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

#### UNIVERSITÉ DE RELIZANE

Faculté des Sciences et Technologies Département d'Électrotechnique et d'Automatique



### THÈSE DE DOCTORAT LMD 3<sup>ème</sup> CYCLE

Filière : Electrotechnique Spécialité : Electrotechnique Industrielle

#### M<sup>r</sup> LAHLACI MOHAMMED ELAMINE

Titre de thèse

### CARACTERISATION DES PERTURBATIONS ÉLECTROMAGNETIQUES (PEMS) DANS UN SYSTEME DE CONVERSION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

Devant le jury composé de :

Président	YSSAAD Benyssaad	Prof.	Univ. de Relizane
Directeur de thèse	MILOUDI Mohamed	MCA	Univ. de Relizane
<b>Co-Directeur de thèse</b>	MILOUDI Houcine	Prof.	Univ. UDL-SBA
Examinateur	AYAD Ahmed Nour Elislam	Prof.	Univ. d'Ouargla
Examinateur	BERMAKI Mohammed Hamza	MCA	Univ. UDL-SBA
Examinateur	MANKOUR Mohamed	MCA	Univ. de Relizane

Année Universitaire : 2023/2024

# REMERCIEMENTS

Mes remerciements s'adressent tout d'abord à Dieu le tout puissant de m'avoir donné tous ce que je possède et d'avoir guidé mes pas vers le chemin du savoir, et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé, au sein du laboratoire Génie Industriel & Développement Durable (GIDD) de l'Université de Relizane et en collaboration avec le laboratoire APELEC de l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès.

J'exprime ma profonde reconnaissance à mon directeur de thèse, le Docteur Mohamed MILOUDI, et mon co-directeur de thèse le Professeur Houcine MILOUDI de l'Université UDL de Sidi Bel-Abbès pour avoir cru en mes capacités pour mener à bien ce travail qu'ils ont toujours dirigé avec une très grande rigueur et pour leur encadrement. Je les remercie pour leur soutien essentiel et leur optimisme manifesté même dans les moments difficiles, ils m'ont aidé à surmonter les difficultés souvent inévitables pour une thèse de doctorant. Leur disponibilité, leurs conseils et leurs encouragements durant toutes ces années m'ont été d'une grande utilité, sur le plan humain ainsi que scientifique.

Je remercie le Professeur Yssaad Benyssaad d'avoir accepté d'être le président du jury. Je souhaite exprimer ma reconnaissance envers les membres qui m'ont fait l'honneur d'accepter avec intérêt de prendre part au jury de ma soutenance de thèse : le Professeur Ahmed Nour Elislam AYAD de l'Université d'Ouargla, le Dr. Mohammed Hamza BERMAKI Maître de conférences A de l'Université UDL de Sidi Bel-Abbès et le Dr. Mohamed MANKOUR Maître de conférences A de l'Université de Relizane. Je les prie de bien vouloir accepter mes plus vifs et sincères remerciements.

Je tiens à remercier vivement le Pr. Amar TILMATINE, Professeur à l'université de Sidi Bel-Abbés et Directeur du Laboratoire APELEC de m'avoir offert la possibilité d'effectuer les mesures expérimentales dans l'équipe CEM dirigée par le Pr. Abdelber BENDAOUD.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les enseignants du département d'Electrotechnique et d'Automatique de l'Université de Relizane, de façon très particulière, s'adresse aussi aux enseignants de la formation doctorale et mes collègues.

Je termine mes remerciements en ayant une pensée particulière à ma mère et mon père pour l'enseignement moral et humain qu'ils m'ont donné, ainsi que pour la patience et l'aide accordées durant ces années d'étude, qu'ils trouvent ici ma profonde gratitude. Enfin, je salue le soutien et l'encouragement de tous les membres de ma famille.

Mille merci à toutes et à tous.

# TABLE DES MATIERES

Résumé	III
Liste des abréviations	IV
Liste des figures	V
Liste des tableaux	IX
	_
	1
Chapitre I : NOTION SUR LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE	
I.1. DEFINITION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE	5
I.2. NIVEAUX DE COMPATIBILITE	6
I.3. SOURCES DES PERTURBATIONS	7
I.3.1. Sources naturelles et sources humaines	7
I.3.2. Sources permanentes et sources discontinues	8
I.4. PRINCIPAUX CHEMINS DE COUPLAGE DES PERTURBATIONS	9
I.5. CHEMIN DE PROPAGATION DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES .	11
I.5.1. Couplage conduit	11
I.5.2. Couplage rayonné	13
I.5.3. Couplage capacitif	13
I.5.4. Couplage inductif	14
I.6. MESURES ET QUANTIFICATIONS DES PERTURBATIONS	14
I.6.1. Normes de la CEM	14
I.6.2. Mesures des perturbations conduites	16
I.6.2.1. Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL)	16
I.6.2.2. Analyseur de spectre	18
I.6.3. Mesure des perturbations rayonnées	18
I.6.3.1. Méthode TEM-CELL	18
I.6.3.2. Méthode EMC-Strip-line	19
I.6.3.3. Méthode scan champ proche	20
I.6.3.4. Méthode de test en chambre anéchoïque	21
I.7. CADRE DE L'ETUDE	23
I.8. CONCLUSION	25
Chapitre II : MACHINE LEARNING	
II.1. MACHINE LEARNING	28
II.2. TYPE D'ALGORITHMES APPRENTISSAGE	29

II.2. TYPE D'ALGORITHMES APPRENTISSAGE	29
II.2.1. Algorithmes d'apprentissage supervise	29
II.2.2. Algorithmes d'apprentissage non supervise	29
II.2.3. Algorithmes d'apprentissage par renforcement	31
II.3. REGRESSION LINEAIRE	32
II.4. REGRESSION LOGISTIQUE	34
II.5. ARBRE DE DECISION	35
II.6. MACHINE A VECTEURS DE SUPPORT	36
II.7. K-PLUS PROCHES VOISINS	38
II.7.1. Méthode des k plus voisins pondérés et classification ordinale	39
II.7.1.1. Similarité entre voisins	39
II.7.1.2. Standardisation des variables afin d'homogénéises le calcul de	

distances II.7.1.3. Système de pondération pour le voisinage (la fonction noya II.8. ETAT DE L'ART DU MACHINE LEARNING EN CEM	40 au)40 42
II.9. CONCLUSION	
Chapitre III : CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	
III.1. COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE EN ELECTRONIQUE DE PUISSANO	CE46
III.2. SOURCE DE BRUIT	46
III.3. PERTURBATIONS CONDUITES ET RAYONNEES EN ELN	48
III.4. DEFINITION DU SEMIN-CONDUCTEUR	50
III.5. TRANSISTOR IGBT	51
III.5. 1. Symbole	51
III.5.2. Schéma équivalent d'un IGBT	52
III.6. TRANSISTOR MOSFET	52
III.6.1. Symbole	53
III.7. CHARGE DE LA GRILLE DU TRANSISTOR	53
III.8. ETUDE DES INTERFERANCES ELECTROMAGNETIQUES D'UN HACHEUR	
SERIE	54
III.9. RESULTATS EXPERIMENTAUX	55
III.10. COMPARAISON DES RESULATS EXPERIMENTAUX ET DE SIMULATION	61
III.10.1. Résultats du transistor MOSFET	61
III.10.2. Résultats du transistor IGBT	64
III.11. CONCLUSION	

#### Chapitre IV : ETUDE DU COMPORTEMENT CEM DU CONVERTISSEUR STATIQUE

IV.1. CONVERTISSEUR STATIQUE DC/DC	69
IV.2. HACHEUR SERIE A COMMUTATION SYNCHRONE	72
IV.3. MESURE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES	75
IV.3.1. Mesure des perturbations électromagnétiques conduites	76
IV.3.2. Réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL)	76
IV.3.3. Test des PEMs conduites pour un hacheur a commutation synchrone	77
IV.4. BANC DE TEST	78
IV.5. ANALYSE DES RESULTATS	79
IV.6. APPRENTISSAGE AUTOMATIQUE	83
IV.7. CONCLUSION	87
CONCLUSION GÉNÉRALE	88

#### BIBLIOGRAPHIE

## Titre : "Caractérisation des Perturbations Electromagnétiques (PEMs) dans un Système de Conversion d'Energie Electrique "

**Résumé :** La technologie de conversion d'énergie désigne tout système qui convertit l'énergie d'une forme en une autre. L'énergie peut être décrite de plusieurs façons et peut prendre des formes différentes, telles que la chaleur, le travail et le mouvement. D'où l'utilisation de la conversion d'énergie pour entraîner les machines électriques comme les convertisseurs statiques. Ce travail de conversion engendre des perturbations électromagnétiques (CEM), d'où la nécessité que le système ou l'appareil fonctionne correctement dans son environnement électromagnétique et ait une bonne performance. Dans ce but, notre travail propose une introduction à la compatibilité électromagnétique (CEM) ainsi qu'une description de l'apprentissage automatique (Machine Learning), un domaine qui occupe une place importante dans l'analyse et la modélisation. Le travail traite des interférences électromagnétiques (IEM) conduites en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD) d'un convertisseur DC/DC avec les deux fameux interrupteurs statiques : l'IGBT et le MOSFET. Nous effectuons également des tests sur l'hacheur à commutation synchrone en utilisant toujours les deux interrupteurs de puissance IGBT et MOSFET.

**Mots clés :** CEM, Machine Learning, IEM conduites, MC, MD, convertisseur DC/DC, hacheur a commutation synchrone, IGBT, MOSFET.

### Title: "Characterization of Electromagnetic Disturbances (EMDs) in an Electric Power Conversion System"

**Abstract:** Energy conversion technology refers to any system that converts energy from one form to another. Energy can be described in various ways and can take different forms, such as heat, work, and motion. Hence the use of energy conversion for driving electric machines like static converters. This conversion work gives rise to electromagnetic disturbances (EMD), hence the necessity for the system or device to function properly in its electromagnetic environment and deliver good performance. With this aim, our work provides an introduction to electromagnetic compatibility (EMC) as well as a description of machine learning, a field that holds significant importance in analysis and modeling. The work deals with conducted electromagnetic interference (EMI) in both common mode (CM) and differential mode (DM) of a DC/DC converter with the two famous static switches: the IGBT and the MOSFET. We also conduct tests on the synchronous switching chopper, always utilizing the two power switches IGBT and MOSFET.

**Keywords:** EMC, Machine Learning, conducted EMI, CM, DM, DC/DC converter, synchronous switching chopper, IGBT, MOSFET

#### عنوان: " الاضطرابات الكهرومغناطيسية في إمدادات الطاقة "

ملخص: تشير تقنية تحويل الطاقة إلى أي نظام يحول الطاقة من شكل إلى آخر. يمكن وصف الطاقة بطرق مختلفة ويمكن أن تتخذ أشكالًا مختلفة، مثل الحرارة والعمل والحركة. ومن هنا يأتي استخدام تحويل الطاقة لتشغيل الألات الكهربائية مثل المحولات الثابتة. هذا العملية تحويلية تولد تشويشات المغناطسية، ومن ثم فإن الضرورة لنظام أو جهاز يعمل بشكل صحيح في بيئته المغناطسية ويقدم أداء جيد. بهذا الهدف، يقدم عملنا مقدمة للتوافق المغناطسية، ومن ثم فإن الضرورة لنظام أو جهاز يعمل بشكل صحيح في بيئته المغناطسية ويقدم أداء جيد. بهذا الهدف، يقدم عملنا مقدمة للتوافق المغناطسية، ومن ثم فإن الضرورة لنظام أو جهاز يعمل بشكل صحيح في بيئته المغناطسية ويقدم أداء جيد. بهذا الهدف، يقدم المغناطسية(CEM) وكذلك وصف للتعلم الآلي، وهو مجال يحمل أهمية كبيرة في التحليل والنمذجة. يتعامل العمل مع التداخل المغناطسية الموصول (IEM) في كل من وضع الجهد المشترك (MC) ووضع التيار التفاضلي (MD) لمحول الكتروني مستمر/ مستمر مع القطع الثابتة المشهورة: IGBT و MOSFET. نقوم أيضًا بإجراء اختبارات على القاطع المتزامن المتبادل، مستخدمين دائمًا القاطعين الشائين للطاقة و

**الكلمات المفتاحية:** التوافق الكهرومغناطيسي (CEM)، التعلم الآلي، التداخلات الكهرومغناطيسية الموصولة (IEM)، الوضع المشترك (MC)، الوضع التفاضلي (MD)، محول التيار المستمر/المتناوب، القاطع التبديل المتزامن، IGBT، ،IGBT

# LISTE DES ABREVIATIONS

CEM	Compatibilité ÉlectroMagnétique
GIDD	Génie Industriel & Développement Durable
APELEC	Applications of Plasma, Electrostatics & Electromagnetic Compatibility
EN	European Norme
PEMs	Perturbations ElectroMagnétiques
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
CSPIR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques.
FCC	Fédéral Communications Commission
RTCA	Radio Technical Committee for Aeronautics
CENELEC	Comité Européen de Normalisation en Électronique et en Électrotechnique
IEC	Comité d'Électrotechnique International
ELN	Electronique de puissance
EMC	Electromagnetic Compatibility
IEM	Interférences électromagnétiques
CE	Conformité Européenne
EM	Electromagnétique
МС	Mode Commun
MD	Mode Différentiel
RSIL	Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne
HF	Haute Fréquence.
SI	Intégrité du signal
PI	Intégrité de l'alimentation
TEM	Transverse ElectroMagnétique
TEM-cell	Transverse Electro-Magnetic cell
AG	Algorithme génétique
IGBT	Transistors bipolaires à grille isolée
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
BJT	Transistors bipolaires
DST	Dispositif Sous Test
CART	Classification and Regression Tree
SVM	Séparateurs à Vaste Marge
SPIM	Moteur à induction monophasé

### **LISTE DES FIGURES**

FIGURE I-1. ILLUSTRATION SUR LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE [3]	05
FIGURE I-2. REPRESENTATION D'EMISSION ET IMMUNITE D'UN SYSTEME CONTRE LES PEM [8]	06
FIGURE I-3. NIVEAUX DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES [12]	07
FIGURE I-4. SOURCE DE PERTURBATION NATURELLE EN CEM : (A) CHAMP MAGNETO TERRESTE	RE,
(b) la foudre [15]	08
FIGURE I-5. SOURCE DE PERTURBATION D'ORIGINE HUMAINE [16]	08
FIGURE I-6. TRANSMISSION ELECTROMAGNETIQUE [19]	.09
FIGURE I-7. TRANSFERT DE PERTURBATION ENTRE LA SOURCE ET LE RECEPTEUR [22]	.10
FIGURE I-8. DIFFERENTES REGIONS EM AU-DESSUS D'UN CIRCUIT RAYONNA	١NT
[2]	.10
FIGURE I-9 CHEMINS DE PROPAGATION EN MODE COMMUN (ROUGE) ET EN MODE DIFFERENTI	EL
(BLEU) [25]	.12
FIGURE I-10. COUPLAGE D'UN CHAMP ELECTRIQUE E SUR UN CONDUCTEUR [26]	.13
FIGURE I-11. EMISSION EN CHAMP MAGNETIQUE H [26]	.13
FIGURE I-12. COUPLAGE CAPACITIF ENTRE DEUX CONDUCTEURS [27]	.14
FIGURE I-13. COUPLAGE INDUCTIF ENTRE DEUX CONDUCTEURS [28]	.14
Figure I-14. Niveau maximal d'emission des PEMC dans la norme EN55022 [25]	
(A) APPAREILS DE LA CLASSE A, (B) APPAREILS DE LA CLASSE B	.15
FIGURE I-15. NIVEAU MAXIMAL D'EMISSION DES PEMC DANS LA NORME DO-160G [25]	.16
FIGURE I-16. MESURE DES PERTURBATIONS CONDUITES D'UN CONVERTISSEUR DC/DC [25]	.16
FIGURE I-17. CIRCUIT EQUIVALENT DE DEUX RSIL MONOPHASES : (A) NNBM 8126-A ET (B)	
EMCO3810/2 [31]	.17
FIGURE I-18. MESURE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES CONDUITES AVEC UNE PINCH	E
DE COURANT(A) MODE COMMUN, (B) MODE DIFFERENTIEL [32]	.17
FIGURE I-19. ANALYSEUR DE SPECTRE [34].	18
FIGURE I-20. MÉTHODE TEM-CELL [37].	19
FIGURE I-21. MÉTHODE EMC-STRIP-LINE [38].	19
FIGURE I-22. METHODE SCAN CHAMP PROCHE [41]	20
FIGURE I-23. CHAMBRE ANECHOÏQUE [46].	21
FIGURE I-24. CHAMBRE ANECHOÏQUE ACOUSTIQUE [47].	22
FIGURE I-25. CHAMBRE ANECHOÏQUE ELECTROMAGNETIQUE [49]	23
FIGURE 1-26. SCHEMA DE MESURE DES PERTURBATIONS EN MODE CONDUITE [51].	24
FIGURE 1-27. BANC DE TEST DES EMISSIONS CONDUITES POUR UN HACHEUR SERIE [52].	25
FIGURE I-28. BANC D'ESSAI POUR MESURE DES INTERFERENCES CONDUITES [53]	25
FIGURE II-1. INTERET DE LA MACHINE LEARNING [56].	28
FIGURE II-2. TECHNIQUES D'APPRENTISSAGE AUTOMATIQUE SUPERVISE [58].	29
FIGURE II-3. TECHNIQUES D'APPRENTISSAGE AUTOMATIQUE NON SUPERVISE [61].	30
FIGURE II-4. APPRENTISSAGE PAR RENFORCEMENT [66]	.31
FIGURE II-5. EXEMPLE D'UNE REGRESSION LINEAIRE [69,70].	32
FIGURE II-6. EXEMPLE DE LA FONCTION SIGMOÏDE [72].	34
FIGURE II-7. EXEMPLE DE L'ARBRE DE DECISION [80]	36
FIGURE II-8. CLASSIFICATION AVEC LA MACHINE A VECTEURS DE SUPPORT [85]	38

FIGURE III.1. DISTRIBUTION SPECTRALE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES (PMEs)	
generees dans le domaine de l'electronique de puissance [105]	46
FIGURE III-2. PLAGE SPECTRALE GENERALEMENT ATTRIBUEE AUX COMPOSANTS ELECTRONIQUES	DE
PUISSANCE [107]	47
Figure III-4. Origine et mode de couplage des PEMs d'un convertisseur statique	
[110]	48
FIGURE III-5. FORME D'UNE ONDE CARREE (A), SPECTRE (B) [112]	49
FIGURE III-7. REPRESENTATION DES BANDES D'ENERGIE [117]	50
FIGURE III-8. VARIATION DE LA DIFFERENCE DE DENSITES DE DONNEURS ET D'ACCEPTEURS POUR	•
UNE JONCTION ABRUPTE [121]	51
Figure III-9. Structure d'un IGBT [124]	51
Figure III-10. Symbole d'un IGBT [125].	52
Figure III-11. Symbole d'un IGBT [126]	52
Figure III-12. Structure d'un MOSFET [127].	52
Figure III-13. Symbole d'un MOSFET [129]	53
FIGURE III-14. COURBE DE TENSION $V_{\mbox{\scriptsize Ge}}$ en fonction de la charge injectee dans la grille	
[131]	53
Figure III-15. Courbe dynamique de tension et courant dans un IGBT durant la	
CHARGE DE GRILLE [132]	54
Figure III-16. Convertisseur de puissance a plusieurs etages pour test des PEMs	
CONDUITES	55
FIGURE III-17. BANC D'ESSAI POUR MESURE DES PERTURBATIONS CONDUITE.	56
Figure III-18. Mode commun du transistor MOSFET	56
FIGURE III-19. MODE DIFFERENTIELLE DU TRANSISTOR MOSFET	56
Figure III-18. Mode commun du transistor MOSFET	56
Figure III-20. Mode différentielle et mode commun du transistor MOSFET pour une	
charge de 50 $\Omega$	57
Figure III-21. Mode différentielle et mode commun du transistor MOSFET pour une	
charge de 200 $\Omega$	57
Figure III-22. Mode commun du transistor IGBT	58
Figure III-23. Mode différentielle du transistor IGBT	58
FIGURE III-24. MODE DIFFERENTIELLE ET MODE COMMUN DU TRANSISTOR IGBT POUR UNE	
charge de 50 $\Omega$	59
Figure III-25. Mode différentielle et mode commun du transistor IGBT pour une	
charge de 200 $\Omega$	59
Figure III-26. Mode commun des transistors IGBT et MOSFET pour une charge de 50 $\Omega$ (	60
Figure III-27. Mode différentiel des transistors IGBT et MOSFET pour une charge de 50 $\Omega$ . (	60
Figure III-28. Mode commun des transistors IGBT et MOSFET pour une charge de 200 $\Omega$	61
Figure III-29. Mode différentiel des transistors IGBT et MOSFET pour une charge de 200 $\Omega$ .	61
Figure III-30. Mode commun du transistor MOSFET pour une charge de 50 $\Omega$	62
Figure III-31. Mode commun du transistor MOSFET pour une charge de $100\Omega$	62
FIGURE III-32. MODE COMMUN DU TRANSISTOR MOSFET POUR UNE CHARGE DE $200\Omega$	62
Figure III-33. Mode différentiel du transistor MOSFET pour une charge de 50Ω	63
Figure III-34. Mode différentiel du transistor MOSFET pour une charge de 100 $\Omega$	63

Figure III-35. Mode differentiel du transistor MOSFET pour une charge de $200\Omega$ . 64
Figure III-36. Mode commun du transistor IGBT pour une charge de $50\Omega$
Figure III-37. Mode commun du transistor IGBT pour une charge de 100 $\Omega$
Figure III-38. Mode commun du transistor IGBT pour une charge de 200 $\Omega$
FIGURE III-39. MODE DIFFERENTIEL DU TRANSISTOR IGBT POUR UNE CHARGE DE 50Ω
Figure III-40. Mode differentiel du transistor IGBT pour une charge de $100\Omega$ 66
FIGURE III-41. MODE DIFFERENTIEL DU TRANSISTOR IGBT POUR UNE CHARGE DE $200\Omega$
FIGURE IV-1. PRINCIPE GENERAL D'UN CONVERTISSEUR STATIQUE DC/DC [137]
FIGURE IV-2. CONVERTISSEUR STATIQUE DC/DC [139]
Figure IV-3. Hacheur Buck [140]71
Figure IV-4. Fonctionnement du hacheur lorsque le transistor est fermé [141]71
FIGURE IV-5. FONCTIONNEMENT DU HACHEUR LORSQUE LE TRANSISTOR EST OUVERT [142]71
Figure IV-6. Chronogrammes simplifiees des tensions et courants du hacheur
ABAISSEUR [143]
FIGURE IV-7. ARCHITECTURE SIMPLIFIEE DU HACHEUR A COMMUTATION SYNCHRONE [145] 73
Figure IV-8. Deux phases de fonctionnement du convertisseur Buck à commutation
synchrone dépendantes des états ouvert ou fermé des transistors High-Side et Low-Side
[147]
Figure IV-10. Perturbations electromagnetiques conduite en mode commun et
DIFFERENTIEL [150]
Figure IV-11. RSIL 05/16 à une alimentation continue77
Figure IV-12. Analyseur de spectre GW Instek GSP-73077
Figure IV-13. Schéma du Banc de mesure des perturbations électromagnétiques conduite 78
FIGURE IV-14. BANC DE MESURE DU MODE COMMUN ET MODE DIFFERENTIEL POUR UN MOTEUR
a courant continu entraine par un convertisseur statique DC/DC
Figure IV-15. Mode différentiel du hacheur avec IGBT/IGBT et MOSFET/MOSFET 80
FIGURE IV-16. MODE COMMUN DU HACHEUR AVEC IGBT/IGBT ET MOSFET/MOSFET 80
FIGURE IV-17. MODE COMMUN ET MODE DIFFERENTIEL DU HACHEUR AVEC IGBT/MOSFET81
FIGURE IV-18. MODE COMMUN ET MODE DIFFERENTIEL POUR HACHEUR AVEC MOSFET/IGB.81
FIGURE IV-19. MODE COMMUN ET MODE DIFFERENTIEL DU HACHEUR AVEC IGBT/IGBT 82
FIGURE IV-20. MODE COMMUN ET MODE DIFFERENTIEL POUR HACHEUR AVEC
MOSFET/MOSFET
FIGURE IV-21. MODE COMMUN DU HACHEUR A COMMUTATION SYNCHRONE AVEC IGBT/IGBT
avec la methode arabe de decision et la methode foret aleatoire
FIGURE IV-22. MODE COMMUN DU HACHEUR A COMMUTATION SYNCHRONE
avecIGBT/MOSFET avec la methode arabe de decision et la methode foret
ALEATOIRE
FIGURE IV-23. MODE COMMUN DUR HACHEUR A COMMUTATION SYNCHRONE AVEC
MOSFET/IGBT avec la methode arabe de decision et la methode foret aleatoir 84
FIGURE IV-24. MODE COMMUN DU HACHEUR A COMMUTATION SYNCHRONE AVEC MOSFET/
MOSFET avec la methodearabe de decision et la methode foret aleatoire
FIGURE IV-25. MODE DIFFERENTIEL DU HACHEUR A COMMUTATION SYNCHRONE AVEC
IGBT/IGBT avec la methode arabe dedecision et la methode foret aleatoire 85

FIGURE IV-26. MODE DIFFERENTIEL DU HACHEUR A COMMUTATION SYNCHRONE AVEC	
IGBT/MOSFET avec la methode arabe de decision et la methode foret	
ALEATOIRE	86
Figure IV-27. Mode différentiel pour hacheur a commutation synchrone avec	
MOSFET/IGBT avec la méthode arabe de décision et la méthode foret	
aléatoire	86
Figure IV-28. Mode différentiel pour hacheur a commutation synchrone avec	
MOSFET/ MOSFET avec laméthode arabe de décision et la méthode foret	
aléatoire	86

### LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU (IV-1). TABLEAU DES CARACTERISTIQUES DU MOTEUR ET DES INTERRUPTEURS DE	
PUISSANCE	78

# INTRODUCTION

# GENERALE

Depuis les débuts de l'ingéniosité humaine jusqu'aux avancées révolutionnaires du XXIe siècle, le développement de la technologie a constitué une saga fascinante, marquée par une innovation incessante et une aspiration à repousser les limites de l'imagination. De l'invention de la roue à l'ère de la révolution numérique, l'histoire de la technologie est une chronique de progrès et de transformation, qui a profondément influencé notre manière de vivre, de travailler et de percevoir le monde qui nous entoure. Dans cette exploration, nous plongerons dans les méandres de cette évolution, mettant en lumière les moments clés, les grandes inventions et les tendances émergentes qui ont façonné notre parcours vers un avenir technologique toujours plus prometteur.

