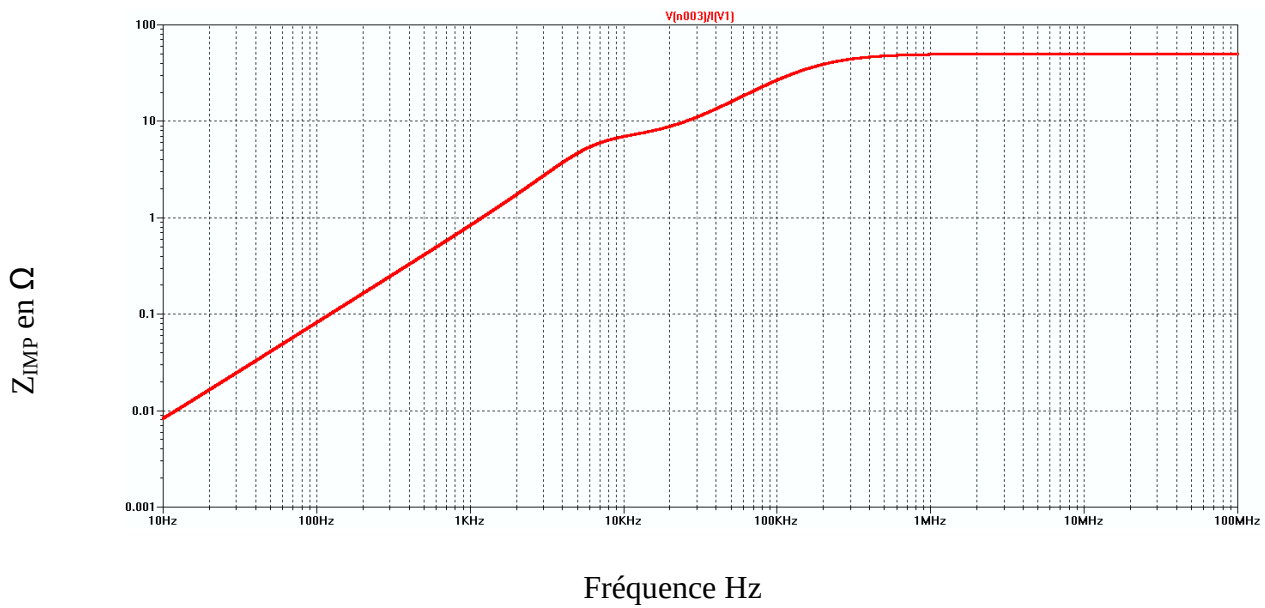


Figure VI.16 Impédance de perturbation de câble entre phase 3 et la terre

D'après le résultat de simulation, On voit bien que l'allure de l'impédance égale à 0.01 Ω en basse fréquence puis augmente rapidement jusqu'à la fréquence 300kHz, ensuite elle se stabilise aux environs de 60 Ω jusqu'à 100MHz.

IV.5 Simulation de sources de perturbations dans un système éolienne

Dans se partie nous cumulons les différent morceau précédent qui nous simuler et enfin on trouve le système suivant:

