

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب  
Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique



Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
Filière : Electromécanique  
Spécialité : Electromécanique  
Thème

**Prédiction des perturbations électromagnétiques conduites  
générées par un convertisseur statique DC/DC**

Présenté Par :

1) Mr Benamar Abdelhadi .

Devant le jury composé de :

Dr Aissou Massinissa..... M C AUAT.B.B (Ain Temouchent) Président

Dr Attou Amine.....M C AUAT.B.B (Ain Temouchent)Examineur

Dr Benazza Baghdadadi..... M C AUAT.B.B (Ain Temouchent )Encadrant

Dr Benhadda Nasreddine.....M C BUAT.B.B (Ain Temouchent )Co-Encadrant

*Année universitaire 2020/2021*

# *Remerciements*

Nous remercions avant tout Allah de nous avoir gardé en bonne santé afin de mener à bien ce projet de fin d'étude. Nous remercions également nos familles pour les sacrifices qu'elles ont faits pour que nous terminions nos études.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre encadrant **Mr BENAZZA Baghdadi** et notre Co-encadreur **Mr BENHADDA Nasreddine** pour sa précieuse collaboration et pour ces suivis et ces conseils durant l'évolution de ce travail.

Enfin, nous tenons à remercier vivement toute personne qui nous a aidés de près ou de loin à élaborer et réaliser ce mémoire.

# *Dédicace*

*Avant tout, je remercie Allah le tout puissant de m'avoir donné le courage et la volonté pour réaliser ce modeste travail Que Je dédie.*

*A ma Mère "Soreya", qui a oeuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expérience de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.*

*A mon Père "Boumedién", qui a sacrifié sa vie afin de me voir grandir et réussir dans le parcours de l'enseignement. Celui qui a toujours resté à mes côtés dans les moments rudes de ma vie.*

*Cependant. Je prie Dieu le Miséricordieux qu'il te portera récompense, car la mienne ne sera guère complète, Et te protège et te garde en bonne santé.*

*A ma grand-mère, que dieu la protège et la garder en bonne santé.*

*A mon grand-père qui est mort récemment 'Rabbi Yarahmah'*

*A mon meilleure frère et sœur ; Amine , ghizelen . .*

*A mes chères amis*

*A tous mes tantes*

*A mon encadreur Mr BENAZZA Baghdadi et co-encadreur Mr BENHADA nasereddine qui on conseillés et encouragé durant l'évolution de ce travail.*

*À tous ceux qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de ce mémoire.*

# Sommaire

<b>Remerciements</b> .....	
<b>Dédicace</b> .....	
<b>LISTE DES ABREVIATIONS</b> .....	<b>I</b>
<b>Liste des figures</b> .....	<b>II</b>
<b>Liste des tableaux</b> .....	<b>VI</b>
<b>Introduction Générale</b> .....	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 : Généralité sur la compatibilité électromagnétique en électronique de la puissance</b>	
1.1 Introduction .....	4
1.2 Historique .....	5
1.3 Définition de la compatibilité électromagnétique .....	5
1.4 Aspect fondamentaux de la CEM .....	6
1.4.1. Sources intentionnelles et non intentionnelles .....	8
1.4.2Exemples de problématique lié à la CEM .....	9
1.5 CEM et la Normalisation .....	9
1.5.1 Directive européenne .....	9
1.5.2 Normes CEM et leur domaine d'application .....	10
1.6 Problématique CEM en électronique de puissance .....	12
1.6.1 Causes des perturbations en électroniques de puissance .....	12
1.6.2 Etude spectrale du bruit dans les convertisseurs statistiques étendues spectrale du bruit dans le convertisseur statique .....	12
1.6.3 Convertisseurs statistiques .....	13
1.6.3.1 Convection alternatif Continu – Redresseur .....	14
1.6.3.2 Conversion Continu – Hacheur .....	16
1.6.3.2.1 Hacheur dévolteur (ou série) Buck .....	17
1.6.3.2.2 Hacheur survolteur (ou parallèle) .....	18

1.7 Conclusion .....	20
----------------------	----

## **CHAPITRE 2 : Modélisation CEM en électronique de puissance**

2.1 INTRODUCTION .....	22
2.2 Méthode de modélisation CEM en électronique de puissance .....	22
2.2.1 Méthode indirecte (Simulation temporelle) / Méthode directe (Calcul fréquentiel) .....	23
2.2.2 Méthode indirecte (Simulation temporelle) .....	23
2.3 Méthode directe (Calcul fréquentiel) .....	25
2.4 Sources de perturbations localisées : linéarisation de la structure .....	25
2.5 Définition des sources de perturbations .....	26
2.6 Approche par fonction de transferts .....	26
2.7 Approche matricielle .....	28
2.8 Approche quadripolaire .....	31
2.9 Modèles « boîte noire » .....	33
2.10 conclusion .....	35

## **Chapitre 3 : Modélisation fréquentielle d'un convertisseur statique- Application à un hacheur série**

3.1 Introduction .....	37
3.2 Estimation des perturbations par la simulation temporelle .....	38
3.2.1 Présentation du convertisseur étudié .....	38
3.2.2 Rôle des semi-conducteurs .....	40
3.2.3 Interprétation de l'effet des oscillations transitoires .....	41
3.3 Estimation des perturbations par la simulation fréquentielle .....	43
3.3.1 Principe de la modélisation fréquentielle .....	43
3.3.2 Méthode conventionnelle de prédiction des PEM .....	44
3.3.2.1 Modèle de mode différentiel conventionnel .....	44
3.3.2.2 modèle de mode commun conventionnel .....	46
3.3.3 Prédiction des PEM de MD et de MC durant les phases de commutations .....	49

3.3.3.1	Modèle de mode différentiel haute fréquence.....	50
3.3.3.2	Modèle de mode commun haute fréquence .....	52
3.3.4	Modèle complet de prédiction des PEMs de MD et de MC .....	54
3.4	Simplification des modèles de simulation .....	56
3.4.1	Implantation du modèle de mode différentiel .....	58
3.4.2	Implantation de modèle de mode commun.....	59
3.5	Conclusion .....	61
<b>4</b>	<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>63</b>
	<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>65</b>

## LISTE DES ABREVIATIONS

<b>AC</b>	Alternatif Current
<b>CEE</b>	Communauté Economique Européenne
<b>CEI</b>	Commission Electrotechnique Internationale
<b>CEM</b>	Compatibilité Electromagnétique.
<b>CISPR</b>	Comité International Spécial Des Perturbations Radioélectriques
<b>DC</b>	Direct Current
<b>EM</b>	Electromagnétique
<b>EN</b>	European Norme.
<b>GND</b>	Ground
<b>HF</b>	Haute Fréquence
<b>IGBT</b>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<b>MC</b>	Mode Commun
<b>MD</b>	Mode Différentiel
<b>MOSFET</b>	Metal-oxide semiconductor field effect transistor
<b>PEM</b>	Perturbation Électromagnétique
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board
<b>RSIL</b>	Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne

## Liste des figures

<b>N° De figure</b>	<b>Titres</b>	<b>N° De page</b>
<b>01</b>	<b>Figure 1.1</b> Représentation des trois composantes CEM	<b>6</b>
<b>02</b>	<b>Figure 1.2</b> Illustration du schéma source/chemin de couplage/victime	<b>7</b>
<b>03</b>	<b>Figure 1.3.</b> Exemple d'une chaîne de conversion d'électronique de puissance, inspiré de [5]	<b>13</b>
<b>04</b>	<b>Figure 1.4</b> les différents types du convertisseur statique [7]	<b>14</b>
<b>05</b>	<b>Figure 1.5</b> un redresseur non commandé [8]	<b>15</b>
<b>06</b>	<b>Figure 1.6</b> un redresseur non commandé monophasé [8].	<b>15</b>
<b>07</b>	<b>Figure 1.7</b> redresseur en pont non commandée [10]	<b>16</b>
<b>08</b>	<b>Figure 1.8</b> redresseur en pont non commandée [10]	<b>16</b>
<b>09</b>	<b>Figure 1.9</b> redresseur commandé [8].	<b>16</b>
<b>10</b>	<b>Figure 1.10</b> le symbole du hacheur	<b>17</b>
<b>11</b>	<b>Figure 1.11</b> le comportement du hacheur .[6]	<b>17</b>
<b>12</b>	<b>Figure 1.12</b> hacheur dévolteur (série) [8]	<b>17</b>
<b>13</b>	<b>Figure 1.13</b> schéma du principe d'un hacheur survolteur boost [10]	<b>18</b>
<b>14</b>	<b>Figure 1.14</b> hacheur survolteur BOOST [6]	<b>19</b>
<b>19</b>	<b>Figure 2.1</b> Signal temporel simulé dans la méthode indirecte	<b>24</b>
<b>20</b>	<b>Figure 2.2</b> Modèle de la cellule de commutation utilisé pour représenter les perturbations conduites [18]	<b>26</b>
<b>21</b>	<b>Figure 2.3</b> Structure fréquentielle linéarisée	<b>27</b>
<b>22</b>	<b>Figure 2.4</b> Circuits équivalents pour (a) MD et (b) MC	<b>27</b>
<b>23</b>	<b>Figure 2.5</b> Schéma fréquentiel équivalent pour l'approche matricielle, inspiré de [20]	<b>29</b>
<b>24</b>	<b>Figure 2.6</b> Approximation de la commutation à la fermeture et à l'ouverture avec les signaux trapézoïdaux (a), approximation avec des	<b>30</b>

	signaux plus élaborés (b), modèle de commutation avec multiples $dv/dt$ et $di/dt$ (c)[22]	
<b>25</b>	<b>Figure 2.7</b> Exemple d'un banc expérimental d'une chaîne de conversion électromagnétique [23]	<b>31</b>
<b>26</b>	<b>Figure 2.8</b> Modèle quadripolaire d'une chaîne de conversion électromagnétique [24]	<b>31</b>
<b>27</b>	<b>Figure 2.9</b> Configuration permettant de déterminer le coefficient de la matrice du système du point de vue mode commun	<b>32</b>
<b>28</b>	<b>Figure 2.10</b> Système audio de classe D (a), modèle du bloc actif (b), décomposition du système en blocs (c)[28]	<b>33</b>
<b>29</b>	<b>Figure 2.11</b> Modèle de type boîte noire à 5 paramètres [30]	<b>34</b>
<b>30</b>	<b>Figure 3.1</b> Circuit de simulation temporel du hacheur série connecté au RSIL [29, 33, 34].	<b>38</b>
<b>31</b>	<b>Figure 3.2</b> Spectre de la tension de perturbation de MD.	<b>39</b>
<b>32</b>	<b>Figure 3.3.</b> Spectre de la tension de perturbation de MC.	<b>40</b>
<b>33</b>	<b>Figure 3.4.</b> Paramètres électriques d'un modèle de transistor MOSFET IRFP250Net de diode MUR460 sous logiciel LTspice [36].	<b>41</b>
<b>34</b>	<b>Figure 3.5</b> Illustration du circuit RLC a) sans interrupteur b) avec interrupteur [38].	<b>42</b>
<b>35</b>	<b>Figure 3.6.</b> Impédance et phase du circuit RLC [38]	<b>42</b>
<b>36</b>	<b>Figure 3.7</b> Phases de commutation de l'interrupteur [38].	<b>42</b>
<b>37</b>	<b>Figure 3.8</b> Simulation de la réponse en courant du circuit RLC [38].	<b>43</b>
<b>38</b>	<b>Figure 3.9.</b> Modèle conventionnel de prédiction des perturbations en MD [30, 32, 34].	<b>45</b>
<b>39</b>	<b>Figure 3.10.</b> Spectre de la source de perturbation $I_{mos}$ simulée par LTspice IV.	<b>46</b>
<b>40</b>	<b>Figure 3.11.</b> Modèle conventionnel de prédiction des perturbations en MC [30, 32, 34].	<b>47</b>
<b>41</b>	<b>Figure 3.12.</b> Spectre de la source de perturbation $V_d$ simulée par LTspice IV.	<b>47</b>
<b>42</b>	<b>Figure 3.13.</b> Spectre de la tension de perturbation de MD conventionnel	<b>49</b>

<b>43</b>	<b>Figure 3.14.</b> Spectre de la tension de perturbation de MC conventionnel.	<b>49</b>
<b>44</b>	<b>Figure 3.15.</b> Décomposition de la forme d'onde de la source de perturbation dans le hacheur série.	<b>50</b>
<b>45</b>	<b>Figure 3.16.</b> Circuits équivalents haute fréquence de MD durant la commutation transitoire : (a) ouverture de la diode (b) ouverture du MOSFET [34].	<b>50</b>
<b>46</b>	<b>Figure 3.17.</b> Source d'excitation durant la commutation transitoire [34, 47].	<b>51</b>
<b>47</b>	<b>Figure 3.18.</b> Formes d'onde typiques de recouvrement inverse de la diode [34].	<b>52</b>
<b>48</b>	<b>Figure 3.19.</b> Circuits équivalents haute fréquence de MC durant la commutation transitoire : (a) ouverture de la diode (b) ouverture du MOSFET [34].	<b>53</b>
<b>49</b>	<b>Figure 3.20.</b> Modèle complet de prédiction des PEMs de MD	<b>54</b>
<b>50</b>	<b>Figure 3.21.</b> Modèle complet de prédiction des PEMs de MC.	<b>55</b>
<b>51</b>	<b>Figure 3.22.</b> Spectre de la tension de perturbation de MD (Modèle complet).	<b>56</b>
<b>52</b>	<b>Figure 3.23.</b> Spectre de la tension de perturbation de MC (Modèle complet).	<b>56</b>
<b>53</b>	<b>Figure 3.24.</b> Composants pris en compte durant la commutation transitoire : (a) ouverture de la diode (b) ouverture du MOSFET.	<b>57</b>
<b>54</b>	<b>Figure 3.25.</b> Configuration de l'implémentation du modèle complet de MD.	<b>58</b>
<b>55</b>	<b>Figure 3.26.</b> Code SPICE de la fonction de transfert : $F_{(\text{ouverture}_{\text{MOSFET}})}$ .	<b>59</b>
<b>56</b>	<b>Figure 3.27.</b> Code SPICE de la fonction de transfert $F_{(\text{ouverture}_{\text{diode}})}$ .	<b>59</b>
<b>57</b>	<b>Figure 3.28.</b> Configuration de l'implémentation du modèle complet de MC.	<b>60</b>

## Liste des tableaux

<b>N° de Tableau</b>	<b>Titre</b>	<b>N° de Page</b>
<b>01</b>	<b>Tableau 1.1</b> : origine d'émission électromagnétique.	<b>8</b>
<b>02</b>	<b>Tableau 1.2</b> Normes CEM impliquant des convertisseurs statique	<b>11</b>
<b>03</b>	<b>Tableau 1.3</b> Evolution des interrupteurs en électronique de puissance .	<b>22</b>
<b>04</b>	<b>Tableau 1.4</b> Explication et importance technique de quelques propriétés du matériau	<b>23</b>
<b>05</b>	<b>Tableau 3.1.</b> Paramètres de simulation.	<b>48</b>

# **Introduction**

## **Générale**

# Introduction Générale

La compatibilité électromagnétique consiste à étudier la coexistence de systèmes électriques et électroniques avec des brouilleurs électromagnétiques, qu'ils soient intentionnels ou non. Compte tenu de l'augmentation exponentielle du nombre de systèmes électroniques embarqués devant fonctionner dans un environnement de plus en plus pollué par les interférences électromagnétiques, les problèmes de CEM sont devenus de plus en plus importants [1].

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont aujourd'hui très largement utilisés dans diverses applications, notamment la production d'énergie renouvelable, les équipements industriels, les véhicules électriques, la traction électrique, les avions « plus électriques », etc... Ce type de convertisseurs est en constante évolution notamment pour augmenter leur rendement et leur compacité. Cependant, l'avancée des procédés technologique dans la conception des nouveaux composants en électronique de puissance tels que les MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) et les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) a en effet créé de nouveaux problèmes de compatibilité électromagnétique (perturbations de l'environnement et auto-perturbation). Les composants augmentent les niveaux d'émissions conduites et rayonnées à cause des vitesses de commutation plus élevées (forts  $di/dt$  et/ou  $dv/dt$  [1]).

Lors de la conception d'un convertisseur statique, il est intéressant d'intégrer la contrainte CEM au plus tôt. L'utilisation d'un outil de simulation prédictive de convertisseur statique s'avère indispensable pour concevoir un convertisseur statique satisfaisant à toutes les contraintes. Notre objectif est alors de proposer une méthode de calcul des perturbations électromagnétiques conduites générées par un convertisseur statique de type hacheur dans la gamme de fréquence 150 kHz à 30 MHz. Nous avons donc opté pour la simulation directe (simulation fréquentielle).

Notre travail est divisé en trois chapitres, le premier chapitre est consacré aux problèmes de CEM en électronique de puissance. Tout d'abord, introduisons en particulier la compatibilité électromagnétique ; l'historique, la définition, l'aspect fondamentaux de la CEM , CEM et la Normalisation. Puis ce chapitre présente l'analyse

de la CEM en électronique de puissance, cherché à comprendre la cause et l'origine de l'interférence dans un convertisseur statique.

Le chapitre 2 s'intéressera au développement des méthodes de modélisation et de simulation des différentes interférences conduites dans les convertisseurs statiques.

Le chapitre 3 se concentrera sur le développement d'une méthode analytique de prédiction des perturbations électromagnétiques conduites générées par un convertisseur statique de type hacheur série. Il s'agit d'une méthode fréquentielle basée sur une représentation des chemins de propagation à l'aide des impédances localisées et les sources de perturbation par des générateurs équivalents. De nouveaux modèles fréquentiels ont été développés pour prédire les perturbations de mode différentiel et de mode commun généré par un hacheur série. La précision de notre approche a été vérifiée avec la simulation temporelle.

Enfin, nous terminerons notre mémoire par des conclusions générales et des perspectives possibles donnant suite à ces travaux.

# **Chapitre 1 :**

**Généralité sur la compatibilité  
électromagnétique en électronique de  
la puissance**

# Chapitre 1 : Généralité sur la compatibilité électromagnétique en électronique de la puissance

## 1.1 Introduction

La compatibilité électromagnétique concerne l'étude de la cohabitation des systèmes électriques et électroniques avec des perturbateurs électromagnétiques intentionnels ou non. Compte tenu de l'essor exponentiel du nombre de systèmes électroniques embarqués appelés à évoluer dans un environnement de plus en plus pollué par des perturbations électromagnétiques, les problèmes de CEM sont de plus en plus cruciaux, la sécurité des usagers passe par des contraintes draconiennes sur le fonctionnement correct des systèmes électroniques en présence de parasites.

Le développement réalisé par les industriels de l'électronique est essentiellement caractérisé par des appareils de plus en plus performants et des dimensions de plus en plus réduites. Cette évolution rapide nécessite une remise en cause permanent des méthodes de conception, de la sorte à garantir la maîtrise du comportement des appareils dans des environnements électromagnétique sévères, c'est ce qu'on appelle la « Compatibilité électromagnétique » (CEM) [1].

La CEM est par définition l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à conserver sa fonction dans un environnement électromagnétique, tout en produisant un niveau de perturbations compatible avec son environnement. C'est une science multi-échelles. Elle se caractérise par des interactions entre de nombreux paramètres, de dimensions variables, et faisant participer des phénomènes physiques de natures différentes [2].

L'objectif de cette partie introductive est de définir la problématique CEM en générale. Nous chercherons tout d'abord à comprendre l'origine et les chemins de propagation des perturbations électromagnétique d'une manière générale. Nous parlerons pour cela de la source de perturbations et des couplages parasites.

Le chapitre suivant va exploiter l'analyse des convertisseurs statiques (dc/dc boost et buck). De façon plus concrète, l'objectif de ce chapitre est d'étudier et détaillé le comportement du hacheur.

## **1.2 Historique**

La compatibilité électromagnétique ou CEM est une science relativement récente en tant que tel. Pourtant, dès le début des communications radio dans les années 1930, des problèmes d'interférence radio étaient déjà apparus. En 1933, Création du C.I.S.P.R. (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) par la C.E.I. (Commission Electrotechnique Internationale), il développe des normes pour éviter les interférences. Durant la deuxième guerre mondiale l'utilisation des appareils électroniques c'est accéléré (radio, navigation, radar), les interférences se multiplient entre la radio et les systèmes de navigation aérienne. Le C.I.S.P.R. continue son activité de recherche et propose des techniques de mesures des perturbations et recommande des valeurs limites d'émission. Ces valeurs limites recommandées par le C.I.S.P.R. sont adoptés par plusieurs pays européens [2].

L'augmentation la plus significative des problèmes d'interférences est apparue avec l'invention des composants électroniques à haute densité, tels que le transistor bipolaire dans les années 1950, le circuit intégré dans les années 1960, et les puces à microprocesseur dans les années 1970. Par ailleurs, le spectre fréquentiel utilisé devient beaucoup plus large, afin de subvenir aux besoins croissants de transmissions d'information. L'American Fédéral Communications Commission (F.C.C.) a publié en 1979 des normes limitant les émissions électromagnétiques de tous les appareils électroniques car ceux-ci devenaient plus sensibles aux interférences. Les valeurs limites définies par la FCC correspondent dans l'ensemble à celles recommandées par le CISPR. A partir du premier janvier 1996 tout produit mis sur le marché européen doit satisfaire aux exigences des normes CEM d'émission et d'immunité [2].