Dans le domaine de la conversion de l'énergie électrique, les interrupteurs à semiconducteurs jouent un rôle fondamental. Ces dispositifs permettent de contrôler le flux d'électricité de manière efficace et précise. Avec l'évolution rapide de la technologie, une évaluation approfondie des semi-conducteurs est devenue indispensable, soulignant l'importance croissante de ces composants dans de nombreux secteurs. La fabrication de ces interrupteurs à semi-conducteurs revêt ainsi une grande importance pour leur intégration dans l'électronique de puissance. Que ce soit dans l'industrie, où ils sont utilisés pour la régulation de machines et de processus industriels, ou dans les applications domestiques, où ils alimentent une variété d'appareils électriques, ces composants sont devenus omniprésents. Ainsi, la technologie des interrupteurs à semiconducteurs continue d'évoluer pour répondre aux besoins croissants en efficacité énergétique, en fiabilité et en performances dans une variété d'applications critiques et grand public.

Le système ou l'appareil de conversion d'énergie électrique peut générer des parasites qui perturbent le bon fonctionnement des équipements. Ces parasites se manifestent sous forme de signaux indésirables appelés interférences électromagnétiques. Par conséquent, dès l'apparition d'un nouvel équipement ou système, il est impératif de le soumettre à des tests de compatibilité électromagnétique (CEM). Ces tests sont devenus essentiels pour évaluer la performance de l'équipement en termes de production d'interférences électromagnétiques et pour s'assurer qu'il n'est pas perturbé dans son fonctionnement par d'autres équipements ou appareils environnants.

La vérification de la conformité aux normes de la CEM garantit que l'équipement est capable de fonctionner de manière fiable dans son environnement électromagnétique prévu, sans perturber ni être perturbé par d'autres équipements. Cela est particulièrement critique dans les domaines sensibles tels que les équipements médicaux, les systèmes de télécommunications, les systèmes de contrôle industriel et les applications militaires où des interférences électromagnétiques peuvent avoir des conséquences graves. Les tests de CEM incluent souvent des mesures de rayonnement et de susceptibilité électromagnétique. Ces tests permettent de s'assurer que l'équipement fonctionne conformément aux exigences réglementaires et aux normes industrielles en matière de compatibilité électromagnétique, garantissant ainsi sa fiabilité et sa sécurité d'utilisation.

Un autre domaine qui gagne en importance ces derniers temps est celui de l'apprentissage automatique (machine Learning). Cette technologie continue d'être intégrée dans le domaine de la révolution technologique de manière significative. L'apprentissage automatique, une branche de l'intelligence artificielle, repose sur la capacité des systèmes informatiques à apprendre et à s'améliorer à partir de l'expérience sans être explicitement programmés. Grâce à des algorithmes sophistiqués et à l'analyse de vastes ensembles de données, les systèmes d'apprentissage automatique sont capables de détecter des modèles, de prendre des décisions et de prédire des résultats avec une précision remarquable. Cette technologie a des applications diverses et révolutionnaires dans de nombreux domaines, y compris la santé, la finance, le commerce électronique, l'automobile, et bien d'autres encore.

Dans notre thèse, le premier chapitre sera dédié à une introduction à la compatibilité électromagnétique (CEM), ainsi qu'à l'exploration des notions fondamentales de ce domaine. Ce chapitre constituera une base théorique solide pour comprendre les mécanismes de propagation des interférences électromagnétiques et leur impact sur les systèmes électroniques et électriques. Nous aborderons les principes de base de la CEM, en mettant en évidence son importance dans la conception et le fonctionnement des dispositifs électroniques. Nous explorerons également les différents types d'interférences électromagnétiques, leurs sources et leurs effets sur les équipements électroniques. En outre, nous discuterons des normes et des réglementations en matière de CEM, ainsi que des méthodes de mitigation et de prévention des interférences électromagnétiques dans les systèmes électroniques et électriques.

Dans le second chapitre de notre thèse, nous nous pencherons sur une introduction à l'apprentissage automatique (machine Learning) et ses différents modes d'apprentissage. Ce chapitre fournira une vue d'ensemble des concepts fondamentaux de l'apprentissage automatique, ainsi que des différentes approches utilisées pour entraîner les modèles. Nous aborderons les principaux types d'apprentissage, tels que l'apprentissage supervisé, non supervisé et semi-supervisé, en expliquant les différences entre eux et en illustrant leurs applications. De plus, nous discuterons des techniques d'évaluation des modèles d'apprentissage automatique et des bonnes pratiques pour sélectionner le modèle le plus adapté à une tâche donnée. En explorant les bases de l'apprentissage automatique, ce chapitre établira les fondations nécessaires pour les chapitres ultérieurs de la thèse, qui se concentreront sur des applications spécifiques et des développements récents dans ce domaine en constante évolution.

Dans le troisième chapitre, nous nous consacrerons à la caractérisation des perturbations électromagnétiques conduites en mode commun et en mode différentiel pour un convertisseur statique, spécifiquement un hacheur série. Nous avons réalisé un montage du convertisseur alimentant une charge résistive, en utilisant un banc d'essai normalisé. Cet hacheur utilisera deux interrupteurs de puissance parmi les plus reconnus sur le marché : le transistor IGBT et le MOSFET. Nous examinerons les perturbations électromagnétiques en mode commun et en mode différentiel générées par ces interrupteurs. Nous analyserons également les résultats de nos tests de mesures expérimentales et nous appliquerons des méthodes d'apprentissage automatique pour extraire des informations utiles à partir de ces données. Cette approche nous permettra de mieux comprendre et de caractériser les effets des perturbations électromagnétiques sur le fonctionnement du convertisseur, ainsi que d'identifier des stratégies potentielles pour atténuer ces perturbations.

Dans le dernier chapitre de notre travail, nous nous concentrerons également sur les tests des interférences électromagnétiques conduites pour un hacheur série à commutation synchrone. Nous avons réalisé un montage du convertisseur avec toujours les deux interrupteurs de puissance, à savoir le IGBT et le MOSFET. Dans ce cas, le convertisseur entraînera un moteur à courant continu d'une pompe à essence d'un véhicule. Nous examinerons les perturbations électromagnétiques en intégrant les deux interrupteurs de même type et, d'autre part, en utilisant différents interrupteurs. L'objectif est d'analyser les différences de comportement en termes d'interférences électromagnétiques entre ces configurations. Nous évaluerons les résultats de nos tests en laboratoire et nous comparerons les performances des deux configurations en termes de niveaux d'interférences électromagnétiques générés.

Enfin, la conclusion générale met en valeur les apports des travaux de cette thèse et présente quelques perspectives.

# CHAPITRE I NOTIONS SUR LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE (CEM)

L'histoire de la compatibilité électromagnétique (CEM) est étroitement liée à l'évolution des technologies électroniques. Au début du XXe siècle, avec les premières transmissions radio, les ingénieurs ont pris conscience des interférences électromagnétiques (IEM) entre différentes stations de radio. Cependant, c'est avec l'avènement des semi-conducteurs à haute densité, tels que le transistor bipolaire dans les années 1950, le circuit intégré dans les années 1960 et les puces à microprocesseur dans les années 1970, que les problèmes d'interférences ont explosés.

Pendant la seconde guerre mondiale, la CEM est devenue vitale avec l'utilisation généralisée de la technologie des semi-conducteurs à haute densité dans les systèmes radar et autres équipements électroniques militaires. Ces systèmes devaient être protégés contre les interférences ennemies tout en minimisant leurs propres émissions pour éviter la détection.

Après la guerre, la CEM a gagné en importance dans le domaine civil, en particulier avec la montée en puissance des communications radio et de l'électronique grand public. Les organismes de normalisation ont élaboré des normes et des réglementations pour garantir la compatibilité électromagnétique des équipements électroniques. En 1979, la Fédéral Communications Commission (FCC) des États-Unis a publié des normes limitant les émissions électromagnétiques de tous les appareils électroniques, correspondant aux recommandations de la Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR). Dans les années 1990 et au-delà, avec l'avènement de la technologie sans fil, des dispositifs mobiles et de l'électronique de pointe, la CEM est devenue un défi de plus en plus complexe. Les ingénieurs ont dû concevoir des dispositifs électroniques pour minimiser les émissions électromagnétiques indésirables et garantir leur immunité face aux interférences.

Pour répondre à ces défis, des organisations de normalisation telles que la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) et la FCC aux États-Unis ont élaboré des normes CEM internationales. Ces normes visent à assurer que les dispositifs électroniques sont compatibles électromagnétiquement à l'échelle mondiale, contribuant ainsi à garantir un fonctionnement fiable des systèmes électroniques dans un monde de plus en plus connecté.

#### I.1. DEFINITION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

La compatibilité électromagnétique (CEM) se réfère en effet à la capacité d'un appareil ou d'un système électrique ou électronique à fonctionner correctement dans son environnement électromagnétique sans introduire lui-même des perturbations électromagnétiques (PEM) de nature à créer des troubles susceptibles de nuire au bon fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement (Fig. I-1). [1,2].



Figure I-1. Illustration sur la compatibilité électromagnétique [3]

D'après cette définition, l'appareil ou le système doit posséder deux éléments fondamentaux :

• *L'émission* fait référence à la diffusion des signaux parasites ou d'interférences électromagnétiques générées par un dispositif électronique. Ces émissions indésirables peuvent potentiellement perturber le bon fonctionnement d'autres dispositifs situés à proximité, entraînant ainsi des perturbations dans l'environnement électromagnétique. L'objectif est de minimiser le niveau de ces émissions non souhaitées provenant d'un appareil, afin de prévenir toute perturbation chez les utilisateurs voisins (Fig. I-2) [4,5].

• *L'immunité* se réfère à la capacité d'un dispositif à maintenir un fonctionnement correct en faisant face aux perturbations dans son environnement. Il s'agit de la résistance

d'un appareil aux interférences externes, qu'elles proviennent d'autres dispositifs ou systèmes, d'émissions radio, ou d'autres sources électromagnétiques. En d'autres termes, l'immunité mesure la capacité d'un dispositif à fonctionner de manière fiable malgré les influences extérieures indésirables, assurant ainsi sa stabilité opérationnelle (Fig. I-2) [6,7].



Figure I-2. Représentation d'émission et immunité d'un système contre les PEM [8]

Au cours des dernières décennies, la compatibilité électromagnétique (CEM) est devenue une préoccupation majeure et réglementaire dans le domaine d'électrique et électronique. L'émergence de nombreuses normes internationales a établi des directives strictes pour les niveaux d'émission et de susceptibilité que les appareils ou système doivent respecter. Cette réglementation vise à garantir le bon fonctionnement des dispositifs dans un environnement de plus en plus complexe et électromagnétiquement pollué.

Le respect des normes CEM est essentiel pour plusieurs raisons :

- Sécurité : les perturbations électromagnétiques peuvent entraîner des dysfonctionnements graves dans les dispositifs électroniques, ce qui peut parfois conduire à des accidents ou à des situations dangereuses. Par exemple, les interférences électromagnétiques peuvent affecter les systèmes de navigation d'un avion ou perturber l'électronique d'une voiture, mettant en danger la sécurité des passagers.
- *Fiabilité* : les dispositifs doivent fonctionner de manière fiable, quel que soit leur utilisation ou leur environnement. Les normes CEM garantissent que les appareils restent opérationnels même en présence de perturbations électromagnétiques [9].

#### **I.2. NIVEAUX DE COMPATIBILITE**

Afin de quantifier les effets des perturbations émises ou reçues par un appareil ou un système, différents niveaux et marges d'immunité et d'émissivité ont été définis. Le respect de ces critères assure une bonne compatibilité entre les équipements partageant le même environnement électromagnétique. Le niveau de compatibilité représente le seuil maximal de perturbation qu'un environnement donné peut tolérer sans causer de dysfonctionnement. Le niveau d'immunité, quant à lui, est le niveau au-delà duquel un matériel ou un système commence à dysfonctionner. Ce niveau doit être supérieur au niveau de compatibilité, et la différence entre les deux niveaux est appelée marge d'immunité (Fig. I-3) [10].

D'autre part, le niveau d'émission correspond au niveau maximal de perturbation qu'un équipement est autorisé à émettre. Il doit être inférieur au niveau de compatibilité afin de ne pas surcharger l'environnement électromagnétique. L'écart entre le niveau de compatibilité et le niveau d'émission détermine la marge d'émission. Idéalement, les niveaux d'immunité et d'émission devraient s'éloigner des deux côtés du niveau de compatibilité pour élargir les marges de sécurité. La figure (I-3) représente visuellement les différents niveaux de perturbation ainsi que les marges associées [11].



Figure I-3. Niveaux des perturbations électromagnétiques [12]

#### **I.3. SOURCES DES PERTURBATIONS**

Les perturbations électromagnétiques sont définies comme des phénomènes électromagnétiques susceptibles de perturber le fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système. Une perturbation électromagnétique peut se manifester sous la forme d'un bruit électromagnétique, d'un signal non désiré ou d'une altération du milieu de propagation lui-même [13].

#### I.3.1. Sources naturelles et sources humaines

Les perturbations peuvent avoir des origines soit naturelles, soit humaines.

• Perturbations naturelles :

*Foudre* : les éclairs et les décharges électriques associées à la foudre, et du champ magnétostatique terrestre peuvent générer des interférences électromagnétiques puissantes (Fig. I-4) [14].

*Activité solaire* : les éruptions solaires et les tempêtes solaires peuvent provoquer des perturbations électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre.

*Phénomènes géophysiques* : des événements tels que les séismes et les éruptions volcaniques peuvent également générer des perturbations électromagnétiques temporaires.



Figure I-4. Source de perturbation naturelle en CEM : (a) Champ magnéto terrestre, (b) la foudre [15]

• Perturbations d'origine humaine (industriel) :

*Équipements électriques et électroniques* : les dispositifs électriques et électroniques, tels que les moteurs, les transformateurs, les commutateurs, les ordinateurs, les téléphones portables, etc., génèrent des émissions électromagnétiques qui peuvent interférer avec d'autres équipements.

*Télécommunications* : les signaux émis par les antennes de télécommunication, les radios, les téléviseurs et les réseaux sans fil peuvent causer des interférences.

*Équipements industriels* : les machines industrielles, les systèmes de contrôle automatisé et les systèmes de traitement de données industriels peuvent émettre des perturbations électromagnétiques.

*Véhicules* : les véhicules motorisés, y compris les avions, les voitures, les trains, et les navires, contiennent de l'électronique qui peut générer des interférences (Fig. I-5).



Figure I-5. Source de perturbation d'origine humaine [16]

#### I.3.2. Sources permanentes et sources discontinues

On distingue deux types de sources de perturbations : l'une est qualifiée de permanente, tandis que l'autre est qualifiée de discontinue ou intermittente [17].

#### • Source discontinue :

Caractérisée par des perturbations dont l'apparition est aléatoire, cette catégorie rend extrêmement difficile la reconnaissance de ces phénomènes perturbateurs. Cette imprévisibilité constitue un défi significatif dans la gestion des perturbations électromagnétiques.

• Source permanente :

Émettant des perturbations dès la mise sous tension de l'appareil, cette source génère des interférences qui perdurent tout au long du fonctionnement de l'équipement.

#### **I.4. PRINCIPAUX CHEMINS DE COUPLAGE DES PERTURBATIONS**

La transmission des perturbations électromagnétiques fait référence à la propagation des interférences ou des signaux parasites dans un environnement électromagnétique. Ce processus implique la diffusion de perturbations d'un dispositif à un autre, ce qui peut affecter négativement le fonctionnement normal des équipements électroniques.

La compatibilité électromagnétique (CEM) est une discipline qui englobe un large domaine d'études liées à la manière dont l'énergie électromagnétique est générée, transmise et reçue dans divers systèmes.

La transmission d'énergie entre une source et un récepteur de perturbation peut être visualisée comme un processus complexe. Une source de perturbation, telle qu'un appareil électronique, génère une émission électromagnétique. Cette énergie est ensuite transférée à travers un canal de transfert ou de couplage, qui peut être un médium physique (comme un câble) qui s'appelle couplage par conduction ou l'espace libre ou dans l'air qui s'appelle couplage par rayonnement (Fig. I-6) [18].



Couplage par conduction

Figure I-6. Transmission électromagnétique [19]

Les interférences électromagnétiques (IEM) provenant d'une source et affectant une victime peuvent se propager de deux manières (Fig. I-6) :

• Transmission par conduction :

La propagation électromagnétique (CEM) en mode conduit se produit à travers la connexion entre la source et la victime, avec la réflexion de cette liaison sur les conducteurs ou à l'intérieur des circuits imprimés qui regroupent les composants

électroniques. Comme s'indique visuellement sur la figure (I-7) en rouge d'un hacheur boost [20].

• Transmission par rayonnement :

La propagation rayonnée engendre un couplage dans l'air, généralement provoqué par les champs magnétique  $\vec{H}$  et un champ électrique  $\vec{E}$  produits par la source, perturbant ainsi les autres éléments. Sur la figure (I-7) en bleu, une bobine d'un hacheur boost crée des interférences électromagnétiques rayonnées qui se propagent sur les autres composants du même circuit. Cette transmission entre la source et la victime s'effectue à travers un champ magnétique, un champ électrique, ou une onde électromagnétique. La nature du couplage est tributaire de la distance entre la source et la victime, de la longueur d'onde du signal et des dimensions du circuit source [21].



Figure I-7. Transfert de perturbation entre la source et le récepteur [22]

La figure (I-8) illustre le rayonnement d'un circuit électronique de distance plus grande, notée *d*. Trois zones distinctes sont identifiées : la zone de champ proche, la zone de champ lointain et une zone intermédiaire.



Figure I-8. Différentes régions EM au-dessus d'un circuit rayonnant [23]

La zone de champ proche réactif correspond à la région de l'espace directement à proximité de l'objet rayonnant. Dans cette région, les champs magnétiques et électriques sont découplés. L'un de ces champs devient prépondérant : le champ magnétique pour les circulations de courant ; le champ électrique pour les variations de potentiel. Les couplages y sont de caractère magnétique (diaphonie inductive) ou électrique (diaphonie capacitive). La distance limite de la zone du champ proche ( $z_{CP}$ ) est inferieur a  $z_{CP} \leq \frac{\lambda}{2\pi}$  avec  $\lambda$  est la longueur d'onde [23].

La zone de champ lointain ( $z_{CL}$ ) correspond à la région de l'espace la plus éloignée de l'objet rayonnant. Dans cette région, les champs magnétiques et électriques sont couplés, et l'impédance d'onde, définie comme suit :

$$z_w = \left|\frac{\vec{E}}{\vec{H}}\right| \tag{I-1}$$

On parle alors d'onde électromagnétique. La limite  $z_{CL}$ , classiquement considérée pour la zone de champ lointain, est définie en fonction de la longueur d'onde  $\lambda$  et de la distance plus importante de la source, notée d, telle que :

$$z_{CL} > \frac{2d^2}{\lambda} \tag{I-2}$$

Le rayonnement des perturbations EM dans cette zone est également étroitement surveillé et soumis à des contraintes normatives [23].

La zone de champ proche radiatif correspond à la région de l'espace située entre la zone de champ proche réactif et la zone de champ lointain. Les champs E et H présentent à la fois des composantes réactives et radiatives. On y observe donc des couplages magnétiques, électriques, et par onde électromagnétique (Fig. I-8).

Il convient de noter que la longueur d'onde  $\lambda$  définissant la frontière entre les différentes régions électromagnétiques est dépendante de *f* la fréquence du signal et des propriétés électriques du milieu de propagation comme indiqué en équations (I-3) et (I-4), avec  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$  la permittivité et la perméabilité relative du milieu, v est la vitesse de l'onde.

$$\lambda = \frac{v}{f} \tag{I-3}$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \, \mu_r}} \tag{I-4}$$

#### **I.5. CHEMIN DE PROPAGATION DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES**

#### I.5.1. Couplage conduit

Les perturbations conduites se propagent selon deux modes, comme illustré sur la figure (I-9), le Mode Commun (MC) et le Mode Différentiel (MD), qui sont définis comme suit :

Mode commun (rouge) (Fig. I-9) : les courants de perturbation de mode commun circulent sur les lignes de puissance et se rebouclent via la masse. Lorsque les deux chemins de propagation sont symétriques, les deux courants auront la même amplitude et la même phase, ce mode de propagation est caractérisé par des perturbations qui affectent simultanément tous les conducteurs, tels que la phase et le neutre d'une ligne d'alimentation [24].

Mode différentiel (bleu) (Fig. I-9) : les perturbations de mode différentiel se propagent et se rebouclent à travers les conducteurs d'alimentation phase et neutre. Elles utilisent donc le même chemin que le courant de puissance. Contrairement au mode commun, le mode différentiel concerne les perturbations qui se propagent entre les conducteurs de manière opposée, c'est-à-dire en opposition de phase, contribuant ainsi à la différence de potentiel entre ces conducteurs.

Ces deux modes de propagation sont essentiels à comprendre dans le contexte de la compatibilité électromagnétique (CEM), car ils permettent d'analyser et de traiter les perturbations de manière spécifique en fonction de leur mode de propagation. La distinction entre le mode commun et le mode différentiel est fondamentale pour la mise en œuvre de mesures correctives visant à minimiser l'impact des perturbations conduites sur les systèmes électroniques [24].



Figure I-9 Chemins de propagation en mode commun (rouge) et en mode différentiel (bleu) [25]

L'expression (I-5) permettre de quantifier les courants de mode commun  $i_{MC}$  et de mode différentiel  $i_{MD}$ , respectivement, à partir des mesures des courants  $i_1$ , et  $i_2$  individuels dans les conducteurs au niveau du Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) [25].

$$\begin{cases} i_{MC} = i_1 + i_2 \\ i_{MD} = \frac{i_1 - i_2}{2} \end{cases}$$
(I-5)

Il en est de même pour les tensions de mode commun  $v_{MC}$  et de mode différentiel  $v_{MD}$ , qui peuvent être retrouvées par le calcul grâce à l'équation (I-6). Cette équation est utilisée en se basant sur la mesure de la tension des perturbations  $v_1$  et  $v_2$  de chacun des conducteurs [25].

$$\begin{cases} v_{MC} = \frac{v_1 + v_2}{2} \\ v_{MD} = \frac{v_1 - v_2}{2} \end{cases}$$
(I-6)

#### I.5.2. Couplage rayonné

Les perturbations rayonnées peuvent interagir avec :

• La propagation en champ électrique :

L'émission en champ électrique se produit lorsqu'un circuit électrique, généralement caractérisé par une haute impédance, est soumis à une différence de potentiel V. Cette différence de potentiel V crée un champ électrique dans l'espace environnant le circuit, exprimé en volts par mètre (V/m) (Fig. I-10) [26].



Figure I-10. Couplage d'un champ électrique E sur un conducteur [26]

• La propagation en champ magnétique :

Un champ magnétique s'opère lorsqu'un courant électrique parcourt un circuit caractérisé par une basse impédance. La fluctuation de ce courant résulte en la création d'un champ magnétique dans l'espace avoisinant, dont l'intensité se mesure en ampères par mètre (A/m) (Fig. I-11) [26].



Figure I-11. Emission en champ magnétique H [26]

#### I.5.3. Couplage capacitif

La figure (I-12) illustre deux conducteurs rapprochés qui, lorsqu'ils sont soumis à une différence de potentiel v, adoptent le comportement d'une capacité C. Lorsqu'une

variation de tension indésirable, représentée par  $(\frac{dv}{dt})$ , stimule ces deux conducteurs, un courant de perturbation  $(c\frac{dv}{dt})$  circule entre eux. Ce type de couplage se manifeste particulièrement dans un convertisseur, notamment au niveau du radiateur, des composants semi-conducteurs et des câbles [27].



Figure I-12. Couplage capacitif entre deux conducteurs [27]

#### I.5.4. Couplage inductif

La figure (I-13) met en évidence deux conducteurs proches, modélisés par une paire d'inductances *L* couplées à travers une inductance mutuelle *M*. Lorsqu'une variation de courant, représentée par  $\left(\frac{di}{dt}\right)$  dans la figure (I-13), se propage à travers l'un des conducteurs, une chute de tension se produit alors sur les deux conducteurs. Ce type de couplage est observable dans un convertisseur, tant entre les phases qu'entre les boucles de puissance et de commande [28].



Figure I-13. Couplage inductif entre deux conducteurs [28]

#### **I.6. MESURES ET QUANTIFICATIONS DES PERTURBATIONS**

Le niveau des perturbations électromagnétiques (PEM) est régulé par les normes de compatibilité électromagnétique. Ces normes sont établies afin de garantir que les équipements électriques ou électroniques fonctionnent de manière fiable en présence d'autres équipements, tout en limitant les émissions de PEM. En d'autres termes, les normes de CEM visent à minimiser les interférences électromagnétiques susceptibles d'affecter le bon fonctionnement des dispositifs électroniques environnants [29].

#### I.6.1. Normes de la CEM

Les normes de compatibilité électromagnétique (CEM) servent de référentiel en fixant les émissions et la susceptibilité aux interférences électromagnétiques d'un appareil ou d'un système. Ces normes définissent également les méthodes de mesure des

perturbations électromagnétiques. Les limites imposées par ces normes sont établies par des organismes de renom tels que le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR), le Comité Radiotechnique pour l'Aviation (Radio Technical Committee for Aeronautics) (RTCA), ou encore le Comité Européen de Normalisation en Électronique et en Électrotechnique (CENELEC) [30].

La mesure des perturbations électromagnétiques s'effectue à des emplacements spécifiques de la chaîne de conversion, que ce soit en amont ou en aval du convertisseur, conformément à des normes telles que la DO160 par exemple, dans des environnements soigneusement contrôlés. Les niveaux limites maximaux, définis pour chaque fréquence dans la plage considérée par la norme, sont exprimés en unités de décibels microvolts (dBµV) ou décibels microampères (dBµA). La conversion de la valeur absolue des perturbations, notée PEM, en volts (V) ou ampères (A), vers les unités de décibels microvolts (dBµV) ou décibels microampères (dBµA), s'effectue à l'aide de la fonction Gµ définie dans l'équation (I-7).

$$G_{\mu} = R_0^+ \to R \quad x_{PEM} \to 20.\log \frac{x_{PEM}}{10^{-6}}$$
 (I-7)

Avec  $G_{\mu}$  fonction de conversion en dB $\mu$ A ou dB $\mu$ V ; R rayon externe du noyau sans enrobage, et  $x_{PEM}$  la valeur absolue des perturbations électromagnétique a mesuré.

Par exemple, la norme EN55022 établit les niveaux d'émission en décibels microvolts (dB $\mu$ V) pour les Perturbations Électromagnétiques Conduites (PEMC) dans la plage de fréquence entre 150 kHz et 30 MHz. Deux classes distinctes sont définies en fonction du domaine d'application. La classe A concerné les appareils utilisés en milieu industriel, tandis que la classe B s'applique aux appareils utilisés en milieu résidentiel, pour lesquels les niveaux maximaux d'émission sont plus contraignants (Fig. I-14) [25].