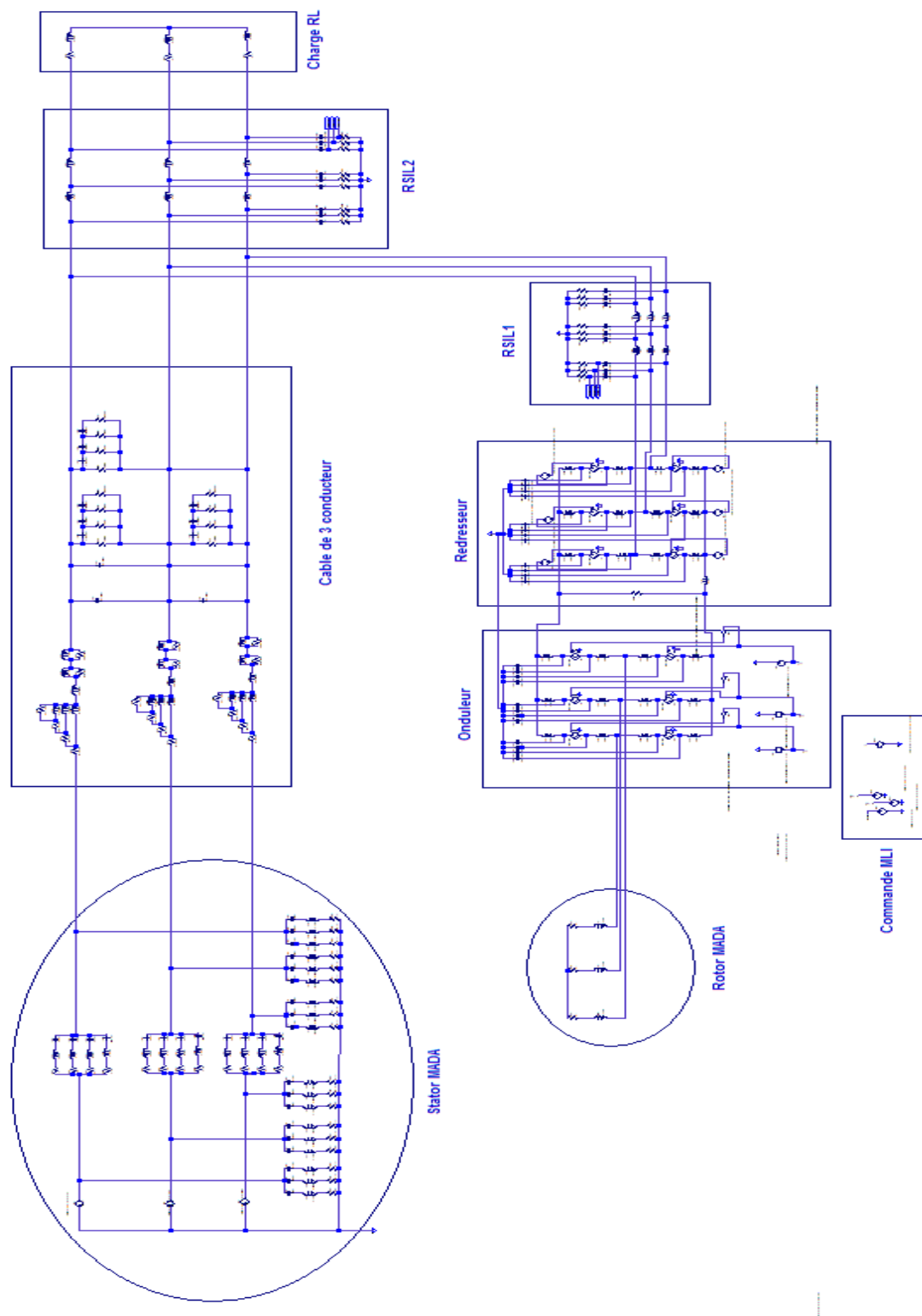


Figure VI.17 Modalisation a haut fréquence de système éolienne a base MADA

IV.5.1 Mesure de perturbation de phase un du système éolienne a base MADA

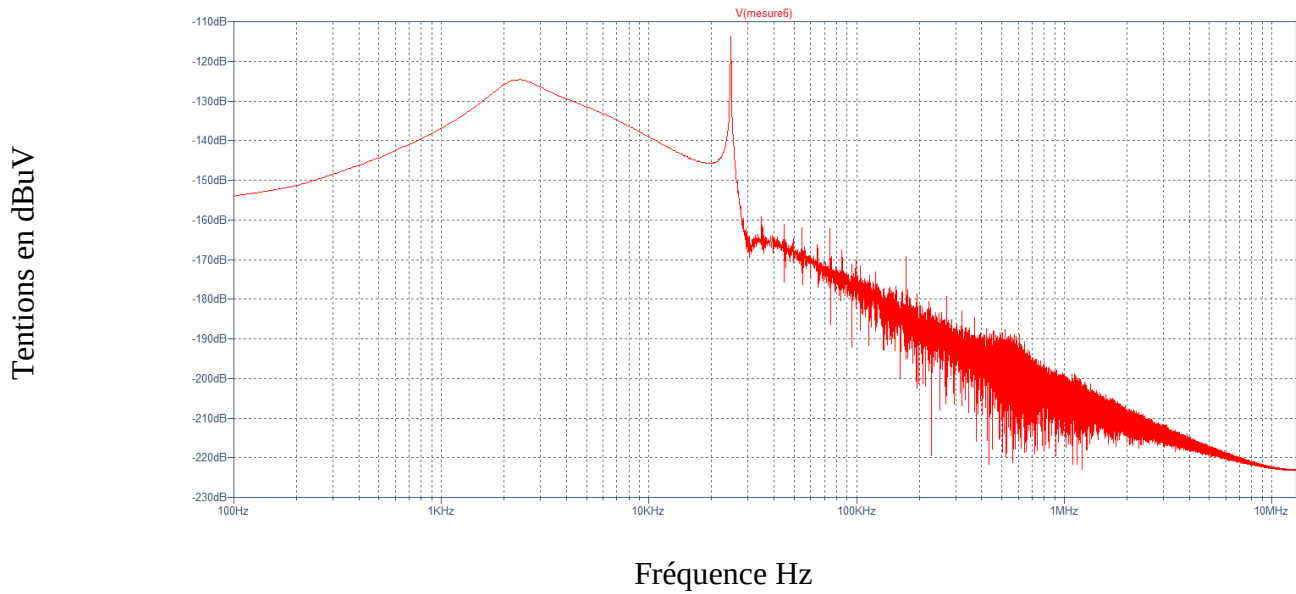


Figure VI.18 Spectres de la tension du système entre la phase 1 et la terre V_{1G}

La figure VI.18 présente la tension de mode différentiel système du phase 1 en dBuV en fonction de fréquence, On remarque que la valeur de tentions diminue en fonction de fréquence la plus grand valeur -113 dBuV a fréquence 25 kHz jusqu'à -224dBVà 12 MHZ

