

*RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE*  
*MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE*  
*SCIENTIFIQUE*

**UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET**  
**FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES**  
**DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**



## **MEMOIRE DE FIN D'ETUDES**

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

*Domaine: Sciences et Technologie*

**Filière : Electrotechnique**

*Spécialité : Commandes électriques*

## **THÈME**

# **Méthodologie d'analyse CEM conduite d'un convertisseur statique dédié aux véhicules électriques**

*Préparé par:*

- LAKHAL Ikram
- MADANI kheira

*Soutenu publiquement devant le jury composé de:*

<b>Nom et prénoms</b>	<b>Etablissement</b>	<b>Qualité</b>
Mr. A. SAIBI	Univ. Tiaret	Président
Mr. L. BESSOLTANE	Univ. Tiaret	Rapporteur
Mr. H. AITMIMOUNE	Univ. Tiaret	Examineur
Mr. M. BECHEIKH	Univ. Tiaret	Examineur

Année universitaire 2023-2024

# *Remerciement*

*En premier lieu, je souhaite exprimer notre gratitude et notre reconnaissance à « DIEU tout-puissant» qui nous a accordé la patience, la volonté et le courage nécessaires pour achever ce travail.*

*Nous sommes ravis d'exprimer notre gratitude envers **M. BENSULTANE**, notre encadreur, pour ses précieux conseils et sa guidance tout au long de notre projet.*

*Nous tenons à remercier aussi les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce mémoire.*

*Enfin, merci à tous ceux qui, par leur encouragement ou leur amitié, ont contribué à l'aboutissement de ce travail.*

# *Dédicace*

*Je dédie cette mémoire ...*

*A L'homme, Mon précieux offre du dieu, qui doit ma réussite et tout mon respect*

*Mon cher père.*

*A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse*

*Mon adorable mère*

*A mes très chèresfrère Abd El kader et Mustafa*

*À l'âme de ma grand-mère, que j'ai perdue il y a quelques mois, ses prières pour moi se sont exaucées*

*A mes grands-parents et tous ma famille*

*Et à tous mes amis, et chaque personne chère qui m'a accompagné tout au long de mon parcours universitaire, je vous remercie tous ...*

## *Ikram*

# *Dédicace*

*Je dédie cette mémoire ...*

*À ma précieuse mère,*

*Quoi que je fasse ou dise, je sais que mes remerciements ne pourront jamais égaler l'amour et le dévouement que tu me témoignes. Ta tendresse me berce comme une douce caresse, ta bienveillance éclaire mon chemin, et ta présence à mes côtés est un réconfort inestimable qui me donne la force de surmonter tous les défis de la vie.*

*À mon cher père,*

*Tu as toujours été mon pilier, mon héros, toujours prêt à me soutenir et à m'encourager dans toutes mes entreprises. Ce simple message ne peut pas exprimer toute la gratitude et l'amour profond que j'ai pour toi.*

*À ma chère sœur: Amina et à mon cher frère : Mohamed*

*À ma chère nièce: Afnane*

*À mes amis, à tous ceux qui m'ont apporté de l'aide lors de la réalisation de ce travail.*

*Tous ceux qui m'aiment et que j'aime*

*Votre présence dans ma vie est un trésor inestimable. Que Dieu vous accorde ses plus belles bénédictions et vous guide sur le chemin de la vie.*

***kHEIRA***

# Table des matières

<b>Introduction générale</b> .....	01
<b>Chapitre I: Généralités sur les véhicules électriques et hybrides</b> .....	
I. Introduction .....	04
II. Historique des véhicules électriques .....	04
III. Classification des véhicules électriques .....	05
III.1. véhicules tout électriques .....	06
III.2. véhicules hybrides .....	06
III.2.1. véhicules hybrides série (VHS) .....	06
III.2.2. véhicules hybrides parallèle (VHP).....	07
III.2.3. véhicules série-parallèle (VHSP) .....	07
IV. Eléments d'un véhicule électrique .....	08
IV.1. Batteries.....	08
IV.2. Chargeurs de batteries pour VE.....	10
IV.3. Système de propulsion électriques .....	11
V. Avantages et inconvénients des véhicules électriques.....	14
V.1. Avantages des véhicules électriques.....	14
V.2. inconvénients de la voiture électrique .....	14
VI. Conclusion .....	15
<b>Chapitre II: Compatibilité électromagnétique dans les dispositifs de puissance</b> .....	
I. Introduction .....	17
II. Notions sur la compatibilité électromagnétique .....	17
II.1. Les perturbations conduites.....	19
II.1.1. Couplage en mode différentiel .....	19
II.1.2. Couplage en mode commun.....	19
II.2. Les perturbations rayonnées.....	20
III. Contraintes normatives et CEM .....	21
III.1. Normes basses fréquences.....	22
III.2. Normes hautes fréquences.....	24
IV. Aspects de la mesure des perturbations conduites.....	25
V. Moyen de protection contre les interférences électromagnétiques .....	30
VI. Eléments générateurs de la pollution EM en électronique de puissance .....	30
VI.1. La Diode .....	32

VI.2. Le Transistor MOSFET.....	34
VI.3. Transistor IGBT .....	36
VII. Conclusion.....	37
<b>Chapitre III: Impact CEM des convertisseurs statiques utilisés dans les VEs</b>	
I. Introduction.....	39
II. Les contraintes des charges non-linéaire.....	39
II.1. Caractérisations du courant et de la tension de ligne .....	40
II.2. Facteur de puissance et taux de distorsion harmonique (THD).....	41
III. Etude d'un chargeur de batterie triphasé.....	42
III.1. Etude des perturbation basses fréquences.....	44
III.2. Etude des perturbation hautes fréquences.....	47
III.2.1. Etude des perturbation en mode différentiel (MD).....	47
III.2.2. Etude des perturbation en mode commun (MC).....	49
IV. Interférences EM dans les convertisseurs DC/DC.....	50
IV.1. Origines des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs DC/DC.....	51
IV.2. Perturbations EM dans un hacheur série.....	51
V. Conclusion.....	53
<b>Chapitre IV: Impact CEM des chargeurs des batteries avec commande avancée</b>	
I. Introduction.....	55
II. Redresseur à MLI avec contrôle des courants par régulateurs à hystérésis.....	55
II.1. Redresseur triphasé à deux niveaux.....	58
II.2. Redresseur triphasé à trois niveaux.....	62
III. Conclusion .....	66
<b>Conclusion générale</b> .....	68
<b>Bibliographie</b> .....	69

# Table des figures

<b>Chapitre I</b>		
Figure I.1	Véhicule électrique construit par Thomas Parker.....	4
Figure I.2	Exemple de véhicule électrique réalisé en 1899.....	5
Figure I.3	Principe de véhicule hybride série.....	6
Figure I.4	Principe de véhicule hybride parallèle.....	7
Figure I.5	Principe de véhicule hybride série-parallèle .....	7
Figure I.6	Décomposition d'un bloc batterie de véhicule électrique.....	8
Figure I.7	Arbre des différentes familles des machines électrique.....	11
Figure I.8	Caractéristique couple-vitesse d'énergie du moteur électrique .....	13
<b>Chapitre II</b>		
Figure II.1	Couplage entre une source de perturbations EM et une victime .....	17
Figure II.2	Principe de couplage en mode différentiel .....	18
Figure II.3	Principe de couplage en mode commun.....	19
Figure II.4	Emission des perturbations EM par rayonnement, (a) émission en champ magnétique, (b) émission en champ électrique .....	19
Figure II.5	Limites pour les émissions conduites.....	23
Figure II.6	Schéma de principe de mesure des perturbations EM conduites.....	25
Figure II.7	Structure du RSIL monophasé spécifiée par le CISPR.....	26
Figure II.8	Structure du RSIL triphasé spécifiée par le CISPR.....	27
Figure II.9	Variation fréquentielles de l'impédance du RSIL.....	27
Figure II.10	Mise en place de tests d'émissions conduites pour un système d'entraînement connecté au réseau.....	28
Figure II.11	Schéma de principe du circuit de test de commutation d'une diode de puissance.....	31
Figure II.12	Caractéristiques transitoires de la tension $V_D$ à l'ouverture de la diode.....	32
Figure II.13	Caractéristiques transitoires du courant $I_D$ à l'ouverture de la diode.....	32
Figure II.14	Banc de test servant à l'identification des paramètres dynamiques du MOSFET de type IRF740.....	33
Figure II.15	Caractéristiques transitoires du courant $I_D$ à l'ouverture du MOSFET IRF740.....	34
Figure II.16	Caractéristiques transitoires de la tension $V_{DS}$ à l'ouverture du MOSFET IRF740.....	34
Figure II.17	Caractéristiques transitoires du courant $I_C$ à l'ouverture de L'IGBT.....	35
Figure II.18	Caractéristiques transitoires de la tension $V_{CE}$ à l'ouverture de L'IGBT.....	35
<b>Chapitre III</b>		
Figure III.1	Schéma synoptique d'une association convertisseur statique – réseau.....	40
Figure III.2	Redresseur triphasé à diodes débutant sur une charge principalement inductive.....	42
Figure III.3	Schéma simplifié d'un redresseur pendant la phase d'empiètement.....	43
Figure III.4	Représentation temporelle des perturbations ( $V_{RN}(t)$ pour trois valeurs de $L_{res}$ ).....	44
Figure III.5	Circuit équivalent au système de la figure (III.9).....	45
Figure III.6	Redresseur triphasé à diodes.....	45
Figure III.7	Variation temporelles de la tension aux bornes du pont.....	45
Figure III.8	Variation temporelles du courant de ligne.....	46

Figure III.9	Spectre du courant de ligne.....	46
Figure III.10	Redresseur triphasé simulé sous Pspice.....	47
Figure III.11	Tension aux bornes de la résistance équivalente de mesure du RSIL.....	48
Figure III.12	Courant traversant la résistance équivalente de mesure du RSIL.....	48
Figure III.13	Spectre des perturbations différentielles localisées sur le RSIL.....	48
Figure III.14	Redresseur triphasé simulé sous Pspice .....	49
Figure III.15	Spectre de perturbations EM en mode commun .....	50
Figure III.16	Chemins de propagation des courants parasites en MD et MC .....	51
Figure III.17	Hacheur série simulé sous Pspice .....	52
Figure III.18	Tension aux bornes de la charge .....	52
Figure III.19	Spectre de perturbation EM en MD et MC .....	52

## Chapitre IV

Figure IV.1	Schéma de principe de convertisseur de puissance dans un VE.....	55
Figure IV.2	Principe de contrôle du courant par hystérésis.....	56
Figure IV.3	Structure globale de redresseur de tension avec contrôle des courants par des régulateurs à hystérésis.....	57
Figure IV.4	Structure des boucles de contrôle :a) les courants $i_{abc}$ ;b) la tension $u_{dc}$ .....	58
Figure IV.5	Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu.....	58
Figure IV.6	Schéma de simulation d'un redresseur triphasé deux niveaux à MLI hystérésis.....	59
Figure IV.7	Courant de ligne prélevé par le redresseur.....	60
Figure IV.8	Tension $V_{dc}$ à la sortie de redresseur.....	60
Figure IV.9	Spectre du courant de ligne prélevé par le redresseur.....	61
Figure IV.10	Schéma de simulation d'un redresseur triphasé trois niveaux à MLI hystérésis.....	62
Figure IV.11	Courant de ligne prélevé par le redresseur.....	63
Figure IV.12	Tension $V_{dc}$ à la sortie de redresseur.....	63
Figure IV.13	Spectre du courant de ligne prélevé par le redresseur.....	64

# **Introduction générale**

### Introduction générale

Les secteurs des véhicules conventionnels et de la production d'électricité contribuent d'importantes émissions de carbone en raison de leur dépendance totale à l'énergie fossile carburante. Cependant, des approches évolutives telles que les énergies non conventionnelles, l'électrification de la production et des transports offre une solution réalisable à ce problème. Ainsi, en considérant moyens de transport écologiques et durables, les véhicules électriques (VE) et hybrides (VEH) émergent parallèlement à l'avancement de diverses technologies. Même si les véhicules électriques existaient avant le début du 20<sup>em</sup> siècle, leur intelligence est complètement nouvelle et entièrement distincte de la topologie de base. Le système de propulsion moderne des véhicules électriques basés sur des machines électriques, des convertisseurs de puissance et un système de stockage d'énergie ainsi que des systèmes de gestions d'énergie et de commande pour le pilotage du véhicule, ce que on appelle convertisseurs statiques.

Ces dernières années, les dispositifs d'électronique de puissance (convertisseurs statiques) sont de plus en plus utilisés dans les véhicules électriques et hybrides. Ces dispositifs, basés sur des composants semi-conducteurs, mettent en jeu des rendements de plus en plus élevés. Par ailleurs, les composants semi-conducteurs sont en fait des interrupteurs qui s'amorcent et se bloquent soit par action d'une impulsion de commande (ex: Transistor MOSFET, IGBT), soit spontanément en fonction des grandeurs électriques extérieures (ex: Diode).

Le fonctionnement viable d'un dispositif électronique passe donc par une adéquation absolue entre les contraintes électriques du circuit de puissance et les limites physiques du semi-conducteur de puissance dans ce même circuit, à l'échelle de la microseconde.

Par ailleurs, l'usage des convertisseurs de puissance ne s'arrête pas à leurs utilisateurs, car nous en trouvons également sur le réseau électrique, dans un chargeur des batteries des VE par exemple. Il est donc très important de s'assurer de leur bon fonctionnement dans des conditions qui peuvent parfois endommager un réseau complet. En effet, la prolifération de ces équipements qui fonctionnent à forts gradients de courant et de tension crée des perturbations électromagnétiques « ou Interférences électromagnétiques (IEM) » conduites ou rayonnées qui peuvent se propager et dégrader la qualité d'énergie de la source et par conséquence endommager le bon fonctionnement des appareillages voisins.

L'objectif de notre travail est d'étudier les interférences électromagnétiques en mode conduit associés à des dispositifs d'électronique de puissance utilisés dans les véhicules électriques. Ainsi, dans un premier temps, il s'agit de caractériser les interférences électromagnétiques en mode conduit

## **Introduction générale**

---

associées à un dispositif de puissance, ainsi que d'étudier les mécanismes de propagation, en utilisant le logiciel Orcad Pspice. Ce mémoire de travail se répartit en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous abordons tout d'abord des historiques sur les VE. Nous présentons en suite la classification des véhicules électriques et les éléments qui les composent.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la compatibilité électromagnétique (CEM), les interférences électromagnétiques (IEM) conduites ainsi que leurs principes de propagation. Nous rappelons ensuite les normes internationales dans le domaine de la compatibilité électromagnétique en basses et en hautes fréquences, ainsi que les limites des niveaux de perturbations spécifiées par les normes CEM. Nous décrivons ensuite les aspects liés à la mesure des perturbations conduites dans les systèmes monophasés et triphasés. Dans une seconde partie, nous présentons le comportement dynamique durant les phases de commutation des interrupteurs de puissances (Diode, MOSFET, IGBT) afin d'étudier les principaux phénomènes oscillatoires de tension et de courant ou les phases de recouvrement pour les diodes, lors des phases de commutations.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons impact CEM des convertisseurs statiques utilisés dans les VEs et l'origine des différentes perturbations électromagnétiques basse et hautes fréquences engendrées par un redresseur triphasé non commandé et par un hacheur série.

Dans le quatrième chapitre, nous abordons les problèmes des harmoniques basses fréquences générées par un redresseur triphasé à MLI avec contrôle des courants par régulateurs à hystérésis.

Nous terminerons notre mémoire par une conclusion générale de ce travail. Des propositions seront faites concernant la poursuite de cette étude et l'orientation qui pourrait lui être donnée.

# **Chapitre I**

## **Généralités sur véhicules électriques et hybrides**

**I. Introduction**

Les véhicules électriques gagnent en popularité pour diminuer l'empreinte écologique des transports. Les avancées technologiques ont rendu les véhicules électriques plus simples et plus performants que jamais. Les véhicules électriques bénéficient d'une batterie qui conserve l'énergie en électricité. Par la suite, cette puissance est employée pour alimenter le moteur électrique de l'automobile. Il est possible de recharger les batteries en utilisant la prise murale ou une station de recharge publique. La capacité de la batterie détermine la distance parcourue par le véhicule électrique, mais de nombreuses voitures électriques peuvent atteindre plus de 200 miles en une seule charge [1].

**II. Historique des véhicules électrique [2]**

Le premier véhicule électrique est apparu vers 1830, avec une apparence similaire à une sorte de carriole électrique créée par Robert Anderson. Un entrepreneur écossais Après l'Écossais, Thomas Davenport, un américain, fut le deuxième inventeur du moteur électrique vers 1835. Il développa une petite locomotive à essence. Ces deux tous premier véhicule électrique est donc la toute première origine de la voiture électrique. Vers 1838 l'Écossais Robert Davidson arrive avec un model similaire qui atteint la vitesse de 6 km/h.



**Figure I.1: Véhicule électrique construite par Thomas Parker**

- En 1859, le français Gaston Planté invente la batterie rechargeable au plomb acide. Elle sera améliorée par Camille Faure en 1881.
- En 1891, l'américain William Morrison construit la première vraie voiture électrique.
- En 1896, la Richer électrique d'Andrew Richer remporte une course automobile.

- En 1897, on peut apercevoir les premiers taxis électriques dans les rues de New York.
- En 1899 en Belgique, une société construit « La Jamais Contente » la première auto électrique à dépasser les 100 km/h (elle atteindra les 105 km/h), L'auto était pilotée par le belge Camille Jenatzy, et munie de pneus Michelin. Elle était en forme de torpille



**Figure I.2: Exemple de véhicule électrique réalisé en 1899**

- Dès 1900, la voiture électrique connaît ses beaux jours. Plus du tiers des voitures en circulation sont électriques, le reste étant des autos à essence et à vapeur.
- En 1972, Victor Wouk le Parain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de General.
- Cependant à partir de 2000 la voiture électrique va ré-mourir à nouveau.
- En 2007, il y a encore 100 000 véhicules électriques en circulation aux Etats-Unis.
- De 2008 à 2010, le constructeur californien Tesla Motors Inc. produit sa voiture de sport électrique Tesla Roadster.
- En 2012, Tesla sort la berline sport Model S. Puis suivront le SUV Model X (2015), et la berline familiale Model 3 (2017).

### **III.1. Classification des véhicules électriques [2]**

Les véhicules électriques font partie de l'ensemble des véhicules hybrides rechargeables et électriques que l'on appelle véhicules électrifiés. Au sein de ces familles, il est possible d'identifier plusieurs sous-catégories.

### III.1. Véhicules tout électrique

Les véhicules électriques sont propulsés par un moteur électrique et une batterie rechargée à l'électricité du réseau. Les émissions de gaz à effet de serre (GES) sont minimisées.

On distingue essentiellement deux types de véhicules électriques : voitures électriques à batteries rechargeables par prise de courant et voitures électriques à alimentation par pile à combustible.

### III.2. Véhicules hybrides

Le véhicule hybride possède un moteur hybride thermique/électrique et deux systèmes de stockage d'énergie : un réservoir de carburant et une batterie. Les véhicules hybrides ont un fort potentiel pour améliorer la gestion de l'énergie.

En réalité, la combinaison de deux types de motorisation permet de sélectionner le mode de fonctionnement optimal (thermique, électrique ou combiné) en fonction du profil du trajet, et en particulier de limiter l'utilisation du moteur thermique aux zones où il offre un meilleur rendement. De cette manière, on peut diminuer les émissions de polluants et de CO<sub>2</sub> à l'échelle locale, ainsi que la consommation de carburant (allant de 10 à 50 % en fonction du degré d'hybridation).

On distingue deux principaux types de systèmes d'entraînement hybrides, le premier pour une mise en parallèle et le deuxième pour une mise en série.

#### III.2.1. Véhicules hybrides série (VHS)

Le principe ici est que l'énergie électrique utilisée par le moteur électrique peut être générée par un alternateur entraîné par un moteur thermique à vitesse de rotation constante. Il s'agit donc de deux moteurs en série, d'où l'appellation. La vitesse de rotation du moteur thermique peut alors être sélectionnée de manière à maximiser le rendement et donc à augmenter la quantité de carburant brûlée dans un cycle moteur, ce qui entraîne une réduction des rejets gazeux. Par ailleurs, la signature acoustique du moteur thermique peut être améliorée pour la vitesse de rotation fixe choisie. Le schéma de principe d'un tel véhicule est donné sur la figure (I.3).

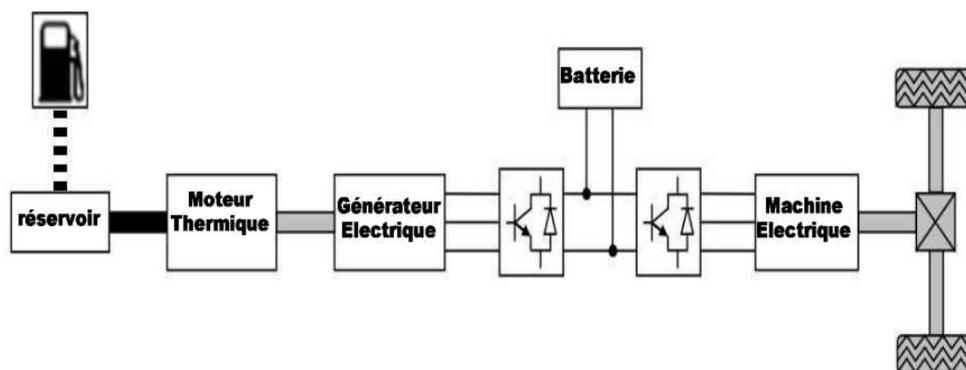


Figure I.3: Principe de véhicule hybride série

**III.2.2. Véhicule hybride parallèle (VHP)**

Il est possible de combiner deux véhicules en un seul, en profitant des avantages de chacun. Le VHP est donc composé de deux moteurs en parallèle, l'un électrique et l'autre thermique. Les deux moteurs sont employés de manière distincte, ce qui permet de résoudre le problème écologique du moteur thermique en ville en utilisant un mode électrique, ainsi que celui de l'autonomie du véhicule électrique pour les déplacements importants en dehors des agglomérations en utilisant un mode thermique. La figure (I.4) représente le principe du fonctionnement d'un hybride parallèle.

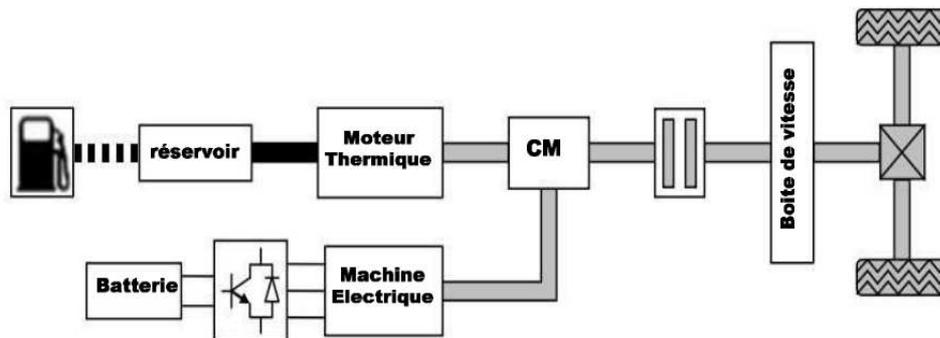


Figure I.4: Principe véhicule hybride parallèle

**III.2.3. Véhicule hybride série-parallèle (VHSP)**

Les véhicules hybrides série-parallèle, également connus sous le nom d'hybride parallèle à dérivation de puissance, est une catégorie d'architectures combinées qui intègrent un moteur électrique, une génératrice et un moteur thermique. Grâce à une gestion efficace des puissances demandées d'un côté et fournies de l'autre, il est possible de contrôler en régime le moteur thermique et de partager son couple entre les besoins du véhicule et la recharge de la batterie. La figure (I.5) illustre le principe du fonctionnement d'un hybride série-parallèle.

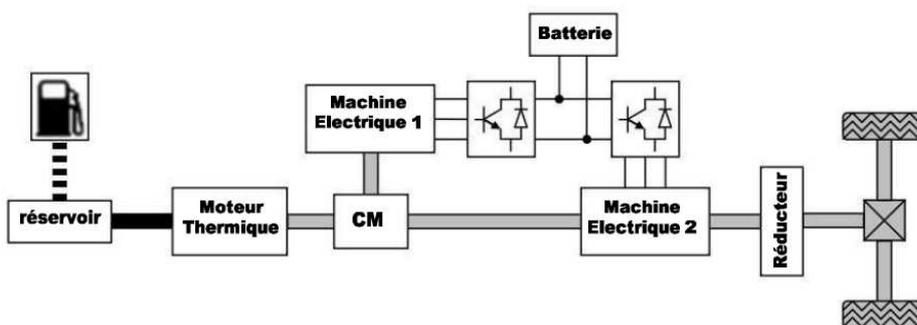


Figure I.5: Principe du véhicule hybride série-parallèle

#### IV. Eléments d'un véhicule électrique

Les véhicules électriques ou le véhicule dépend du type de composant et de fonction. Au moins quatre catégories de véhicules électriques sont actuellement commercialisées et utilisées à travers le monde.

##### IV.1. Batteries

Le stockage d'énergie électrique en utilisant une batterie est une réaction chimique, pouvant fonctionner de manière réversible (en courant pas en tension), il peut y avoir soit libération d'énergie soit accumulation.