*Figure I-14.* Niveau maximal d'émission des PEMC dans la norme EN55022 [25] (a) appareils de la classe A, (b) appareils de la classe B

Un autre exemple pertinent provient du secteur aéronautique, spécifié par la norme DO-160G, présenté dans la figure (I-15). Cette norme établit des niveaux maximaux

d'émission pour deux catégories d'équipements : la catégorie B pour les équipements situés dans des zones de l'avion où un niveau tolérable d'émission est accepté, et la catégorie H pour les équipements situés dans des zones plus critiques de l'avion, telles que celles à proximité des moyens de communication ou des sondes de mesure [25].



Figure I-15. Niveau maximal d'émission des PEMC dans la norme DO-160G [25]

#### I.6.2. Mesures des perturbations conduites

Afin d'assurer des mesures reproductibles et comparables, les essais normalisés sont conduits dans un environnement rigoureusement contrôlé, comprenant un plan de masse, une cage de Faraday et des filtres intégrés à l'alimentation. Au cœur de cette configuration, le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) joue un rôle central en dissociant le réseau d'alimentation de la chaîne de conversion soumise aux tests. Positionné entre ces deux éléments, comme le montre la figure (I-16) par exemple, le RSIL offre la capacité de repousser les perturbations en amont de son emplacement, tandis que celles en aval demeurent confinées à l'intérieur de la chaîne de conversion. Par ailleurs, le RSIL facilite la mesure des perturbations électromagnétiques conduites en fournissant une impédance de 50  $\Omega$  du côté de la chaîne de conversion.



Figure I-16. Mesure des perturbations conduites d'un convertisseur DC/DC [25]

#### I.6.2.1. Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL)

Chaque norme spécifique détermine un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) particulier, adapté à ses exigences spécifiques. Par exemple, le NNBM 8126-A ((Fig. I-17) (a)) est défini pour la norme aéronautique DO-160G, tandis que le EMCO 3810/2 ((Fig. I-17) (b)) est prescrit par la norme EN55022. Chaque RSIL est également pourvu

d'un port de mesure, généralement équipé d'un connecteur Baïonnette Neill-Concelman (BNC), auquel le récepteur de mesure CEM est connecté, avec une impédance d'entrée égale à 50  $\Omega$ . La figure (I.17) célèbre l'impédance entre la phase et la terre de deux RSIL présentés précédemment, montrant que leur impédance tend vers 50  $\Omega$  dans la partie haute du spectre.



Figure I-17. Circuit équivalent de deux RSIL monophasés : (a) NNBM 8126-A et (b) EMCO3810/2 [31]

Il est crucial de souligner qu'au cours de la mesure des perturbations électromagnétiques conduites, une impédance de 50  $\Omega$  doit être maintenue en permanence sur le port de mesure du RSIL. Cette impédance peut provenir soit de l'entrée d'un appareil de mesure tel que les récepteurs CEM, soit d'un bouchon 50  $\Omega$  en l'absence d'un dispositif de mesure approprié. Cette précaution assure une correspondance d'impédance constante, garantissant des mesures précises et cohérentes tout au long du processus de test.

D'autres méthodes de mesure sont imposées par certaines normes, comme c'est le cas de la DO-160G, par exemple. Cette norme requiert l'utilisation de pinces de courant pour la mesure des perturbations électromagnétiques conduites par mode de propagation. Dans cette configuration, les connecteurs de mesure des réseaux stabilisateurs d'impédance de ligne (RSIL) sont fermés par des bouchons de 50  $\Omega$ , et la pince de mesure est directement connectée au récepteur de mesure CEM. Pour mesurer les perturbations électromagnétiques conduites en mode commun, les deux câbles de phase sont disposés dans le même sens afin d'annuler le mode différentiel. En revanche, pour le mode différentiel, l'un des câbles voit son sens inversé pour annuler le mode commun, comme revue respectivement sur la figure (I-18), (a) et (b) [32].



*Figure I-18.* Mesure des perturbations électromagnétiques conduites avec une pince de courant (a) mode commun, (b) mode différentiel [32]

#### I.6.2.2. Analyseur de spectre

Un analyseur de spectre est un instrument de mesure utilisé dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) afin d'analyser les caractéristiques fréquentielles des signaux électromagnétiques. Son rôle essentiel est de visualiser la distribution de l'énergie en fonction de la fréquence dans un spectre électromagnétique donné. Conçu pour mesurer et afficher la puissance des signaux sur une plage de fréquences spécifiée, cet outil permet la détection d'émissions non désirées ou de perturbations électromagnétiques sur différentes fréquences. Les analyseurs de spectre jouent un rôle crucial dans le diagnostic et la résolution des problèmes de compatibilité électromagnétique, que ce soit dans le cadre du développement de produits électromagnétiques ou pour résoudre des problèmes dans des environnements électromagnétiques complexes (Fig. I-19) [33].



Figure I-19. Analyseur de spectre [34]

#### I.6.3. Mesure des perturbations rayonnées

En général, la caractérisation d'une émission électromagnétique rayonnée implique la mesure du niveau du champ électrique et/ou du champ magnétique généré par un dispositif. Elle vise également à identifier le responsable des perturbations les plus significatives [35].

#### I.6.3.1. Méthode TEM-CELL

La méthode TEM-cell, également connue sous le nom de méthode à cellule TEM, utilise une cellule TEM (Transverse Electro-Magnetic) pour caractériser les émissions électromagnétiques (EM) rayonnées par un circuit intégré. La cellule TEM est constituée de deux plans de masse séparés par une ligne de transmission appelée septum. Le rôle du septum est de récupérer le champ électromagnétique rayonné par le dispositif sous test.

Le principe de cette méthode implique le montage du dispositif sous test sur un circuit imprimé spécial, positionnant ainsi le dispositif sous test individuellement à l'intérieur de la cellule. Ensuite, le dispositif sous test est alimenté par une source extérieure. La récupération du champ rayonné par le dispositif sous test s'effectue grâce au septum, qui est chargé à son extrémité par une charge de 50 ohms et connecté à un récepteur des signaux à l'autre extrémité, comme illustré dans la figure (I-20) [36].



Figure I-20. Méthode TEM-cell [37]

Cette méthode présente tout d'abord l'avantage d'un coût raisonnable pour sa mise en œuvre, ainsi que la possibilité d'effectuer des mesures en émission et en susceptibilité en utilisant la même cellule. Cependant, son inconvénient majeur réside dans l'absence de localisation précise de la source de perturbation, et elle dépend également de la taille de la cellule par rapport à la dimension du dispositif sous test et à la fréquence de travail. Un autre inconvénient de cette méthode réside dans la mesure d'un champ global (électrique et magnétique). Les signaux qui peuvent être mesurés par cette méthode vont de 150 kHz à 1 GHz.

#### I.6.3.2. Méthode EMC-Strip-line

La méthode EMC-Strip-line est une technique normalisée par la norme IEC 62132-8, utilisée pour mesurer l'émission électromagnétique des composants en mode rayonné. Cette méthode constitue une variante de la méthode TEM-cell et fait appel à une structure strip-line pour caractériser l'émission et la susceptibilité EM d'un dispositif (Fig. I-21).



Figure I-21. Méthode EMC-Strip-line [38]

Le principe de la méthode consiste à alimenter le Dispositif Sous Test (DST) avec une source externe de signaux, puis à positionner la ligne active (Fig. I-21) directement au-dessus du dispositif sous test, implanté sur une carte au format du strip-line. La caractérisation du champ s'effectue par la ligne active, agissant comme un récepteur de l'énergie rayonnée dans le cas de la détermination du champ rayonné par le DST. La même ligne peut également servir d'émetteur pour générer une perturbation EM sur le DST lors de la mesure de la susceptibilité. Le champ mesuré par la ligne active est récupéré par un analyseur vectoriel du réseau ou un analyseur de spectre connecté à l'une des extrémités de cette ligne, l'autre extrémité étant chargée à 50 Ohms.

L'avantage de cette méthode réside dans sa compacité par rapport à la méthode TEM, ce qui réduit les coûts de mise en œuvre et la rend utilisable à des fréquences élevées. Cependant, elle partage l'inconvénient de la méthode TEM. Ainsi, la méthode EMC-Strip-line permet de caractériser les signaux sur une plage de fréquences allant de 150 kHz à 3 GHz [39].

#### I.6.3.3. Méthode scan champ proche

La méthode à balayage de surface en champ proche, également connue sous le nom de scan champ proche, est couramment mentionnée dans la littérature comme la méthode prédominante [40] Elle est utilisée pour caractériser le champ électrique/magnétique proche rayonné par un circuit ou un composant à l'aide d'une sonde de champ électrique ou magnétique.

Le principe de cette méthode consiste à alimenter le dispositif sous test à l'aide d'une source, puis à balayer la surface du dispositif sous test avec la sonde pour mesurer le champ magnétique ou le champ électrique rayonné. La sonde est directement connectée à un récepteur, qui peut être soit un analyseur de réseau soit un analyseur de spectre. Contrairement aux méthodes décrites précédemment, cette approche a l'avantage de caractériser séparément le champ à l'aide de sondes distinctes. Selon l'orientation de la sonde, la méthode de scan champ proche (Fig. I-22) peut mesurer les trois composantes cartésiennes du champ électrique (Ex, Ey et Ez) et du champ magnétique (Hx, Hy et Hz).



Figure I-22. Méthode scan champ proche [41]

Cette méthode permet de caractériser des signaux dont la fréquence s'étend de 150 kHz à 1 GHz, en fonction de la taille de la sonde utilisée. Elle est normalisée par le Comité d'Électrotechnique International (IEC 62967-2) [42] et permet des mesures en émission et en susceptibilité EM [43]. Cependant, son principal inconvénient réside dans le temps de mesure et son encombrement.

Par ailleurs, l'élément clé de la méthode scan champ proche est la sonde. La présence de cette sonde sur la surface du dispositif sous test lors de la mesure de son champ rayonné peut entraîner des erreurs sur le champ réel à mesurer [44]. Par conséquent, une opération de calibrage de la sonde est nécessaire pour corriger et compenser ces erreurs.

#### I.6.3.3. Méthode de test en chambre anéchoïque

Une chambre anéchoïque est une salle d'expérimentation caractérisée par des murs et un plafond entièrement absorbant pour les ondes sonores ou électromagnétiques, éliminant ainsi tout écho susceptible de perturber les mesures.

Ces chambres sont utilisées pour mesurer les ondes acoustiques ou électromagnétiques dans des conditions de champ direct, où aucune composante n'a subi de réverbération sur les parois (Fig. I-23) [45].



Figure I-23. Chambre anéchoïque [46]

Il existe différents types de chambres anéchoïques,

• Une chambre anéchoïque acoustique :

Également appelée chambre sourde. Cette chambre est revêtue de dièdres, semblables à de petites pyramides, généralement fabriquées en mousses polymères ou en fibres de verre. La caractéristique distinctive de ce matériau est son aptitude à absorber les ondes sonores. L'efficacité de l'absorption dépend de la taille de ces dièdres et de la qualité du matériau utilisé.

Ces chambres sont utilisées pour divers essais, tels que la mesure de la directivité ou de la sensibilité d'un microphone, ainsi que la mesure de la bande passante d'un hautparleur. Elles permettent également de positionner les sources de bruits les plus bruyantes d'une machine, ou de mesurer la puissance acoustique en éliminant les interférences du bruit extérieur. Les chambres semi-anéchoïques, caractérisées par un plancher totalement réfléchissant et des parois absorbantes, sont couramment utilisées.



Ce type de chambre est particulièrement adapté aux tests de différents types de matériel, en particulier ceux de grande taille (Fig. I-24).

Figure I-24. Chambre anéchoïque acoustique [47]

• Une chambre anéchoïque électromagnétique :

Est une cage de Faraday dont les parois sont revêtues de carreaux de ferrite et/ou de pyramides de mousse de polyuréthane chargée d'un complexe à base de carbone, absorbant ainsi les ondes électromagnétiques et empêchant leur réverbération (voir les matériaux absorbants radar). Cette chambre est spécifiquement conçue pour mesurer les perturbations électromagnétiques par rayonnement émanant d'appareils électroniques.

Ces mesures revêtent une importance cruciale pour évaluer les niveaux de champ électromagnétique émis par tous les équipements fonctionnant à l'électricité. Les chambres anéchoïques électromagnétiques sont largement utilisées en qualification militaire, ainsi que pour les équipements industriels et civils. Depuis 1996, date de la mise en application obligatoire de la directive 89/336/CEE sur la compatibilité électromagnétique (improprement appelée normes CE), et bien avant aux États-Unis conformément aux normes FCC, ces chambres sont devenues plus fréquentes en Europe.

Il convient de noter que les normes civiles, faisant référence à des documents principalement rédigés par le CISPR, exigent généralement une chambre semianéchoïque. Celle-ci se caractérise par un sol parfaitement conducteur et réfléchissant, tandis que les cinq autres parois sont totalement absorbantes. Pour les mesures de perturbations conduites, généralement en dessous de 30 MHz, l'utilisation d'une chambre anéchoïque n'est pas toujours nécessaire ni même préconisée par les documents normatifs. Cependant, elle permet d'obtenir des mesures plus reproductibles en évitant les réflexions des ondes rayonnées vers les parois, qui pourraient se recoupler par induction sur les câbles faisant l'objet des mesures en conduction. De plus, les mesures d'antennes en espace libre, telles que le gain avant, le rapport avant/arrière, le diagramme de rayonnement, la bande passante, peuvent être effectuées en chambre anéchoïque, offrant une protection contre les parasites et l'influence du sol ainsi que d'autres obstacles (Fig. I-25) [48-50].



Figure I-25. Chambre anéchoïque électromagnétique [49]

#### I.7. CADRE DE L'ETUDE

Au fil du temps, la technologie a connu un essor rapide et extraordinaire, transformant fondamentalement notre façon de vivre. Ce progrès s'est manifesté de manière particulièrement remarquable dans le domaine de la conversion d'énergie, devenant ainsi un pilier incontournable de notre quotidien. Ce développement fulgurant est intimement lié à la croissance exponentielle des semi-conducteurs, des composants essentiels dans la gestion et la transformation de l'énergie. Cependant, avec cette avancée technologique rapide, surgissent des défis, notamment sous la forme d'interférences électromagnétiques. Lorsque nous construisons des systèmes ou des appareils exploitant la conversion d'énergie, il devient impératif de mener des tests approfondis de compatibilité électromagnétique. Ces tests visent à assurer le bon fonctionnement du produit final en identifiant et en résolvant les éventuels problèmes d'interférences.

Ainsi, la réalisation de tests de compatibilité électromagnétique devient une étape cruciale dans le processus de développement technologique. Cela garantit que les produits que nous utilisons au quotidien sont fiables, performants et résilients face aux défis électromagnétiques, contribuant ainsi à une utilisation sûre et efficace des nouvelles technologies.

Dans ce contexte, notre travail est conçu pour effectuer des tests et caractériser les perturbations électromagnétiques conduites, tant dans le mode commun que dans le mode différentiel, pour un système ou un appareil de conversion d'énergie électrique. L'objectif principal de ces tests est d'identifier les interférences électromagnétiques et de comprendre leur comportement dans le fonctionnement d'un appareil ou système, en vue de développer des solutions visant à réduire efficacement ces perturbations.

Au cours des dernières années, un intérêt croissant a été porté à la caractérisation des perturbations associées à la phase de conversion d'énergie. Dans le cadre de notre travail, nous allons mener des études sur les perturbations induites par un hacheur série ou abaisseur, pour une tension de 48V à 12V. Nous utiliserons des interrupteurs de puissance tels que le MOSFET et le IGBT, avec une charge résistive et un moteur à courant continu. Les tests visent à observer les perturbations électromagnétiques en mode conduite pour les composants électroniques de puissance, ainsi qu'entre le hacheur série et le hacheur à commutation synchrone.

Dans le contexte de la mesure des interférences électromagnétiques conduites en mode commun et en mode différentiel, nous utilisons un réseau stabilisateur d'impédance de ligne en amont du convertisseur (hacheur série). La tension d'entrée varie entre 48V et 12V en continu, avec une charge résistive variable ainsi qu'un moteur à courant continu de 12V (Fig. I-26).



Figure I-26. Schéma de mesure des perturbations en mode conduite [51]

Dans le cadre de nos mesures, nous mettrons en place un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) en conjonction avec un analyseur de spectre. Cette configuration nous permettra d'analyser les interférences électromagnétiques (IEM) émanant du convertisseur, spécifiquement un hacheur abaisseur.

Notre système sera soumis à des variations de tension en continu, fluctuant entre 48V et 12V, tout en alimentant une charge résistive variable ainsi qu'un moteur à courant continu de 12V. Le RSIL contribuera à stabiliser l'impédance de la ligne, tandis que l'analyseur de spectre nous offrira une visualisation détaillée des IEM générées par le convertisseur dans les différentes conditions de charge et de tension. Ces mesures approfondies nous permettront de mieux comprendre et quantifier les phénomènes d'interférence électromagnétique dans le contexte de notre système (Fig. I-27).



Figure I-27. Banc de test des émissions conduites pour un hacheur série [52]

Le banc d'essai (Fig. I-28) que nous utilisons pour effectuer nos mesures relatives au convertisseur statique est conforme à la norme EN55022 qui fixe l'emplacement et les distances du banc d'essai et les distances entre les dispositifs de mesure. Cette normalisation garantit un environnement de test standardisé et fiable, essentiel pour des résultats précis et comparables. Grâce à cette approche normalisée, nous pouvons mener nos expériences de manière systématique, assurant ainsi la validité et la reproductibilité des données obtenues.



*Figure I-28.* Banc d'essai pour mesure des interférences conduites [53]

#### **I.8. CONCLUSION**

Dans ce contexte, nous illustrons la définition de la compatibilité électromagnétique (CEM), un domaine devenu essentiel pour la nouvelle technologie de fabrication des systèmes et appareils de conversion d'énergie, ainsi que pour les dispositifs conçus à des
fins industrielles et domestiques. L'une des raisons fondamentales de l'émergence de ce domaine est la révolution technologique observée au cours des dernières décennies.

La CEM se réfère à la capacité d'un système électronique à fonctionner correctement en présence d'interférences électromagnétiques (IEM) et à ne pas émettre d'interférences électromagnétiques indésirables. Avec l'avènement de technologies avancées telles que les dispositifs de conversion d'énergie, les appareils électroniques et les systèmes industriels, la nécessité d'assurer une coexistence harmonieuse de ces équipements dans un environnement électromagnétique de plus en plus complexe est devenue cruciale.

La révolution technologique récente, caractérisée par une augmentation significative de la sophistication des dispositifs électroniques et une prolifération des systèmes sans fil, a accentué les défis en matière de CEM. Les équipements modernes génèrent et sont sensibles à des niveaux élevés d'interférences électromagnétiques, ce qui a conduit à une prise de conscience accrue de l'importance de la CEM. Ainsi, la CEM est devenue un aspect incontournable du processus de conception et de fabrication, visant à garantir la performance, la fiabilité et la sécurité des systèmes électroniques dans divers environnements. En investissant dans la compatibilité électromagnétique, l'industrie cherche à répondre aux défis posés par l'évolution rapide de la technologie et à assurer un fonctionnement sans heurts des appareils et systèmes dans notre monde de plus en plus connecté.

D'une part, l'évolution de la technologie a donné naissance à un nouveau langage de contrôle. Dans le second chapitre, nous explorerons le domaine du machine Learning, ou apprentissage automatique. Il s'agit d'un sous-domaine de l'intelligence artificielle (IA) qui se concentre sur le développement de techniques permettant aux ordinateurs d'apprendre à partir de données. Plutôt que de programmer explicitement des règles ou des instructions, le machine Learning permet aux systèmes informatiques de s'améliorer automatiquement à travers l'expérience.

# CHAPITRE II

# MACHINE LEARNING

L'émergence fulgurante du machine Learning incarne une révolution indéniable au sein du paysage technologique contemporain. Résultant de la convergence remarquable des mathématiques, de la statistique, de l'informatique et du traitement du signal, ce domaine a connu une évolution rapide, permettant aux ordinateurs d'assimiler des modèles à partir de données, affranchis de toute programmation explicite. Initialement circonscrit à des applications spécifiques telles que la reconnaissance de caractères ou la détection de spams, la machine Learning s'est étendue de manière impressionnante, démontrant son efficacité face à des problématiques complexes et variées.

Les avancées significatives dans les algorithmes, conjuguées à une croissance exponentielle de la puissance de calcul et à l'accessibilité accrue des vastes ensembles de données, ont propulsé cette discipline au cœur de notre quotidien. Désormais, les applications de la machine Learning sont omniprésentes, remodelant fondamentalement notre interaction avec la technologie. Que ce soit à travers des systèmes de recommandation personnalisée sur les plateformes de streaming, des assistants virtuels intelligents ou la mise en place de mécanismes préventifs de détection de fraudes bancaires, le machine Learning façonne profondément notre expérience technologique.

Dans ce chapitre, nous aborderons tout d'abord la définition et les fondements de l'apprentissage automatique, plus communément connu sous le terme du machine Learning. Nous explorerons les mécanismes qui permettent aux machines d'acquérir des connaissances à partir de données, sans une programmation explicite, en mettant en lumière les principaux concepts et techniques qui sous-tendent cette discipline dynamique.

Ensuite, nous examinerons de près les méthodes utilisées dans le domaine du machine Learning. Cela inclura une analyse approfondie des algorithmes couramment employés, des approches d'apprentissage supervisé et non supervisé, ainsi que des techniques émergentes telles que le Deep Learning. Nous mettrons en évidence les avantages et les limitations de chaque méthode, offrant ainsi un aperçu complet du paysage diversifié de l'apprentissage automatique.

Enfin, nous dresserons un état de l'art en présentant une revue des travaux significatifs réalisés dans le domaine. Nous explorerons les avancées récentes, les applications novatrices, et les défis actuels auxquels font face les chercheurs et les praticiens du machine Learning. Cet examen critique nous permettra de contextualiser l'évolution rapide de ce domaine, illustrant comment les progrès scientifiques ont façonné son expansion et son impact dans une multitude de domaines.

### **II.1. MACHINE LEARNING**

La question fondamentale de l'apprentissage suscite un vif intérêt parmi les experts en informatique, en mathématiques, ainsi que parmi les neurologues, pédagogues, philosophes et artistes. Fabien Benureau (2015) a judicieusement défini l'apprentissage comme une modification du comportement basée sur l'expérience, une définition qui trouve une applicabilité éclairante aussi bien pour les programmes informatiques que pour les robots, animaux de compagnie ou êtres humains [54].

Dans le cadre de cette étude, nous explorons spécifiquement l'apprentissage automatique, également connu sous le nom de machine Learning. Ce concept se matérialise lorsque le programme informatique acquiert la capacité d'apprendre sans qu'une modification ne soit explicitement programmée. Cette conceptualisation, en ligne avec la définition d'Arthur Samuel en 1959, établit une distinction fondamentale entre un programme classique, générant des réponses en sortie à partir de procédures et de données d'entrée, et un programme d'apprentissage automatique, qui utilise données et réponses pour élaborer la procédure permettant d'obtenir des réponses à partir des données initiales. Cette nuance essentielle souligne la remarquable capacité des machines à évoluer de manière autonome en fonction de l'expérience acquise (Fig.II-1) [55].



Figure II-1. Intérêt de la machine Learning [56]

La machine Learning représente une méthode employée dans le domaine de l'intelligence artificielle. Il s'agit d'une approche d'apprentissage statistique où chaque instance dans une base de données est caractérisée par un ensemble de traits ou d'attributs. L'idée fondamentale est de pouvoir modéliser une relation à l'aide d'une fonction *f*. Cette fonction est identifiée par un algorithme d'apprentissage. Afin d'aboutir à une décision ou une prédiction (*Y*), l'algorithme utilise un jeu de données en entrée (*x*) pour déterminer un modèle de classification.

### **II.2. TYPE D'ALGORITHMES APPRENTISSAGE**

### II.2.1. Algorithmes d'apprentissage supervise

L'apprentissage supervisé, au cœur du machine Learning, repose sur l'utilisation d'ensembles de données riches en caractéristiques, chaque exemple étant minutieusement associé à une étiquette ou une cible. Prenons, à titre d'exemple, le jeu de données Iris de Fisher, où chaque plante d'iris est étiquetée en fonction de son espèce. Un algorithme d'apprentissage supervisé, en explorant ce jeu de données, acquiert la capacité de classifier les plantes d'iris en trois espèces distinctes (Iris setosa, Iris virginica, Iris versicolor) en se basant sur leurs mesures caractéristiques (Fig.II-2) [57].



Figure II-2. Techniques d'apprentissage automatique supervisé [58]

Les données d'apprentissage dans ce contexte incluent un couple d'informations essentielles : l'échantillon d'entrée et la sortie désirée. La nature de cette sortie peut être soit discrète/catégorique, soit réelle. Par exemple, les modèles de régression s'emploient à estimer des sorties à valeur réelle, tandis que les modèles de classification visent à estimer des sorties à valeur discrète.

Les modèles de classification binaire, simples mais puissants, opèrent avec seulement deux labels de sortie : 1 (positive) et 0 (négative). Illustrons ce concept avec le traitement d'images, où un système d'intelligence artificielle peut être alimenté en images étiquetées de véhicules classés dans différentes catégories telles que les voitures et les camions. Après un nombre suffisant d'observations, le système devient compétent pour distinguer et classer par catégories les images non étiquetées. C'est à ce stade que l'apprentissage peut être considéré comme complet, démontrant ainsi la puissance et l'adaptabilité des approches d'apprentissage supervisé dans le domaine de l'intelligence artificielle.

# II.2.2. Algorithmes d'apprentissage non supervise

Les algorithmes d'apprentissage non supervisé opèrent sur des ensembles de données riches en caractéristiques, explorant les structures sous-jacentes pour en extraire des propriétés pertinentes. Prédominant, ces algorithmes se fondent sur la méthode de clustering, décomposant le jeu de données en groupes d'exemples partageant des similitudes. Cette approche analyse les relations et les motifs entre les instances, créant ainsi des clusters homogènes. L'atout majeur du clustering réside dans sa capacité à révéler des structures intrinsèques sans dépendre d'annotations préalables, distinguant ainsi les algorithmes d'apprentissage non supervisé des méthodes supervisées. Cette flexibilité les rend particulièrement adaptés à des contextes où les données abondent, mais où les étiquettes sont limitées ou inexistantes (Fig.II-3) [59,60].



