جامعة سيدي محمد بن عبد الله بفاس
ⵜⴰⵙⴷⴰⵡⵉⵜ ⵙⵉⴷⵉ ⵎⵓⵃⵎⴷ ⴱⵏ ⵄⴱⴷⵍⵍⴰⵀ ⴱⴼⴰⵙ
UNIVERSITÉ SIDI MOHAMED BEN ABDELLAH DE FES

كلية العلوم والتقنيات فاس
ⵜⴰⵖⵢⵓⵍⵜ ⵏ ⵜⵙⵙⵏⵜⵉⵡⵉⵏ ⴷ ⵜⵙⵙⵏⵜⵉⵡⵉⵏ - ⴼⴰⵙ
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE FÈS

Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

N° d'ordre 72 /2021

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Mr : KRIM ALI

Spécialité : Compatibilité Electromagnétique

Sujet de la thèse : ELABORATION DE MODELES REDUITS POUR LES CABLES D'ENERGIE D' UNE ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE.

Thèse présentée et soutenue le : 08 /10/2021 Devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
EL OUAZZANI Nabih	PES	Faculté des Sciences et Techniques de Fès	Président
BENALI Abdelhamid	PES	Ecole Nationale des Sciences Appliquées Oujda	Rapporteur
SANDALI Abdelhalim	PES	Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et mécanique de Casablanca	Rapporteur
ELMARKHI Hassane	PES	Faculté des Sciences et Techniques de Fès	Rapporteur
KABBAJ Hassane	PES	Faculté des Sciences et Techniques de Fès	Examinateur
DEROUICH AZIZ	PES	Ecole Supérieure de Technologie de Fès	Examinateur
TAHRI Driss	PES	Faculté des Sciences et Techniques de Fès	Directeur de thèse

Laboratoire d'accueil : Laboratoire Signaux Systèmes Composants

Etablissement : Faculté des Sciences et Techniques de Fès

Remerciements

J'exprime ma gratitude à Monsieur le professeur Driss TAHRI pour avoir dirigé cette thèse, aussi pour ses conseils, ses encouragements et ses contributions à mon évolution sur le plan scientifique et personnel. Je ne vous remercierai jamais assez de m'avoir accepté pour préparer cette thèse.

Je tiens à remercier tous les membres de jury de thèse pour le temps consacré à l'analyse et l'évaluation de ce travail.

Je remercie d'abord Monsieur Nabih El Ouazzani professeur à la FST de Fès pour m'avoir fait l'honneur de présider le Jury.

Je remercie également Messieurs BENALI Abdelhamid professeur à l'ENSA d'Oujda, SANDALI Abdelhalim professeur à l'ENSEM de Casablanca, EL MARKHI Hassane professeur à la FST de Fès pour m'avoir fait l'honneur de rapporter cette thèse.

Je voudrais adresser mes remerciements aussi à Messieurs KABBAJ Hassane professeur à la FST de Fès et DEROUICH Aziz professeur à l'EST de Fès d'avoir accepté d'examiner ce travail de thèse.

Je remercie chaleureusement le directeur du laboratoire LSSC monsieur le professeur ABDI Farid et l'ex-directeur du même laboratoire monsieur le professeur LAHBABI Mohamed pour les efforts déployés en vue d'assurer le bon déroulement des activités de recherches.

J'aimerais adresser mes remerciements les plus sincères à Imane ABZI qui m'a soutenu durant la thèse et plus particulièrement la rédaction avec Latex.

Je souhaiterais remercier mon ami Abderrazak LAKRIM pour le choix judicieux des outils de simulation, ses encouragements et sa disponibilité surtout au début de la thèse. Je pense également à mes collègues du laboratoire LSSC.

Enfin, je tiens à remercier ma famille qui ont eu confiance en moi et m'ont soutenu le long de mon parcours aussi j'adresse un remerciement tout particulier à ma tante Bouchera ABDELLAOUI MAANE.

Résumé

Dans une association convertisseur-machine, la commutation rapide des interrupteurs électroniques constitue la source des perturbations électromagnétiques conduites. Du point de vue CEM (Compatibilité Electromagnétique), il faut appliquer les mesures nécessaires pour préserver le milieu environnant et respecter les normes en vigueur. La première étape pour atteindre cet objectif consiste à modéliser finement toutes les parties du système y compris le câble tout en tenant compte des phénomènes qui surgissent en hautes fréquences. Nous avons exposé d'une manière concise le cadre CEM de notre travail et l'état de l'art de la modélisation des câbles d'énergie.

La simulation fréquentielle occupe une place cruciale dans la CEM du fait des avantages qu'elle présente. Nous avons proposé un modèle fréquentiel réduit de type circuit des câbles d'énergie multiconducteurs. Il est basé sur une réduction mathématique de celui à cellules cascadées, combiné aux équations établies pour modéliser l'évolution fréquentielle des paramètres linéiques. Le modèle élaboré a été implémenté sur le logiciel Ansys Simplorer en utilisant le langage VHDL AMS. Ensuite, il a été validé avec les résultats de mesures des travaux de recherches antérieurs. Notre approche réplique le comportement des câbles longs avec une grande souplesse et un temps de simulation très attractif. Aussi elle rend, pour la première fois, l'augmentation de la longueur du câble indépendante du temps de calcul et de l'espace mémoire occupé.

Vu la présence massive des charges non linéaires, le recours à la modélisation temporelle est incontournable. Ceci nous a poussé à contribuer aussi dans ce domaine. En effet, une partie de ce travail traite la modélisation des câbles d'énergie dans le domaine temporelle. En se basant sur la théorie des lignes de transmission, nous avons calculé la matrice admittance du câble. Puis, en profitant de la symétrie rotationnelle de ce dernier nous avons abouti à un modèle réduit et découplé. Par le biais de la technique d'ajustement vectoriel et la représentation par bloc de premier ordre nous sommes parvenus à une représentation temporelle de ce modèle. Les résultats de simulation sur le logiciel Simplorer ont été comparés avec ceux du modèle fréquentiel réduit. Nous avons obtenu une très bonne similitude entre les deux résultats. Ainsi notre approche est validée. En plus, notre méthode permet de simuler les câbles longs dans un temps raisonnable sans compromettre la précision. Finalement, le modèle temporel réduit a été utilisé pour évaluer les surtensions dans une association convertisseur-machine. Les résultats obtenus confirment que le filtre passif RL, que nous avons conçu, peut être considéré comme un moyen efficace de durcissement contre les perturbations conduites.

Mots clés : Compatibilité électromagnétique (CEM), convertisseurs statiques, moteur asynchrone, câbles d'énergie, modèles réduits, simulation, filtrage.

Abstract

In a system which combines an inverter and an induction machine, the fast commutation of electronic switches constitutes the main source of conducted electromagnetic disturbances. From an EMC (Electromagnetic Compatibility) point of view, necessary measures must be applied to preserve the surrounding environment and comply with the standards. The first step in achieving this goal is to model accurately all parts of the system including the cable while taking into account the phenomena that arise at high frequencies. We have briefly presented the CEM framework of our work and the state of the art of power cable modeling.

Frequency simulation occupies a crucial place in EMC because of its advantages. We have proposed a circuit-type reduced frequency model of multi-conductor power cables. It is based on a mathematical reduction of the cascaded cell one, combined with the equations established to model the frequency evolution of the cable per unit length parameters. The model developed has been implemented on the Ansys Simplorer software using the VHDL AMS language. Then, it has been validated against the results of measurements found in the literature. Our approach replicates the frequency behavior of long power cables with a great flexibility and a very attractive simulation time. Also it makes, for the first time, the increase in the cable length independent of the computational time and the occupied memory.

Considering the huge presence of nonlinear loads, recourse to modeling in time domain is unavoidable. This prompted us to also contribute in this area. Indeed, a part of this work deals with the modeling of power cables in the time domain. Based on the theory of transmission lines we calculated the admittance matrix of the cable. Then, taking advantage of the rotational symmetry of this latter, we ended up with a reduced and decoupled model. Through the vector fitting technique and the first-order block representation we have achieved a time domain representation of the cable behavior. The simulation results under Ansys Simplorer were compared with those of the reduced frequency model. We obtained a very good similarity between the two results. Thus, our approach is validated. In addition, our method allows simulating long power cables in less time without compromising the precision. Finally, the reduced time model has been used to evaluate overvoltages in the association of an induction machine and a converter. The results obtained confirm that the passive RL filter, which we have designed, can be considered as an effective means of protection against conducted disturbances.

Keywords : Electromagnetic compatibility (EMC), static converters, asynchronous motor, power cables, reduced models, simulation, filtering.

Table des figures

I.1 Les émissions conduites dans un système d'entrainement électrique 17
I.2 Circulation des courants de : (a) mode commun (b) Mode différentiel. 18
I.3 Les limites normatives des perturbations électromagnétiques conduites (FCC et CISPR 22) : (a) Classe A (b) Classe B. 20
I.4 Exemple du filtre de mode commun 20
I.5 Réseau R-C 21
I.6 Réseau électrique hybride 21
I.7 Système d'entrainement électrique 23
I.8 Les plages de fonctionnement des interrupteurs électroniques commandés . . 24
I.9 Contenu spectrale d'un signal trapézoïdal [16] : (a) Forme d'onde (b) Spectre du signal. 25
I.10 Phénomène de piquage dans les roulements [15] 26
I.11 Câbles qui relient le convertisseur au moteur [23] : (a) Câble non blindé (b) Câble blindé. 26
I.12 Les lignes du champ magnétique 27
I.13 Les lignes du champ électrique 28
I.14 Le phénomène de propagation 29
I.15 Effet de peau 29
I.16 Effet de proximité 30
II.17 Conducteur cylindrique 35
II.18 Deux conducteurs en coordonnées polaires 37
II.19 Deux conducteurs cylindriques chargés. 38
II.20 Notations utilisées dans la méthode semi-analytique. 39
II.21 Les conducteurs, en tant que source ou cible de l'induction. 39
II.22 Maillage 1D unidirectionnel simplifié de deux conducteurs. 41
II.23 Fonctions de base typiques de la méthode des moments : (a) Pulse, (b) Triangulaire, (c) Sinusoïdale 42
II.24 Simulation d'un câble blindé de quatre conducteurs sur FEMM 42
II.25 Câble d'énergie multi-conducteur vu comme un multiport : (a) Matrice Y , (b) Matrice en S. 44
II.26 Réseau en échelle de type R-L. 46
II.27 Réseau en échelle de type R-C 46
II.28 Modèle à cellules cascadées (N cellules par mètre). 47
II.29 Modèle NIF d'un câble bifilaire 47
II.30 Circuit en π généralisé 48

III.31Modèle du câble non blindé à deux conducteurs branché à la charge 52
III.32L'impédance équivalente 52
III.33Les tensions $U(k)$ et $U(k-1)$ 53
III.34L'impédance équivalente 53
III.35Les tensions $U(k)$ et $U(k-1)$ 54
III.36Étapes de calcul de l'impédance du câble 55
III.37Le réseau sous forme polygonale 56
III.38Le réseau en étoile 56
III.39Configuration du câble bifilaire 58
III.40Configuration du câble non blindé à trois conducteurs 58
III.41L'évolution du module de l'impédance pour 10 mètres de câble à deux conducteurs en court circuit (CC) et en circuit ouvert (CO). 59
III.42L'évolution du module de l'impédance pour 12 mètres du câble à trois conducteurs en court circuit (CC) et en circuit ouvert (CO). 59
III.43Les caractéristiques du câble étudié. 61
III.44Cellule élémentaire. 61
III.45Configuration de deux conducteurs adjacents avec retour par le blindage . . 62
III.46Configuration de trois conducteurs avec retour par le blindage. 63
III.47Configuration de quatre conducteurs avec retour par le blindage. 64
III.48Le modèle du câble sous ANSYS Q3D. 65
III.49Le modèle de la résistance propre du câble blindé à quatre conducteurs . . . 67
III.50Le modèle de l'inductance propre du câble blindé à quatre conducteurs . . . 67
III.51Le modèle fréquentiel de C_A. 68
III.52Le modèle fréquentiel de G_A. 68
III.53Le modèle fréquentiel de C_B. 68
III.54Le modèle fréquentiel de G_B. 69
III.55Le modèle fréquentiel de C_C. 69
III.56Le modèle fréquentiel de G_C. 69
III.57Organigramme de la procédure de modélisation des résistances couplées. Où n est le nombre de cellules par mètre. 71
III.58Le modèle circuit des résistances couplées. 71
III.59L'impédance du câble en circuit ouvert (CO) et en court-circuit (CC) sur la bande de fréquence [100 KHz - 40 MHz]. 72
III.60L'impédance du câble en mode commun pour le test en court-circuit sur la bande de fréquences de 100 KHz à 100 MHz. 73
IV.61Section du câble multi-conducteur. 75
IV.62Modèle à cellules cascadées d'un câble blindé multi-conducteur de longueur d. 76
IV.63Modèle de la i^{eme} cellule élémentaire. 77
IV.64La géométrie du câble blindé à trois conducteurs. 83
IV.65la variation fréquentielle des inductances propre et mutuelle 84
IV.66la variation fréquentielle de $\bar{R}_{11}$ et $\bar{R}_{12}$ 84
IV.67L'impédance du câble blindé à trois conducteurs : (a) MC (b) Zoom sur la réponse en mode commun (c) MD. 85
IV.68La variation fréquentielle de $\bar{R}_{11}$, $\bar{R}_{12}$ et $\bar{R}_{13}$. 86
IV.69La variation fréquentielle de $\bar{L}_{11}$. 87

IV.70 La variation fréquentielle de $\bar{L}_{12}$. 87
IV.71 La variation fréquentielle de $\bar{L}_{13}$. 87
IV.72 L'impédance du câble blindé à quatre conducteurs en CC et CO : (a) CM (b) DM. 88
IV.73 L'impédance mesurée et simulée du câble blindé à quatre conducteurs en CC et CO : (a) MC (b) MD. 90
IV.74 Les deux topologies de la cellule de commutation : (a) Diode : OFF, IGBT : ON (b) Diode : ON, IGBT : OFF. 92
V.75 Forme géométrique du câble étudié. 95
V.76 Le réseau électrique équivalent du bloc de premier ordre 100
V.77 Le schéma de principe du modèle de câble implémenté 101
V.78 Evolution du module des admittances $\tilde{Y}_1$ et $\tilde{Y}_5$. 102
V.79 Evolution de la phase des admittances $\tilde{Y}_1$ et $\tilde{Y}_5$. 103
V.80 Evolution du module de l'impédance du câble en mode commun. 103
V.81 Evolution de phase de l'impédance du câble en mode commun 104
V.82 Evolution du module de l'impédance du câble en mode différentiel. 104
V.83 Evolution de la phase de l'impédance du câble en mode différentiel. 104
V.84 (a) Montage de simulation (b) Tension à l'entrée du câble. 105
V.85 Tension aux bornes de la charge 105
V.86 Modèle à cellules distribuées des longs câbles d'énergie. 106
V.87 Modèle de câble équivalent dans le domaine fréquentiel 107
V.88 Modèle par phase du système avec filtre 108
V.89 Organigramme de la procédure de calcul de l'inductance du filtre L_{f1} 111
V.90 Modèle du moteur électrique sur RMxprt 113
V.91 Modèle du moteur sur Maxwell 2D 113
V.92 Tension aux bornes de la charge sans filtre 114
V.93 Tension aux bornes de la charge avec filtre 114
V.94 Description du système éolien étudié 115
V.95 GADA alimenté par un long câble d'énergie 116
V.96 Montage de simulation avec filtre RL 117
V.97 Montage de simulation avec RTL 117
V.98 La tension délivrée par CCM 118
V.99 La tension aux bornes du rotor sans filtre 119
V.100 La tension aux bornes du rotor avec le filtre «RL» 119
V.101 Tension aux bornes du rotor avec RTL 120
102 L'équivalent du réseau en polygone 132
103 L'équivalent du réseau en étoile 132
104 L'équivalent du réseau en étoile 134
105 L'équivalent du réseau en polygone 134
106 Modèle à dynamique avancée du transistor IGBT 143
107 Les paramètres du stator 144
108 Les paramètres du rotor 145
109 Les paramètres généraux de la machine 145