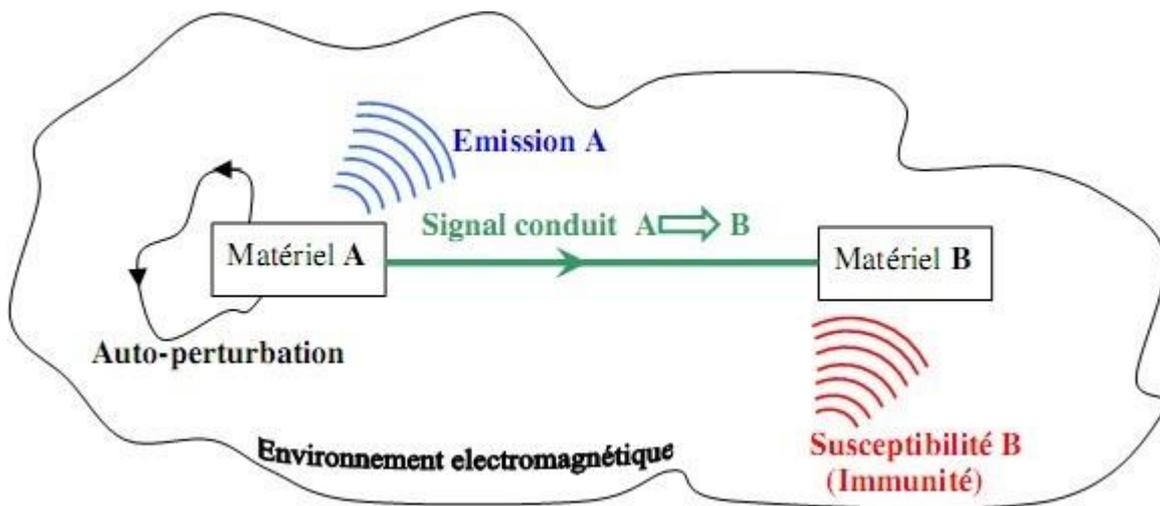
## **1.3 Définition de la compatibilité électromagnétique**

La Compatibilité Electromagnétique (CEM ou EMC électromagnétique compatibility : en appellation anglaise), est la faculté qu'a un dispositif, un appareil ou un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement. La compatibilité électromagnétique prend ainsi un triple aspect :

- Ne pas influencer de manière trop forte l'environnement électromagnétique dans lequel est situé le système ou le composant. Cette notion correspond au premier domaine de la CEM que l'on caractérise par le terme "d'émission" ou "émission parasite", (respect des normes d'émission). Notre travail de thèse se focalise sur l'émission parasite.
- Ne pas être perturbé par l'environnement électromagnétique dans lequel se situe le système ou le composant. Dans ce cas, c'est le terme de "susceptibilité électromagnétique" qui est employé pour caractériser ce domaine, (respect des normes de susceptibilité).
- Ne pas interférer avec lui-même (auto-compatibilité) [3].

### 1.4 Aspect fondamentaux de la CEM

La figure 1.1 montre les trois composantes CEM décrites précédemment.



**Figure 1.1** Représentation des trois composantes CEM

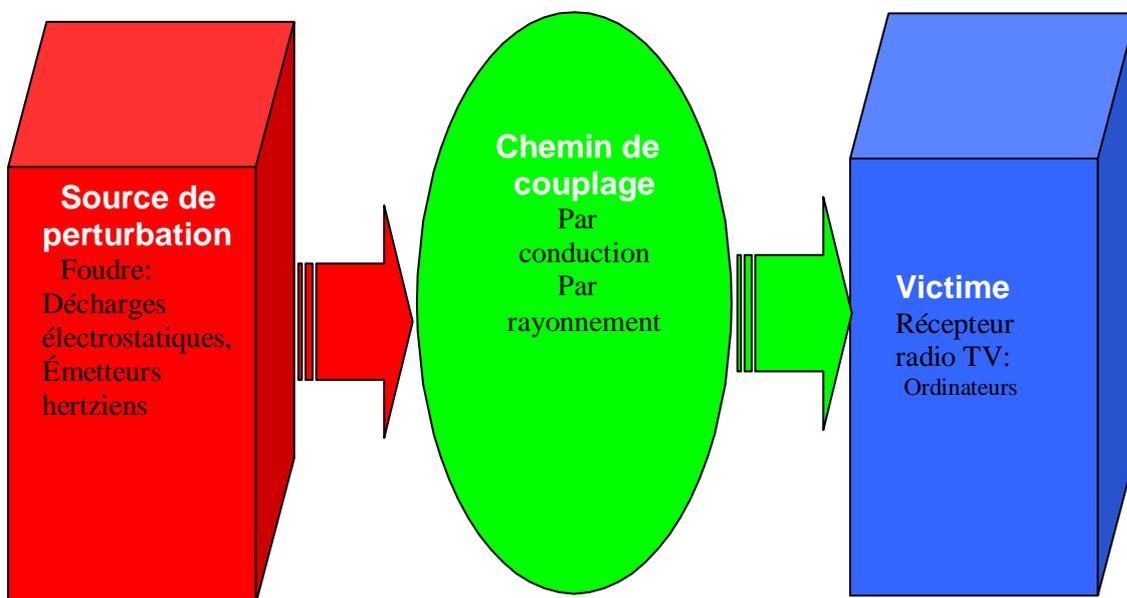
La compatibilité électromagnétique (CEM) est la discipline qui a pour objet d'étudier les problèmes de cohabitation électromagnétique. Sa vocation est :

- D'étudier les transferts d'énergie non intentionnels entre systèmes électriques et/ou électroniques ;
- De mettre au point des procédés permettant de limiter les perturbations électromagnétiques émises et ainsi de satisfaire à la réglementation en vigueur ;
- De mettre au point des procédés permettant d'accroître l'immunité des systèmes aux

parasites dans des limites faisant également l'objet de réglementations [3].

Finalement la problématique en CEM est limitée à trois principaux centres d'étude (figure 1.2) :

- Les sources de perturbations
- Leur mode de couplage et de propagation
- Les effets des perturbations sur les "victimes", qui correspondent au concept de susceptibilité électromagnétique ou d'immunité.



**Figure 1.2** Illustration du schéma source/chemin de couplage/victime [3]

Les sources des perturbations électromagnétiques peuvent avoir une origine naturelle (comme la foudre, les décharges électrostatiques et les rayonnements cosmiques) ou artificielle. Les origines artificielles peuvent être volontaires comme les ondes radars, signaux de télécommunications (ondes radio, TV, GSM, Wifi, etc.). Les perturbations involontaires sont essentiellement dues aux réseaux de distribution d'électricité, des installations industrielles, des dispositifs d'électronique de puissance tels les convertisseurs statiques (hacheurs, onduleur), les alimentations à découpage et de tout appareil électrique grand public.

Le mode de propagation des perturbations d'une source à une victime peut se faire de deux manières : le couplage par conduction (fils reliant le signal, les commandes ou les

alimentations) et le couplage par rayonnement, se manifestant par un champ magnétique et un champ électrique associé (agissant sur une antenne, à travers les ouvertures des blindages, ou directement sur les fils d'interconnexion).

### 1.4.1. Sources intentionnelles et non intentionnelles

Ce classement permet de distinguer les sources de perturbations d'origine volontaire de celles qui sont imprévues. Tout appareil qui a pour objectif l'émission d'ondes électromagnétiques (radiocommunication, radar, ...) est une source intentionnelle. Dans la plupart des cas, ces sources sont de type harmonique.

Les sources non intentionnelles sont créées par des appareils qui ne sont pas destinés à l'émission radiofréquence. Dans la plupart des cas, ces sources sont de type transitoire. Elles peuvent être illustrées par des impulsions unipolaires comme la foudre, caractérisées par leur temps de montée et par la durée d'impulsion, ou par des oscillations amorties, caractérisées par la période d'oscillation et par le taux d'amortissement. Le tableau 1.2 montre les différentes sources de perturbation intentionnelles et non intentionnelles .[4]

De plus, une perturbation électromagnétique, comme son nom l'indique est composée d'un champ électrique E généré par une différence de potentiel V et d'un champ magnétique H ayant pour origine la circulation d'un courant I dans un conducteur . [4]

**Tableau 1.1** : origine d'émission électromagnétique [4].

<b>Intentionnelle :</b>	<b>Non intentionnelle :</b>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Emeteur de radiofusion</li> <li>• Emeteur de télévision</li> <li>• Talkie walkie</li> <li>• Citizen band</li> <li>• Téléphone portable</li> <li>• Radars</li> <li>• Etc.....</li> <li>• Les dispositive de traitement de la matière</li> <li>• Fuison ,soudage ,brassage</li> <li>• Four induction (surchage de bois)</li> </ul>	<p><b>Accidentielle :</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Court-circuit</li> <li>• Mise a la terre</li> </ul> <p><b>Parmanentes :</b>                      elle sont dues au fonctionmmment normal d'appareille</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Tout les système déclenchement et de copure d'un signal électrique (contact sec,transistor de puissance )</li> </ul> <p>Tels que :                      Contact relais onduleur alimentation a découpage ,les système d'allumage des moteur a explosion , les moteur a collecteur</p>

### **1.4.2 Exemples de problématique lié à la CEM**

Voici quelques exemples de problèmes de CEM tirés de la vie quotidienne :

- Le téléphone qui ne fonctionne plus après un foudroiement sur le relais.
- L'ordinateur ou le téléphone portable qui interfèrent avec les instruments de bord d'un avion.
- La carte mémoire se détériore pendant l'installation à cause d'une décharge inconnue.
- Un appareil de cardiologie qui capte et affiche une émission de télévision.
- En 1967 : destruction du porte avion Forrestal : un radar provoque la mise à feu d'une roquette qui détruit un avion et par effet boule de neige tout le porte avion.
- En 1982 : destruction du croiseur Sheffield par un missile : le système de contre-mesures était brouillé par les communications satellitaires.
- En 1990 : déclenchement de l'airbag lors de l'actionnement du klaxon (célèbres berlines allemandes).
- La foudre qui s'abat sur l'empennage d'un avion et endommage les commandes de vol (un avion Airbus A340-300 d'Air France pendant l'atterrissage à l'aéroport international Pearson de Toronto, Canada le 2
- Août 2005, et aussi un avion de Delta Air Lines qui s'est écrasé à côté de l'aéroport de Dallas-Fort Worth International le 2 août 1985).[6]

Sans compter tous les plus petits dysfonctionnements dans tous les systèmes électriques qui se traduisent par des pertes de données, de temps et d'argent. [6]

## **1.5 CEM et la Normalisation**

### **1.5.1 Directive européenne**

Depuis le 3 mai 1989, les fabricants de matériel électrique souhaitant distribuer leurs produits au sein de la communauté européenne doivent appliquer la directive de CEM 89/336/CEE. Cette directive a été proposée afin d'harmoniser les législations des Etats membres relatives à la CEM. Elle a fait l'objet du décret N° 92-587 du 26 juin 1992 pour sa transposition au droit français. Son application est obligatoire depuis le 1er janvier 1996 (en France) [6].

Cette directive s'inscrit dans la lignée de celles publiées par le Conseil de la Communauté Européenne visant à écarter les obstacles commerciaux à l'intérieur de l'Union Européenne. S'il est reconnu que la libre circulation des marchandises entre les pays membres est économiquement bénéfique, il est par contre difficile d'homogénéiser la normalisation technique et la reconnaissance mutuelle des résultats. En effet, auparavant, les normes étaient avant tout nationales.

Aujourd'hui, la directive initiale a subi de nombreuses modifications et de nouvelles directives sont apparues. Maintenant, les produits électriques et électroniques modernes sont généralement si complexes que plusieurs directives sont applicables.

Toutefois, ces réglementations suivent toutes les mêmes préceptes :

- Permettre la libre circulation des produits sur le Marché Unique Européen en fixant des exigences unifiées de CEM ;
- Organiser la maîtrise de l'exploitation de la ressource naturelle que constitue l'espace électromagnétique pour de multiples applications spécifiques [11]
- Contribuer à l'amélioration de la protection des consommateurs face aux risques qui peuvent résulter de problèmes de CEM.

### **1.5.2 Normes CEM et leur domaine d'application**

Les exigences sur la limite des perturbations provoquées par un équipement électrique sont représentées par les normes CEM. Ces normes sont, au plan international, formulées par le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR). Ces normes peuvent se scinder en deux groupes. Le premier définit les niveaux tolérés d'émission conduite ou rayonnée, le deuxième groupe traite la susceptibilité électromagnétique d'un équipement. Nous nous bornerons ici à mentionner les normes d'émission qui concernent les équipements intégrant des convertisseurs statiques. Le tableau 1.1 présente les références et domaines d'applications des principales normes européennes [11].

**Tableau 1.2** Normes CEM impliquant des convertisseurs statique [11].

<b>Standards:</b>	<b>Domaine d'application:</b>
<b>EN 55011</b>	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétique des appareils industrielles, scientifiques et médicaux a fréquence radioélectrique.
<i>EN</i> <i>55013</i>	Limites et méthodes de mesure des perturbation Électromagnétiques des récepteurs radiodiffusion
<b>EN 55014</b>	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils électrodomestiques et des outils portatifs aux fréquences radioélectriques
<i>EN</i> <i>55015</i>	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils a fluorescence et des luminaires relatives aux fréquence radioélectriques
<b>EN 55022</b>	Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des appareils a traitement de l'information
<b>DO 160-D</b>	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils électriques/électroniques embarqués sur l'avion a fréquence radioélectriques

L'objectif d'une norme CEM sont, d'une part, de définir des limites maximales de perturbations rayonnées et conduites, d'autre part de définir les niveaux d'immunité en conduit ou rayonné des équipements et, enfin, de décrire les méthodes et les moyens nécessaires à la vérification des niveaux d'immunité et d'émission pour reproduire des mesures fiables (mesure en espace libre, en chambre anéchoïque, support des appareils, ...). Dans ce chapitre, nous verrons l'exemple de la description des méthodes de mesure pour les normes choisies pour notre étude. Ici, nous ne présenterons que les limites d'émissions de perturbations conduites. Les normes définissant la limite de la pollution électromagnétique du système étudié, dans le cadre de ce travail, sont la norme EN 55022, et la norme DO-160 D [12].

## **1.6 Problématique CEM en électronique de puissance**

L'usage des dispositifs en électronique de puissance a augmenté de manière significative ces dernières années. Ces dispositifs sont de plus en plus utilisés dans le transport terrestre et aérien, dans les applications domestiques et grand public et dans les énergies renouvelables. Ils sont basés sur un fonctionnement en commutation des semi-conducteurs sur le convertisseur statique. [4]

La problématique de la CEM dans la conception de convertisseurs d'électronique de puissance désigne la cellule de commutation comme la « source » de perturbations. Ces dernières sont propagées vers la charge et le réseau d'alimentation (ou la source) désignées « victimes », la propagation des perturbations est liée à leurs environnements respectifs. [5]

Bien maîtriser la CEM lors du développement de systèmes en électronique de puissance s'avère particulièrement utile.

### **1.6.1 Causes des perturbations en électroniques de puissance**

L'usage de dispositifs en électronique de puissance a augmenté de manière significative ces dernières années. Ces dispositifs sont de plus en plus utilisés dans le transport terrestre et aérien, dans les applications domestiques et grand public et dans les énergies renouvelables. Ils sont basés sur un fonctionnement en commutation des semi-conducteurs [5].

Le fonctionnement d'un convertisseur statique est polluant, car les temps de commutation sont très courts et les amplitudes très élevées. Les commutations rapides permettent de réduire les pertes lors des commutations (présence simultanée de la tension et du courant dans les interrupteurs). Les ordres de grandeurs des gradients de commutation peuvent varier entre 100 à 1000 A/ $\mu$ s pour les  $di/dt$  et de 5 à 50kV/ $\mu$ s pour les  $dv/dt$ . Un autre facteur qui augmente la pollution électromagnétique est la fréquence de découpage très élevée (qui peut être de 100Hz à 1MHz).

### **1.6.2 Etude spectrale du bruit dans les convertisseurs statistiques étendues spectrale du bruit dans le convertisseur statique**

Une chaîne de conversion d'électronique de puissance comprend généralement plusieurs étages de conversion, ces étages sont souvent constitués d'un redresseur suivi d'une étape de commutation comme pour un variateur de vitesse (figure 1.9), une alimentation à découpage, un onduleur pour système chauffage par induction, etc. L'étude de la compatibilité électromagnétique peut se faire à plusieurs niveaux tels que les lignes

d'alimentation, le redresseur, le convertisseur et sa commande, le filtrage, la charge, etc.

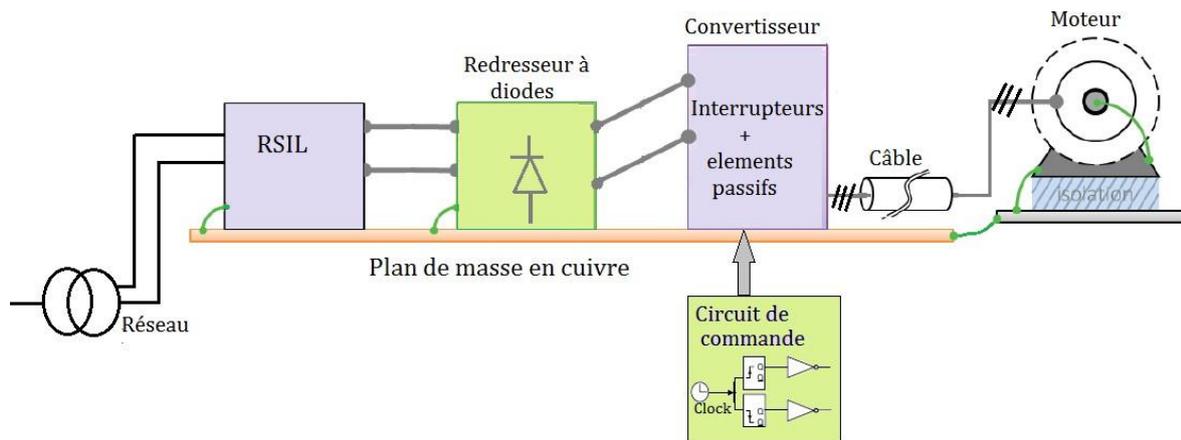


Figure 1.3. Exemple d'une chaîne de conversion d'électronique de puissance, inspiré de [5]

### 1.6.3 Convertisseurs statistiques

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant.

Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement.

Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc.. [6].

Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques.

On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques :

- Alternatif ----- > Continu (Redresseur)
- Continu ----- > Continu (Hacheur)
- Continu ----- > Alternatif (Onduleur)
- Alternatif ----- > Alternatif (Gradateur)

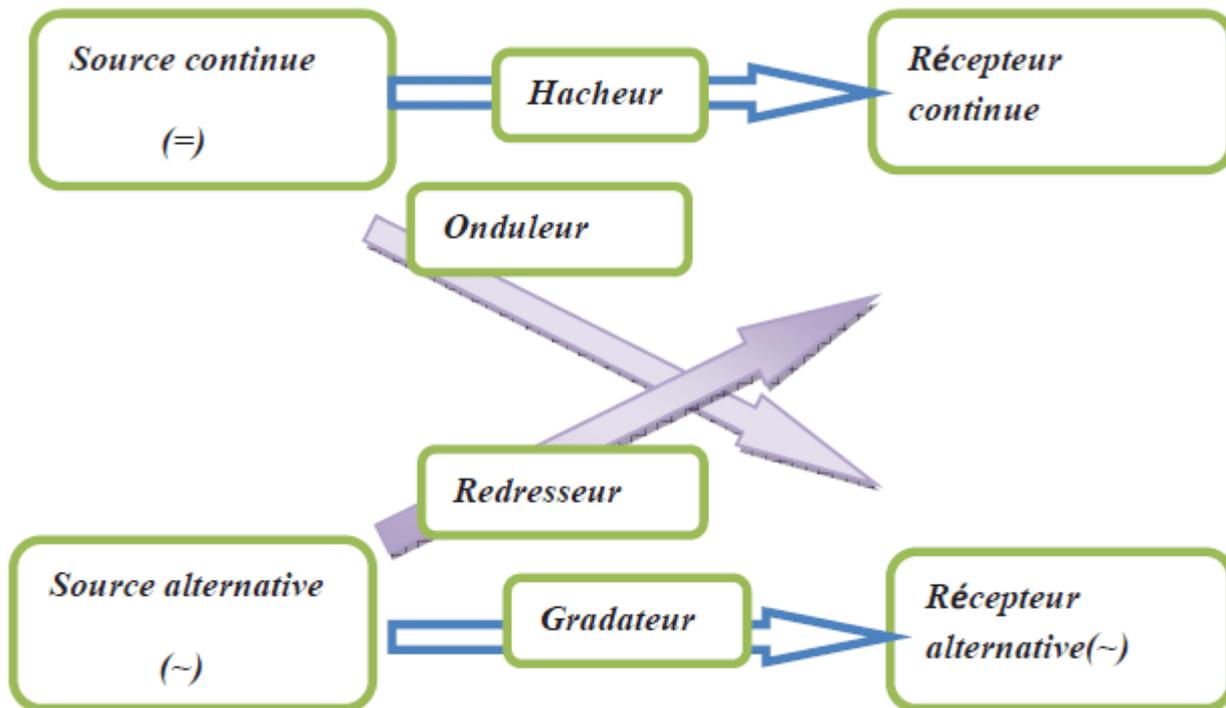


Figure 1.4 les différents types du convertisseur statique [7]

### 1.6.3.1 Convection alternatif Continu – Redresseur

La fonction « redresseur » consiste à transformer une tension ou un courant alternatif en son équivalent continu. Elle est essentiellement utilisée sur le réseau de distribution à 50 Hz pour réaliser des sources continues variables ou non (à un, deux ou quatre quadrants). Elle représente une part importante des applications d'électronique de puissance [14] [10].

Le redressement permet d'obtenir un courant unidirectionnel à partir d'une source alternative, principalement monophasée ou triphasée. Les redresseurs sont du type simple alternance ou double alternance. En général, le lissage du courant par inductance est utilisé pour les fortes puissances, et le lissage de la tension par condensateur pour les faibles puissances [10].