Figure II-3. Techniques d'apprentissage automatique non supervisé [61]

En règle générale, l'apprentissage non supervisé implique l'observation de plusieurs exemples d'un vecteur aléatoire x et cherche implicitement ou explicitement à apprendre la distribution de probabilitép(x), ainsi que certaines propriétés significatives de cette distribution. À l'inverse, l'apprentissage supervisé implique l'observation d'exemples d'un vecteur aléatoire, ainsi que les valeurs associées y, avec pour objectif d'apprendre à prédire y à partir de x, généralement en estimant  $p(\frac{y}{x})$ . Le terme "supervisé" fait référence à la présence d'un instructeur ou d'un superviseur guidant le système d'apprentissage automatique.

Dans le contexte de l'apprentissage non supervisé, l'absence d'instructeur ou de superviseur signifie que l'algorithme doit autonomement attribuer un sens aux données sans orientation externe. Les tâches d'apprentissage non supervisé consistent souvent à découvrir des structures, des relations, ou des schémas intrinsèques dans les données.

Il est important de noter que les termes "apprentissage non supervisé" et "apprentissage supervisé" ne sont pas formellement définis et de nombreuses techniques d'apprentissage automatique peuvent être adaptées pour les deux types de tâches. Par exemple, la règle de probabilité indique que, pour un vecteur  $x \in \mathbb{R}^n$ , la distribution conjointe peut être décomposée de manière spécifique, équation (II-1) [62].

$$p(x) = \prod_{i=1}^{n} p(x_i / x_1, \dots, x_{i-1})$$
(II-1)

La décomposition suggérée indique que le problème non supervisé de modélisation de p(x) peut être résolu en le subdivisant en n problèmes d'apprentissage supervisé distincts. En d'autres termes, chaque composante du vecteur aléatoire x peut être traitée comme une cible distincte à prédire, simplifiant ainsi le processus d'apprentissage non supervisé.

Par ailleurs, en utilisant l'équation (II-2), il est possible de résoudre le problème de l'apprentissage supervisé de  $p(^{y}/_{x})$ en se basant sur des techniques d'apprentissage non supervisé traditionnelles. Ceci se fait en exploitant les méthodes qui apprennent la

distribution conjointe p(x, y), permettant ainsi de dériver des informations pertinentes pour la prédiction de y à partir de x. Cette approche offre une perspective intéressante pour relier les deux paradigmes d'apprentissage, soulignant la flexibilité et l'interconnectivité des approches dans le domaine de l'apprentissage automatique. y'représente une variable de substitution qui parcourt toutes les valeurs possibles de la variable cible y dans le contexte de l'apprentissage supervisé.

$$p(^{y}/_{\chi}) = \frac{p(x,y)}{\sum y' \, p(x,y')}$$
(II-2)

Parmi les algorithmes populaires d'apprentissage supervisé, on compte la régression linéaire (linear regression), la régression logistique (logistic regression), les arbres de décision (decision tree), les machines à vecteurs de support (support vector machine), les réseaux de neurones (neural network), ainsi que les modèles non paramétriques comme les K-plus proches voisins (K-nearest neighbors).

Ces algorithmes sont largement utilisés dans divers domaines de l'apprentissage automatique. La régression linéaire est souvent appliquée lorsque la relation entre les variables est linéaire, tandis que la régression logistique est privilégiée pour des problèmes de classification binaire. Les arbres de décision offrent une approche intuitive pour la prise de décision, et les machines à vecteurs de support sont efficaces pour la classification dans des espaces complexes. Les réseaux de neurones, inspirés par le fonctionnement du cerveau, sont particulièrement puissants pour des tâches complexes telles que la reconnaissance de motifs. Enfin, les modèles non paramétriques tels que les K-plus proches voisins sont souvent utilisés pour des problèmes où la structure sousjacente des données est moins prévisible.

Chacun de ces algorithmes à ses propres caractéristiques et est choisi en fonction de la nature spécifique du problème à résoudre, démontrant ainsi la diversité et la flexibilité des approches en apprentissage supervisé [63,64].

# II.2.3. Algorithmes d'apprentissage par renforcement

La méthode d'apprentissage consiste à permettre à un algorithme d'apprendre de ses erreurs en vue d'atteindre un objectif spécifique. L'algorithme explore diverses approches pour résoudre un problème donné, cherchant la meilleure stratégie pour atteindre son but. En fonction de ses performances, l'algorithme est soumis à des récompenses ou des pénalités, influençant ainsi son comportement futur. L'idée fondamentale est d'encourager l'algorithme à persévérer dans les approches efficaces tout en décourageant les tentatives moins fructueuses. Cette technique, appelée renforcement, est fréquemment utilisée pour permettre à une intelligence artificielle de surpasser les capacités humaines, notamment dans le domaine des jeux (Fig.II-4) [65].

À la différence de l'apprentissage supervisé, l'apprentissage par renforcement ne nécessite pas la fourniture de données d'entraînement explicites à l'algorithme. Celui-ci acquiert directement ces données au travers de son interaction avec l'environnement et les consigne en mémoire. À chaque instant, l'algorithme exécute des actions spécifiques, modifiant ainsi son état et engendrant une récompense locale. La fonction de valeur correspond à l'agrégation de ces récompenses, et c'est cette fonction que l'algorithme s'efforce de maximiser. Lors de l'implémentation d'un algorithme d'apprentissage par renforcement, il est impératif que celui-ci opère en accord avec les connaissances mémorisées, tout en adaptant périodiquement sa stratégie pour améliorer ses performances (Fig.II-4).



Figure II-4. Apprentissage par renforcement [66]

### **II.3. REGRESSION LINEAIRE**

La régression linéaire est un outil précieux pour établir une relation entre deux variables continues, l'une agissant en tant que variable indépendante et l'autre en tant que variable dépendante. Elle vise à trouver une relation statistique plutôt que déterministe entre ces variables. Une relation est considérée comme déterministe lorsque l'une des variables peut être exactement exprimée par l'autre, comme dans le cas de la température en degrés Celsius pouvant être précisément prédite à partir de la température en Fahrenheit. En revanche, la relation statistique n'est pas aussi précise, comme dans le cas de la relation entre la taille et le poids au sein d'une population [67].

L'objectif principal de la régression linéaire est de déterminer une droite qui s'ajuste au mieux aux données disponibles. Cette droite optimale est définie comme celle minimisant l'erreur de prédiction totale pour l'ensemble des points de données, où l'erreur est mesurée comme la distance entre chaque point et la ligne de régression.

Comme son nom l'indique, la régression linéaire résout un problème de régression, visant à construire un modèle capable de prendre en entrée un vecteur  $x \in \mathbb{R}^n$  et de prédire la valeur d'un scalaire  $y \in \mathbb{R}$  en sortie. Dans le cas spécifique de la régression linéaire, la sortie est une fonction linéaire de l'entrée. Soit  $\hat{y}$  la valeur prédite par notre modèle, la sortie est ainsi définie comme :

$$\hat{y} = w^T x \tag{II-3}$$

Où  $w \in \mathbb{R}^n$  est un vecteur de paramètres  $w_i$ .

Les paramètres sont des valeurs qui contrôlent le comportement du système. Dans ce cas,  $w_i$  est le coefficient que nous multiplions par la caractéristique  $x_i > 0$  avant de sommer les contributions de toutes les caractéristiques. Nous pouvons considérer w comme un ensemble de pondérations qui déterminent comment chaque caractéristique influe sur la prédiction. Si une caractéristique  $x_i$  reçoit un poids positif  $w_i$ , alors

augmenter la valeur de cette caractéristique accroît la valeur de notre prédiction  $\hat{y}$ . En revanche, si une caractéristique reçoit un poids négatif, augmenter la valeur de cette caractéristique diminue la valeur de notre prédiction. La valeur du poids d'une caractéristique indique l'importance de son influence sur la prédiction. Si le poids d'une caractéristique est égal à zéro, alors elle n'a aucun effet sur la prédiction [68].

Il convient de noter que le terme "régression linéaire" est souvent utilisé pour décrire un modèle légèrement plus sophistiqué, intégrant un paramètre supplémentaire l'ordonnée à l'origine *b*. L'équation de la sortie peut être définie comme suit :

$$\hat{y} = w^T x + b \tag{II-4}$$

Dans ce modèle, la relation entre les paramètres et les prédictions reste une fonction linéaire, mais celle allant des caractéristiques aux prédictions devient une fonction affine. L'extension à une fonction affine signifie que la courbe des modèles de prédiction ressemble toujours à une droite, mais celle-ci ne passe pas par l'origine (Fig.II-5). Plutôt que d'ajouter le paramètre de biais *b*, nous pouvons continuer à utiliser le modèle avec uniquement des poids, mais en augmentant *x* avec une entrée supplémentaire toujours définie à 1. Le poids associé à l'entrée supplémentaire joue le rôle du paramètre de biais [67].



Figure II-5. Exemple d'une régression linéaire [69,70]

L'ordonnée à l'origine b est souvent appelée le paramètre de biais de la transformation affine. Cette terminologie provient du fait que la sortie de la transformation est biaisée en faveur de b en l'absence de toute entrée. Cette notion de biais diffère de l'idée d'un biais statistique, où l'estimation attendue d'une quantité par un algorithme d'estimation statistique n'est pas égale à la vraie quantité.

La régression linéaire est un algorithme d'apprentissage extrêmement simple et limité, mais elle fournit un exemple du fonctionnement d'un algorithme d'apprentissage.

### **II.4. REGRESSION LOGISTIQUE**

La régression logistique, une technique statistique de modélisation, est spécifiquement conçue pour prédire la probabilité d'un résultat binaire, impliquant une dichotomie de deux valeurs possibles. Cette prédiction repose sur l'utilisation de prédicteurs, qu'ils soient numériques ou catégoriques [71].

Lorsqu'elle est appliquée, la régression logistique génère une courbe logistique dont la plage de valeurs est limitée entre 0 et 1 (équation (II-5)). Elle partage des similitudes avec la régression linéaire, mais se distingue par l'utilisation du logarithme des cotes (odds) de la variable cible pour construire la courbe, plutôt que la probabilité brute.

$$p = \frac{1}{1 + e^{-(b_0 + b_1 x)}} \tag{II-5}$$

Dans le cadre de la régression logistique, la constante  $b_0$  exerce une influence cruciale en déplaçant la courbe vers la droite ou la gauche, tandis que la pente  $b_1$  définit l'inclinaison caractéristique de cette courbe. Il est important de noter qu'un cas particulier significatif de la régression logistique est représenté par la fonction Sigmoïde (Fig.II-6), où les paramètres prennent les valeurs  $b_0 = 0$  et  $b_1 = 1$ .



Figure II-6. Exemple de la fonction Sigmoïde [72]

Un aspect notable de la régression logistique est sa flexibilité vis-à-vis de la distribution des prédicteurs, n'exigeant pas une normalité particulière ni une variance égale dans chaque groupe. Cette caractéristique renforce sa robustesse et son applicabilité dans des contextes diversifiés. En somme, la régression logistique offre une approche précise et ajustée pour modéliser des relations complexes et est largement employée dans des domaines tels que l'épidémiologie, la finance et l'analyse de données biomédicales.

Grâce à une transformation simple, l'équation (II-6) de la régression logistique peut être reformulée en termes de rapport de côtes, offrant ainsi une perspective particulière sur la relation entre les prédicteurs et la probabilité d'occurrence de l'événement étudié [73,74].

$$\frac{p}{1-p} = e^{(b_0 + b_1 x)}$$
(II-6)

En conclusion, par l'application du logarithme des deux côtés, l'équation peut être exprimée en termes de log-odds (logit), une fonction linéaire. Le coefficient  $b_1$  représente la variation des log-odds (logit) associée à un changement d'une unité dans la variable x. Cette transformation facilite l'interprétation des effets des prédicteurs sur les log-odds de l'événement, offrant ainsi une perspective approfondie sur les relations inhérentes dans le cadre de la régression logistique. Cette approche analytique renforce la robustesse et la précision de la modélisation statistique, contribuant à des prises de décision éclairées, notamment dans des domaines exigeants tels que l'épidémiologie et la recherche biomédicale [75].

Comme évoqué précédemment, il convient de noter que la régression logistique a la capacité de gérer un nombre quelconque de variables, qu'elles soient numériques et/ou catégoriques. Cette polyvalence en matière de types de variables confère à la régression logistique une adaptabilité significative, lui permettant de s'appliquer efficacement à des ensembles de données complexes et diversifiés. Ainsi, elle demeure une méthode statistique puissante dans l'analyse prédictive, offrant des solutions robustes même dans des contextes où les prédicteurs peuvent présenter une grande variabilité en termes de formats et de nature (équation (II-7)) [76].

$$p = \frac{1}{1 + e^{-(b_0 + b_1 X_1 + b_2 X_2 + \dots + b_P X_P)}}$$
(II-7)

#### **II.5. ARBRE DE DECISION**

La construction d'arbres de décision, une discipline fondamentale dans le domaine de l'apprentissage automatique, remonte à Morgan et Sonquist en 1963. Leur utilisation novatrice des arbres de régression pour la prédiction et l'explication a marqué le début d'une exploration fructueuse dans ce domaine. Cette approche a engendré toute une famille de méthodes, dont le fameux CART (Classification and Regression Tree) de Breiman et al. En 1984, qui est souvent considéré comme l'apogée de cette lignée.

Dans le domaine de l'apprentissage automatique, où la théorie de l'information joue un rôle crucial, les travaux de Quinlan ont été particulièrement influents. Sa méthode ID3, introduite en 1979, a ouvert la voie à de nombreuses avancées ultérieures, culminant avec la méthode C4.5 en 1993. Ces algorithmes d'arbres de décision reposent sur des principes solides de division de l'espace des caractéristiques, permettant une classification et une prédiction efficaces [78].

Les arbres de décision, en tant qu'outils graphiques, représentent visuellement toutes les issues possibles d'une décision. Leur capacité à structurer les alternatives décisionnelles en options claires les rend précieux pour orienter les discussions de groupe et pour automatiser les processus décisionnels. De plus, leur grande interprétabilité en fait des instruments inestimables dans une multitude de domaines (Fig.II-7).

Par exemple, ils sont largement utilisés dans la classification du trafic routier pour optimiser les itinéraires et gérer les flux de véhicules, ainsi que dans la médecine pour la

classification des cellules sanguines et l'aide au diagnostic. En outre, les arbres de décision sont également utilisés dans des applications de reconnaissance de formes et de caractères pour identifier et classifier des motifs complexes dans les données [79].



Figure II-7. Exemple de l'arbre de décision [80]

# **II.6. MACHINE A VECTEURS DE SUPPORT**

Les Machines à Vecteurs de Support, souvent désignées par l'appellation de Séparateurs à Vaste Marge (SVM), constituent une classe d'algorithmes d'apprentissage initialement conçus pour la discrimination, c'est-à-dire la prédiction d'une variable qualitative binaire. Par la suite, leur utilisation s'est généralisée à la prédiction d'une variable quantitative. Dans le cas de la discrimination d'une variable dichotomique, elles reposent sur la recherche de l'hyperplan de marge optimale, qui, lorsque possible, classe ou sépare correctement les données tout en étant le plus éloigné possible de toutes les observations. Le principe fondamental est donc de trouver une fonction de discrimination, dont la capacité de généralisation (qualité de prévision) est maximale. Cette approche découle directement des travaux de Vapnik en théorie de l'apprentissage à partir de 1995, se concentrant sur les propriétés de généralisation (ou prévision) d'un modèle en contrôlant sa complexité. Concernant la dimension de Vapnik-Chernovenkis, qui est un indicateur du pouvoir séparateur d'une famille de fonctions associé à un modèle et qui en contrôle la qualité de prévision. Le principe fondateur des SVM est justement d'intégrer à l'estimation le contrôle de la complexité, c'est-à-dire le nombre de paramètres associés dans ce cas au nombre de vecteurs supports. L'autre idée directrice de Vapnik dans ce développement est d'éviter de substituer à l'objectif initial, la discrimination, un ou des problèmes qui s'avèrent finalement plus complexes à résoudre, comme par exemple l'estimation non-paramétrique de la densité d'une loi multidimensionnelle en analyse discriminante [81].

Le principe de base des SVM consiste à ramener le problème de la discrimination à celui, linéaire, de la recherche d'un hyperplan optimal. Deux idées ou astuces permettent d'atteindre cet objectif :

1. La première consiste à définir l'hyperplan comme solution d'un problème d'optimisation sous contraintes dont la fonction objective ne s'exprime qu'à l'aide de produits scalaires entre vecteurs et dans lequel le nombre de contraintes "actives" ou vecteurs supports contrôle la complexité du modèle.

2. Le passage à la recherche de surfaces séparatrices non linéaires est obtenu par l'introduction d'une fonction noyau (kernel) dans le produit scalaire induisant implicitement une transformation non linéaire des données vers un espace intermédiaire (feature space) de plus grande dimension. D'où l'appellation couramment rencontrée de machine à noyau ou kernel machine. Sur le plan théorique, la fonction noyau définit un espace hilbertien, dit auto-reproduisant et isométrique par la transformation non linéaire de l'espace initial et dans lequel est résolu le problème linéaire [82].

Cet outil devient largement utilisé dans de nombreux types d'applications et se révèle être un concurrent sérieux des algorithmes les plus performants (agrégation de modèles). L'introduction de noyaux, spécifiquement adaptés à une problématique donnée, lui confère une grande flexibilité pour s'adapter à des situations très diverses (reconnaissance de formes, de séquences génomiques, de caractères, détection de spams, diagnostics ...).

La classification se fait en séparant le jeu de données en deux classes à travers une droite appelée hyperplan séparateur, selon la formule suivante :

$$h(x) = \sum_{i=1}^{n} w_{i} \alpha_{i} + b = w^{T} x + b$$
(II-8)

Ou  $w = (w_1, w_2, ..., w_n)$  le vecteur de poids,  $x = (\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_n)$  l'entrée à classer et *b* le biais.

Soit  $x_k$  un point à classer, selon le signe de  $h(x_k)$ , le Séparateur à Vaste Marge (SVM) décide si  $x_k$  appartient à telle ou telle classe :

$$\begin{cases} h(x_k) \ge 0 \Rightarrow x_k \ \epsilon \ classe \ 1\\ h(x_k) < 0 \Rightarrow x_k \ \epsilon \ classe \ 2 \end{cases}$$
(II-9)

Comme d'autres algorithmes d'apprentissage supervisé, une SVM nécessite l'apprentissage de données étiquetées pour la classification. Soit  $l_k$  le label du point  $x_k$ , prenant la valeur 1 si  $x_k$  appartient à la classe 1 et -1 s'il appartient à la classe 2. Lorsque la SVM prédit correctement la classe, la condition  $l_k(w^T x_k + b) \ge 0$  est satisfaite. Ainsi, l'objectif d'une SVM est de trouver le vecteur de poids *w*et le biais *b* vérifiant cette relation pour tous les  $x_k$  et  $l_k$  [83,84].

Cela conduit à la recherche non seulement d'un, mais de plusieurs hyperplans séparant les deux classes. Pour résoudre ce problème, Vapnik et ses collègues ont démontré que l'hyperplan optimal consiste à maximiser la marge entre les données et l'hyperplan séparateur. La marge représente la distance minimale entre l'hyperplan et les échantillons les plus proches, appelés vecteurs de support (Fig.II-8). Ainsi, la recherche des vecteurs *w* et *b* qui satisfont le problème revient à maximiser cette marge.



Figure II-8. Classification avec la machine à vecteurs de support [85]

### **II.7. K-PLUS PROCHES VOISINS**

L'algorithme des K-plus proches voisins, également connu sous le nom de K-Nearest Neighbors (KNN), constitue une famille de techniques polyvalentes applicables à la classification ou à la régression. En tant qu'algorithme d'apprentissage nonparamétrique, il se distingue par son absence de limitation quant au nombre de paramètres, mais sa complexité dépend directement de la taille de la base d'apprentissage [86].

Contrairement à des approches telles que la régression linéaire, qui utilisent un vecteur de poids de longueur fixe, le modèle KNN stocke simplement les ensembles de données *X* et *y* provenant de l'ensemble d'apprentissage. Lorsqu'il s'agit de classer un point de test *x*, le modèle recherche l'entrée la plus proche dans l'ensemble d'apprentissage et renvoie la cible de régression associée, formulée comme  $\hat{y} = y_i$ , où

 $i = argmin ||X_i - x||_2^2$ . Il est à noter que l'algorithme peut généraliser à des métriques de distance autres que la norme  $L^2$ , incluant des métriques de distance apprises [87].

Permettre à l'algorithme d'utiliser tous les voisins pour voter, plutôt que de choisir au hasard l'un d'entre eux, conduit à une convergence vers le taux d'erreur de Bayes. La capacité élevée du KNN à atteindre une grande précision avec une base d'apprentissage conséquente s'accompagne toutefois d'un coût de calcul élevé et peut produire des résultats moins fiables en cas de données d'apprentissage limitées.

Une des faiblesses majeures des K-plus proches voisins réside dans leur incapacité à apprendre la discriminabilité entre différentes caractéristiques. Par exemple, dans un scénario de régression où une seule variable  $x_1$  est pertinente pour la sortie, le KNN ne parvient pas à détecter ce modèle simple. Cette limitation devient plus prononcée sur des ensembles d'apprentissage restreints, produisant essentiellement des résultats aléatoires [88].

Bien que l'algorithme KNN puisse rivaliser en termes de précision avec des modèles plus complexes, il se distingue par ses prédictions extrêmement précises. Ainsi, il trouve des applications dans des domaines variés tels que l'estimation statistique, la reconnaissance de formes, la prédiction des événements économiques, l'estimation de la capacité des batteries lithium-ion, la mesure de distance, la catégorisation de texte et la classification multi-label.

# II.7.1. Méthode des k plus voisins pondérés et classification ordinale

# II.7.1.1. Similarité entre voisins

Cette approche étend la méthode des k plus proches voisins en explorant deux axes clés :

1. Dans un premier volet, un schéma de pondération des plus proches voisins est introduit, basé sur leur degré de similarité avec la nouvelle observation à classer ;

2. La deuxième extension repose sur l'idée que le vote des plus proches voisins correspond au mode de la distribution de classe. Cette extension utilise la médiane ou la moyenne de cette distribution, notamment lorsque la variable cible est associée à une échelle ordinale ou de niveau supérieur [89,90].

Cette extension repose sur la notion que les observations de l'échantillon d'apprentissage, particulièrement proches de la nouvelle observation (y, x), devraient exercer une influence plus forte dans la prise de décision que les voisins plus éloignés du couple (y, x).

Cela se distingue de la méthode KNN, où seuls les k plus proches voisins impactent la prédiction avec une influence uniforme, indépendamment de leur degré de similarité avec (y, x). Pour atteindre cet objectif, les distances utilisées dans la recherche des voisins lors de la première étape sont transformées en mesures de similarité, qui peuvent ensuite être utilisées comme poids.

### II.7.1.2. Standardisation des variables afin d'homogénéises le calcul de distances

Au cours de la première étape de l'algorithme, les k plus proches voisins sont soigneusement sélectionnés en utilisant la distance de Minkowski, un choix de distance paramétrique qui offre une flexibilité en fonction de deux paramètres cruciaux, k et q, préalablement spécifiés par l'utilisateur (q est fixe par l'utilisateur). Cette démarche permet d'ajuster la sensibilité de l'algorithme aux caractéristiques spécifiques du jeu de données, offrant ainsi un contrôle personnalisé sur le processus de voisinage [91].

Afin d'assurer une pondération équitable lors du calcul des distances, une étape cruciale consiste à standardiser les valeurs des covariables. Cette standardisation vise à garantir que chaque variable contribue de manière équilibrée à la mesure de distance, évitant ainsi une dominance injustifiée de certaines caractéristiques par rapport à d'autres. Dans le contexte d'une analyse basée sur des ratios ou des différences, la standardisation est implémentée en divisant simplement chaque variable par son écart type.

Cette approche de standardisation assure une comparaison significative entre les covariables, indépendamment de leurs unités d'origine, et favorise une convergence plus efficace des calculs de distance. Elle renforce également la robustesse de l'algorithme en garantissant que chaque dimension contribue de manière proportionnelle à la mesure de similarité, évitant ainsi tout biais résultant de l'échelle des variables. En somme, cette méthodologie de standardisation préalable joue un rôle crucial dans la fiabilité et la pertinence des résultats obtenus à travers l'algorithme des *k* plus proches voisins, en offrant une base cohérente et équitable pour l'évaluation des proximités entre les observations [92].

### II.7.1.3. Système de pondération pour le voisinage (la fonction noyau)

Pour estimer la densité p en un point x, la méthode des k plus proches voisins commence par délimiter le plus petit voisinage sphérique de x contenant k voisins, puis elle détermine son volume. Sous sa forme la plus simple, la méthode du noyau (également connue sous le nom d'estimateur de Parzen-Rosenblatt) procède en définissant le volume d'un voisinage, généralement cubique et centré sur x, pour ensuite calculer le nombre d'observations contenues dans ce voisinage. D'un point de vue conceptuel, elle est similaire à l'histogramme, excepté qu'à chaque point x correspond un voisinage distinct. En une dimension, on pourrait dire que l'histogramme est construit sur des "fenêtres" fixes, tandis que l'estimateur à noyau repose sur des "fenêtres" mobiles. Plus précisément, considérons  $x_1$ , ...,  $x_n$  comme un échantillon de densité p. Notons P la fonction de répartition associée à p:

$$P(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx \tag{II-10}$$

Un estimateur naturel de la fonction de répartition est donné par l'équation (II-11):

$$\hat{P} = \frac{nombre\ d'observations \le x}{n} \tag{II-11}$$

Pour obtenir un estimateur de *p*, serait de dériver  $\hat{P}$ .

Malheureusement,  $\hat{P}$  étant une fonction en escaliers, sa dérivée, lorsqu'elle existe est toujours égale à zéro. On peut toutefois utiliser comme estimateur de la densité :

$$\hat{P}(x) = \frac{\hat{P}(x+h) - \hat{P}(x-h)}{2h}$$
 (II-12)

Où *h* est un (petit) nombre positif.

 $\hat{P}(x)$  Correspond à la proportion d'observations appartenant à l'intervalle ]x - h, x + h].

On peut mettre cet estimateur sous la forme :

$$\hat{P}(x) = \frac{1}{nh} \sum_{i=0}^{n} K(\frac{x - X_i}{h})$$
(II-13)

Avec :

$$\begin{cases} K(z) = 0 & si |z| > 1 \\ K(z) = 1/2 & sinon \end{cases}$$
(II-14)

L'estimateur de densité ainsi défini est discontinu. Pour remédier à cette limitation, on généralise l'estimateur en utilisant une fonction de pondération K (noyau) plus "lisse". De manière similaire, en dimension d, étant donné un ensemble d'observations  $x_1, ..., x_n$  et un noyau K, l'estimation de la fonction de densité au point x par la méthode du noyau est exprimée par :

$$\hat{P}(x) = \frac{1}{nh^d} \sum_{i=0}^{n} K(\frac{x - x_i}{h})$$
(II-15)

h Est appelé fenêtre, largeur de fenêtre ou paramètre de lissage [93].