Le principe de fonctionnement de celle-ci est que la réaction chimique entre les électrodes et l'électrolyte provoque une oxydoréduction. Dans ce cas, l'électrode négative subit une oxydation, c'est-à-dire que la réaction chimique libère des électrons, tandis que l'électrode positive subit une réduction, autrement dit elle absorbe des électrons. Ce déséquilibre des charges électriques génère la F.E.M (Force électro Motrice) de batterie [3].

Une batterie est caractérisée par sa capacité et son énergie massique. Elle est constituée de plusieurs modules branchés en série, l'énergie chimique stockée dans chaque pile est convertie directement en énergie électrique lorsque les bornes de la batterie sont connectées à un consommateur électrique [4] [5]. Dans la figure (I.6) nous illustrons la composition d'un bloc batterie de VE.

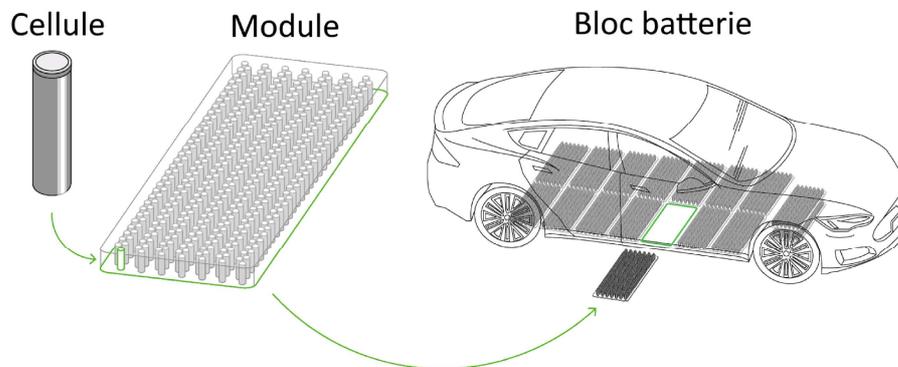


Figure I.6: Décomposition d'un bloc batterie de véhicule électrique [6]

Il existe des batteries de différentes formes (structure ou technologie), par contre l'utilisation de ces différentes technologies dans les voitures électriques doit respecter certaines conditions parmi lesquelles:

- Une bonne puissance massique (rapport puissance/poids en W/kg) permettant des accélérations importantes.
- Une bonne énergie massique (Wh/kg) synonyme d'une bonne autonomie.

- Une tension stable engendrant des performances régulières.
- Un durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles charge/ décharge, conduisant à une diminution du coût pour l'utilisateur.
- Entretien faible et recyclable.

Parmi ces différentes technologies de batteries, certaines batteries peuvent être utilisées sur les véhicules électriques notamment [5]:

- La batterie Plomb (Pb) utilisée sur la C15 électrique.
- La batterie Nickel Cadmium (Ni Cd) utilisée sur Saxo électriques.
- La batterie Nickel-Hydrure Métallique (Nickel Metal Hydride: Ni-MH) utilisée sur les véhicules japonais et américains.
- La batterie Lithium-ion (Li-ion) est montée sur le prototype 106 Vedlic qui embarque 25000Wh pour 250 kg de batterie.

Le tableau (I.1) résume les principales caractéristiques des batteries utilisées dans la traction des véhicules [5] [7].

**Tableau I.1: Caractéristiques pratiques des technologies de batteries les plus courantes**

	<b>Plomb</b>	<b>Ni-Cd</b>	<b>Ni -MH</b>	<b>Lithium phosphate</b>	<b>Zebra</b>	<b>Li-ion</b>	<b>Lithium polymère</b>
Energie Spécifique (Wh/kg)	30 – 50	45 - 80	60 – 110	120	120-140	150-190	150-199
Densité d'énergie (Wh/Litre)	75 - 120	80 - 150	220 - 330	180	190 - 220	220 - 330	220 - 330
Puissance en pointe (W/kg)	Jusqu'à 700		Jusqu'à 900	200	Jusqu'à 800	Jusqu'à 1500	Jusqu'à 250
Nombre de cycles	400-600 1500	2000	1500	800	>2000	500-1000	200-300
Auto décharge par mois	5%	20%	30%	12% Par jour	5%	10%	10%

Tension nominal d'un élément	2V	1.2V	1.2V	2.6V	3.2V	3.6V	3.7V
Gamme de température de fonctionnement	-20°C à 60°C	-40°C à 60°C	-20°C à 60°C	-20°C à 50°C	-0°C à 60°C (charge) -20°C à 60°C (décharge)	20°C à 60°C	0°C à 60°C
Avantages	Faible court	Fiabilité Performance à froid	Très bonne densité énergétique	Bonne densité énergétique bonne cyclabilité	Très bonne densité énergie sécurité court cyclabilité	Excellente énergie et puissance	Batterie minces possibles
Inconvénient	Faible énergie mort subite	Relativement basse énergie toxicité	Coûts des matériaux danger en cas de température élevée	Puissance limitée auto consommation	Charge à température positif	Sécurité des gros élément cout	Performance à froid cout
Coûts indicatifs (€/KWh)	200 à 250	600	1500 à 2000	800 à 900	1000 à 1800	2000	1500 à 2000

Les batteries Li-ion présentent les énergies spécifiques les plus élevées (jusqu'à 190 Wh/kg) avec des tensions nominales supérieures à 3V contre 1,2V pour les batteries Ni-Cd et Ni-MH. Ces dernières rivalisent cependant avec les batteries Li-ion en termes de densité d'énergie volumique. Les batteries Ni-MH ont l'inconvénient de s'auto-décharger rapidement, mais sont très peu toxiques et ne posent pas de problème de sécurité majeur [4].

#### IV.2. Chargeurs de batteries pour VE

En raison de leur faible impact sur l'environnement et de leur efficacité énergétique, les véhicules électriques gagnent en popularité. Cependant, un élément essentiel à considérer lors de l'achat d'un véhicule électrique est le type de chargeur utilisé pour recharger la batterie du véhicule.

Il existe différents types de chargeurs pour véhicules électriques, parmi lesquels on peut citer :

- **Chargeurs rapides:** Ces chargeurs ont la capacité de recharger rapidement la batterie du véhicule, en général en quelques heures, et sont utilisés dans des stations de charge publiques ou sur les lieux de travail.
- **Chargeurs lents:** Leur vitesse de charge est inférieure à celle des chargeurs rapides et ils sont souvent employés à la maison pour recharger la batterie du véhicule pendant la nuit.
- **Chargeurs de basse puissance:** La puissance de ces chargeurs est inférieure à celle des chargeurs rapides et lents, et ils sont souvent employés à domicile pour recharger la batterie du véhicule de manière plus lente.

### IV.3. Motorisation électrique

Il existe principalement deux types de motorisation électrique destinés aux véhicules électriques et hybride, la motorisation à courant continu et la motorisation à courant alternatif. La figure (I.7) résume respectivement ses deux familles de technologies.

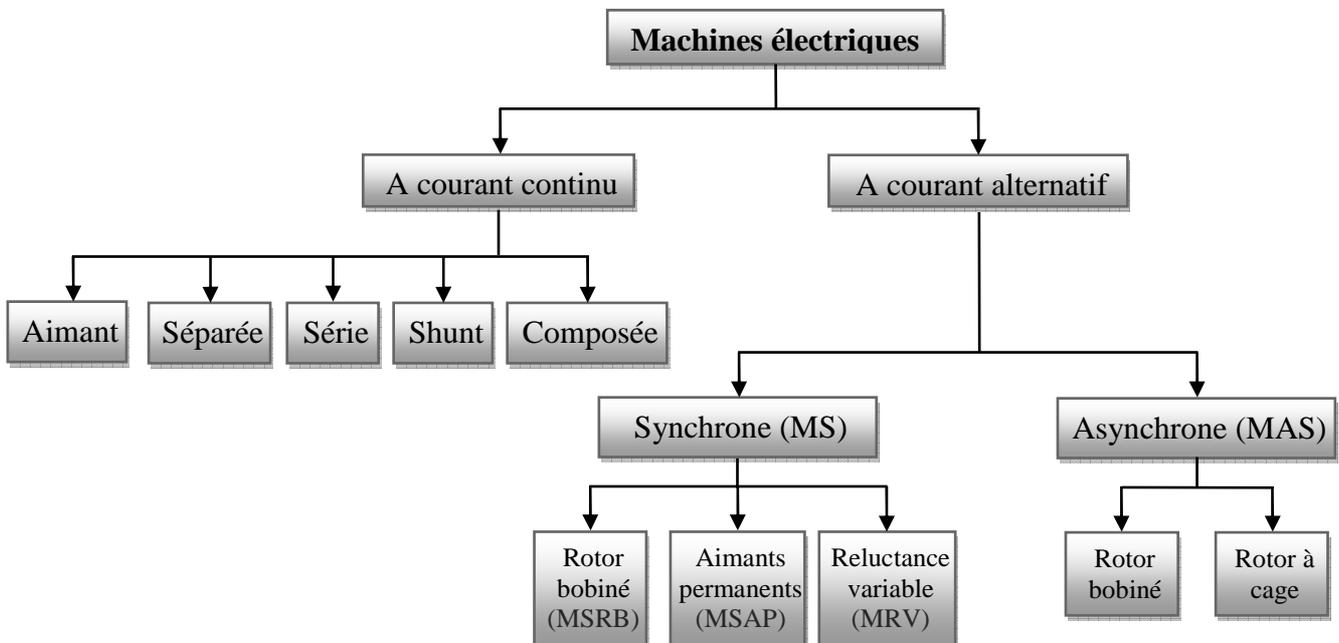


Figure I.7: Arbre des différentes familles des machines électriques

Le tableau (I.2) présente quelques applications des différentes technologies pour quelque modèle de voitures [5].

**Tableau I.2: Exemples de motorisations dans les VEs**

Modèles EVs	Type de motorisation
Fiat Panda Elettra	MCC série
Mazda Bongo	MCC séparé
Conceptor G-Van	MCC à excitation séparé
Suzuki senior tricycle	AM MCC
GM EV1	Moteur Asynchrone
TOYOTA PRUIS	MSAP
Chloride Lucas	Moteur à RV

Le bon choix de la partie électrique du véhicule électrique hybride est l'élément majeur pour la réussite au couplage entre le thermique et l'électrique.

La machine électrique est le composant principal du véhicule électrique très utilisé depuis seizième siècle, elle est souple, silencieux, ne pollue pas et elle s'adapte à toutes les situations.

De manière spécifique, la machine électrique de la traction électrique doit répondre aux critères suivants:

- il doit pouvoir tourner et freiner dans les deux sens de rotation;
- il doit posséder un couple important à bas régime, ainsi qu'un bon rendement.

Ces performances sont représentées sur une courbe que l'on appelle la caractéristique couple/vitesse du véhicule en mode moteur. La figure (II.10) représente ces caractéristiques pour des moteurs électriques dédiés à l'entraînement direct dans le domaine du transport. On distingue deux zones de fonctionnement: dans la première, le moteur électrique fournit un couple constant afin de ramener le véhicule à une première vitesse de croisière appelée «vitesse de base,  $\Omega_{max}$ ». Une fois que la limite du système d'alimentation électronique est atteinte, on fait fonctionner celui-ci en puissance absorbée constante. Ceci se traduit par une diminution du couple et une accélération si l'on réduit le flux d'excitation du moteur. Dans la deuxième zone, le régime de fonctionnement atteint une vitesse  $\chi\Omega_{max}$ . Le paramètre  $\chi$  supérieur à 1, est le coefficient de survitesse par rapport à la vitesse de base [5] [8].

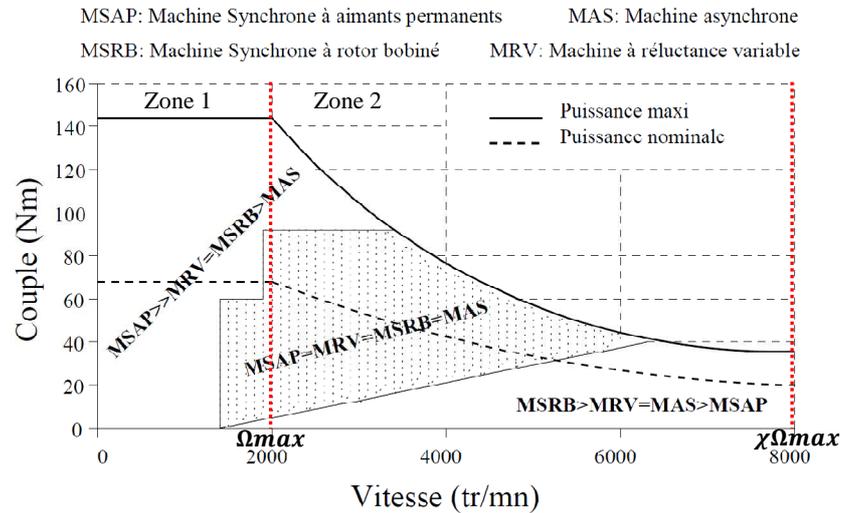


Figure I.8: Caractéristique Couple-Vitesse d'engins des moteurs électriques

En fonction du type du véhicule fabriqué, les constructeurs orientent leurs choix sur trois principaux types des moteurs électriques:

- Machine à courant continu,
- Machine synchronne,
- Machine asynchrone.

En ce qui concerne le choix d'une technologie de motorisation, la solution de référence a été pendant longtemps la motorisation à courant continu (excitation série ou parallèle), mais l'évolution d'électronique de puissance et les matériaux tels que les aimants permanents conduit aujourd'hui à s'orienter vers des solutions plus performantes telles que les motorisations synchronne ou asynchrone [5].

## V. Avantages et inconvénients des véhicules électriques

### V.1. Avantages des véhicules électriques [2] [10]

- Environnement: L'utilisation des véhicules électriques ne produit pas non plus de CO2 et ne produit aucun hydrocarbure.
- Silencieuse: Lorsqu'elles sont en marche et lorsqu'elles sont en mouvement, les voitures électriques sont presque silencieuses. Un vrai avantage pour la tranquillité des villes.
- Économique : Pendant les phases de ralenti, les batteries ne consomment pas d'énergie car elles peuvent se recharger pendant ces phases, ce qui les rend économiques à l'utilisation.
- Un entretien réduit: La voiture électrique nécessite un entretien réduit. Le moteur présente une grande simplicité par rapport à un véhicule à moteur thermique (essence, diesel ou gaz). Les pièces en rotation sont cent fois moins nombreuses, il n'y a pas de boîte de vitesses et pas d'huile à remplacer.

- Performances: Le moteur électrique présente une performance supérieure et un rendement supérieur par rapport au moteur thermique, car la voiture électrique tire parti de 80% de l'énergie absorbée.

## **V.2. Inconvénients de la voiture électrique [2] [10]**

Bien que le véhicule électrique présente de nombreux bénéfices, certains inconvénients entravent actuellement son développement.

- L'impact de ses batteries: La fabrication des batteries des véhicules électriques engendre d'importants enjeux à la fois environnementaux et sociaux. Les batteries au lithium sont de plus en plus utilisées pour les véhicules ainsi que pour leurs équipements informatiques et électroniques. Cela renforce la pression exercée sur ce métal.
- Autonomie: Les batteries ont une autonomie limitée, une moyenne de 150Km, ce qui est peu si l'on compare à une voiture thermique qui peut aller jusqu'à 1200Km pour certain modèle.
- Le temps de recharge et la disponibilité des bornes: En raison de la limitation de l'autonomie, la facilité de recharge est un critère essentiel. Il est possible de recharger sa voiture électrique chez soi à l'aide d'une prise standard ou d'une borne domestique, publique ou commerciale. Il faut attendre environ 8 heures pour effectuer une recharge sur une prise domestique aujourd'hui. En ce qui concerne les bornes de recharge, elles ne sont pas toutes conformes aux normes européennes.
- Le coût d'achat: Le véhicule électrique reste plus cher à l'achat qu'un véhicule thermique à cause du coût élevé des packs de batteries.
- Le silence: C'est un avantage pour l'utilisateur mais pas forcément pour certains usagers de la route, comme les malvoyants, malentendants, qui ne pourront plus entendre l'arrivée du véhicule, ce qui a déjà provoqué des accidents.

## **VI. Conclusion**

L'objectif de ce chapitre nous est mettre en évidence des généralités sur les véhicules électriques et hybrides, à cet effet des différentes configurations des VEH ont été présentés, ainsi que les éléments lui constituant a savoir: les batteries et ses chargeurs, les machines Système propulsion électrique. Nous avons défini le concept d'hybridation dans les véhicules et présenté son importance.

À la fin e ce chapitre nous avons présenté des avantages et inconvénients des véhicules électriques.

# **Chapitre II**

## **Compatibilité électromagnétique dans les dispositifs de puissance**

## I. Introduction

Ces dernières années les performances des appareils et des systèmes ont connu de grandes améliorations. Ces dernières ont été obtenues par une élévation de la fréquence de fonctionnement, par la réduction de la consommation d'énergie, et par l'augmentation de la densité d'intégration des dispositifs, des appareils ou des systèmes. Ces trois critères font que les appareils ont une tendance à émettre des perturbations électromagnétiques (EM) et à recevoir des perturbations renvoyées par d'autres appareils.

D'autre part, les appareils qui fonctionnent à hautes fréquences génèrent d'avantage de perturbations EM. Le temps de transition entre les niveaux de commutations est le paramètre le plus important pour caractériser la bande de fréquences occupée par les signaux utiles. Ces temps très faibles engendrent des spectres très larges et ses composantes spectrales peuvent être alors très facilement transmises vers d'autres appareils [11]. La prise en compte des perturbations transmises par ces appareils ou systèmes fait l'objet de la discipline appelée la compatibilité électromagnétique (CEM).

Nous allons présenter dans ce chapitre des généralités sur la CEM, en suite nous aborderons la CEM dans les dispositifs électroniques par la présentation des modes de couplage des perturbations EM conduite et rayonnées. Finalement nous représenterons les normes CEM concernées par ces perturbations et les techniques de mesure adoptées.

## II. Notions sur la compatibilité électromagnétique [12] [13]

Le recours à la CEM est devenu indispensable, du fait qu'elle se présente comme une discipline faisant intervenir des règles et des méthodologies ayant comme objectif d'assurer à un système donné un degré d'immunité vis-à-vis de son environnement de façon à ce qu'il puisse fonctionner correctement en présence des perturbations générées par d'autres appareils. La CEM couvre, aujourd'hui un spectre d'activités particulièrement large et pluridisciplinaire allant de l'identification et la caractérisation des sources de perturbation, à la conception des moyens de protection et l'établissement de normes et de procédures d'essais industrielles.

Contrairement à la CEM, l'interférence électromagnétique (IEM) est le fait de couplage d'un équipement ou d'un système avec son environnement suffisamment vulnérable pour être affecté. Donc l'interférence électromagnétique est une question très importante pour tous les secteurs électriques, électroniques et électrotechniques.

Habituellement les sources des perturbations conduites sont caractérisées par [14]:

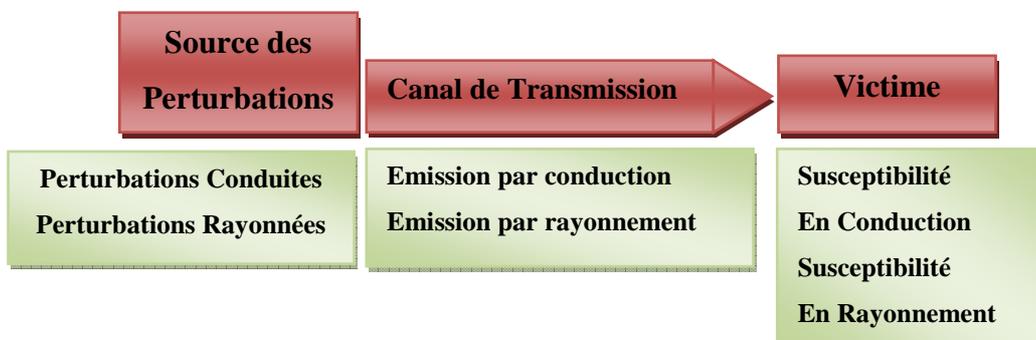
- de grandes amplitudes de  $U, I$  ou  $P$ .
- des variations rapides du courant et de la tension ( $dU/dt, dI/dt$ ).

La vocation de cette discipline qui a pour objet d'étudier les problèmes d'électromagnétisme 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 EM 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.

Ainsi des termes connu: l'émission et la susceptibilité" sont les mots clés de la CEM. Si l'émission représente l'aptitude d'un appareil à transmettre des signaux perturbateurs à son entourage, la susceptibilité concerne la capacité de ce même dispositif à être perturbé par l'extérieur. Le couplage de ces deux phénomènes entraîne une troisième définition: l'auto-perturbation, autrement dit, la possibilité d'un système de se perturber lui-même. Ces termes génériques permettent d'introduire les trois notions de bases de l'analyse CEM des dispositifs électriques : les sources, les chemins et les victimes. En effet les générateurs de perturbations ou sources vont, par l'intermédiaire de chemins de propagation, agir sur une victime [15] [16].

La pollution électromagnétique est généralement classée en quatre sous groupes : les émissions conduites, les émissions rayonnées, la susceptibilité conduite et la susceptibilité rayonnée. Suivant le chemin de couplage, il est possible de distinguer les phénomènes basses-fréquences et les phénomènes hautes-fréquences qui vont engendrer une tension et un courant induit vers la victime. Le couplage entre la source de perturbation et le dispositif victime peut s'effectuer de deux manières: le couplage par conduction (perturbations conduites) et le couplage par champ (perturbations rayonnées) [11] [15] [17]. Ces quatre groupes sont illustrés à la figure (II.1).



**Figure II.1: Couplage entre une source de perturbations EM et une victime**

### II.1. Les perturbations conduites

Ce type de couplage est dû à la propagation d'une tension ou d'un courant le long des conducteurs du circuit, des câbles, des fils ou encore d'éléments parasites.

En mode conduit il y a deux classes de couplage de pollution EM: les perturbations EM en mode différentiel (MD) et les perturbations EM en mode commun (MC). Pour les émissions en mode différentiel (MD) le courant de bruit  $I_{MD}$  circule principalement entre la phase et le neutre, et pour les émissions en mode commun (MC) le courant de bruit  $I_{MC}$  se propage principalement entre la phase, le neutre et la masse via les capacités parasites [11] [12] [18].

#### II.1.1. Couplage en mode différentiel

Dans le mode différentiel le courant se propage sur l'un des conducteurs et revient en opposition de phase par l'autre comme il est indiqué sur la figure (II.2).

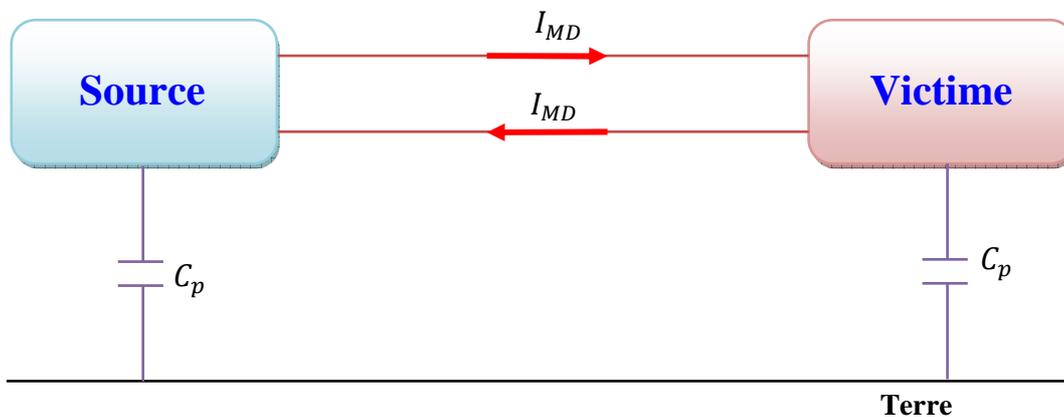


Figure II.2: Principe de couplage en mode différentiel

C'est la façon normale de transmettre les signaux. Etant donné que les conducteurs de la liaison bifilaire sont généralement très proches l'un de l'autre, les perturbations électromagnétiques ne se couplent que très faiblement sur les câbles en mode différentiel. Réciproquement, les émissions rayonnées d'une liaison en mode différentiel sont aussi relativement faibles [12] [19] [20].

#### II.1.2. Couplage en mode commun

Dans ce mode de couplage le courant perturbateur se propage sur les deux conducteurs dans le même sens. Ces courants ne présentent en général aucun signal utile, ils peuvent être induits par un champ externe dans la boucle fermée avec le plan de terre et les impédances de connexion des équipements et la terre. Ils peuvent aussi être causés par des sources de bruit interne entre la terre de référence et la liaison par câble et peuvent engendrer alors des émissions rayonnées [12] [19] [20].