Les redresseurs commandés dont la tension de sortie peut être variable comportent des thyristors ou des ensembles de diodes et de thyristors. Du fait de leur importante puissance massique ces redresseurs sont toujours utilisés en forte puissance et lorsqu'il est nécessaire de réguler ou de faire varier les grandeurs électriques en sortie. En faible et moyenne puissance, les redresseurs commandés à thyristors sont en voie d'obsolescence et sont avantageusement remplacés par la « mise en cascade » d'un redresseur commandé ou non et d'un convertisseur

continu-continu. [8]

Dans les petites puissances, la commande d'un transistor à effet de champ ou d'un IGBT est plus simple que celle d'un thyristor, d'autre part, les fréquences de fonctionnement des hacheurs, qui sont aujourd'hui du domaine des 200 kHz, permettent de diminuer considérablement la taille des composants de filtrage (inductances et condensateurs). Enfin il existe des redresseurs à absorption sinusoïdale construits à l'aide de diodes, transistors Ballast MOSFET ou IGBT qui sont utilisés afin d'améliorer la forme d'onde du courant alternatif consommé côté réseau (Figure 1.5).[8]

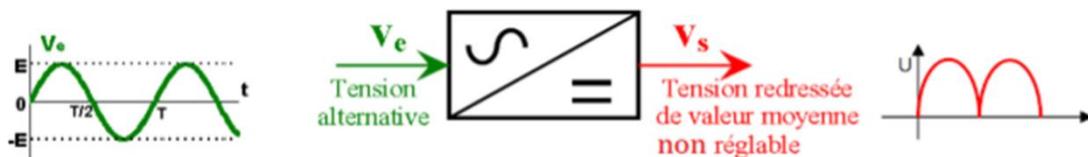


Figure 1.5 un redresseur non commandé [8]

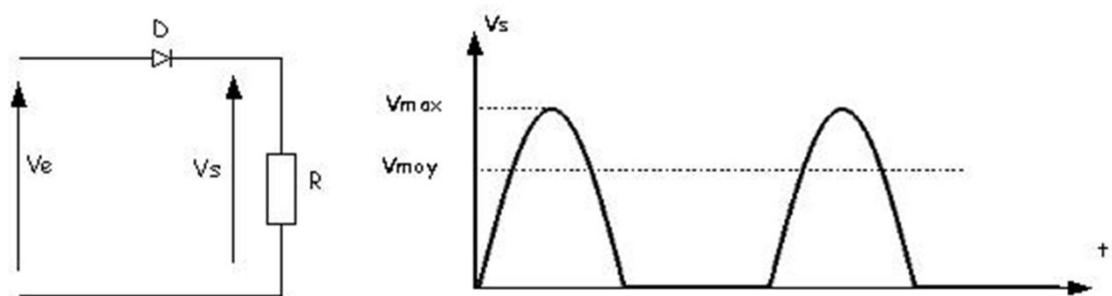


Figure 1.6 un redresseur non commandé monophasé [8].

Etat 0 diode est passant  $V_e = v_s$  (1.1)

Etat 1 diode et bloqué  $V_e = 0$  (1.2)

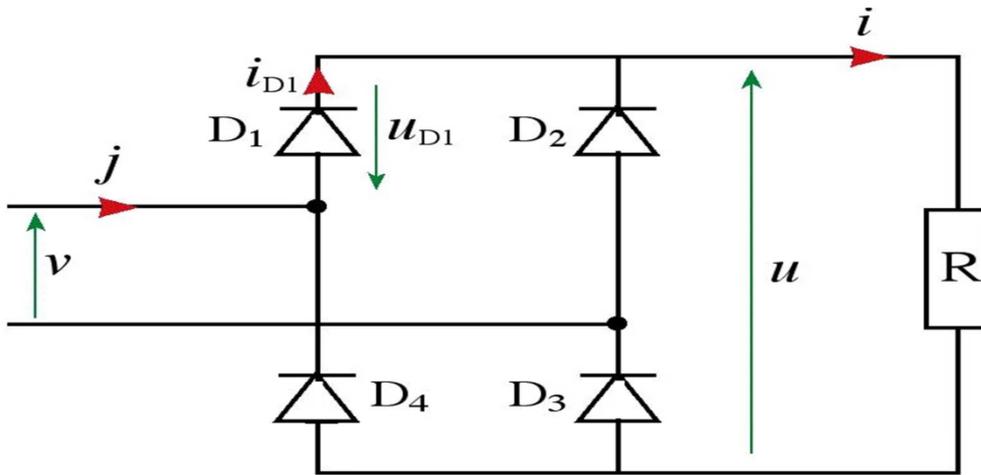


Figure 1.7 redresseur en pont non commandée [10]

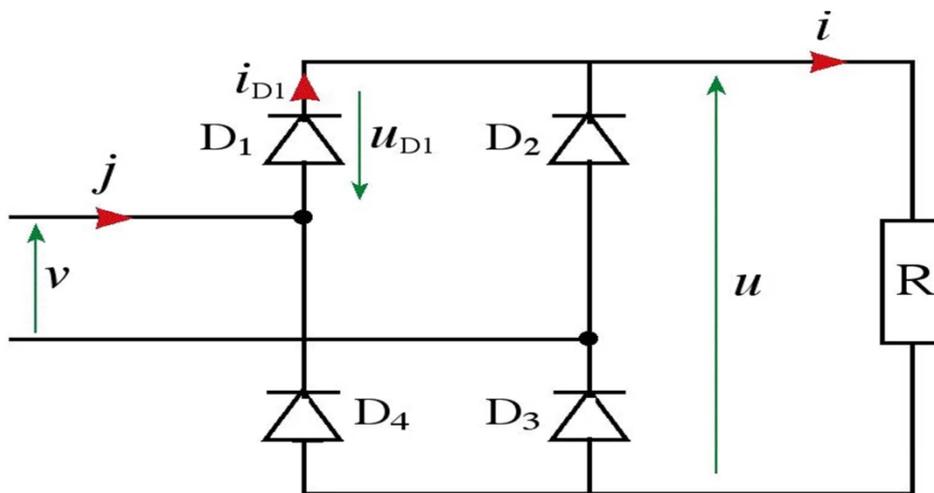


Figure 1.8 redresseur en pont non commandée [10]

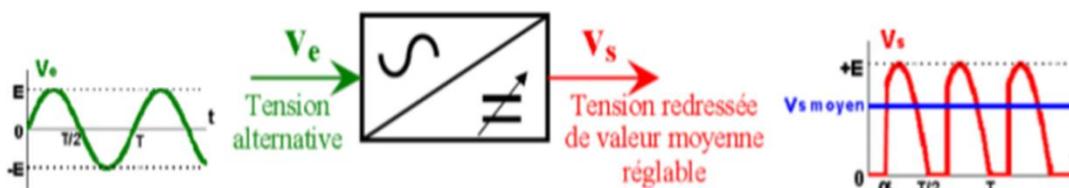


Figure 1.9 redresseur commandé [8].

### 1.6.3.2 Conversion Continu – Hacheur

Un hacheur permet d'obtenir une tension, unidirectionnelle de valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue. C'est un convertisseur continu-continu (tension  $V_e$  continu-courant continu) dont le symbole est (figure 1.10) [8]

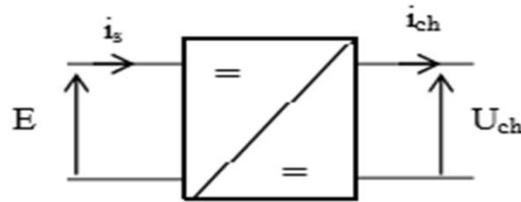


Figure 1.10 le symbole du hacheur [10].

Un hacheur peut être réalisé à l'aide d'interrupteurs électronique commandé à l'ouverture et à la fermeture telle que les thyristors GTO ou les transistors bipolaires ou à effet de champ à grille isolée il y a deux types d'hacheur (série et parallèle)

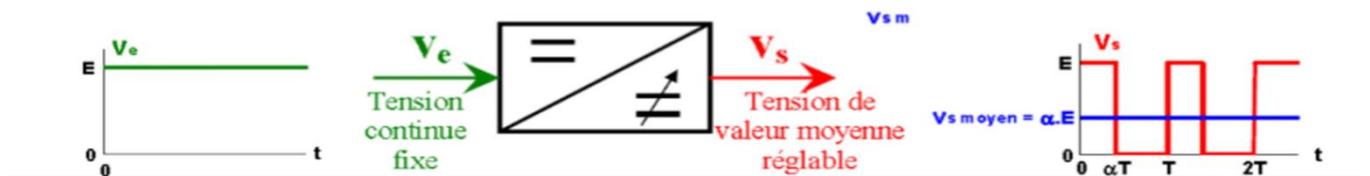


Figure 1.11 le comportement du hacheur [6].

### 1.6.3.2.1 Hacheur dévolteur (ou série) Buck

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie est inférieure à celle de l'entrée. Il comporte un interrupteur à amorçage et à blocage commandés (transistor bipolaire, transistor MOS ou IGBT...) et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode) (Figure 1.12) [9]



Figure 1.12 hacheur dévolteur (série) [8].

$$U_0 = U_H + V_s \quad (1.3)$$

$$i_e = i_s - i_D \quad (1.4)$$

Quand h est passant et D est bloqué donc :

$$U_0 = V_s \quad (1.5)$$

Quand h est bloqué et D passant :

$$v_s = 0 \quad (1.6)$$

### 1.6.3.2 Hacheur survolteur (ou parallèle)

Un convertisseur boost, ou hacheur parallèle, est un convertisseur statique qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur [6]

Le convertisseur boost est utilisé lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue.

La batterie d'accumulateurs alimente les systèmes on utilise souvent plusieurs accumulateurs en série afin de disposer d'un niveau de tension suffisamment élevé. La place disponible étant souvent limitée, il n'est pas toujours possible de disposer d'un nombre suffisant d'éléments.

Un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes d'éclairage sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs boost. (Figure 1.13) [10] [9]

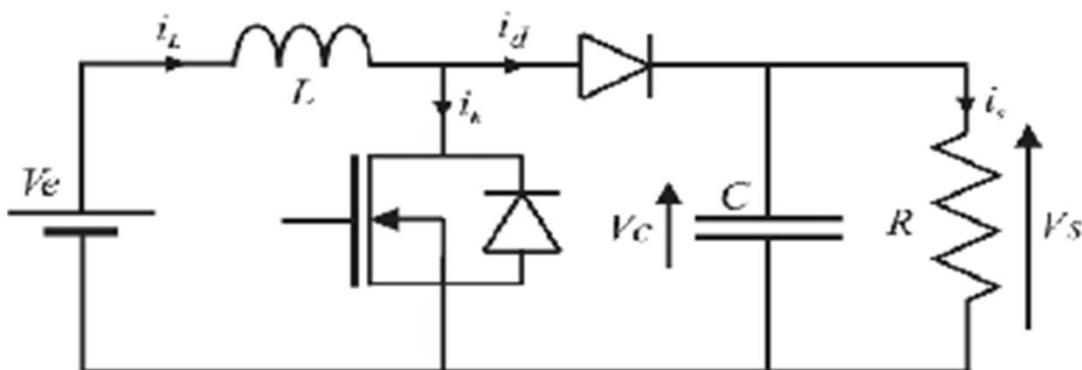


Figure 1.13 schéma du principe d'un hacheur survolteur boost [10]

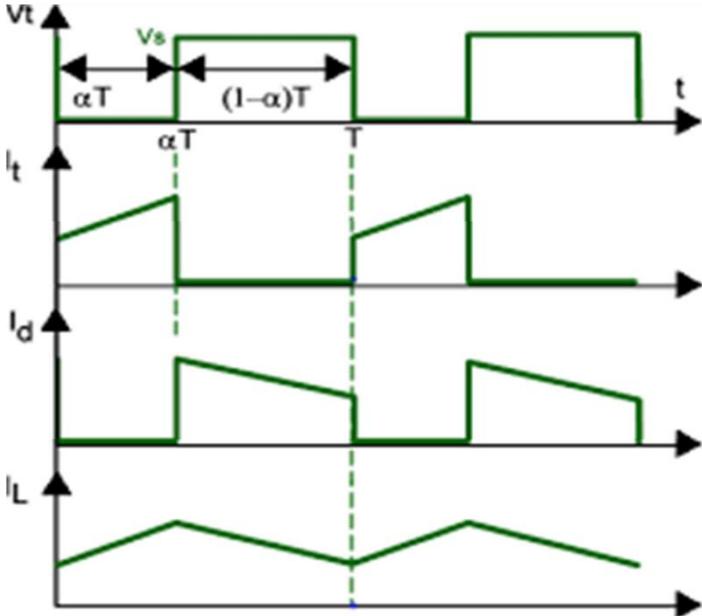


Figure 1.14 hacheur survolteur BOOST [6]

### **1.7 Conclusion :**

Ce chapitre nous permet de résumer la compatibilité électromagnétique et d'expliquer le phénomène selon les trois parties suivantes : Tout d'abord, nous définissons que la compatibilité électromagnétique CEM est un phénomène très courant, et dans certains cas il est même parfois gênant, Et étudié comment ces perturbations sont générés, et comment les éviter autant que possible, tout en restant assez général sur le sujet. Dans un deuxième temps, nous avons abordé les aspects fondamentaux de la CEM, le vecteur de propagation et ses différents modes de transmission. La transmission des interférences entre la source et la victime fait intervenir un ou plusieurs phénomènes physiques appelés couplage, qui peuvent se produire directement par rayonnement et conduction dans les câbles. Troisièmement, nous nous sommes concentrés sur l'impact et l'impact de la CEM dans le domaine de l'électronique de puissance, ainsi que sur les tests menés sur la CEM, les normes et les technologies de protection. La conversion d'énergie en électronique de puissance repose sur deux étapes complémentaires, le hachage et le stockage d'énergie. La coupe est effectuée par un interrupteur d'alimentation avec des composants semi-conducteurs. L'objectif est d'analyser l'impact CEM du connecteur et l'effet du blindage des câbles sur le rayonnement. Afin d'identifier les chemins de propagation et de couplage de ces courants HF dans un système complet, et de proposer des solutions permettant de réduire les interférences CEM, il est nécessaire et important d'étudier les cas de couplage entre câbles blindés et non blindés. L'importance des courants de mode commun et de mode différentiel sera discutée dans le chapitre suivant.

# **Chapitre 2 :**

**Modélisation CEM en électronique de puissance**

# CHAPITRE 2 : Modélisation CEM en électronique de puissance

## 2.1 INTRODUCTION :

L'objectif de la modélisation CEM est de se rapprocher de manière la plus réaliste possible du spectre des signaux perturbateurs, qui apparaissent essentiellement durant les phases de commutation des interrupteurs de puissance générant de forts «  $dv/dt$  » ou «  $di/dt$  » [14].

La représentation d'une structure en CEM, de type circuit ou de type mathématique, correspond à l'ensemble des différents modèles de composants qui la constituent. On définit deux méthodes d'estimation spectrales utilisées dans le cadre d'étude CEM pour les convertisseurs statiques : la méthode indirecte et la méthode directe. Dans la méthode indirecte, le spectre est issu d'une simulation temporelle alors que la méthode directe est basée sur l'estimation du spectre directement dans le domaine fréquentiel

## 2.2 Méthode de modélisation CEM en électronique de puissance :

Dans la méthode indirecte, la reconstruction des signaux parasites est généralement réalisée par la simulation en temporel, qui exige des modèles précis des composants discrets tels que le modèle des composants semiconducteurs, les condensateurs de découplage et aussi les composants répartis. Le modèle CEM des interrupteurs en électronique de puissance cherche à représenter un comportement réaliste pendant la phase de transition des interrupteurs. Ce modèle doit être capable de représenter les principaux phénomènes tels que les oscillations de tension ou la phase de recouvrements des composants semi-conducteurs. Ce modèle doit également prendre en compte les non-linéarités des capacités et des résistances intrinsèques des composants

La modélisation dans le domaine fréquentiel implique la linéarisation du fonctionnement du convertisseur. Cette linéarisation remplace la cellule de commutation par des générateurs équivalents. Ceci permet de représenter le convertisseur par un schéma équivalent qui génère

les mêmes signaux parasites que le dispositif physique (2). Ces méthodes donnent des résultats satisfaisants pour un point de fonctionnement mais la mise en équation reste assez laborieuse avec plusieurs étapes de mesure et d'identification des paramètres

### **2.2.1 Méthode indirecte (Simulation temporelle) / Méthode directe (Calcul fréquentiel)**

#### **2.2.2 Méthode indirecte (Simulation temporelle)**

Cette méthode consiste à simuler les formes d'ondes du convertisseur dans le **domaine temporel** suivi d'une analyse fréquentielle des signaux simulés. L'analyse fréquentielle n'est déterminée qu'une fois le calcul temporel effectué. Après avoir réalisé les FFT des signaux perturbateurs, on compare le spectre obtenu avec les spécifications normatives.

Le but de la simulation temporelle est d'analyser les régimes transitoires engendrés par les commutations et aussi avoir une vision du comportement de la structure du point de vue de la commande comme de la puissance. La simulation temporelle permet également de traiter les non-linéarités des composants tels que la saturation des circuits magnétiques, ou les variations avec la tension des capacités des composants semiconducteurs. La finesse des résultats dépend de la précision des modèles implémentés dans le simulateur et aussi du pas de simulation.

En général, l'inconvénient dans les circuits d'électronique de puissance est que le temps de calcul devient élevé car les équations qui décrivent le comportement des semiconducteurs lors de la commutation présentent des non-linéarités. De plus, la complexité des relations utilisées peut donner des instabilités numériques qui peuvent bloquer la simulation.

Les logiciels qui intègrent les algorithmes des solutions de systèmes non-linéaires sont par exemple MULTI SPICE, SABER

Le comportement fréquentiel des signaux perturbateurs est calculé par des algorithmes de Transformations de Fourier Rapide (TFR), plus connus en anglais sous « Fast Fourier Transforms : FFT ». Pour avoir des résultats cohérents dans le domaine fréquentiel, le nombre d'échantillons (points de calcul) doit être assez important et les signaux doivent avoir atteint le régime permanent [15]

Quelques étapes à respecter pour minimiser les erreurs lors du calcul du spectre sont

présentées ci-après :

- Le pas de simulation  $\Delta t$  doit être choisi en respectant le théorème de Nyquist-Shannon relatif à l'échantillonnage (par exemple pour couvrir une plage d'étude de 100 MHz le pas de simulation doit être inférieur à 5 ns).

$$\Delta = \frac{1}{2} \frac{T_{\text{étude}}}{E = (F_{\text{max}} * T_{\text{étude}})}$$

(2.1)

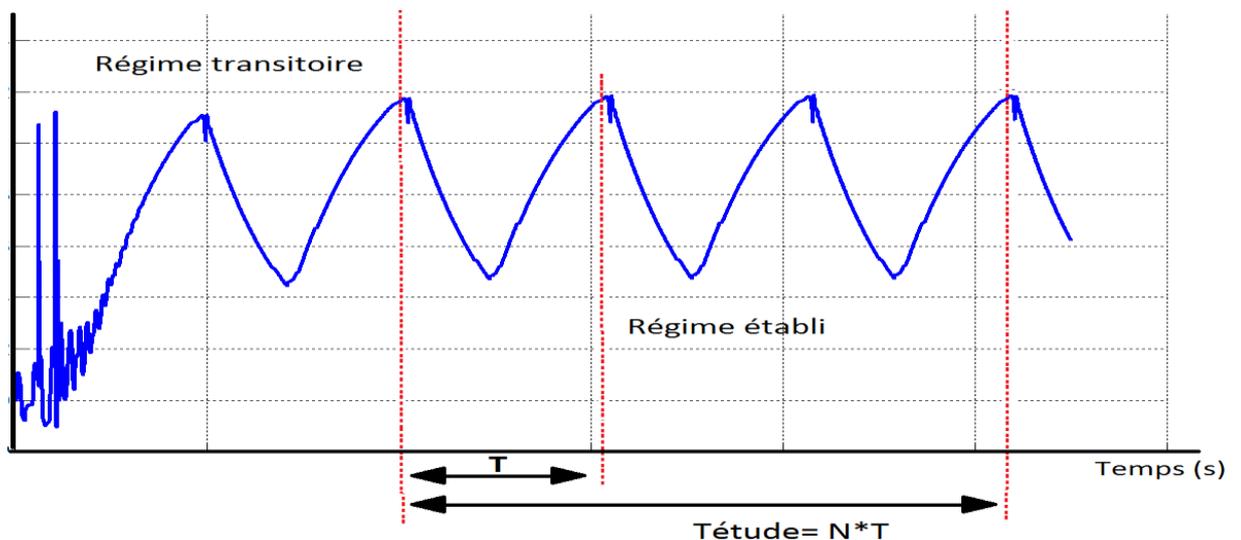
Où :

- $E(x)$  est la partie entière de  $x$
- $T_{\text{étude}} = N * T$  (avec  $T$  = la période du signal et  $N$  = le nombre de périodes d'étude)
- $F_{\text{max}}$  = La fréquence maximale du spectre

Le pas de la simulation  $\Delta t$  doit être plus petit que la plus petite constante de temps du système électrique étudié.

La période du signal correspond à celle utilisée pour le découplage.

- Le signal temporel ( $T_{\text{étude}}$ ) choisi pour réaliser la FFT doit correspondre à un multiple entier de la période réelle du signal considéré (figure 2.1). Sinon des harmoniques supplémentaires peuvent apparaître [15].



**Figure 2.1** Signal temporel simulé dans la méthode indirecte [15].

Une autre approche consiste à représenter les phases de commutation par des sections d'ondes trapézoïdales avec des intervalles de temps successifs identifiés par les mesures [16], cette méthode permet la reconstruction des phases de commutations mais les résultats en CEM sont limités à cause des pertes d'informations en hautes fréquences [17].

### **2.3 Méthode directe (Calcul fréquentiel)**

L'objectif est de déterminer le spectre des signaux directement dans le **domaine fréquentiel**. Un avantage par rapport à la simulation temporelle est la diminution du temps de calcul, mais la mise en équation des sources de perturbations peut devenir complexe. Par exemple pour une structure donnée il faut connaître les principaux mécanismes de génération de perturbations et aussi les chemins de propagation de ces perturbations.

### **2.4 Sources de perturbations localisées : linéarisation de la structure**

Pour travailler dans le domaine fréquentiel, une linéarisation de fonctionnement du convertisseur doit être faite. Cette linéarisation implique de substituer la cellule de commutation par des générateurs de tensions ou courants équivalents. Dans cette méthode on introduit aussi la notion de modélisation des sources de perturbations [18] [19].

Cette méthode est totalement basée sur une démarche « source- chemin- victime ». Elle consiste à décomposer les sources de perturbations et les chemins de perturbations. Chaque mode de propagation est remplacé par une source équivalente, en général, le mode commun par une source de tension et le mode différentiel par une source de courant.