Les noyaux multivariés sont généralement caractérisés par une symétrie radiale (sphérique). Des exemples classiques incluent le noyau gaussien :

$$K(z) = (2x)^{-d/2} exp(-z'z/2)$$
(II-16)

Où z représente un vecteur dans un espace d dimensionnel et z' représente la transposée de z.

Et le noyau d'Epanechnikov multivarié :

$$K(z) = (1 - z'z)'d + 2)/(2c_d), \quad |z| < 1$$
(II-17)

0ù :

$$c_d = \frac{\pi^{d/2}}{([\frac{d}{2}]+1)} \tag{II-18}$$

Est le volume de la sphère unité en dimension *d*.

Lorsqu'il est souhaitable d'avoir des paramètres de lissage distincts pour les différentes variables, on recourt à des noyaux produits, ce qui génère des estimations prenant la forme suivante :

$$\hat{P}(x) = \frac{1}{n} \frac{1}{h_1 \dots h_d} \sum_{i=0}^n \prod_{j=1}^d K_j(\frac{|x-x_i|_j}{h_j})$$
(II-19)

Les  $K_j$  sont des noyaux univariés quelconques, typiquement choisis parmi ceux mentionnés précédemment. On utilise parfois également des estimations définies par :

$$\widehat{P}(x) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n} |H|^{-1/2} K(H^{-1/2}(x - x_i))$$
(II-20)

Où K est un noyau multivarié à symétrie sphérique et H est une matrice symétrique définie positive.

Dans le cadre de l'analyse discriminante, on prend généralement :

$$H = h_i^2 \widehat{\sum_i} \tag{II-21}$$

Où  $h_i$  est un facteur d'échelle et  $\widehat{\sum_i}$  est la matrice de variance covariance empirique [94].

### II.8. ETAT DE L'ART DU MACHINE LEARNING EN CEM

Les études sur la compatibilité électromagnétique (CEM) revêtent une importance cruciale dans de nombreux domaines industriels, notamment dans le secteur des moteurs électriques. Dans ce contexte, une étude spécifique s'est concentrée sur le comportement d'un moteur universel, fréquemment utilisé dans divers appareils électroménagers et outils électriques, lorsqu'il est entraîné par un variateur de vitesse de courant. L'objectif principal de cette étude était de mesurer l'impédance en mode différentiel sur une plage de fréquences allant jusqu'à 1 MHz [95].

Pour réaliser cette étude, un moteur monophasé universel typique a été alimenté sous une tension standard de 220 V, présentant une puissance mécanique de 175 W, une vitesse de rotation de 1800 tr/min et un courant absorbé de 1.4 A. Ces paramètres ont été choisis pour représenter une configuration courante dans de nombreuses applications industrielles et domestiques [96].

L'analyse de l'impédance en mode différentiel était essentielle pour évaluer la compatibilité électromagnétique du moteur universel dans des environnements réels, où il pourrait être soumis à diverses perturbations électromagnétiques. En comparant les mesures d'impédance en mode différentiel avec les résultats d'un modèle de simulation préalablement établi, il était possible d'évaluer la précision et la fiabilité du modèle dans la prédiction du comportement du moteur universel dans des conditions variables [97].

Pour cette comparaison, la méthode de régression linéaire a été utilisée, permettant d'évaluer la corrélation entre les données expérimentales et les prédictions du modèle. Cette approche statistique a permis d'identifier d'éventuelles incohérences ou écarts entre les mesures réelles et les prédictions théoriques, fournissant ainsi des informations précieuses pour améliorer la conception et le fonctionnement des moteurs universels dans des environnements électromagnétiques complexes [98].

Le moteur à induction monophasé (SPIM) est largement utilisé dans une variété d'applications de puissance, mais il est souvent sujet à des problèmes d'interférences électromagnétiques (EMI) en mode commun. Pour étudier le chemin de propagation de ces interférences, une analyse approfondie a été menée en utilisant un analyseur d'impédance afin de mesurer l'impédance des enroulements principal et auxiliaire du stator [99].

L'aspect expérimental de cette étude a été réalisé en utilisant une méthode de modélisation HF basée sur un algorithme génétique (AG), couvrant une plage de fréquences allant de 150 kHz à 1000 MHz. Les caractéristiques du moteur étudié incluent une tension nominale de 220 V, un courant absorbé de 1.5 A, une puissance du moteur de 175 W et une vitesse de rotation de 1500 tr/min [100].

Une fois les données expérimentales recueillies, une corrélation a été établie entre les résultats de l'expérience et les simulations effectuées. Pour ce faire, la méthode de régression linéaire a été utilisée, permettant de quantifier et de comparer les différences entre les données expérimentales et les prédictions du modèle [101].

De nos jours, le développement des langages d'apprentissage intelligent progresse rapidement grâce à l'émergence de nouveaux algorithmes électromagnétiques computationnels basés sur l'apprentissage automatique. Ces avancées permettent de modéliser et de comparer efficacement les expériences expérimentales et les simulations dans divers domaines, notamment en ce qui concerne l'intégrité du signal (SI), l'intégrité de l'alimentation (PI), la compatibilité électromagnétique (CEM) et les analyses des interférences électromagnétiques (EMI).

Cette convergence entre les techniques traditionnelles de modélisation électromagnétique et les approches d'apprentissage automatique ouvre de nouvelles possibilités pour une analyse plus précise et une conception améliorée des systèmes électroniques et électriques. En utilisant des méthodes basées sur l'apprentissage automatique, il est possible d'identifier des modèles et des tendances dans les données électromagnétiques qui pourraient être difficiles à détecter avec les approches traditionnelles [102].

Ces développements offrent des perspectives prometteuses pour une meilleure compréhension et une gestion plus efficace des interférences électromagnétiques dans une gamme variée d'applications, allant des circuits intégrés aux réseaux de communication. En intégrant les capacités de l'apprentissage automatique dans les outils de simulation et d'analyse électromagnétique, les ingénieurs peuvent accélérer le processus de conception et améliorer la fiabilité des systèmes électroniques et électriques dans un monde de plus en plus interconnecté et complexe [103].

### **II.9. CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons exploré la notion de machine Learning, également appelée apprentissage intelligent, et son développement en constante progression, en parallèle avec l'évolution de la technologie. Nous avons examiné l'utilisation croissante de ce domaine dans divers modes d'analyse, ainsi que la création de nouveaux algorithmes dans le domaine de l'apprentissage intelligent.

Nous avons passé en revue les techniques les plus reconnues en machine Learning, ainsi que les algorithmes associés. Ces techniques et algorithmes constituent un ensemble de ressources puissantes pour l'analyse de données et la résolution de problèmes complexes dans divers domaines.

Ce présent chapitre est une introduction au chapitre suivant, qui sera l'application du machine Learning dans notre étude CEM, nous mettrons en œuvre ces techniques pour étudier le comportement des interrupteurs de puissance, notamment les IGBT (Transistor Bipolaire à Grille Isolée) et les MOSFET (Transistor à Effet de Champ Métal-Oxyde Semi-Conducteur), utilisés dans le convertisseur DC/DC hacheur série. Nous explorerons les performances, les caractéristiques et les limitations de ces composants dans le contexte spécifique du convertisseur hacheur série, en utilisant les principes et les méthodes de l'apprentissage intelligent pour approfondir notre compréhension de leur fonctionnement et optimiser leur conception et leur utilisation.

# CHAPITRE III CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

La recherche sur les matériaux semi-conducteurs a commencé au début du 19e siècle. Au fil des années, de nombreux semi-conducteurs ont été étudiés. La croissance significative du marché mondial des semi-conducteurs est liée au fait que ces matériaux sont à l'origine de la révolution technologique des cinquante dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance. En effet, l'électronique de puissance représente actuellement le marché mondial le plus important en volume, ainsi que celui présentant la croissance la plus rapide. Le marché des semi-conducteurs couvre des domaines industriels très divers tels que l'industrie, l'informatique, l'automobile, les applications spatiales et militaires, sans oublier, bien entendu, son rôle prépondérant dans les télécommunications.

Ainsi, le développement spectaculaire notamment des communications mobiles a conduit à une recherche de technologies robustes et fiables, à des coûts relativement raisonnables. Les études développées dans le cadre de nouveaux marchés militaires et civils sont à l'origine d'une évolution importante de tous les secteurs d'activités de l'électronique de puissance. Cette évolution est essentiellement dirigée vers le choix de nouvelles technologies autorisant en particulier des densités de puissance importantes et l'optimisation des composants actifs, intégrés dans de nombreux systèmes.

Parmi les interrupteurs d'électronique de puissance les plus reconnus, l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et le MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) occupent une place prépondérante. Ces deux dispositifs ont connu un développement croissant et sont largement utilisés de nos jours, notamment dans l'industrie, et plus spécifiquement dans les applications de conversion d'énergie. Introduits depuis les années 1970, ils ont laissé une empreinte significative sur le domaine de l'électronique de puissance. Ces interrupteurs jouent un rôle essentiel dans la régulation, la commutation et la conversion efficace et contrôlée de l'énergie électrique.

La mesure du bon fonctionnement des composants de puissance revêt une importance cruciale, en particulier dans le contexte de la conversion d'énergie électrique, où les conditions environnementales peuvent inclure des milieux électromagnétiques sensibles. Il est impératif que ces composants soient parfaitement intégrés dans leur environnement de fonctionnement, sans générer d'interférences électromagnétiques indésirables ni perturber les signaux existants.

Dans ce chapitre, nous nous pencherons plus en détail sur l'analyse des perturbations électromagnétiques conduites, en modes commun et différentiel. Notre étude portera sur deux composants essentiels de l'électronique de puissance, à savoir l'IGBT et le MOSFET. Ces deux composants sont utilisés dans un hacheur série en conjonction avec une charge résistive variable.

# **III.1. COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE**

En électronique de puissance (ELN), l'opération de conversion de l'énergie électrique s'accomplit au moyen de composants semi-conducteurs. La modulation des niveaux de courant et de tension est rendue possible grâce à la commutation de ces composants. Les signaux en électronique de puissance présentent généralement les caractéristiques suivantes [103] :

• Une périodicité relative à la fréquence de découpage du convertisseur ;

• Des transitoires rapides résultant des commutations des composants semiconducteurs, avec des variations de l'ordre de quelques  $10 \text{ kV/}\mu\text{s}$  et quelques  $100 \text{ A/}\mu\text{s}$ .

La figure (III-1) offre une représentation visuelle de la répartition spectrale des Perturbations Électromagnétiques (PEMs) générées en électronique de puissance. Ainsi, le fonctionnement de l'électronique de puissance peut perturber une large bande de fréquences. Nous aborderons à présent les moyens de couplage des PEMs [104].



*Figure III.1.* Distribution spectrale des perturbations électromagnétiques (PMEs) générées dans le domaine de l'électronique de puissance [105]

# **III.2. SOURCE DE BRUIT**

La figure (III-2) représente de manière graphique la diversité spectrale des structures de puissance, allant des harmoniques de la fréquence du réseau

d'alimentation aux fréquences équivalentes des fronts de tensions et de courants générés par les commutations. Cette analyse s'étend sur plus de sept décennies. L'analyse de la compatibilité électromagnétique (CEM) des structures statiques de puissance, basée sur le triptyque classique source-chemin-victime, est d'autant plus justifiée que la cellule de commutation, élément essentiel des convertisseurs statiques [106], agit comme un générateur.



Figure III-2. Plage spectrale généralement attribuée aux composants électroniques de puissance [107]

En effet, la cellule de commutation, facilement identifiable dans les structures non isolées, se compose de deux interrupteurs, commandés ou non, et assure la transition rapide du courant et de la tension. Les formes d'ondes idéalisées (Fig. III-3) rendent compte de ces variations brusques. Ces phases de commutation n'auraient qu'un impact limité, voire aucun, s'il n'y avait pas de couplage entre les interrupteurs et l'environnement proche. L'un des couplages les plus préjudiciables est défini par la capacité parasite reliant le potentiel du dissipateur, généralement fixé à la terre, au potentiel variable des transistors de la cellule [108].



Figure III-3. Cellule de commutation et les formes d'ondes théoriques associées [109]

### **III.3. PERTURBATIONS CONDUITES ET RAYONNEES EN ELN**

Divers facteurs propres à la cellule de commutation peuvent significativement influencer la signature spectrale du convertisseur, tels que les non-linéarités des composants semi-conducteurs, les éléments parasites des composants passifs, et la connectique. La figure (III-4) illustre les différents phénomènes dans un hacheur connecté à un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) :



*Figure III-4.* Origine et mode de couplage des PEMs d'un convertisseur statique [110]

Les signaux en électronique de puissance présentent généralement les caractéristiques suivantes (Fig. III-4) [111] :

• Le courant  $I_e$  dans la zone hachurée subit des variations très rapides à haute fréquence, créant ainsi un dipôle de rayonnement magnétique associé à cette zone.

• Les conducteurs reliant les deux interrupteurs à la charge subissent d'importantes variations de tension  $V_k$ , constituant ainsi un dipôle de rayonnement électrique. Ils peuvent également transmettre des courants impulsionnels  $I_{mc}$  vers la terre via la capacité parasite  $C_p$  entre le dispositif et la terre.

• Le condensateur de découplage  $C_e$ , bien que présent, ne suffit pas à prévenir la propagation de perturbations sur le réseau d'alimentation sous la forme d'un courant parasite impulsionnel  $I_p$ . En effet, ce condensateur est limité par ses imperfections, notamment sa résistance interne et son inductance.

La résolution des problèmes liés aux perturbations électromagnétiques s'avère souvent plus aisée dans le domaine fréquentiel que dans le domaine temporel. Cette approche permet une observation plus claire des bandes de fréquences impactées par la source de perturbation électromagnétique, facilitant ainsi la détermination de solutions pour atténuer ces perturbations. De plus, l'analyse fréquentielle trouve également son utilité dans le contexte des normes et réglementations, contribuant ainsi à une approche normative dans le traitement de ces problématiques.

L'examen du comportement spectral des diverses formes d'ondes représentant les profils de tension  $V_k$  ou le courant  $I_e$  dans les convertisseurs.

La figure (III-5) illustre la forme d'onde carrée avec une période T et une amplitude A pour un interrupteur idéal. Le contenu spectral de cette forme d'onde montre une décroissance de -20 dB par décade.



Figure III-5. Forme d'une onde carrée (a), spectre (b) [112]

La figure (III-6) présente une forme d'onde trapézoïdale d'amplitude A et de période T, caractérisée par des temps de montée  $t_r$  et des temps de descente  $t_f$  (avec  $t_r \neq t_f$ ).



Figure III-6. Forme d'une onde trapézoïdale dissymétrique (a), spectre (b) [113]

L'évolution en fréquence de cette forme d'onde révèle que les fréquences de coupure sont liées aux temps de montée et de descente, ainsi qu'à la durée d'impulsion  $\tau$ . A mesure que les commutations deviennent plus rapides ( $t_r$  et  $t_f$  réduits), ces fréquences de coupure se déplacent vers les hautes fréquences. Bien que cet étalement du spectre soit indésirable en raison de l'accroissement des couplages parasites entre la source et l'environnement externe, il conduit toutefois à une réduction des pertes de commutation. Ainsi, il est nécessaire de trouver un compromis entre les contraintes liées à la Compatibilité Électromagnétique (CEM) et les pertes de commutation [114].

Les cellules de commutation sont des sources de perturbations, influençant les facteurs suivants :

• Le temps de commutation  $(\tau)$ : joue un rôle crucial dans le processus de génération de perturbations, car il régit les variations de tension  $\binom{dv}{dt}$  et de courant  $\binom{di}{dt}$ . Une réduction de la vitesse de commutation peut atténuer les perturbations conduites, mais elle s'accompagne également de pertes de commutation supplémentaires.

• La fréquence de commutation  $(f_0)$ : est un paramètre crucial, car son augmentation se traduit par un déplacement du spectre vers des fréquences plus élevées. Pour minimiser les perturbations conduites, il est recommandé de choisir une valeur de fréquence de commutation aussi basse que possible.

• *Composants parasites de la cellule de commutation* : au sein de la cellule de commutation, divers éléments parasites tels que les inductances de câblage, les capacités intrinsèques des semi-conducteurs, ainsi que les capacités entre pistes et plan de référence, altèrent le fonctionnement électrique du convertisseur, entraînant des répercussions sur son spectre [115].

### **III.4. DEFINITION DU SEMIN-CONDUCTEUR**

Un semi-conducteur est un matériau présentant des caractéristiques électriques similaires à celles d'un isolant. Cependant, sa particularité réside dans le fait que la probabilité qu'un électron contribue à un courant électrique, bien que faible, demeure suffisamment significative. En d'autres termes, la conductivité électrique d'un semiconducteur se situe à un niveau intermédiaire, entre celle des métaux et celle des isolants (Fig.III-7) [116].

Le comportement électrique des semi-conducteurs est généralement expliqué, en physique de l'état solide, par la théorie des bandes d'énergie. Selon cette théorie, un matériau semi-conducteur possède une bande interdite suffisamment réduite pour permettre aux électrons de la bande de valence de facilement accéder à la bande de conduction. L'application d'un potentiel électrique aux bornes du matériau entraîne l'apparition d'un faible courant électrique, résultant du déplacement des électrons et des "trous" qu'ils créent dans la bande de valence.



Figure III-7. Représentation des bandes d'énergie [117]

La conductivité électrique des semi-conducteurs peut être modulée par dopage, consistant à introduire de petites quantités d'impuretés dans le matériau pour générer un excès ou un déficit d'électrons. En mettant en contact des semi-conducteurs dopés différemment, il est possible de former des jonctions, permettant de contrôler la direction et l'ampleur du courant électrique qui traverse le dispositif. Cette propriété constitue le fondement du fonctionnement des composants de l'électronique moderne, tels que les diodes, transistors, et autres [118,119].

Une jonction PN est formée par la mise en contact d'un semi-conducteur de type N avec un semi-conducteur de type P, tous deux provenant d'un même cristal. La différence entre les densités de donneurs (N<sub>D</sub>) et d'accepteurs (N<sub>A</sub>) passe de manière "brusque" d'une valeur négative dans la région P à une valeur positive dans la région N. La variation de cette différence est régie par deux constantes pour une jonction dite abrupte (Fig.III-8) [120].



Figure III-8. Variation de la différence de densités de donneurs et d'accepteurs pour une jonction abrupte [121]

# **III.5. TRANSISTOR IGBT**

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) (Fig.III-9) se compose de quatre couches. Fondamentalement, il agit comme un interrupteur semi-conducteur à jonction PN bidirectionnel en tension, mais unidirectionnel en courant. En général, il présente une asymétrie en tension, ce qui signifie qu'il est plus efficace dans une direction spécifique [122,123].



Figure III-9. Structure d'un IGBT [124]

# III.5. 1. Symbole

Le symbole schématique standard d'un IGBT est (Fig.III-10) :



Figure III-10. Symbole d'un IGBT [125]

La flèche sur la ligne de la couche N vers la couche P indique la direction préférentielle du courant lorsque le dispositif est activé.

### III.5.2. Schéma équivalent d'un IGBT





Figure III-11. Symbole d'un IGBT [126]

# **III.6. TRANSISTOR MOSFET**

Le MOSFET (Transistor à Effet de Champ Métal-Oxyde) est un type de transistor utilisant un champ électrique pour contrôler le courant entre la source et le drain. Sa structure de base comprend une source, un drain, une grille et un substrat semiconducteur. La grille est isolée du substrat par un oxyde, d'où le terme "Métal-Oxyde" dans le nom, pour éviter le passage du courant de la grille au substrat (Fig.III-12).



Figure III-12. Structure d'un MOSFET [127]

Les MOSFETs de puissance sont généralement constitués d'un grand nombre de cellules élémentaires en parallèle afin de gérer des niveaux de puissance plus élevés. Leur structure verticale permet au courant de traverser la puce de silicium de manière perpendiculaire, assurant ainsi une tenue en tension assez élevée [128].

### III.6.1. Symbole



La figure (III-13) représente le symbole du transistor MOSFET.

Figure III-13. Symbole d'un MOSFET [129]

### **III.7. CHARGE DE LA GRILLE DU TRANSISTOR**

La figure (III-14) présente la courbe caractéristique typique de la tension grilleémetteur en fonction de la charge injectée dans la grille d'un transistor IGBT (ou MOSFET). Cette courbe peut être subdivisée en différentes parties correspondant aux divers régimes de fonctionnement du transistor. Les constructeurs fournissent cette caractéristique, qui peut être obtenue en pratique en injectant un courant constant dans la grille. La croissance de la valeur de la charge  $Q_g$  sera donc linéaire par rapport au temps. En outre, maintenir un courant constant présente l'avantage de minimiser les effets indésirables des inductances parasites liées à la connexion entre le transistor et la source [130].



*Figure III-14.* Courbe de tension  $V_{ge}$  en fonction de la charge injectée dans la grille [131]

La courbe de la figure (III-15) montre ensuite la dynamique du courant et de la tension entre collecteur et émetteur durant cette charge de la grille à courant constant. Cette courbe peut être divisée en 4 étapes :

• Étape 1 :  $0 < t < t_1$ . La tension de grille  $V_{ge}$  est inférieure à la tension de seuil  $V_{geth}$ . Le courant de collecteur  $I_c$  est fortement limité (seulement quelques  $\mu$ A). On considère alors que le transistor est bloqué.

• Étape 2 :  $t_1 < t < t_2$ . Une fois que  $V_{geth}$  est atteint, le transistor est mis en

conduction et le courant de collecteur circule jusqu'à atteindre sa valeur maximale  $I_{cm}$  (fixée par le courant dans la charge). Durant toute cette phase, le transistor fonctionne en régime linéaire et dissipe donc beaucoup de puissance

• Étape 3 :  $t_2 < t < t_4$ . Pendant le plateau de Miller,  $V_{ge} = V_{geM}$  à cause de la capacité grille-collecteur (capacité de Miller).  $V_{ce}$  Commence à chuter avec différentes pentes déterminées pour différentes valeurs de charge de la capacité de Miller (d'où un découpage en deux phases avec un instant  $t_3$  intermédiaire). En fait, le courant de grille ne sert plus à charger la capacité grille-émetteur ( $C_{ge}$ ) mais à décharger la capacité grille-collecteur (d'où la chute du potentiel de collecteur par rapport à la grille mais aussi par rapport à l'émetteur).

• Étape 4 :  $t_4 < t < t_5$ . Dès que l'effet de Miller se termine, la tension de grille recommence à augmenter vers sa valeur finale. Le transistor tend alors vers son régime de saturation avec des pertes qui se stabilisent au niveau des seules pertes par conduction.



Figure III-15. Courbe dynamique de tension et courant dans un IGBT durant la charge de grille [132]

### **III.8. ETUDE DES INTERFERANCES ELECTROMAGNETIQUES D'UN HACHEUR SERIE**

Dans le cadre des tests des perturbations électromagnétiques conduites en mode commun et mode différentiel d'un hacheur série alimentant une charge résistive variable, nous utilisons deux interrupteurs de puissance : le transistor MOSFET de référence IRFP4060 et le transistor IGBT de référence FGH40N60. Une diode de puissance de référence BYT12 est également intégrée pour une tension d'entrée de 24 V en continu.

Pour évaluer les perturbations conduites, nous mettons en œuvre un réseau stabilisateur d'impédance de ligne RSIL en continu (Fig.III-16). La commande du système est assurée par une carte Arduino, et les résultats des tests sont analysés à l'aide d'un analyseur de spectre.

L'objectif principal de cette configuration est de visualiser la différence des interférences électromagnétiques (IEM) conduites entre les deux transistors, le MOSFET et l'IGBT. Cette approche comparative vise à évaluer et à comprendre les performances électromagnétiques de chaque composant dans des conditions spécifiques.



Figure III-16. Convertisseur de puissance à plusieurs étages pour test des PEMs conduites

Afin de mener à bien ces mesures, notre banc d'essai a été conçu pour répondre aux exigences spécifiques de la norme EN 55022 [133, 134]. Celui-ci permet d'évaluer les perturbations aussi bien en mode commun qu'en mode différentiel. Les résultats obtenus seront essentiels pour établir la conformité aux normes en vigueur et assurer la fiabilité du système dans des environnements électromagnétiques variés (Fig.III-17).



Figure III-17. Banc d'essai pour mesure des perturbations conduite

Les tests ont été réalisés pour évaluer l'utilisation des transistors MOSFET et IGBT avec une charge résistive variable allant de 50 ohms à 200 ohms. L'objectif principal était de relever les interférences en mode commun et différentiel afin d'analyser le comportement de chaque composant dans ces conditions variées.

### **III.9. RESULTATS EXPERIMENTAUX**

Les figures (III-18) et (III-19) détaillent le spectre fréquentiel des perturbations après l'utilisation du MOSFET. Ils présentent spécifiquement les résultats en mode commun et en mode différentiel, en tenant compte de diverses charges ( $50\Omega$ ,  $100 \Omega$  et  $200\Omega$ ). Ces représentations visuelles nous permettent d'observer la distribution des interférences sur différentes fréquences.



Figure III-18. Mode commun du transistor MOSFET



Figure III-19. Mode différentielle du transistor MOSFET

Quand les courants parasites circulent dans les liaisons dans la même direction, se refermant au niveau des liaisons de mise à équipotentiel, on parle de mode commun. Dans ce cas, les courants parasites se propagent via les capacités parasites créées entre chaque point chaud soumis à des variations de tension (drain du MOSFET) et le plan de masse, ainsi que via les capacités parasites entre le semi-conducteur et le dissipateur thermique. En mode différentiel, les courants parasites circulent à travers les deux conducteurs. Ces courants sont dus à la commutation des courants de commutation (MOSFET). Une partie du courant de commutation circule à travers le condensateur de commutation, et l'autre partie à travers les deux résistances de 50  $\Omega$  en série [135,136].

Dans la région d'amplification linéaire du transistor MOSFET, lorsque la tension d'entrée dépasse la tension de seuil, un faible courant commence à apparaître en sortie. Ce courant crée une tension à travers la résistance, provoquant une diminution de la tension de sortie. Les perturbations conduites (mode commun et mode différentiel) sont très faibles. Lors de la transition vers la région linéaire, on observe des perturbations similaires en mode commun et en mode différentiel. Cependant, une fois que le courant de sortie atteint une certaine valeur, la tension  $V_{DS}$  passe en dessous de la tension  $V_{GS} - V_{th}$ , comme on peut le voir dans le cas d'une charge égale à 50  $\Omega$  sur la figure (III-20).