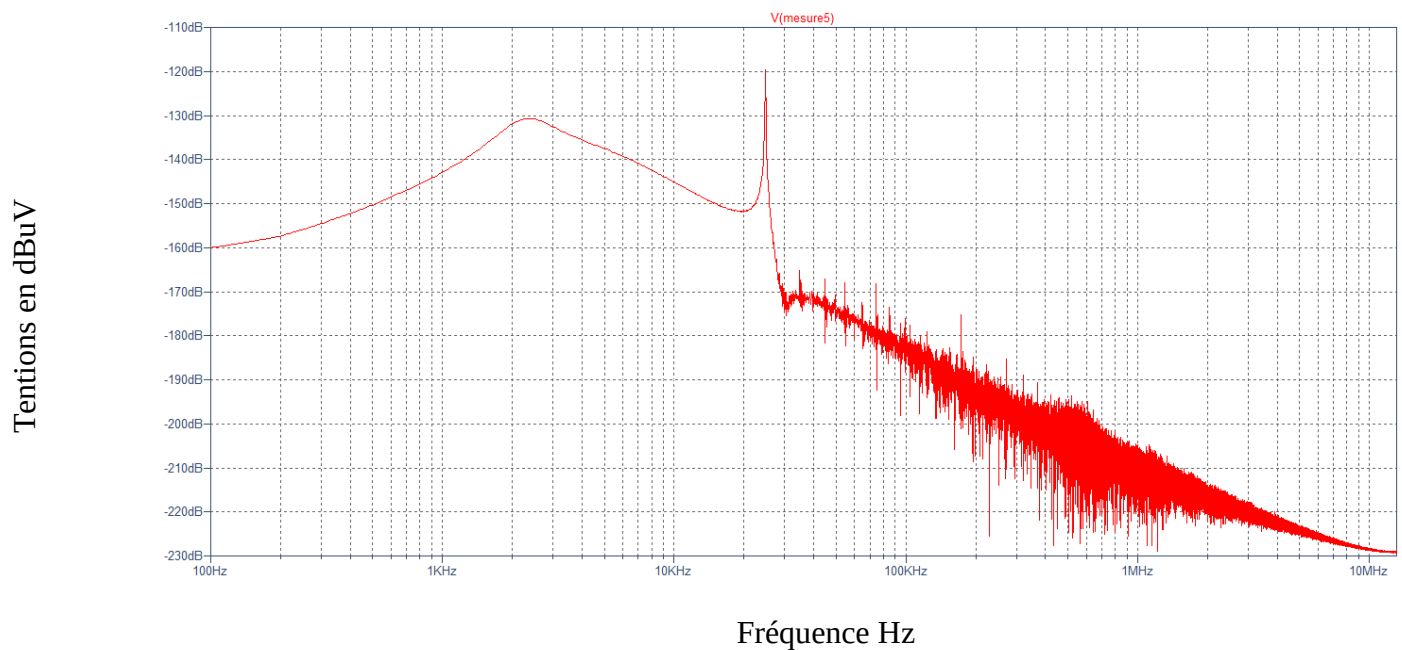


Figure VI.19 Spectres de la tension du système entre la phase 2 et la terre V_{2G}

La figure VI.19 présente la tension de mode différentiel système du phase 2 en dBuV en fonction de fréquence, On remarque que la valeur de tention diminue en fonction de fréquence la plus grand valeur -120 dBuV a fréquence 25 kHz jusqu'à -230 dBV à 12 MHz

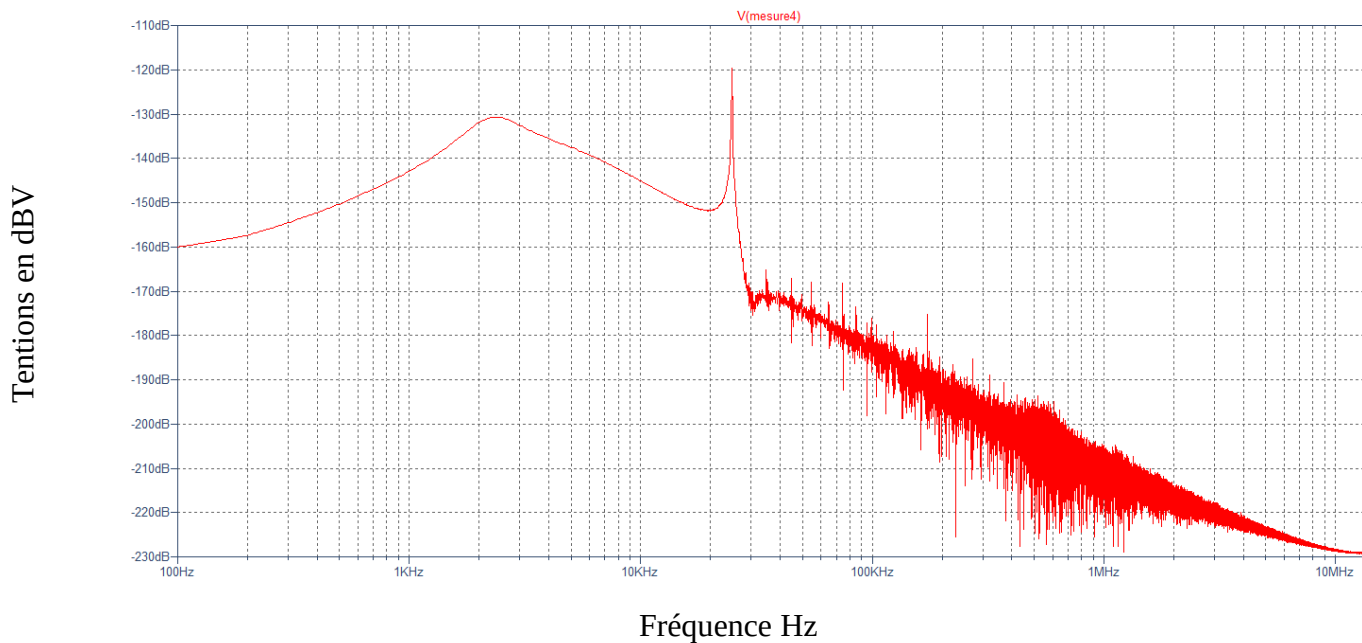


Figure VI.20 Spectres de la tension du système entre la phase 3 et la terre V_{3G}

La figure VI.20 présente la tension du système entre la phase 3 et la terre en fonction de fréquence, On remarque que la valeur de tension diminue rapidement en fonction de fréquence la plus grande valeur -20dBV correspondante a la valeur de fréquence 25kHz jusqu'à -2230dBV a fréquence 12 MHz

IV.5 .2 Le spectre de perturbation de système en mode commun

Nous calculons la tension en mode commun du système par l'équation suivant [49] :