Liste des tableaux

III.1 les temps de simulation pour les essais en CC et en CO des câbles non blindés de 2 et de 3 conducteurs 60
III.2 Les valeurs des coefficients de couplage résistif. 66
III.3 Les valeurs des paramètres des différentes équations. 70
IV.4 Les valeurs des coefficients des expressions approximatives des paramètres linéiques du câble. 83
IV.5 Les valeurs des coefficients des modèles des paramètres linéiques du câble blindé à quatre conducteurs 86
IV.6 Les coefficients des expressions d'ajustement des paramètres linéiques mesurés du câble blindé à quatre conducteurs. 89
IV.7 Temps de calcul pour un câble d'énergie blindé à trois conducteurs (Pas = 10 KHz, [100 KHz, 30 MHz]) 91
IV.8 Temps de calcul dans le cas d'un câble d'énergie blindé à quatre conducteurs (Pas = 10 KHz, [100 KHz, 30 MHz]) 91
V.9 Temps de calcul requis pour différentes durées de simulation (d=50m, Pas du temps=1ns). 106
V.10 Les valeurs des paramètres de simulation. 118

Table des matières

Introduction générale **9**

Chapitre I : Contexte général **14**
I.1 Introduction . . . 15
I.2 Généralités sur la CEM . . . 15
I.2.1 Les aspects de la CEM . . . 16
I.2.2 Sources de perturbations ou agresseurs (le convertisseur statique) . . . 16
I.2.3 Les récepteurs ou victimes . . . 17
I.2.3.1 Les cartes électroniques embarquées . . . 18
I.2.3.2 Les dispositifs de protections . . . 18
I.2.4 Mode différentiel et mode commun . . . 18
I.2.5 Les différents types de couplage . . . 19
I.2.5.1 Couplage par impédance commune . . . 19
I.2.5.2 Couplage par effet capacitif et/ou inductif . . . 19
I.2.5.3 Couplage par impédance de transfert . . . 19
I.2.6 La norme CEM pour les emissions conduites . . . 19
I.2.7 Quelques techniques de durcissement contre les perturbations conduites 20
I.3 L'énergie électrique . . . 21
I.3.1 Réseau électrique hybride . . . 21
I.3.2 Les pertes dues au transport . . . 22
I.3.3 La qualité de l'énergie . . . 22
I.4 Les systèmes d'entrainement électriques . . . 23
I.4.1 Le convertisseur ou variateur de vitesse . . . 23
I.4.1.1 Les interrupteurs de puissance . . . 24
I.4.1.2 Le contenu spectral . . . 24
I.4.2 La charge (Machine asynchrone) . . . 25
I.4.3 Les câbles d'énergie reliant le moteur au variateur de vitesse . . . 26
I.5 Le comportement électromagnétique en hautes fréquences des câbles d'énergie . . . 27
I.5.1 Effet inductif . . . 27
I.5.2 Effet capacitif . . . 28
I.5.3 Phénomène de propagation . . . 28
I.5.4 Effet de peau . . . 29
I.5.5 Effet de proximité . . . 30
I.5.6 Effet diélectrique . . . 30

I.6 L'importance de la modélisation et de la simulation . . . 30
I.6.1 L'intérêt de la modélisation . . . 31
I.6.2 L'intérêt de la simulation . . . 31
I.7 Conclusion . . . 31

Chapitre II : État de l'art de la modélisation des câbles d'énergie 33
II.1 Introduction . . . 34
II.2 Les méthodes d'identification des paramètres linéiques des câbles d'énergie . . . 34
II.2.1 Méthode de calcul des paramètres linéiques . . . 34
II.2.2 Méthode analytique . . . 35
II.2.3 Méthode semi-analytique . . . 38
II.2.4 Les méthodes numériques . . . 40
II.2.4.1 Methode PEEC . . . 40
II.2.4.2 Méthode des moments . . . 41
II.2.4.3 Méthode des éléments finis . . . 42
II.2.5 Les méthodes expérimentales . . . 43
II.2.5.1 Mesure par un analyseur d'impédance . . . 43
II.2.5.2 Mesure par un analyseur de réseau . . . 43
II.2.6 Méthode d'approximation des paramètres linéiques . . . 45
II.2.6.1 Formule analytique . . . 45
II.2.6.2 Approximation rationnelle . . . 45
II.2.6.3 Réseaux en échelle . . . 45
II.3 Les modèles des câbles d'énergie . . . 46
II.3.1 Modèle à cellules cascadées . . . 46
II.3.2 Modèle réduit basé sur la méthode NIF . . . 47
II.3.3 Modèle réduit basé sur la méthode NAF . . . 48
II.4 Conclusion . . . 49

Chapitre III : Modélisation des câbles d'énergie dans le domaine fréquentiel 50
III.1 Introduction . . . 51
III.2 Une méthode de calcul rapide de l'impédance des câbles non blindés . . . 51
III.2.1 Le cas du câble non blindé à deux conducteurs . . . 51
III.2.2 Le cas du câble non blindé à trois conducteurs . . . 53
III.2.3 Synthèse de la méthode pour les deux types de câbles : . . . 55
III.2.4 Cas des câbles non blindés multi-conducteur (Théorème de Kennelly généralisé) . . . 55
III.2.5 Applications . . . 58
III.3 Modèle à cellules cascadées d'un câble blindé de quatre conducteurs . . . 60
III.3.1 Le câble étudié . . . 60
III.3.2 La cellule élémentaire du câble . . . 61
III.3.2.1 Détermination des coefficients de couplage . . . 61
III.3.2.2 Les équations décrivant l'évolution des paramètres linèiques 66
III.3.3 Modélisation VHDL-AMS des composants de la cellule élémentaire . . . 70

III.3.4 Validation dans le domaine fréquentiel du modèle proposé 71
III.4 Conclusion 73

Chapitre IV : Modèle fréquentiel réduit des câbles d'énergie multiconducteurs 74
IV.1 Introduction 75
IV.2 Le câble multi-conducteurs à symétrie rotationelle 75
IV.3 Réduction du modèle à cellules cascadées 76
IV.4 Matrice de transformation des matrices circulantes symétriques 79
IV.5 Implémentation du modèle réduit 80
IV.6 Simulation et validation du modèle réduit 82
IV.6.1 Cas du câble d'énergie blindé à trois conducteurs 83
IV.6.2 Cas du câble d'énergie blindé à quatre conducteurs 86
IV.6.3 La validation expérimentale du modèle réduit sur la plage fréquentiel [100 KHz, 100 MHz] 89
IV.6.4 L'efficacité de calcul du modèle réduit 90
IV.7 Applications avec éléments non linéaires 91
IV.8 Conclusion 92

Chapitre V : Modèle temporel réduit des câbles d'énergie multiconducteurs et ses applications 93
V.1 Introduction 95
V.2 Modèle temporel réduit des câbles d'énergie 95
V.2.1 Câble d'énergie blindé multiconducteur 95
V.2.2 Circuits équivalents des valeurs propres de la matrice admittance . . . 98
V.2.2.1 Technique d'ajustement vectoriel 98
V.2.2.2 Représentation du premier ordre des équations à pôles complexes 100
V.2.3 Le modèle comportementale des câbles multi-conducteurs 101
V.3 Résultats de simulation et validation 102
V.3.1 Paramètres linéiques du câble 102
V.3.2 Macro-modèle du câble d'énergie blindé de quatre conducteurs . . . 102
V.3.3 Validation du modèle réduit dans le domaine fréquentiel. 103
V.3.4 Validation dans le domaine temporel du modèle proposé. 105
V.4 Conception rapide du filtre Passif R-L 106
V.4.1 Modèle simplifié des longs câbles d'énergie 106
V.4.2 Modèle fréquentiel de l'onduleur 107
V.4.3 Modèle simplifié de la charge 108
V.4.4 La conception du filtre R-L 108
V.5 Application sur une chaines de traction électrique 111
V.5.1 Présentation et modélisation du système 112
V.5.1.1 Le modèle de l'IGBT 112
V.5.1.2 Le modèle du moteur électrique 112
V.5.2 Résultats de simulations 113
V.6 Application à une éolienne à base de la MADA 114
V.6.1 Présentation et modélisation du système 115

V.6.1.1 Équations mathématiques de la GADA 116
V.6.1.2 Schémas de simulation 117
V.6.2 Résultats de simulations 118
V.6.2.1 Cas 1 : Système sans filtre 118
V.6.2.2 Cas 2 : Système avec filtre "RL" 119
V.6.2.3 Cas 3 : Système avec RTL 119
V.6.2.4 Discussion 120
V.7 Conclusion 120

Conclusion générale **122**

Introduction générale

Actuellement, la communauté internationale est consciente de l'importance des énergies renouvelables et les industriels sont convaincus de la fiabilité et de la facilité du contrôle des systèmes électriques. Pour gérer efficacement l'énergie électrique et contrôler d'une manière optimale les machines industrielles on a fait recours aux convertisseurs statiques. Grâce à ces derniers le transport de l'électricité continu à haute tension a vu le jour et différentes sources d'énergie cohabitent aujourd'hui ensemble dans le même réseau. Dans les dernières décennies l'intégration des convertisseurs statiques a considérablement augmenté dans les parcs éoliens, les centrales solaires, l'industrie aéronautique, le secteur automobile et les processus industriels. Cette transition est justifiée par le coût de maintenance réduit et le haut niveau de sécurité qui caractérisent les systèmes électriques par rapport aux systèmes mécaniques et hydrauliques. En revanche, ce changement est accompagné par le problème de compatibilité électromagnétique (CEM). Le transfert et la transformation de l'énergie électrique pour satisfaire la charge ne peuvent passer sans encombre. En effet, le fonctionnement non linéaire des interrupteurs à semi-conducteurs formant les convertisseurs statiques est responsable de la génération des harmoniques. Ces derniers ont des effets néfastes sur les équipements. En plus le rendement sera aussi affecté. Le souci de trouver une solution à ce problème de pollution électromagnétique devient alors une priorité. Par conséquent, il a stimulé l'intérêt des chercheurs dans les quatre coins du globe.

Par ailleurs, le progrès dans le domaine des composants semi-conducteurs a conduit à l'utilisation du carbure de silicium (CSi) et du nitrure de gallium (NGa) dans les diodes et les transistors de puissance. Ces matériaux semi-conducteurs à large bande permettent de fonctionner à des fréquences de commutation élevées. Ceci implique directement l'augmentation de la densité de puissance dans le convertisseur et la réduction du poids et du volume des éléments passifs. Cette montée en fréquence de commutation engendrera malheureusement des variations rapides de tension (dv/dt) et de courant (di/dt). Ces derniers avec la présence inévitable des capacités parasites et des boucles de courant dans n'importe quel système électrique entrainent des surtensions et des surintensités insupportables par les composants du système. Donc, le fait de prendre en considération l'aspect CEM dès la conception est primordiale dans le but de trouver des solutions de durcissement convenables à chaque situation.

La méthode empirique, basée sur les bancs de caractérisation, est une démarche classique pour répondre aux exigences des normes CEM en vigueurs. Pour assurer la fiabilité et la reproductibilité des mesures, des précautions spécifiques sont nécessaires. Les inconvénients majeurs de cette approche sont le coût élevé et beaucoup de temps pour modifier le système et tester à nouveau. Ces paramètres sont déplorables dans le monde industriel.

De nos jours, avec le développement de l'informatique et de la puissance des calculateurs, plusieurs entreprises et centres de recherche ont élaboré des outils de simulation sophistiqués pour aider les ingénieurs et les chercheurs à modéliser et par la suite simuler les systèmes électriques. Un grand nombre de plates-formes existent sur le marché. On cite ici, SPICE, EMTP, PSCAD et ANSYS. La liste n'est pas exhaustive. L'ingénieur peut considérer ces moyens comme un point de départ pour construire un modèle virtuel qui représente d'une manière fiable le comportement du système dans son milieu environnant. Par conséquent, la simulation de ce modèle dans la phase de conception va réduire le coût de prototypage réel et présente l'avantage d'étudier facilement plusieurs scénarios limités par les moyens expérimentaux.

Dans le cadre de notre travail, on s'intéresse à l'association Convertisseur-Machine. Et plus particulièrement aux câbles d'énergie. Les perturbations hautes fréquences générées par le convertisseur se propagent à travers le câble en mode différentiel et en mode commun. Pour estimer ces pics de tension et proposer une solution de filtrage adéquate il faut d'abord disposer d'un modèle qui représente le câble dans ces conditions d'utilisation. De plus, ce modèle doit être précis avec un temps de simulation raisonnable.

Les modèles existants des câbles d'énergie ont certaines limitations ; ceux qui sont déjà intégré dans les plateformes de simulation de type circuit ne tiennent pas compte d'une manière rigoureuse des phénomènes électromagnétiques qui se côtoient dans un câble en hautes fréquences. En parallèle, ceux développés dans la littérature offrent une bonne précision, mais sont validés sous des contraintes de longueur, de plage de fréquence et de temps de simulation.

Les paramètres linéiques du câble peuvent être soit calculés par les méthodes analytiques et numériques, soit mesurés par un analyseur d'impédance. En outre, ils peuvent être déduits à partir de la matrice admittance du câble si la matrice de transformation modale est indépendante de la fréquence. Parmi les méthodes disponibles pour modéliser les câbles d'énergie, il y a celles basées sur la théorie des lignes de transmission et les modèles à cellules cascadées. Ces derniers utilisent des réseaux en échelle pour modéliser la dépendance fréquentielle des paramètres linéiques. Les valeurs des composants du réseau peuvent être calculées à l'aide du logiciel APLAC ou par un algorithme évolutionnaire. Le couplage entre les impédances longitudinales n'est pas bien décrit par les deux dernières techniques. La précision est compromise chaque fois que la configuration du câble est modifiée. La précision du modèle à cellules cascadées peut être améliorée si on procède comme suit :

- Les paramètres linéiques calculés sont proches de ceux mesurés.
- L'utilisation d'un nombre suffisant de cellules pour prendre en compte le phénomène de propagation sur la gamme de fréquence considérée.

Outre les aspects mentionnés précédemment, la précision dépend fortement du temps de simulation. Une technique a été développée pour surmonter ce problème. La matrice admittance du câble mesurée a été approchée par un modèle rationnel et convertie par la suite en une netlist SPICE via des éléments de Laplace. Une approche assez similaire a été implémentée dans Matlab/Simulink. Le principal inconvénient de ces techniques est la complexité du modèle et le temps inacceptable de calcul. Cela est dû à l'ajustement de tous les éléments de la matrice admittance.

L'objet de cette thèse est de proposer des méthodes de modélisation des câbles d'énergie multi-conducteurs dans les domaines temporel et fréquentiel qui permettent de surmonter lesdites contraintes ou les alléger tant que possible. En outre, l'utilisation de ces modèles pour bien évaluer et réduire le niveau des surtensions aux bornes de la charge. La société ANSYS propose une plateforme de simulation attractive et complète dédiée à la modélisation multiphysique des systèmes électriques et électroniques. Pour cette raison, une partie importante de ce travail a été réalisée sous ANSYS.