*Figure III-20.* Mode différentielle et mode commun du transistor MOSFET pour une charge de  $50\Omega$ 

À mesure que la charge augmente, l'occurrence des interférences en mode différentiel augmente dans la première région (région d'amplification linéaire). Cela s'explique par le fait que lorsque la tension d'entrée dépasse la tension de seuil, un courant significatif commence à circuler en sortie (pour une charge de  $200\Omega$ ) (Fig.III-21).



*Figure III-21.* Mode différentielle et mode commun du transistor MOSFET pour une charge de  $200\Omega$ 

En revanche, le MOSFET ne présente aucune perturbation en mode commun. Dans la deuxième région (région linéaire), le comportement du commutateur est similaire à celui de la charge de 50  $\Omega$  (Fig.III-21).

Les motifs d'interférences en mode commun observés pour l'interrupteur de puissance IGBT sont pratiquement les mêmes pour différentes charges (Fig.III-22), à l'exception d'un pic notable pour les charges de 50  $\Omega$  et 100  $\Omega$  par rapport à celle de 200  $\Omega$ . En mode différentiel (Fig.III-23), la commutation du courant de l'interrupteur de puissance est plus rapide pour une charge de 200  $\Omega$  que pour celle de 50 $\Omega$  et 100 $\Omega$ .



Figure III-22. Mode commun du transistor IGBT



Figure III-23. Mode différentielle du transistor IGBT

Pour une charge de 50  $\Omega$  (Fig.III-24) et une charge de 200  $\Omega$  (Fig.III-25), l'interrupteur de puissance IGBT présente des comportements similaires en mode commun et en mode différentiel. Cependant, lorsqu'il s'agit d'une charge plus faible, l'IGBT nécessite un temps plus long pour effectuer la transition de la première région à la région linéaire.



*Figure III-24.* Mode différentielle et mode commun du transistor IGBT pour une charge de  $50\Omega$ 



*Figure III-25.* Mode différentielle et mode commun du transistor IGBT pour une charge de  $200\Omega$ 

Dans la figure (III-26) et la figure (III-27), les deux interrupteurs de puissance exhibent des schémas d'interférences conduites similaires pour une charge de  $50\Omega$ . L'observation commune réside dans la nature des interférences générées par les deux dispositifs. Cependant, une distinction notable réside dans le fait que l'IGBT met davantage de temps à effectuer la transition vers la deuxième région par rapport au MOSFET. Cette différence est attribuable à la vitesse de mise en marche plus lente inhérente à l'IGBT.

L'analyse détaillée des résultats suggère que la nature des perturbations conduites varie en fonction du type de transistor utilisé, MOSFET ou IGBT, ainsi que de la charge appliquée.



Figure III-26. Mode commun des transistors IGBT et MOSFET pour une charge de  $50\Omega$ 



*Figure III-27.* Mode différentiel des transistors IGBT et MOSFET pour une charge de  $50\Omega$ 

Lorsque la charge est augmentée à 200  $\Omega$ , les perturbations conduites en mode commun (Fig.III-28) demeurent inchangées par rapport à celles observées pour une charge de 50  $\Omega$  dans les deux régions opérationnelles pour les deux interrupteurs. Cependant, dans le cas du mode différentiel (Fig.III-29), un courant significatif apparaît aux bornes de la charge lorsque la tension d'entrée dépasse la tension de seuil pour le MOSFET. À noter que l'IGBT, dans cette région, n'atteint pas la saturation. Ces observations soulignent l'importance de comprendre les caractéristiques de chaque transistor dans différentes conditions de charge pour une optimisation efficace des performances du système.



Figure III-28. Mode commun des transistors IGBT et MOSFET pour une charge de  $200\Omega$ 



**Figure III-29.** Mode différentiel des transistors IGBT et MOSFET pour une charge de  $200\Omega$ 

### **III.10. COMPARAISON DES RESULATS EXPERIMENTAUX ET DE SIMULATION**

Dans cette section, nous entreprenons la comparaison des résultats expérimentaux et de simulation. Nous utiliserons également une méthode d'apprentissage automatique, la régression non linéaire (polynomiale), pour analyser ces données. Cette approche nous permettra non seulement de comprendre les relations complexes entre les variables, mais aussi de fournir des prévisions précises et fiables basées sur les observations expérimentales. En intégrant la puissance de l'apprentissage automatique.

### III.10.1. Résultats du transistor MOSFET

Dans cette section, nous exploiterons les techniques d'apprentissage automatique, (Machine Learning), pour analyser les mesures des perturbations conduites, spécifiquement dans le contexte de l'interrupteur de puissance MOSFET. Notre approche
consistera à appliquer deux méthodes distinctes : les k plus proches voisins (k-NN) et la régression non linéaire, également appelée régression polynomiale.

L'objectif de ce travail est de procéder à une comparaison entre les deux méthodes proposées pour le mode commun du transistor MOSFET avec des charges de  $50\Omega$  (Fig.III-30),  $100\Omega$  (Fig.III-31) et  $200\Omega$  (Fig.III-32).



**Figure III-30.** Mode commun du transistor MOSFET pour une charge de  $50\Omega$ 



Figure III-31. Mode commun du transistor MOSFET pour une charge de  $100\Omega$ 



**Figure III-32.** Mode commun du transistor MOSFET pour une charge de  $200\Omega$ 

La partie de saturation montre que le modèle de régression polynomiale prédit presque les mêmes valeurs réelles pour les trois charges. En revanche, pour la méthode des k plus proches voisins, il existe un écart entre les prédictions et les valeurs réelles, surtout dans la zone de saturation du MOSFET.

Dans la zone de non saturation du MOSFET, nous observons que le modèle basé sur les k plus proches voisins est très proche des valeurs réelles, tandis que pour la méthode de régression polynomiale, il existe un écart notable entre les prédictions et les valeurs réelles.

Dans le cadre de l'étude du mode différentiel du même interrupteur (MOSFET), avec des charges de 50  $\Omega$  (Fig.III-33), 100  $\Omega$  (Fig.III-34) et 200  $\Omega$  (Fig.III-35), nos analyses révèlent des observations similaires à celles constatées pour le mode commun. Les deux zones de fonctionnement du MOSFET, à savoir la région de saturation et la région non saturation, présentent des tendances cohérentes pour les deux méthodes d'analyse, la régression polynomiale et les k plus proches voisins (k-NN).



**Figure III-33.** Mode différentiel du transistor MOSFET pour une charge de  $50\Omega$ 



**Figure III-34.** Mode différentiel du transistor MOSFET pour une charge de  $100\Omega$ 



*Figure III-35.* Mode différentiel du transistor MOSFET pour une charge de  $200\Omega$ 

#### III.10.2. Résultats du transistor IGBT

Dans une deuxième partie, nous exécuterons les deux méthodes (les k plus proches voisins (k-NN) et la régression non linéaire) d'apprentissage automatique (Machine Learning) sur les deux modes pour l'interrupteur de puissance utilisé dans le hacheur série, à savoir le transistor IGBT.

Dans le contexte du mode commun du transistor IGBT, nous avons appliqué les deux méthodes d'analyse, la régression polynomiale et les k plus proches voisins aux résultats obtenus pour les charges résistives de 50 $\Omega$  (Fig.III-36), 100 $\Omega$  (Fig.III-37) et 200 $\Omega$  (Fig.III-38). Nos observations révèlent que les performances des deux méthodes sont cohérentes avec celles observées pour le mode commun du transistor MOSFET. Cela suggère une certaine uniformité dans le comportement des deux types de transistors lorsqu'ils sont soumis à des charges résistives variables.



*Figure III-36.* Mode commun du transistor IGBT pour une charge de  $50\Omega$ 



**Figure III-37.** Mode commun du transistor IGBT pour une charge de  $100\Omega$ 



*Figure III-38.* Mode commun du transistor IGBT pour une charge de  $200\Omega$ 

Dans le cadre du mode différentiel du transistor IGBT avec des charges résistives de  $50\Omega$  (Fig.III-39),  $100\Omega$  (Fig.III-40) et  $200\Omega$  (Fig.III-41), les deux modèles d'apprentissage automatique semblent produire des résultats presque identiques, en accord avec les observations faites pour le mode commun. Cette constatation suggère une uniformité dans les performances des deux méthodes d'analyse, renforçant ainsi les recommandations formulées pour le mode commun du transistor.



*Figure III-39.* Mode différentiel du transistor IGBT pour une charge de  $50\Omega$ 



**Figure III-40.** Mode différentiel du transistor IGBT pour une charge de  $100\Omega$ 



*Figure III-41.* Mode différentiel du transistor IGBT pour une charge de  $200\Omega$ 

#### **III.11. CONCLUSION**

Dans cette étude, le comportement des interférences électromagnétiques conduites (mode commun et mode différentiel) émanant des deux convertisseurs statiques est quasiment similaire. La seule distinction entre l'IGBT et le MOSFET réside dans la vitesse de fermeture avec différentes charges. L'IGBT présente un délai plus long pour des charges plus élevées, tandis que le fonctionnement du MOSFET reste inchangé quelle que soit la charge.

En général, les MOSFET sont mieux adaptés pour des applications de commutation rapide et de basse tension, tandis que les IGBT sont plus appropriés pour des applications de commutation lente et de haute tension. La principale différence entre les IGBT et les MOSFET réside dans le fait que les IGBT ont une jonction p-n supplémentaire par rapport aux MOSFET, ce qui leur confère les propriétés à la fois des MOSFET et des transistors bipolaires (BJT).

D'autre part, nous avons lancé l'apprentissage automatique en utilisant deux approches distinctes : la régression polynomiale et les k plus proches voisins (k-NN). L'objectif était de développer un modèle équivalent afin de comparer ces deux méthodes. Une observation clé de cette phase est que chaque méthode produit presque un modèle identique, mais que des différences apparaissent dans chaque zone de fonctionnement des deux interrupteurs, le MOSFET et l'IGBT.

Les recherches approfondies sur le convertisseur se poursuivent dans la section précédente, visant à perfectionner les performances d'un hacheur. L'objectif principal de cette étude est d'affiner les paramètres et les réglages du convertisseur, avec un accent particulier sur l'amélioration de l'efficacité énergétique, la réduction des perturbations électromagnétiques, et l'optimisation de la régulation de charge. En explorant des stratégies avancées et en intégrant des technologies émergentes, nous cherchons à atteindre une performance optimale du hacheur, répondant ainsi aux exigences spécifiques de diverses applications industrielles et conditions d'utilisation. Ce processus continu d'optimisation vise à assurer une utilisation plus efficace du hacheur, contribuant ainsi à l'avancement global des technologies de conversion d'énergie.

Dans le chapitre antérieur, nous nous pencherons sur l'examen approfondi d'un convertisseur statique continu-continu, spécifiquement un hacheur série à commutation synchrone. L'objectif principal de cette analyse est d'exploiter les possibilités offertes par des dispositifs de commutation de puissance avancés, tels que les IGBT et les MOSFET, afin d'assurer une conversion efficace de l'énergie électrique.

# CHAPITRE IV ETUDE DU COMPORTEMENT CEM DU CONVERTISSEUR STATIQUE DC/DC

Aujourd'hui, avec l'avancée fulgurante de la technologie, l'électronique et les semiconducteurs jouent un rôle crucial dans notre vie quotidienne. Leur omniprésence est telle que ces domaines sont devenus incontournables dans de nombreux secteurs, de l'industrie aux appareils domestiques en passant par les applications militaires et aérospatiales. Parmi les nombreuses applications de ces technologies, les convertisseurs statiques se distinguent par leur polyvalence et leur importance. Ces dispositifs, utilisés pour convertir l'énergie électrique d'une forme à une autre, sont essentiels dans un large éventail d'équipements et de systèmes. Que ce soit pour alimenter des moteurs industriels, propulser des véhicules électriques respectueux de l'environnement ou même fournir de l'énergie à bord des avions, les convertisseurs statiques jouent un rôle crucial. Leur efficacité et leur fiabilité en font des éléments essentiels pour répondre aux besoins croissants de notre société moderne. Ainsi, l'électronique et les semiconducteurs, avec leurs convertisseurs statiques associés, continuent de façonner notre avenir technologique en offrant des solutions innovantes pour un monde toujours plus connecté et électrifié.

Les convertisseurs statiques, tels que les redresseurs, hacheurs, onduleurs et gradateurs, sont des composants essentiels dans un large éventail d'applications industrielles et commerciales. Leur fonctionnement repose sur des interrupteurs statiques, parmi lesquels les diodes, thyristors et transistors sont largement utilisés. Toutefois, il est crucial de reconnaître que ces composants peuvent être vulnérables aux perturbations électromagnétiques, qu'elles soient propagées par rayonnement ou par conduction. C'est ici que la compatibilité électromagnétique (CEM) entre en jeu en tant que discipline clé dans le domaine de l'ingénierie électronique. La CEM vise à assurer que les systèmes électroniques fonctionnent de manière fiable dans leur environnement électromagnétique prévu, tout en limitant les interférences susceptibles de perturber d'autres équipements ou d'être perturbés eux-mêmes.

Les tests de compatibilité électromagnétique représentent une étape critique dans le processus de développement et de certification des convertisseurs statiques et des appareils électroniques associés. Ces tests permettent de détecter et de quantifier les émissions électromagnétiques indésirables (EMI) et d'évaluer la capacité du système à résister aux perturbations électromagnétiques externes (immunité).

En adoptant une approche professionnelle de la CEM, les ingénieurs sont en mesure de concevoir des convertisseurs et des systèmes électroniques qui non seulement répondent aux normes réglementaires en matière de compatibilité électromagnétique, mais également qui surpassent les attentes en termes de performance et de fiabilité. Ainsi, la compatibilité électromagnétique devient une composante cruciale du processus de conception et de fabrication des technologies électroniques modernes, garantissant leur intégrité fonctionnelle dans des environnements électromagnétiques variés et exigeants.

Le présent chapitre se concentre sur les études portant sur les perturbations électromagnétiques conduites en mode commun et différentiel pour le convertisseur statique DC/DC. Nous nous intéressons particulièrement à l'utilisation de deux interrupteurs de puissance parmi les plus reconnus dans l'industrie : le thyristor IGBT et le MOSFET, qui représentent des avancées significatives dans le développement des convertisseurs statiques.

Notre objectif principal est de mener des tests sur les perturbations de conduite de le hacheur série à commutation synchrone, un dispositif largement utilisé pour entraîner des moteurs à courant continu. Ces tests permettront d'évaluer les performances électromagnétiques de ce système dans différentes configurations de fonctionnement.

En étudiant les perturbations électromagnétiques en mode commun et différentiel, nous cherchons à mieux comprendre les mécanismes sous-jacents à ces phénomènes et à identifier les meilleures pratiques pour atténuer ces interférences.

#### IV.1. CONVERTISSEUR STATIQUE DC/DC

Le hacheur, également connu sous le nom de convertisseur continu-continu, représente un composant fondamental de l'électronique de puissance. Il est constitué d'un ou plusieurs interrupteurs commandés, permettant de réguler la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. Lorsque la tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée, le hacheur est qualifié de dévolteur (ou abaisseur ou Buck). À l'inverse, s'il augmente la tension de sortie, il est désigné comme survolteur (ou élévateur ou Boost). Certains hacheurs, appelés hacheurs Buck-Boost, sont capables de fonctionner dans les deux sens.



Figure IV-1. Principe général d'un convertisseur Statique DC/DC [137]

En outre, certains hacheurs offrent une fonction de réversibilité, leur permettant de fournir de l'énergie à la charge, généralement une machine à courant continu, ou de la récupérer, ce qui permet de freiner le système. Cette capacité de réversibilité est particulièrement précieuse dans des applications telles que les systèmes de régénération d'énergie, où l'énergie est récupérée lors du freinage pour être réutilisée. Ainsi, le hacheur joue un rôle crucial dans l'optimisation de l'efficacité énergétique et la flexibilité des systèmes électriques et électroniques modernes [138].



Figure IV-2. Convertisseur Statique DC/DC [139]

Dans un hacheur abaisseur unidirectionnel à un quadrant, également connu sous le nom de convertisseur Buck, la cellule de commutation est composée d'un interrupteur commandé tel qu'un IGBT ou un MOSFET, ainsi que d'un interrupteur à amorçage spontané, représenté par la diode. Dans la figure (IV-3), l'énergie circule de manière unidirectionnelle de l'entrée vers la sortie, entraînant un courant de sortie,  $I_{OUT}$ , est toujours positif ou nul. En régime de conduction. Ce courant demeure constamment supérieur à zéro, et le taux de conversion est directement proportionnel au rapport cyclique  $\alpha$ , qui régit la période de conduction du transistor. L'expression de la tension de sortie  $V_{OUT}$  en fonction de la tension d'entrée  $V_{1N}$ , est déterminée par :

$$V_{OUT} = \alpha V_{1N} \tag{IV-1}$$



Figure IV-3. Hacheur Buck [140]

Ce convertisseur comporte deux états différents, chacun dépendant de l'état du transistor. Ces états sont représentés de manière simplifiée ((Fig. IV-4), (Fig. IV-5)).



Figure IV-4. Fonctionnement du hacheur lorsque le transistor est fermé [141]



Figure IV-5. Fonctionnement du hacheur lorsque le transistor est ouvert [142]

La figure (IV-6) illustre les chronogrammes des tensions et des courants idéalisés correspondant au fonctionnement en conduction continue. Les paramètres de la résistance du transistor et de la chute de tension de la diode à l'état passant sont notés respectivement  $R_{ON}$  et  $V_F$ . À l'instant  $t_1$ , l'interrupteur commandé se ferme, entraînant le convertisseur dans la configuration dépeinte sur la figure (IV-4). À ce moment, le courant

 $I_{IN}$  traversant le transistor est équivalent au courant de sortie  $I_{OUT}$ , tandis que la tension au point milieu  $V_{SW}$  est égale à  $V_{IN}$ . Lors de l'instant  $t_2$ , l'interrupteur commandé s'ouvre, et le potentiel  $V_{SW}$  diminue pour amorcer spontanément la diode, entraînant une baisse du potentiel au point milieu  $V_{SW}$  à - $V_F$ . Cette phase, dénommée roue-libre du courant  $I_{OUT}$ , par la diode, est illustrée sur la figure (IV-5). Pour un rapport cyclique  $\alpha$  donné, les pertes de conduction du transistor  $P_{COND,T}$  et de la diode  $P_{COND,D}$  sont exprimées respectivement par les équations (IV-2) et (IV-3).

$$P_{COND.T} = \alpha. R_{ON}. I_{OUT}^2$$
 (IV-2)

$$V_{\text{IN}} \cdot R_{\text{on}} \cdot I_{\text{OUT}}$$

$$V_{\text{IN}} \cdot R_{\text{on}} \cdot I_{\text{OUT}}$$

$$V_{\text{F}} (A)$$

$$I_{\text{IN}}, I_{\text{F}} (A)$$

$$I_{\text{OUT}}$$

$$0$$

$$t_{1}$$

$$t_{2} = t_{1} + \alpha T$$

$$t$$

$$P_{COND.D} = (1 - \alpha). V_F. I_{OUT}$$
(IV-3)

*Figure IV-6.* Chronogrammes simplifiées des tensions et courants du hacheur abaisseur [143]

#### **IV.2. HACHEUR SERIE A COMMUTATION SYNCHRONE**

Le redressement synchrone représente une technique sophistiquée visant à substituer un composant à commutation spontanée, tel qu'une diode, par un dispositif à commutation commandée, comme un transistor, afin d'assurer un état passant du courant optimal même à faible charge, ce qui se traduit par un rendement amélioré. L'architecture du hacheur synchrone est exposée sur la figure (IV-7), mettant en lumière la substitution de la diode par un transistor M2 et son contrôle associé au Low-Side (bas de pont).

Ces ajustements ont un impact notable sur le rendement du convertisseur, ainsi que sur sa fonctionnalité, notamment dans le cas où les deux interrupteurs sont bidirectionnels en courant. Contrairement à le hacheur abaisseur à un quadrant, qui ne peut convertir et transférer l'énergie que de l'entrée vers la sortie en abaissant la tension, le hacheur synchrone offre la capacité supplémentaire de transférer de l'énergie de la sortie vers l'entrée en élevant la tension. Il s'agit donc d'un dispositif à deux quadrants, abaisseur ou élévateur (Buck/Boost), selon le sens du courant, apte à fonctionner avec un courant de sortie  $I_{OUT}$  positif ou négatif. La configuration formée par les deux transistors

en série est connue sous le nom de bras d'hacheur ou de bras d'onduleur. Par ailleurs, le fonctionnement d'un hacheur synchrone ou d'un onduleur monophasé à l'échelle de la commutation est identique, ce qui signifie que toutes les explications, courbes et améliorations présentées ou effectuées dans ce manuscrit, et relatives à le hacheur synchrone ou au convertisseur synchrone, demeurent entièrement pertinentes pour un onduleur monophasé de caractéristiques similaires en termes de puissance, tension et fréquence de commutation [144].



Figure IV-7. Architecture simplifiée du hacheur à commutation synchrone [145]

En raison de l'ajout d'un interrupteur et de sa commande associée dans la cellule de commutation, le fonctionnement du hacheur synchrone présente des différences subtiles par rapport à celui du hacheur à un quadrant. Toutefois, le rapport de transformation demeure inchangé par rapport à le hacheur à un quadrant, et la tension de sortie est toujours déterminée par l'équation (IV-1) en mode de conduction continue. Le convertisseur à commutation synchrone conserve toujours ses deux états distincts, lesquels dépendent de la position "ouverte" ou "fermée" des commandes synchrones des deux interrupteurs. Les deux états d'un convertisseur Buck synchrone pour un courant de sortie  $I_{OUT}$  positif sont illustrés sur la figure (IV-8), tandis que les formes d'ondes des tensions et des courants associés sont présentées sur la figure (IV-9) :

• Jusqu'à l'instant  $t_1$  sur la figure (IV-9), l'intégralité du courant de sortie  $I_{OUT}$  traverse le transistor Low-Side M2, qui est fermé, tandis que le transistor High-Side (haut de pont) M1 est ouvert, avec la commande 2 à l'état haut. Cette configuration correspond à la représentation de la figure (IV-8)-(a). À ce stade, le potentiel au point milieu  $V_{SW}$  est égal à  $-R_{ON2}$ .  $I_{OUT}$ .

• À l'instant  $t_1$ , la commande 1 passe à l'état haut tandis que la commande 2 passe à l'état bas simultanément. Le courant de sortie commence alors à circuler à travers le transistor High-Side, et le potentiel  $V_{SW}$  devient  $V_{IN} - R_{ON1}$ .  $I_{OUT}$ . Cette phase est représentée par la configuration de la figure (IV-8)-(b).

• Au temps  $t_2$ , après une durée  $\alpha$ T de conduction du courant par le transistor M1, la commande 2 passe à l'état haut et la commande 1 passe à l'état bas simultanément,

provoquant la fermeture du transistor M2 et l'ouverture de M1. À ce moment, le courant est de nouveau intégralement dirigé par M1, comme avant l'instant  $t_0$  [146].



**Figure IV-8.** Deux phases de fonctionnement du convertisseur Buck à commutation synchrone dépendantes des états ouvert ou fermé des transistors High-Side et Low-Side [147]



*Figure IV-9.* Chronogrammes simplifiées des tensions et courants au sein du convertisseur Buck à commutation synchrone pour un courant de sortie IOUT positif [148]

Durant une période de fonctionnement du convertisseur à commutation synchrone, le courant traverse deux interrupteurs, en l'occurrence deux transistors. Les pertes par conduction se répartissent entre celles du transistor High-Side et celles du transistor Low-Side. Si l'on suppose que la résistance à l'état passant des transistors M1 et M2 est identique, notée  $R_{ON}$ , alors les pertes par conduction  $P_{CON,T}$  sont données par l'équation (IV-4). Les pertes par commutation sont estimées par l'équation (IV-5), sous l'hypothèse que le temps de fermeture de M1 est équivalent au temps d'ouverture de M2, et vice versa lors de l'ouverture de M1.

$$P_{COND.T} = P_{COND.M1} + P_{COND.M2} = R_{ON} I_{OUT}^2$$
(IV-4)

$$P_{SW} = P_{SW.M1} + P_{SW.M2} \tag{IV-5}$$

$$P_{SW} = V_{IN}.(t_{ON} + t_{OFF}).I_{OUT}.f$$
 (IV-6)

Le rendement du convertisseur Buck synchrone s'avère supérieur à celui de son homologue à un quadrant, à condition que l'état passant des transistors soit réellement meilleur que celui de la diode, et que les pertes de commande du transistor supplémentaire soient compensées, par exemple, par la suppression des pertes induites par le recouvrement de la diode. Il est également essentiel que les pertes globales par commutation ne dépassent pas un certain seuil. Cependant, ce gain en rendement s'accompagne d'une augmentation de la complexité, du coût et de la taille du convertisseur, car des composants de puissance supplémentaires et une commande synchronisée sont nécessaires.

Le redressement synchrone, largement adopté dans les convertisseurs à basse tension, pose des défis lorsqu'il est appliqué à des convertisseurs hauts tension. La désynchronisation des signaux de commande entre les interrupteurs High-Side et Low-Side peut entraîner une conduction simultanée des deux transistors, provoquant un court-circuit. Pour surmonter cette difficulté, une commutation hybride, combinant les avantages de la commutation synchrone et de la commutation naturelle, est souvent privilégiée dans les convertisseurs hauts tension.

#### **IV.3. MESURE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES**

Les systèmes électroniques et électriques sont exposés à diverses sources d'interférences électromagnétiques (IEM), qui peuvent provenir d'autres équipements électroniques, de signaux radioélectriques, d'éclairs, ou même de phénomènes naturels tels que les tempêtes géomagnétiques. Ces IEM peuvent perturber le fonctionnement normal des appareils et des systèmes, entraînant des dysfonctionnements, des interférences ou des dégradations des performances.

Afin de minimiser ces perturbations et d'assurer le bon fonctionnement des appareils dans leur environnement électromagnétique, des normes et des réglementations sont établies. Ces normes définissent les limites admissibles d'interférences électromagnétiques et spécifient les méthodes et les techniques de conception pour réduire ces interférences.

Les interférences électromagnétiques peuvent être propagées de deux manières principales, par rayonnement électromagnétique ou par conduction à travers les câbles et les connexions. Le rayonnement électromagnétique se produit lorsque des champs électriques ou magnétiques se propagent dans l'espace environnant, potentiellement perturbant les appareils sensibles à proximité. La conduction se produit lorsque les IEM se propagent le long des câbles et des connexions, affectant les signaux transmis et reçus par les appareils connectés.