$$V_{mc} = \frac{V_{P1G} + V_{P2G} + V_{P3G}}{3} \dots\dots\dots 14$$

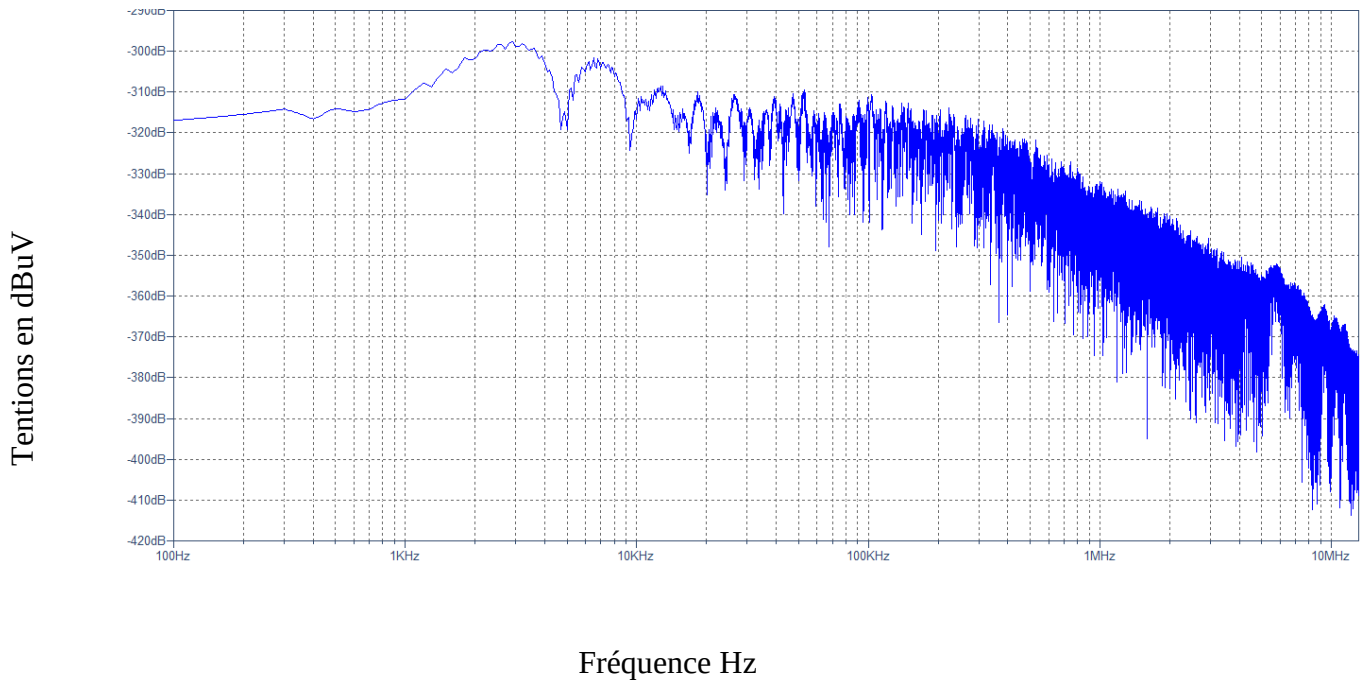


Figure VI.21 : Spectres de la tension de système éolienne en mode commun en dB V

La figure VI.21 présente la mesure de tension fréquentielle de système éolienne entre le neutre et la terre V_{NG} on remarque que la valeur de perturbation démarrer a -300dBV correspondant au fréquence 18KHz à partir de cette fréquence le valeur stable jusqu'à 100kHz en suite il diminuer jusqu'à -400dBV correspondant la valeur de fréquence 15MHz

IV.5 .3.Le spectre de perturbation de système en mode différentiel

Nous calculons la tension en mode différentiel du système par l'équation suivant [49]:

$$V_{mc} = V_{P3G} - V_{P1G} - V_{P2G} \dots\dots\dots 15$$

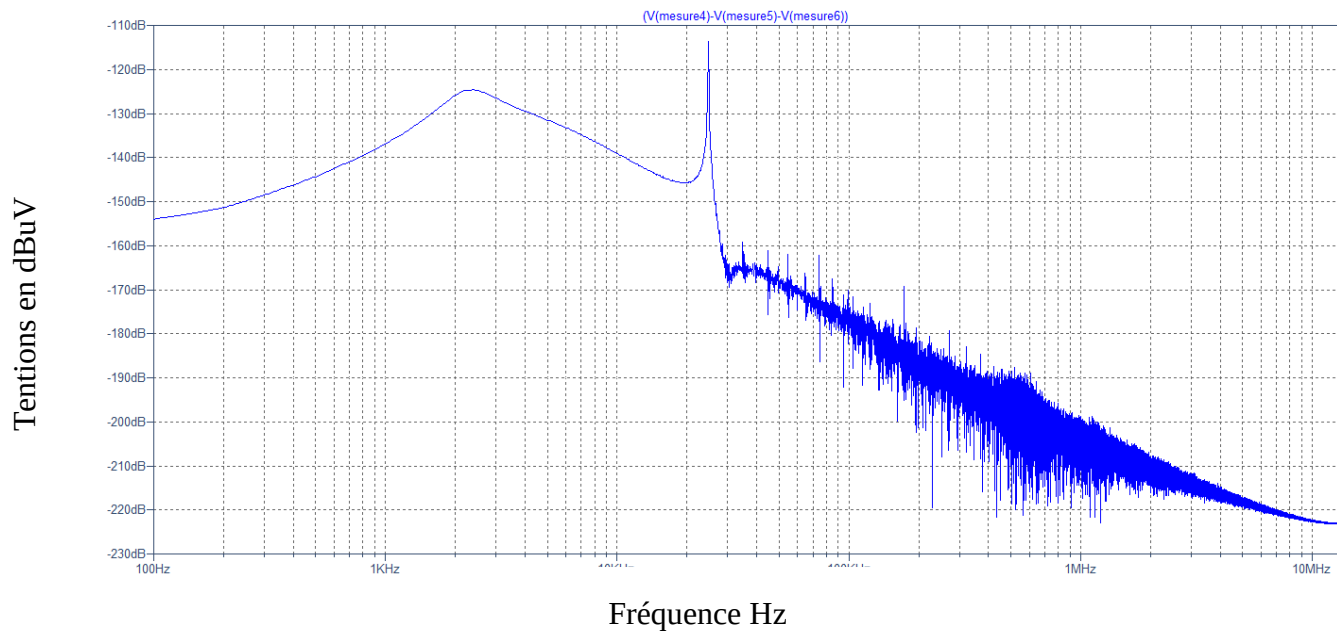


Figure VI.22 Spectres de la tension de système éolienne en mode différentiel en dBuV

La figure VI.22 présente la tension de mode différentiel système dBuV en fonction de fréquence, On remarque que la valeur de tension diminue en fonction de fréquence la plus grand valeur -113 dBuV a fréquence 25 kHz jusqu'à -224dBV à 12 MHz

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons simulé système éolienne à base de MADA nous avons commencé par la simulation de différents dispositif du système on trouve une grande perturbation entre la phase et la terre et entre le neutre et la terre en suite on simule le système nous obtenons une grande perturbation cela a un impact majeur sur le système qui pose de gros problèmes.