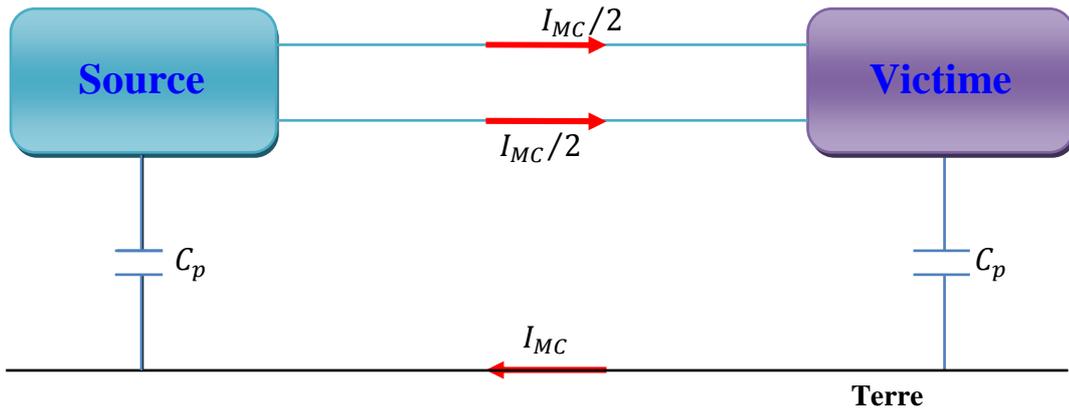


Figure II.3: Principe de couplage en mode commun

**II.2. Les perturbations rayonnées**

Les émissions de parasites par rayonnement produisent des champs électromagnétiques dans l'espace. L'intensité de ces dernières dépend de la distance par rapport à la source, mais aussi de sa nature et de sa fréquence [11].

- l'émission en champ magnétique, exprimée en  $A/m$ , est engendrée par un circuit électrique à basse impédance parcouru par un courant  $I$  (figure II.4.a).
- l'émission en champ électrique, exprimé en  $V/m$ , est produite par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel 600 V (figure II.4.b).

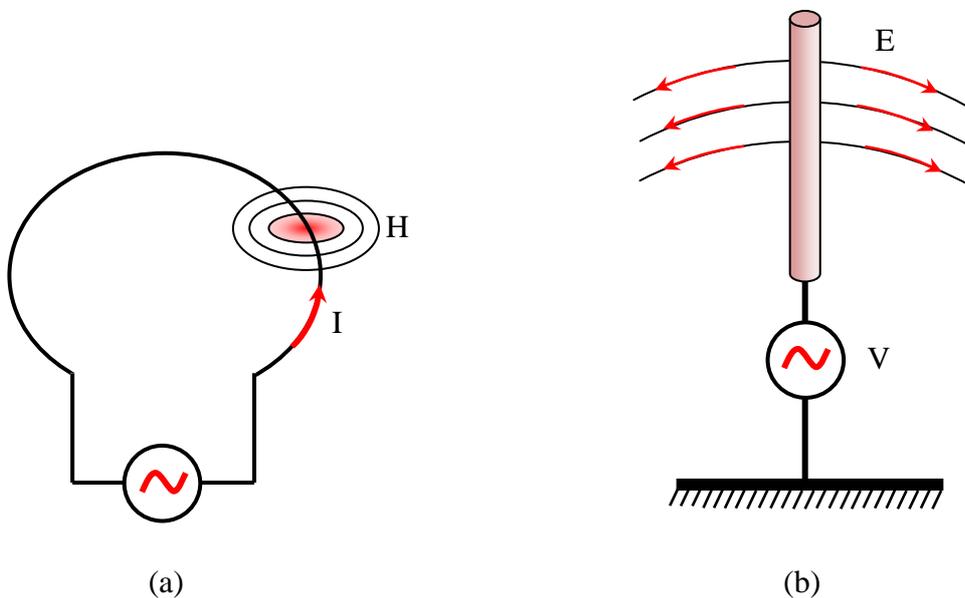


Figure II.4: Emissions des perturbations EM par rayonnement, (a) émission en champ magnétique (b) émission en champ électrique

### III. Contraintes normatives et CEM

Depuis plusieurs années, les fabricants d'appareils électroniques sont soumis à des normes de compatibilité électromagnétique dépendant de leurs produits et leurs marchés d'affaires. Ces normes ont pour but de diminuer le risque de causer des problèmes d'interférences électromagnétiques (IEM). Les fabricants des équipements électriques et électroniques doivent donc certifier leurs produits avant de pouvoir les vendre sur le marché.

Le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques " CISPR " créé par la Commission Electrotechnique Internationale(CEI) développe des normes pour éviter les IEM entre les sources radioélectriques et les systèmes de navigation aérienne.

La CEI est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI, entre autres activités, publie des Normes Internationales.

Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux [21].

Ce comité continue son activité en produisant plusieurs publications présentant des techniques de mesure des perturbations, et recommandant des valeurs limites aux émissions.

Parmi les normes publiées par le CISPR, la norme CEI 555-2 qui a été également adoptée en une norme européenne EN 60555-2 par le Comité Européen pour l'étalonnage électrotechnique. D'autre part, la norme CEI 555-2 a été remplacée par la norme CEI 1000-3-2, qui a été également adoptée au CEI 61000-3-2 en tant qu'une norme européenne par le comité européen pour l'étalonnage électrotechnique [22] [23].

Les normes CEM européennes sont divisées en deux catégories selon la plage des fréquences occupées. On distingue ainsi les normes basses fréquences et les normes hautes fréquences. Chacune d'elles est définie pour un certain nombre d'harmoniques et pour une plage de fréquences données, par des limites en fonction du type d'appareil et éventuellement par des conditions de fonctionnement.

### III.1. Normes basses fréquences

Ces normes font référence aux limites des émissions harmoniques BF dans le réseau électrique pour diverses catégories d'appareils. Donc les appareils électriques doivent respecter les limites en amplitudes des harmoniques bien déterminées. Il existe, par exemple, la norme CEI 61000-3-2 relative aux matériels consommant moins de 16 A par phase, la norme CEI 61000-3-4 destinée aux matériels consommant plus de 16 A par phase [21] [24] [25] [26].

Les équipements électriques sont classés par catégories en quatre classes (A, B, C et D) [22]:

- La classe A inclut les équipements triphasés équilibrés, les appareils électroménagers et les équipements audio. Les limites de cette classe sont présentées dans le tableau (II.1).
- La classe B inclut les outils portatifs et les équipements non professionnels de soudure à arc électrique. Les limites de cette classe sont celles montrées dans le tableau (II.1), multipliées par un facteur de 1,5.
- La classe C inclut les équipements d'éclairage pour une puissance d'entrée active supérieure à 25W, les équipements d'éclairage à décharge ayant une puissance active d'entrée inférieure ou égale à 25W. Les harmoniques du courant doivent respecter les limites présentées dans le tableau (II.2).
- La classe D inclut les équipements ayant une puissance active d'entrée inférieure ou égale à 600W (ordinateurs individuels, moniteurs d'ordinateur individuel et récepteurs de télévision). Les harmoniques du courant doivent respecter les limites présentées dans le tableau (II.3).

Tableau II.1: Limites pour Classe A dans la norme CEI 61000-3-2.

Rang des Harmoniques n	Maxima des harmoniques du courant permis
Harmoniques impaires	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \cdot \frac{15}{n}$
Harmoniques paires	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \cdot \frac{8}{n}$

Tableau II.2: Limites pour Classe C dans la norme CEI 61000-3-2.

Rang des Harmoniques n	Maxima des harmoniques du courant permis, exprimé en pourcentage, par rapport à la fondamentale du courant d'entrée.
2	2
3	$30.PF^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (Harmoniques impaires seulement)	3
PF* facteur de puissance	

Tableau II.3: Limites pour les appareils de Class D dans la norme CEI 61000-3-2

Rang des Harmoniques n	Maxima des harmoniques du courant permis en watt $mA/w$	Maxima des harmoniques du courant permis en A
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
$13 \leq n \leq 39$	$\frac{3.85}{n}$	Comme dans la classe A

Notons que les normes CEI 61000-3-2 fixe les limites pour les amplitudes des harmoniques du courant de ligne mais ne spécifie pas les limites de facteur de distorsion *THD* [22] [26]. Par contre, la norme CEI 61000-3-12 décrit les limites d'émissions autorisées des courants harmoniques, par le taux de distorsion harmonique (THD) et le rapport de distorsion harmonique pondérée partielle (PWHHD: «Partial Weighted Harmonic Distortion ») [27].

**III.2. Normes hautes fréquences**

Dans ce paragraphe nous allons présenter les normes spécifiant les niveaux des émissions hautes fréquences conduites et rayonnées. Parmi les normes concernées nous avons la norme CEI 61000-6-3/4. La figure (II.5) montre sous forme de graphique les limites des émissions conduites imposées par la norme CEI 61000-6-3/4 [28].

Niveaux des émissions est exprimée en  $dB\mu V$ , normalisé aux bornes du secteur, RSIL,  $50\Omega$ .

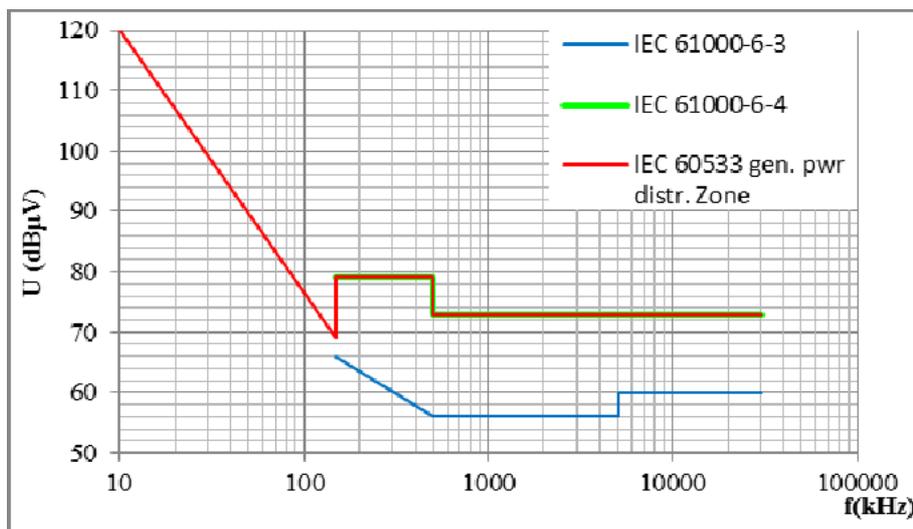


Figure II.5: Limites pour les émissions conduites [11]

Les valeurs des limites recommandées par le CISPR imposent à certaines grandeurs électriques d'avoir un niveau d'harmonique inférieur à une limite généralement exprimée en dB $\mu$ V, avec une plage fréquentielle du gabarit bien déterminée. Chaque norme a une plage spéciale, par exemple, la plage exigée par le CEI est comprise entre 150 kHz et 30 MHz [11] [12] [29] [30].

Par ailleurs, l'objectif des normes ne se limite pas à fixer les niveaux des perturbations désirables et indésirables en fonction des domaines d'application, mais il va jusqu'à la spécification des conditions et aux moyens de mesures afin d'assurer des mesures reproductibles et fiables. Il s'agit de caractériser aussi précisément que possible les conditions de l'environnement de mesure.

#### III.4. Aspects de la mesure des perturbations conduites hautes fréquences (HF)

L'un des aspects de la CEM les plus difficiles à saisir est la foule des techniques mises en œuvre pour effectuer des mesures à cause de flux des perturbations menés dans différents chemins, qui ont des caractéristiques différentes. Il est alors devenu obligatoire de mesurer les perturbations créées dans des conditions bien déterminées [23].

L'appareil de base le plus répandu est l'analyseur de spectre, piloté par un logiciel spécifique et une interface électronique qui assure l'acquisition des données à traiter [24] [31].

Chaque organisme de réglementation a une norme spécifique de l'exécution des tests des interférences électromagnétiques. La figure (II.6) montre le principe de mesure des émissions en mode conduit pour la norme EN 61000-6-3/4. L'équipement sous test est placé sur une table en bois à 80 cm du sol. Le sol est un plan métallique relié au plan de masse. Pour observer les perturbations EM conduit sur une ligne de puissance, un dispositif est nécessaire pour séparer les perturbations EM à haute fréquence et les signaux du courant d'entrée. Ce dispositif est appelé "Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL)" ou "LISN : Line Impédance Stabilisation Network en anglais" [11] [12].

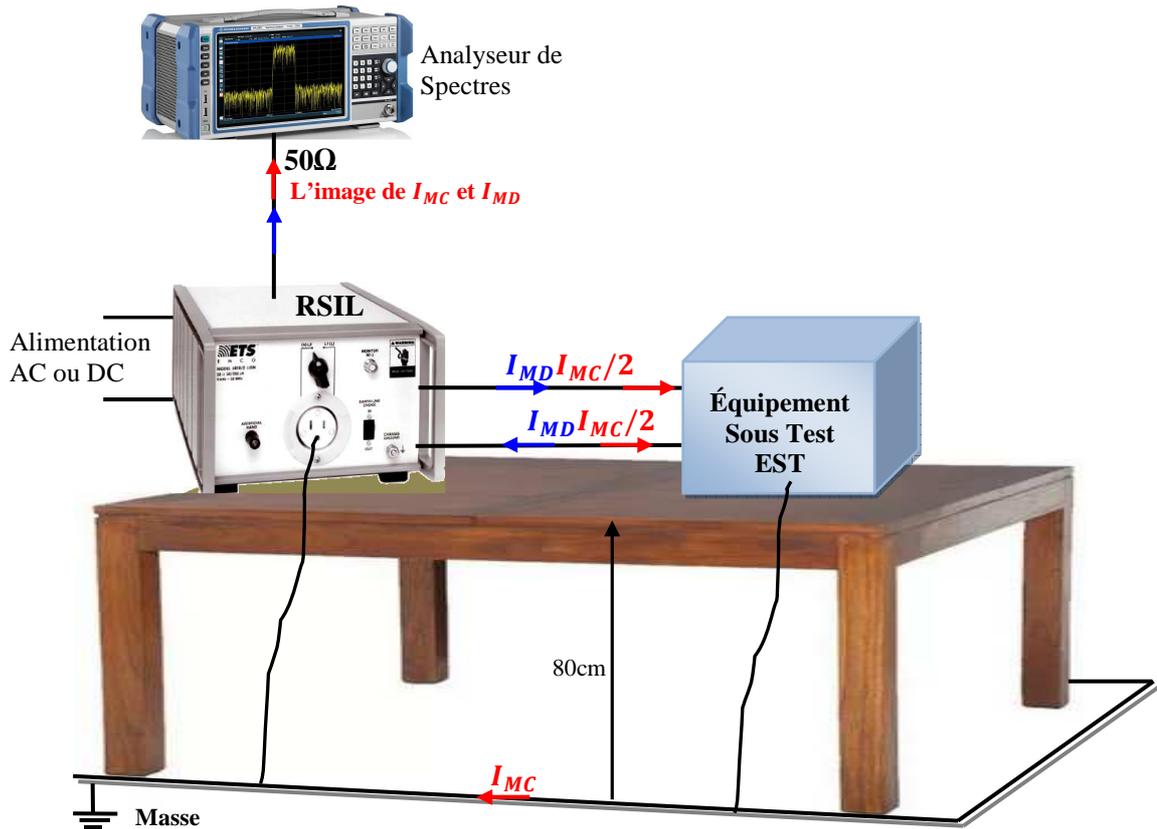


Figure II.6: Schéma de principe de mesure des perturbations EM conduites

Le RSIL est équivalent à un filtre. Son rôle est multiple: il autorise le passage de la puissance de basse fréquence vers l'équipement sous test comme le montre la figure(I.6), il permet de fixer l'impédance caractéristique stable des branches de mesure sur toute la plage de fréquences normative et il permet aussi de canaliser les perturbations conduites vers le récepteur de mesure [20] [32] [33].

Il existe plusieurs structures de RSIL, chacune est fixée suivant les spécifications des normes CEM relatives aux équipements testés et au domaine d'application. Le point commun à toutes les structures est l'impédance équivalente, qui va de  $5 \Omega$  à  $10 \text{ KHz}$  jusqu'à  $50 \Omega$  à  $30 \text{ MHz}$ . Cette valeur permet l'adaptation d'impédance des appareils de mesure tels que l'analyseur de spectre. Il présente une impédance définie ( $Z_{RSIL} \approx 50 \Omega$ ) pour des perturbations produit par l'EST dans la plage de fréquences appropriée ( $150 \text{ KHz}$  à  $30 \text{ MHz}$ )

Dans ce contexte, nous allons présenter deux structures simplifiées différentes et souvent utilisées qui assurent une satisfaction entière sur toute la plage fréquentielle. Dans les figures (II.7) et

(II.8) nous représentons les structures des RSIL monophasé et triphasé spécifiées CISPR [34] [35] [36] [37].

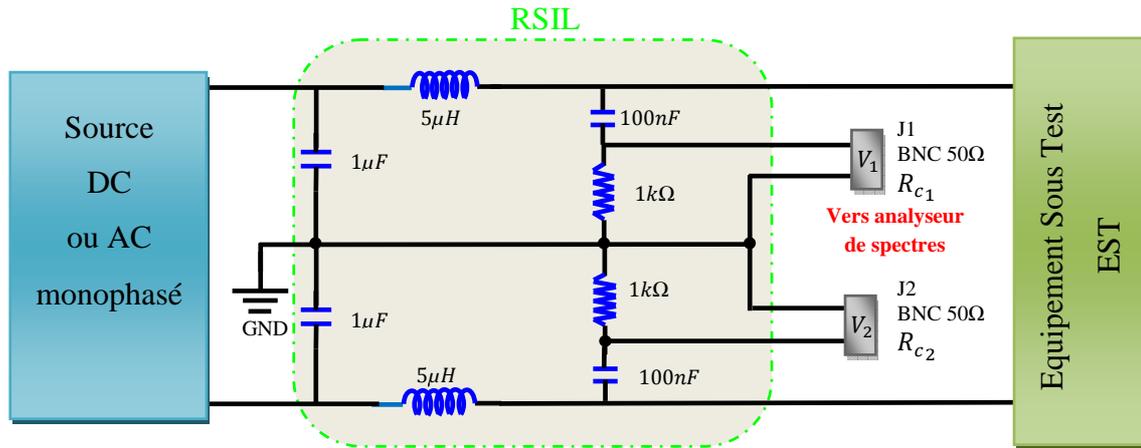


Figure II.7: Structure du RSIL monophasé spécifiée par le CISPR.

Les normes liées aux IEM indiquent les limites de tension des perturbations sur une résistance  $R_{c_{1,2}}$  de  $50\Omega$ , donc on peut établir les équations suivantes pour les deux tensions  $V_1$  et  $V_2$  aux bornes des deux résistances  $R_{c_1}$  et  $R_{c_2}$ :

$$V_1 = R_c(-i_{MC} + i_{MD}) \tag{II. 1}$$

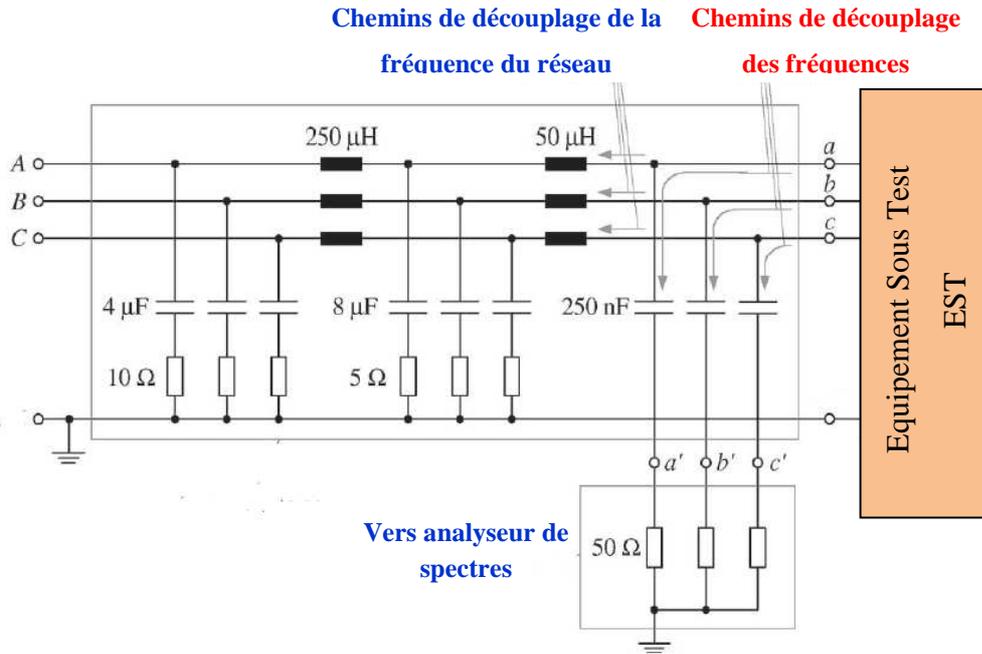
$$V_2 = R_c(-i_{MC} - i_{MD}) \tag{II. 2}$$

Avec  $R_{c_1} = R_{c_2} = R_c$

Les expressions mathématiques des chutes de tension aux bornes de la résistance  $R_c$  dues au courant de mode différentiel (MD) et au courant de mode commun (MC) sont représentées par les relations (I.5) et (I.6) suivantes.

$$V_{MC} = -R_c i_{MC} = \frac{V_1 + V_2}{2} \tag{II. 3}$$

$$V_{MD} = R_c i_{MD} = \frac{V_1 - V_2}{2} \tag{II. 4}$$



Dans mesurées [36].

Figure II.8: Structure du RSIL triphasé spécifié par le CISPR

ensions

$$u_a + u_b + u_c = R(i_a + i_b + i_c) = R \cdot i_{CM} = 3u_{CM} \tag{II.5}$$

Où R est la résistance d'entrée du récepteur de test (généralement 50 Ω). Pour le calcul des composantes DM, la partie CM doit être éliminée. Ceci peut être réalisé en soustrayant deux tensions du récepteur de test.

$$u_a - u_b = u_{CM,a} - u_{CM,b} \tag{II.6}$$

$$u_i = u_{DM,i} + u_{CM}/3 \tag{II.7}$$

Le comportement fréquentiel du RSIL change en fonction de la fréquence, ce changement est dû à ses éléments capacitifs et inductifs. Puisque l'impédance de la branche de mesure définie par les normes CEM n'est pas stable [33] [38], nous avons effectué des simulations sous Pspice afin de représenter l'évolution fréquentielle de l'impédance des RSIL utilisé par la norme citée précédemment. Dans la figure (II.9) nous présentons l'évolution fréquentielle de l'impédance du RSIL.

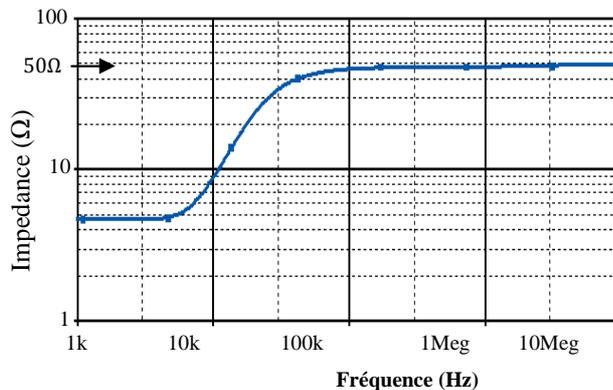


Figure II.9: Evolutions fréquentielles de l'impédance du RSIL

De ce fait, le choix d'une structure du RSIL reste toujours relatif à la norme concernée. Ainsi le comportement en fréquence doit être satisfaisant, avec une structure permettant de réduire la dimension des circuits simulés, tout en conservant la dynamique des grandeurs électriques.

La figure (II.10) illustre la configuration de test d'émissions conduites d'un système d'entraînement relié au réseau. Le convertisseur (redresseur triphasé et l'onduleur) en configuration back-to-back permette un transfert d'énergie bidirectionnel entre le réseau et la machine électrique [39].

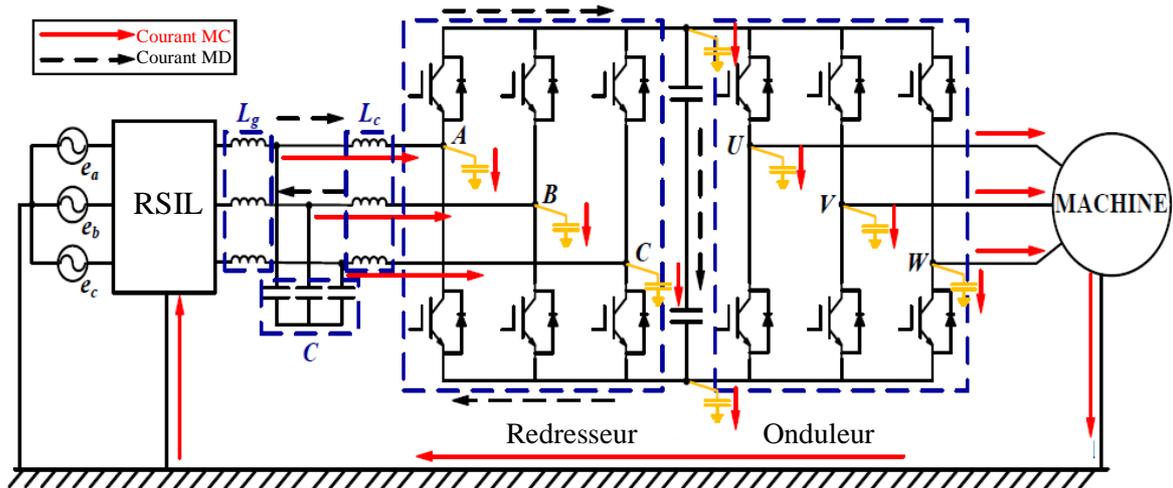


Figure II.10: Mise en place de tests d'émissions conduites pour un système d'entraînement connecté au réseau

#### IV. Moyens de remède des interférences électromagnétiques [20] [40]

Les protections électromagnétiques ont pour but d'atténuer les parasites produits par des phénomènes perturbateurs provenant principalement des interférences électromagnétiques. L'adoption des protections adéquates nécessite une analyse fonctionnelle de l'installation protégée ainsi qu'une étude attentive des couplages générateurs de parasites.