Le chapitre I aborde dans un premier temps le cadre CEM de notre étude afin de spécifier la bande de fréquence qui nous intéresse. Un autre point, aussi important que le premier, qui traite le problème de la gestion de l'énergie électrique dans les réseaux modernes sera discuté. Puis nous allons recenser les différents types des câbles de puissances et leur utilisation,

ceci va permettre de cerner de plus près les hypothèses qui seront utiles dans la phase de modélisation. Ainsi, les différents phénomènes électromagnétiques à prendre en compte en hautes fréquences seront présentés. Finalement, nous allons montrer, dans la dernière partie, l'importance de la modélisation et de la simulation.

Dans le deuxième chapitre, nous passons en revue les méthodes de calcul des paramètres linéiques du câble. Nous allons voir les avantages et les inconvénients de chaque approche, de cette façon, le choix d'une méthode au lieu d'une autre se fait en fonction de l'objectif de l'étude. Par ailleurs, nous allons mettre l'accent sur les techniques de modélisation des câbles d'énergie développées dans la littérature. A l'issue de ce chapitre, nous aurons une vision claire à propos d'une démarche d'amélioration.

Le chapitre III porte sur la modélisation haute fréquence des câbles d'énergie dans le domaine fréquentiel. Premièrement, nous allons élaborer une méthode pour calculer l'impédance équivalente en court circuit et en circuit ouvert des câbles non blindés de deux et de trois conducteurs. Cette approche sera généralisée pour les câbles non blindés qui ont un nombre impaire de conducteurs supérieur à trois, et ce grâce à la généralisation du théorème de Kennelly. Deuxièmement, nous allons proposer des formules mathématiques qui décrivent l'évolution fréquentielle des paramètres linéiques du câble. Troisièmement, nous allons établir un modèle fréquentiel programmé en utilisant le langage VHDL-AMS sur le logiciel ANSYS Simplorer. Il s'agit d'un modèle à cellules cascadées qui traite le cas des câbles blindés de quatre conducteurs. Cette technique est destinée seulement aux câbles courts

Dans le chapitre IV on propose un modèle fréquentiel réduit qui traite le cas général des câbles d'énergie multi-conducteurs. Ce modèle permet de simuler les câbles d'énergie longs dans un temps de simulation très attractif. Une comparaison avec les résultats de mesures confirmera l'intérêt de notre proposition.

Dans le chapitre V, nous allons développer une méthode d'analyse comportementale des câbles multi-conducteurs longs qui sera validée dans les domaines temporel et fréquentiel. Le modèle issu de cette technique sera utilisé afin d'estimer les surtensions aux bornes de la charge. Ensuite, nous allons introduire une solution de filtrage basée sur un filtre passif R-L. En fin, nous allons procéder par deux applications pour montrer l'efficacité de notre concept, la première est consacrée à une association variateur de vitesse-Moteur électrique, tandis que la deuxième concerne une éolienne basée sur la machine asynchrone à double alimentation dont le rotor est relié au convertisseur par un câble long.

Chapitre I : Contexte général

Sommaire

I.1 Introduction 15
I.2 Généralités sur la CEM 15
I.2.1 Les aspects de la CEM 16
I.2.2 Sources de perturbations ou agresseurs (le convertisseur statique) . 16
I.2.3 Les récepteurs ou victimes 17
I.2.3.1 Les cartes électroniques embarquées 18
I.2.3.2 Les dispositifs de protections 18
I.2.4 Mode différentiel et mode commun 18
I.2.5 Les différents types de couplage 19
I.2.5.1 Couplage par impédance commune 19
I.2.5.2 Couplage par effet capacitif et/ou inductif 19
I.2.5.3 Couplage par impédance de transfert 19
I.2.6 La norme CEM pour les emissions conduites 19
I.2.7 Quelques techniques de durcissement contre les perturbations conduites 20
I.3 L'énergie électrique 21
I.3.1 Réseau électrique hybride 21
I.3.2 Les pertes dues au transport 22
I.3.3 La qualité de l'énergie 22
I.4 Les systèmes d'entrainement électriques 23
I.4.1 Le convertisseur ou variateur de vitesse 23
I.4.1.1 Les interrupteurs de puissance 24
I.4.1.2 Le contenu spectral 24
I.4.2 La charge (Machine asynchrone) 25
I.4.3 Les câbles d'énergie reliant le moteur au variateur de vitesse . . . 26
I.5 Le comportement électromagnétique en hautes fréquences des câbles d'énergie 27
I.5.1 Effet inductif 27
I.5.2 Effet capacitif 28
I.5.3 Phénomène de propagation 28
I.5.4 Effet de peau 29
I.5.5 Effet de proximité 30

I.5.6 Effet diélectrique 30
I.6 L'importance de la modélisation et de la simulation 30
I.6.1 L'intérêt de la modélisation 31
I.6.2 L'intérêt de la simulation 31
I.7 Conclusion 31

I.1 Introduction

L'évolution technologique des convertisseurs de puissances et de la commande ont permis la bonne gestion de l'énergie électrique. Les convertisseurs continu-continu (alimentations à découpage) ont un rendement excellent qui peut atteindre 98% par rapport à celui de l'alimentation classique qui ne dépasse pas 40%. Cet avantage de l'alimentation à découpage est dû au fonctionnement en commutation des interrupteurs à semi-conducteur alors que le transistor fonctionne en régime linéaire dans l'alimentation classique. Par ailleurs, grâce aux convertisseurs statiques le transport de l'électricité continu à haute tension est devenu possible, néanmoins des problèmes de type CEM surgissent. Donc il faut gérer et adapter l'énergie électrique tout en minimisant les pertes et en gardant une qualité du signal qui respecte les normes en vigueur. Ce défi concerne presque tous les systèmes industriels et les systèmes embarqués tels que l'avion et la voiture électrique.

Les ingénieurs qui conçoivent les composants des systèmes électriques et électroniques doivent être vigilants durant la phase de conception pour ne pas dépasser les limites des émissions conduites et rayonnées pendant le prototypage et la production. Plus le composant se rapproche de la phase finale, plus la correction de la conception devient coûteuse. C'est pour cela, il faut tenir en considération de l'aspect CEM dès le départ.

En raison de leurs nombreux avantages, les systèmes d'entrainement électriques ont remplacé plusieurs systèmes hydrauliques et thermiques. L'un de leurs principaux éléments est le câble d'énergie qui relie le variateur de vitesse au moteur. En raison de la fréquence de commutation élevée des interrupteurs de puissance, des signaux hautes fréquences sont générés par le convertisseur et véhiculés par le câble d'ou la nécessite de modéliser le câble en HF (haute fréquence). Il n'est plus possible de négliger des phénomènes tels que la propagation, l'effet de peau et l'effet de proximité. En effet, le comportement du câble d'énergie est très sensible à la dépendance fréquentielle de ses paramètres.

Le but de ce chapitre est de présenter avec concision le cadre général de cette thèse. À cette fin, La première partie décrit les aspects fondamentales de la CEM, les modes de couplage et les différentes normes CEM qui traitent les émissions conduites. Une deuxième partie, aussi importante que la première, discute les enjeux du transport et de la qualité de l'énergie électrique. La troisième partie est consacrée aux systèmes d'entrainement électriques. Finalement, La dernière partie porte sur l'importance de la modélisation et de la simulation.

I.2 Généralités sur la CEM

La compatibilité électromagnétique (CEM) est la capacité d'un système électrique ou électronique à fonctionner, sans dégradation des performances, dans son environnement électromagnétique. Il doit également être non polluant. C'est-à-dire qu'il n'engendre pas des émissions (à la fois conduites et rayonnées) qui affectent d'autres systèmes, équipements ou appareils. En résumé, pour qu'un système électrique soit compatible d'un point de vu électromagnétique il doit remplir les trois critères ci-dessous :

- Le système fonctionne correctement dans un environnement perturbé.
- Le système, lors de son fonctionnement, ne perturbe pas le milieu environnant d'une façon excessive.

- Le système n'est pas perturbé par lui même.

Avant d'entamer les grands titres de cette partie il s'avère important d'étaler les définitions de quelques termes très utilisés dans le domaine de la CEM :

Émissions : Ce terme désigne le niveau des perturbations électromagnétique générées par un appareil pendant son fonctionnement. Les émissions conduites sont quantifiées par des mesures de tensions et de courants, tandis que celles rayonnées sont estimées par des mesures de champ électromagnétique.

Susceptibilité : C'est la seuil des perturbations à partir de laquelle le système présente un dysfonctionnement.

Immunité : La capacité de l'équipement à garder son état de bon fonctionnement en présence des perturbations électromagnétiques.

Interférence électromagnétique : sont des bruits dûs à l'énergie électromagnétique émise soit par conduction ou par rayonnement.

I.2.1 Les aspects de la CEM

Dans n'importe quelle conception dans le cadre de la CEM on s'intéresse à trois aspects globaux qui sont : la génération, la transmission et la réception des perturbations électromagnétiques. Ces aspects s'appuient sur les éléments suivants :

- L'identification des sources de perturbation et leurs caractérisation.
- La quantification des niveaux de perturbations.
- L'analyse des modes de transmission et l'identification des chemins de propagation de la perturbation.
- La mise en place des procédures de test dans un site spécifique.
- Optimisation de la précision des méthodes et des moyens métrologiques.
- L'étude et le développement des techniques de réduction des Perturbations émises.
- La recherche des moyens de protections contre les perturbations reçues (Opération de durcissement).
- Le déploiement des normes et des réglementations liées aux contraintes CEM.

I.2.2 Sources de perturbations ou agresseurs (le convertisseur statique)

Selon plusieurs auteurs, les sources de perturbation peuvent être classées en deux grandes catégories :

- Sources d'origine naturelle.
- Sources d'origine artificielle.

Les sources de perturbations d'origine artificielle sont, à leur tour, classées en deux familles, à savoir :

- Émetteurs intentionnels.
- Émetteurs non intentionnels.

La foudre est considérée comme la source principale des perturbations électromagnétiques d'origine naturelle [1]. Par contre, une source artificielle non intentionnelle est un système électrique ou électronique qui n'est pas censé de rayonner un signal perturbateur ou d'émettre des harmoniques (tube fluorescent, variateur de vitesse, transformateur...).

Les convertisseurs statiques sont des dispositifs incontournables au niveau de l'adaptation et de la gestion de l'énergie électrique. Malheureusement ces dispositifs sont des vraies sources de perturbations. Ceci est dû à leur fonctionnement non linéaire (mode commutation). Par ailleurs, les signaux obtenus (continus ou alternatifs) à la sortie de ces convertisseurs sont loin d'être parfaits. Cela engendre des harmoniques qui peuvent atteindre la charge via le câble d'énergie. A titre d'exemple, la figure I.1 présente l'association variateur de vitesse-moteur électrique. Le schéma de cette figure illustre en détail les condensateurs parasites et les boucles de courant qui apparaissent en hautes fréquences [2].

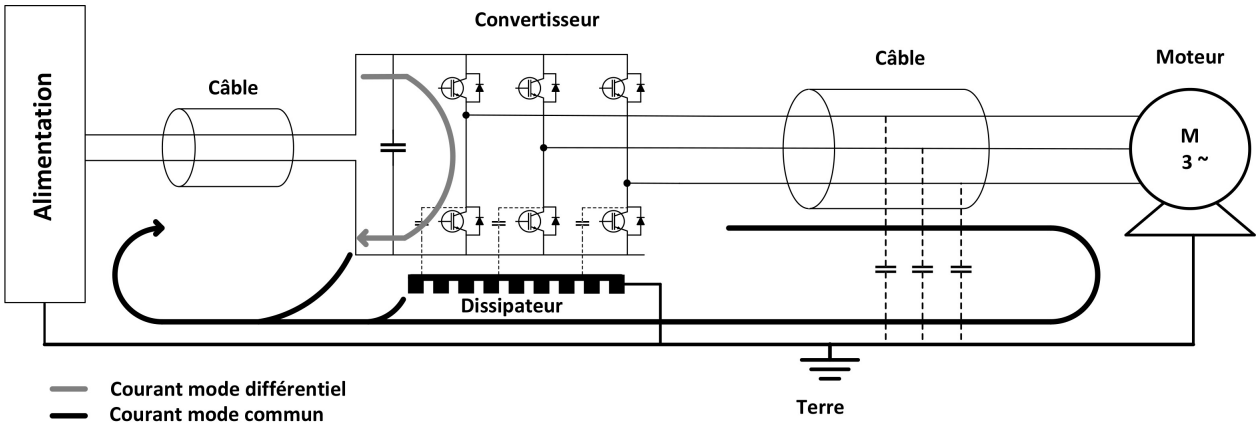


FIGURE I.1 – Les émissions conduites dans un système d'entrainement électrique

I.2.3 Les récepteurs ou victimes

Les perturbations électromagnétiques ont un impact néfaste sur les appareils et les systèmes électriques. En effet, elles créent des couples vibratoires dans les moteurs électriques, contribuent au vieillissement prématuré du diélectrique des condensateurs, altèrent les signaux dans les circuits électroniques et engendrent des surtensions sur les lignes de transmission des réseaux électriques. Les effets des perturbations sur le moteurs électriques seront abordés en détail dans la quatrième partie de ce chapitre. Dans cette section on se contente de discuter l'impact des perturbations sur les cartes électroniques de commande et les dispositifs de protection des installations électriques.

I.2.3.1 Les cartes électroniques embarquées

Les cartes électronique de commande sont très sensibles aux émissions conduites ou rayonnées par des sources voisines. Parfois l'agresseur partage la même structure avec sa victime. En effet, la partie puissance d'un dispositif de conversion d'énergie perturbe la partie commande (auto-perturbation). Un autre exemple intéressant, c'est le cas de l'avion. Lors du passage au voisinage d'un radar, les signaux perturbateurs peuvent affecter les informations échangés entre les circuits des cartes électroniques embarquées. Ceci est intolérable pour un système comme l'avion qui nécessite un niveau de sécurité élevé.

I.2.3.2 Les dispositifs de protections

Les harmoniques présents dans le réseau et transportés par les câbles peuvent provoquer le déclenchement intempestif des dispositifs de protection (disjoncteurs, fusibles ...). En effet, Les courants de fuite supplémentaires dus aux tensions harmoniques appliquées sur les capacités de filtrage vont se superposer aux courants de fuite 50 Hz pour altérer l'état du contacteur (ouverture ou fermeture) [3].

I.2.4 Mode différentiel et mode commun

La propagation des perturbations électromagnétiques se fait en deux modes (figure I.2) :

- Mode commun(MC) : Les courants I_C se propagent dans le même sens à travers les conducteurs et les capacités parasites et retournent par la terre.
- Mode différentiel (MD) : Le courant I_D passe par le premier conducteur et revient par le deuxième.

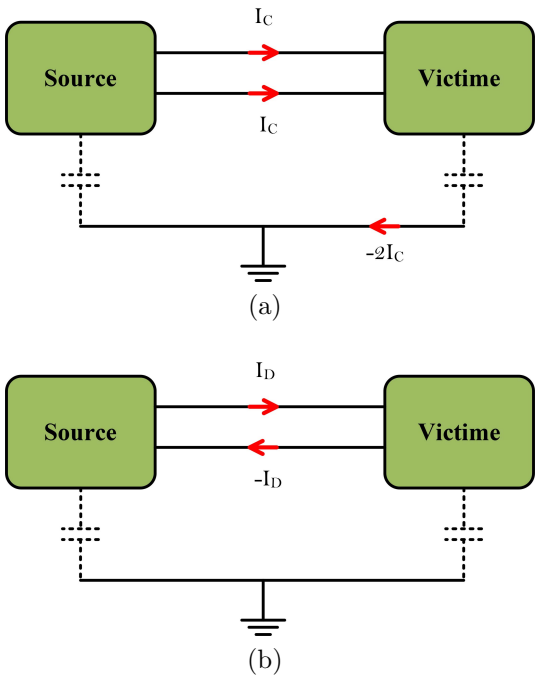


FIGURE I.2 – Circulation des courants de : (a) mode commun (b) Mode différentiel.