Conclusion générale

Ces travaux de thèse ont porté sur l'analyse CEM appliquée aux systèmes d'entraînement à vitesse variable à base de MADA.

Dans notre travail, la configuration de la MADA utilisée est le stator de celle-ci couplé directement au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers un convertisseur statique parce que cette configuration est largement répandue dans les applications à vitesse variable.

Au cours du premier chapitre nous avons fait un état de l'art relatif aux systèmes éoliens, on rappelle les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique et les différents types d'éoliennes avec les machines électriques utilisées dans cette conversion d'énergie. Ce qui nous a amené à choisir la machine asynchrone à double alimentation de par ces qualités de fonctionnement.

Par la suite, nous nous sommes intéressés à la modélisation HF d'un système d'entraînement à vitesse variable à base de MADA. Le but est de pouvoir prédire le niveau de perturbations conduites émis par le système à partir de la simulation de l'association convertisseur – câble – MADA. L'onduleur de tension triphasé a tout d'abord été modélisé à partir de trois générateurs équivalents. Le principe de modélisation et la mise en œuvre du circuit de commande des générateurs ont été présentés. Le câble non blindé de 3 conducteurs reliant à la MADA a été modélisé sur une large bande de fréquence correspondant à l'étude des perturbations conduites.

Le dernier chapitre de ce mémoire est consacré à la réalisation d'une simulation dans LT SPICE de système d'entraînement à vitesse variable à base de MADA. Cette simulation constitue en fait banc expérimental dans les conditions proches d'un système éolien réel.

Dans les études futures, le modèle proposé de système d'entraînement à vitesse variable à base de MADA sera être utilisé pour concevoir des filtres de compatibilité électromagnétique en entrée.

ANNEXES

ANNEXES A. Dispositifs à semi-conducteurs de puissance

Les paramètres doivent être obtenus par des expériences sans trop difficulté ou complexité. Divers paramètres parasites existent à l'intérieur du module IGBT et ils jouent un rôle très important dans les générations CEM.

Cependant, la modélisation des éléments parasites a été une tâche très difficile en raison de:

- Les éléments parasites sont difficiles à identifier
- Les inductances parasites et les capacités sont généralement trop petites pour être mesurées utilisant un analyseur d'impédance régulier

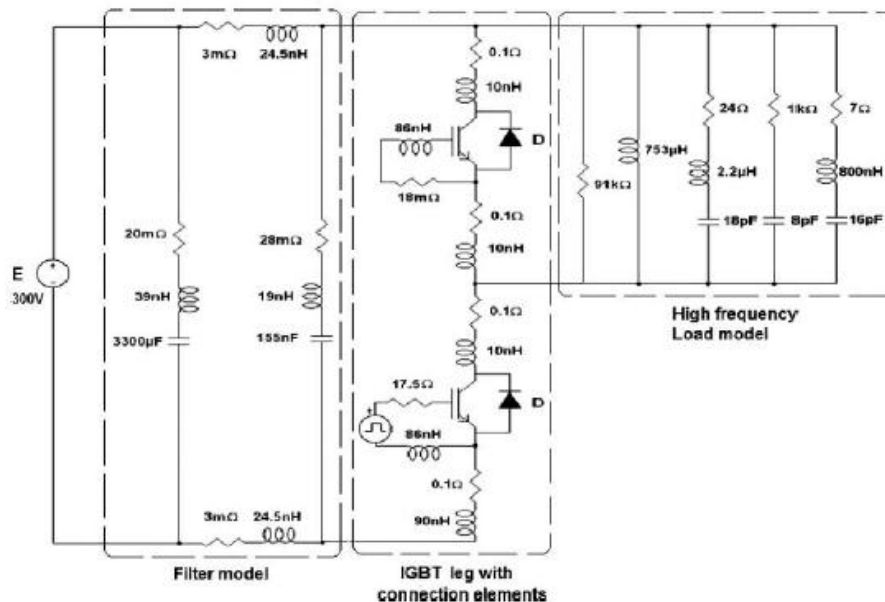


Figure 5.1. Modèle haute fréquence d'IGBT la configuration expérimentale [45].

ANNEXES B Modèle de machine

Le comportement à basse fréquence de la machine à induction est modélisé à l'aide d'une équation différentielle standard.

Dans ce thème, le circuit illustré à la Fig. est utilisé pour modéliser les enroulements de la machine, chacun pouvant être décomposé en CM et impédances DM. Impédances parasites entre chaque enroulement et le cadre sont modélisés en utilisant les impédances CM (Z_{cm}). Chaque l'enroulement du moteur est représenté par une impédance DM (Z_{dm}). Les paramètres du modèle de moteur sont mesurés avec un pont d'impédance HP4294A et un symétriseur haute fréquence.

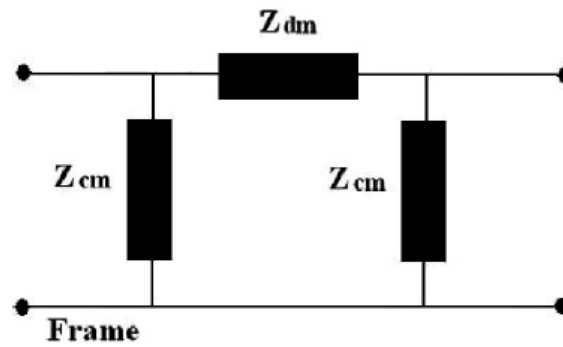


Figure 5.2. Modèle d'enroulement de la machine.