Les techniques d'élimination ou de réduction des interférences électroniques dans l'aspect CEM sont résumées dans les points suivants:

##### ➤ action sur la source de perturbation.

L'action sur l'élément perturbateur n'est possible que pour une source de perturbation artificielle. La protection dans ce cas consiste en la réduction de l'intensité des signaux perturbateurs émis par la source à un niveau admissible conforme aux normes CEM. Cette réduction peut se faire de deux manières à savoir:

- a- Le blindage des parties rayonnantes de la source de perturbation.
- b- Le filtrage électrique de ces entrées-sorties.

➤ **action sur la victime.**

Elle consiste en une opération de durcissement de l'élément perturbé de façon à lui assurer une grande immunité vis-à-vis des agressions de son environnement électromagnétique.

➤ **action sur le moyen de couplage.**

Ce type d'action repose sur la réduction du phénomène de captation des signaux parasites par les lignes et les câbles et leur acheminement vers les charges (utilisation d'écrans magnétiques, mises à la masse, filtrage, etc.)

## V. Eléments générateurs de la pollution EM en électronique de puissance

La conversion d'énergie en électronique de puissance nécessite au minimum deux phases complémentaires, le découpage et le stockage d'énergie. Ces deux tâches sont rendues possibles à l'aide de composants spécifiques de l'électronique de puissance (composants de puissance actifs).

Le découpage est assuré par des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs. On trouve des interrupteurs à commutation commandée (MOSFET, IGBT...) et d'autres à commutation naturelle (diodes Pin, Schottky...). Le stockage d'énergie s'effectue dans des composants passifs (condensateurs et inductances) [29].

La prise en compte des aspects liés à la compatibilité électromagnétique en électronique de puissance nécessite la modélisation des éléments parasites des différents composants, et le câblage reliant ces derniers [4].

Nous nous en tiendrons au minimum nécessaire pour présenter de façon simple, un comportement réaliste durant les phases de commutation afin de mettre en évidence les principaux phénomènes, tels que les oscillations de tension et de courant, ou les phases de recouvrement lors des différentes commutations.

La modélisation des interrupteurs de puissance est d'importance primordiale, car leur fonctionnement influe fortement sur la nature et la grandeur des formes d'ondes.

Dès que l'on s'intéresse à la CEM, il apparaît très vite pendant les commutations que les plus grandes perturbations EM sont créées sous forme de deux grandeurs électriques, courant et tension, qui varient à chaque commutation, ces grandeurs présentent de nombreux harmoniques *HF* [16] [24] [41]. Les  $di(t)/dt$ , interviennent dans les perturbations conduites en mode différentiel, et les  $dv(t)/dt$

interviennent dans les perturbations conduites en mode commun. Puisque ce processus est régi en partie par les interrupteurs, c'est leur comportement en commutation qui nécessite la plus grande attention [34] [42].

Dans les paragraphes suivants, nous présentons les caractéristiques dynamiques et les modèles équivalents du comportement réel pour chaque composant étudié à savoir: la diode, les transistors MOSFET et IGBT et le thyristor.

Notre but est de savoir l'influence de ces éléments sur quelques grandeurs électriques à des instants de la commutation bien déterminés. Pour cela nous entamerons dans un premier temps l'étude des cellules de commutation (bancs de test). Cette cellule de commutation permet de décrire le fonctionnement des structures de l'électronique de puissance et de dégager les acteurs principaux. Cette approche permet aussi une analyse plus fine des phénomènes de commutation [16].

Les bancs utilisés font l'objet depuis de nombreuses années de développements pour la caractérisation en commutation des composants de puissance dont le fonctionnement a été largement validé par les auteurs des références [43] [44] [45].

Afin de représenter les caractéristiques en commutation des composants cités précédemment, nous avons simulé sous Pspice les bancs de test pour chaque élément. Nos résultats de simulation sont comparés aux ceux issus de la référence [45] dont les auteurs ont utilisé le logiciel PACT pour effectuer leurs simulations.

### V.1. La Diode

La diode est un interrupteur non commandable très fréquemment utilisé, non seulement indispensable mais omniprésent dans les systèmes d'électronique de puissance

Pour l'identification des caractéristiques dynamiques des diodes, nous avons utilisé le circuit présenté dans la figure (II.11) [43] [44]. Ce circuit réalise la commutation d'une cellule MOSFET/Diode, dans laquelle l'interrupteur  $T$  est un transistor MOSFET de type IRF740. Une diode de type BYT12P1000 a été utilisée. Pour cette simulation, nous avons utilisé directement les modèles de composants fournis par la librairie de Pspice.

L'inductance  $L_D$  représente les inductances parasites globales dans le circuit. C'est une inductance série introduite notamment par les « pattes de la diode. La valeur utilisée lors de la simulation a été prise de la référence [46].

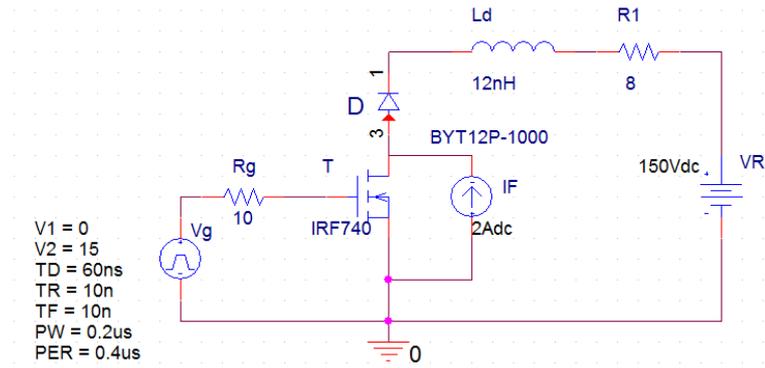


Figure II.11: Schéma de principe du circuit de test de commutation d’une diode de puissance

Selon le schéma présenté dans la figure (II.11), on peut établir l’équation qui décrit la maille de ce circuit on obtient (II.12) [45]:

$$V_R = L_D \cdot \frac{di(t)}{dt} - V_D + V_{DS} \tag{II. 8}$$

Si le MOSFET n’intervient pas pendant la commutation ( $V_{DS} \ll V_R$ ), on a alors:

$$V_R = L_D \cdot \frac{di(t)}{dt} - V_D \tag{II. 9}$$

**Résultats et analyses**

Dans la figure (II.12) nous représentons les caractéristiques transitoires de la tension  $V_D$  au blocage de la diode testée. La figure (II.13) illustre le phénomène de recouvrement inverse sur le courant lors du blocage de la diode.

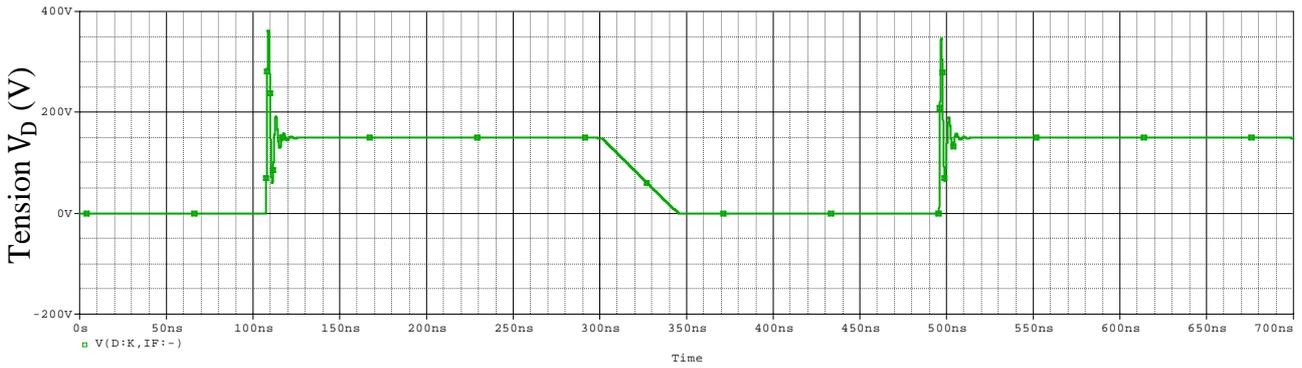


Figure II.12: Caractéristiques transitoires de la tension  $V_D$  à l'ouverture de la diode

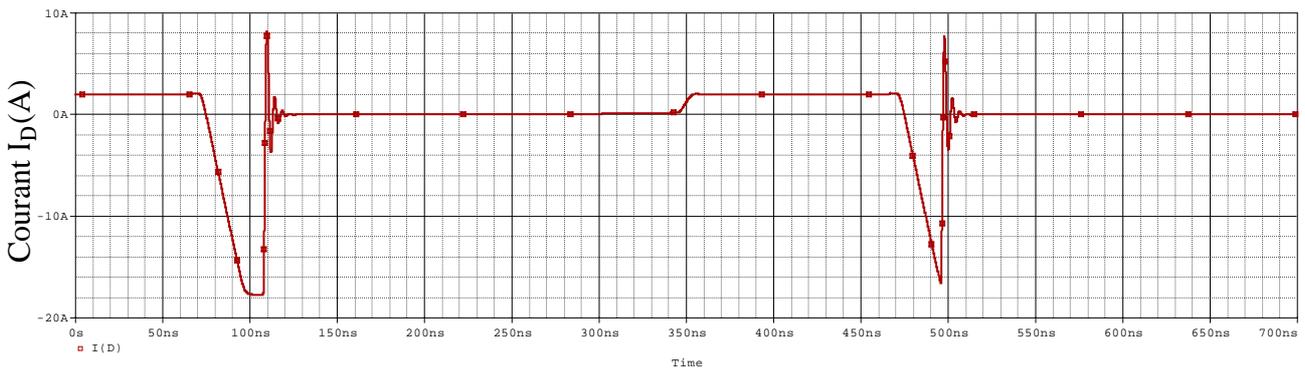


Figure II.13: Caractéristiques transitoires du courant  $I_D$  à l'ouverture de la diode

A partir des caractéristiques transitoires présentées dans les figures (II.12) et (II.13) nous pouvons extraire les paramètres transitoires de la diode étudiée tel que: le temps de recouvrement inverse  $t_{RR}$ , la tension inverse maximale  $V_{RM}$  et le courant maximum de recouvrement inverse de la diode  $I_{RM}$ . Au début, un courant  $IF$  circule dans la diode de puissance  $D$ . A partir de la conduction du MOSFET (T: interrupteur fermé,  $V_{DS} = 0$ ), le courant dans la diode commence à décroître depuis la valeur  $IF = ID$  avec une pente  $\frac{di(t)}{dt} = -\frac{V_R}{L_D}$  imposée par l'inductance  $L_D$  ( $VD$  est négligeable par rapport à  $VR$ ).

$$I_{RM} = 17.74 \text{ A}, t_{RR} = 44 \text{ ns}, V_{RM} = 363 \text{ v}$$

En fin de recouvrement, la diode se comporte alors comme une capacité non linéaire en série avec l'inductance et la résistance du circuit, ce qui donne une réponse oscillatoire amortie du système avec une décroissance rapide du courant.

Nous avons donc défini à l'aide de ces simulations les paramètres transitoires décrivant la commutation à l'ouverture de la diode. D'après ces résultats, il apparaît clairement le phénomène oscillatoire transitoire dont la période est de l'ordre de la centaine de ns.

## V.2. Le Transistor MOSFET

Le MOSFET "Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor" est un composant de puissance très communément répandu en électronique de puissance. Basé sur le transistor à effet de champ, le MOSFET a eu de multiples évolutions depuis son invention dans les années 70.

Il est couramment utilisé pour sa capacité à travailler à des fréquences élevées et son faible courant de commande de gâchette [15].

La figure (II.14) montre le circuit électrique utilisé pour relever les caractéristiques dynamiques du MOSFET. Dans ce circuit, l'inductance  $L_D$  représente les inductances parasites globales dans le montage qui provoque l'oscillation à l'ouverture de MOSFET [44] [45].

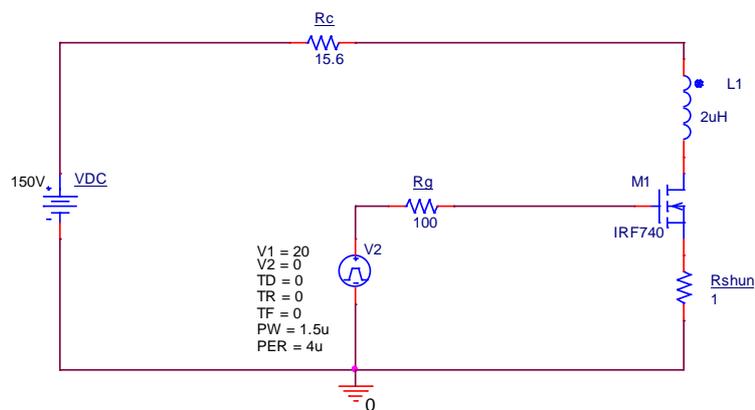


Figure II.14: Banc de test servant à l'identification des paramètres dynamiques du MOSFET de type IRF740 .

Selon le schéma présenté dans la figure (II.14), on peut établir les équations qui décrivent la maille de ce circuit.

L'ouverture du MOSFET débute avec une décroissance de la tension de commande jusqu'au zéro. Par conséquent la tension aux bornes de ce composant augmente de 0 volt jusqu'à  $V_R$ . Dans cette phase, la vitesse de croissance du courant peut s'exprimer par la relation (II.15) liant la tension  $V_{DS}$ ,  $V_R$ , et les résistances  $R_c$  et  $R_{shunt}$ .

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_R - V_{R_c} - V_{R_{shunt}} - V_{DS}}{L_D} \quad (\text{II. 10})$$

• Résultats et analyses

Les formes d’ondes du courant et de la tension aux bornes du MOSFET lors de leur ouverture sont présentées dans les figures suivantes. Le circuit simulé possède les paramètres suivants:

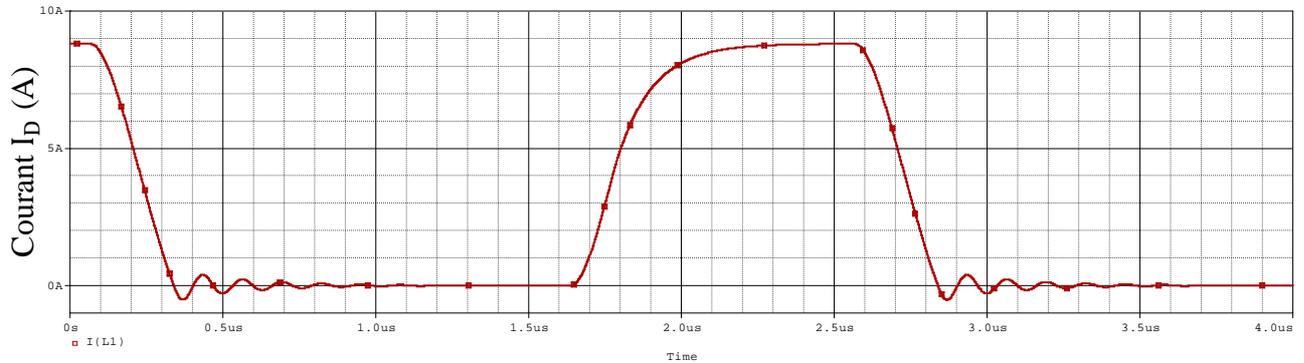


Figure II.15: Caractéristiques transitoires du courant  $I_D$  à l’ouverture du MOSFET IRF740

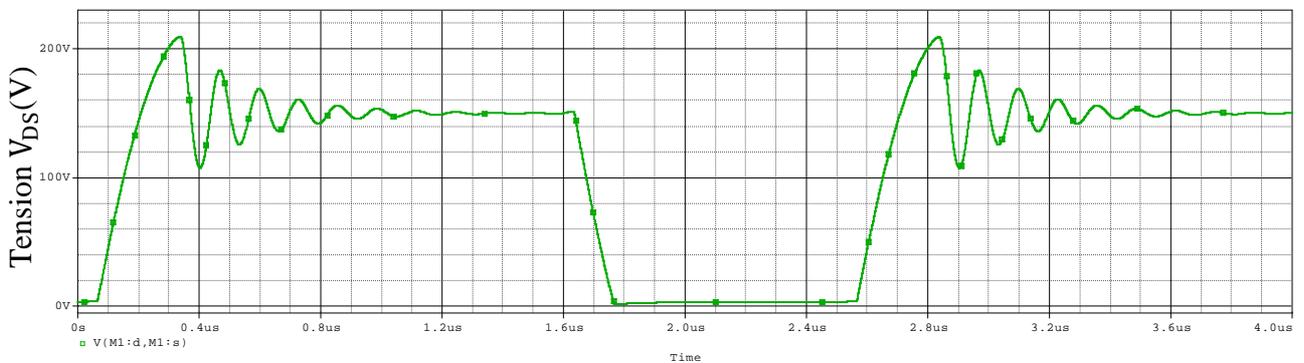


Figure II.16: Caractéristiques transitoires de la tension  $V_{DS}$  à l’ouverture du MOSFET IRF740

A partir des résultats illustrés dans les figures ci-dessus nous remarquons que la commutation du MOSFET provoque une surtension avec un dépassement  $V_{Max} = 200v$  et un temps de commutation  $t_c$  très réduit, de l’ordre de  $ns$  qui implique des  $dv/dt$  et  $di/dt$  très importants. En plus, un phénomène oscillatoire apparaît après l’ouverture du MOSFET. Ce phénomène est expliqué par l’effet de l’inductance de connexion dans le circuit. On peut dire alors que les phénomènes oscillatoires et à front raide du courant et de la tension sont à l’origine des perturbations électromagnétiques dans les dispositifs électroniques. Pour des raisons CEM, il est donc primordiale de bien définir les  $dv/dt$  et  $di/dt$  et l’évolution du courant  $i_D$  et de la tension  $v_{DS}$  pendant la commutation à l’ouverture de ces éléments.

### V.3. Transistor IGBT

Depuis ses débuts en 1980, l'IGBT "Insulated Gate Bipolaire Transistor" a pris une importance énorme pour arriver à l'heure actuelle à concurrencer tous les autres interrupteurs de puissance : Bipolaire, MOSFET, GTO, etc. En effet, l'IGBT est l'un des composants en électronique de puissance le plus utilisé actuellement. Il est présent dans les domaines de la moyenne et forte puissance. Il associe les avantages des transistors BJT "Bipolaire Jonction Transistor" (tensions et courants élevés) et ceux des transistors MOSFET (rapidité des commutations, énergie de commande faible).

Pour caractériser le comportement dynamique de l'IGBT de puissance nous avons utilisé la cellule de commutation illustrée à la figure (II.14). Cela nous a permis de définir les paramètres transitoires de ce dernier pour représenter la phase de commutation. L'IGBT utilisé dans cette simulation est de type APT25GF100BN [44].

Les figures (II.17) et (II.18) représentent les caractéristiques transitoires du courant et de la tension respectivement, à l'ouverture d'un transistor APT25GF100BN.

Dans nos simulations nous avons considéré les valeurs des paramètres suivantes:

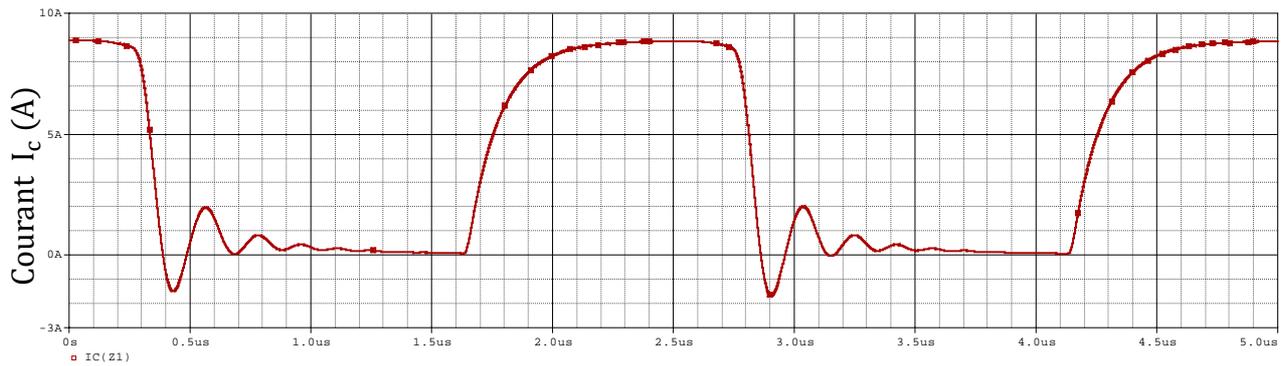


Figure II.17: Caractéristiques transitoires du courant  $I_c$  à l'ouverture de l'IGBT

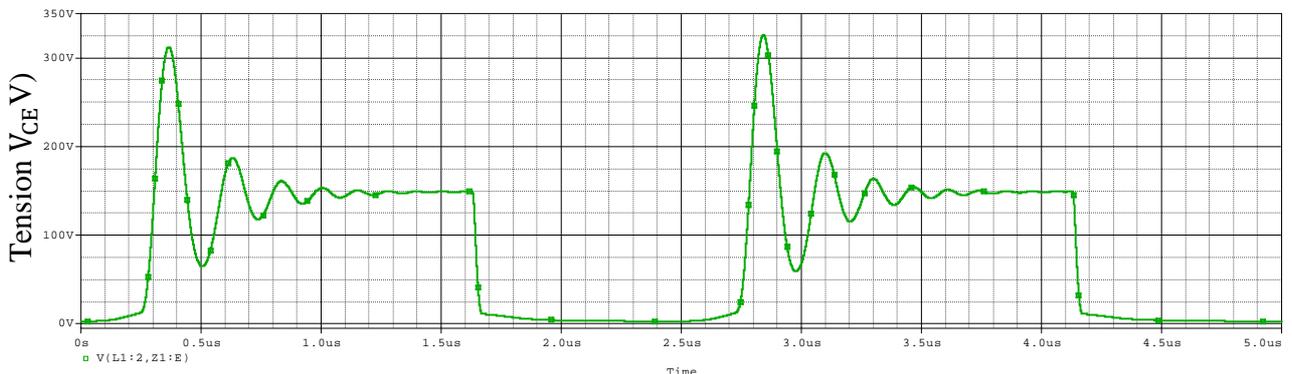


Figure II.18: Caractéristiques transitoires de la tension  $V_{CE}$  à l'ouverture de l'IGBT

Plusieurs aspects du comportement dynamique d'un IGBT sont similaires à ce que l'on obtient avec un transistor MOSFET, surtout dans cette étude nous avons utilisé la même cellule de commutation, donc la forme de l'onde du courant et de la tension aux bornes de transistor reste similaire à celle du MOSFET, ce qui change se sont les amplitudes et les fréquences de ces ondes.

## **VI. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté les principaux aspects liés à la CEM à savoir: les sources, les victimes et le couplage entre la source et la victime. Les aspects normatifs liés à cette discipline sont également été abordé dans ce chapitre. Nous avons ensuite discuté les aspects liés aux techniques de mesure de perturbations EM conduites.

Nous avons montré dans ce chapitre les différentes sources de perturbations EM rencontrés dans les dispositifs d'électroniques de puissance dédiée aux véhicules électriques et leurs chemins de propagations à savoir: les chargeurs de batteries (redresseurs et hacheur). Dans ce contexte, nous avons étudié les caractéristiques dynamiques des trois familles de composants très utilisables dans l'électronique de puissance à savoir: les diodes, le MOSFET et l'IGBT.

Dès que l'on s'intéresse à la CEM, il apparaît très vite avec les résultats de simulations obtenus que la commutation des interrupteurs des puissances responsables aux IEM haute fréquences.

**Chapitre III**  
**Impact CEM des convertisseurs**  
**statiques utilisés dans les VEs**

## I. Introduction

Les chargeurs des batteries sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Ils permettent d'alimenter en DC les batteries.

Puisque l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée sous forme alternative, alors l'utilisation de ces dispositifs devient indispensables et touchent un domaine d'applications très vaste.

La généralisation de l'utilisation des chargeurs des batteries engendre des perturbations sur le réseau qui peuvent être quantifiées par le facteur de puissance  $F_p$ , le taux de distorsion harmonique THD et par la pollution électromagnétique en mode conduit et en mode rayonné [24].

Les redresseurs sont généralement considérés comme des générateurs d'harmoniques basses et hautes fréquences [34].

Dans cette partie nous allons présenter les effets d'une charge non linéaire sur le courant de réseau et les perturbations engendrées dans le cas de la conduction continue des diodes d'un redresseur et plus précisément les phases d'empiètement qui se manifestent, et le cas de la conduction discontinue. Ainsi, nous allons présenter les perturbations hautes fréquences créées par les redresseurs, en prenant en considération le mode différentiel et le mode commun.

D'autre part, nous allons présenter les origines des interférences électromagnétiques dans les convertisseurs DC/DC ainsi que leurs chemins de propagations. Nous nous intéressons ensuite à l'étude de l'association redresseur-hacheur.