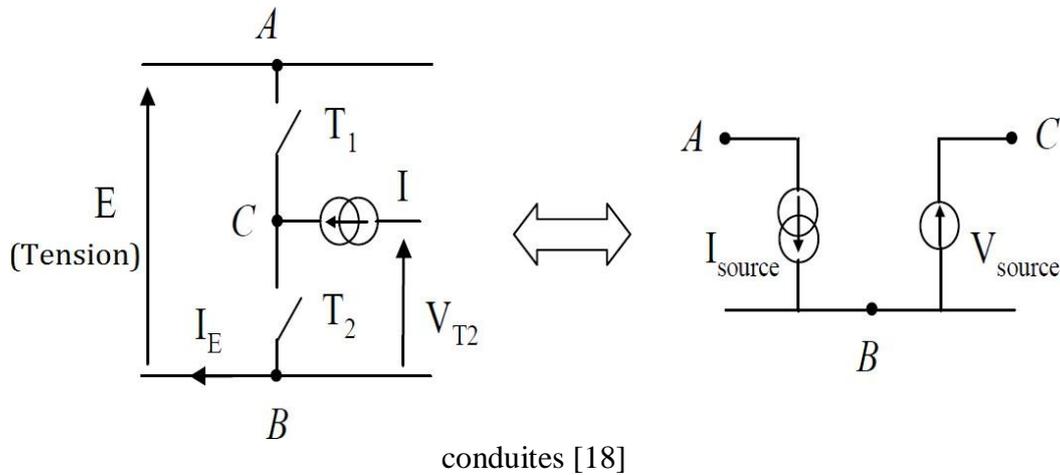
### **2.5 Définition des sources de perturbations**

Les modèles de sources de perturbations consistent à remplacer la cellule de commutation par des générateurs équivalents. Ces générateurs représentent les signaux de puissance dans la cellule qui génèrent les courants en mode différentiel et en mode commun. Les sources de perturbations sont définies en supposant que le courant en mode différentiel est généré par le courant absorbé par le réseau. Donc le mode différentiel est représenté par un générateur de courant. Pour les perturbations en mode commun, on suppose qu'elles sont générées par des variations brutales dans le point « milieu » de la cellule. Elles sont donc représentées par un générateur de tension harmonique équivalent, comme dans la figure 2.2 de droite.

Les sources de perturbations équivalentes doivent contenir quelques informations comme la puissance, la fréquence de découpage et l'impédance interne équivalente pour bien

représenter les phénomènes qui génèrent les courants parasites dans la cellule.

**Figure 2.2** Modèle de la cellule de commutation utilisé pour représenter les perturbations



Après avoir identifié les sources de perturbations, les chemins de perturbations doivent être définis. Cette partie de la modélisation peut devenir complexe selon la structure traitée.

## 2.6 Approche par fonction de transferts

Cette approche consiste à dissocier le mode commun du mode différentiel en établissant une fonction de transfert pour chaque mode. Elle suppose qu'il n'existe aucune interaction entre les deux modes et leurs chemins de propagation. Ceci est possible pour des structures de convertisseurs relativement simples et symétriques.

Afin d'être plus clair quant à cette approche, la méthode est présentée pour une cellule de commutation avec un RSIL. L'alimentation du convertisseur est considérée comme parfaite ce qui permet de la remplacer par un court-circuit.

La figure 2.3 montre la structure de la cellule de commutation (représentation fréquentielle équivalente),  $V_+$  est la tension mesurée au niveau de la borne positive du RSIL et  $V_-$  la tension mesurée au niveau de la borne négative. Les tensions mode commun et mode différentiel sont définies en (1) et (2).

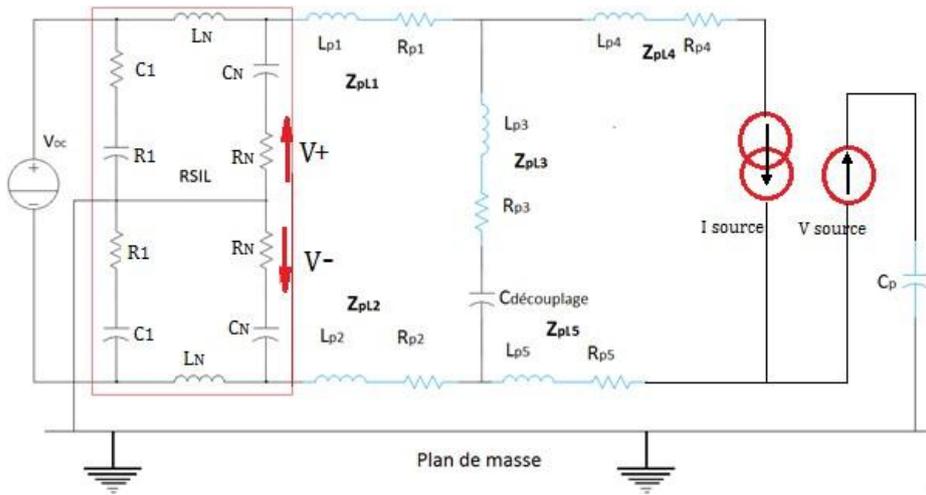


Figure 2.3 Structure fréquentielle linéarisée [20]

Les modes de perturbations conduites sont séparées. Les circuits équivalents sont présentés dans la figure 2.4. Chaque schéma a sa propre source de perturbation, respectivement  $I_{source}$  et  $V_{source}$ , et le chemin de perturbations est bien défini.

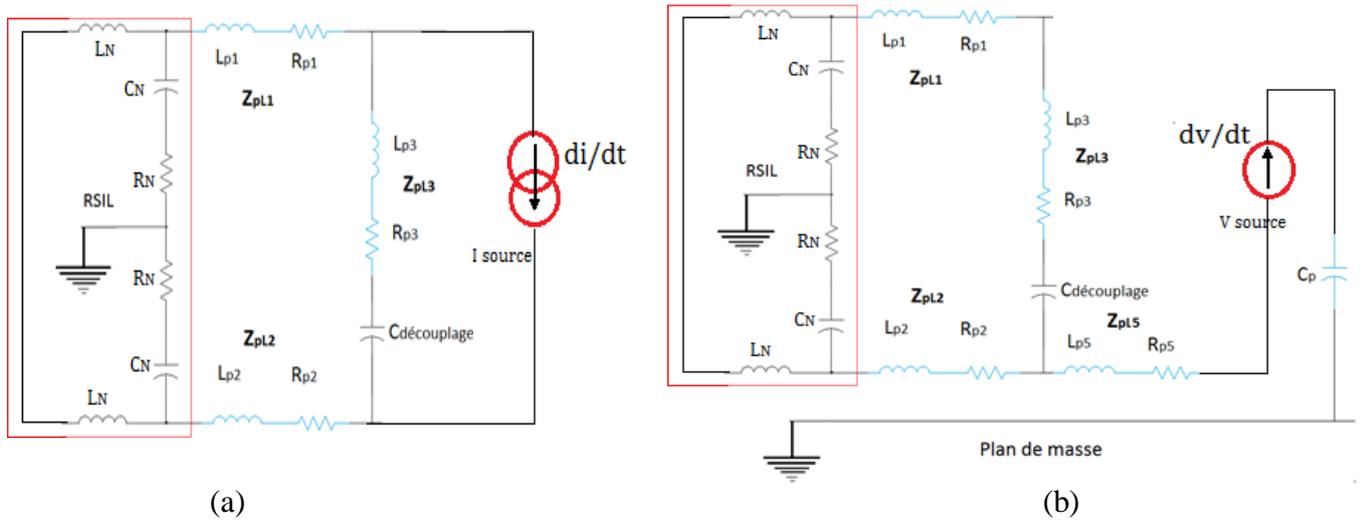


Figure 2.4 Circuits équivalents pour (a) MD et (b) MC [20]

Les équations qui décrivent le MC et le MD sont présentées :

$$V_{MD} = \frac{R_Z Z_2 Z_{LP3}}{(2Z_1 + Z_{LP2} + Z_{LP2} + Z_{LP3}) + Z_1 Z_2} I_S \quad (2.2)$$

$$V_{MD} = \frac{R_Z Z_2 Z_{LP3}}{(Z_{LP5} + Z_{eq})} V_S \quad (2.3)$$

Où :

$$Z_1 = R_n \frac{1}{j\omega C_N} \quad (2.4)$$

$$Z_2 = 2j\omega C_N \quad (2.5)$$

$$Z_{pL1} = R_{p1} + j\omega L_{P1} \quad (2.6)$$

$$Z_{pL2} = R_{p2} + j\omega L_{P2} \quad (2.7)$$

$$Z_{pL3} = R_{p3} + j\omega L_{P3} + \frac{1}{j\omega C_{d\acute{e}couplage}} \quad (2.8)$$

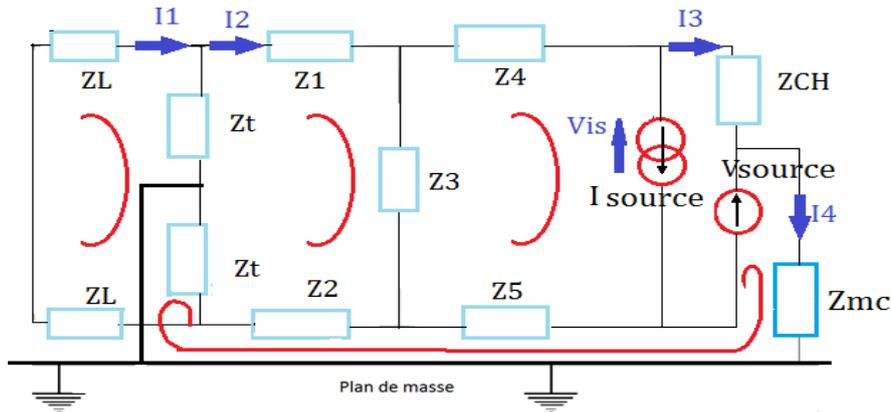
$$Z_{pL5} = R_{p5} + j\omega L_{P5} + \frac{1}{j\omega C_p} \quad (2.9)$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_1(Z_1 + Z_2)(Z_{pL1} + 2Z_{pL2} + Z_{pL3}) + 2Z_{pL2}(Z_{pL1} + 2Z_{pL2} + Z_{pL3})(2Z_1 + Z_2) + (Z_1^2 + Z_2^2)}{(Z_{LP5} + Z_{eq})} \quad (2.10)$$

Cette approche peut rapidement devenir compliquée selon la structure. Les résultats dans le domaine spectral peuvent ne pas être corrects en haute fréquence (à partir quelques MHz) puisque les interactions en mode commun et mode différentiel ne peuvent pas être dissociées dans tous les cas.

## 2.7 Approche matricielle

Dans cette approche, un seul schéma est utilisé pour étudier le mode commun et le mode différentiel simultanément (figure 2.5). Elle peut être utilisée dans l'étude de structures asymétriques. Les sources de perturbations sont toujours des sources de tensions et de courants équivalents. A la différence de l'approche par fonction de transferts, la mise en équation du système est globale. La matrice établie permet de représenter l'ensemble des chemins de propagation, plus concrètement cette approche prend en compte les couplages par impédance entre les courants parasites en MC et en MD. Cette approche prend également en compte les différents phénomènes influents sur la CEM comme les impédances qui représentent la charge ou la connectique.



**Figure 2.5** Schéma fréquentiel équivalent pour l'approche matricielle [20]

La représentation matricielle est basée sur l'écriture des équations régies par les lois de Kirchhoff. Ces lois permettent de relier les courants et tensions d'un circuit.

La démarche consiste à définir l'ensemble des courants de mailles élémentaires avec lesquels le système matriciel est établi [21].

La relation matricielle classique utilisée est présentée en (2.11) dans laquelle [H] représente la matrice du système, [Inc] les vecteurs des inconnues et [S] le vecteur d'excitation

$$[H] * [Inc] + [S] = 0 \rightarrow [Inc] = [H]^{-1} * [S] \quad (2.11)$$

Le système matriciel associé pour le convertisseur présenté dans la figure 2.5 est le suivant:

$$\begin{bmatrix} I1 \\ I2 \\ I3 \\ I4 \\ Vis \end{bmatrix} = H^{-1} * \begin{bmatrix} 0 \\ Z3 * Isource \\ -Vsource - (Z3 + Z4 + Z5) * Isource \\ Vsource + Z5 * Isource \\ -(Z3 + Z4 + Z5) * Isource \end{bmatrix}$$

Avec

$$H = \begin{bmatrix} 2 * (Zt + ZL) & -2Zt & 0 & Zt & 0 \\ -2 * Zt & 2Zt + Z1 + Z2 + Z3 & -Z3 & -(Z2 + Zt) & 0 \\ 0 & -Z3 & ZCH + Z4 + Z5 + Z3 & -Z5 & 0 \\ Zt & -(Z2 + Zt) & -Z5 & Z2 + Z5 + Zmc + Zt & 0 \\ 0 & -Z3 & Z3 + Z4 + Z5 & -Z5 & -1 \end{bmatrix}$$

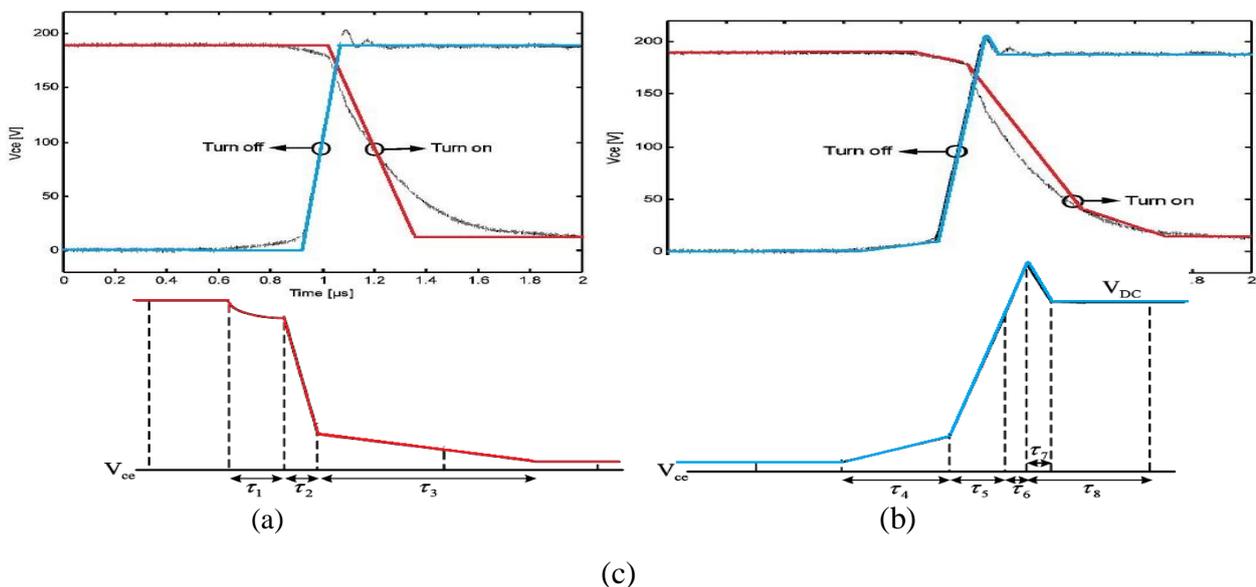
La solution de l'équation matricielle détermine la tension dans le RSIL aux bornes de l'impédance Zt.

Une autre différence avec l'approche par fonctions de transfert est que la solution permet d'obtenir les courants et tensions dans les différents points du circuit et pas seulement au niveau du RSIL.

Cette méthode donne de bons résultats dans le domaine fréquentiel mais l'écriture des matrices du modèle peut devenir laborieuse.

Un autre point faible du modèle est que l'équation matricielle doit être changée chaque fois que la topologie du circuit change. Ceci n'est pas pratique si le modèle doit être utilisé pour l'optimisation des éléments du filtrage par exemple.

Les résultats obtenus pour la prédiction CEM de perturbations conduites pour les approches décrites précédemment, peuvent être fortement améliorés en hautes fréquences. La méthode consiste à agir dans le modèle de la source de perturbations. Le modèle de source qui utilise la forme d'onde trapézoïdale (figure 2.6) est très limité, on peut voir que des informations sont perdues dans le spectre à hautes fréquences. Dans [22] la tension et le courant lors d'une commutation ont été étudiés et un modèle de source utilisant de multiples  $dv/dt$  et  $di/dt$  est présenté figure 2.6 c. Le nouveau modèle présente une amélioration dans la prédiction des perturbations à haute fréquence.

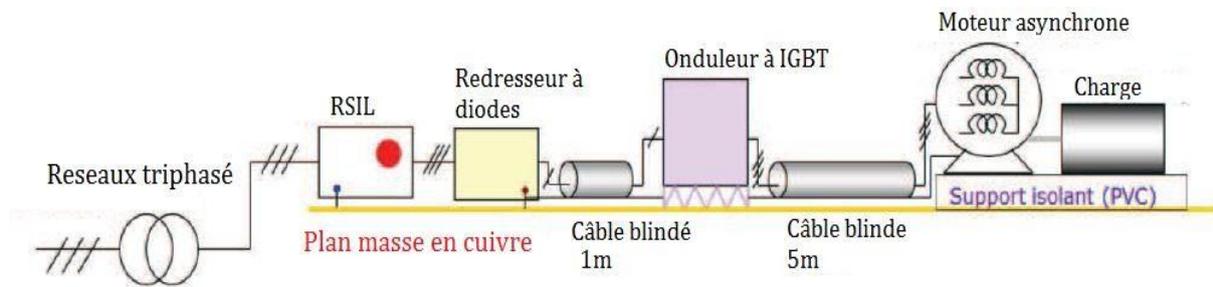


**Figure 2.6** Approximation de la commutation à la fermeture et à l'ouverture avec les signaux trapézoïdaux (a), approximation avec des signaux plus élaborés (b), modèle de commutation avec multiples  $dv/dt$  et  $di/dt$  (c)[22]

## 2.8 Approche quadripolaire

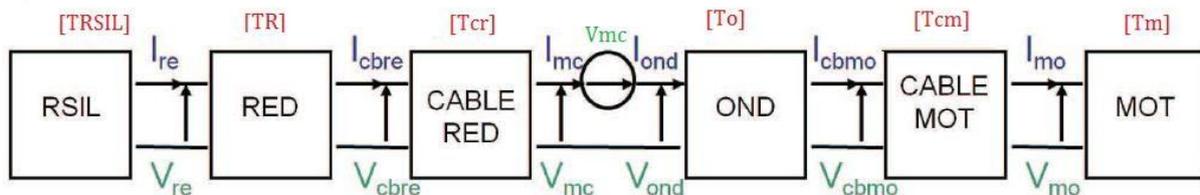
Cette approche de simulation [23,24,25] prédit les perturbations conduites dans le domaine fréquentiel. Cette méthode représente, vis-à-vis du mode commun, chaque composant du système par un quadripôle associé à une matrice d'impédance  $[Z]$ . Cette matrice est transformée en matrice de transfert  $[T]$  afin de simplifier le calcul des courants de mode commun en chaque point au niveau du système lors de la mise en cascade de quadripôles. Les coefficients de la matrice des quadripôles sont obtenus avec des mesures expérimentales grâce à un impédancemètre ou grâce à des modélisations des sous-ensembles.

Pour mieux comprendre cette méthode, une chaîne de conversion avec différents blocs comme le RSIL, le redresseur, l'onduleur et la charge est présentée dans la figure 2.7



**Figure 2.7** Exemple d'un banc expérimental d'une chaîne de conversion électromagnétique [23]

Cette technique consiste à décomposer le système en un ensemble de sous-systèmes. Les parties actives des perturbations sont représentées par une source de tension, chaque partie du système est définie comme un quadripôle à partir de grandeurs de mode commun vues de l'entrée et de la sortie.

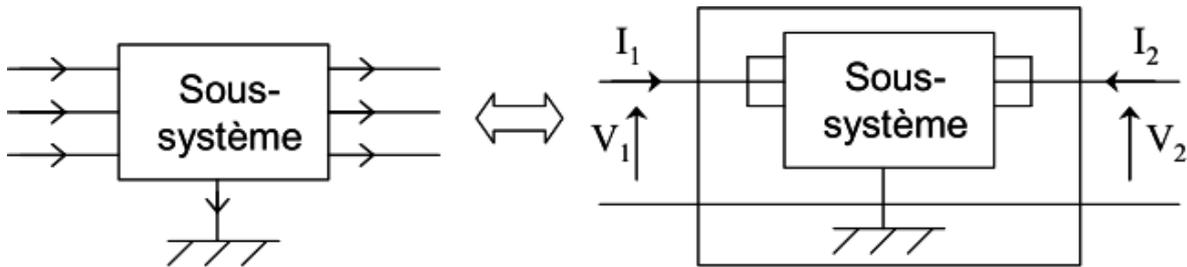


**Figure 2.8** Modèle quadripolaire d'une chaîne de conversion électromagnétique [24]

Pour trouver les impédances équivalentes, les entrées et sorties de chaque composants sont court-circuitées. Les mesures d'impédances sont réalisées entre les conducteurs et le plan de masse comme dans la figure 2.9

Le modèle de la source de perturbation est obtenu avec des mesures dans le domaine fréquentiel, cela permet de connaître les harmoniques du signal et de les utiliser pour les calculs.

Ceci reste valable si l'impédance "interne" de la source est négligeable dans celle ramenée pour les différents éléments connectés au convertisseur



**Figure 2.9** Configuration permettant de déterminer le coefficient de la matrice du système du point de vue mode commun [24]

Chaque quadripôle représentatif d'un sous-système est associé à une matrice d'impédance [Z].

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

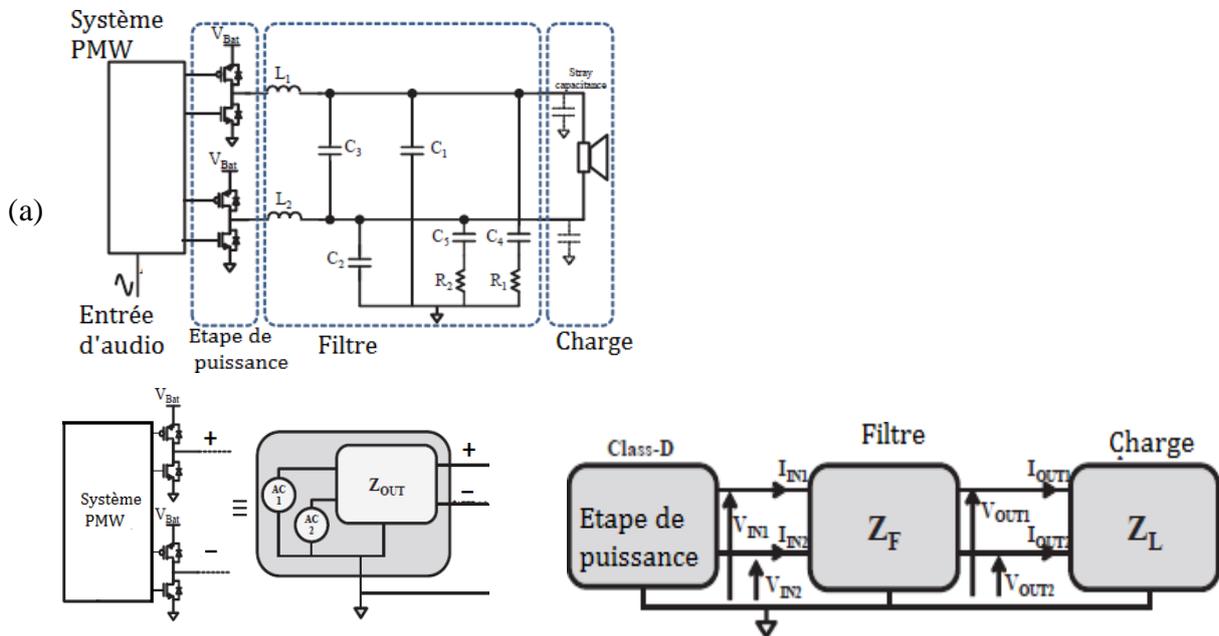
L'avantage de cette méthode est que les tensions ou courant MC peuvent être calculés dans les différents points du circuit directement dans le domaine fréquentiel.