I.2.5 Les différents types de couplage

Le couplage fait référence aux moyens par lesquels la perturbation est transmise de la source à la victime.

I.2.5.1 Couplage par impédance commune

Le couplage par impédance commune est possible lorsque l'agresseur et la victime sont connectées à la même impédance. C'est le cas par exemple des appareils qui partagent la même masse ou la même ligne d'alimentation. On peut se débarrasser de l'impédance commune par séparation des connexions entre la source et le récepteur.

I.2.5.2 Couplage par effet capacitif et/ou inductif

Une variation de tension sur un équipement crée un champ électrique qui peut induire une tension sur un équipement voisin : c'est le couplage capacitif (les deux équipements sont reliés par une capacité parasite). Par contre, un courant alternatif qui circule dans une boucle de courant peut créer un champ magnétique qui se couplera à une boucle voisine en induisant un courant dans cette dernière ; c'est le couplage inductif.

Au niveau de la dénomination, on dit couplage capacitif et/ou inductif dans le cas des câbles de puissance. Tandis que on préfère le terme diaphonie capacitif et/ou inductive dans le cas du couplage entre les pistes des circuits imprimés.

I.2.5.3 Couplage par impédance de transfert

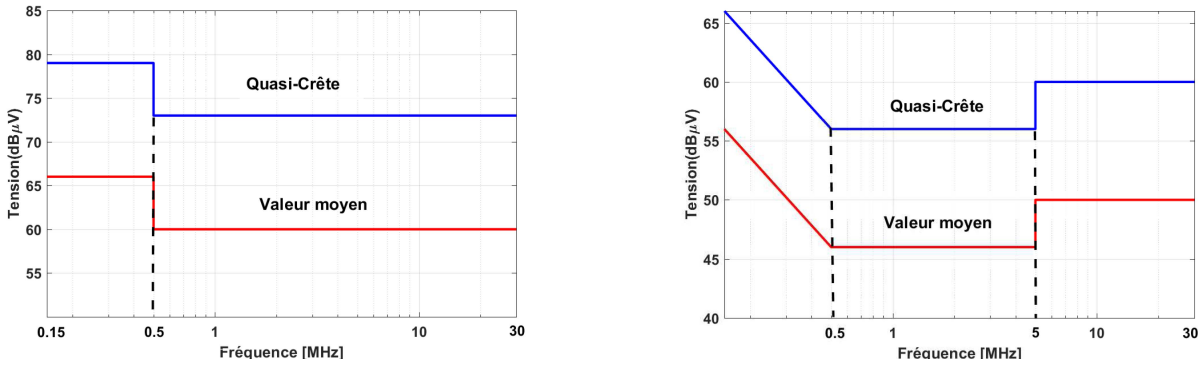
Ces interférences apparaissent entre les conducteurs internes d'un câble et le blindage lorsque ce dernier est attaqué par un champ électromagnétique externe ou parcouru par des courants parasites.

I.2.6 La norme CEM pour les emissions conduites

La Commission fédérale des communications (FCC en anglais Federal Communications Commission) et le Comité international spécial sur les perturbations radioélectriques (CISPR) sont chargés d'établir les règles pour limiter la pollution électromagnétique, qu'elle soit conduite ou rayonnée. En ce qui concerne les émissions conduites, la bande de fréquences de la limite réglementaire va de 150KHz à 30MHz. Selon l'environnement d'application, les appareils électroniques peuvent être divisés en deux classes. La classe A comprend des appareils pour des applications commerciales et industrielles. Alors que la classe B est destinée aux appareils à usage résidentiel [17].

La norme CISPR 22 (EN55022) spécifie les limites normatives, sous forme de gabarits, pour les perturbations électromagnétiques conduites [18]. La figure I.3 expose les courbes qui définissent les niveaux de bruit pour les deux classes A et B sur l'intervalle de fréquence [150 KHz, 30 MHz]. Ces limites normatives sont exprimées en $dB\mu V$, elles peuvent être calculées en fonction de la tension mesurée V par la formule suivante :

$$V_{dB}(dB\mu V) = 20\ log\left(\frac{V(V)}{1\mu V}\right) \tag{I.1}$$



(a) (b)

FIGURE I.3 – Les limites normatives des perturbations électromagnétiques conduites (FCC et CISPR 22) : (a) Classe A (b) Classe B.

I.2.7 Quelques techniques de durcissement contre les perturbations conduites

Il existe trois méthodes pour réduire les perturbations conduites générées par les convertisseurs statique. la première consiste à changer sa structure, en utilisant par exemple des convertisseurs multi-niveaux ou en ajoutant des circuits d'aide à la commutation. La deuxième technique s'intéresse à la commande du convertisseur. Par exemple si on évite de passer par le vecteur nul lors du fonctionnement d'un onduleur triphasé, ceci va permettre de réduire l'amplitude des perturbations en mode commun [19]. La troisième méthode nécessite l'insertion des filtres passifs ou actifs dans la structure de la chaine de conversion en amont ou en aval du convertisseur [20]. La figure I.4 présente un exemple des filtres CEM dédiés à la protection de la source d'énergie.

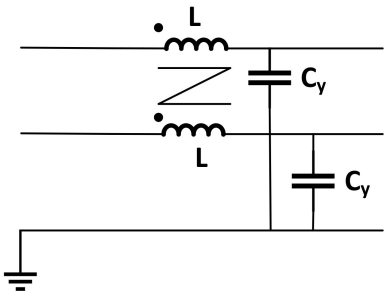


FIGURE I.4 – Exemple du filtre de mode commun

Par contre les réseaux de terminaisons de lignes (figure I.5) sont utilisés pour protéger la charge contre les perturbations conduites. Une partie du chapitre V sera consacrée à l'étude du filtrage passif des surtensions aux bornes de la charge.

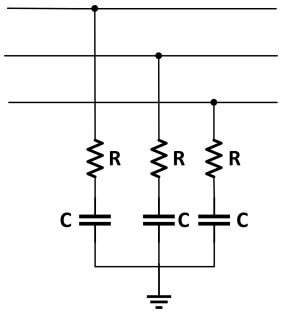


FIGURE I.5 – Réseau R-C

I.3 L'énergie électrique

L'efficacité énergétique est devenue une priorité mondiale. Pour atteindre cet objectif, il faut gérer de manière optimale l'énergie depuis sa production par la source jusqu'à sa consommation par la charge. Les progrès spectaculaires en électronique de puissance ont rendu cette tache à la portée.

I.3.1 Réseau électrique hybride

En raison de la variabilité des énergies renouvelables intégrées au réseau et du décalage entre la production et la consommation, il est important de trouver des moyens pour stocker l'énergie produite pour une utilisation ultérieure. La gestion du flux de puissance transféré par ces sources hybrides et le contrôle de la stabilité du réseau électrique moderne constituent de véritables défis [4]. Dans un réseau hybride (figure I.6) on fait recours aux convertisseurs statiques afin d'adapter l'énergie produite par les différentes sources.

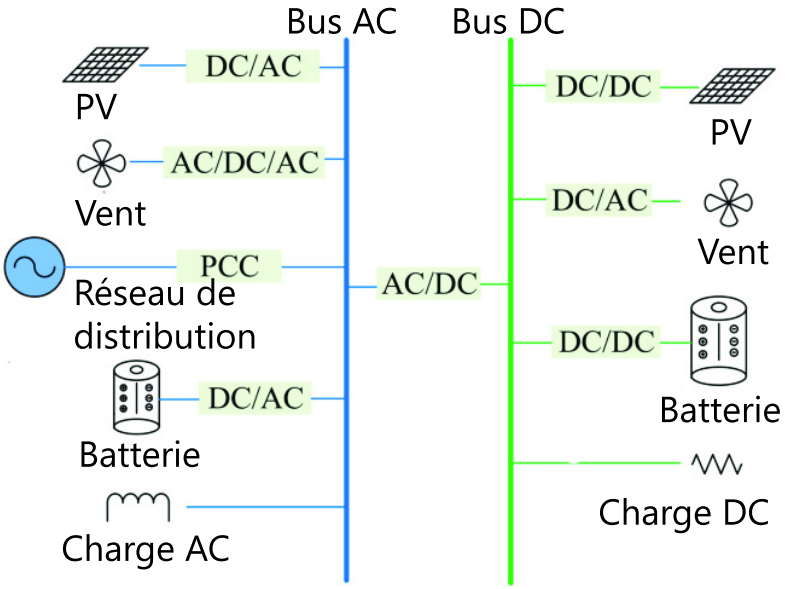


FIGURE I.6 – Réseau électrique hybride

En effet, Les panneaux photovoltaïques transforment l'énergie solaire en une électricité continu. Donc l'utilisation des onduleurs (convertisseur continu-alternatif) est indispensable pour l'injection au réseau. Par ailleurs, la vitesse du vent varie aléatoirement. Ceci exige l'utilisation des convertisseurs statiques pour deux raison : D'une part, afin de capturer le maximum de puissance à partir de l'énergie aérodynamique. D'autre par, la tension fournie par l'éolienne doit avoir une fréquence constante égale à celle du réseau. De plus, disposer de batteries sur le réseau nécessite l'insertion des convertisseurs bidirectionnels pour couvrir les phases de charge et de décharge.

Pour garantir la bonne gestion et l'exploitation efficace des ressources disponibles on fait appel aux dernières avancées des technologies de communication et de contrôle numériques (SMART GRID).

I.3.2 Les pertes dues au transport

Une partie importante de l'énergie produite est perdue dans la phase de transport. Grâce à l'électronique de puissance on peut minimiser ces pertes en transportant l'électricité sous sa forme continu. C'est ce qu'on appelle la technologie HVDC (High voltage direct current) [5].

I.3.3 La qualité de l'énergie

Dans les réseaux électriques embarqués (avions, véhicule électrique, microgrids, etc.), la forme d'onde du courant ou de la tension mesurés n'est jamais parfaitement sinusoïdale ; les harmoniques injectés par les appareils branchés, de caractères non linéaires, s'ajoutent à la composante fondamentale. À titre d'exemple on peut citer, les ponts de diodes, les charges inductives dont le matériau magnétique est saturé au cours de son cycle de fonctionnement. Les harmoniques, causés par les charges non linéaires connectées au réseau, se propagent entre phase et neutre sur un réseau monophasé ou entre les trois phases d'un réseau triphasé (en supposant l'absence du neutre). Le niveau de pollution de la tension délivrée par le réseau est déterminé par le taux de distorsion harmonique [6] :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1^2} \tag{I.2}$$

La qualité du courant absorbé par une charge non linéaire est estimée de la même manière que précédemment :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1^2} \tag{I.3}$$

La norme EN 61000-2-2 définit les niveaux des tensions harmoniques et inter-harmoniques tolérés pour les réseaux publics basse tension et la norme EN 61000-2-4 les définit pour les applications industrielles moyenne et haute tension [6].

D'une part, les harmoniques contribuent à l'augmentation de la valeur efficace du courant, ce qui augmente généralement les pertes par effet Joule dans les charges et les câbles d'alimentation.

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + ...} \tag{I.4}$$

D'autre part, elles augmentent la puissance apparente S des appareils connectés au réseau, entraînant un surdimensionnement des câbles et des appareils. Le nouveau bilan de puissance s'écrit en fonction de la puissance active P, la puissance réactive Q et la puissance déformante D (causée par la distorsion harmonique) :

$$S = P^2 + Q^2 + D^2 \tag{I.5}$$

Ainsi, il est clair que les harmoniques dégradent la qualité de l'énergie électrique et entraînent des pertes supplémentaires.

I.4 Les systèmes d'entrainement électriques

Les systèmes d'entraînement (figure I.7), quelle que soit leur application, ont des configurations similaires. Le convertisseur électronique de puissance (variateur de vitesse) est un onduleur alimenté en tension soit par une source alternative redressée (réseau électrique monophasé ou triphasé) ou par un courant continu (Panneaux solaires ou batterie électrochimique). Cet onduleur alimente une machine électrique à courant alternatif à travers un câble spécifique (câble d'énergie) dont la longueur dépend directement du type d'implémentation.

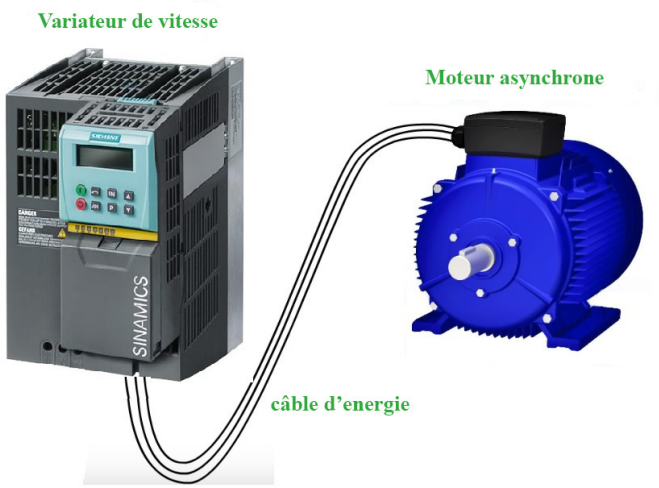


FIGURE I.7 – Système d'entrainement électrique

I.4.1 Le convertisseur ou variateur de vitesse

Le partie puissance du variateur de vitesse est un convertisseur formé principalement par des cellules de commutation. Ces dernières sont à leur tour une combinaison des interrupteurs à semi-conducteurs.

I.4.1.1 Les interrupteurs de puissance

On peut classer les interrupteurs électronique en deux catégories : des composants commandés (transistors et thyristors) et d'autres non-commandés (diodes). La plupart des interrupteurs électroniques sont à base de silicium. Récemment, d'autres semi-conducteurs sont mis en jeux comme les composés d'indium (InP et InAs) et le carbure de silicium (SiC) [10]. Ces nouveaux matériaux élargissent l'intervalle de température dans lequel le composant fonctionne normalement.

Jusqu'à présent on ne dispose pas d'un composant semi-conducteur pour tous les cas. C'est-à-dire, il peut supporter une tension très élevée, être parcouru par un courant très fort et commuter rapidement. Donc, selon l'application envisagée on choisit l'interrupteur approprié [10] (figure I.8).