## II. Les contraintes des charges non-linéaires [22] [48]

Dans les réseaux électriques, la forme réelle de l'onde de courant ou de tension est le plus souvent assez différente de la sinusoïde pure qui caractérise le courant alternatif en sortie de centrale de production d'électricité. Ceci provient du fait que les équipements électriques branchés sur ces réseaux ont de plus en plus souvent des caractéristiques non linéaires, ils appellent donc des courants non sinusoïdaux qui créent des déformations de la tension, laquelle va, être déformée par des harmoniques, généralement de rang impair. Parmi les charges non-linéaires les redresseurs à diodes monophasés sont nécessaires dans les équipements relativement de basse puissance comme les téléviseurs, les équipements de bureau, les chargeurs de batterie, ballasts électroniques et les appareils électroménagers. Pour une puissance plus élevée, les redresseurs à diodes triphasés sont utilisés, dans les commandes des variateurs de vitesse et dans les équipements industriels. Dans les deux types de redresseurs, simples et triphasés, des grands condensateurs de filtrage sont reliés à la sortie de redresseur pour obtenir une tension avec une basse ondulation, par conséquent, le courant de ligne devient non-sinusoïdal.

Pour alimenter les moteurs AC ou DC, les redresseurs contrôlés sont employés pour commander le transfert d'énergie d'une entrée AC et d'une sortie DC réglables, ou par exemple pour commander l'intensité de la lumière dans les lampes ou de la température dans des réchauffeurs résistifs. Dans tous les cas, le courant de ligne est non-sinusoïdal.

Dans la plupart de ces applications, l'amplitude des harmoniques impaires du courant de ligne est considérable par rapport au fondamental. Les harmoniques du courant de ligne ont alors des effets indésirables sur le réseau de distribution et sur les consommateurs à savoir:

- Pertes et surchauffe dans les transformateurs, condensateurs de shunt, câbles électriques, machines à courant alternatif.
- Courant excessif dans le conducteur neutre des systèmes triphasés à quatre fils, provoqué par les harmoniques impaires triples du courant. Ceci mène à la surchauffe du conducteur du neutre.
- Réduction de facteur de puissance, par conséquent moins de puissance active.
- Résonances électriques dans le système d'alimentation, menant aux tensions maximales excessives, et entraînant le vieillissement et l'échec prématuré des condensateurs et des isolateurs.

### II.1. Caractérisations du courant et de la tension de ligne

Dans la figure (III.1) nous représentons un schéma de principe pour la caractérisation basse fréquence de courant et la tension de ligne, cette installation comporte un convertisseur statique connecté à un réseau, une charge et la résistance et l'inductance de ligne. La tension  $u_0(t)$  figurant à l'entrée de la ligne est délivrée par la source d'énergie, elle correspond à une sinusoïde pure [20]:

$$u_0(t) = U_m \sin(2\pi f_0 t) \quad (\text{III. 1})$$

Le courant  $\tilde{i}_c(t)$  demandé par le convertisseur est un signal périodique de période rigoureusement identique à la sinusoïde initiale mais de forme très différente. Ces courants non sinusoïdaux créent des déformations sur la tension de l'entrée du convertisseur. On cherche alors à déterminer la distorsion subie par la tension  $\tilde{u}_c(t)$  présente à l'entrée du convertisseur.

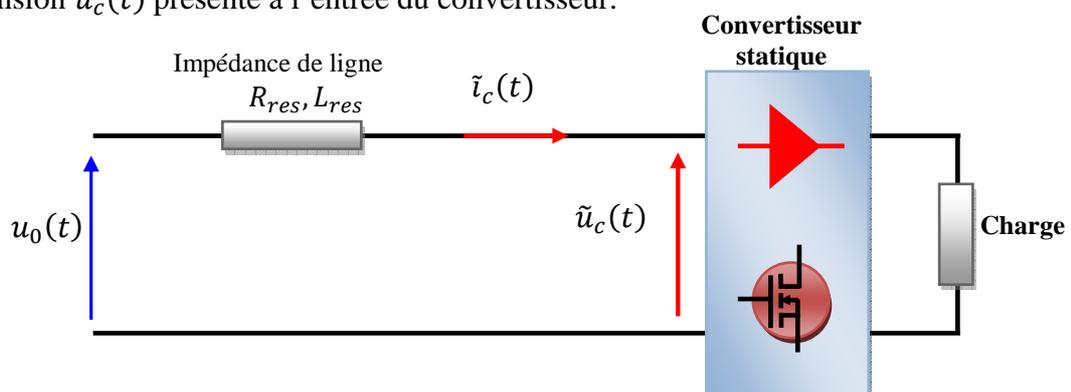


Figure III.1: Schéma synoptique d'une association convertisseur statique-réseau

L'amplitude et la forme de  $\tilde{u}_c(t)$  vont dépendre de la signature du courant et de l'impédance de la ligne exprimée par la résistance  $R_{res}$  et l'inductance  $L_{res}$ , la tension résultante peut alors s'écrire [20]:

$$\tilde{u}_c(t) = U_m \sin(2\pi f_0 t) - \left[ R_{res} \tilde{i}_c(t) + L_{res} \frac{d\tilde{i}_c}{dt} \right] \quad (\text{III.2})$$

## II.2. Facteur de puissance et taux de distorsion harmonique (THD)

Le facteur de puissance PF est défini par le rapport de la puissance active P à la puissance apparente S [15].

$$PF = \frac{P}{S} \quad (\text{III.3})$$

Pour une tension et un courant purement sinusoïdaux, la définition classique est obtenue:

$$PF = \cos \varphi \quad (\text{III.4})$$

Nous cherchons alors une tension et un courant de ligne la plus proche possible de la sinusoïde que possible. Dans le cas où les harmoniques sont très importants, le facteur de puissance est exprimé par l'équation suivante [22]:

$$PF = \frac{V_{eff} I_{1,eff} \cos \varphi}{V_{eff} I_{eff}} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \cos \varphi = K_p \cos \varphi \quad (\text{III.5})$$

Donc le facteur devient égale à:

$$K_p = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \quad (\text{III.6})$$

Avec  $K_p \in [0,1]$

La définition de ce facteur en tant qu'un facteur de distorsion est en contradiction avec la définition donnée par le dictionnaire standard d'IEEE dans les termes électriques et électroniques, ce qui le considère comme synonyme de facteur de distorsion de la somme des harmoniques du courant de ligne, ce dernier est donné par l'équation (III.7) [22] [26].

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{eff,n}^2}}{I_{eff1}} \quad (\text{III.7})$$

La relation entre le facteur  $K_p$  et le  $THD_i$  est devenue comme suit:

$$K_p = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \quad (\text{III.8})$$

III. Etude d'un chargeur de batterie triphasé

En réalité, dans les chargeurs des batteries, les lignes et les enroulements primaires et secondaires du transformateur présentent des inductances de fuite ( $R_{res}, L_{res}$ ) comme le montre la figure (III.2) [23] [49]. Ces inductances entraînent la conduction simultanée des diodes qui initialement conduisent ou qui sont susceptibles de conduire sur l'alternance suivante. En conséquence, l'intensité du courant ne peut varier de façon discontinue dans ces éléments et la commutation ne peut être instantanée: l'intensité du courant dans la diode qui se bloque ne peut passer instantanément de  $I_d$  à 0 tandis que celle de la diode qui s'enclenche passe de 0 à  $I_{ch}$  ( $I_{ch}$  : courant de la diode conductrice). A ce moment là, la tension aux bornes du pont est nulle. Pendant la durée où les deux diodes sont conductrices on assiste au phénomène d'empiètement.

A la fin de commutation des diodes, la tension aux bornes du pont subit une variation importante  $\Delta V$  en rejoignant la tension du réseau qui a continué d'évoluer durant la phase d'empiètement. C'est ce saut de tension qui se trouve à l'origine des perturbations de mode différentiel [49].

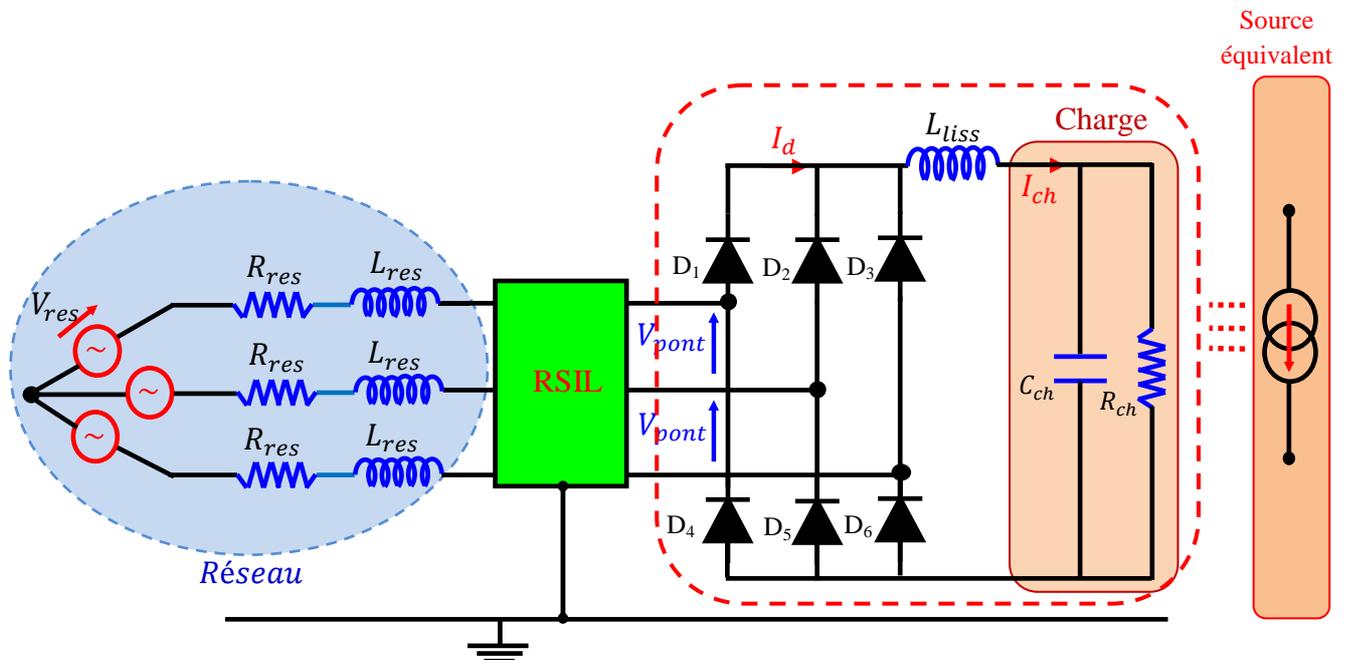


Figure III.2: Redresseur triphasé à diodes débutant sur une charge principalement inductive

Pour mise en équation des phénomènes engendrés par le pont de diodes, on utilise le schéma illustré dans la figure (III.3), qui représente le circuit excité par la variation de tension  $\Delta V$  pendant la phase d'empiètement de  $D_1$  sur  $D_2$ . Le circuit est constitué de l'inductance totale du réseau  $L_{res}$ , dans laquelle les inductances d'un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) sont comprises, et les capacités  $C_N$  et les résistances  $R_N$  de branches de mesure du RSIL. L'angle d'empiètement  $\mu$  se calcule très simplement en le supposant petit devant  $2\pi$ , la fonction sinus définissant la tension d'alimentation est alors approximée par la valeur de cet angle [48] [50].

$$V_r(t) = V_{res} \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \approx V_{res}(t) \cdot (\omega_r \cdot t) = L_{res} \frac{di_{L_{res}}(t)}{dt} \tag{III. 9}$$

$i_R = 0$  puisque  $u = 0$  ( $D_1$  et  $D_2$  conduisent simultanément); on obtient donc:

$$[di]_{-I_{ch}}^{+I_{ch}} = \left[ \frac{V_{res} \cdot \omega_r}{L_{res}} t^2 \right]_0^\mu \Rightarrow \mu^2 = \frac{4L_{res} \cdot I_{ch}}{V \cdot \omega_r} \tag{III.10}$$

Donc:

$$\mu = 2 \sqrt{\frac{L_{res} \cdot I_{ch}}{V_{res} \omega_r}} \Leftrightarrow \Delta V = 2 \sqrt{V_{res} \cdot L_{res} \cdot \omega_r \cdot I_{ch}} \tag{III.11}$$

A la fin du phénomène d'empiètement,  $D_1$  est passante et  $D_2$  est bloquée, le circuit sollicité est alors celui de la figure (III.3).

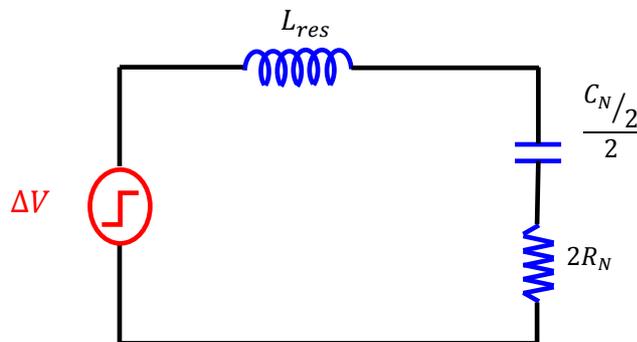


Figure III.3: Schéma simplifié d'un redresseur pendant la phase d'empiètement.

Afin de comprendre les phénomènes engendrés par le pont de diodes, il est important dans un premier temps de déterminer les principales grandeurs électriques et temporelles qui caractérisent le fonctionnement du pont.

Dans ce cas, la résistance équivalente de mesure du RSIL  $R_N$  représente le récepteur des perturbations engendrées uniquement par le fonctionnement du pont de diodes [29], donc il est devenu important

d'établir les relations représentant la tension aux bornes de cette résistance ( $V_{R_N}$ ), qui modélise l'image des perturbations en mode différentiel [34].

### • Résultats et analyses

L'allure temporelle de la tension  $V_{R_N}(t)$  de nos simulations et ceux de la sont illustrées dans la figure (III.4) avec:

$$V_{res} = 220v, I_{ch} = 10A, f_r = 50Hz, C_N = 220nF \text{ et } R_{C_N} = 50\Omega.$$

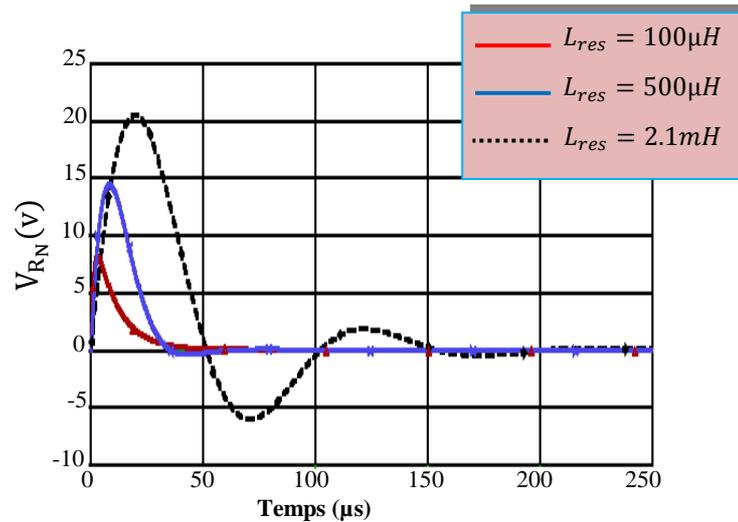


Figure III.4: Représentation temporelle des perturbations ( $V_{R_N}(t)$ ) pour trois valeurs de  $L_{res}$

A partir de ces résultats, nous pouvons montrer que plus l'inductance  $L_{res}$  augmente plus le coefficient d'amortissement diminue, par conséquent, la fréquence et les amplitudes des oscillations sont augmentées. On peut expliquer le phénomène par la variation proportionnelle de  $\Delta V$  en fonction de  $L_{res}$ . Ceci entraîne une accentuation du phénomène oscillatoire avec des amplitudes très importantes.

### III.1. Etude des perturbations basses fréquences

On considère le modèle simplifié d'un pont de diodes illustré à la figure (III.5) pour d'expliquer le principe de création des perturbations basse fréquence. Ce modèle nous permet de déterminer le courant de ligne et la tension de l'entrée du pont. La majeure partie des éléments parasites n'est pas prise en considération. Cependant les inductances du réseau et du câble, qui regroupées pour former l'inductance de ligne  $L_{res}$ , et les pertes associées à cette ligne, représentées par une résistance  $R_{res}$ , sont prise en compte [34] [35].

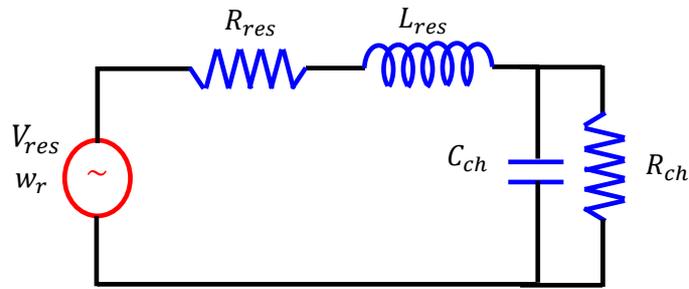


Figure III.5: Circuit équivalent au système de la figure (III.9).

Pour une analyse CEM d'un chargeur de batterie triphasé non commandé nous avons simulé un redresseur triphasé à diodes représenté à la figure (III.6) [51].

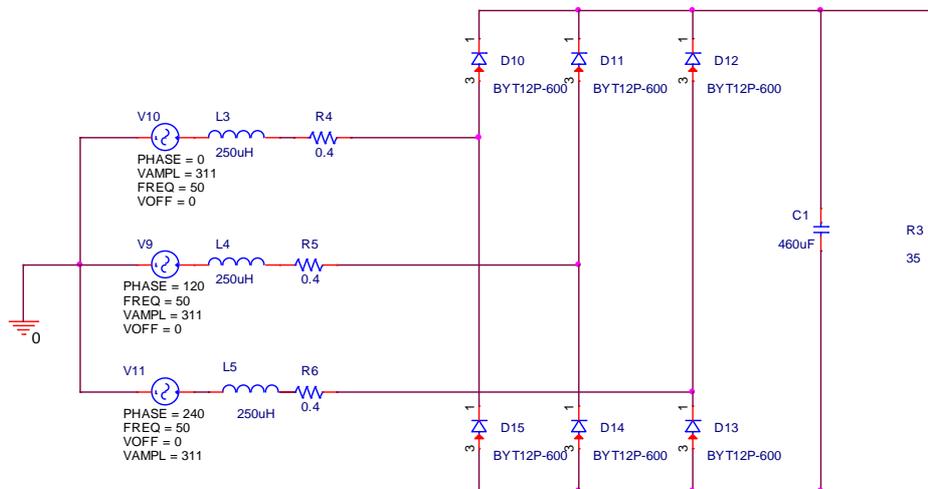


Figure III.6: Redresseur triphasé à diodes

• Résultats et interprétations

La figure (III.7) illustre les évolutions temporelles de la tension phase-phase et de la tension phase-neutre correspondant au circuit présenté à la figure (III.6) que nous avons obtenues à l'issue de nos simulations.

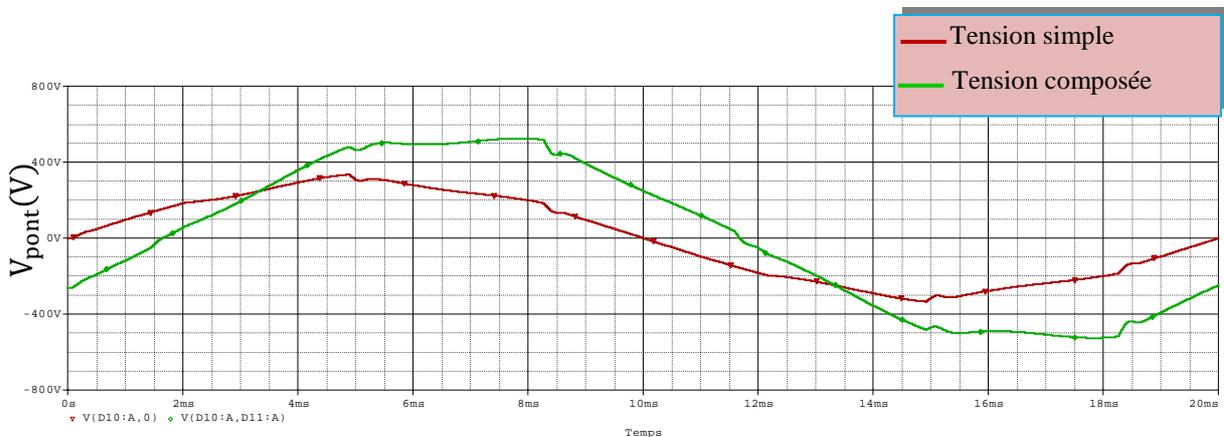


Figure III.7: Variations temporelles de la tension aux bornes du pont

Les figures (III.8) et (III.9) représentent les variations temporelles et le spectre du courant de ligne correspondant au circuit présenté à la figure (III.6).

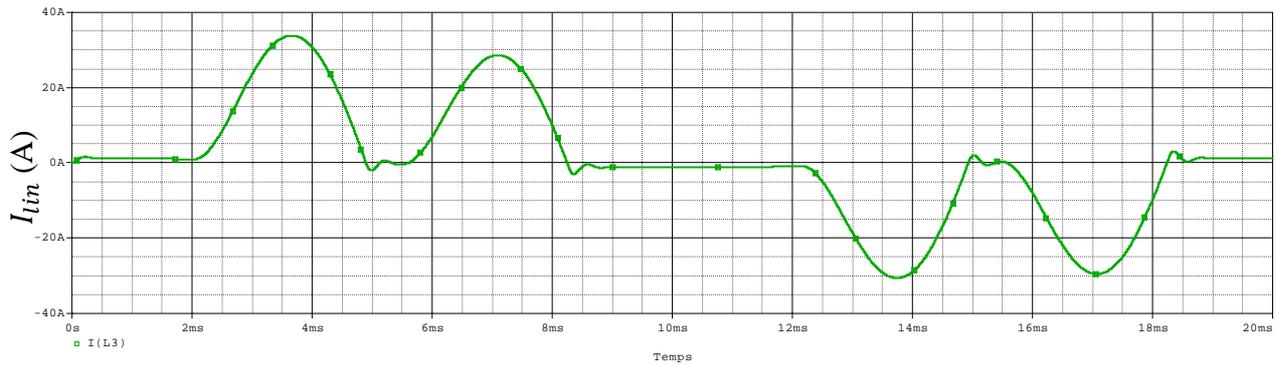


Figure III.8: Variations temporelles du courant de ligne

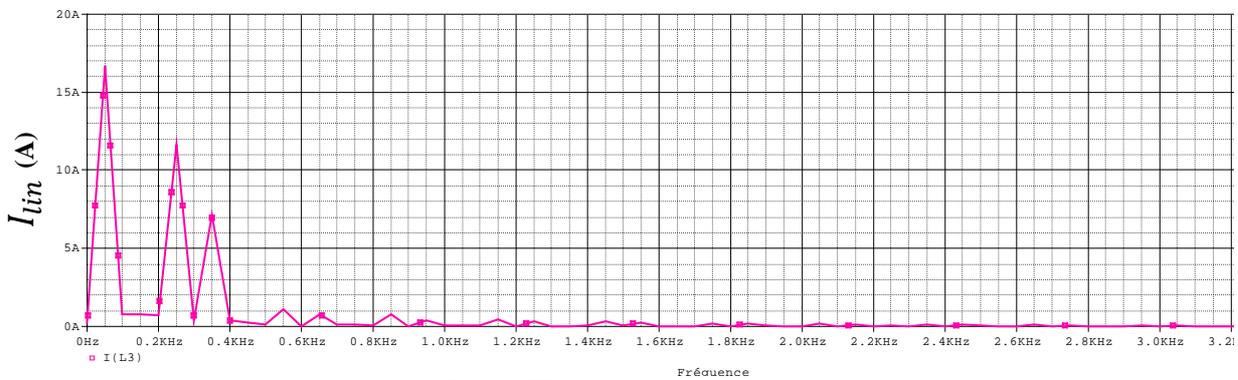


Figure III.9: Spectre du courant de ligne

Dans le tableau suivant nous comparons les amplitudes des harmoniques de courant de ligne pour un redresseur triphasé à celles autorisés par la norme CEI 61000-3-2.

Order des harmoniques	Fréquence des harmoniques (Hz)	Amplitudes des harmoniques de courant de ligne en (A)	Amplitude maximal des harmoniques du courant de ligne autorisés par la norme CEI 61000-3-2
3	150	0	2.30
5	250	11.20	1.14
7	350	7.1	0.77
9	450	0	0.40
11	550	1.10	0.33
13	650	0.77	0.21

Table III.1: Comparaison entre les valeurs des amplitudes des harmoniques du courant de ligne et celle fournies par la norme CEI 61000-3-2.

• Analyse des résultats obtenus

L'analyse des résultats présentés dans les graphes précédents et les tableaux (III.1) montrent que les amplitudes des harmoniques impaires BF du courant de ligne dépassent les valeurs autorisées par la norme CEI 61000-3-2. Ainsi une distorsion important de la tension aux bornes du pont redresseur.

III.2. Etude des perturbations hautes fréquences

Tous les équipements comportant des composantes de puissance à commutation produisent et émettent du bruit à haute fréquence. Ce bruit peut interférer avec la réception des signaux utiles, et peut causer des défauts de fonctionnement des systèmes et des équipements.

Afin d'étudier les perturbations hautes fréquences générées par un pont de diodes, nous allons présenter dans cette partie les deux principaux modes de propagation pour l'interférence électromagnétique (IEM) à savoir: le mode différentiel (MD) et le mode commun (MC). À ce stade, il est nécessaire de déterminer quelles sont les grandeurs électriques qui caractérisent le fonctionnement du pont. Sachant que les perturbations sont mesurées grâce au RSIL, deux grandeurs possèdent l'ensemble des informations concernant le pont de diodes et la charge: il s'agit du courant de ligne et la tension aux bornes du pont [34] [35].