Une autre méthode appelée « pentapolaire » est présentée en [26][27]. A différence de la méthode de quadripôles, cette méthode prend en compte le MC, le MD et le transfert de mode. Elle consiste à décomposer un système électronique par un bloc actif lié à la masse et des blocs passifs qui détiennent l'information de chaque partie du système.

Le bloc actif représente le convertisseur avec des sources de tension (le modèle de sources est obtenu à partir de mesures et il est intégré au système).

Chaque bloc passif est modélisé par une matrice d'impédances. Ces matrices sont déterminées par simulations et mesures à l'analyseur d'impédance ou à l'analyseur vectoriel. Pour avoir un système plus compact, la méthode associe toutes les matrices des différents blocs en une seule matrice. Finalement le modèle est réduit en une seule matrice d'impédance, avec un bloc qui modélise le convertisseur.

Pour illustrer la méthode, l'application à un amplificateur audio de classe D (figure 2.10) est représentée par des blocs comme dans la figure 2.10 actif qui contient les sources de tension est présenté dans la figure 2.10b.



**Figure 2.10** Système audio de classe D (a), modèle du bloc actif (b), décomposition du système en blocs (c)[28]

Cette méthode permet facilement de lier les différents éléments d'un système et peut être utilisée par exemple pour la conception de filtres.

Tout comme la méthode présentée en I.4.1.2.4, cette méthode n'est pas pratique quand on fait évoluer des éléments de la partie passive (routage, câblage...).

## 2.9 Modèles « boîte noire »

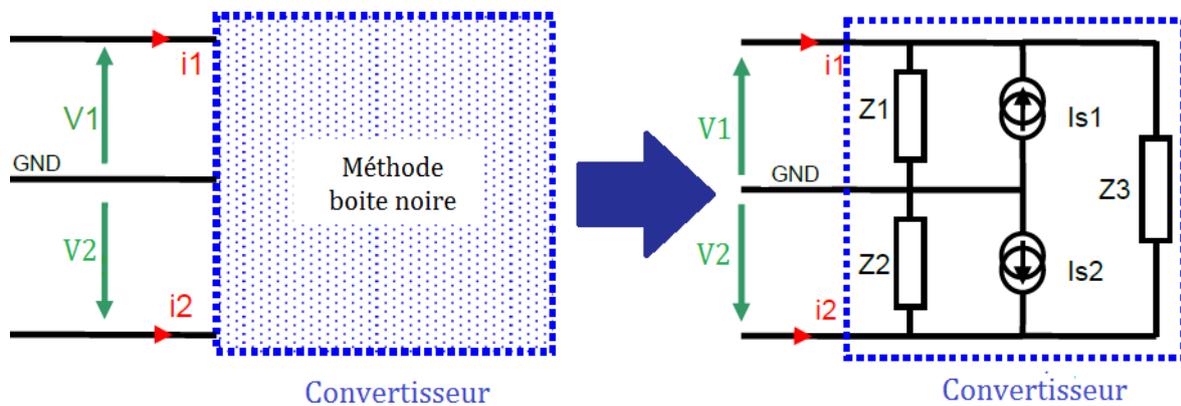
Différentes méthodes travaillant dans le domaine fréquentiel ont été présentées. Les semiconducteurs sont remplacés par des sources équivalentes, cependant ces méthodes requièrent la connaissance du contenu du convertisseur et particulièrement les éléments parasites. Ceci peut rapidement être handicapant car les composants d'un convertisseur ne sont pas toujours connus (références des composants, câblage, etc.). L'identification de toute la partie parasite devient parfois laborieuse surtout si on parle d'un ensemble de convertisseurs connectés à un réseau. Cela pose aussi des problèmes de confidentialité, quand la description interne du convertisseur n'est pas connue.

Le modèle boîte noire permet de représenter le convertisseur par un schéma équivalent

généralisant les mêmes signaux parasites que ceux mesurés [29]. Les différents paramètres du convertisseur sont mesurés dans le domaine temporel ou fréquentiel. La différence avec les autres modèles est que la cellule de commutation n'est pas remplacée uniquement par des sources équivalentes mais par des sources équivalentes et des impédances équivalentes.

Le modèle se base sur le principe des quadripôles avec deux sources de courant et trois impédances (figure 2.11). L'identification des paramètres du modèle est faite avec des mesures de grandeurs d'entrée du circuit à modéliser. Ces mesures sont réalisées pour trois conditions de fonctionnements différentes

Les tensions et les courants ( $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ) sont mesurés pour les différents points de fonctionnement, un système d'équations est proposé et sa solution donne les valeurs d'impédance  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  et de sources équivalentes  $I_{s1}$ ,  $I_{s2}$



**Figure 2.11** Modèle de type boîte noire à 5 paramètres [30]

La qualité d'acquisition des signaux est d'une grande importance, l'identification des paramètres dépend de ces signaux. Dans le cas de signaux mesurés dans le domaine temporel, ceux doivent avoir suffisamment de points dans une période d'étude afin de ne pas perdre d'informations. Une FFT est réalisée après l'acquisition pour obtenir les paramètres du modèle dans le domaine fréquentiel.

Un inconvénient de cette méthode est que plusieurs erreurs peuvent apparaître dans les mesures à cause de la sensibilité des appareils de mesure. Les tensions et courants doivent être pris simultanément afin d'éviter des erreurs de calcul.

Cette méthode donne de bons résultats pour un point de fonctionnement donné. Mais une fois qu'un paramètre du convertisseur change, il est nécessaire de refaire les étapes de mesure et ou d'identification des paramètres.

## 2.10 Conclusion :

Le développement d'une méthode précise et complète dans la prédiction des perturbations en CEM est un des objectifs principaux de cette étude. Les différents modèles utilisés pour la prédiction des perturbations conduites ont été présentés.

La méthode indirecte consiste à reconstruire les signaux parasites par la simulation temporelle. Cette méthode exige des modèles précis des semi-conducteurs ainsi que des éléments parasites du convertisseur.

Le modèle « boîte noire » est le modèle basé sur les approximations quadripolaires. Il présente de bons résultats mais une fois que l'un des paramètres du circuit étudié change, les mesures et l'identification des paramètres du modèle doivent être réétudiées. Ce modèle n'est pas pratique quand il va à être utilisé pour de l'optimisation de filtres ou pour chercher à diminuer les perturbations en optimisant le câblage.

La méthode directe est basée sur une représentation linéaire du convertisseur. Cette représentation permet d'obtenir analytiquement les tensions de MC et de MD en fonction des sources  $V_{source}$  et  $I_{source}$  respectivement. La séparation des deux modes de propagation permet d'estimer l'influence relative de chacun d'eux. En termes de conception, cette démarche permet de se focaliser séparément sur le filtrage de mode différentiel et de mode commun.

# **Chapitre 3 :**

**Modélisation fréquentielle d'un  
convertisseur statique- Application à un  
hacheur série**

# Chapitre 3 : Modélisation fréquentielle d'un convertisseur statique- Application à un hacheur série

## 3.1 Introduction

La prédiction des perturbations électromagnétiques conduites est devenue un problème majeur [28]. Afin de pouvoir prédire le niveau des perturbations électromagnétiques émis par un convertisseur statique, ce dernier doit être modélisé. L'objectif est de pouvoir évaluer dès la phase de conception l'impact CEM du convertisseur [29, 30].

Des recherches précédentes ont recommandé deux méthodes de base de prédiction des PEM conduites, la simulation temporelle et la simulation fréquentielle. La simulation temporelle utilise des logiciels de simulation de type circuit et le spectre de perturbation est obtenu ensuite par Transformée de Fourier Rapide (FFT) [29, 31]. La simulation temporelle inclut tous les phénomènes liés aux perturbations conduites, et permet d'identifier les principales sources et chemins de propagation. Mais le temps de ce type de simulation est très long, et il y a aussi les problèmes de convergence rencontrés lorsque les circuits deviennent complexes [32, 33].

Lorsqu'on veut étudier les perturbations conduites dans un but de compréhension et d'amélioration des performances CEM du convertisseur, la simulation temporelle n'est pas forcément le moyen le plus adapté [33].

La simulation fréquentielle est préférable car elle nécessite un temps de simulation plus court et il n'y a pas de problème de convergence [29]. Elle consiste en une représentation des chemins de propagation à l'aide des impédances localisées et les sources de perturbation par des générateurs (tension ou courant) équivalents. Ces générateurs équivalents représentent le comportement des semi-conducteurs durant la commutation [28]. Dans ce chapitre, nous allons proposer une méthode analytique de prédiction des perturbations électromagnétiques conduites générées par les convertisseurs statiques, de nouveaux modèles fréquentiels ont été développés pour prédire les perturbations de mode différentiel et de mode commun généré par un hacheur série. La validité de la méthode proposée est vérifiée avec les résultats de la simulation dans le domaine temporel.

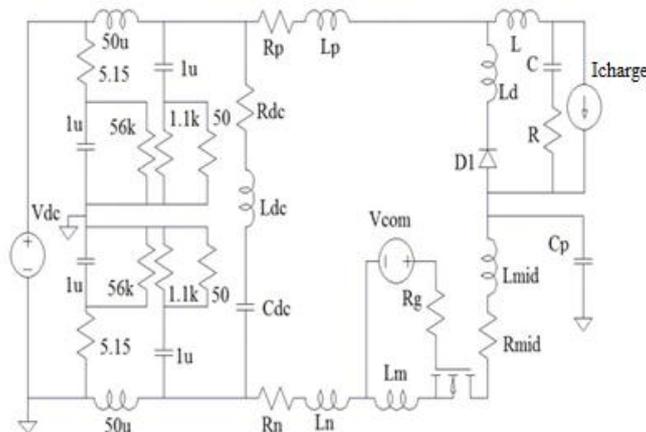
### 3.2 Estimation des perturbations par la simulation temporelle

Dans cette partie la simulation temporelle d'un hacheur série est présentée dans l'objectif de vérifier la précision de la méthode de calcul fréquentiel, nous chercherons à déterminer les perturbations électromagnétiques en mode différentiel et en mode commun générées par un hacheur série.

A partir de cette simulation temporelle qui sera utilisée comme référence, on peut obtenir le comportement électromagnétique (EM) du hacheur en implantant le modèle haute fréquence (HF) de chaque composant (actif ou passif) [27].

#### 3.2.1 Présentation du convertisseur étudié

Le convertisseur étudié est présenté à la figure II-1, qui est une cellule de commutation élémentaire de type hacheur série. Celui-ci est constitué de MOSFET IRFP250N, diode MUR460, condensateur de filtrage avec ses éléments parasites et une charge *RLC*.



**Figure 3.1** Circuit de simulation temporel du hacheur série connecté au RSIL [29, 33, 34].

La fréquence de commutation est de 20 kHz avec un rapport cyclique de 0,5. La tension de commande  $V_{MC}$  qui alimente la grille du MOSFET à travers une résistance de grille de 10  $\Omega$  possède un temps de montée et de descente fixés à 30 ns. Il est montré également sur le circuit les éléments parasites des interconnexions et des semi-conducteurs censés tenir compte des effets dus aux couplages parasites haute fréquence du convertisseur.  $R_p$  et  $L_p$  représentent les éléments parasites résistifs et inductifs du bus *DC* positif,  $R_n$  et  $L_n$  représentent les éléments parasites résistifs et inductifs du bus *DC* négatif,  $R_{mid}$  et  $L_{mid}$  représentent les éléments parasites résistifs et inductifs du tracé moyen du circuit. La capacité  $C_p$  illustre d'une

façon simplifiée l'effet d'un couplage capacitif entre le point milieu de la cellule de commutation et le plan de masse, elle est considérée comme le chemin unique du courant de mode commun. Le hacheur est alimenté par une source de tension continue  $V_{DC} = 42$  V, et la charge est représentée par une source de courant parfaite  $I_{charge} = 3$  A. Le convertisseur est connecté au réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL).

Pour le diagnostic des problèmes des émissions conduites dans les études CEM, il est nécessaire de distinguer le mode commun (MC) du mode différentiel (MD). Cette distinction permet de connaître les différents composants affectés par les perturbations en MC et en MD [35].

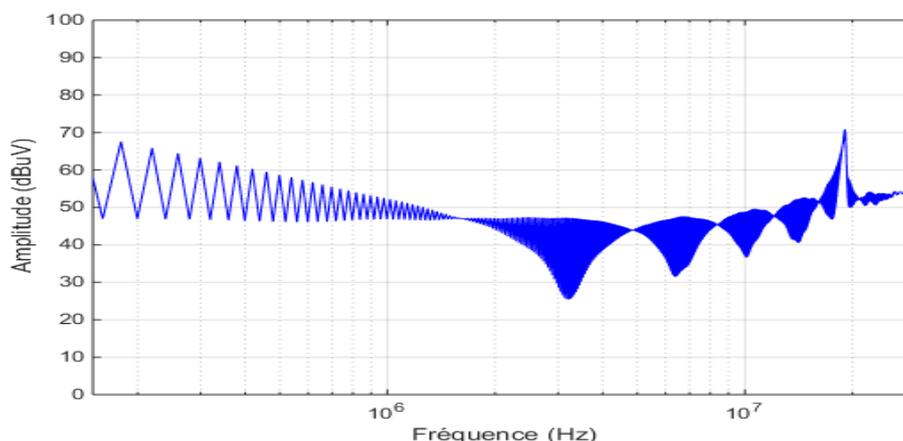
Pour simuler les réponses temporelles du convertisseur nous avons utilisé le logiciel LTspice IV [35]. Les perturbations de MD et de MC sont obtenues dans le domaine temporel et la représentation fréquentielle est donnée en utilisant la Transformée de Fourier (FFT).

Les perturbations en mode différentiel sont représentées par la tension  $V_{MD}$  et les perturbations en mode commun par la tension  $V_{MC}$ , qui sont définies par les expressions (II-1) et (II-2), dans lesquels  $V_1$  et  $V_2$  sont les tensions aux bornes des résistances (50 ohm) du RSIL (Fig. II-1) :

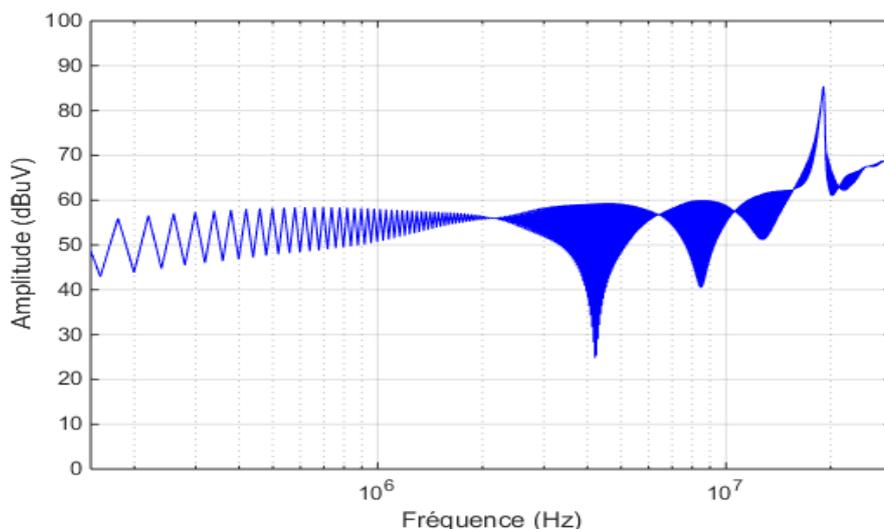
$$V_{MD} = \frac{(V_1 - V_2)}{2} \quad (3.1)$$

$$V_{MC} = \frac{(V_1 + V_2)}{2} \quad (3.2)$$

Les figures 3.2 et 3.3 donnent les spectres des perturbations conduites en MD et MC calculées sur une période de découpage.



**Figure 3.2** Spectre de la tension de perturbation de MD.



**Figure 3.3.** Spectre de la tension de perturbation de MC.

### 3.2.2 Rôle des semi-conducteurs

Dans un convertisseur Buck les perturbations à haute fréquence sont provoquées par la commutation des interrupteurs de puissance [36]. La prise en compte de la CEM dès la phase de conception des convertisseurs statiques impose plusieurs contraintes sur les modèles des interrupteurs de puissance. Ces derniers ne peuvent plus être considérés comme des composants parfaits et doivent intégrer les éléments parasites qui leur sont associés [38].

En électronique de puissance le comportement des semi-conducteurs utilisés est fortement non-linéaire est donc difficilement modélisable. Cependant, la simulation temporelle est basée sur la physique des semi-conducteurs et la modélisation analytique du composant. Le modèle le plus connu, décrit par des équations qui régissent le mouvement des porteurs au sein du composant, est le modèle de Hefner [39]. Ce modèle est assez réaliste à condition de le renseigner correctement. En effet, un nombre important de paramètres propres à un semi-conducteur est nécessaire et ils ne sont pas toujours donnés par les fabricants. Ils doivent alors être extraits grâce à des mesures spécifiques sur chaque composant [40]. C'est ce type de modèle qui est inséré dans les simulateurs circuit [27]. Pour le MOSFET et la diode, le logiciel LTspice IV propose des modèles relativement précis de ces interrupteurs basés sur les équations physiques des semi-conducteurs [28].

Un aperçu des paramètres d'un modèle simple de transistor MOSFET IRFP250N et diode MUR460 à renseigner dans le logiciel LTspice est donné à la figure 3.4.

La plupart des équations du modèle de Hefner sont insérées dans les simulateurs sans

modification. D'autres, compte tenu de leur complexité, sont simplifiées en utilisant des expressions empiriques [41]. Cela rend alors très délicat l'utilisation de ces modèles. Des études de sensibilité des paramètres ont été réalisées pour en étudier l'impact sur la bande de fréquence de validité. Il en ressort que certains paramètres influent énormément sur le comportement CEM de l'interrupteur. En règle générale, ces modèles sont valables jusqu'à la dizaine de MHz et nécessitent des protocoles de mesure complexes et délicats d'extraction des paramètres [42].

```
IRFP250N VDMOS(Rg=1.44 Vto=4.0 Rd=47m Rs=0m Rb=5.6m Kp=13 Cgdmax=3.9n
Cgdmin=0.10n Cgs=1.9n Cjo=1.25n Is=5p tt=186n ksubthres=.1
mfg=International_Rectifier Vds=200 Ron=75m Qg=123n).

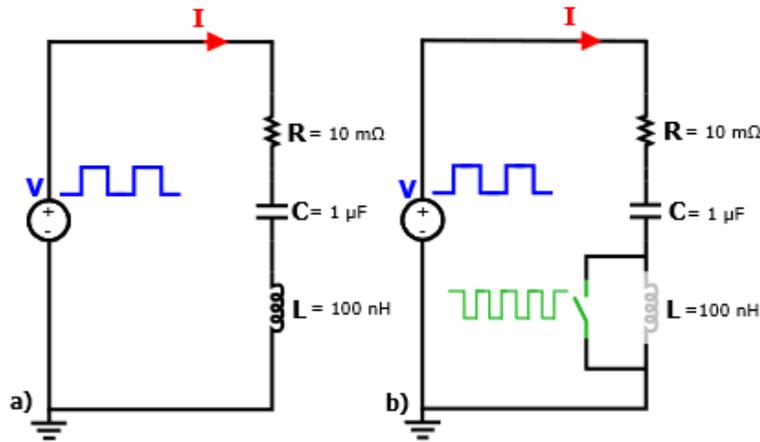
MUR460 D(Is=149n Rs=.0384 N=2 EG=1.285 XTI=.5 BV=800 IBV=1e-05 Cjo=126.4p
Vj=1.34 M=.52 tt=44.4n Iave=4 Vpk=600 mfg=GI type=silicon).
```

**Figure 3.4.** Paramètres électriques d'un modèle de transistor MOSFET IRFP250N et de diode MUR460 sous logiciel LTspice [36].

### 3.2.3 Interprétation de l'effet des oscillations transitoires

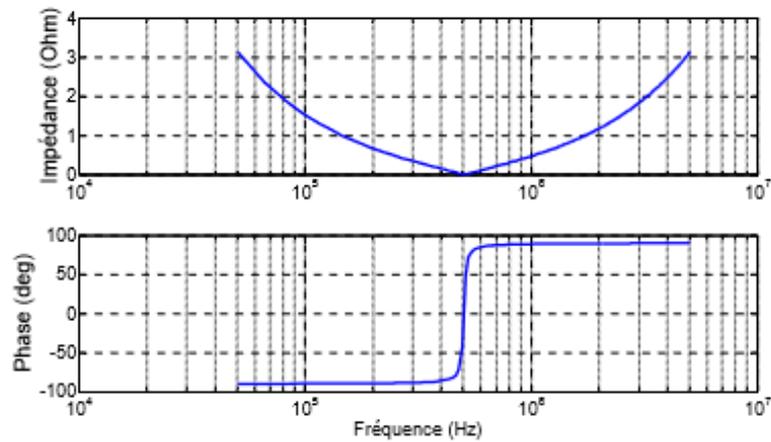
Dans la cellule de commutation, une surtension est produite à chaque fois que l'interrupteur s'ouvre, suivi d'une phase oscillatoire, à cause de l'interaction de l'interrupteur avec l'environnement électromagnétique. Cette oscillation fait intervenir la capacité de sortie du MOSFET et l'inductance totale de la maille de puissance. La fréquence des oscillations produite à l'ouverture est déterminée par :  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_{oss}}}$ . L'inductance  $L$  est la somme des inductances de la maille y compris l'inductance série (ESL) du modèle de la capacité de filtrage. Autrement dit, l'inductance en jeu est l'inductance totale de la cellule de commutation [33].