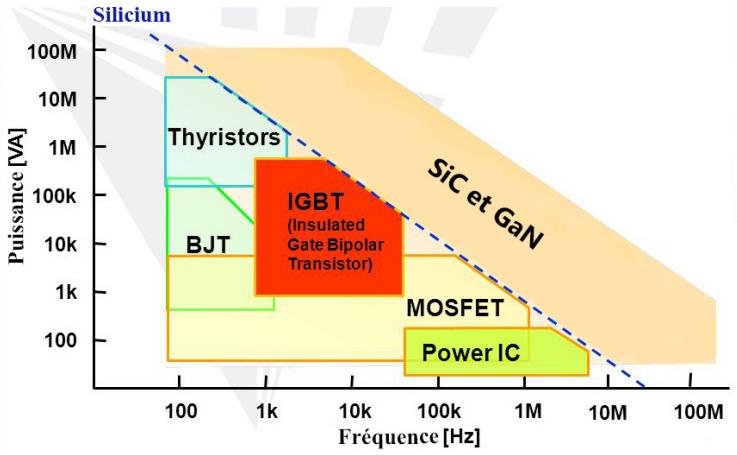
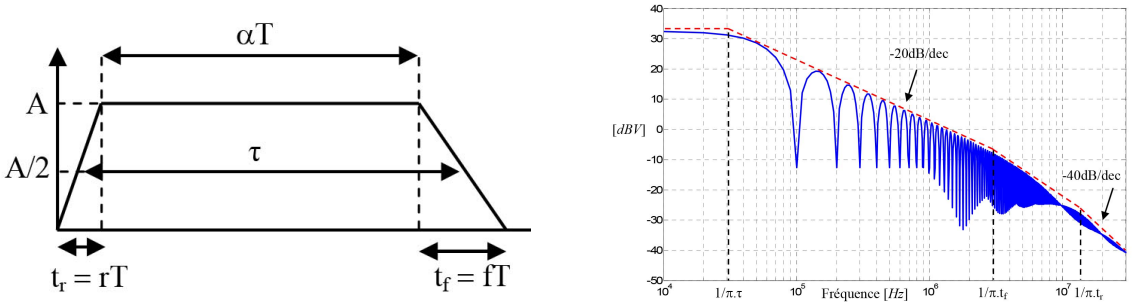


FIGURE I.8 – Les plages de fonctionnement des interrupteurs électroniques commandés

I.4.1.2 Le contenu spectral

En mode commutation, l'interrupteur électronique bascule entre deux état : passant ou bloqué. Le passage d'un état à l'autre se fait pendant une durée très courte (dépendant des technologies). Ce qui se traduit par un gradient de courant/tension très élevé qui peut atteindre 100–1000 A/µs pour le courant et 5–50 kV/µs pour la tension [6]. Cette variation rapide permet de réduire les pertes par commutation. En contrepartie, elle contribue à la génération des perturbations hautes fréquences en modes conduits et rayonnés [7, 8, 9]. La commutation douce et la commutation aidée sont des solutions menant à trouver un compromis entre les deux.

Le signal généré par une cellule de commutation peut être approximé en premier lieu par une forme d'onde trapézoïdale. D'après la figure I.9, on peut remarquer que le spectre du signal s'étend sur une large bande de fréquence. Dans le convertisseur on trouve aussi des couplages capacitifs parasites. Ces couplages sont dûs d'une part, à la mise à la terre des dissipateurs thermiques et d'autre part, aux éléments parasites intrinsèques des interrupteurs électroniques.



(a) (b)

FIGURE I.9 – Contenu spectrale d'un signal trapézoïdal [16] : (a) Forme d'onde (b) Spectre du signal.

I.4.2 La charge (Machine asynchrone)

La machine asynchrone est la plus répandue dans l'industrie par rapport aux autres actionneurs électriques (Moteur à courant continu, moteur synchrone....). En effet, elle est très fiable, sa construction reste simple et son prix est attractif [11].

Dans de nombreux cas, le câble nécessaire pour connecter le variateur de vitesse au moteur électrique est long (plus de 100 m) [12]. Les surtensions aux bornes de la charge augmentent proportionnellement à la longueur du câble. Par conséquent, dans ces cas la détérioration du bobinage du stator et le claquage de l'isolant du câble sont envisageables.
Parmi les effets néfastes des perturbations électromagnétiques sur la charge, on cite :

a) **Les surtensions :** La variation brusque de la tension à l'entrée du câble est équivalente à l'injection d'un spectre riche en harmoniques réparties sur une large bande de fréquences. Par conséquence, le câble est considéré comme une ligne de transmission. En raison de la désadaptation d'impédance (l'impédance caractéristique du câble est différente à celle de la charge), la tension à l'extrémité du câble sera soumise à des réflexions partielles entraînant des surtensions dangereuses. Ces pics de tension augmentent avec l'augmentation de la longueur du câble et peuvent conduire au claquage du diélectrique [13].

b) **L'échauffement :** Les harmoniques hautes fréquences introduisent un échauffement supplémentaire dû à l'effet de peau.

c) **La vibration :** Le couple pulsatoire généré par les perturbations conduites aggrave le phénomène de vibration et la fatigue mécanique.

d) **La durée de vie :** Les problèmes mentionnés précédemment conduisent au vieillissement prématuré du moteur et augmente le risque des pannes. Donc cela revient à réduire la durée de vie de l'équipement et d'ajouter des surcoûts reliés à la maintenance.

e) **Le phénomène de piquage :** Les courants HF générés se propagent à travers le câble, en mode commun (CM) et en mode différentiel (DM). Ensuite, ils passent à travers les roulements pour donner lieu au transfert de métal entre les billes et les bagues intérieure et extérieure (phénomène de piquage), comme indiqué sur la figure I.10. Ainsi, accélérant la détérioration des roulements.

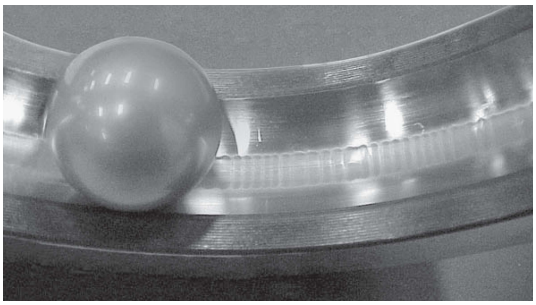


FIGURE I.10 – Phénomène de piquage dans les roulements [15]

I.4.3 Les câbles d'énergie reliant le moteur au variateur de vitesse

Il s'avère important de distinguer entre les câbles utilisés pour la transmission et la distribution d'énergie électrique à haute tension et ceux qui relient le convertisseur au moteur électrique. L'analyse du comportement électromagnétique des câbles de transport est effectuée sur une bande de fréquence étroite qui ne dépasse pas 1MHz et l'effet du retour de courant par la terre doit être pris en compte [21]. En ce qui concerne la deuxième catégorie des câbles (les câbles d'énergie), les conducteurs sont constitués d'une âme en cuivre entourée d'un isolant en PVC (chlorure de polyvinyle). Dans les applications industrielles, il existe des câbles blindés et d'autres non blindés (figure I.11). Le blindage limite les interférences électromagnétiques (EMI). De plus, il sert à la fois comme référence de potentielle et chemin de retour. Par rapport aux câbles de transport et de distribution, les niveaux de tension sont faibles. Par contre, les gradients de tension sont très importants en raison de la commutation rapide des interrupteurs de puissance. La longueur des câbles d'énergie peut aller de quelques mètres à des centaines de mètres. En effet, dans beaucoup de cas le convertisseur de puissance est maintenu à distance de l'actionneur car ce dernier est placé dans un environnement thermique, mécanique voire atmosphérique, trop perturbateur pour les composants électroniques.



(a) (b)

FIGURE I.11 – Câbles qui relient le convertisseur au moteur [23] : (a) Câble non blindé (b) Câble blindé.

C'est cette catégorie qui nous intéresse dans la suite de cette thèse. Nous nous basons sur les hypothèses simplificatrices suivantes dans la phase de modélisation :

- Homogénéité : Les propriétés physiques et électriques sont considérées constantes sur toute la longueur du câble.
- Symétrie rotationnelle : La rotation du câble autour de son axe de révolution par un angle égale à $2\pi/n$, avec n est le nombre des conducteurs, le rend identique à sa forme initiale.
- Mode TEM (Transverse électromagnétique) : La composante du champ électromagnétique parallèle à l'axe de révolution du câble est nulle. Ainsi, on peut définir la tension et le courant le long du câble. Par ailleurs, la somme des courants sur n'importe quelle section est nulle.

I.5 Le comportement électromagnétique en hautes fréquences des câbles d'énergie

En régime quasi-stationnaire, le câble est assimilé à une simple résistance qui dépend de la longueur du conducteur, sa section et la résistivité du matériau à partir duquel il est réalisé (excepte les supraconducteurs). Cependant, lorsque on monte en fréquence cette approximation n'est plus valable. En effet, d'autres phénomènes électromagnétique émergent et doivent être considérés pour bien analyser le comportement du câble en hautes fréquence.

Cette partie met l'accent sur six effets qui se manifestent en hautes fréquences. Les trois premiers sont cruciaux pour la propagation de l'onde en mode TEM. En revanche, les trois derniers sont liés principalement aux pertes indésirables dans les conducteurs et l'isolant [24].

I.5.1 Effet inductif

La présence des courants dans les conducteurs du câble donne naissance à un champ magnétique inter et intra conducteurs (Figure I.12). Ce champ peut être représenté par deux inductances ; la première intérieure et la deuxième extérieure.

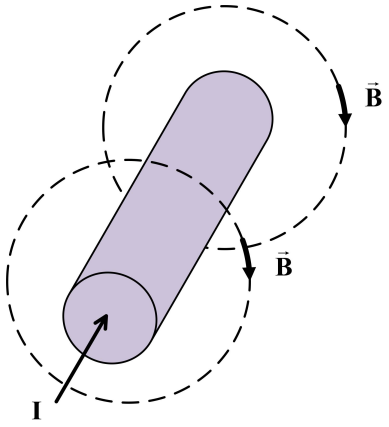


FIGURE I.12 – Les lignes du champ magnétique

Dans le cas d'un câble à deux conducteurs on peut définir l'inductance linéique L comme la division du flux magnétique linéique ϕ des lignes de champ pénétrant dans la boucle entre

les deux fils par le courant I [25] :

$$L = \frac{\phi}{I} \tag{I.6}$$

Nous pouvons également écrire L sous la forme suivante :

$$L = L_i(\omega) + L_e \tag{I.7}$$

Avec L_i désigne l'inductance linéique intérieure, ce terme dépend de l'impulsion ω . L_e est l'inductance linéique extérieure.

I.5.2 Effet capacitif

Soit deux conducteurs séparés par un isolant soumis à des potentiels électriques différents. Un champ électrique s'établit engendrant ainsi un effet capacitif entre les deux conducteurs (Figure I.13). La capacité linéique C est le rapport de la charge par unité de longueur Q et de la tension V entre les deux conducteurs [25] :

$$C = \frac{Q}{V} \tag{I.8}$$

De plus, si la permittivité de l'isolant varie en fonction de la fréquence, la capacité C changera également.

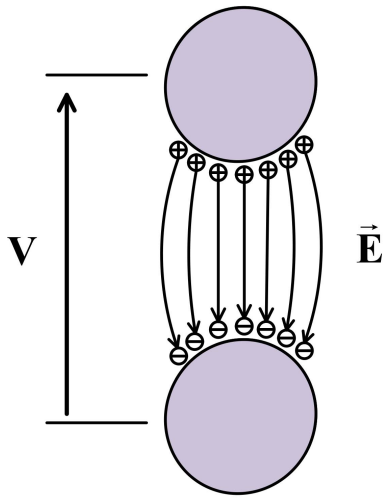


FIGURE I.13 – Les lignes du champ électrique

I.5.3 Phénomène de propagation

Lorsque la longueur du câble d devient proche ou supérieur à la longueur d'onde λ des grandeurs électriques (courant et tension), le phénomène de propagation survient et il faut le prendre en considération. Le courant et la tension changent complètement de valeurs d'un point à l'autre du conducteur comme le montre la figure I.14. Les lois de Kirchoff ne sont pas

applicables. Un moyen pour traiter ce cas consiste à subdiviser le câble en tronçons dont la longueur est inférieure, au maximum, au dixième de la longueur d'onde [26].

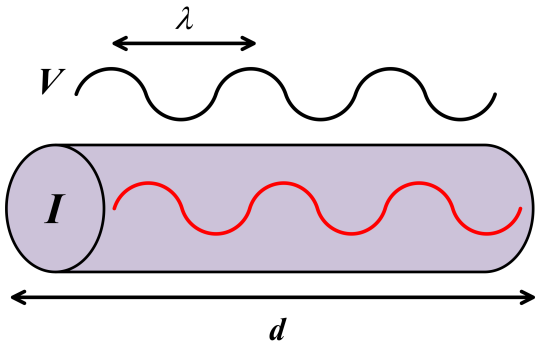


FIGURE I.14 – Le phénomène de propagation

Sur la fréquence du réseau ce problème ne se pose pas. Car la longueur d'onde à $50Hz$ est aux environs de $6000Km$. En revanche, la commutation rapide des convertisseurs engendre un spectre qui s'étale sur une bande de fréquence très large, en d'autre terme, l'effet de propagation est impliqué. Par exemple, à $30Mhz$, la longueur d'onde est de l'ordre de $10m$.

I.5.4 Effet de peau

L'effet de peau a pour conséquence l'augmentation de la résistance du conducteur. En effet, en hautes fréquences, la densité de courant est maximale sur la périphérie de la section du conducteur (figure I.15). Puis, elle diminue exponentiellement en allant vers le centre. On appelle épaisseur de peau δ la distance de pénétration à partir de laquelle le courant est presque nulle. Elle est donné par l'équation suivante [23] :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \tag{I.9}$$

Avec : f,σ et μ dénotent respectivement la fréquence d'excitation, la conductivité du matériau et la perméabilité du milieu.

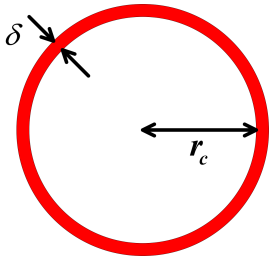


FIGURE I.15 – Effet de peau

D'après l'équation précédente, la résistance linéique du conducteur R augmente proportionnellement à la fréquence. Par contre, l'inductance interne L_i diminue à cause de la disparition du champ magnétique à l'intérieur du conducteur.

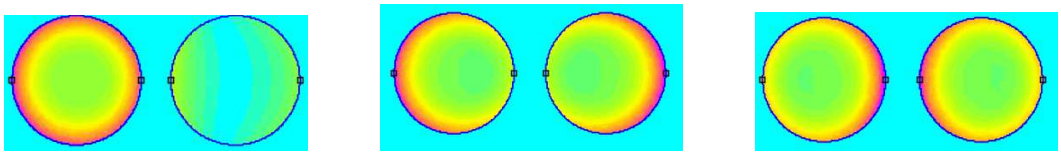
I.5.5 Effet de proximité

Le faite de juxtaposer deux conducteurs ou plus donne naissance à ce qu'on appelle l'effet de proximité. Le champ magnétique variable créé par les courants qui traversent l'un des conducteurs va induire à son tour des courants de Foucault dans l'autre. Ceci va augmenter les pertes par effet joule. De même il va influencer le flux magnétique à travers la boucle formé par ces conducteurs.

L'effet de proximité dépend de la distance entre les conducteurs et de leurs propriétés géométriques et physiques. Il est modélisé par des résistances et des inductances linéiques mutuelles qui dépendent de la fréquence. On peut distinguer entre trois types d'effets de proximité [27] :

- Effet de proximité induit : il traduit le couplage mutuel entre un conducteur alimenté et un autre, à côté, hors tension.
- Effet de proximité direct : il apparait lorsque deux conducteurs juxtaposés sont parcouru par des courants de même sens. Les densités de courants ont tendance à se concentrer sur les périphéries éloignées des deux sections.
- Effet de proximité inverse : C'est le cas où deux conducteurs proches sont traversés par des courants de sens opposés. Cette fois-ci, les courants se concentrent sur les faces proches des deux conducteurs.

La figure I.16 décrit graphiquement ces trois types d'effets de proximité.