III.2.1. Etude des perturbations en mode différentiel (MD)

Dans ce mode de propagation le pont de diodes et sa charge ne présentent pas de couplage par rapport à la terre, pour mettre ce système en équation, un modèle simplifié est réalisé avec les éléments passifs du RSIL et du pont, comme le montre la figure (III.10).

Afin de visualiser les grandeurs électriques caractérisant le fonctionnement du pont, sachant que les perturbations sont mesurées grâce au RSIL, nous avons considéré un redresseur triphasé avec un réseau stabilisateur d'impédance de ligne RSIL et une charge RC.

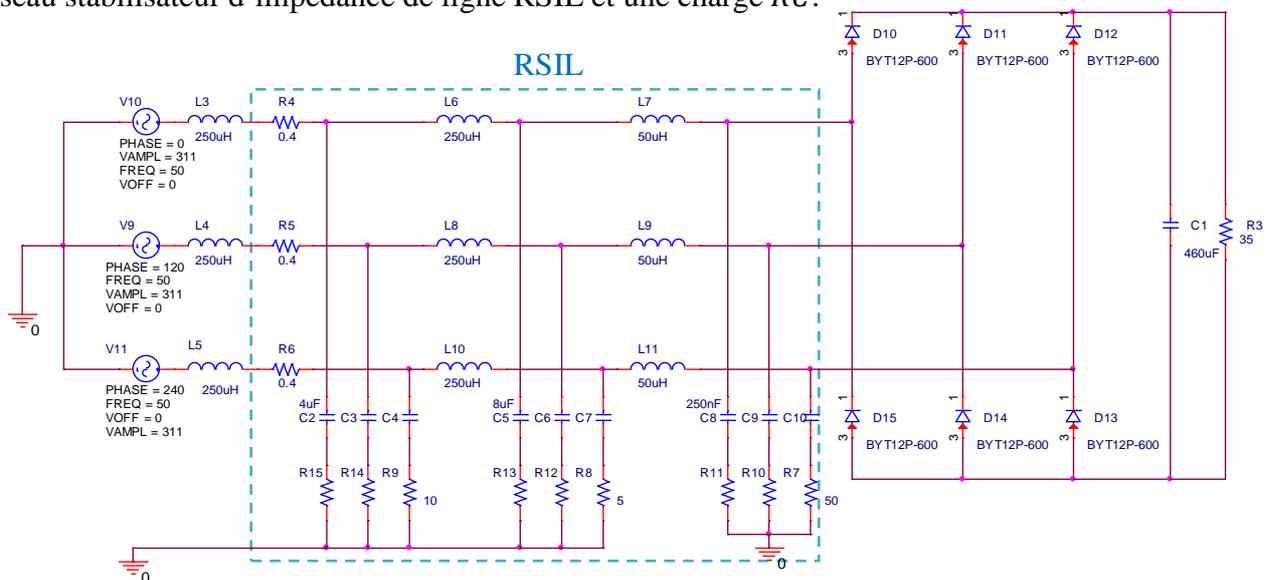


Figure III.10: Redresseur triphasé simulé sous Pspice  
Etude des IEM en mode différentiel

• Résultats et analyses

La figure (III.11) illustre les variations temporelles de la tension aux bornes de la résistance équivalente de mesure du RSIL qui représente l’image du courant des perturbations de mode différentiel engendrées par le redresseur.

Le courant correspondant à la tension des perturbations aux bornes de la résistance équivalente de mesure du RSIL  $I_t$  est représenté à la figure (III.12).

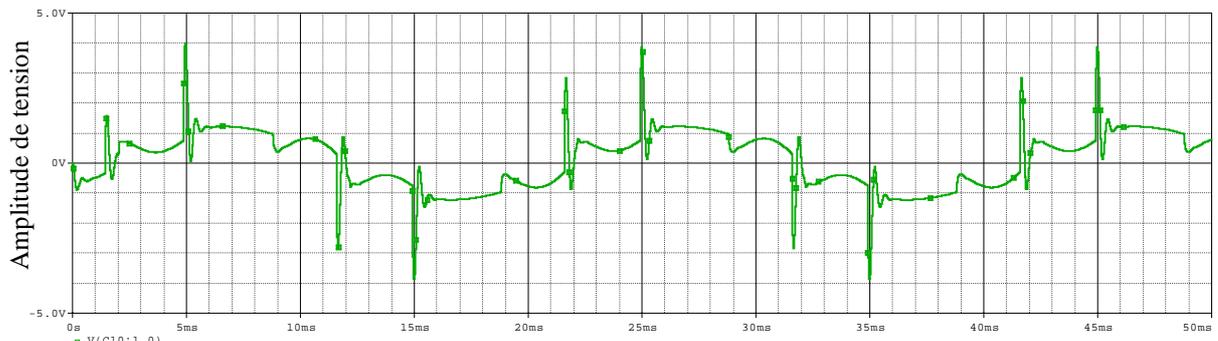


Figure III.11: Tension aux bornes de la résistance équivalente de mesure du RSIL

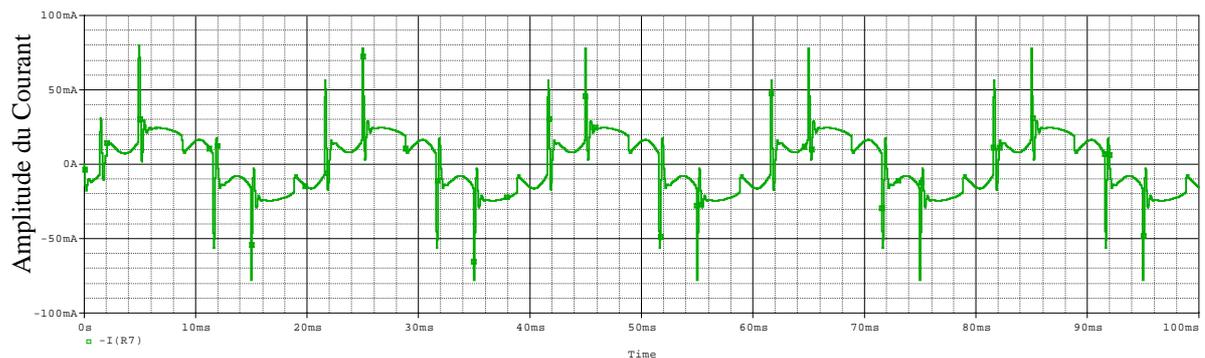


Figure III.12: Courant traversant la résistance équivalente de mesure du RSIL

Le spectre des perturbations EM différentielles localisées sur le RSIL est représenté dans la figure (III.13). Le niveau spectral de ces perturbations est comparé avec le gabarit des spécifications des normes relatives aux perturbations conduites CEI 61000-6-3.

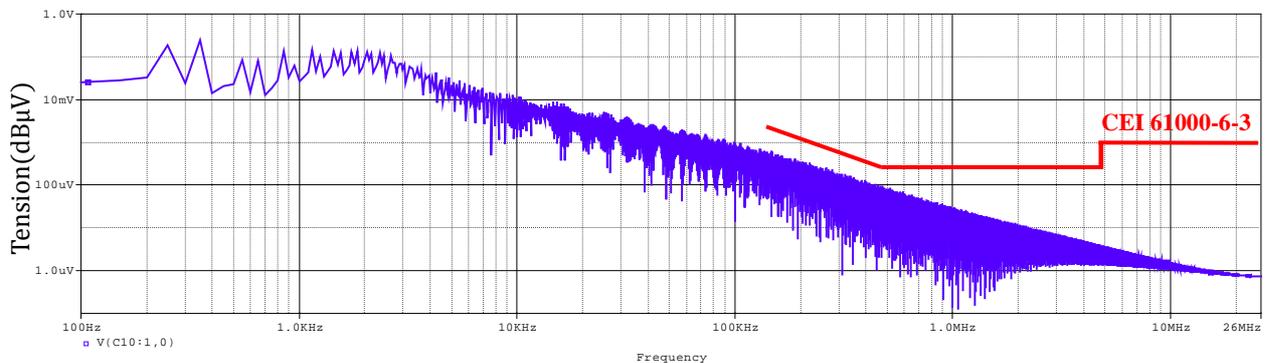


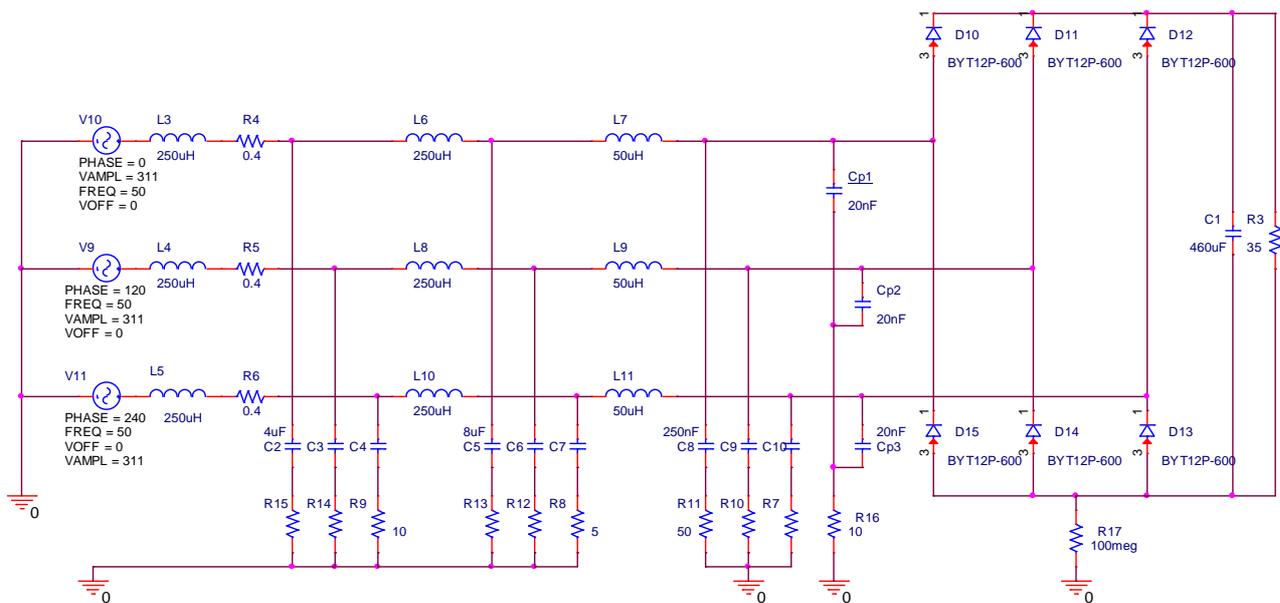
Figure III.13: Spectre des perturbations différentielles localisées sur le RSIL

D’après les résultats illustrés aux figures (III.11) et (III.12) nous remarquons qu’au blocage des diodes un phénomène oscillatoire d’une fréquence et d’une amplitude importante s’apparait. Ce phénomène est similaire au saut de tension à la fin de l’empiètement des diodes du redresseur.

Nous remarquons aussi que le spectre de ces perturbations riche en harmonique hautes fréquence mais ne dépasse pas le niveau du gabarit imposé par la norme CEI 61000-6-3. Alors, ce convertisseur ne pose pas un problème de compatibilité électromagnétique dans les hautes fréquences.

**III.2.2. Etude des perturbations en mode commun (MC)**

Pour des courants plus élevés, un système de refroidissement est parfois nécessaire. S’il est relié à la terre du système pour des raisons de sécurité, des couplages capacitifs parasites apparaissent et sont susceptibles de provoquer des courants de mode commun. Les couplages capacitifs parasites les plus préjudiciables sont généralement associés aux potentiels qui peuvent évoluer brutalement. Les capacités de mode commun associées au pont de diodes sont représentées sur la figure (III.14) par les éléments  $C_{cp1}$ ,  $C_{cp2}$  et  $C_{cp3}$ . Ces trois capacités subissent alors les variations brutales de tension provoquée par le blocage des diodes [34].



**Figure III.14: Redresseur triphasé simulé sous Pspice**  
Etude des IEM en mode commun

• **Résultats et interprétations**

Le spectre des perturbations en modes commun est illustré à la figure (III.15). Le niveau spectral de ces perturbations est comparé avec aux limites spécifiés par la norme relative aux perturbations conduites CEI 61000-6-3.

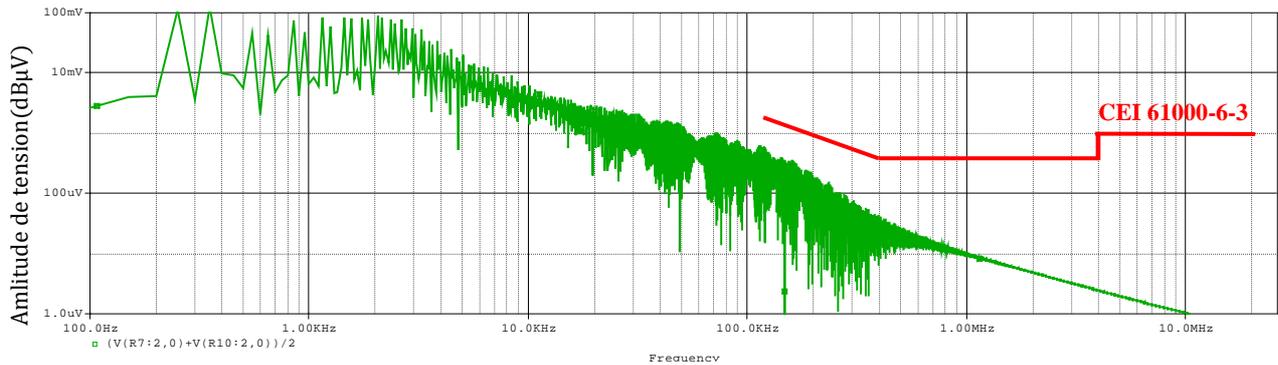


Figure III.15: Spectre des perturbations EM en mode commun

D'après les résultats de simulation obtenu nous remarquons que le spectre de ces perturbations riche en harmoniques hautes fréquences mais ces harmoniques ne dépassent pas les limites imposé par la norme CEI 61000-6-3. On conclure que ce convertisseur ne pose pas un problème de compatibilité électromagnétique.

#### IV. Interférences EM dans les convertisseurs DC/DC

Les convertisseurs DC/DC ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. On distingue deux types de convertisseurs DC/DC. Ceux qui sont non isolés, que l'on appelle hacheurs, et ceux qui comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique, que l'on appelle alimentations à découpage.

Nous nous intéressons dans notre étude à l'aspect CEM des structures les plus simples des hacheurs. La première étape pour la prédiction des interférences EM est de présenter un schéma électrique équivalent complet incluant tous les composants parasites, le RSIL, les chemins de propagations et la cellule de commutation comme il est illustré dans la figure (III.17).

Dans ce cas là, les perturbations conduites peuvent se propager suivant deux modes différents, le mode commun et le mode différentiel. Lorsque les courants parasites circulent en parcourant les liaisons dans le même sens, en se refermant par l'équipotentielle, on parle du mode commun. Dans ce cas, les courants parasites se propagent via les capacités de parasites créées entre chaque point chaud soumis à des variations de tension (Drain du MOSFET) et le plan de masse, et via les capacités parasites entre le transistor et le radiateur. Ces courants parasites traversent les deux résistances de valeur normalisée égale à  $50\Omega$  en parallèles. On parle de mode différentiel dans le cas ou les courants parasites circulent dans les deux conducteurs. Ces courants sont dus à la commutation des courants des interrupteurs (MOSFET). Une partie des courants de commutation traverse la capacité de

découpage et l'autre partie traverse les deux résistances de valeur égale à  $50\Omega$  placés en série [13] [46].

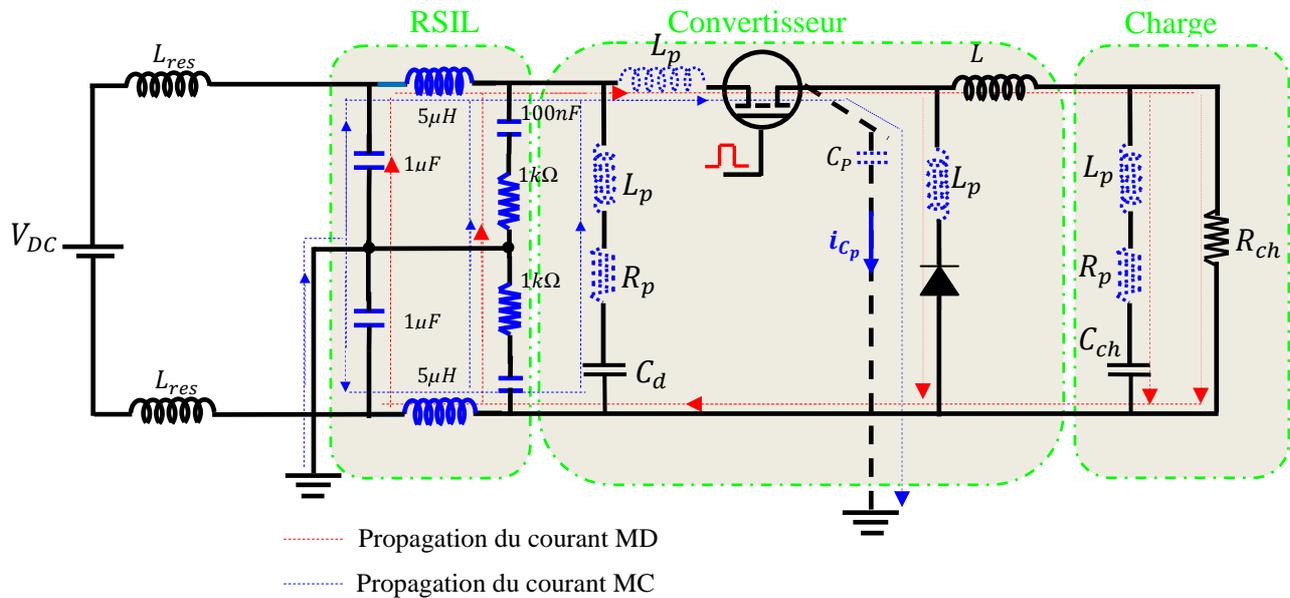


Figure IV.16: Chemins de propagation des courants parasites en MD et en MC

### IV.1. Origines des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs DC/DC

Généralement les convertisseurs DC/DC comportent des cellules de commutation génératrices des créneaux à forts  $dV/dt$  et  $dI/dt$ , des inductances de lissage, des capacités de découplage et des éléments parasites tels que les inductances parasites entre composants et les capacités de mode commun. Ces éléments forment de multiples circuits du second ordre, ce qui implique l'apparition d'un phénomène oscillatoire [15] [29]. Le fonctionnement de ces dispositifs en découpage produit alors des variations brusques de tension et de courant. Ces variations sont à l'origine des perturbations électromagnétiques se propageant au sein du circuit et/ou vers son extérieur. L'utilisation vaste de ces convertisseurs dans le domaine résidentiel et industriel, et la rigoureuse des normes CEM internationales rendent la compréhension et la prédiction des interférences électromagnétiques très nécessaires [52] [53].

### IV.2. Perturbations EM dans un hacheur série

Pour d'examiner les perturbations EM engendrées par ce type de convertisseurs, nous avons simulé sous Pspice un hacheur série illustré à la figure (III.17) avec des éléments parasites afin de se rapprocher d'un cas réel. Nous avons utilisé dans ce cas un MOSFET de type IRFP450 et une diode de type BYT12P-1000. Pour un raisonnement CEM, des inductances parasites entre chaque composant et

des capacités parasites sont prises en compte. On y adjoint un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) afin de fixer l'environnement CEM.

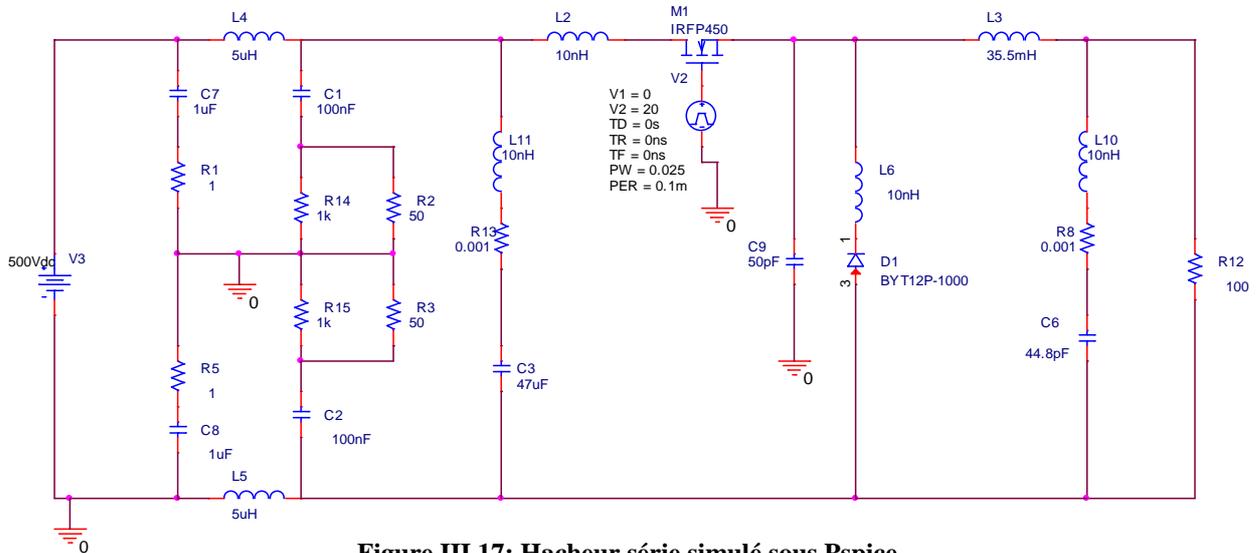


Figure III.17: Hacheur série simulé sous Pspice

• Résultats et analyses

Dans les figures (III.17) et (III.18) nous présentons respectivement la tension aux bornes de la charge et le spectre des perturbations EM en mode différentiel et en mode commun localisées sur le RSIL.

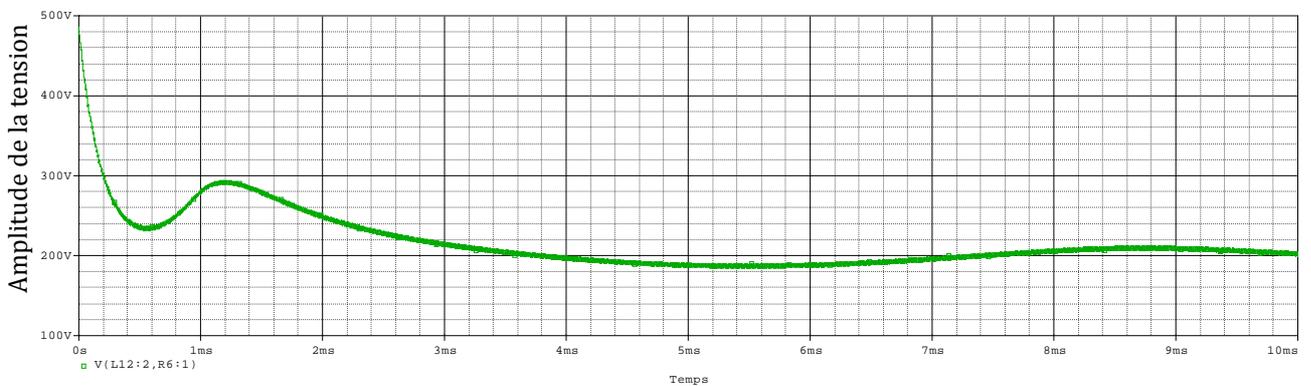


Figure III.17: Tension aux bornes de la charge

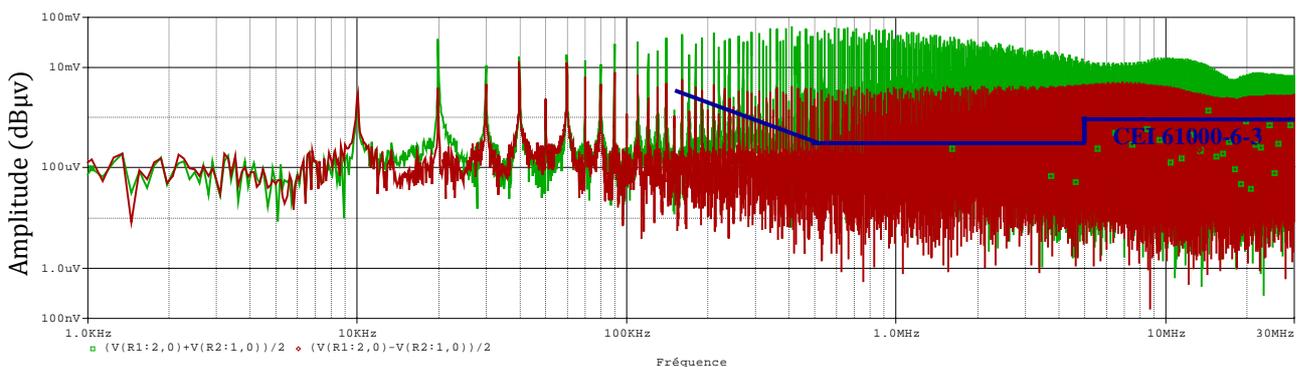


Figure III.18: Spectre des perturbations en MD et MC

D'après les résultats des simulations représentés dans la figure (III.18) nous constatons que le spectre des perturbations du mode commun et mode différentiel dépassent le niveau du gabarit imposé par la norme IEC 61000-6-3. On remarque aussi que les spectres dans les deux cas sont très riches en harmoniques dans la gamme des hautes fréquences. Ces perturbations s'ajoutent aux signaux utiles et nuisent au fonctionnement normal du circuit et celui des appareils du voisinage.