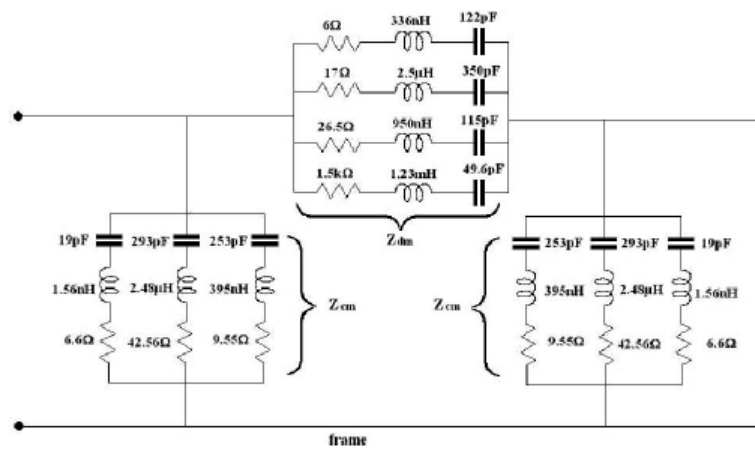


Figure 5.3. Circuit équivalent par phase de l'enroulement de la machine[45].



Figure 5.4. Circuit équivalent du rotor[45]

ANNEXES C Model de RSIL

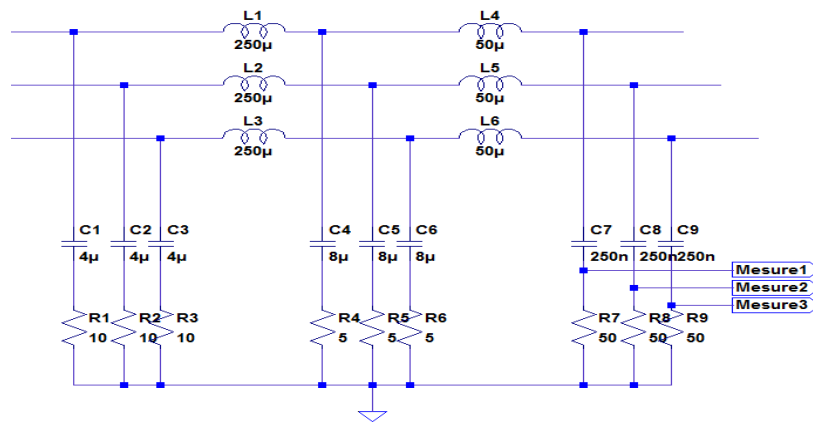


Figure 5.5. Model de RSIL [47]

ANNEXES D Modèle de câble blindé à 3 fils.

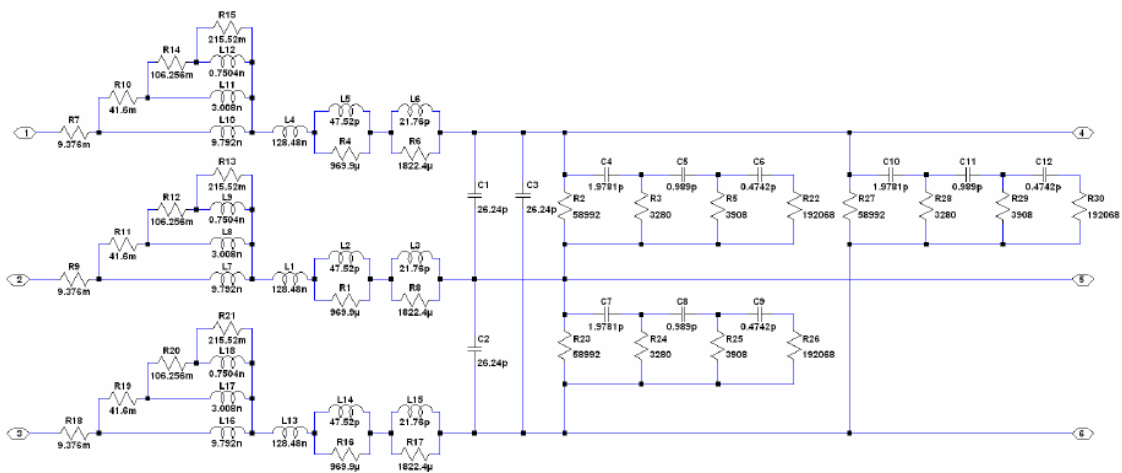


Figure: cellule élémentaire du câble non blindé de 3 conducteur(2 cellules / mètre) [45]

ANNEXES E Modèle de charge

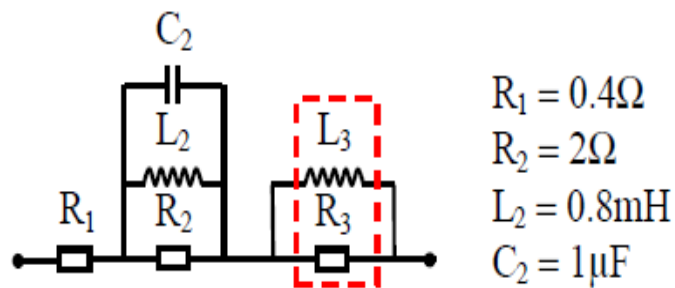


Figure 5.7. Modèle de charge [46]

BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] A. Davigny, "Participation aux services système de formes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie," Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, France, 2007.
- [2] N. Boudrahem, "Etude et commande d'une éolienne à vitesse variable," Mémoire de magister, Université de Bejaia, Algérie, 2007.
- [3] A. BOYETTE, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne," Thèse doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, 2006
- [4] K. Idjdarene, « Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes », thèse de doctorat en cotutelle entre l'université A. Mira de Bejaia Algérie, et l'université de Lille1, France, 2010
- [5] H. Arantzmendi, « Etude de structure d'intégration des systèmes de génération décentralisés », thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, France, 2006.
- [6] T. GHENNAM « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation » Thèse Doctorat de L'école Centrale De Lille Et L'école Militaire Polytechnique D'Alger ; Soutenue le 29/09/2011
- [7] H. CAMBLONG « minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable ». Thèse Doctorat de L'école National Supérieure D'Arts Et Métiers Centre De Bordeaux; Soutenue le 18/12/2003
- [8] F. Poitiers, "Etude et commande des génératrices asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne: machine asynchrone à cage autonome et machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau," Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes, 12/2003.
- [9] A. BOYETTE, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne," Thèse doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, 2006

- [10] Y. Bekakra, "Étude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées," Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, 2010.
- [11] M. BOUAMEUR Modélisation et dispositif de commande d'un système éolien à base de machine asynchrone à double aimantation these master UNIVERSITE BADJI-MOKHTAR-ANNABA
- [12] J.L.COCQUERELLE "CEM et électronique de puissance " Edition TECHNIP ;ISBN 2710807645.1990
- [13] B. Martin : *Mesures en compatibilité électromagnétique*, Techniques de l'ingénieur Électromagnétisme pour le génie électrique, tome base documentaire : TIB254DUO., no ref. article : r930, pages 1–28, 2013.
- [14] F. Costa , G. Rojat "CEM en Electronique de Puissance , Sources de Perturbation Couplages , SEM " , Techniques de l'Ingénieure , Vol . D3 290 .PP. 1-26
- [15] Schwarzbeck Mess Elektronik: *Single path Vehicle LISN NNB M 8126-A*.
- [16] C. Gautier : Contribution aux développement d'outils logiciels en vue de la conception des convertisseurs statiques intégrant la compatibilité électromagnétique, Thèse de doctorat, Université Paris 6, 2001.
- [17] F. Chauvet , "compatibilité Electromagnétique , Introduction " , Technique de l'Ingénieure , Vol . E3750, PP.1-20.
- [18] C. Jettanasen : Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aeronautique ; optimisation du filtrage, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2008.
- [19] K. S. Yee , "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic media" IEEE Trans . Antennas propagation ,vol . 14.PP.302-307, May 1966.
- [20] A. Charoy, " Parasites et perturbation des électronique ", tome 1 Edition Dunod ,ISBN 2-10-001438-2,1992
- [21] T. Williams " EMC for Product designer ", 2ème Edition ,Perturbation-Elektor, ISBN/2-86661-106-3,Chapter 6 .PP.147-153,March 1999
- [22] M. Foissac, J.-L.Schanen, C. Vollaie, "_Black box_ EMC model for power electronics converter", IEEE Energy conversion congress ans exposition, ECCE 2009, 20-24 sept.2009
- [23] M. Hosoya, "The Simplest Equivalent Circuit of a Multi-Terminal Network," Bulletin of the College of Science, University of the Ryukus, pp. 1-10, 2000.

- [24] S. A. Pignari and A. Orlandi, "Long-cable effects on conducted emissions levels," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 45, no. 1, pp. 43-54, Feb. 2003.
- [25] J. Erdman, R. J. Kerkman, et al., "Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages," *IEEE APEC95*, pp. 24-33.
- [26] S. Chen, T. A. Lipo, D. Fitzgerald, "Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, n°6, November/December 1996, pp.1365-1370.
- [27] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, G. L. Skibinski "Effect of PWM inverters on ac motor bearing currents and shaft voltages," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, n° 2, March/April 1996, pp.250-259
- [28] G. Grandi, D. Casadei, A. Massarini, "High frequency lumped parameter model for AC motor windings," in *Proc. EPE 97 Conference, Trondheim, 1997*, pp.2.578-2.583, 1997.
- [29] G. Suresh, H. A. Toliyat, D. A. Rendusara, and P. N. Enjeti, "Predicting the transient effects of PWM voltage on the stator windings of random wound induction motor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, pp.23-30, Jan. 1999.
- [30] C. Jettanasen, "Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique ; optimisation du filtrage ", PhD from l'Ecole Centrale de Lyon, 2008
- [31] L. Qian, W. Fei, D. Boroyevich, "Modular-Terminal-Behavioral (MTB) Model for Characterizing Switching Module Conducted EMI Generation in Converter Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.21, n°6, nov. 2008
- [32] Y. Weens, "Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance", Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, soutenue en 2006.
- [33] V. Ardon. Methodes numeriques et outils logiciels pour la prise en compte des effets capacitifs dans la modelisation CEM de dispositifs d'electronique de puissance. PhD thesis, Université de Grenoble, 2010.
- [34] S. Chen, T.W. Nehl, J.-S. Lai, X. Huang, E. Pepa, R. De Doncker, I. Voss, "Towards EMI prediction of a PM motor drive for automotive applications", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '03*, 9-13 fevrier 2003
- [35] Vialardi et al., "Electromagnetic simulation of power modules via adapted modeling tools," in *EPE/PEMC*, pp T2-78 - T2-83, Oct 2010