(a) induit (b) direct (c) inverse

FIGURE I.16 – Effet de proximité

I.5.6 Effet diélectrique

Étant donné que les isolants ne sont pas parfaits, des courants de fuite transversale apparaissent entre les conducteurs. Ce phénomène est modélisé par une conductance linéique G non nulle. Les pertes dans cette conductance sont appelées des pertes diélectriques.

I.6 L'importance de la modélisation et de la simulation

La réalité physique est très complexe, pour l'approcher nous devons développer certaines hypothèses simplificatrices. Ces dernières vont faciliter l'élaboration d'un modèle mathématique qui représente le problème en question. Ensuite vient la phase de simulation [62]. C'est la résolution, à l'aide d'un programme informatique des équations établies. Finalement, la phase de vérification, consiste à élaborer un code qui décrit correctement le modèle mathématique. Les résultats obtenus attestent la validité du modèle.

I.6.1 L'intérêt de la modélisation

Généralement, la modélisation des systèmes physique à deux objectifs principaux :

- **L'analyse et la compréhension :** C'est une activité scientifique qui vise à analyser et comprendre les phénomènes physiques mis en jeu. Vu que le modèle représente le système d'une manière plus simple alors l'étude du modèle donne une idée très claire sur la réalité. En plus, la concentration sur l'équation mathématique représentant un phénomène physique quelconque permet de mieux comprendre l'influence de chaque paramètre sur son comportement.
- **La conception et la prédiction** : Le travail de l'ingénieur consiste à exploiter le modèle pour concevoir des nouveaux systèmes plus performants. Il inclue aussi la prédiction du comportement du système modélisé dans des nouvelles situations. Ainsi, l'ingénieur peut apporter les modifications judicieuses et mettre en œuvre les précautions nécessaires pour garantir le bon fonctionnement du système en question.

I.6.2 L'intérêt de la simulation

La simulation est intimement liée à la modélisation. Elle profite des atouts de l'informatique et la puissance des ordinateurs modernes. Les avantages de la simulation sont nombreux, on cite parmi eux :

- **Réduire le coût de prototypage :** Au lieu d'investir dans des prototypes et des expériences réelles, il suffit de lancer quelques tests virtuels.
- **Améliorer la qualité et la durée de vie** : Ceci est achevé en choisissant des matériaux qui résistent aux contraintes générées par l'environnement du système sous étude. Les résultats de simulation de ce dernier dans plusieurs situations permettent d'optimiser ce choix.
- **Plage des paramètres n'est pas limitée** : On peut faire des modifications et des ajustements sur le modèle simulé qui ne sont pas à notre portée en réalité (le coût, le temps).

I.7 Conclusion

Ce chapitre a tracé le cadre général de notre travail de recherche. Dans un premier lieu nous avons mis l'accent sur la problématique CEM dans les systèmes électriques. Surtout l'impact de la propagation des perturbations conduites. Ensuite, les points importants de la norme CEM sur les émissions conduites ont été introduits brièvement. En deuxième lieu, nous avons donné une vue globale sur la gestion de l'énergie électrique. Dans ce contexte, nous avons évoqué les problèmes de pertes et de qualité impactant la puissance délivrée.

Après l'exposition des généralités, nous nous sommes intéressés à l'association variateur de vitesse-moteur électrique. Ce système présente des vulnérabilités à cause de plusieurs problèmes d'origine CEM. Ces derniers peuvent altérer le fonctionnement normal de la charge ou même la détruire. Dans le souci de réduire le temps entre la conception et l'industrialisation et ainsi réduire le coût pour être plus compétitif on fait recours à la modélisation et la

simulation. Parmi les différentes parties qui forment le système d'entrainement électrique, nous avons choisi le câble comme centre d'intérêt. Sa modélisation fait l'objet de cette thèse.

Le chapitre suivant récapitule les méthodes permettant le calcul des paramètres lineiques des câbles et les modèles de type circuit existants. Ceci va constituer une base pour notre travail.

Chapitre II : État de l'art de la modélisation des câbles d'énergie

Sommaire

II.1 Introduction 34

II.2 Les méthodes d'identification des paramètres linéiques des câbles d'énergie 34

II.2.1 Méthode de calcul des paramètres linéiques 34

II.2.2 Méthode analytique 35

II.2.3 Méthode semi-analytique 38

II.2.4 Les méthodes numériques 40

II.2.4.1 Methode PEEC 40

II.2.4.2 Méthode des moments 41

II.2.4.3 Méthode des éléments finis 42

II.2.5 Les méthodes expérimentales 43

II.2.5.1 Mesure par un analyseur d'impédance 43

II.2.5.2 Mesure par un analyseur de réseau 43

II.2.6 Méthode d'approximation des paramètres linéiques 45

II.2.6.1 Formule analytique 45

II.2.6.2 Approximation rationnelle 45

II.2.6.3 Réseaux en échelle 45

II.3 Les modèles des câbles d'énergie 46

II.3.1 Modèle à cellules cascadées 46

II.3.2 Modèle réduit basé sur la méthode NIF 47

II.3.3 Modèle réduit basé sur la méthode NAF 48

II.4 Conclusion 49

II.1 Introduction

Ces dernières années, plusieurs travaux de recherche sur l'extraction des paramètres des câbles ont vu le jour. Parmi eux, les méthodes numériques qui ont profité de la croissance des plateformes de simulation sophistiquées. En parallèle, certains protocoles expérimentaux ont été ajustés et affinés pour permettre l'extraction des matrices impédance et admittance linéiques du câble.

Dans ce contexte, des modèles de type circuit des câbles d'énergie ont été développés et améliorés au cours des dernières années pour répondre aux critères de précision et d'efficacité de calcul.

Nous avons consacré ce chapitre à la présentation de l'état de l'art de la modélisation des câbles d'énergie. Nous avons commencé par une description succincte des techniques calculatoires et expérimentales qui permettent d'identifier et d'estimer les paramètres linéiques du câble. Nous avons d'une part cité les méthodes analytique et semi-analytique et d'autre part évoqué les approches numériques les plus connues comme la méthode des éléments finis et la méthode des moments. Le choix de la technique adéquate dépend des exigences de précision et du temps de calcul. La deuxième partie traite les différents modèles de câbles de type circuit développés dans la littérature. La plupart de ces modèles sont basés sur la théorie des lignes de transmission. Cette dernière est une approche très simple et très satisfaisante pour analyser les modes de propagation TEM. La raison pour laquelle nous l'avons choisi dans ce travail.

II.2 Les méthodes d'identification des paramètres linéiques des câbles d'énergie

La première étape de la procédure de modélisation des câbles d'énergie est le calcul des paramètres linéiques RLGC. Ce calcul se base d'une part, sur les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel et d'autre part sur les caractéristiques géométriques et physiques du câble. En utilisant les lois de Kirchhoff on peut aussi déduire les paramètres des câbles à partir des résultats de mesures. Ensuite, nous pouvons les implémenter dans un logiciel circuit à l'aide des techniques d'approximation.

II.2.1 Méthode de calcul des paramètres linéiques

Cette section évoque les différentes méthodes qui permettent d'obtenir les paramètres linéiques des câbles d'énergie. Nous mentionnons celles basées sur la mesure directe au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel à large bande ou à travers un analyseur d'impédance [28, 29]. De plus, il existe des formules analytiques simples et rapides pour calculer ces paramètres. Elles se basent seulement sur les propriétés géométriques et physiques du câble étudié [26, 30]. Mais à cause de leurs imprécision et inadéquation pour les câbles à sections arbitraires [31], les chercheurs ont accordé plus d'intérêt à d'autres solutions alternatives. Dans la référence [32], une méthode semi-analytique améliorée qui inclut l'effet de proximité a été proposée pour calculer l'impédance interne du câble (R et L). Par ailleurs, les méthodes numériques sont considérées comme des outils incontournables pour estimer les paramètres

du câble. Parmi eux, on cite la méthode des circuits équivalents à éléments partiels (ou PEEC) [33]. La méthode des moments (MoM) a donné de bons résultats et un temps de calcul faible par rapport à la méthode des éléments finis (FEM) [34, 35]. En fin, la méthode FEM reste la technique la plus précise. En plus, elle est adaptée à toutes les formes (section arbitraires, conducteurs creux ou pleins, fils toronnés ou non toronnés ...) [36, 37, 38].

II.2.2 Méthode analytique

Dans cette partie, on présente quelques notions sur le calcul analytique des paramètres linéiques des câbles d'énergie [26].

- **L'impédance interne Z_{in} :**

En considère un conducteur de forme cylindrique de rayon r_c dont l'axe de révolution coïncide avec l'axe z (figure II.17).

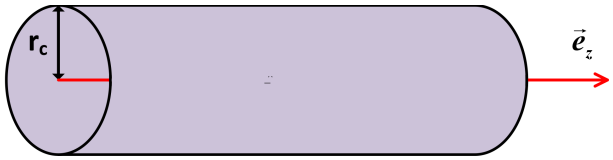


FIGURE II.17 – Conducteur cylindrique

On suppose que la densité de courant est répartie d'une manière symétrique autour de l'axe z. Autrement dit, J_z ne dépend pas de θ dans un repère cylindrique. D'après la loi de Faraday (Les équations de Maxwell sont données dans la référence [26]) :

$$\nabla \times \overrightarrow{E} = -j\omega\mu\overrightarrow{H} \tag{II.10}$$

En appliquant l'opérateur rotationnel sur l'équation (II.10) et en simplifiant par la loi de Gauss, on obtient la relation suivante :

$$\nabla^2\overrightarrow{E} = j\omega\mu\sigma\overrightarrow{E} \tag{II.11}$$

Puisque la densité de courant est liée au champ électrique dans le conducteur par la loi d'ohm locale $\overrightarrow{J} = \sigma\overrightarrow{E}$, on arrive à l'équation de diffusion suivante :

$$\nabla^2\overrightarrow{J} = j\omega\mu\sigma\overrightarrow{J} \tag{II.12}$$

Après la projection de (II.12) sur z, on trouve l'équation différentielle, en coordonnés cylindrique, vérifiée par la densité surfacique de courant J_z :

$$\frac{d^2J_z}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dJ_z}{dr} + k^2J_z = 0 \tag{II.13}$$

Avec :

$$k^2 = -j\omega\mu\sigma$$

La solution de l'équation (II.13) s'écrit sous cette forme :

$$J_z = J_0 \frac{ber(\sqrt{2}r/\delta) + jbei(\sqrt{2}r/\delta)}{ber(\sqrt{2}r_c/\delta) + jbei(\sqrt{2}r_c/\delta)} \tag{II.14}$$

Avec $ber(.)$ et $bei(.)$ sont respectivement les parties réelle et imaginaire de la fonction de Bessel du premier espèce à argument complexe. Le terme J_0 indique la densité de courant pour $r = r_c$. le paramètre δ désigne l'épaisseur de peau.

L'impédance linéique interne du conducteur ($Z_{in} = R + L_i\omega$ avec R et L_i sont respectivement la résistance et l'inductance linéiques internes, ω est la pulsation) est le rapport entre le champ électrique longitudinal $E_z(r = r_c)$ et le courant I qui parcourt le conducteur [26] :

$$Z_{in} = \frac{E_z(r = r_c)}{I} \tag{II.15}$$

Le courant total qui circule dans le conducteur peut être trouvé en intégrant la loi d'Ampère autour de sa surface (en supposant que le courant de déplacement dans le conducteur est beaucoup moins faible que le courant de conduction) :

$$\begin{aligned} I &= \oint \overrightarrow{H} dl \\ &= 2\pi r_c H_\theta \end{aligned} \tag{II.16}$$

La composante H_θ du champ magnétique peut être obtenue à partir de la loi de Faraday multipliée par σ :

$$\nabla \times \overrightarrow{J} = -j\omega\mu\sigma\overrightarrow{H} \tag{II.17}$$

En rappelant que la densité de courant est dirigée suivant z et ne dépend que de r. L'expression (II.17) devient :

$$\frac{dJ_z}{dr} = j\omega\mu\sigma H_\theta \tag{II.18}$$

La substitution dans (II.16) fournit l'expression du courant total en fonction de la densité de courant :

$$I = \frac{2\pi r_c}{j\omega\mu\sigma}\frac{dJ_z}{dr} \tag{II.19}$$

L'impédance interne par unité de longueur devient :

$$Z_{in} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi r_c\sigma\delta}\left(\frac{ber(\sqrt{2}r_c/\delta) + jbei(\sqrt{2}r_c/\delta)}{ber'(\sqrt{2}r_c/\delta) + jbei'\sqrt{2}r_c/\delta)}\right) \tag{II.20}$$

Avec : $ber'(.)$ et $bei'(.)$ sont respectivement les dérivées des fonctions $ber(.)$ et $bei(.)$.

La dernière écriture de l'impédance linéique interne est complexe. Plusieurs simplifications, qui diffèrent selon les plages de fréquence, ont été présentées dans la littérature [26].

- **L'inductance externe :**

La figure II.18 présente une ligne bifilaire en coordonnées polaires. Le calcul des champs magnétiques (H_1, H_2) se fait par le théorème d'ampère en négligeant les effets de bord.

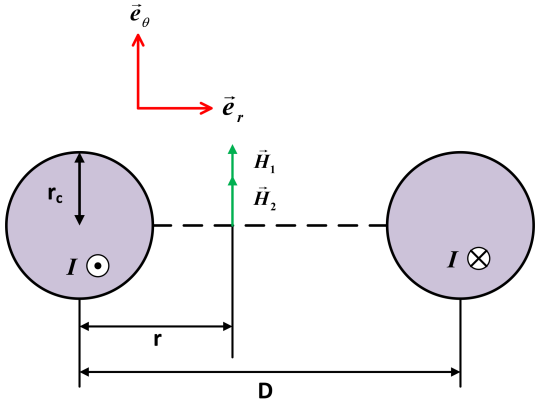


FIGURE II.18 – Deux conducteurs en coordonnées polaires

$$H_1 = \frac{I}{2\pi r} \tag{II.21}$$

$$H_2 = \frac{I}{2\pi(D-r)} \tag{II.22}$$

Le flux par unité de longueur peut s'écrire comme suit :

$$\varphi_e = \int_{r_c}^{D-r_c} \mu_0 \left(H_1 + H_2\right) dr \tag{II.23}$$

Après tout calcul fait, on obtient le résultat suivant :

$$\varphi_e = \frac{\mu_0 I}{\pi} \ln\left(\frac{D-r_c}{r_c}\right) \tag{II.24}$$

A partir de (II.24) et (I.6), on déduit l'expression de L_e :

$$L_e = \frac{\mu_0}{\pi} \ln\left(\frac{D-r_c}{r_c}\right) \tag{II.25}$$

- **Capacitance linéique :**

L'application du théorème de Gauss sur les deux conducteurs de la figure II.19, en choisissant des surfaces cylindriques, donne l'expression des champs électriques E_1 et E_2 :

$$E_1 = \frac{Q}{2\pi\varepsilon r} \tag{II.26}$$

$$E_2 = \frac{Q}{2\pi\varepsilon(D-r)} \tag{II.27}$$

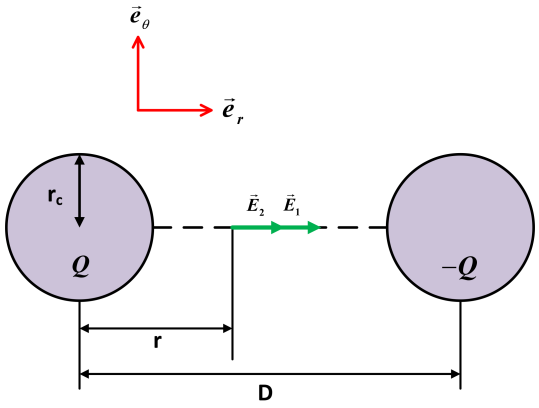


FIGURE II.19 – Deux conducteurs cylindriques chargés.