## **VI. Conclusion**

Après cette étude on conclure que les perturbations EM dues aux redresseurs à diodes sont divisées en deux catégories : Perturbations basses fréquences et Perturbations hautes fréquences. En effet, les perturbations EM de basse fréquence les plus importantes sont les distorsions harmoniques dues au redressement. Dans des applications des chargeurs des batteries triphasées nous avons montré que le pont redresseur à diodes avec le filtre capacitif sont considérés comme une source très importante de la distorsion du courant de ligne.

D'autre part, on conclure que les chargeurs des batteries sont considérés comme source des perturbations EM hautes fréquences. En effet, la prise en compte des éléments parasites des composants de puissances, les fils de connexion et les pistes de circuits imprimés fait apparaître des régimes oscillatoires rapides sur le courant absorbé ou sur la tension des interrupteurs de puissance, avec des conséquences importantes sur le spectre des courant et des tensions, et spécialement sur le contenu spectral des perturbations EM localisées sur le RSIL. En plus, ces éléments parasites sont considérés comme des supports idéaux et efficaces à la propagation des perturbations EM dans un convertisseur de puissance.

# **Chapitre IV**

## **Impact CEM des chargeurs des batteries avec commande avancée**

## I. Introduction

Le schéma fonctionnel général du système d'entraînement électrique / charge de batterie d'un VE est illustré à la figure (IV.1). Les éléments principaux de ce système sont : les batteries, le système de gestion de batterie (BMS: Battery Management System), le convertisseur DC/DC, l'onduleur/redresseur et le moteur électrique de traction. Le convertisseur DC/DC peut être éliminés avec certaines considérations, les autres pièces sont essentielles dans tous les transports électrifiés légers ou lourds alimentés par batterie. Cette section présente un examen le bloc de chargement des batteries (Redresseurs) et sa technique de commande.

Le chargeur de batterie utilisé dans les VEs actuelles est à base de transistor Si IGBT et SiC MOSFET (Silicon Carbide MOSFET). Dans le cas de TOYOTA Prius par exemple, la fréquence de découpage est de 16 kHz et une tension de batterie d'environ 201.6V et une puissance de 21 kW [54] [55].

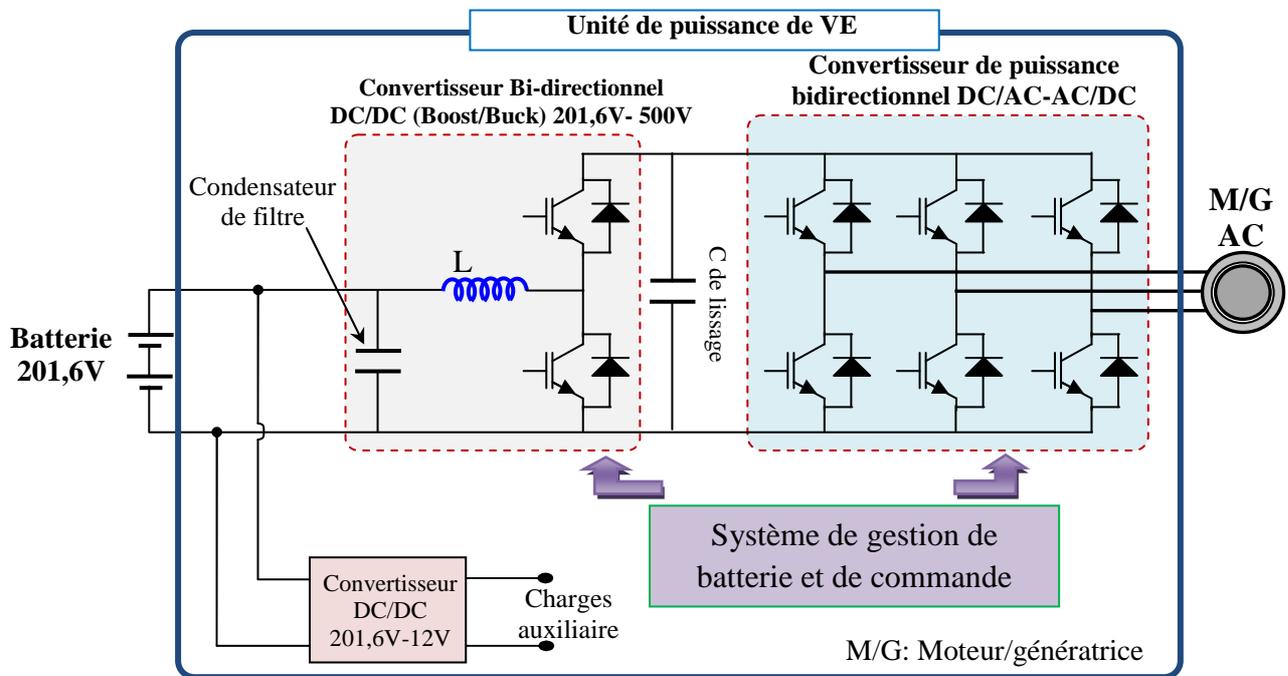


Figure IV.1: Schéma de principe de convertisseur de puissance dans un VE

## II. Redresseur à MLI avec contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Les redresseurs multiniveaux possédant des avantages uniques, ils sont suggérés pour les applications de chargeurs des batteries modernes. Parmi ces caractéristiques clés on trouve : une distorsion du courant de sortie faible, une  $dv/dt$  réduite, des pertes de commutation la réduites, augmentation du rendement et la capacité d'obtenir des hautes tensions DC en utilisant des tensions de commutation plus faibles.

Les techniques de contrôle du courant appliquées au redresseur à MLI sont classées en deux groupes: contrôleurs de courant linéaires (PI stationnaire, PI-repère synchrone, PI-repère tournant, retour d'état), contrôleurs de courant non linéaires (contrôle de courant par hystérésis (HCC), contrôle avec optimisation en ligne, contrôle par logique floue, réseaux de neurones).

Dans ce chapitre nous allons traiter dans contexte CEM deux structures des redresseurs : un redresseur de tension à deux niveaux et un redresseur de tension à trois niveaux en utilisant la technique de commande MLI avec contrôle des courants alternatifs par régulateurs à hystérésis.

Ce contrôle du courant par hystérésis consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure (IV.2) illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [27] [21].

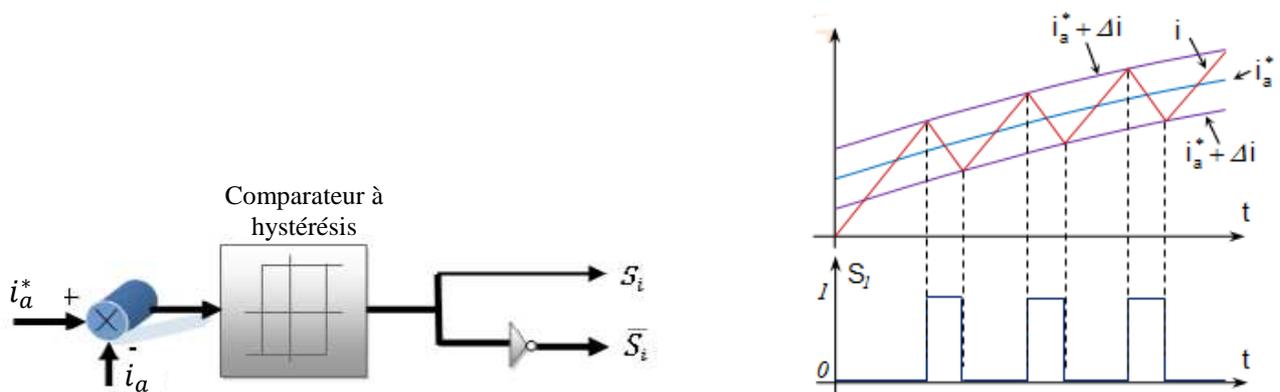


Figure VI.2: Principe de contrôle du courant par hystérésis

Cette technique permet de contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et en phase avec la tension AC de la source.

La structure globale du contrôle des la tension continue appelé  $u_{dc}$  et du contrôle des courants de ligne  $i_{abc}$  prélevés du le réseau par régulateurs à hystérésis par un redresseur de tension triphasé à MLI est présentée par la figure (IV.3) [21].

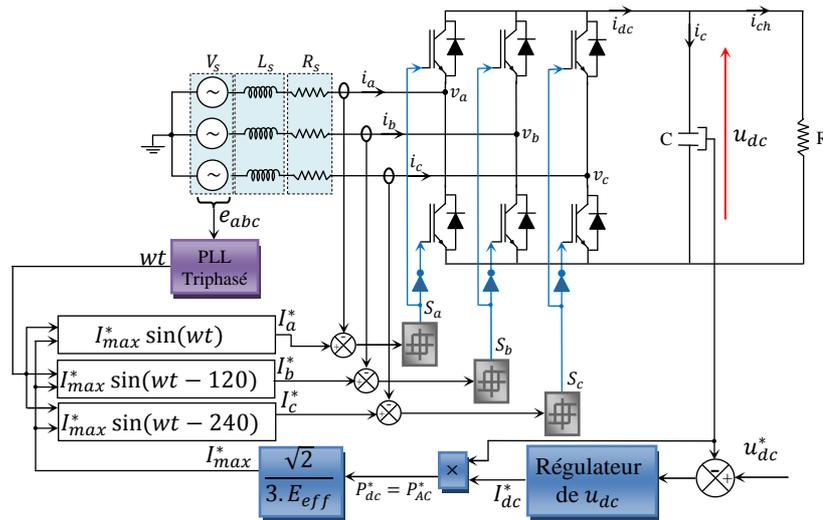


Figure VI.3: Structure globale de redresseur de tension avec contrôle des courants par des régulateurs à Hystérésis

La structure comprend deux boucles de réglage en cascade :

- la boucle externe contrôle la tension  $u_{dc}$ .
- la boucle interne contrôle les courants triphasés  $i_{abc}$ .

En appliquant de la loi de Kirchhoff des tensions à l'entrée du redresseur nous pouvons établir la relation entre le courant et les tensions d'une phase.

$$v_a(t) = e_a(t) - L_f \frac{di_a(t)}{dt} - R_f i_a(t)$$

On applique la transformée de Laplace on trouve :

$$i_a = \frac{1}{L_f s + R_f} (e_a - v_a)$$

D'autre part, l'application de la loi de Kirchhoff des courants à la sortie du pont permet d'obtenir la relation suivante:

$$i_{dc} = i_c + i_{ch}, \quad i_c = C \frac{du_{dc}}{dt}$$

Alors :

$$i_{dc} = C \frac{du_{dc}}{dt} + i_{ch}$$

On applique la transformée de Laplace on trouve :

$$u_{dc} = \frac{1}{Cs} (i_{dc} - i_{ch})$$

A partir de ces équations, il est possible de contrôler les courants  $i_{abc}$  par les tensions  $v_{abc}$  et de contrôler la tension  $u_{dc}$  par le courant  $i_{dc}$  en utilisant les boucles de régulation illustrées à la figure (IV.4) [27] [21].

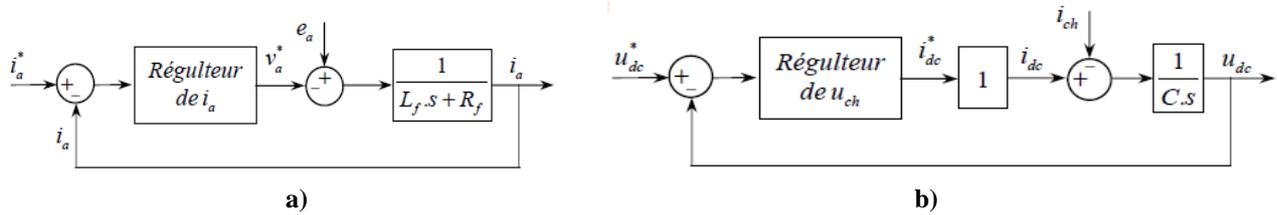


Figure VI.4: Structures des boucles de contrôle: a) les courants  $i_{abc}$ , b) la tension  $u_{dc}$

Le rôle de la boucle de régulation de la tension  $u_{dc}$  est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante.

Un régulateur de type PI est souvent utilisé pour la régulation de tension. Le principe de cette boucle de régulation est illustré à la figure (IV.5).

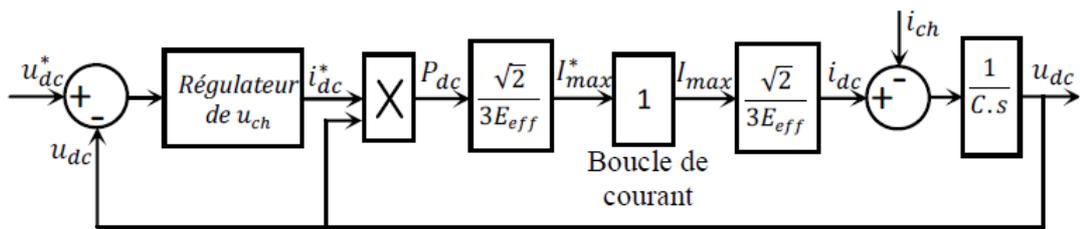


Figure VI.5: Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu

### II.1. Redresseur triphasé à deux niveaux

Pour le cas d'un redresseur triphasé deux niveaux à MLI, nous avons simulé sous Simulink le redresseur représenté dans la figure (IV.6) qui possède les paramètres suivants:

$$R_f = 0.3\Omega, L_f = 0.014H, V_{dc} = 620V, R_{ch} = 85\Omega, F_s = 50Hz, C_{dc} = 2mF$$

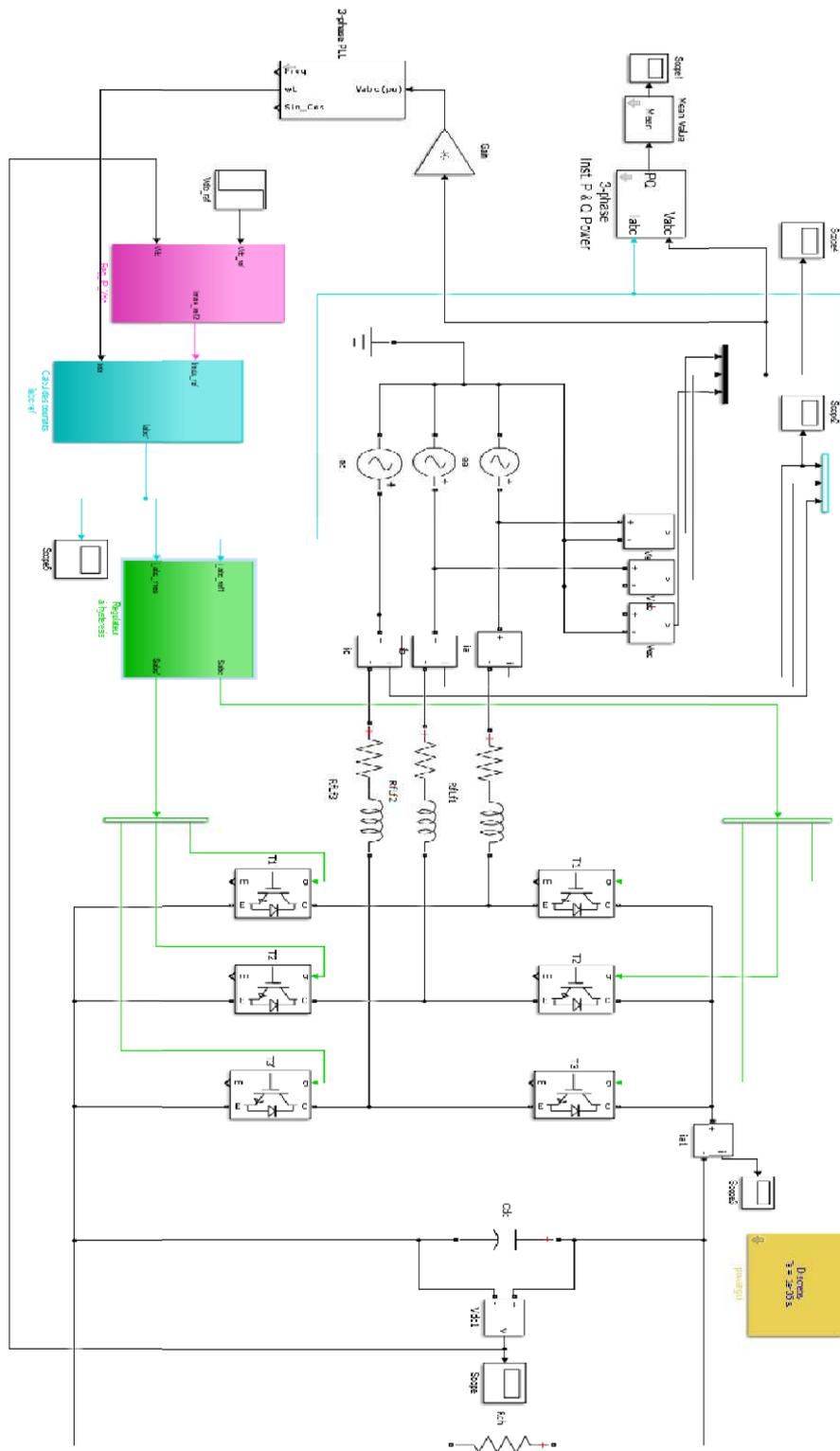


Figure VI.6: Schéma de simulation d'un redresseur triphasé deux niveaux à MLI hystérésis

**• Résultats et interprétations**

La figure (IV.7) illustre le courant de ligne  $I_{lin}$  que nous avons obtenue par simulation.

Dans la figure (IV.8) nous illustrons la tension aux bornes de la charge  $V_{dc}$  que nous avons obtenue par simulation.

À la figure (IV.9) nous représentons le spectre en fréquence du courant de ligne  $I_{lin}$  que nous avons obtenue par simulation.

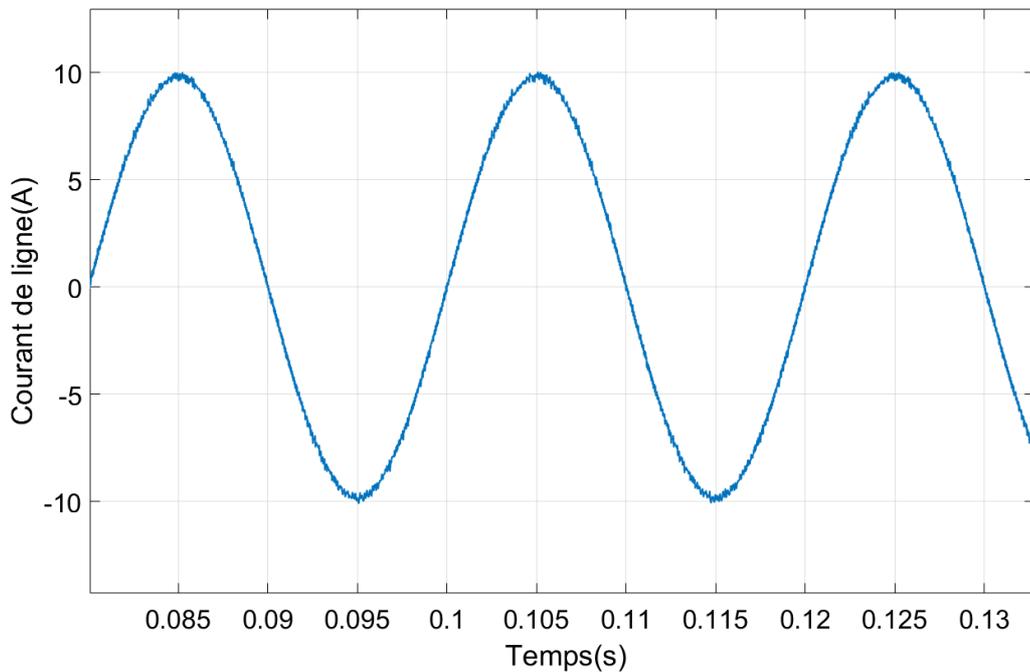


Figure IV.7: Courant de linge prélevé par le redresseur

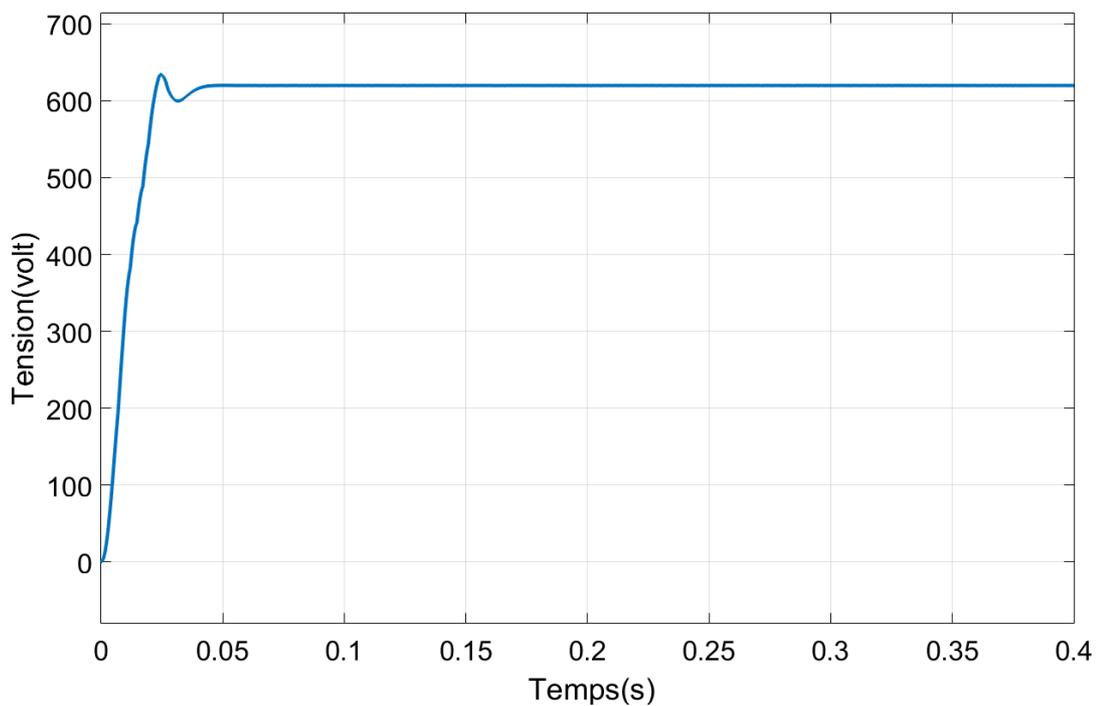


Figure IV.8: Tension  $V_{dc}$  à la sortie de redresseur

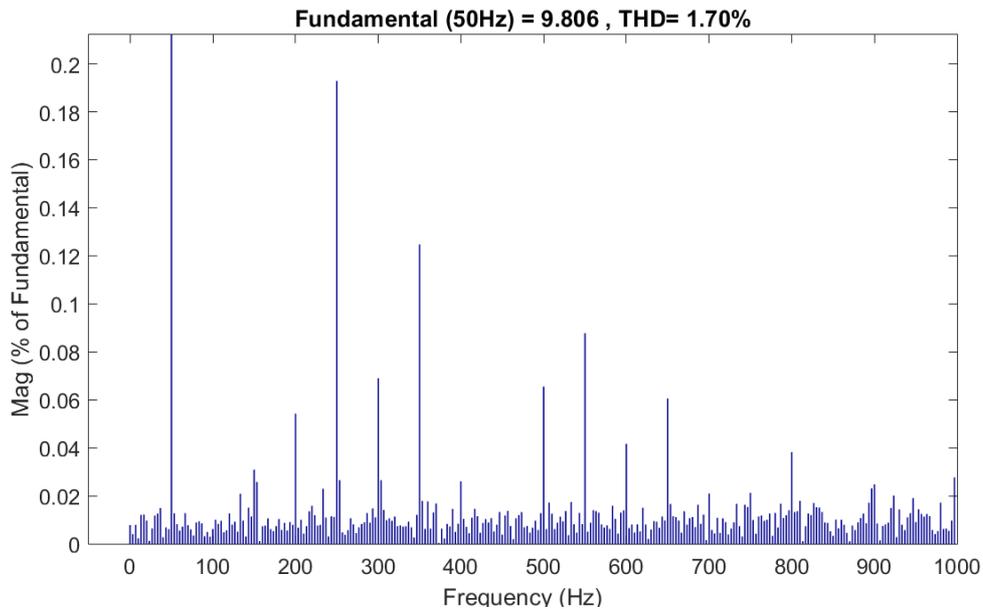


Figure IV.9: Spectre du courant de ligne prélevé par le redresseur

Dans le tableau suivant nous comparons les amplitudes des harmoniques de courant de ligne à celles fournies par la norme CEI 61000-3-2.