Afin de mieux comprendre l'utilité de cette analyse, considérons l'exemple d'un simple circuit RLC. La figure II-5(a) montre le circuit utilisé pour la simulation, il est composé d'une capacité  $C = 1 \mu\text{F}$ , d'une inductance  $L = 100 \text{ nH}$ , d'une résistance  $R = 10 \text{ m}\Omega$  et d'une source de tension de forme rectangulaire [37].



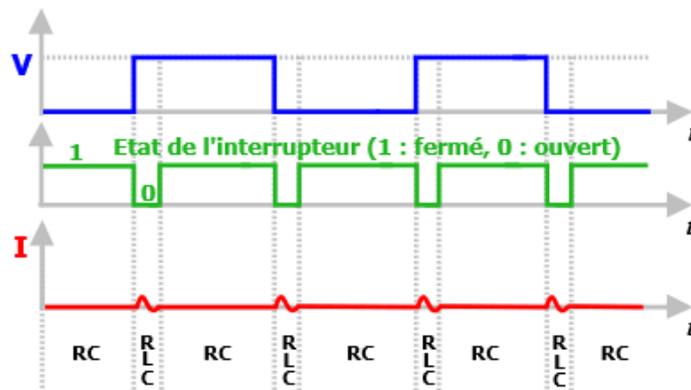
**Figure 3.5** Illustration du circuit RLC a) sans interrupteur b) avec interrupteur [38].

La figure 3.6 montre le module et la phase de l'impédance équivalente du circuit RLC.



**Figure 3.6.** Impédance et phase du circuit RLC [38].

La figure II-7 représente les instants de commutation d'un interrupteur idéal placé aux bornes de l'inductance. Ce dernier permet d'activer le modèle RC durant les phases permanentes et le modèle RLC durant les phases transitoires [38].



**Figure 3.7** Phases de commutation de l'interrupteur [38].

La figure 3.8 représente les résultats de simulation pour une phase de commutation.

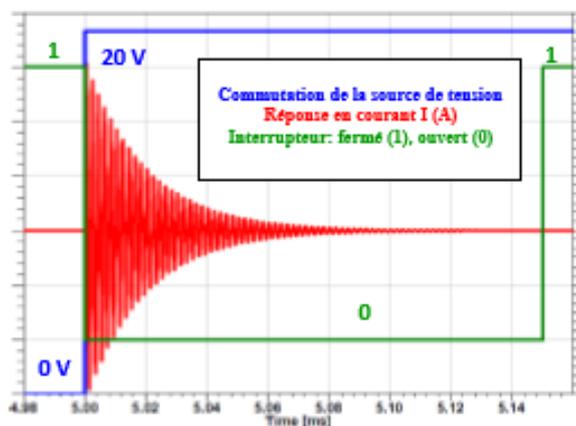


Figure 3.8 Simulation de la réponse en courant du circuit RLC [38].

### 3.3 Estimation des perturbations par la simulation fréquentielle

L'approche fréquentielle basée sur la source de perturbation et le chemin de propagation, où sont inclus les éléments parasites des interconnexions et des semi-conducteurs, est appliquée dans [34] et [35] pour modéliser les perturbations de mode différentiel et de mode commun pour une phase d'un bras d'onduleur, où le circuit haute fréquence équivalent durant la fermeture de l'interrupteur inférieur et le circuit haute fréquence équivalent durant la fermeture de l'interrupteur supérieur sont les mêmes et peuvent être synthétisés en un circuit commun.

Cependant, dans notre cas (étude d'un hacheur série), le circuit haute fréquence équivalent durant la fermeture de la diode est différent de circuit haute fréquence équivalent durant la fermeture du MOSFET, donc chaque circuit doit être modélisé séparément. Le modèle fréquentiel conventionnel avec un chemin de propagation simple et une source de perturbation trapézoïdale est amélioré en ajoutant deux circuits haute fréquence équivalents pour les modèles en MD et en MC durant les commutations transitoires, un pour la fermeture de la diode et l'autre pour la fermeture du MOSFET.

#### 3.3.1 Principe de la modélisation fréquentielle

La méthode fréquentielle consiste à calculer les signaux directement dans le domaine fréquentiel, ce qui implique une linéarisation du fonctionnement du convertisseur et la théorie des circuits linéaires [22, 28]. Elle consiste en une représentation des chemins de propagation

par des impédances localisées et les sources de perturbation par des générateurs (tension ou courant) équivalents [28].

L'étude séparée des perturbations de mode commun et de mode différentiel peut s'avérer très instructive, d'une part parce que les modèles représentatifs de chacun d'entre eux sont beaucoup plus simples, et d'autre part parce que les méthodes de filtrage sont très différentes. Ces modèles ont un nombre de composants très limité, et sont toujours de la même nature : il s'agit d'une source active (courant ou tension), qui excite un circuit RLC passif. La source active représente l'action des semi-conducteurs en commutation, et le circuit RLC représente la réaction de l'ensemble de la connectique et des autres composants passifs à la commutation [33].

### 3.3.2 Méthode conventionnelle de prédiction des PEM

Dans la méthode fréquentielle conventionnelle (Figs. II-9 et II-11), le modèle de mode différentiel et de mode commun sont simples, les éléments parasites des interconnexions et des semi-conducteurs ne sont pas pris en compte, aussi la source de perturbation est simulée par un signal de forme trapézoïdale sans effet des oscillations générées durant la commutation transitoire, pour cette raison cette méthode est limitée à la haute fréquence [30, 31, 32, 43, 44].

Il est nécessaire de développer en première lieu les modèles conventionnels de prédiction des perturbations en mode différentiel et en mode commun. En effet, ces modèles sont la base pour les nouveaux modèles proposés.

#### 3.3.2.1 Modèle de mode différentiel conventionnel

Le modèle de mode différentiel conventionnel est composé d'une source de courant de forme d'onde trapézoïdale  $I_{mos}$ , qui représente le courant vu par le bus  $DC$ , et le condensateur de filtrage avec ces éléments parasites, qui représente le chemin de propagation [30, 43].

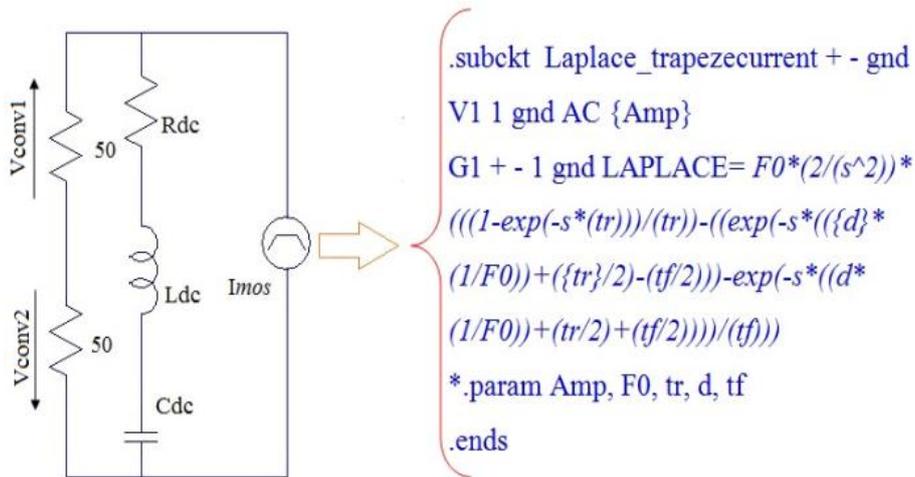
La source de courant trapézoïdale de MD  $I_{mos}$  dans le domaine de Laplace s'écrit comme suit [23]:

$$I_{mos} = \frac{2}{s^2} \cdot f_d \cdot I \cdot \left( \frac{1 - e^{-st_r}}{t_r} - \frac{e^{-s\left(\frac{d}{f_d} + \frac{t_r}{2} - \frac{t_f}{2}\right)} - e^{-s\left(\frac{d}{f_d} + \frac{t_r}{2} + \frac{t_f}{2}\right)}}{t_f} \right) \quad (3.3)$$

Où :  $I$  est le courant du bus continu,  
 $f_a$  est la fréquence de commutation,  
 $d$  est le rapport cyclique,  
 $t_r$  est le temps de montée,  
 $t_f$  est le temps de descente,  
 $s$  l'opérateur de Laplace.

Afin de modéliser la source de courant trapézoïdale  $I_{mos}$ , l'expression (3.3) devra être implémentée dans LTspice IV.

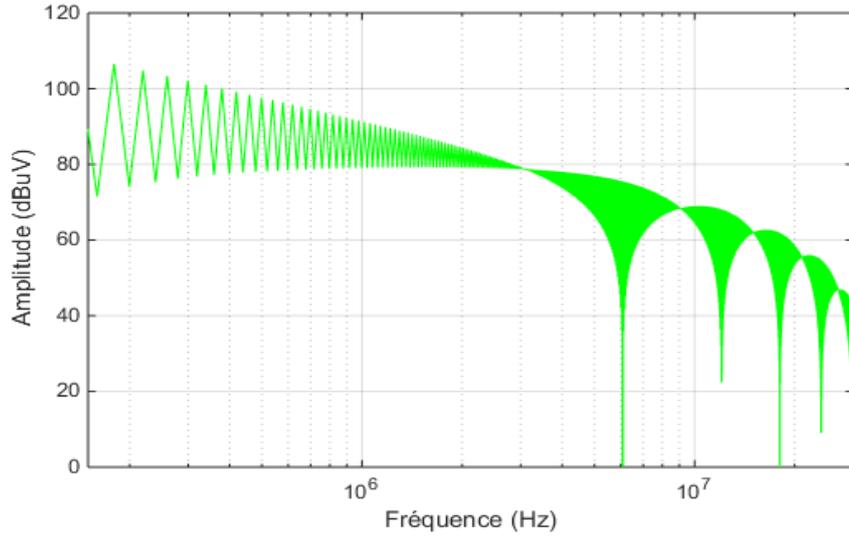
Le schéma du modèle conventionnel de prédiction des perturbations en MD et l'implantation de source de courant  $I_{mos}$  dans le logiciel LTspice IV sont illustrés à la figure 3.9.



**Figure 3.9.** Modèle conventionnel de prédiction des perturbations en MD [30, 32, 34].

Pour l'implantation Spice, le logiciel LTspice IV permet de définir les sources de courant et de tension directement par leur transformée de Laplace en utilisant des sources arbitraires ou contrôlées [32]. La source de perturbation équivalente est représentée par (voltage-controlled current source (GLaplace)) sous la forme de Laplace, intégrant l'équation (3.3) [45]. GLaplace est excité par une source de tension alternative (1 V<sub>AC</sub>). L'analyse de la tension alternative dans LTspice IV est appliquée avec un balayage fréquentiel de 150 kHz à 30 MHz [29].

La figure 3.10 représente le spectre de la source de perturbation  $I_{mos}$  simulée par LTspice IV.



**Figure 3.10.** Spectre de la source de perturbation  $I_{mos}$  simulée par LTspice IV.

La tension de perturbation en MD est donnée par l'équation II-4, où  $V_{conv1}$  et  $V_{conv2}$  sont les tensions à travers les résistances de  $50 \Omega$  du RSIL comme le montre la figure II-9 [30,31, 34].

$$V_{convMD} = \frac{(V_{conv1} - V_{conv2})}{2} \quad (3.4)$$

### 3.3.2.2 modèle de mode commun conventionnel

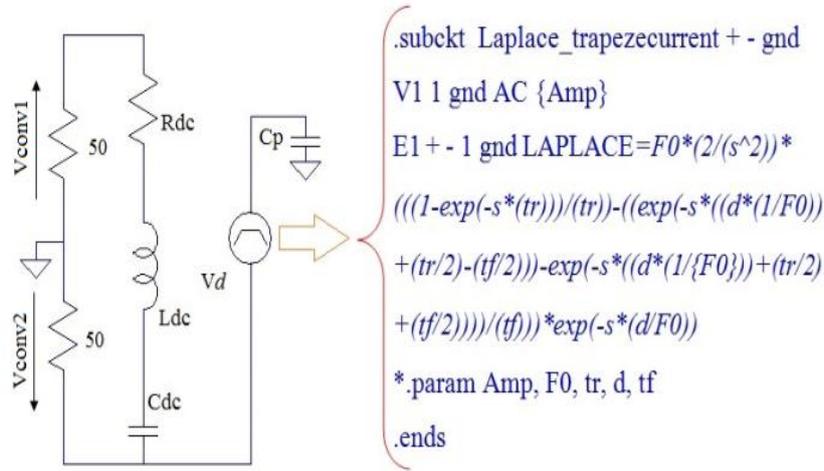
Le modèle de mode commun conventionnel est composé d'une source de tension de forme d'onde trapézoïdale, qui représente la tension de diode  $V_d$ , une représentation HF équivalente du condensateur de filtrage et de capacité parasite  $C_p$  qui représente le chemin de propagation de mode commun [30, 44].

La source de tension trapézoïdale de MC  $V_d$  dans le domaine de Laplace s'écrit comme suit [24]:

$$V_d = \frac{2}{s^2} \cdot f_d \cdot V \cdot \left( \frac{1 - e^{-st_r}}{t_r} - \frac{e^{-s\left(\frac{d}{f_d} + \frac{t_r}{2} - \frac{t_f}{2}\right)} - e^{-s\left(\frac{d}{f_d} + \frac{t_r}{2} + \frac{t_f}{2}\right)}}{t_f} \right) \cdot e^{-s \cdot \frac{d}{f_d}} \quad (3.5)$$

Où :  $V$  est la tension du bus continu.

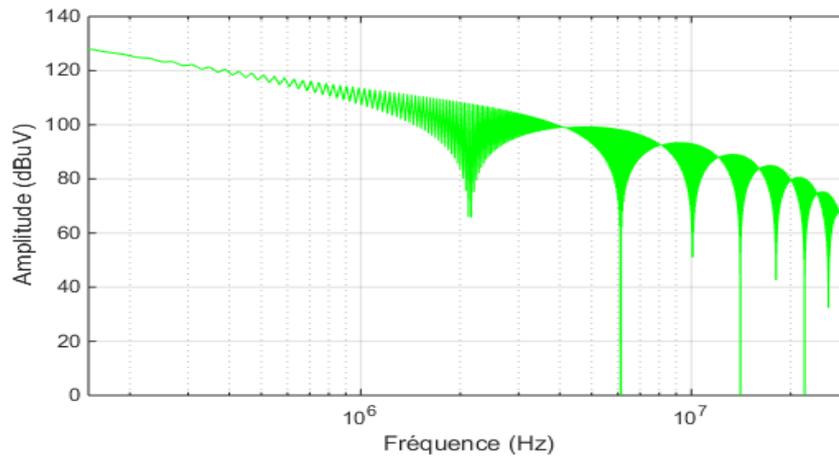
Le schéma du modèle conventionnel de prédiction des perturbations en MC et l'implantation de source de tension  $V_d$  dans le logiciel LTspice IV sont illustrés à la figure 3.11.



**Figure 3.11.** Modèle conventionnel de prédiction des perturbations en MC [30, 32, 34].

La source de perturbation équivalente est représentée par (voltage-controlled voltage source (ELaplace)) sous la forme de Laplace, intégrant l'équation (3.5) [45]. ELaplace est excité par une source de tension alternative (1VAC) [29].

La figure II-12 représente le spectre de la source de perturbation  $V_d$  simulé par LTspice IV.



**Figure 3.12.** Spectre de la source de perturbation  $V_d$  simulée par LTspice IV.

La tension de perturbation de MC est donnée par l'équation II-6, où  $V_{conv1}$  et  $V_{conv2}$  sont les tensions à travers les résistances  $50\Omega$  du RSIL comme le montre la figure 3.11 [30, 31, 34].

$$V_{conv MC} = \frac{(V_{conv1} + V_{conv2})}{2} \quad (3.6)$$

Les paramètres de simulation du hacheur utilisé pour déterminer les perturbations de

MD et de MC sont présentés dans le tableau 3.1.

*Tableau 3.1. Paramètres de simulation.*

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
$V_{dc}$ [V]	42	<i>Rapport cyclique</i>	0.5
$I_{load}$ [A]	3	$C_{dc}$ [mF]	1
$L_p$ [nH]	67	$R_{dc}$ [m $\Omega$ ]	30
$R_p$ [m $\Omega$ ]	12	$L_{dc}$ [nH]	2
$L_n$ [nH]	72	$C_p$ [pF]	95
$R_n$ [m $\Omega$ ]	13	$C_{oss}$ [pF]	350
$L_{mid}$ [nH]	60	$C_d$ [pF]	20.73
$R_{mid}$ [m $\Omega$ ]	12	$L$ [uH]	1
$R_{on}$ (MOSFET, diode) [ $\Omega$ ]	0.4	$C$ [pF]	5
$L_d$ [nH]	0.4	$R$ [ $\Omega$ ]	10
$R_g$ [ $\Omega$ ]	10	$f_d$ [kHz]	20
$L_m$ [nH]	0.4	$t_r = t_f$ [ns]	30

Les figures 3.13 et 3.14 montrent les résultats de la simulation des perturbations conduites de MD et de MC pour le modèle fréquentiel conventionnel. Nous pouvons voir la différence entre les spectres de modèle fréquentiel conventionnel et les résultats de simulation du domaine temporel dans les gammes de hautes fréquences.

Dans la simulation temporelle, les spectres des perturbations de MC et de MD ont un pic de résonance à la fréquence de 19,10 MHz. Cependant, les spectres de modèle fréquentiel conventionnel n'ont pas de pic de résonance, car les éléments parasites des interconnexions et des semi-conducteurs ne sont pas inclus dans les modèles.

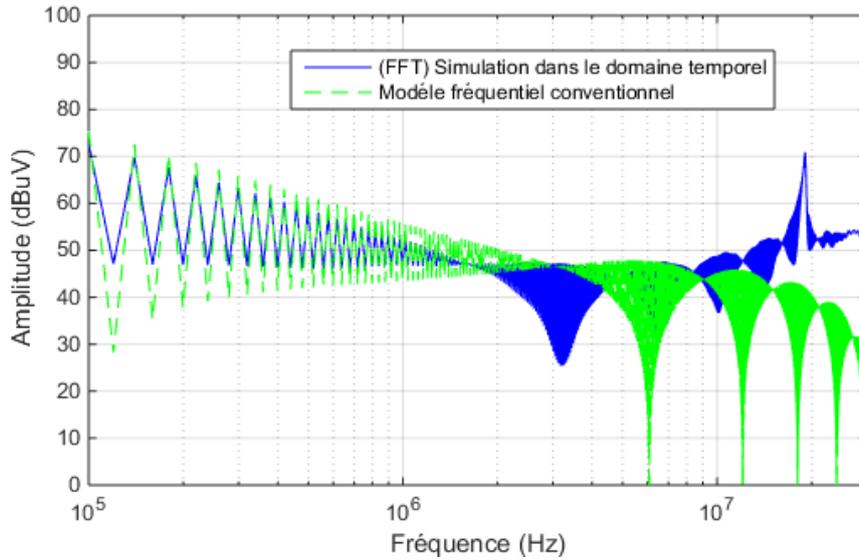


Figure 3.13. Spectre de la tension de perturbation de MD conventionnel.

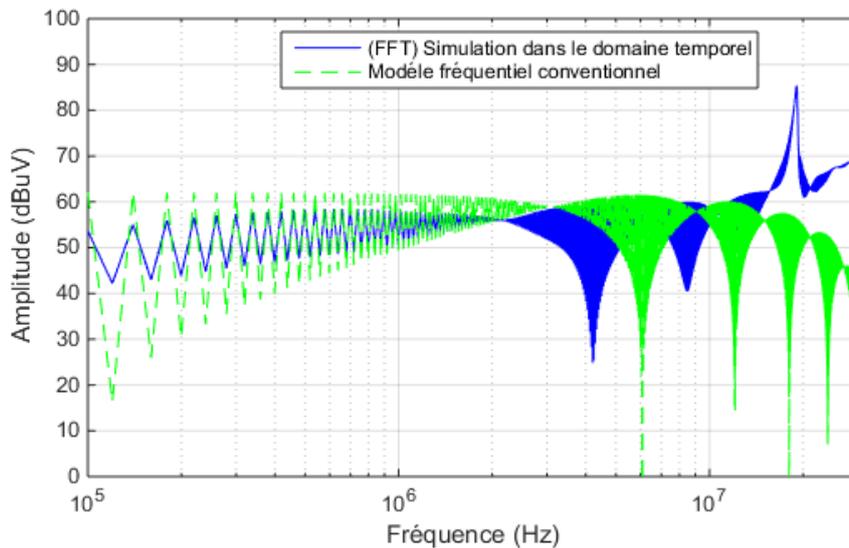


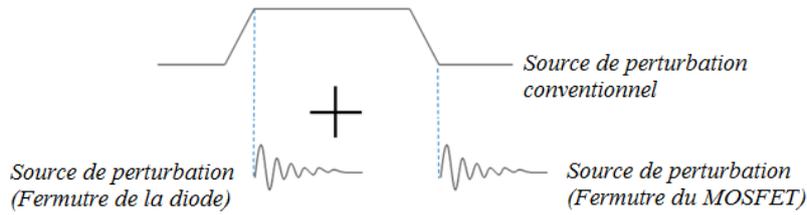
Figure 3.14. Spectre de la tension de perturbation de MC conventionnel.

### 3.3.3 Prédiction des PEM de MD et de MC durant les phases de commutations

Pour le circuit du hacheur série, il existe deux commutations transitoires, une pour l'ouverture du MOSFET et l'autre pour la fermeture du MOSFET, qui est équivalente à l'ouverture de la diode [34].

La figure 3.15 montre une décomposition de la forme d'onde de la source de perturbation de courant et de tension, qui est la somme du trapézoïdale et des oscillations parasites [30, 34]. Les oscillations parasites se produisent durant la commutation transitoire lors de la combinaison avec des éléments parasites de circuit [34, 46]. La source de perturbation

trapézoïdale est déjà discutée ci-dessus dans les modèles de prédiction des PEM conventionnels. Dans cette partie, la source de perturbation des oscillations parasites et leur chemin de propagation seront décrits.