Avec ε désigne la permittivité de l'isolant qui sépare les deux conducteurs. Elle est donnée en fonction de la permittivité de l'aire ε_0 et de la permittivité relative de l'isolant ε_r : $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$.

La différence de potentiel V entre les deux conducteurs est défini par :

$$V = \int_{r_c}^{D-r_c} (E_1 + E_2)\, dr \tag{II.28}$$

En combinant (I.8) et (II.28), après calcul, on trouve l'expression de la capacitance :

$$C = \frac{\pi\varepsilon}{\ln\left(\dfrac{D - r_c}{r_c}\right)} \tag{II.29}$$

- **Conductance linéique :**

En ce qui concerne le calcul de la conductance linéique, on procède différemment. Elle est exprimée simplement en fonction de la capacitance linéique C, la tangente de l'angle des pertes diélectriques δ et la pulsation ω :

$$G = C\omega \tan(\delta) \tag{II.30}$$

Le cas général des câbles d'énergie multiconducteurs a été traité dans [26]. Ces résultats ont été présentés de façon succincte.

II.2.3 Méthode semi-analytique

Dans la méthode analytique, le calcul de l'impédance interne néglige carrément l'effet de proximité. Pour cette raison, La méthode semi-analytique vise à améliorer la précision en utilisant des techniques de discrétisation [32]. On considère la ligne bifilaire représentée par la figure II.20.

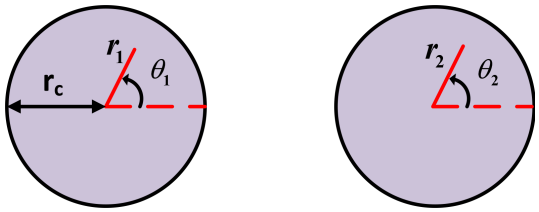


FIGURE II.20 – Notations utilisées dans la méthode semi-analytique.

L'introduction de l'effet de proximité rend la densité de courant $\overrightarrow{J}_i$ du conducteur i dépendante de l'angle θ_i. Donc l'équation (II.12) devient :

$$\frac{d^2\overrightarrow{J}_i}{dr_i^2}+\frac{1}{r_i}\frac{d\overrightarrow{J}_i}{dr_i}+\frac{1}{r_i^2}\frac{d^2\overrightarrow{J}_i}{d\theta_i^2}+k^2\overrightarrow{J}_i=\overrightarrow{0} \tag{II.31}$$

La solution de l'équation (II.31) à l'intérieur des conducteurs est établie en introduisant quelques coefficients inconnus (g_{in} et h_{in}) :

$$\overrightarrow{J}(r_i,\theta_i)=\sum_{n=0}^{\infty}\left[g_{in}\cos(n\theta_i)+h_{in}\sin(n\theta_i)\right]\mathrm{I}_n(\xi r_i)\overrightarrow{e}_z \tag{II.32}$$

Avec $\xi=\sqrt{j\omega\mu\sigma}$ et I_n est la fonction modifiée de Bessel de premier espèce et d'ordre n.

Pour trouver l'expression des coefficients inconnus, Les équations de continuité du champ magnétique sur les périphéries des conducteurs doivent être mises en jeu.

Pour ce faire, deux cas sont traités en parallèle, la figure II.21 illustre ceci :

- **Cas 1 :** le premier conducteur est considéré comme source. Il est représenté par une multitude de fils fins, tandis que le second est considéré comme solide.
- **Cas 2 :** Maintenant le deuxième conducteur joue le rôle de la source. Il est donc discrétisé en une multitude de fils fins. Le premier conducteur est la cible, il est considéré solide.

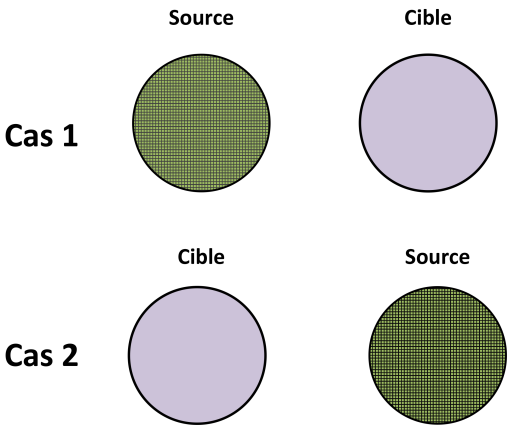


FIGURE II.21 – Les conducteurs, en tant que source ou cible de l'induction.

Dans chaque cas, une condition de continuité est écrite au bord du conducteur solide. Les fils fins ont des valeurs de courant I_{1i} et I_{2j}, dont les sommes respectent la relation suivante :

$$\begin{aligned} I_1 &= \sum_{i=1}^{N} I_{1i} \\ I_2 &= \sum_{j=1}^{N} I_{1j} \end{aligned} \tag{II.33}$$

I_1 et I_2 sont respectivement les courants totaux circulant dans le premier et le deuxième conducteurs. N est le nombre des fils fin dans chaque conducteur.

Imposer ces conditions donne un système dont la solution permet de déterminer les courants des fils fins en fonction du courant total circulant dans le conducteur. La formule générale utilisée pour calculer l'impédance linéique interne est la suivante [22] :

$$Z_{in} = \sum_{i=1}^{N} \frac{|I_{1i}|^2}{\sigma dS_{1i}|I_1|^2} + j\omega \frac{\mu(|H_{ri}| + |H_{\theta i}|)dS_{1i}^2}{|I_1|^2} \tag{II.34}$$

Avec dS_{1i} est la surface du fil fin i. H_{ri} et $H_{\theta i}$ désignent les deux composantes du champ magnétique générées par le courant qui traverse le fil fin i.

II.2.4 Les méthodes numériques

Les méthodes numériques traitent le cas général et sont plus fiables pour déterminer les paramètres linéiques du câble. Par ailleurs, ces méthodes ont connu un grand essor dans les dernières décennies du fait de leurs précisions.

II.2.4.1 Methode PEEC

La méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) est basée sur la formulation intégrale des équations de Maxwell [39]. Son principe, dans le cas d'un conducteur parcouru par un courant non uniforme, consiste à le discrétiser en une multitude de fils fins à section rectangulaire traversés par un courant uniforme. La section de ces brins doit être très petite. En particulier, les brins situés à la périphérie du conducteur massif doivent avoir des segments de dimensions inférieures à l'épaisseur de peau .

Lorsque la direction des courants est connue (le cas des conducteurs longs ou infini) un maillage unidirectionnel est suffisant (1D). Par contre, lorsque la direction du courant n'est plus connu (un plan de masse par exemple) un maillage bidirectionnel (2D) s'avère nécessaire. Parmi les avantages de la méthode PEEC, on cite : sa rapidité et sa simplicité par rapport à la méthode des éléments finis [40]. De l'autre coté, les inconvénients ne manquent pas : la modélisation 3D consomme beaucoup de temps de calcul. De plus, il ne permet pas le calcul de la matrice G.

La figure II.22 présente un exemple de discrétisation de deux conducteurs à section rectangulaire. La méthode de calcul des éléments partiels RLMC est décrite dans [41].

Le logiciel commercial le plus abouti qui se base sur La méthode PEEC est Inca3D. Il est destiné aux études CEM et à la modélisation des circuits électriques complexes.

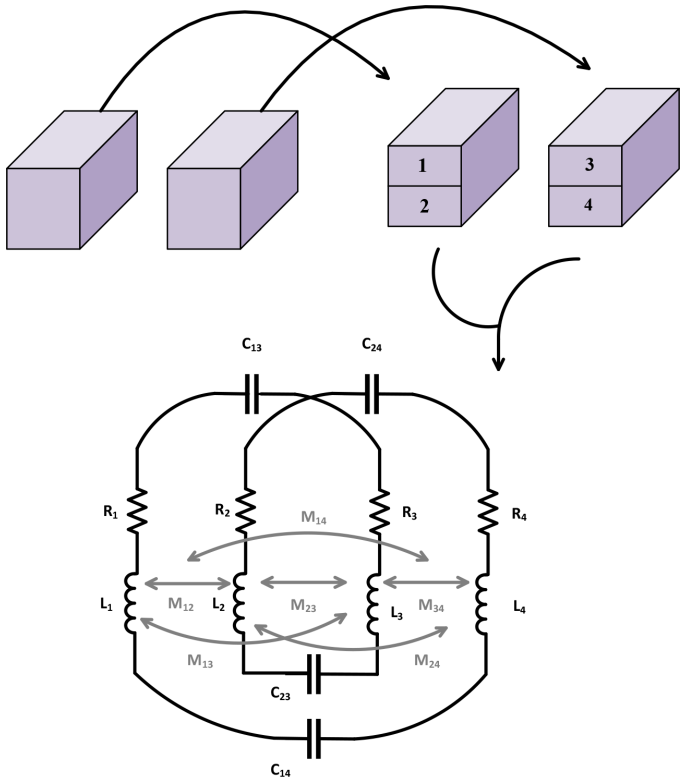


FIGURE II.22 – Maillage 1D unidirectionnel simplifié de deux conducteurs.

II.2.4.2 Méthode des moments

Dans la méthode des moments, les équations basées sur une intégrale, décrivant à titre d'exemple la distribution du courant dans un conducteur, sont transformées en un système linéaire facile à résoudre. Le point de départ de la formulation théorique de cette technique, est un opérateur linéaire (intégral) L impliquant la fonction appropriée de Green G appliquée à une fonction inconnue I, où f est la fonction d'excitation qui est connue [42] :

$$L(I) = f \tag{II.35}$$

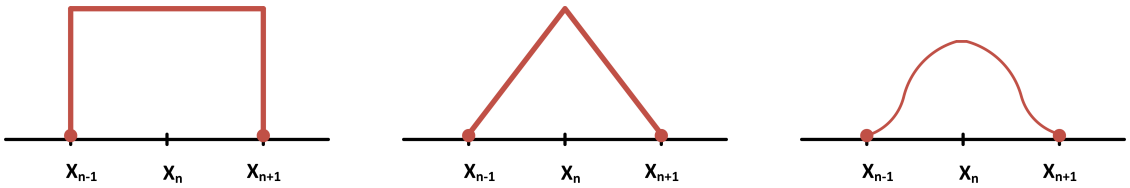
Ensuite, la fonction souhaitée, I, peut être développée en une série de fonctions connues (fonctions de bases) u_i (Figure II.23), multiplié par des coefficients inconnues I_i comme suit :

$$I = \sum_{i=1}^{n} I_i u_i \tag{II.36}$$

Pour obtenir un système linaire qui permet de déduire les valeurs des coefficients inconnues I_i, il faut combiner les équations (II.35) et (II.36) puis multiplier par n fonctions de pondération (ou de test). Ensuite, il faut intégrer sur la surface du conducteur [43]. Ci- après le système à résoudre sous forme matricielle :

$$[Z][I] = [V] \tag{II.37}$$

Où les matrices $[Z]$, $[I]$ et $[V]$ sont appelées matrices d'impédance, de courant et de tension généralisées. La solution souhaitée pour le courant I est obtenue par inversion matricielle.



(a) (b) (c)

FIGURE II.23 – Fonctions de base typiques de la méthode des moments : (a) Pulse, (b) Triangulaire, (c) Sinusoïdale

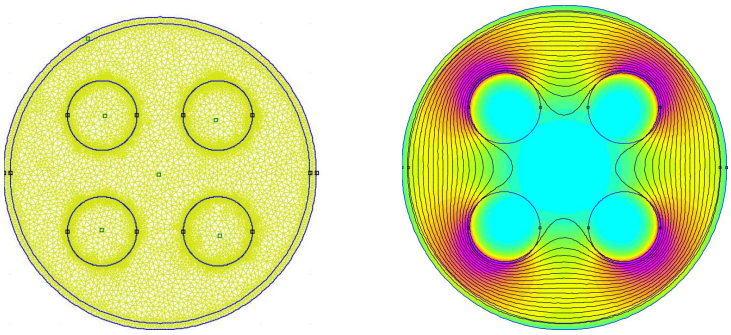
II.2.4.3 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une technique numérique qui donne des solutions approchées aux équations différentielles à dérivées partielles (EDP) qui modélisent des problèmes en physique et en ingénierie. Cette méthode réduit les problèmes définis sur un espace géométrique continu (ou domaine), pour trouver une solution dans un nombre fini de points. Cette opération nécessite la subdivision de l'espace en sous-domaines de petites tailles ; c'est ce qu'on appel le maillage [44].

La théorie de la méthode des éléments finis trouve ses racines dans le calcul variationnel. Ce fondement mathématique a permis de la développer en un temps très court. Elle est devenue l'outil le plus puissant dans presque tous les domaines. Son principal inconvénient est le temps de calcul qui est très lent.

En électromagnétisme, cette méthode est utilisée pour calculer les champs électrique et magnétique dans les nœuds du maillage. Ensuite, à partir de ces grandeurs les paramètres linéiques du câble sont déduits.

Plusieurs logiciels permettent le calcul des matrices RLGC des câbles d'énergie, parmi eux on note : FEMM [45] et ANSYS Q3D. La figure II.24 décrit le maillage et les lignes du champ magnétique d'un câble blindé de quatre conducteurs sur FEMM.



(a) Maillage (b) Lignes du champs

FIGURE II.24 – Simulation d'un câble blindé de quatre conducteurs sur FEMM

II.2.5 Les méthodes expérimentales

On ne peut pas nier l'importance des outils de calcul prédictif, numérique ou analytique, mais il arrive souvent que les paramètres électriques ou géométriques du câble ne sont pas disponibles. Ceci affectera la précision des éléments RLGC obtenus par les méthodes calculatoires. Pour remédier à ce problème, les paramètres du câble sont extraits à partir des mesures effectuées par des appareils spécifiques.

II.2.5.1 Mesure par un analyseur d'impédance

Dans le procédé de mesure par un analyseur d'impédance, la première exigence consiste à préparer un échantillon de $10cm$ de longueur à partir du câble objet d'étude [46].

Alors que la deuxième condition nécessite à faire des essais pour la détermination des paramètres linéiques du câble [23] :

- Essai en Court-Circuit (CC) : Lorsque nous choisissons le cas simple d'une ligne bifilaire, la résistance linéique égale dix fois la partie réelle de l'impédance mesurée. Pareille, l'inductance linéique vaut dix fois sa partie imaginaire. Dans le cas général (câble multiconducteurs), Les mesures de plusieurs configurations permettent de construire un système dont les inconnus sont les coefficients des matrices résistance et inductance linéiques.
- Essai en Circuit-Ouvert (CO) : D'abord, les mesures effectuées sont inversées pour exprimer les résultats en termes d'admittance. Ensuite, les matrices conductance et capacitance linéiques sont déduites respectivement des parties réelles et imaginaires de ces admittances issues des mesures.