Rang des harmoniques	Fréquence des harmoniques (kHz)	Amplitudes des harmoniques de courant de ligne en (A)	Amplitudes maximales des harmoniques de courant de ligne autorisés par la norme CEI 61000-3-2
3	150	0.03	2.30
5	250	0.19	1.14
7	350	0.12	0.77
9	450	0.00	0.40
11	550	0.09	0.33
13	650	0.06	0.21

Table VI.1: Comparaison entre les valeurs des amplitudes des harmoniques du courant de ligne et celle fournies par la norme CEI 61000-3-2

## II.2. Redresseur triphasé à trios niveaux

La figure (IV.10) illustre la simulation d'un redresseur triphasé trois niveaux à MLI hystérésis qui possède les paramètres suivants:

$$R_f = 0.3\Omega, L_f = 0.14H, V_{dc} = 620V, R_{ch} = 75\Omega, F_s = 50Hz, C_{dc} = 2mF$$

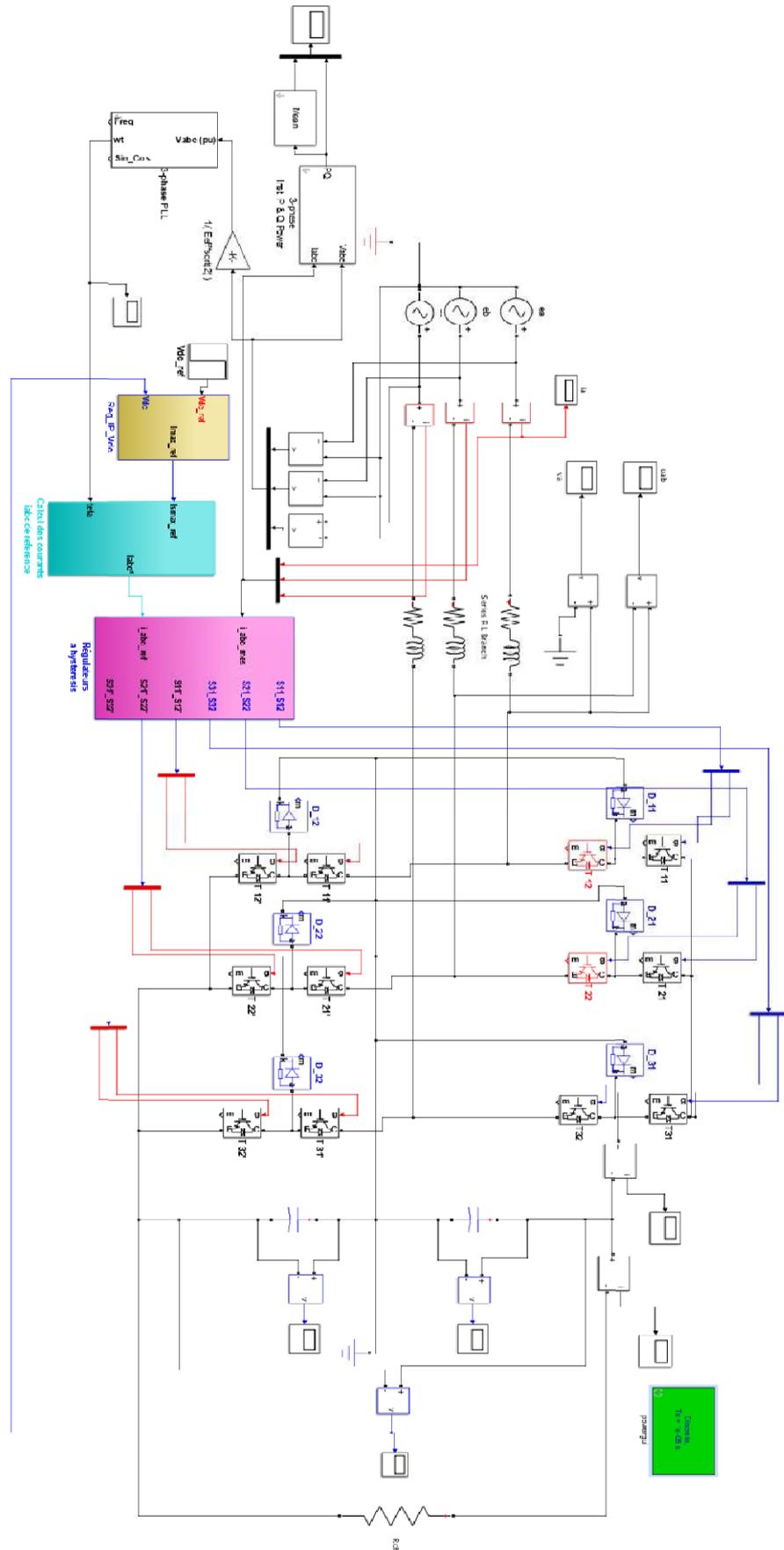


Figure VI.10: Schéma de simulation d'un redresseur triphasé trois niveaux à MLI hystérésis

**• Résultats et interprétations**

La figure (IV.11) illustre les variations temporelles du courant ligne  $I_{lin}$  que nous avons obtenue par simulation sous Simulink.

Nous représentons dans la figure (IV.12) les variations temporelles de la tension à la sortie de redresseur  $V_{dc}$  que nous avons obtenue par simulation.

La figure (IV.13) représente le spectre en fréquence du courant de ligne  $I_{lin}$  que nous avons obtenue par simulation.

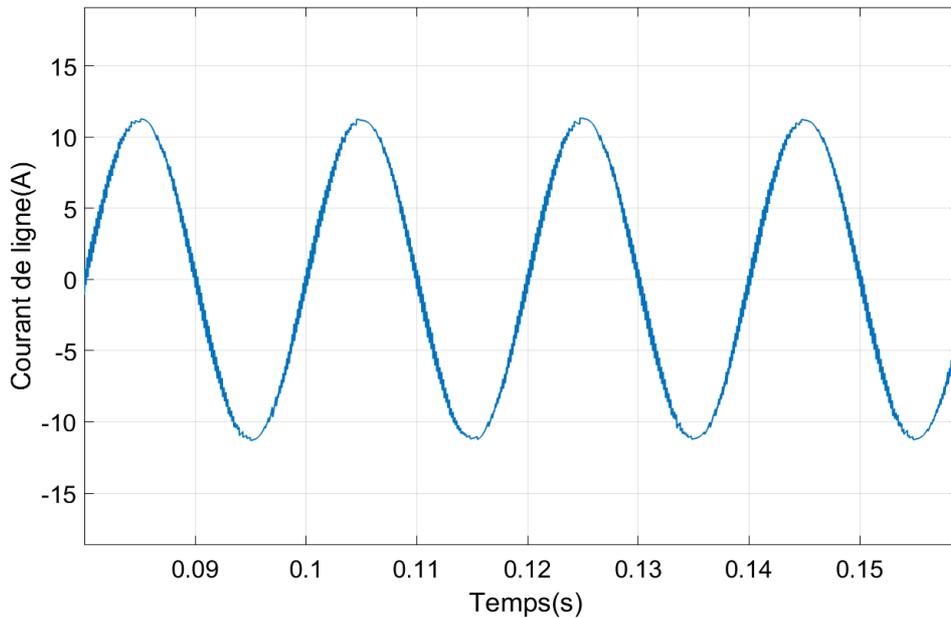


Figure IV.11: Courant de ligne prélevé par le redresseur

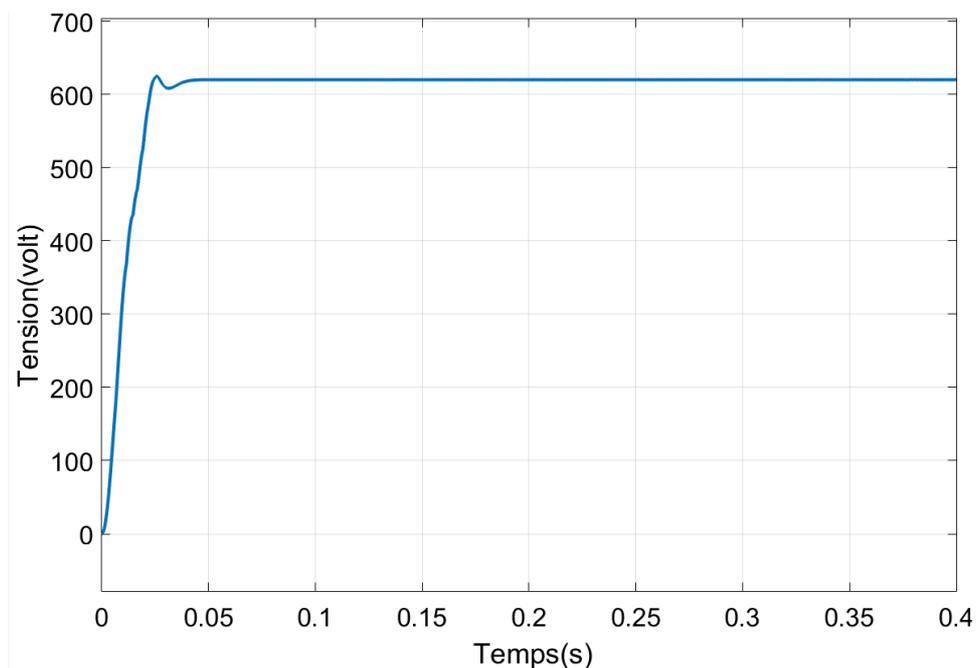
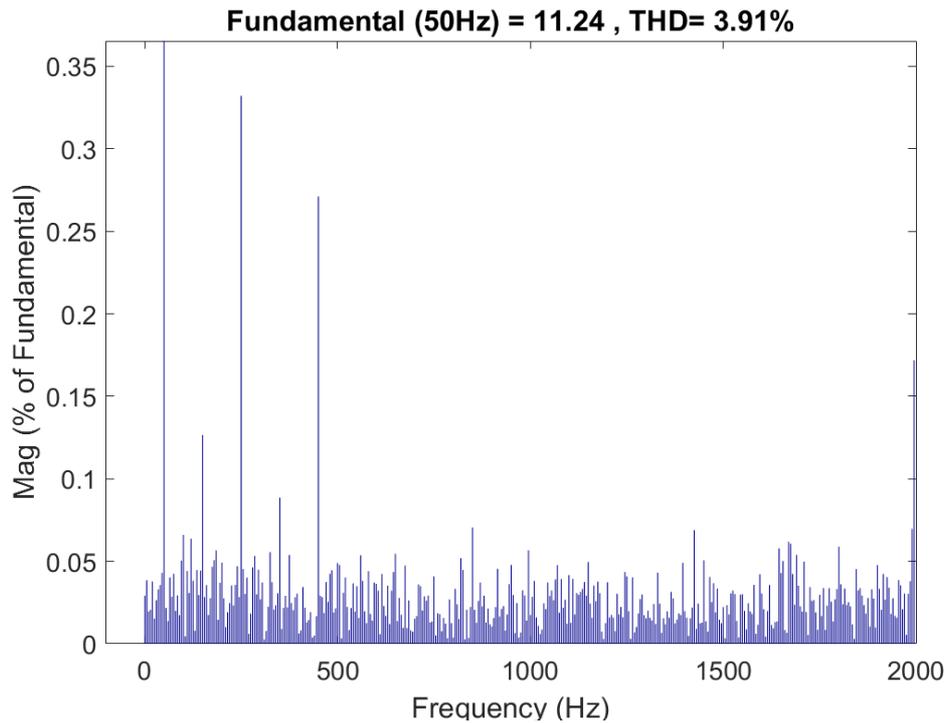


Figure IV.12: Tension  $V_{dc}$  à la sortie de redresseur



**Figure IV.13: Spectr du courant de linge prélevé par le redresseur**

Dans le tableau suivant nous comparons les amplitudes des harmoniques de courant de ligne à celles fournies par la norme CEI 61000-3-2.

Rang des harmoniques	Fréquence des harmoniques (kHz)	Amplitudes des harmoniques de courant de ligne en (A)	Amplitudes maximales des harmoniques du courant de ligne autorisés par la norme CEI 61000-3-2
3	150	0.16	2.30
5	250	0.4	1.14
7	350	0.11	0.77
9	450	0.23	0.40
11	550	0.06	0.33
13	650	0.07	0.21

Table (4.2): Comparaison entre les valeurs des amplitudes des harmoniques du courant de ligne et celle fournies par la norme CEI 61000-3-2

- **Analyse des résultats obtenus**

D'après les résultats obtenus dans les graphes précédents et des tableaux (4.1) et (4.2) on remarque que les amplitudes des harmoniques du courant de ligne dépassant les valeurs autorisées par les normes CEI 61000-3-2.

On remarque aussi que les amplitudes des harmoniques dans le cas d'un redresseur triphasé à deux niveaux sont plus élevées que celles obtenues dans le cas d'un redresseur triphasé à trois niveaux.

### **III. Conclusion**

Nous avons analysé dans ce chapitre les deux topologies de convertisseur de puissance pour la recharge de batteries à partir d'une connexion au réseau de 380V/50Hz : la topologie de deux niveaux et celle de trois niveaux. Cette étude nous a permis de constater que les harmoniques du courant absorbé par ces types de convertisseurs ne dépassent pas les limites exigées par la norme concernée. En effet, les avantages de ce type de convertisseur sont : il permet de réduire le taux total d'harmonique, et de réduction des pertes de puissance en commutation. Cette diminution dans les pertes se traduit également dans une réduction des besoins de refroidissement et par conséquent de la taille du convertisseur.

# **Conclusion générale**

## Conclusion générale

---

### Conclusion générale

Nous avons pu mettre en évidence après cette étude que les technologies de VEHS se séparent en trois catégories, dépendant du niveau d'assistance du moteur électrique, on trouve la structure électrique et hybride qui comporte les structures série, parallèle et mixte. Chaque une de ces structures a des avantages et des inconvénients.

D'après cette étude, nous avons acquis beaucoup d'informations intéressantes concernant la compatibilité électromagnétique et les interférences électromagnétiques dans les convertisseurs statiques utilisés dans les véhicules électriques et ses chemins de propagations en mode différentielle et commun. Ainsi, nous avons mis en évidence les spécifications normatives CEM applique aux équipements électriques et électroniques destinés à un usage résidentiel, commerciaux et l'industrie légère. En effet, nous avons adopté la partie 3-2 et la partie 6-3 de la norme CEI 61000 qui sont concernées par les IEM conduites passe et hautes fréquences respectivement.

D'autre part, nous avons conclu que les interrupteurs de puissance lors de ses commutations, génèrent des phénomènes oscillatoires sur les courants et les tensions relatives. Ces phénomènes ont un signe CEM très important sur le spectre des perturbations EM.

L'analyse des résultats de simulations d'un redresseur triphasé présentés dans chapitre III montrent que les amplitudes des harmoniques impaires BF du courant de ligne dépassent les valeurs autorisées par la norme CEI 61000-3-2. Ainsi, nous avons remarqué qu'il à des distorsions importants de la tension aux bornes ce redresseur. Dans le cas des hautes fréquences, nous avons constaté que les spectres des perturbations EM en modes commun et mode différentiel ne dépasse pas les limites exigées par la norme CEI 61000-6-3. Alors, ce convertisseur ne pose pas un problème de compatibilité électromagnétique dans les hautes fréquences.

Dans la dernière partie nous étudié l' sapé CEM dans les basse fréquences d'un chargeur triphasé en utilisant la commande à MLI avec contrôle des courants par régulateurs à hystérésis. Nous avons remarqué d'après les résultats donnés aux tableaux (IV.1) et (IV.2) que les amplitudes des courants prélevés par ce convertisseur ne dépassent pas les limites imposées par la norme CEI 61000-3-2. D'après les résultats obtenus, nous préconisons l'utilisation des techniques de commande avancée, telle que la commande par hystérésis, pour les chargeurs des VE afin de respecter les normes CEM basse fréquence spécifiques à ces dispositifs et par conséquence, remède les problèmes des la CEM à la source.

### Bibliographie

- [1] S. Bouthaina, M. Abdelmalek "Modélisation et simulation d'un véhicule électrique" Université Larbi Tébessi –Tébessa 2022/2023.
- [2] L. KATOUS "Commande et contrôle d'un véhicule électrique" Université Larbi Tébessi – Tébessa 2021/2022.
- [3] AOUZELLAG Haroun, "Stratégies de commande d'un véhicule hybride", mémoire de master : université A-Mira Bejaia, 2013.
- [4] Zaouzaou Sabrina, Meziani Sabrina, "Etude et simulation des convertisseurs statiques existant dans un véhicule électrique", mémoire de master, université de Bejaia, 2017.
- [5] Ahmed Boucherit, "Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multi-sources" Thèse de doctorat, Université de technologie de Belfort Montbéliard, Décembre 2011.
- [6] Marcelo Lobo Heldwein, Jürgen Biela, Thomas Nussbaumer 'Novel Three-Phase CM/DM Conducted Emission Separator' 'IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS' 'SEPTEMBER 2009.
- [7] Saeid Haghbin, "Integrated Motor Drives and Battery Chargers for Electric or Plug-in Hybrid Electric Vehicles" Division of Electric Power Engineering, Department of Energy and Environment Chalmers, University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2013.
- [8] Aïman Nouh, "Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers " Thèse de doctorat, laboratoire Systèmes et Transports (SeT), UTBM, Belfort, France-Mars 2008.
- [10] Mr. ARARIA Rabah "Contribution à la Modélisation et la Commande d'un Véhicule Electrique Hybride à Architecture Série/Parallèle (Étude Théorique et Expérimentale) Université Ibn-Khaldoun De Tiaret 2023.
- [11] Stéphane BREHAUT "Modélisation et optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC d'une puissance de 600 W", Thèse de doctorat, Université François-Rabelais Tours, 18 février 2005.
- [12] HELALI 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 doctorat, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 24 Novembre 2006.

## **Bibliographie**

---

- [13] Shuo Wang "Characterization and Cancellation of High-Frequency Parasitics for EMI Filters and Noise Separators in Power Electronics, Applications", These PHD, Blacksburg, Virginia, 11 Mai 2005.
- [14] Bertrand REVOL "Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone" Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 21 novembre 2003.
- [15] Vlad Grigore "Topological issues in single-phase power factor correction" Thèse, doctorat de science Université de Espoo, Finland, 30 novembre, 2001.
- [16] Daniel Cochran "Passive Cancellation of Common-Mode Electromagnetic Interference in Switching Power Converters" Thèse, Master en Science, Faculté de Polytechnique, Blacksburg, Virginia, 2001.
- [17] Richard Redl "Electromagnetic Environmental Impact of Power Electronics Equipment", IEEE Trans. on EMC, Vol. 31, No. 2, Dec. 21, 2000.
- [18] H. Braquetla "Compatibilités électromagnétiques ou C E M" Notes de cours de la CEM, Version du 03/02/05.
- [19] Trak Ben Salah "Contribution à la conception des dispositifs de puissance en carbure de silicium: étude et extraction des paramètres" Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 29 Janvier 2007.
- [20] B. DEMOULIN "Initiation à la Compatibilité Electromagnétique", Cours pour les électriciens Auditeurs du Master ou Elèves Ingénieurs, Volume I, Université de Lille, Edition de Septembre 2004.
- [21] L. BESSOLTANE, Z. AZZOUZ, D. TOUMI 'Emissions BF des chargeurs commandés par régulateur à Hystérésis embarqués dans les véhicules électriques hybrides rechargeables (V.E.H.R), International Journal of Control, Energy and Electrical Engineering (CEEE)DOI.10 pp.1-4.
- [22] Lounis zohra "Apports des techniques de câblages laminaires dans un onduleur a IGBT de moyenne puissance" Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 19 décembre 20.
- [23] Pierre Brosselard "Conception, Réalisation et Caractérisation d'interrupteurs (Thyristors et JFETs) haute tension (5kV) en carbure de silicium" Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 16 décembre 2004.

## Bibliographie

---

- [24] Bing Lu "Investigation of High-density Integrated Solution for AC/DC Conversion of a Distributed Power System" These PHD, faculté de Polytechnique, Blacksburg, Virginia, 5 mai 2006.
- [25] wim Teulings "Prise en compte du Câblage dans la Conception et la Simulation des convertisseurs de Puissance : Performance CEM". Thèse de doctorat , Université de Grenoble, 30 mars 1992.
- [26] B. Revol, J. Roudet, J.L. Schanen, P. Loizelet "Fast EMI prediction method for three-phase inverter based on Laplace Transforms" IEEE Trans. on EMC, Vol. 17, No. 3, 2003.
- [27] BELHAOUCHET NOURI 'Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées' UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF' 06/07/2011.
- [28] Comité Européen de Normalisation Electrotechnique 'Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 6-3: Normes génériques – Norme sur l'émission pour les environnements résidentiels, commerciaux et de l'industrie légère'.
- [29] Randall W. Rhea "HF Filter Design and Computer Simulation" Founder and President Eagleware Corporation, Noble Publishing Atlanta.
- [30] Christophe Basso "Conducted EMI Filter Design for the NCP1200 "Semiconductor Components Industries, LLC, Rev. 2, Avril 2001.
- [31] Wei MI "Extraction des parameter et domaine de validité du modèle d'un composant de puissance" Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 23 juillet 2002.
- [32] Jingen Qian "RF Models for Active IPEMs" Thèse, Master en Science, Faculté de Polytechnique, Blacksburg, Virginia, 30 Janvier 2003.
- [33] Gautier Cyrille "Contribution au développement d'outils logiciels en vue de la conception des convertisseurs statiques intégrant la compatibilité électromagnétique" Thèse de doctorat, Université de Paris.
- [34] Cyril BUTTAY "Contribution à la conception par la simulation en électronique de puissance : application à l'onduleur basse tension" Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 30 novembre 2004.
- [35] J. Roudet, F.Vaillant\*, R.Scheich "Perturbation Conduites en Electronique de puissance: Mesure: Simulation: Attenuation". CNRS- URA.335 Laboratoire d'électronique de Grenoble France.

## Bibliographie

---

- [36] Zhe Zhang, Lixiangwei et Ali Bazzi 'Conducted Emissions Suppression of Active Front End (AFE) Drive Based on Random Switching Frequency PWM' UNIVERSITY OF CONNECTICUT' August 2020 IEEE Transactions on Industry.
- [38] Pierre-Olivier JEANNIN "Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée" Thèse de doctorat , Université de Grenoble, 29 mai 2001.
- [40] Bilge Simsir "Analysis, Design, and Implementation of a Two-Switch Single Phase Electronic Line Voltage Regulator" Thèse, Master en Science, Department Of Electrical And Electronics Engineering, Avril 2005.
- [41] Jean Christophe CREBIER, James ROUDET, Jean Luc SCHANEN "Problems using LISN in EMI characterization of power electronic converters", IEEE Trans. on power electronics, VOL. 9, NO. 6, novembre, 1994.
- [42] Jean-Christophe Crébier, Bertrand Revol, and Jean Paul Ferrieux "Boost-Chopper-Derived PFC Rectifiers: Interest and Reality", IEEE Trans. on industrial electronics, Vol. 52, NO. 1, Février 2005.
- [43] Liyu Yang, Bing Lu, Wei Dong, Zhiguo Lu, Ming Xu, F. C. Lee and W. G. "Modeling and Characterization of a 1KW CCM PFC Converter for Conducted EMI Prediction", IEEE trans. 0-7803-8269-2/04/17.00, 2004.
- [44] P.Poulichet "base de la compatibilité électromagnétique" Notes de cours de la CEM, Chapitre 1, Group ESIEE, Paris, Février 2005.
- [45] F. Rachidi "Introduction à la CEM" Notes de cours, EPFL-DE-LRE CH-1015 Lausanne, 2004.
- [46] L. Douchet, M. Sauzeix, S.Tisserant, "Electronique MP. Cours Méthode Exercices résolus" Bréal édition, 2004.
- [48] Kaiçar Ammous "Contribution à la construction systématique des modèles moyens de convertisseurs de puissance" Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 18 Décembre 2002.
- [49] Fred C. Lee, Ming Xu, Shuo Wang and Bing Lu "Design Challenges For Distributed Power Systems" CPES, Faculté de Polytechnique, Blacksburg, Virginia.
- [50] Erik Hertz "Thermal and EMI Modeling and Analysis of a Boost PFC Circuit Designed Using a Genetic-based Optimization Algorithm" Thèse, Master en Science, Faculté de Polytechnique, Blacksburg, Virginia 24 Juillet 2001.

## **Bibliographie**

---

- [51] L. Rossetto, S. Buso, G.Spiazzi "Conducted EMI Issues in a Boost PFC Design" Université de Padova, Italy.
- [52] Peter Mantovanelli Barbosa "Three-Phase Power Factor Correction Circuits for Low-Cost Distributed Power Systems" These PHD, Faculté de Polytechnique, Blacksburg, Virginia 31 Juillet 2002
- [53] Sylvain Demarty "Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique Spécialité: Télécommunications" Thèse de doctorat, Université de Limoges, 31 Août 2006.
- [55] R. H. Staunton, C. W. Ayers, L. D. Marlino, J. N. Chiasson, T. A. Burress 'Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System ' 'University of Tennessee-Knoxville ' et 'Oak Ridge Institute for Science and Education' May 2006.

## **Résumé**

Le travail présenté dans cette mémoire porte sur l'étude et la compatibilité électromagnétique CEM des convertisseurs de puissances utilisés dans les véhicules électriques et hybrides. Dans notre cas nous avons basé sur les chargeurs des batteries. Nous avons étudié les sources, victimes et moyens de propagation des interférences électromagnétiques et la normalisation CEM (Normes CEM, leur contenu, leur mise en œuvre).

Les composants internes et les caractéristiques des chargeurs des batteries ont été étudiés, tels que les interrupteurs de puissance, les chemins de propagations des perturbations électromagnétiques et la victime (réseau électrique).

Cette étude a été menée à l'aide d'un logiciel Orcad Pspice et ensuite obtenu les résultats.

### **Les mots clés :**

Véhicule électrique, Véhicule électrique hybride, Batterie Lithium-Ion. Compatibilité électromagnétique, Interférence électromagnétique