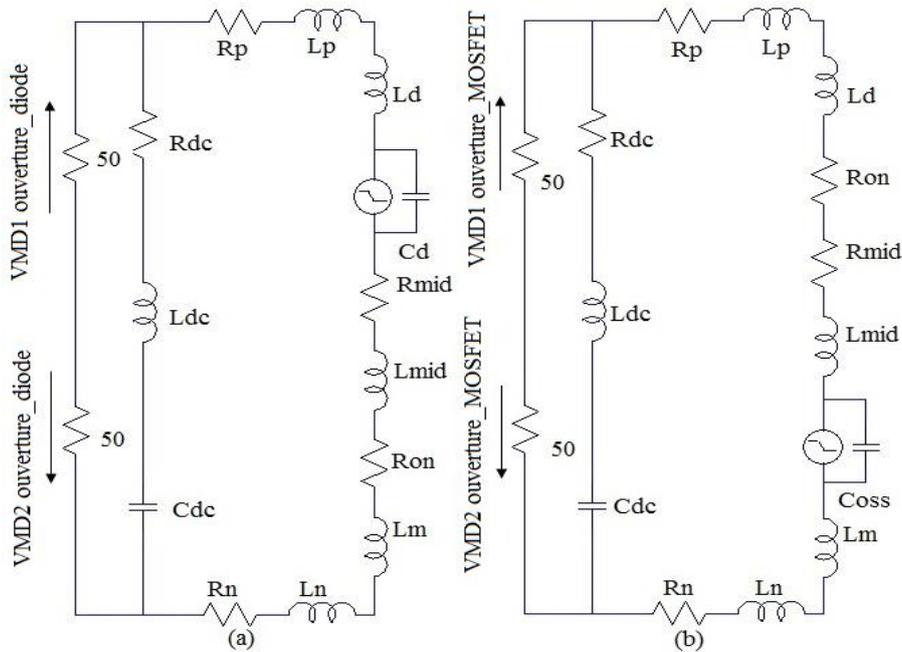


**Figure 3.15.** Décomposition de la forme d'onde de la source de perturbation dans l'hacheursérie.

### 3.3.3.1 Modèle de mode différentiel haute fréquence

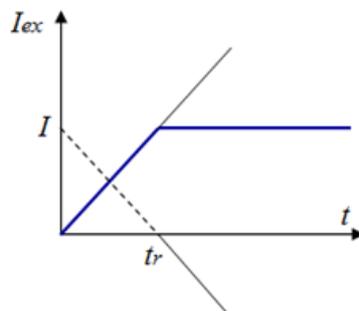
Durant la commutation transitoire, deux circuits équivalents haute fréquence pour le modèle de MD peuvent être dérivés ; une pour l'ouverture de la diode et l'autre pour l'ouverture du MOSFET. La figure 3.16 montre ces deux circuits [34].

En ce qui concerne la nature des impulsions des convertisseurs d'électronique de puissance, la fonction échelon est souvent utilisée dans les analyses simplifiées comme source d'excitation durant la commutation transitoire [13].



**Figure 3.16.** Circuits équivalents haute fréquence de MD durant la commutation transitoire : (a) ouverture de la diode (b) ouverture du MOSFET [34].

Dans les circuits équivalents des PEM de MD durant la commutation transitoire, la source d'excitation est un échelon de courant avec un temps de montée fini, comme le montre la figure 3.17 [34].



**Figure 3.17.** Source d'excitation durant la commutation transitoire [34, 47].

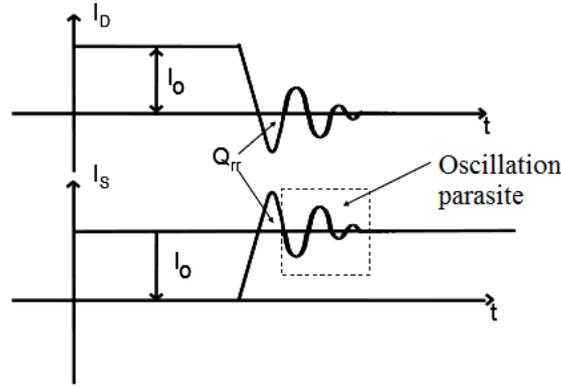
Le courant d'excitation pour l'ouverture de la diode dans le domaine de Laplace est exprimé par la relation [33] :

$$I_{ex} = \frac{I}{t_r} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (1 - e^{-s \cdot t_r}) \quad (3.7)$$

Pour l'ouverture du MOSFET, le courant d'excitation prend en compte le délai entre deux commutations et qui exprimé par la relation :

$$I_{ex} = \frac{I}{t_r} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (1 - e^{-s \cdot t_r}) \cdot e^{-s \cdot \frac{d}{f_d}} \quad (3.8)$$

Il est à noter que dans cette méthode fréquentielle le recouvrement inverse de la diode a été approximé par une oscillation parasite durant l'ouverture de la diode. Ce n'est pas la même chose que les caractéristiques de commutation de recouvrement inverse de la diode. La forme d'onde typique de recouvrement inverse de la diode est illustrée à la figure 3.18. Le premier pic de courant est causé par la charge récupérée  $Q_{rr}$ , tandis que le reste des pics sont causés par les oscillations parasite du circuit. La méthode de modélisation suppose que le premier pic est également déterminé par l'oscillation parasite au lieu de la charge de recouvrement inverse  $Q_{rr}$ , ce qui pourrait entraîner une légère différence dans l'amplitude du premier pic. Puisque cela n'arrive environ que pour une période d'oscillation parasite et le résultat de PEM est présenté en échelle logarithmique, cette hypothèse n'aura pas d'effet significatif sur le résultat prévu [34].



**Figure 3.18.** Formes d'onde typiques de recouvrement inverse de la diode [34].

Les expressions de perturbation de MD durant l'ouverture de la diode et du MOSFET sont données par les relations II-11 et II-12 :

$$V_{MD(ouverture_{MOSFET})} = \frac{(V_{MD1(ouverture_{MOSFET})} - V_{MD2(ouverture_{MOSFET})})}{2} \quad (3.9)$$

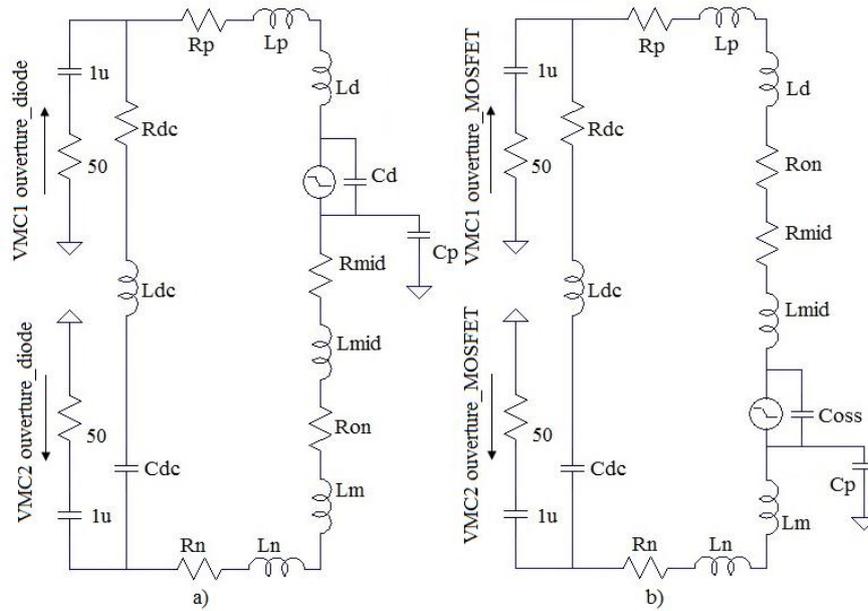
$$V_{MD(ouverture_{diode})} = \frac{(V_{MD1(ouverture_{diode})} - V_{MD2(ouverture_{diode})})}{2} \quad (3.10)$$

Où :  $V_{MD1ouverture_{MOSFET}}$  et  $V_{MD2ouverture_{MOSFET}}$  sont les tensions à travers les résistances de 50  $\Omega$  du RSIL durant l'ouverture du MOSFET dans les circuits équivalents haute fréquence de MD.

$V_{MD1ouverture_{diode}}$  et  $V_{MD2ouverture_{diode}}$  sont les tensions à travers les résistances de 50  $\Omega$  du RSIL durant l'ouverture de la diode dans les circuits équivalents haute fréquence de MD.

### 3.3.3.2 Modèle de mode commun haute fréquence

Le même cas que pour le MD, deux circuits équivalents haute fréquence pour le modèle de MC peuvent être dérivés, une pour l'ouverture de la diode et l'autre pour l'ouverture du MOSFET. La figure II-19 montre ces deux circuits.



**Figure 3.19.** Circuits équivalents haute fréquence de MC durant la commutation transitoire : (a) ouverture de la diode (b) ouverture du MOSFET [34].

La source d'excitation est un échelon de courant durant l'ouverture de la diode et du MOSFET, elle est similaire à celle du modèle de MD.  $C_p$  représente le chemin de propagation de MC.

Les expressions de perturbation de MC durant l'ouverture de la diode et du MOSFET sont données par les relations II-11 et II-12 :

$$V_{MC(ouverture_{MOSFET})} = \frac{(V_{MC1(ouverture_{MOSFET})} + V_{MC2(ouverture_{MOSFET})})}{2} \quad (3.11)$$

$$V_{MC(ouverture_{diode})} = \frac{(V_{MC1(ouverture_{diode})} + V_{MC2(ouverture_{diode})})}{2} \quad (3.12)$$

Où :  $V_{MC1(ouverture_{MOSFET})}$  et  $V_{MC2(ouverture_{MOSFET})}$  sont les tensions à travers les résistances de  $50 \Omega$  du RSIL durant l'ouverture du MOSFET dans les circuits équivalents haute fréquence de MC.

$V_{MC1(ouverture_{diode})}$  et  $V_{MC2(ouverture_{diode})}$  sont les tensions à travers les résistances de  $50 \Omega$  du RSIL durant l'ouverture de la diode dans les circuits équivalents haute fréquence de MC.

### 3.3.4 Modèle complet de prédiction des PEMs de MD et de MC

Dans les paragraphes précédents, nous avons vu comment calculer les PEMs par la méthode fréquentielle conventionnelle (perturbations basse fréquence) et durant la commutation transitoire (perturbations haute fréquence), dans cette partie nous verrons comment calculer les PEMs totales pour chaque mode [48].

Pour le modèle complet de prédiction des PEMs de MD (Fig. 3.20), la nouvelle expression du modèle proposé de MD est donnée par la relation 3.13 :

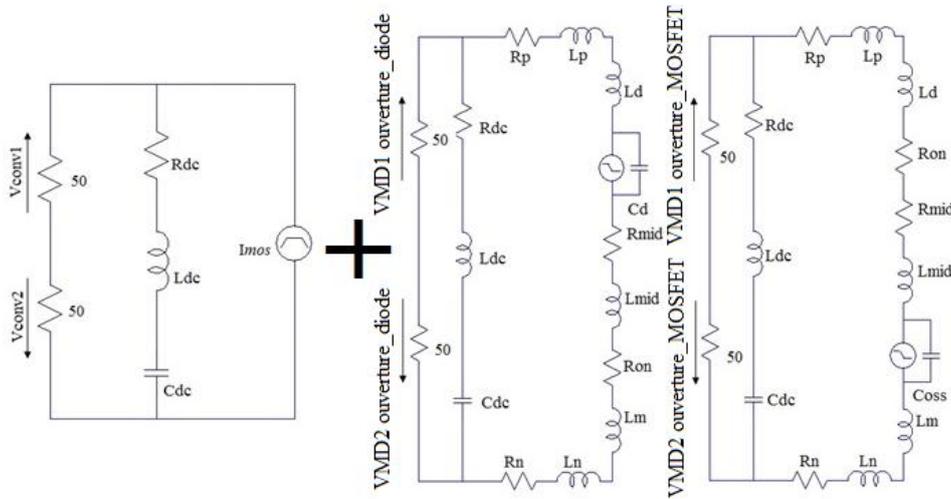


Figure 3.20. Modèle complet de prédiction des PEMs de MD.

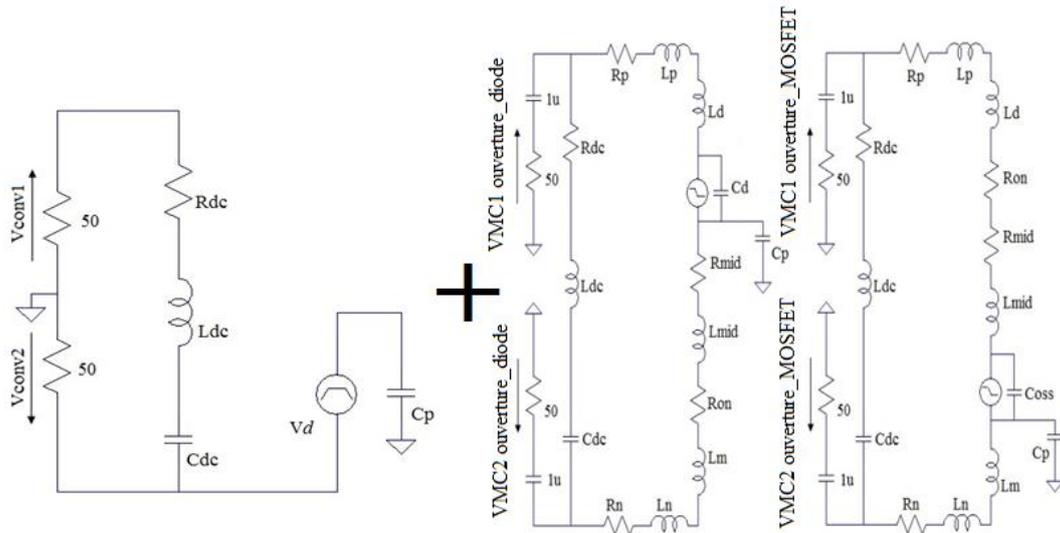
$$V_{MD} = V_{conv MD} + V_{MD (ouverture_{diode})} + V_{MD (ouverture_{MOSFET})} \quad (3.13)$$

Où :  $V_{conv MD}$  est la tension de perturbation de MD obtenue par le modèle de PEM conventionnel.

$V_{MD (ouverture_{MOSFET})}$  est la tension de perturbation de MD durant l'ouverture du MOSFET.

$V_{MD (ouverture_{diode})}$  est la tension de perturbation de MD durant l'ouverture de la diode.

Pour le modèle complet de prédiction des PEMs de MC (Fig. II-21), la nouvelle expression du modèle proposé de MC est donnée par la relation 3.14 :



**Figure 3.21.** Modèle complet de prédiction des PEMs de MC.

$$V_{MC} = V_{conv MC} + V_{MC (ouverture_{MOSFET})} + V_{MC (ouverture_{diode})} \quad (3.14)$$

Où :  $V_{conv MC}$  est la tension de perturbation de MC obtenue par le modèle de PEM conventionnel.

$V_{MC (ouverture_{MOSFET})}$  est la tension de perturbation de MC durant l'ouverture du MOSFET.

$V_{MC (ouverture_{diode})}$  est la tension de perturbation de MC durant l'ouverture de la diode.

Les paramètres du hacheur série utilisé pour déterminer les perturbations de MD et de MC sont présentés dans le tableau 3.1 et les résultats de simulation des PEMs conduites de MD et de MC sont illustrés sur les figures 3.22 et 3.23.

Les résultats obtenus par la simulation dans le domaine temporel et par notre approche fréquentielle proposée pour les spectres des PEMs de MD et de MC présentés sur les figures 3.22 et 3.23, ont la même enveloppe dans les gammes basses, moyennes et hautes fréquences.

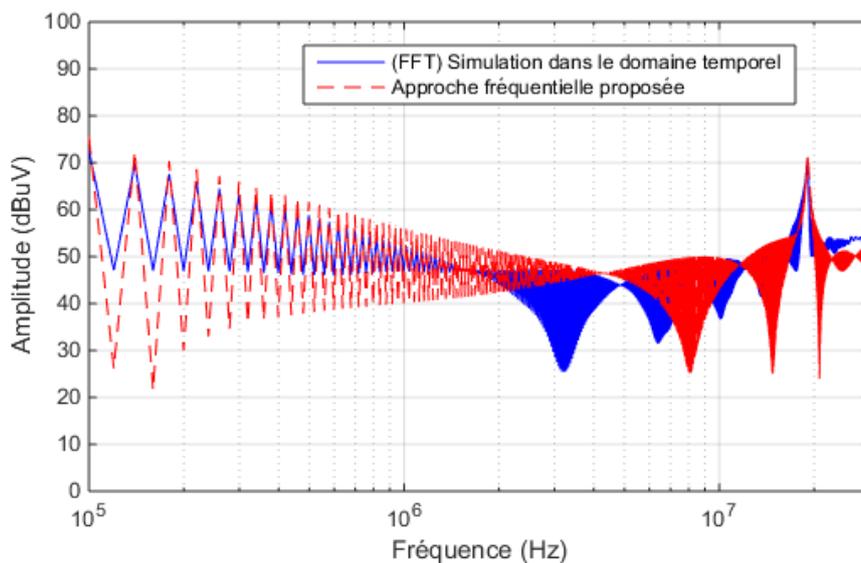


Figure 3.22. Spectre de la tension de perturbation de MD (Modèle complet).

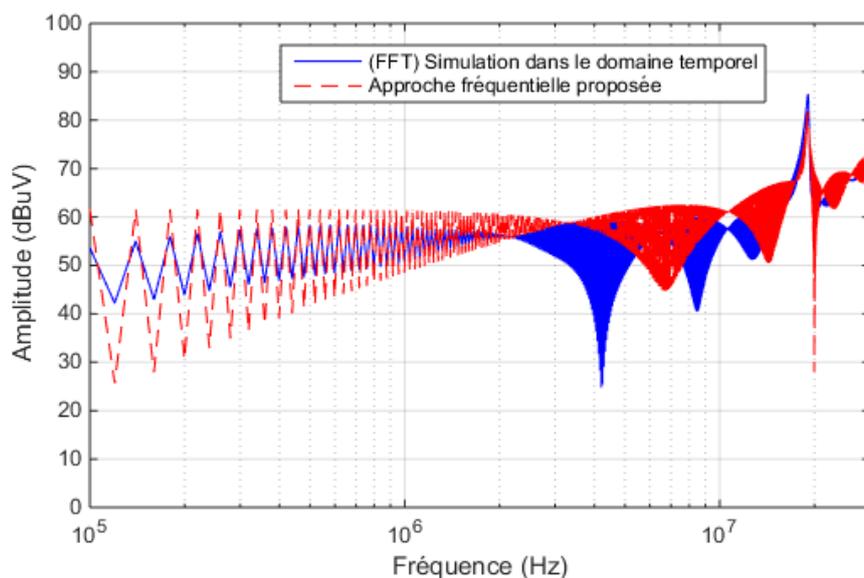
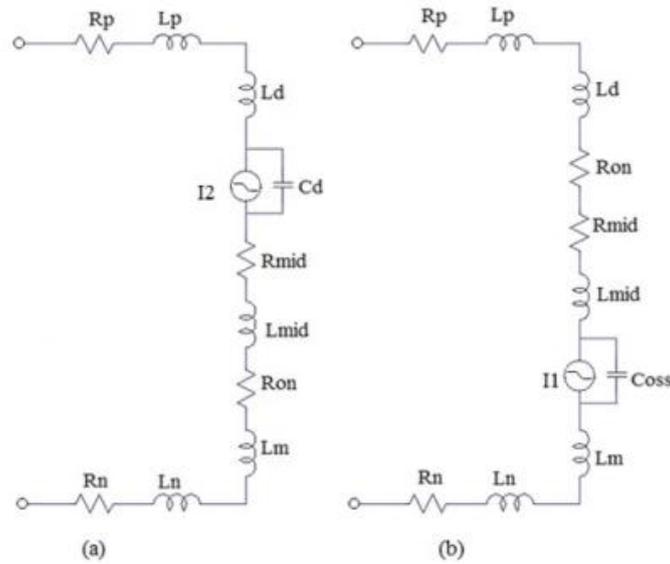


Figure 3.23. Spectre de la tension de perturbation de MC (Modèle complet).

### 3.4 Simplification des modèles de simulation

Pour simplifier l'implémentation des modèles complets de MD et de MC sous LTspice IV, deux fonctions de transfert sont dérivées pour les commutations transitoires d'où les composants inclus sont représentés sur la figure 3.24 [49].



**Figure 3.24.** Composants pris en compte durant la commutation transitoire :

(a) ouverture de la diode (b) ouverture du MOSFET.

Les fonctions de transfert  $F_{(\text{ouverture}_{\text{MOSFET}})}$  et  $F_{(\text{ouverture}_{\text{diode}})}$  sont données par les relations 3.15 et 3.16 :

$$F_{(\text{ouverture}_{\text{MOSFET}})} = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_1\omega_1} + (\frac{s}{\omega_1})^2} \cdot I_1 \quad (3.15)$$

$$F_{(\text{ouverture}_{\text{diode}})} = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_2\omega_2} + (\frac{s}{\omega_2})^2} \cdot I_2 \quad (3.16)$$

Où  $I_1$  et  $I_2$  sont les sources (échelons de courants) [32, 33, 46], ses formes de Laplace sont données par les relations 3.17 et 3.18 :

$$I_1 = \frac{I}{t_r} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (1 - e^{-s \cdot t_r}) \quad (3.17)$$

$$I_2 = \frac{I}{t_r} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (1 - e^{-s \cdot t_r}) \cdot e^{-s \cdot \frac{d}{f_d}} \quad (3.18)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{eq1} C_{oss}}} \quad (3.19)$$

$$Q_1 = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_{eq1}}{C_{oss}}} \quad (3.20)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{eq2} C_d}} \quad (3.21)$$

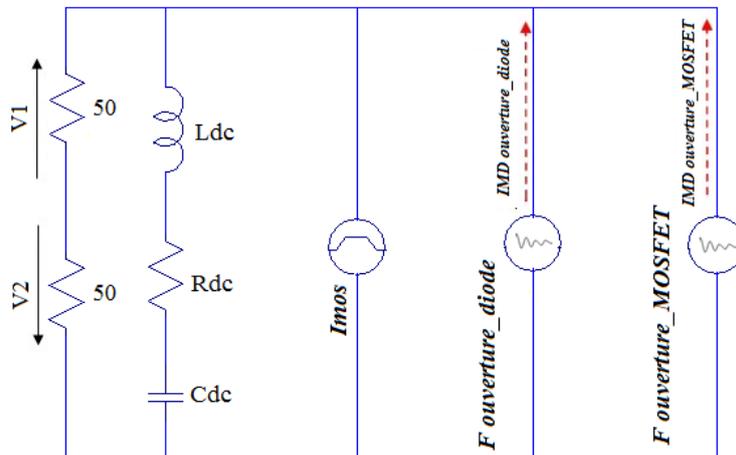
$$Q_1 = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_{eq2}}{C_d}} \quad (3.22)$$

$$R = R_p + R_n + R_{mid} + R_{on} \quad (3.23)$$

$$L_{eq1} = L_{eq2} = L_p + L_n + L_{mid} + L_m + L_d - 2L_{12} - 2L_{23} + 2L_{13} \quad (3.24)$$

### 3.4.1 Implantation du modèle de mode différentiel

Le circuit équivalent du modèle complet de prédiction des PEMs de MD est présenté à la figure 3.25, il est composé d'un modèle simplifié de RSIL, d'un circuit équivalent haute fréquence de condensateur de filtrage et la source de courant trapézoïdal  $I_{mos}$  connecté en parallèle avec deux autres sources de courant  $F_{(ouverture_{MOSFET})}$  et  $F_{(ouverture_{diode})}$  responsables aux effets des oscillations parasites.