- [36] JinMeng, Weiming Ma, Qijun Pan, Lei Zhang & Zhihua Zhao, "Multiple slope switching waveform approximation to improve conducted EMI spectral analysis of power converters", *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, tome 48, no 4, pages 742-751, 2006.
- [37] D. Labrousse, "Amélioration des techniques d'estimation des perturbations conduites : Application à une chaîne de traction de véhicule électrique", Ph D from ENS de Cachan, 2003.
- [38] B. Valaerts & al., "An improved power diode model for PSPICE, applied to converter simulation", *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, vol. 2, pp. 249-254, 1993.
- [39] H.C. de Graa, "A new analytical diode model including tunneling and avalanche breakdown", *IEEE Transactions on Electronic Devices*, volume 32, Issue 9, pp. 2090-2098, Sep 1992.
- [40] Li, L. Ma and P. O. Lauritzen, "A simple power diode model with forward and reverse recovery", *22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1991. PESC '91, pp. 411-415, Jun 1991.
- [41] Liang, Y.-C., "Diode forward and reverse recovery model for power electronic SPICE simulations", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 5, Issue 3, pp. 346-356, Jul 1990.
- [42] Singh, R. & al., "SiC Power Schottky and PiN Diodes", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 49, no. 4, April 2002, pp. 665-672.
- [43] B. J. Baliga, "Analysis of insulated gate transistor turn-on characteristics", *IEEE Electron Device Lett.*, vol. EDL-6, pp. 74-77, Feb. 1985.
- [44] Koj. S., Reschka. C. "Radiated electromagnetic emissions from wind energy conversion systems" *IEEE*, 2017.
- [45] Moreau. M., Idir. N. Modeling of conducted EMI in adjustable speed drives *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, VOL. 51, NO. 3, 2009.
- [46] S. Zhang, K. J. Tseng Modeling, Simulation and Analysis of Conducted Common-Mode EMI in Matrix Converters for Wind Turbine Generators *IEEE* 2008.

Titre du mémoire : MODELISATION DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES
CONDUITES DANS UN SYSTEME EOLIEN A BASE DE MADA.

Master : Electromécanique

Auteur : BENNADJI Ala, HAMAMI Mouhammed, DOU Saad.

Mots clés : Système éolienne, Perturbations électromagnétiques(PEM), Compatibilité Electromagnétique(CEM), Modélisation CEM, Machine asynchrone à double alimentation (MADA).

Résumé :

Le système éolien à vitesse variable basé sur une MADA, est composé de : turbine, via un multiplicateur, entraîne la MADA, laquelle est raccordée au réseau électrique directement par le stator mais également au travers de convertisseurs statiques triphasés à IGBT (InsulatedGateBipolar Transistor) par le rotor. Celui-ci est muni de systèmes bagues/balais. Le convertisseur de puissance côté machine est et le convertisseur de puissance côté réseau. Dans le convertisseur de puissance, l'utilisation de la commutation de semi-conducteurs à haute fréquence induit variations très rapide de tension et de courant (dv / dt et di / dt) qui génèrent perturbations électromagnétiques (PEM) pendant son fonctionnement. Ce peut causer des dommages physiques et entraver le fonctionnement du système, il faut donc analyser la compatibilité électromagnétique (CEM) afin de faire fonctionner en douceur différents équipements en commun environnement électromagnétique. Dans ce mémoire, une étude plus approfondie sur la modèle haute fréquence ou modèle CEM du système éolien à base de MADA pour la prédiction des PEM et enfin amélioration la performance CEM. La validation par LT SPICE de modèle CEM de banc expérimental dans les conditions proches d'un système éolien réel montre la validité de méthodologie de modélisation pour la prédiction des PEM..

Report title: MODELING OF CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE IN A
WIND SYSTEM BASED ON DASM.

Keywords: Wind system, Electromagnetic interference (EMI), electromagnetic compatibility(EMC), EMC modeling, Doubly-fed ASynchronous Machine (DASM).

Abstract:

The variable speed wind turbine system based on an DASM consists of: turbine, via a multiplier, drives the DASM, which is connected to the mains directly by the stator but also through three-phase IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) static converters) by the rotor. It is equipped with rings / brushes systems. The machine side power converter is and the mains side power converter. In the power converter, the use of high-frequency semiconductor switching induces very rapid variations in voltage and current (dv / dt and di / dt) that generate electromagnetic interference (EMI)during its operation. This can cause physical damage and interfere with the operation of the system, so electromagnetic compatibility (EMC) analysis is required to smoothly operate different equipment in common electromagnetic environment. In this thesis, a more in-depth study on the high-frequency model or EMC model of the DASM -based wind system for the prediction of EMI and finally improvement of the EMC performance. The LT SPICE validation of the experimental bench CEM model under conditions close to a real wind system shows the validity of modeling methodology for EMI prediction.

عنوان المذكرة: نمذجة الإضطرابات الكهرومغناطيسية المتصلة في نظام الرياح القائم على الآلة اللاتزامنية ثنائية التغذية
الكلمات المفتاحية: نظام الرياح، الإضطرابات الكهرومغناطيسية، التوافق الكهرومغناطيسي، نمذجة التوافق الكهرومغناطيسي ، الآلة اللاتزامنية ثنائية التغذية.

الملخص:

يتكون نظام التوربيناتالريحية المتغيرة السرعة المعتمدة على MADA من: التوربينات ، عن طريق المضاعف ، التي تقود MADA ، الذي يتصل بالتيار الكهربائي مباشرة من خلال الجزء الثابت ، وأيضاً من خلال محولات ثابتة من (IGBT) من الدوار. وهي مجهزة بأنظمة حلقات / فرش. محول الطاقة من جانب الجهاز هو ومحول الطاقة من جانب التيار الكهربائي. في محول الطاقة ، يؤدي استخدام تبديل أشباه الموصلات عالي التردد إلى حدوث اختلافات سريعة جداً في الجهد والتيار (dv / dt و di / dt) اللذين يولدان الاضطرابات الكهرومغناطيسية (PEM) أثناء تشغيله. يمكن أن يتسبب ذلك في تلف مادي ويتداخل مع تشغيل النظام ، لذا فإن تحليل التوافق الكهرومغناطيسي (EMC) مطلوب لتشغيل المعدات المختلفة بسلاسة في البيئة الكهرومغناطيسية المشتركة. في هذه الأطروحة ، دراسة أكثر تعمقا على نموذج التردد العالي أو نموذج EMC لنظام الرياح القائم على MADA للتنبؤ ب PEMs وأخيرا تحسين أداء EMC. التحقق من صحة LT SPICE من نموذج CEM المقعد التجريبي في ظل ظروف قريبة من نظام الرياح الحقيقي يدل على صحة منهجية النمذجة للتنبؤ PEM.