En outre, les interférences conduites peuvent se manifester sous deux formes principales, le mode commun et le mode différentiel. Dans le mode commun, le signal indésirable est présent simultanément sur les deux conducteurs d'une liaison, ce qui peut entraîner une dégradation des signaux utiles. En revanche, dans le mode différentiel, le signal indésirable est présent uniquement sur l'un des conducteurs, ce qui peut être moins préjudiciable aux performances du système mais nécessite néanmoins une attention particulière pour garantir un fonctionnement fiable [149].

#### IV.3.1. Mesure des perturbations électromagnétiques conduites

L'utilisation du hacheur à commutation synchrone dans les applications de conversion d'énergie suscite des préoccupations quant à la génération de perturbations électromagnétiques (PEMs), en particulier en raison de l'introduction d'intercepteurs de puissance. Pour approfondir notre compréhension de ces phénomènes et évaluer leur impact, nous entreprenons la mise en place d'un banc d'essai dédié. Ce banc d'essai sera conçu avec une attention particulière pour permettre la mesure précise des perturbations électromagnétiques conduites, à la fois en mode commun et différentiel.

Notre approche consistera à utiliser deux types de transistors couramment rencontrés dans les applications de commutation de puissance : le MOSFET (Transistor à effet de champ métal-oxyde-semiconducteur) et l'IGBT (Transistor bipolaire à grille isolée). Cette sélection nous permettra de couvrir une large gamme de conditions opérationnelles et de mieux caractériser les performances en termes d'interférences électromagnétiques.

Le convertisseur contrôlé par le hacheur série à commutation synchrone sera spécifiquement configuré pour alimenter un moteur à courant continu de 12V, simulant ainsi une charge typique dans de nombreuses applications industrielles. Cette configuration nous permettra d'observer et de mesurer les niveaux d'interférences dans des conditions réalistes, fournissant des données précieuses pour la conception et la mitigation des PEMs dans les systèmes électriques et électroniques (Fig.IV-10) [150].



Figure IV-10. Perturbations électromagnétiques conduite en mode commun et différentiel [150]

#### IV.3.2. Réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL)

Pour notre objectif de mesure des perturbations conduites en mode commun et en mode différentiel, nous avons l'intention d'utiliser le RSIL à courant continu pour l'ensemble du système en courant continu. Le réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) à courant continu est utilisé pour isoler les perturbations électromagnétiques entre la source et la charge. Cette approche nous permettra d'obtenir des informations précieuses sur la capacité du système à rejeter les perturbations conduites et à maintenir des performances fiables dans son environnement opérationnel.

Le RSIL LISN05/16, un produit de conception néerlandaise à deux canaux, est capable d'être utilisé jusqu'à 250V et 16A pour effectuer des mesures intégrées du mode commun et du mode différentiel. Son impédance simulée est de 50 $\Omega$  et 5 $\mu$ H dans une gamme de fréquences allant de 9 kHz à 110 MHz. Cette configuration permet une évaluation précise des interférences conduites dans cette plage de fréquences, offrant ainsi une analyse détaillée des performances électromagnétiques du système testé (Fig.IV-11) [151].



Figure IV-11. RSIL 05/16 à une alimentation continue

#### IV.3.3. Test des PEMs conduites pour un hacheur a commutation synchrone

Pour visualiser les interférences électromagnétiques conduites, nous utilisons un analyseur de spectre. Cet instrument de mesure est spécialement conçu pour afficher les caractéristiques d'un signal dans le domaine fréquentiel. En détectant et en représentant graphiquement les différentes composantes spectrales des signaux électriques.

Nous sommes équipés d'un analyseur de spectre GW Instek GSP-730, capable de fonctionner dans une plage de fréquences allant de 150 kHz à 3 GHz. Avec un plancher de bruit de moins de -100 dBm, cet appareil nous offre une sensibilité élevée pour les mesures effectuées sur notre montage. Grâce à ses fonctionnalités étendues, nous pourrons analyser et caractériser efficacement les signaux sur une large bande de fréquences (Fig.IV-12).



Figure IV-12. Analyseur de spectre GW Instek GSP-730

#### **IV.4. BANC DE TEST**

Le banc de mesure est équipé d'une alimentation continue de 12V, d'un convertisseur statique (hacheur à commutation synchrone) avec un rapport cyclique  $\alpha$  de 0.5, d'un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) placé en amont du convertisseur statique, d'un analyseur de spectre pour visualiser les perturbations conduites, ainsi que d'un moteur à courant continu entraîné par le convertisseur statique DC/DC (Fig.IV-13).



Figure IV-13. Schéma du Banc de mesure des perturbations électromagnétiques conduite

Pour une vue d'ensemble claire et concise des paramètres du montage, les caractéristiques essentielles sont répertoriées et organisées de manière systématique pour une référence facile et une compréhension approfondie de la configuration expérimentale dans le tableau (IV-1).

	Туре	Tension (v)	Courant (A)	Puissance (W)
Moteur	Continu	12	0.98	11.76
Alimentation	Continu	12		
MOSFET	IRFP4060			
IGBT	FGH40N60			

Tableau (IV-1). Tableau des caractéristiques du moteur et des interrupteurs de puissance

L'objectif des mesures des interférences électromagnétiques conduites est de caractériser les perturbations en mode commun et en mode différentiel sur l'ensemble du circuit, englobant à la fois le hacheur et le moteur, lors de l'utilisation des interrupteurs de puissance tels que les MOSFET ou les IGBT. De plus, ces mesures visent à évaluer les performances lorsque les deux composants sont utilisés conjointement dans le un même circuit, permettant ainsi une compréhension approfondie de leur interaction et de leur influence sur les perturbations électromagnétiques (Fig.IV-14).



**Figure IV-14.** Banc de mesure du mode commun et mode différentiel pour un moteur à courant continu entrainé par un convertisseur statique DC/DC

#### **IV.5. ANALYSE DES RESULTATS**

La figure (IV-15) illustre les perturbations en mode différentiel observées lors des tests effectués sur un hacheur à commutation synchrone utilisant à la fois des transistors de puissance MOSFET et IGBT. Les résultats mettent en évidence une différence significative entre les deux composants : les perturbations relevées sur les fils du MOSFET sont notablement supérieures à celles de l'IGBT, particulièrement à des fréquences élevées. Cette disparité est attribuée à la commutation plus rapide du MOSFET en réponse aux variations de courant demandées par le moteur. En revanche, l'IGBT présente une propagation moindre des perturbations. Les pics observés lors de la fermeture du convertisseur sont principalement dus à la haute fréquence de commutation en début de cycle, avant la saturation du dispositif.

Concernant les perturbations électromagnétiques en mode commun, il apparaît que le transistor MOSFET présente systématiquement des interférences plus élevées que le transistor IGBT. Cette observation s'explique principalement par la vitesse de commutation plus rapide du MOSFET par rapport à l'IGBT, notamment à des fréquences plus élevées. De plus, au démarrage, nous observons toujours un pic au moment de la fermeture, attribuable à l'appel de courant de la charge. Ce pic, bien que prévisible, reste un point d'attention dans la conception du système (Fig.IV-16).



Figure IV-15. Mode différentiel du hacheur avec IGBT/IGBT et MOSFET/MOSFET



Figure IV-16. Mode commun du hacheur avec IGBT/IGBT et MOSFET/MOSFET

Les mesures du mode commun et du mode différentiel dans un convertisseur Buck synchrone, où l'interrupteur IGBT est positionné en High-Side tandis que l'interrupteur MOSFET est en Low-Side, révèlent une différence significative dans la propagation asymétrique par rapport à la propagation symétrique. Cette observation découle des caractéristiques distinctives des IGBTs et des MOSFETs. Les IGBTs, en raison de leur tension nominale élevée et de leur faible chute de tension, affichent des pertes de conduction réduites et une impédance thermique plus faible par rapport aux MOSFETs.

En conséquence, la commutation entre les états ON et OFF des IGBTs est plus lente que celle des MOSFETs. Cependant, cette différence de vitesse de commutation peut générer une différence dans la propagation du mode commun et du mode différentiel. Les MOSFETs, malgré leur commutation plus rapide, sont plus sensibles aux variations de tension et de courant, ce qui peut entraîner une propagation asymétrique plus prononcée. Ainsi, comprendre ces différences de comportement entre les IGBT et les MOSFETs est essentiel pour concevoir des circuits de conversion d'énergie efficaces et fiables (Fig.IV-17).



Figure IV-17. Mode commun et mode différentiel du hacheur avec IGBT/MOSFET

Lorsque nous inverserons la position des interrupteurs, plaçant le MOSFET en position High-Side et l'IGBT en position Low-Side pour le convertisseur DC/DC, les mesures du mode commun et du mode différentiel dans le hacheur à commutation demeureront largement similaires à celles de la configuration précédente. Cependant, une différence notable se manifeste sous la forme d'un pic aux environs de 10 kHz dans le mode différentiel. Cette observation peut s'expliquer par la commutation plus rapide du MOSFET par rapport à l'IGBT lorsqu'il est utilisé en position High-Side. Cette rapidité de commutation peut conduire à des transitoires plus prononcés dans le circuit, notamment dans la zone de désaturation, où le courant de sortie du MOSFET diminue rapidement. (Fig.IV-18).



Figure IV-18. Mode commun et mode différentiel pour hacheur avec MOSFET/IGBT

Dans la figure (IV-19), qui présente les mesures spatiales du hacheur à commutation synchrone utilisant deux interrupteurs identiques (des IGBTs dans ce cas), on observe que les interférences électromagnétiques conduites en mode commun et en mode différentiel sont pratiquement identiques. Cependant, lors de la phase de saturation, lorsque les interrupteurs se ferment et qu'il y a un appel de courant important, les perturbations dans les deux modes sont symétriques. Cela suggère que les deux modes de perturbation sont influencés de manière similaire par les caractéristiques de commutation des IGBTs.

Lorsque le circuit entre dans la zone de non-linéarité, on observe l'apparition des pics de perturbation à des fréquences plus élevées. Ces pics sont attribuables à plusieurs facteurs, notamment la rapidité de commutation des IGBTs et les variations de dV/dt (variation de tension par rapport au temps) et dI/dt (variation de courant par rapport au temps). Ces variations rapides génèrent des transitoires électriques qui peuvent induire des perturbations électromagnétiques supplémentaires dans le circuit, se manifestant sous forme de pics de perturbation observés dans les mesures spatiales.



Figure IV-19. Mode Commun et Mode Différentiel du hacheur avec IGBT/IGBT

La commutation d'un interrupteur MOSFET dans un hacheur Buck (Fig.IV-20), révèle une propagation symétrique de la conduite dans la phase de désaturation, tandis que les interférences électromagnétiques en mode différentiel sont notablement amplifiées en raison du chargement du variateur de vitesse. Cette augmentation significative est attribuée à la rapidité accrue de commutation du MOSFET par rapport à l'IGBT, ainsi qu'à l'appel de courant associé à la charge. Lorsque le potentiel au point milieu est égal à la résistance du transistor est multipliée par le courant de sortie du convertisseur, induisant ainsi une variation rapide de (dv/dt) et (di/dt), propices à l'émergence d'interférences électromagnétiques. La prédominante source d'interférences en mode différentiel dans un hacheur Buck réside principalement dans les variations abruptes de courant et de tension lors de la commutation de l'interrupteur. Ces transitoires, générés lors de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur, induisent

des perturbations mesurées entre deux points du circuit, souvent entre la masse et la sortie du convertisseur. Ces variations rapides sont directement évaluées par rapport à un point de référence, contribuant ainsi à des fluctuations significatives dans le mode différentiel.



Figure IV-20. Mode Commun et Mode Différentiel pour hacheur avec MOSFET/MOSFET

#### **IV.6. APPRENTISSAGE AUTOMATIQUE**

Dans cette session, nous nous concentrerons sur l'application de l'apprentissage automatique (Machine Learning) aux résultats obtenus lors du test du hacheur à commutation synchrone, alimentant un moteur à courant continu de 12 V. Notre objectif principal est de construire un modèle prédictif robuste et de comparer deux méthodes. Pour cela, nous explorerons deux approches : l'utilisation d'un arbre de décision et celle d'une forêt aléatoire.

Dans le cadre de notre étude, nous avons exploré deux méthodes d'apprentissage automatique : les arbres de décision et les forêts aléatoires, afin d'évaluer les perturbations électromagnétiques conduites en mode commun dans le contexte du convertisseur statique hacheur à commutation synchrone. Notre analyse s'est articulée autour de différents montages, notamment des configurations impliquant des IGBTs et des MOSFETs, avec une séquence allant d'IGBT avec IGBT (Fig.IV-21), à IGBT avec MOSFET (Fig.IV-22), puis MOSFET avec IGBT (Fig.IV-23), pour finalement aboutir à MOSFET avec MOSFET (Fig. IV-24) dans la dernière phase.

Les résultats obtenus ont mis en lumière une concordance exceptionnelle entre les mesures expérimentales et les prévisions générées par les deux méthodes. En particulier, nous avons constaté une similitude quasi parfaite dans l'erreur de prédiction entre les valeurs réelles et prédites, indépendamment du modèle utilisé, qu'il s'agisse d'arbres de décision ou de forêts aléatoires.



*Figure IV-21.* Mode commun du hacheur a commutation synchrone avec IGBT/IGBT avec la méthode arabe de décision et la méthode foret aléatoire



**Figure IV-22.** Mode commun du hacheur a commutation synchrone avec IGBT/MOSFET avec la méthode arabe de décision et la méthode foret aléatoire



*Figure IV-23.* Mode commun dur hacheur a commutation synchrone avec MOSFET/IGBT avec la méthode arabe de décision et la méthode foret aléatoire



**Figure IV-24.** Mode commun du hacheur a commutation synchrone avec MOSFET/ MOSFET avec la méthode arabe de décision et la méthode foret aléatoire

Dans le cadre de notre étude sur les mesures de perturbations électromagnétiques conduites en mode différentiel du convertisseur statique hacheur à commutation synchrone, nous avons suivi une approche similaire à celle utilisée pour les mesures en mode commun. Nous avons privilégié une série de montages, débutant avec IGBT avec IGBT (Fig. IV-25), puis IGBT avec MOSFET (Fig.IV-26), suivi de MOSFET avec IGBT (Fig.IV-27), pour enfin conclure avec MOSFET avec MOSFET (Fig.IV-28).

Après l'application des méthodes d'apprentissage automatique des arbres de décision et des forêts aléatoires, les résultats obtenus ont montré une cohérence remarquable avec ceux des mesures en mode commun. De manière significative, les erreurs de prédiction des deux méthodes se sont révélées presque identiques, confirmant ainsi la robustesse de nos conclusions indépendamment du mode de perturbation électromagnétique étudié.



**Figure IV-25.** Mode différentiel du hacheur a commutation synchrone avec IGBT/IGBT avec la méthode arabe de décision et la méthode foret aléatoire



**Figure IV-26.** Mode différentiel du hacheur a commutation synchrone avec IGBT/MOSFET avec la méthode arabe de décision et la méthode foret aléatoire



**Figure IV-27.** Mode différentiel pour hacheur a commutation synchrone avec MOSFET/IGBT avec la méthode arabe de décision et la méthode foret aléatoire



**Figure IV-28.** Mode différentiel pour hacheur a commutation synchrone avec MOSFET/ MOSFET avec la méthode arabe de décision et la méthode foret aléatoire

#### **IV.7. CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous nous sommes attelés à une analyse approfondie des perturbations électromagnétiques conduites, aussi bien en mode commun qu'en mode différentiel, dans le contexte du convertisseur statique Buck à commutation synchrone. Notre démarche s'est concentrée sur l'utilisation de deux interrupteurs de puissance de renommée mondiale : l'IGBT et le MOSFET. Nous avons adopté une approche comparative, explorant le fonctionnement du hacheur avec chaque type d'interrupteur pris individuellement, ainsi qu'avec les deux interrupteurs simultanément intégrés dans le même circuit. Nos investigations ont révélé des différences significatives : une prédominance d'interférences électromagnétiques en mode différentiel lors de l'emploi du MOSFET par rapport à l'IGBT dans le convertisseur. De même, nous avons identifié une sensibilité accrue aux perturbations en mode commun lorsque le MOSFET est positionné en high-side par rapport à l'IGBT. Ces résultats soulignent l'importance cruciale de choisir judicieusement les composants et leur configuration dans la conception de convertisseurs d'énergie fiables et efficaces.

En effet, la grande rapidité de commutation du transistor MOSFET par rapport à l'IGBT est un facteur déterminant dans l'origine des perturbations électromagnétiques observées. Cette rapidité accrue peut induire des transitoires plus rapides dans le circuit, ce qui peut à son tour générer des perturbations électromagnétiques supplémentaires. De plus, la présence de variations importantes de (dv/dt) et (di/dt) dans le circuit de variation de vitesse du moteur à courant continu peut également contribuer aux perturbations observées. Ces variations rapides de tension et de courant peuvent amplifier les interférences électromagnétiques, en particulier en mode différentiel, où les différences de tension et de courant sont mesurées entre deux points du circuit. Ainsi, la combinaison de la grande rapidité de commutation du MOSFET et des variations rapides de (dv/dt) et (di/dt) dans le circuit de variation de vitesse peut conduire à des niveaux accrus d'interférences électromagnétiques dans le système.

En conclusion de ce chapitre, nous avons appliqué des techniques d'apprentissage automatique (machine Learning) aux résultats des mesures de test des perturbations électromagnétiques conduites en mode commun et mode différentiel, dans le but de prédire des modèles. Nous avons utilisé la méthode des arbres de décision ainsi que la méthode des forêts aléatoires. Les résultats obtenus ont révélé une cohérence remarquable entre les deux approches d'apprentissage automatique. De manière notable, l'erreur de prédiction, affichée dans les deux graphiques, était similaire pour les deux méthodes.

## **CONCLUSION GÉNÉRALE**

La conversion d'énergie, un aspect fondamental de l'ingénierie et des sciences appliquées, revêt une importance capitale dans de nombreux domaines technologiques. Elle implique le processus de transformation d'une forme d'énergie en une autre, jouant un rôle crucial dans la manière dont nous utilisons et gérons les ressources énergétiques. Un exemple emblématique de cette conversion est celui réalisé par les générateurs, qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique, ou les moteurs, qui effectuent l'opération inverse en convertissant l'énergie électrique en énergie mécanique.

En parallèle, l'électronique de puissance, un domaine en plein essor, se consacre à l'optimisation et à la gestion efficace de ces conversions énergétiques. Elle trouve des applications dans une multitude de secteurs, de l'industrie à la mobilité urbaine en passant par les infrastructures énergétiques. Par exemple, dans le domaine du contrôle des moteurs, elle permet de réguler avec précision la vitesse et le couple des machines, contribuant ainsi à l'efficacité énergétique et à la durabilité des processus industriels.

Un autre domaine crucial qui émerge de cette évaluation concerne la compatibilité électromagnétique (CEM), devenue essentielle pour toute conception d'appareil ou de système. Son objectif principal est d'assurer que les appareils et systèmes fonctionnent de manière robuste dans leur environnement électromagnétique, tout en étant moins perturbés par les interférences électromagnétiques (IEM).

D'un autre côté, l'apprentissage automatique, ou machine Learning, occupe une place prépondérante dans la modernisation de la technologie. Ce langage mathématique ouvre de nouvelles perspectives en permettant la modélisation des systèmes et des résultats, facilitant ainsi une analyse approfondie des données obtenues. En effet, l'apprentissage automatique permet aux systèmes informatiques d'apprendre à partir de données et d'expériences passées, sans être explicitement programmés.

Les travaux de ma thèse m'ont amené à présenter la compatibilité électromagnétique (CEM), devenue un aspect essentiel, notamment pour les tests d'interférences électromagnétiques (IEM), ainsi que pour la compréhension des normes internationales définissant ces tests. Dans un premier temps, j'ai mis en lumière l'importance de cette discipline et ses implications dans la conception de systèmes électroniques fiables et conformes aux réglementations en vigueur.

Dans une seconde partie, j'ai abordé l'introduction à l'apprentissage automatique, ou machine Learning, en mettant en évidence les techniques utilisées dans ce domaine pour la prédiction de modèles, dans le but d'exécuter des analyses sur les résultats obtenus. Cette approche permet d'extraire des informations pertinentes à partir de données complexes, offrant ainsi de nouvelles perspectives pour l'analyse et l'interprétation des résultats expérimentaux.

Enfin, dans une troisième partie, j'ai présenté la conception et la réalisation d'un convertisseur DC/DC série utilisant deux types d'interrupteurs de puissance renommés : les transistors IGBTs et les transistors MOSFETs. L'objectif de cette étude était d'effectuer des tests de compatibilité électromagnétique conduite, tant en mode commun qu'en mode différentiel, dans notre laboratoire. Ces tests ont permis d'évaluer les performances des deux types d'interrupteurs et de comparer les interférences électromagnétiques générées par chacun d'eux. En parallèle, j'ai appliqué deux techniques d'apprentissage automatique aux résultats des tests de compatibilité électromagnétique conduite, dans le but de prédire des modèles plus proches des résultats réels. Cette approche s'est avérée prometteuse pour améliorer la compréhension et la prédiction des phénomènes électromagnétiques, ouvrant ainsi de nouvelles voies pour la conception de systèmes électroniques plus performants et fiables.

En dernier lieu, les travaux de ma thèse ont été consacrés aux tests de compatibilité électromagnétique conduite, tant en mode commun qu'en mode différentiel, d'un hacheur à commutation synchrone. Pour ce faire, un montage a été construit et soumis à des tests d'interférences électromagnétiques, en utilisant toujours les deux types d'interrupteurs de puissance : les transistors IGBTs et les transistors MOSFETs.

Ce convertisseur statique a été utilisé pour entraîner un moteur à courant continu de 12 V, simulant ainsi une pompe à essence d'un véhicule. Cette partie de la thèse nous a permis de caractériser les perturbations électromagnétiques conduites du convertisseur en fonction des deux types d'interrupteurs de puissance, puis d'intégrer dans le circuit deux interrupteurs de puissance différents.

Les résultats obtenus en laboratoire ont ensuite été appliqués à deux méthodes d'apprentissage automatique pour comparer leur efficacité et leur capacité à prédire les résultats réels. Cette approche comparative entre les deux méthodes de machine Learning a permis d'évaluer leur pertinence et leur adéquation à la modélisation des phénomènes électromagnétiques dans un contexte de compatibilité électromagnétique conduite.

Ce travail a mis en évidence plusieurs perspectives et a permis de mener des études sur d'autres types de conversion d'énergie électrique. Le travail futur devrait se concentrer sur les questions suivantes :

- Nous pouvons améliorer l'algorithme d'optimisation pour qu'il soit plus capable d'intégrer des contraintes plus nombreuses, tels que l'effet thermique associé à l'implantation interne des composants, impact des matériaux magnétiques, les imperfections des filtres dans les processus d'optimisation.
- 2) Les modèles de CEM en mode rayonné pourraient être aussi une piste à suivre, afin d'associer les deux modèles CEM, un travail important reste à faire.

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Jalal ALAA EDDINE, "*Techniques de caractérisation de textiles nouvelle génération pour le blindage électromagnétique*", Thèse de doctorat de l'Université de Grenoble Alpes, France, Décembre 2020.
- [2] M. GUILLAUME VINE, "Études et développements de capteurs électromagnétiques large-bande en vue de leur intégration dans des architectures d'électronique de puissance", Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, France, Novembre 2018.
- [3] Azzi Mohammed Anouar, " étude sur l'impact des perturbations électromagnétiques d'un réseau dc/dc à base des hacheurs Buck dans un environnement électrique", Mémoire de Master de l'Université de Ain Temouchent, Algérie juin 2020.
- [4] MILOUDI Mohamed, "*Perturbations électromagnétiques dans les alimentations à découpage*", Thèse de doctorat de l'Université de Sidi Bel Abbes, Algérie, juin 2018.
- [5] BENAZZA Baghdadi, *"Etude des Perturbations Electromagnétiques Conduites dans un Réseau Constitué de Convertisseurs Statiques DC/DC"*, Thèse de doctorat de l'Université de Sidi Bel Abbes, Algérie, Octobre 2020.
- [6] Yuchen Yang, *"Transformer Shielding Technique for Common Mode Noise Reduction in Switch Mode Power Suppliesy"*, Mémoire de Master de l'Institut polytechnique de Virginia Université, USA, Mai2014.
- [7] MOSTEGHANEMI Abdelhafid & MOKHTARI Adel, "*Analyse des phénomènes de perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques DC/DC*", Mémoire de Master de l'Université de Tlemcen, Algérie, Septembre 2021.
- [8] Alexandre BOYER, *"Contribution à la caractérisation et la modélisation de la CEM des circuits intégrés"*, Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, France, Juillet 2019.
- [9] Meriem AMARA, *"Maîtrise des Emissions Conduites des Electroniques de Puissance"*, Thèse de Doctorat de l'Université de Lyon, France, Décembre 2019.
- [10] CHIKHI Nawel, "Contribution à l'étude des Perturbations Electromagnétiques dans les Convertisseurs Statiques Connectés à un Réseau Electrique", Thèse de doctorat de l'Université de Sidi Bel Abbes, Algérie, Décembre 2019.
- [11] BENHADDA Nassireddine, "Analyse des Perturbations Electromagnétiques et Prédiction des Niveaux d'Emissions Conduites Générées par un Convertisseur Statique DC/DC", Thèse de doctorat de l'Université de Sidi Bel Abbes, Algérie, Décembre 2019.
- [12] Fanny MESMIN, "*Matériaux magnétiques et solutions binnovantes de filtrage CEM pour applications aéronautiques*", Thèse de Doctorat de l'Université de Grenoble, France, Septembre 2012.
- [13] Maurice Lardellier, "Contribution à l'Etude des Perturbations Electromagnétiques Générées par des Convertisseurs à Liaisons Directes", Thèse de Doctorat de l'École Centrale de Lyon, France, 21 Mai 1996.
- [14] Emrah Tas, Soydan Cakir, Mustafa Cetintas, "*Proficiency Testing for Conducted Immunity with a new Round Robin Test Device*", International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC EUROPE 2016, PP274-279, September 5–9, Wroclaw, Poland, 2016.
- [15] MILOUDI HOUCINE, "*Modélisation C.E.M d'un onduleur triphasé alimentant un moteur asynchrone*", Mémoire de Magister de l'Université de Sidi Bel Abbes, Algérie, Décembre 2007.
- [16] Chaiyan JETTANASEN "Normes Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique ; optimisation du filtrage", Thèse de Doctorat de l'École Centrale de Lyon, France, Décembre 2008.