**Figure 3.25.** Configuration de l'implémentation du modèle complet de MD.

Le courant  $I_{mos}$  : est le même que la source de PEM de modèle conventionnel du MD. Les fonctions  $F_{(ouverture_{MOSFET})}$  et  $F_{(ouverture_{diode})}$  sont données par les relations II-15 et II-16, et sont implémentées sous le simulateur LTspice IV par (voltage-controlled current source (GLaplace)) sous la forme de Laplace.

Les codes SPICE des fonctions de transfert  $F_{(ouverture_{MOSFET})}$  et  $F_{(ouverture_{diode})}$  sont montrés sur les figures 3.26 et 3.27.

```

.subckt F_(MOSFET-off)+- gnd
V1 1 gnd AC {Amp}
G1 +- 1 gnd LAPLACE=((1/(s^2))*((1-exp(-s*({trise}))/({trise})))*(1/(1+s/(Q1*w1)+(s/w1)^2))
*.param Amp, trise, Q1, w1,
.ends
    
```

**Figure 3.26.** Code SPICE de la fonction de transfert :  $F_{(ouverture_{MOSFET})}$ .

```

.subckt F_(diode-off)+- gnd
V1 1 gnd AC {Amp}
G1 +- 1 gnd LAPLACE=((1/(s^2))*((1-exp(-s*({trise}))/({trise})))*(1/(1+s/(Q1*w1)+(s/w1)^2))
*(exp(-s*({duty})*(1/{F0}))))
*.param Amp, trise, Q1, w1, duty, F0,
.ends
    
```

**Figure 3.27.** Code SPICE de la fonction de transfert  $F_{(ouverture_{diode})}$ .

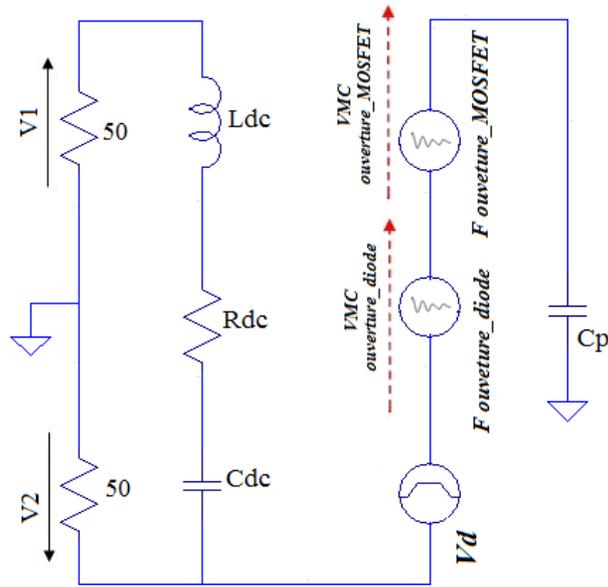
$I_{MD (ouverture_{diode})}$  et  $I_{MD (ouverture_{MOSFET})}$  sont les sources de courant de perturbation, qui se propagent à travers le bus continu du convertisseur respectivement durant l'ouverture de la diode et l'ouverture du MOSFET.

Les PEMs conduites de MD est donnée par l'expression suivante :

$$V_{MD} = \frac{(V_1 - V_2)}{2} \quad (3.25) \quad \text{Où : } V_1 \text{ et } V_2 \text{ sont les tensions à travers les résistances de } 50 \Omega \text{ du RSIL comme le montre la figure 3.25.}$$

### 3.4.2 Implantation de modèle de mode commun

Le circuit équivalent du modèle complet de prédiction des PEMs de MC est présenté à la figure 3.28, il est composé d'un modèle simplifié de RSIL, d'un circuit équivalent haute fréquence de condensateur de filtrage et la source de tension trapézoïdale  $V_d$  connecté en série avec deux autres sources de tension  $F_{(ouverture_{MOSFET})}$  et  $F_{(ouverture_{diode})}$  responsables aux effets des oscillations parasites, et le chemin de propagation de MC à travers  $C_p$ .



**Figure 3.28.** Configuration de l'implémentation du modèle complet de MC.

Les circuits équivalents haute fréquence de MC durant la commutation transitoire sont aussi basés sur le courant de commutation du semi-conducteur, et utilisent les mêmes sources d'excitation que les circuits équivalents haute fréquence de MD lors de la commutation transitoire [34].

$V_d$  : est la même que la source de PEM de modèle conventionnel du MC.  $F_{(ouverture_{MOSFET})}$  et  $F_{(ouverture_{diode})}$  sont données par les relations 3.15 et 3.16, et sont implémentées dans ce cas sous le simulateur LTspice IV par (voltage-controlled voltage source (ELaplace)) sous la forme de Laplace.

$V_{(MC\ ouverture_{diode})}$  et  $V_{(MC\ ouverture_{MOSFET})}$  sont les sources de tension de perturbation à travers le chemin de propagation de MC à travers  $C_p$  respectivement durant l'ouverture de la diode et l'ouverture du MOSFET.

Les PEMs conduites de MC sont données par l'expression suivante :

$$V_{MC} = \frac{(V_1 + V_2)}{2} \quad (3.26)$$

Où :  $V_1$  et  $V_2$  sont les tensions à travers les résistances de  $50\ \Omega$  du RSIL comme le montre la figure 3.28.

### 3.5 Conclusion

Ce chapitre nous permet de proposer une méthode fréquentielle simplifiée pour calculer les perturbations électromagnétiques conduites générées par les hacheurs série. Les limitations des méthodes traditionnelles pour prédire les interférences de mode différentiel et de mode commun dans la gamme des hautes fréquences sont introduites. La source d'interférence et le chemin de propagation équivalents dans le modèle traditionnel sont simples et n'incluent pas les oscillations parasites.

Dans la méthode proposée, ce problème est résolu en ajoutant deux circuits haute fréquence équivalents pendant la commutation transitoire pour simuler les interférences de mode différentiel et de mode commun pendant le circuit ouvert de la diode et du MOSFET. La source d'excitation est un échelon de courant, qui génère une autre source de tension parasite haute fréquence, responsable de l'interférence de dizaines de MHz. La comparaison entre les résultats et la simulation dans le domaine temporel montre l'efficacité de la méthode proposée pour prédire les interférences électromagnétiques conduites générées par le convertisseur DC/DC.

# **CONCLUSION**

## **GENERAL**

## 4 Conclusion générale :

La maîtrise de la compatibilité électromagnétique des convertisseurs statiques est devenue un enjeu important, ces dispositifs existent dans la majeure partie des systèmes électriques, et sont largement utilisés dans le domaine domestique, industriel, militaire, des communications ou des transports. Ils peuvent provoquer sur son environnement des perturbations de nature électromagnétique, qui rend l'étude la compatibilité électromagnétique essentielle pour assurer la sécurité des équipements et des personnes.

L'objectif de ce mémoire est l'élaboration d'une méthode d'analyse des perturbations électromagnétiques conduites et la prédiction des niveaux d'émissions générées par un hacheur série. La stratégie d'une conception moderne d'un convertisseur statique nécessite de disposer des outils de simulation prédictifs, intégrant les principes et les règles élémentaires de compatibilité électromagnétique dès la phase de conception. La précision de l'étude CEM d'un système dépend donc grandement de la précision de leur modélisation utilisée. Les méthodes fréquentielles offrent de ce fait, des possibilités intéressantes, malgré la simplicité des modèles portant sur les interrupteurs ou la cellule de commutation. Leurs performances en termes de temps de calcul et la robustesse des traitements numériques sont en adéquation avec les exigences de la conception et des phases d'optimisation qui désormais s'y rattachent.

Dans un premier temps, on a discuté la limite de la méthode conventionnelle pour prédire les perturbations de mode différentiel et de mode commun dans la gamme de haute fréquence. Après avoir connue la cause (les oscillations parasites ne sont pas incluses), dans la méthode proposée, ce problème est résolu, en ajoutant deux circuits équivalents en haute fréquence durant la commutation transitoire pour modéliser les perturbations de mode différentiel et de mode commun durant l'ouverture de la diode et du MOSFET. Pour simplifier l'implémentation des modèles complets de MD et de MC sous logiciel LTspiceIV, deux fonctions de transfert sont dérivées pour les commutations transitoires. La comparaison des résultats avec la simulation dans le domaine temporel montre l'efficacité de la méthode proposée pour la prédiction des perturbations électromagnétiques conduites générées par un convertisseur DC/DC.

En termes de perspectives, nous proposons de développer une méthode de dimensionnement et d'optimisation d'un filtre CEM pour le convertisseur étudié.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## **Bibliographie :**

- [1]. Helim, Mlle. SLIMANI. Estimation des Perturbations Conduites et Rayonnées dans les Câbles de Puissance. Sidi-Bel-Abess : REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BELL-ABESS, 28 juin 2016.
- [2]. Etude des problèmes de la compatibilité électromagnétique dans un circuit imprimé » Mémoire Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 23 Octobre 2014.
- [3]. Darkawi, Abdallah. La Compatibilité Électromagnétique (CEM). La Compatibilité Électromagnétique (CEM). France : École d'ingénieur, 2016. cel-01358003f.
- [4]. Groupe Schneider, « Compatibilité électromagnétique «CEM» Manuel didactique »,.
- [5]. Eliana Rondon-Pinilla. Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semi-conducteurs. Autre. Ecole Centrale de Lyon, 2014. Français. NNT: 2014ECDL0018 . t.
- [6]. [fr.scribd.com/doc/111726423/07-Convertisseurs-statiques-eleve-pdf](http://fr.scribd.com/doc/111726423/07-Convertisseurs-statiques-eleve-pdf).
- [7]. Clermont-Ferrand, Lycée Jean Zay 21 rue Jean Zay 63300 Thiers Académie de.
- [8]. Professeur A. RUFER, P. BARRADE « Cours d'électronique, de puissance Conversion DC/DC » école polytechnique fédérale de Lausanne.
- [9]. Professeur A. RUFER, P. BARRADE « Cours d'électronique, de puissance.
- [10]. convertisseur, [9]Philippe BARRADE « électronique de puissance- méthodologie et.
- [11]. Demarty, Sylvain. Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes. Thèse de doctorat. Université de Limoges : s.n., 2006.
- [12]. BELTRAMINI, Michel. Contribution à l'optimisation de l'ensemble convertisseur/filtres de sortie vis à vis des contraintes CEM avion. Toulouse : l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 26 Janvier 2011. Laboratoire LAPLACE - UMR5213.
- [13] Slim Hrigua, "Contribution à l'élaboration de modèles précis et à faible coût de calcul pour l'électronique de puissance et la CEM", Thèse de doctorat de l'école supérieure de

Cachan, France, 30 janvier 2014

[14] S. Hrigua, F. Costa, B. Revol, C. Gautier, "Nouvelle méthode d'analyse des interférences électromagnétiques (IEM) dans les convertisseurs statiques," *14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur Bordeaux*, pp. 5-7. 2012

[15] R-M. Popescu, "Vers de nouvelles méthodes de prédiction des performances CEM dans les convertisseurs d'Electronique de Puissance," Thèse de l'Université Joseph Fourier, Spécialité Génie Electrique," soutenue en 1999.

[16] H. Hassan, "Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseurs de puissance: Utilisation des techniques d'optimisation multi-objectif et prise en compte de contraintes CEM," Thèse de laboratoire Ampère de l'INSA de Lyon, Spécialité Génie Electrique," soutenue en 2006.

[17] J. Jin Meng, W. Ma, Q. Pan; L. Zhang; Z. Zhao, "Multiple Slope Switching Waveform Approximation to Improve Conducted EMI Spectral Analysis of Power Converters,"

*Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol.48, no.4, pp.742-751, Nov. 2006

[18] B. Touré, J.L. Schanen, L. Gerbaud, T. Meynard, J.P. Carayon, and C. France, "EMC Modeling of Drives for Aircraft Applications: Modeling Process , EMI Filter Optimization and Technologicalchoice," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pp. 1909-1916, 2011

[19] B. Revol, J. Roudet, J-L. Schanen, P. Loizelet, "EMI Study of Three-Phase Inverter-Fed Motor Drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.47, no.1, pp.223-231, 2011

[20] C. Jettanasen, F. Costa, C. Vollaie, "Common-Mode Emissions Measurements and Simulation in Variable-Speed Drive Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.24, no.11, pp.2456-2464, Nov. 2009

[21] J. Meng, Q. Pan, L. Zhang, and Z. Zhao, "Multiple Slope Switching Waveform Approximation to Improve Conducted EMI Spectral Analysis of Power Converters," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compability*, vol. 48, 2006, pp. 742-751.

[22] F. Costa, C. Vollaie, R. Meuret, "Modeling of conducted common mode perturbations in variable-speed drive systems," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol.47, no.4, pp.1012-1021, Nov. 2005

- [23] R. Mrad, F. Morel, G. Pillonnet, C. Vollaïre, P. Lombard, and A. Nagari, "Approche de Modélisation des Chemins de Propagation des Perturbations Conduites pour des Systèmes à Deux Conducteurs Actifs," " *Congrès CEM 2012*, France
- [24] R. Mrad, F. Morel, G. Pillonnet, C. Vollaïre, P. Lombard, A. Nagari, "N-Conductor Passive Circuit Modeling for Power Converter Current Prediction and EMI Aspect," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.55, no.6, pp.1169-1177, Dec. 2013
- [25] R. Mrad, F. Morel, G. Pillonnet, C. Vollaïre, A. Nagari, "Integrated Class-D audio amplifier virtual test for output EMI filter performance," *Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2013 9th Conference on*, pp.73-76, June 2013
- [26] M. Foissac, J-L. Schanen, G. Frantz, and D. Frey, C. Vollaïre "System Simulation for EMC Network Analysis," *IEEE Applied Power Electronics Conference 2011, Fort Worth: United States (2011)*" 2011.
- [27] M. Foissac, "Méthodologie d'analyse CEM conduite d'un réseau multiconvertisseurs," Thèse de l'Université de Grenoble, Spécialité Génie Electrique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal" soutenue en 2012.
- [28] D. Labrousse, B. Revol, F. Costa, "Switching Cell EMC Behavioral Modeling by Transfer Function", Proc. of the 10th Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2011), Yourk, UK, Septempber 26-30, 2011.
- [29] V. Tarateeraseth, I.A. Maio, F.G. Canavero, "Assessment of Equivalent Noise Source Approach for EMI Simulations of Boost Converter", Proceedings, 20th Int. Zurich Symposium on EMC, Zurich 2009.
- [30] L. Fakhfakh, A. Alahal, A. Amous, "Fast Modeling of Conducted EMI Phenomena Using Improved Classical Models", Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2016.
- [31] L. Fakhfakh, A. Amous, "New simplified model for predicting conducted EMI in DCDC converters", Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2016.
- [32] D. Chariag, D. Guezgouz, J.C. Le Bunetel, Y. Raingeaud , "Modélisation et simulation fréquentielle d'un convertisseur statique sous SPICE", <https://www.researchgate.net/publication/267202550>.

- [33] W. Teulings, “Prise en compte du câblage dans la conception et la simulation des convertisseurs de puissance performances CEM”, Thèse de doctorat de l’INPG, France, avril 1997. [33] X. Huang, “Frequency Domain Conductive Electromagnetic Interference Modeling and Prediction with Parasitics Extraction for Inverters”, Doctoral thesis, Blacksburg, Virginia, 2004.
- [34] J.S. Lai, X. Huang, E. Pepa, S. Chen, W.N. Thomas, “Inverter EMI Modeling and Simulation Methodologies”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 3, June 2006.
- [35] <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/spice-simulator.html>
- [36] Guillaume Aulagnier, Marc Cousineau, Kamel Abouda, Eric Rolland, Thierry Meynard, “Impact CEM haute fréquence des commutations dans un convertisseur Buck. Etude analytique et application aux structures parallèles à commandes entrelacées”, Symposium de génie électrique (SGE’14) : EF-EPF-MGE 2014, ENS Cachan, France, 8-10 Juillet 2014.
- [37] Slim Hrigua, “Contribution à l’élaboration de modèles précis et à faible coût de calcul pour l’électronique de puissance et la CEM”, Thèse de doctorat de l’école supérieure de Cachan, France, 30 janvier 2014.
- [38] A.R. Hefner, “Modeling buffer layer IGBT's for circuit simulation”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, n°2, mars 1995.
- [39] R. Withanage, N. Shamma, S. Tennakoorr, C. Oates, W. Crookes, “IGBT parameter extraction for the Hefner IGBT Model”, 41st Universities International Power Engineering Conference, vol.2, UPEC '06, 2006.
- [40] O. Elmazria, “Caractérisations et simulation de l'IGBT dans le but d'optimiser ses performances au moyen d'irradiation par électrons”, Thèse de doctorat de l’université de Metz, France, 1996.
- [41] J. Ben Hadj Slama, F. Costa, B. Revol, C. Gautier, “Relevant parameters of SPICE3 MOSFET model for EMC analysis”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC 2009, Austin Texas, 17-21 Aug. 2009.
- [42] M. Nave, “The effect of duty cycle on SMPS common mode emission theory and experiment”, IEEE EMC Symposium Proceeding, pp. 211-216, 23-25 May 1989.
- [43] M. Nave, “Prediction of conducted emissions in switched mode power supplies”, IEEE

Int. Symp. On EMC'86, pp 167-173, 1986.

[44] Dhia Elhak Chariag, “Elaboration d’un outil d’analyse du réseau électrique domestique dans la bande CPL”, Thèse de doctorat de l’université de François-Rabelais de Tours, France, 23 janvier 2013.

[45] Tianjiao Liu, Runtao Ning, Thomas T. Y. Wong, and Z. John Shen, “Equivalent circuit models and model validation of SiC MOSFET oscillation phenomenon”, 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, USA, 18-22 Sept. 2016.

[46] Z. Fedyczak, A. Kempski, R. Smoleński, “Conducted high frequency disturbances observed in electrical power systems with switch mode converters”, *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 89 NR 6, 2013.

[47] N. Benhadda, A. Bendaoud, N. Chikhi, “A conducted EMI noise prediction in dc/dc converter using a frequency-domain approach”, *Elektrotehniški Vestnik* 85(3) pp: 103-108, 2018.

[48] B. Nassireddine, B. Abdelber, C. Nawel, D. Abdelkader, B. Soufyane, “conducted EMI prediction in dc/dc converter using frequency domain approach”, international conference on electrical sciences and technologies in Maghreb (CISTEM), Algeria, 2018.

**Résumé :** Les convertisseurs statiques sont aujourd'hui très largement utilisés dans diverses applications. Cependant, l'avancée des procédés technologique dans la conception des nouveaux composants tels que les MOSFET et les IGBT augmentent les niveaux d'émissions conduites et rayonnées. L'utilisation d'un outil de simulation prédictive s'avère indispensable pour concevoir un convertisseur statique satisfaisant à toutes les contraintes. Dans ce travail, l'étude est basée sur la simulation fréquentielle pour calculer les PEMs conduites générées par un hacheur série. La présentation de la problématique CEM en électronique de puissance est présentée au début de la mémoire. On s'est intéressé ensuite au développement d'une méthode analytique de prédiction des PEMs.

**Mots clés :** CEM, PEM conduites, hacheur série, sources de PEM, chemins de propagation, éléments parasites, simulation fréquentielle.

**Abstract :** Static converters are now widely used in various applications. However, advances in technological processes in the design of new components such as MOSFETs and IGBTs increase the levels of conducted and radiated emissions. The use of a predictive simulation is essential to design a static converter satisfying all the constraints. In this work, the study is based on frequency simulation to calculate the conducted IEM generated by a serial chopper. The presentation of the EMC problem in power electronics is presented at the beginning of the thesis. Next, we focused on the development of an analytical method for prediction of IEM.

**Keywords :** EMC, conducted EMI, buck converter, EMI sources, propagation paths, parasitic elements, frequency simulation.

**ملخص:**

تستخدم المحولات الثابتة الآن على نطاق واسع في العديد من التطبيقات. ومع ذلك، فإن تطوير العمليات التكنولوجية في تصميم مكونات جديدة مثل MOSFETs و IGBTs يزيد من مستويات الانبعاثات الموجهة والمشعة.

يعد استخدام أداة المحاكاة التنبؤية أمرًا ضروريًا لتصميم محول ثابت يلبي جميع القيود. في هذا العمل، تستند الدراسة إلى محاكاة التردد لحساب PEMs التي تم إنشاؤها بواسطة مروحية سلسلة. يتم تقديم عرض مشكلة التوافق الكهرومغناطيسي في إلكترونيات الطاقة في بداية الرسالة. ثم ركزنا بعد ذلك على تطوير طريقة تحليلية للتنبؤ بـ PEMs.

الكلمات المفتاحية CEM:، قنوات PEM، سلسلة المروحية، مصادر PEM، مسارات الانتشار، العناصر الطفيلية، محاكاة التردد.