- [17] Ali Alhoussein, "*CEM Caractérisation et modélisation CEM des nouvelles technologies de composants de puissance (SIC). : Application : convertisseurs de puissance "*, Thèse de Doctorat de l'Université de Rouen, France, Juin 2021.
- [18] Sofiane Atrous, "*Mise en Place d'une Méthodologie de Caractérisation en Immunité Champ Proche de Dispositifs Electroniques*", Thèse de Doctorat de l'Université de Rouen, France, 16 Janvier 2009.
- [19] Qian Liu, "Modular Approach for Characterizing and Modeling Conducted EMI Emissions in Power Converters", Doctor Thesis in Electrical Engineering to the Faculty of the Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2005.
- [20] Henry W. Ott, "Electromagnetic Compatibility Engineering", Edition John Wiley, 2009.
- [21] Zijian Wang, "DM EMI Noise Analysis for Single Channel and Interleaved Boost PFC in Critical Conduction Mode", Doctor Thesis in Electrical Engineering to the Faculty of the Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2010.
- [22] S. Demarty, *"Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé"*, Thèse de doctorat, Université de Limoges, Décembre 2006.
- [23] M. GUILLAUME VINE, "*Etudes et développements de capteurs électromagnétiques large-bande en vue de leur intégration dans des architectures d'électronique de puissance*", Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, France, Novembre 2018.
- [24] Jean-Marc Poinsignon, "Méthode de Caractérisation CEM des Equipements Automobiles en Mode Conduit Modélisation CEM d'Equipements", Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes, France, 04 Décembre 2003.
- [25] Florentin Salomez, "Modélisation des effets capacitifs des bobines simple couche et choix du matériau magnétique du noyau pour le denouncement des filtres CEM", Thèse de doctorat de l'Université de Lille, France, Novembre 2022.
- [26] Jingen Qian, *"RF Models for Active IPEMs"*, Master Thesis of Science in Electrical Engineering to the Faculty of the Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, January 31, 2003.
- [27] Andrew C. Baisden, "*Modeling and Characterization of Power Electronic Converters with an Integrated Transmission-Line Filter*", Master Thesis of Science in Electrical Engineering to the Faculty of the Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, May 2, 2006.
- [28] Miloudi Houcine, "*Modélisation et Prédiction des Performances CEM des systèmes d'entrainement à vitesse Variable*", Thèse de Doctorat de l'Université de Sidi Bel-Abbès, Mai 2012.
- [29] Jean-Marc Poinsignon, "Méthode de Caractérisation CEM des Equipements Automobiles en Mode Conduit Modélisation CEM d'Equipements", Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes, France, 04 Décembre 2003.
- [30] Adil El Abbazi, "Etude et Réalisation d'une Nouvelle Cellule TEM à Support Rotatif pour des Mesures CEM des Circuits Intégrés : Application du Modèle ICEM", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2006.
- [31] Guy-Gérard Champiot, "Compatibilité Electromagnétique Normalisation, Réglementation et Mesure", Technique de l'Ingénieur D1310, 2000.
- [32] C. Marlier, "Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour des applications aéronautiques" Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, France, Décembre 2013.
- [33] Jacques Cuvillier "*Cours de CEM*", notes de cours, l'Institut Universitaire de Technologie (IUT) de Nantes, la France, Mars 2003.
- [34] Miloudi Houcine, "*Modélisation C.E.M d'un Onduleur Triphasé Alimentant un Moteur Asynchrone*", Mémoire de Magister, Université UDL de Sidi Bel Abbés, Algérie, Décembre 2007.
- [35] F. Vaillant, J. Delaballe *"La CEM : La Compatibilité Électromagnétique"* : Cahiers Techniques n°149, Edition Août 1996.

- [36] Guy-Gérard Champot, "*Compatibilité Électromagnétique, Présentation Générale*", Technique de l'Ingénieur D1300, Mars 2001.
- [37] JEUDY KEANM., "Analyse et validation expérimentale de la plus basse fréquence utilisable dans une chambre réverbérant à parois métamatériaux pour des tests de Compatibilité Electromagnétique (CEM)", Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, France, juin 2023.
- [38] Peter H. Cole, *"Electromagnetic Compatibility"*, notes de cours, Université de Adelaide, Sydney, l'Australie, le 18 Février 2003.
- [39] Priscila Fernandez-Lopez. "Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM", Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, France, 11 janvier 2011.
- [40] Christian Arcambal, "Introduction des Contraintes de Propagation et Rayonnement Électromagnétiques dans l'Étude et la Conception d'Émetteurs/Récepteurs de Puissance", Thèse de Doctorat de l'Université de Rouen, à l'ESIGELEC, France, 2 Juillet 2003.
- [41] Erik Hertz, "*Thermal and EMI Modeling and Analysis of a Boost PFC Circuit Designed Using a Genetic-based Optimization Algorithm*", Master Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2001.
- [42] Song Qu, "Non-Intrinsic Differential Mode Noise of Switching Power Supplies and Its Implications to Filter Design", Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 1999.
- [43] Shuo Wang, "Characterization and Cancellation of High-Frequency Parasitics for EMI Filters and Noise Separators in Power Electronics Applications", Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2005.
- [44] Gareth Wooding, "*Mitigation of EMI in a Flyback Converter*", Magister Ingenerate Thesis of Electrical and Electronic Engineering in the Faculty of Engineering at the Rand Afrikaans University, Johannesburg, South Africa, February, 2012.
- [45] Wei Zhang, *"Integrated EMI/Thermal Design for Switching Power Supplies"*, Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute, Virginia, USA, 2001.
- [46] Joseph Brandon Witcher, "*Methodology for Switching Characterization of Power Devices and Modules*", Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2002.
- [47] Maxime Moreau, "Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau", Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, France, 2009.
- [48] Clement Marlier, *"Electromagnetic interferences modelling in power converters for aerospace applications"*, Thèse de doctorat de l'Université de Lille, France, Decembre 2013.
- [49] Roberto Mrad, "Conducted EMC Modelling and EMI Filter Design for Integrated Class-D Amplifiers and Power Converters", Thèse de doctorat de l'Université de Lyon, France, Juin 2014.
- [50] Jerzy Baranowski, Tomasz Drabek, Paweł Pia tek, Andrzej Tutaj "Diagnosis and Mitigation of Electromagnetic Interference Generated by a Brushless DC Motor Drive of an Electric Torque Tool" https://doi.org/10.3390/en14082149 Energies 2021.
- [51] Yerai Moreno, Gaizka Almandoz, Aritz Egea, Beñat Arribas, Ander Urdangarin "*Analysis of Permanent Magnet Motors in High Frequency—A Review*", Applied Sci. Journal 2021,
- [52] Helima Slimani, Abdelhakim Zeghoudi, Abdelber Bendaoud, Abdeldjalil Reguig, Baghdadi Benazza, Nassireddine Benhadda, "*Experimental Measurement of Conducted Emissions Generated by Static Converters in Common and Differential Modes*", European journal of electrical engeering, Juin 2021.
- [53] Junping He, Yujin Liu, Cong Wang, Lingling Cao *"Magnetic Coupling Common Mode Conducted EMI Analysis and Improvement in a Boost Converter"*, Towards Intelligent E-Mobility, the 34th International Electric Vehicles Symposium and Exhibition, November 2021.

- [54] A Reineix, C Guiffaut "MACHINE LEARNING POUR LA REPRESENTATION CONJOINTE DES INCERTITUDES ALEATOIRES ET EPISTEMIQUES", 21ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM), France, 2023.
- [55] MICHEL LEJEUNE "Estimation non-paramétrique par noyaux : régression polynomiale mobile", Tome 33, No 3 (1985), p. 43-67, 1985.
- [56] Marref Nadia "*Apprentissage Incrémental et Machines à Vecteurs Supports*", Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Septembre 2013.
- [57] Paul Honeine, *"Méthodes à noyau pour l'analyse et la décision en environnement non-stationnaire"*, Thèse de doctorat de l'Université de Troyes, France, Décembre 2018.
- [58] Khouloud Dahmane *"Analyse d'images par méthode de Deep Learning appliquée au contexte routier en conditions météorologiques dégradées"*, Thèse de doctorat de l'Université de Clermont Auvergne, France, Juin 2020.
- [59] Jocelyn Gal *"Application d'algorithmes de machine learning pour l'exploitation de données ohmiques en oncologie",* Thèse de doctorat de l'Université de Côte d'Azur, France, Janvier 2023.
- [60] Chi-Nguyen Lam "*Méthodes de Machine Learning pour le suivi de l'occupation du sol des deltas du Viêt-Nams*", Thèse de doctorat de l'Université de de Bretagne Occidentale, Septembre 2022.
- [61] Christophe Genevey-Metat *"Machine learning for side-channel analysis"*, Thèse de doctorat de l'Université de Rennes , France, Septembre 2023.
- [62] Lamine Noureddine "*Packing detection and classification relying on machine learning to stop malware propagationurbations*", Thèse de doctorat de l'Université de Rennes, France, Decembre 2021.
- [63] O. Abdel-Hamid, A.Mohamed, H. Jiang, L. Deng, G. Penn, and D. Yu. "*Convolutional Neural Networks for Speech Recognition*", IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 22(10) : p.1533–1545, Oct. 2014.
- [64] O. Abdel-Hamid, A.-r. Mohamed, H. Jiang, and G. Penn "*Applying Convolutional Neural Networks* concepts to hybrid NN-HMM model for speech recognition", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), p. 4277–4280, Kyoto, Japan, Mar. 2012.
- [65] Y. Avrithis, Y. Kalantidis, G. Tolias, and E. Spyrou "*Retrieving landmark and nonlandmark images from community photo collections*", Proceedings of the international conference on Multime MM'10, p.153, Firenze, Italy, 2010.
- [66] Ahmer El Kaab Noureddine *"Introduction to machine learning",* Cours University Ibn Toufal Kenitra, Morocco, Mars 2023.
- [67] A. Bernieri, G. Betta, A. Pietrosanto, and C. Sansone "*A neural network approach to instrument fault detection and isolation*", IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, p.139–144 Hamamatsu, Japan, 1994.
- [68] Mohamed Ayoub Neggaz "*Hardware Accelerators for Machine Learning Applications. Case Study* : *Autonomous*", Thèse de doctorat de l'Université de Valencienne, France, Mai 2020.
- [69] Giorgio Visani et al., *"Statistical stability indices for LIME: Obtaining reliable explanations for machine learning models"*, J. Oper. Res. Soc., p. 91–101, 2002.
- [70] Abderaouf Nassim Amalou *"Machine Learning for timing estimation"*, Thèse de doctorat de l'Université de Rennes, France, Décembre 2023.
- [71] Niels van Berkel et al., "Effect of Information Presentation on Fairness Perceptions of Machine Learning Predictors", Proc. CHI, ACM, Yokohama, Japan 2021.
- [72] Marius Kwémou Djoukoué, "*Réduction de dimension en régression logistique, application aux données Actu-Palu*", Thèse de Doctorat de l'Université de Evry. France, Septembre 2014.
- [73] Kim Phuc TRAN, "Surveillance, Détection d'Anomalies et Optimisation des Systèmes Industriels avec des Techniques Statistiques et d'Apprentissage Automatique", Thèse de doctorat de l'Université de Lille, France, Février 2022.

- [74] H. Seridi, H. Akdag, R. Mansouri, M. Nemissi, "Approximate Reasoning in Supervised Classification Systems", Journal of Advanced Computational Intelligence and Intelligent Informatics, Vol. 10, pp 586-593, 2006.
- [75] M. Nemissi, H. Seridi and H. Akdag, "The Labeled Classification and its Applications, International Journal of computational Intelligence", Vol. 4, 2008.
- [76] M. Sanchez, E. Exposito, and J. Aguilar, *"Autonomic computing in manufacturing process coordination in industry 4.0 context"*, Journal of industrial information integration, vol. 19, p. 150-159, 2020.
- [77] X. Chen, H. Ma, J. Wan, B. Li, and T. Xia. "Multi-View 3D Object Detection Network for Autonomous Driving". Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, pages 1907–1915, Nov. 2016.
- [78] Marion Sciauveau, "*Asymptotiques de fonctionnelles d'arbres aléatoires et de graphes denses aléatoires*", Thèse de doctorat de l'Université de Paris, France, Novembre 2018.
- [79] Abdelhamid Djeffal, "*Utilisation des méthodes Support Vector Machine (SVM) dans l'analyse des bases de données*", Thèse de doctorat de l'Université de Biskra, Algérie, 2012.
- [80] Jamal Kharroubi, "*Etude de techniques de classement Machines à vecteurs supports pour la vérification automatique du locuteur*", Thèse de Doctorat de l'Université de Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, France, Juillet 2002.
- [81] Karim Laroussi "Développement d'un modèle de régression pour détection intrusions dans les réseaux Véhicules AD HOC(VANETS)", Mémoire de Maitrise à l'université du Québec à Trois-Rivières, Mars 2015.
- [82] Gillet, Yves Brostaux, Rodolphe Palm, "*Principaux modèles utilisés en régression logistique*", Biotechnol. Agron. Soc. Environ, 2011.
- [83] L. Caltagirone, S. Scheidegger, L. Svensson, and M. Wahde. "Fast LIDAR-based Road Detection Using Fully Convolutional Neural Networks". 2017 ieee intelligent vehicles symposium(iv), pages 1019–1024, Mar 2017.
- [84] Léonard Torossian "Machine Learning Algorithms for Regression and Global Optimization of Risk Measures", Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, France, Decembre 2019.
- [85] G. Vilone and L. Longo, "*Notions of explainability and evaluation approaches for explainable artificial intelligence*," information fusion, 2021.
- [86] Paul-Benoît Perche "*Méthodes d'induction par arbres de décision dans le cadre de l'aide au diagnostic*", Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, France, 1999.
- [87] Audrey Poterie, *"Arbres de décision et forêts aléatoires pour variables groupées"*, Thèse de Doctorat de l'Université Bretagne Loire, France, Octobre 2018.
- [88] HAO HU, "Modèles d'apprentissage automatique interprétables via la satisfiabilité booléenne maximale", Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, France, Décembre 2022.
- [89] Safavian R., Landgrebe D., *"A Survey of Decision Tree Classifier Methodology"*, IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics, p. 660-674, 1991.
- [90] S. Bianco, R. Cadene, L. Celona, and P. Napoletano. Benchmark "*Analysis of Representative Deep Neural Network Architectures*". IEEE Access, 6:64270–64277, 2018
- [91] D. Myers, S. Suriadi, K. Radke, and E. Foo, "Anomaly detection for industrial control systems using process mining," Computers & Security, vol. 78, pp. 103–125, 2018.
- [92] Eve Mathieu-Dupas "Algorithme des k plus proches voisins pondérés et application en diagnostic", *Cours, Unité* Mixte de Recherche CNRS-BIO-RAD, Montpellier, France, Juin 2010.
- [93] Faïcel Chamroukhi *"Classification supervisée : Les K-plus proches voisins"*, Statistics & Data Science l'Université de Caen, France, 2018.
- [94] Saliha Mezzoudj "Approches de classification des images à grande échelle sur des architectures massivement parallèles", Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, Algérie, 2018.

- [95] <u>Alex Mourer "Sélection et importance de variables en apprentissage automatique"</u>, Thèse de Doctorat de l'Université de Paris, France, Novembre 2022.
- [96] Adrien Bibal et al. *"Legal requirements on explainability in machine learning"*, Artificial Intelligence and Law, p. 149–169, 2021.
- [97] Mohammed Hamza Bermaki, Houcine Miloudi, Mohamed Miloudi, Abdelkader Gourbi Abdelber Bendaoud *"High-frequency Differential Mode Modeling of Universal Motor's Windings"*, International Journal of Electrical and Electronics Research, 2023
- [98] HOUCINE MILOUDI, MOHAMED MILOUDI, SID AHMED EL MEHDI ARDJOUN, MOHAMED METWALLY MAHMOUD, AHMAD A. TELBA, MOULOUD DENAÏ, USAMA KHALED, and AHMED M. EWAIS *"Electromagnetic compatibility Characterization of Start-Capacitor Single-Phase* InductionMotor", IEEE Access, 2024.
- [99] Huanhuan Zhang. Wei E. I. Sha "Developing Machine Learning CEM Methods for EMC/SI/PI". SAFETY & EMC, May 2020.
- [100] Alessandro Formisano. Mauro Tucci *"Machine Learning Approaches for Inverse Problems and Optimal Design in Electromagnetism"* Electronics, 2024.
- [101] Yixuan Zhao, Thong Nguyen, Hanzhi Ma *"Modular Neural Network Based Models of High-Speed Link Transceivers"*, IEEE Access 2023.
- [102] Hany Abdelfattah, Hany S. Hussein Mohamed, Metwally Mahmoud "Optimal controller design for reactor core power stabilization in a pressurized water reactor: Applications of gold rush algorithm" PLOS ONE, January 2024.
- [103] Mohamed Amellal "*Modélisation de l'immunité électromagnétique des composants en vue de la gestion de l'obsolescence des systèmes et modules électroniques*", Thèse de doctorat de l'Université de INSA Rennes, France, Décembre 2015.
- [104] Wided Belloumi "Optimisation automatique du routage et du placement des composants dans les circuits d'alimentation à découpage vis-à-vis des contraintes de compatibilité électromagnétique (CEM) ", Thèse de doctorat de l'Université de Lyon, France, Novembre 2021.
- [105] Boukhari Mahamat Issa *"Etude des perturbations électromagnétiques rayonnées par des composants magnétiques planaires intégrées : Inductances "*, Thèse de doctorat de l'Université de Lyon, France, Avril 2019.
- [106] Alicia LECOMTE, "Modélisation des défauts et des propriétés de transport au sein de semiconducteurs à base de Sb2Se3 pour le photovoltaïque", Thèse de doctorat de l'Université de Rennes 1, France, Décembre 2019.
- [107] Serpaud Sébastien *"Application de la méthode de mesure d'émission en champ proche pour l'aide à la conception et à l'investigation des non-conformités CEM des cartes électroniques"* Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, France, Février 2023.
- [108] B. Revol, *"La CEM appliquée à l'électronique de puissance, '*cours Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur, 2018.
- [109] F. Costa, G. Rojat "*CEM en électronique de puissance, Sources de perturbations, couplages*", SEM, Techniques de l'ingénieur, D 3 290.
- [110] F. Costa, *"Compatibilité électromagnétique CEM"* Présentation générale, Techniques de l'ingénieur, 2010, no. ref. article : D1300.
- [111] S. Bréhaut, "Modélisation et optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC d'une puissance de 600W", Thèse de doctorat, Université de Tours, 2005.
- [112] Eliana Rondon-Pinilla, "Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semi-conducteurs", Thèse de doctorat de l'Université de Lyon, France, juin 2014.
- [113] Basil Salamé "Mesure de Charges dans les Matériaux Semi-conducteurs et les Métaux avec une Méthode Élasto-électrique", Thèse de Doctorat de l'Université Pierre et Marie Curie, France, 2015

- [114] Omar Saket "Caractérisation électrique des nano fils de semi-conducteurs III-V pour des applications photovoltaïques", Thèse de Doctorat de l'Université Paris-Saclay, France, Juin 2020.
- [115] Yao, Maoqing, Ningfeng Huang, Sen Cong et al. "*GaAs Nanowire Array Solar Cells with Axial p–i– n Junctions*," journal IEEE Journal of Photovoltaics, 14 (6), p.3293–3303, 2014.
- [116] Yoshizawa, Masaki, Akihiko Kikuchi, Masashi Mori, Nobuhiko Fujita, and Katsumi Kishino "Growth of Self-Organized GaN Nanostructures on Al2O3 (0001) by RF-Radical Source Molecular Beam Epitaxy," Journal Japanese Journal of Applied Physics, 1997.
- [117] A. H.Wilson." *The theory of electronic semi-conductors*", Proceedings of the Royal Society of London A, 133(822):458–491, 1931.
- [118] L. Pearce Williams. *"Experimental Researches in Electricity"*, Michael Faraday Dover, New York, vols. 1, 2 and 3. Science, 150(3696) :598–599, 1965.
- [119] Aouchache Fakhreddine, "*Méthode Iterative pour la Modélisation et la Conception des Composants*", Mémoire de Magister de l'Université Larbi Ben M'hidi d'Oum El Bouaghi, Algérie, Juin 2014.
- [120] Azouz Yasmina, *"Etude des semiconducteurs magnétiques dilués isostructures aux supraconducteurs à base de Fe pour l'électronique de spin"*, Thèse de doctorat de l'Université de Guelma, Algérie, Juin 2023.
- [121] Daniel Sting Martinez-Padron, Nicolas Patin et Eric Monmasson, "*Commande rapprochée d'un IGBT pour l'atténuation des perturbations électromagnétiques*", Symposium de Génie Electrique, Lille, France, 07 Juin 2023.
- [122] Rahmouni Mohamed, "CONCEPTION D'UN REDRESSEUR BIDIRECTIONNEL SYNCHRONE", Maîtrise en Génie Electrique Université du Québec à Trois-Rivières, USA, Mai 2006.
- [123] Alain Maouad, *"Caractérisation des dégradations des IGBTS en milieu industriel"*, Thèse de Doctorat de l'École Centrale de Loraine, France, Mars 2018.
- [124] Imad Benacer, "*Modélisation des transistors organiques*", Thèse de Doctorat de l'Université de Thèse de Doctorat de l'Université de Hadj Lakhdar Batna, Algerie, Juin 2016.
- [125] Costa, F. Vollaire "Caractéristiques et évolution du bruit électromagnétique dans les dispositifs d'alimentation embarqués sur aéronef", Congrès CEM Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2, p.68-73, 2008.
- [126] Bernhard Wunsch "EMC Component Modeling and System-Level Simulations of Power Converters: AC Motor Drives", Energies Journal, 2021.
- [127] Corentin Darbas, " *Commande Décentralisée et Modulaire des Convertisseurs MMC Intégrée au Coeur des Gate-Drivers*", Thèse de Doctorat de l'Université de Nante, France, 04 Juin 2022.
- [128] Wend Panga, Abdoul Fadel, Salim BIKINGA, "Conception et implémentation technologique de convertisseurs de puissance à partir d'un packaging 3D avec refroidissement intégré", Thèse de Doctorat de l'Université de Grenoble, France, Mai 2016.
- [129] H. Slimani, A. Zeghoudi, A. Bendaoud, S. Bechekir "Experimental evaluation of conducted disturbances induced during high frequency switching of active components", Electrical Engineering & Electromechanics, no. 5, pp. 26-30, 2023.
- [130] Doyle Busse, Jay Erdman, Russel J. Kerkman, Dave Schlegel, and Gary Skibinski, "System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents", IEEE Transactions ON Industry Applications, VOL. 33, NO. 2, March/April 1997.
- [131] Chikhi, N., Bendaoud, A. "Evaluation of conducted disturbances generated by the chopper-rectifier association propagating to the electrical network", European Journal of Electrical Engineering, 21(1): 1-6, 2019.
- [132] Baghdadi, B, "Etude des Perturbations Electromagnétiques Conduites dans un Réseau constitué de Convertisseurs Statiques DC/DC "Thèse de Doctorat de l'Université Djilali Liabes De Sidi Bel-Abbes, 2020.

- [133] Slimani Halima. Abdelber Bendaoud, "Experimental Measurement of Conducted Emissions Generated by Static Converters in Common and Differential Modes", European Journal of Electrical Engineering, June 2021.
- [134] Jerzy Baranowski, Tomasz Drabek, Paweł Pia tek and Andrzej Tutaj, "Diagnosis and Mitigation of Electromagnetic Interference Generated by a Brushless DC Motor Drive of an Electric Torque Tool", Energies, 2021.
- [135] Bernhard Wunsch, Stanislav Skibin, Ville Forsström, Ivica Stevanovic, "EMC Component Modeling and System-Level Simulations of Power Converters: AC Motor Drives", Energies, 2021.
- [136] Kharanaq, F.A.; Emadi, A.; Bilgin, B. "Modeling of Conducted Emissions for EMI Analysis of PowerConverters: State-of-the-Art Review", IEEE Access, 2020.
- [137] Mohamed AMELLAL "Méthodologie de dimensionnement sur cycle de vie d'une distribution en courant continu dans le bâtiment : applications aux câbles et convertisseurs statiques DC/DC", Thèse de Doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, Décembre 2012.
- [138] Pierre-Olivier Jeannin "*Le transistor MOSFET en Commutation : Application aux Associations Série et Parallèle de Composants à grille isolée*", Thèse de Doctorat de l'Université de Grenoble, France, Mai 2001.
- [139] Abderrazak LAKRIM "Etude de la cellule de commutation d'une alimentation à découpage dans le cadre de la compatibilité électromagnétique", Vol. 17 N°3, Février 2014.
- [140] M. VICTOR DOS SANTOS, "Modélisation des émissions conduites de mode commun d'une chaîne électromécanique. Optimisation paramétrique de l'ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM", Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, France, Décembre 2019.
- [141] Boulakroune Souad "Commande à vitesse variable d'un moteur à Courant continue alimenté par hacheur Bidirectionnel en courant", Mémoire de Master de l'Université d'Annaba, Algérie, juin 2018.
- [142] NASSAMOU Younes *"Etude et Simulation d'un Hacheur SEPIC en vue d'Implémenter des Commandes MPPT"*, Mémoire de Master de l'Université d'Adrar, Algérie, juin2020.
- [143] Vincent Massavie *"Convertisseur VHF intégrant des composants passifs innovants",* Thèse de Doctorat de l'Université de Brenouble, France, Avril 2023.
- [144] Rémy Caillaud, "Integration of a 3.3 kW, AC/DC bidirectional converter using printed circuit board embedding technology", Thèse de Doctorat de l'Université de INSA Lyon, France, May 2019.
- [145] *Romain Grezaud "Commande de composants grand gap dans un convertisseur de puissance synchrone sans diodes"*, Thèse de Doctorat de l'Université de Grenoble, France, Novembre 2014.
- [146] C. Cai, W. Zhou, and K. Sheng, "Characteristics and Application of Normally-Off SiCJFETs in Converters Without Antiparallel Diodes," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 10, pp. 4850– 4860, 2013.C.
- [147] G. Calderon-Lopez, A. J. Forsyth, D. L. Gordon, and J. R. McIntosh, "*Evaluation of SiC BJTs for High-Power DC/DC Converters*," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2474–2481, May 2014.
- [148] B. Whitaker, A. Barkley, Z. Cole, B. Passmore, D. Martin, T. R. McNutt, A. B. Lostetter, J. S. Lee, and K. Shiozaki, "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 5, pp. 2606–2617, Mai 2014.
- [149] Lucas Hernandez, *"Etude et réalisation d'un convertisseur AC/DC Buck Boost réversible à haut rendement pour alimentation de secours "*, Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, France, Novembre 2017.
- [150] Mikael Foissac "*Méthodologie d'analyse CEM conduite d'un réseau multiconvertisseurs*", Thèse de Doctorat de L'Université de Grenoble. France. Nov 2012.
- [151] Benazza B., Bendaoud A., Slimani H., Benaissa M., Flitti M., Zeghoudi A. '*Experimental study of electromagnetic disturbances in common and differential modes in a circuit based on two DC/DC boost static converter in parallel*". Electrical Engineering & Electromechanics, no. 4, 2023.