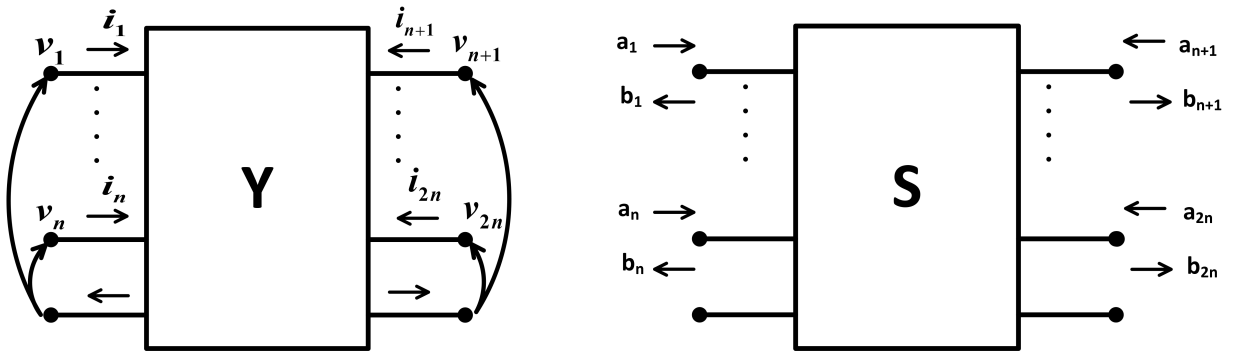
L'opérateur doit être conscient des incertitudes de l'appareil. Également, la compensation de l'impédance des connecteurs est essentielle pour assurer la fiabilité des mesures.

II.2.5.2 Mesure par un analyseur de réseau

Un analyseur de réseau vectoriel (VNA ou Vector Network Analyzer) à deux ports peut être utilisé pour caractériser la matrice S d'un câble multiconducteur. La procédure de mesure consiste à connecter des couples alternés des ports du câble au VNA et en gardant tous les autres ports terminés par la charge de référence ($Z_0 = 50\Omega$ correspondant à l'impédance interne du VNA). Un étalonnage précis de l'appareil doit être effectué avant les mesures pour éliminer l'influence des fixations et des câbles de connexion ainsi que les sources d'erreurs systématiques présentes dans les mesures [47].

Les mesures des paramètres S sont plus précises et préférables pour caractériser les réseaux multiports à hautes fréquences. En effet, les terminaisons par charge d'adaptation BNC de 50Ω sont beaucoup plus faciles à réaliser à des fréquences élevées que les terminaisons de CC ou de CO [48]. De plus, en hautes fréquences, la puissance du signal est plus facilement quantifiée que les courants et les tensions.

Soit un multiport représenté sous les deux formes illustrées par la figure II.25.



(a) (b)

FIGURE II.25 – Câble d'énergie multi-conducteur vu comme un multiport : (a) Matrice Y , (b) Matrice en S.

La matrice S d'un multiport relie les ondes incidentes et réfléchies aux ports de ce dernier et elle est définie par :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_{2n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{1,1} & \dots & S_{1,2n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{2n,1} & \dots & S_{2n,2n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{2n} \end{pmatrix} \tag{II.38}$$

ou sous une forme matricielle compacte :

$$b = Sa \tag{II.39}$$

Avec

$$a_i = \frac{v_i + Z_0 i_i}{2\sqrt{Z_0}},\ b_i = \frac{v_i - Z_0 i_i}{2\sqrt{Z_0}}$$

Les courants i_i sont exprimés en termes de matrice d'admittance Y et de tensions v_i par l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_{2n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{1,1} & \dots & Y_{1,2n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{2n,1} & \dots & Y_{2n,2n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_{2n} \end{pmatrix} \tag{II.40}$$

Ceci équivalent à :

$$i = Yv \tag{II.41}$$

Les matrices S et Y d'un multiport sont liées par la transformation algébrique suivante :

$$Y = \frac{1}{Z_0}(I + S)^{-1}(I - S) \tag{II.42}$$

Finalement, en se basant sur la théorie des lignes de transmission et en tenant compte de la symétrie rotationnelle des câbles d'énergie, les paramètres linéiques du câble sont récupérés [28].

II.2.6 Méthode d'approximation des paramètres linéiques

Afin d'intégrer les modèles de câbles dans des simulateurs de type circuit, plusieurs techniques d'approximation des paramètres du câble ont été proposées dans la littérature. On trouve les réseaux en échelle, l'approximation rationnelle et les fonctions mathématiques dépendantes de la fréquence.

II.2.6.1 Formule analytique

L'impédance linéique interne du câble est une fonction non linéaire de la fréquence. Son expression devient très complexe lorsqu'il s'agit de caractériser les effets de peau et de proximité en hautes fréquence. Les fonctions de Bessel sont difficiles à calculer et à implémenter dans un logiciel de type circuit. Cependant, malgré cette complexité, on peut approcher L'impédance série par la formule proposée dans [49]. Cette dernière a été largement utilisée dans la littérature [50, 51, 52] pour sa simplicité et la possibilité de la convertir au domaine temporel.

$$Z(j\omega) = R + j\omega L + K\sqrt{j\omega} \tag{II.43}$$

Avec R, L et K sont des matrices constantes.

II.2.6.2 Approximation rationnelle

En raison d'une part du manque de précision de la méthode précédente et d'autre part de la dépendance en fréquence de l'admittance linéique du câble d'autres alternatives ont été proposées.

L'approximation par des fonctions rationnelles a été abondamment utilisée pour modéliser les paramètres dépendants de la fréquence, c'est une technique très efficace [53]. Il faut s'assurer que le modèle obtenu est causal, stable et passif [54]. Nous pouvons écrire l'impédance et l'admittance linéiques Z et Y sous la forme suivante :

$$Z \approx \sum_{k=1}^{N_a} \frac{R_k}{s - p_k} + Es + D \tag{II.44}$$

$$Y \approx \sum_{k=1}^{N'_a} \frac{R'_k}{s - p'_k} + E's + D' \tag{II.45}$$

Avec N_a et N'_a sont les ordres d'approximation. R_k et R'_k désignent les matrices résidus. p_k et p'_k dénotent les pôles. Tandis que E, D, E' et D' sont des matrices à coefficients constants.

Les expressions (II.44) et (II.45) peuvent être converties par la suite en un circuit passif formé par des éléments R, L et C à valeurs constantes.

II.2.6.3 Réseaux en échelle

Pour modéliser les pertes dues aux effets de peau et de proximité et les pertes diélectriques dans le modèle à cellules cascadées, deux types de réseaux en échelle ont été adoptés [23]. Le premier est un réseau en R-L (figure II.26) pour modéliser l'évolution fréquentielle de la

résistance linéique. Par contre, le deuxième est sous forme d'un réseaux R-C en échelle (figure II.27). Il permet de représenter la variation en fréquence de la conductance linéique du câble.

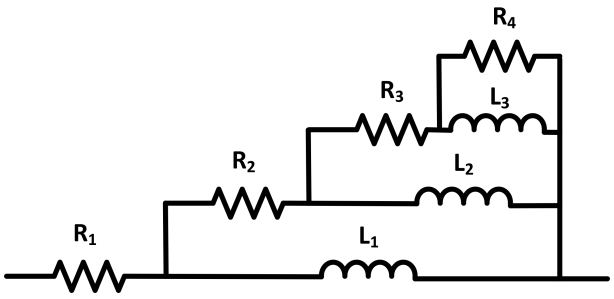


FIGURE II.26 – Réseau en échelle de type R-L.

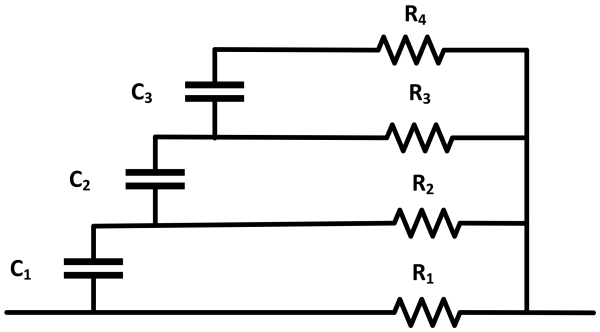


FIGURE II.27 – Réseau en échelle de type R-C

Parmi les moyens de détermination des paramètres d'un réseau en échelle, on peut citer le logiciel APLAC (le choix le plus répandu [16, 23, 29]) ou les algorithmes méta-heuristiques comme l'algorithme génétique [55].

II.3 Les modèles des câbles d'énergie

Cette section dresse les modèles des câbles d'énergie établis dans les deux dernières décennies. La complexité de modélisation augmente avec la longueur du câble. Pour cette raison, les derniers travaux de recherche visent à proposer des macro-modèle réduit afin de minimiser le temps de simulation.

II.3.1 Modèle à cellules cascadées

Ce modèle consiste à subdiviser le câble en un nombre fini de cellules élémentaires. La structure du modèle à cellules cascadées est décrite par la figure II.28. Les réseaux en échelles sont utilisés pour modéliser la dépendance fréquentielle des paramètres de la cellule [23].

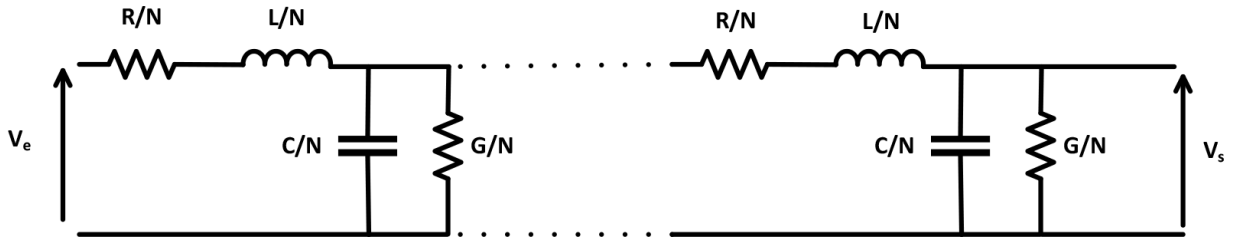


FIGURE II.28 – Modèle à cellules cascadées (N cellules par mètre).

La précision du modèle à cellules cascadées peut être améliorée si on procède de la manière suivante :

- Les valeurs approchées des paramètres du câble soient les plus proches possible des valeurs mesurées.
- L'utilisation d'un nombre de cellules suffisant pour tenir compte du phénomène de propagation sur la plage de fréquence considérée.

Le nombre de cellules augmente considérablement avec un câble très long. Par conséquent, Le temps de calcul devient énorme. Ce modèle est limité donc aux câbles courts.

II.3.2 Modèle réduit basé sur la méthode NIF

Dans le modèle NIF (Node-to-node Impedances Function), chaque nœud (terminaison d'un conducteur y compris le blindage) est connecté à tous les autres nœuds par l'intermédiaire d'une impédance virtuelle dépendante de la fréquence [56]. Ce modèle a une structure simple et régulière. L'identification de ces impédances peut être faite directement à partir des résultats de mesures. Or cette tâche est très délicate, des essaies fictifs sur le modèle à cellules cascadées équivalent du câble étudié permettra leur extraction. Il est à noter que ce modèle s'inscrit dans la catégorie des modèles fréquentiels. Afin d'obtenir la réponse temporel du câble, il faut passer par la FFT.

L'exploitation des propriétés de symétrie du câble permet de diminuer le nombre des impédances virtuelles distinctes. La figure II.29 montre le modèle NIF équivalent à un câble bifilaire.

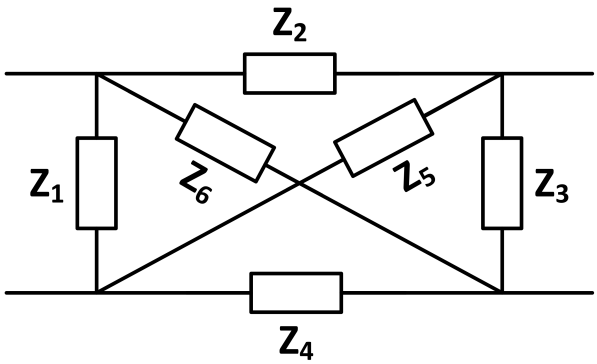


FIGURE II.29 – Modèle NIF d'un câble bifilaire

II.3.3 Modèle réduit basé sur la méthode NAF

Le modèle NAF (Node-to-node Admittance Function) appartient à la catégorie des modèles réduits [57]. Il est dédié aux simulations dans les domaines temporel et fréquentiel. La première étape pour élaborer ce modèle consiste à calculer la matrice admittance du câble sur la plage de fréquence considérée. On peut obtenir cette matrice directement à partir des mesures en utilisant un VNA ou en passant par la simulation du modèle à cellules cascadées. Tout d'abord, le câble est représenté par la matrice Y comme le montre la figure II.25 et l'équation II.41 (Section II.2.5.2). Pour déterminer les coefficients $y_{ij}(s)$ de l'équation II.40 (Section II.2.5.2) il suffit d'exciter la borne i par une source de tension sinusoïdale et connecter tous les autres bornes au conducteur de référence. Ensuite, il faut mesurer le courant $i_j(s)$ et la tension $v_i(s)$. La relation suivante permet de déduire le coefficient $y_{ij}(s)$ à partir des mesures obtenues suite à la simulation du modèle à cellules cascadées :

$$y_{ij}(s) = \frac{i_j(s)}{u_i(s)} \tag{II.46}$$

La matrice Y obtenue précédemment est approchée par la représentation rationnelle suivante :

$$\tilde{Y}(s) = \sum_{p=1}^{P} \frac{C_p}{s - a_p} + \sum_{q=1}^{Q} \left(\frac{C_q^\star}{s - a_q^\star} + \frac{C_q}{s - a_q} \right) + D \tag{II.47}$$

Avec P et Q sont les ordres d'approximation. C_p et C_q désignent respectivement les matrices résidus à coefficients réels et complexes. a_p et a_q dénotent les pôles réels et complexes. Tandis que D est une matrice à coefficients réels constants. $C_q^\star$ et $a_q^\star$ sont respectivement les conjugués de C_q et a_q.

Dès que les valeurs numériques des matrices de résidus et des pôles sont obtenues, on peut transformer la représentation rationnelle en circuit. Différentes techniques ont été proposées pour générer le modèle du circuit équivalent. Les plus courantes sont celles basées sur la description de l'espace d'état [58] et la structure en π généralisée [59]. La cellule en π généralisée peut être implémentée soit en utilisant des éléments localisés RLC ou par une représentation dans le domaine de Laplace. Il est à souligner que le résultat de l'approximation rationnelle est purement mathématique donc il n'a pas nécessairement une signification physique. La topologie du circuit en π équivalent est construite comme indiqué sur la figure II.30.

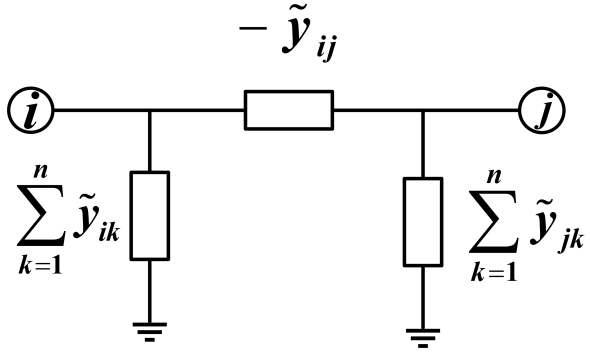


FIGURE II.30 – Circuit en π généralisé

II.4 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre nous avons passé en revue les différentes techniques de calcul et de mesure des paramètres linéiques des câbles d'énergie. Les méthodes numériques, caractérisées par leurs diversité, ont connu un développement considérable dans les dernières décennies. Nous nous sommes donc contentés d'aborder les principales techniques qui ont marqué l'histoire de la modélisation des câbles. Ensuite, les méthodes de modélisation de types circuit dédiées aux câbles d'énergie ont été abordées. Les modèles réduits existants présentent encore des limitations en termes de temps de calcul et de difficulté d'élaboration pour les câbles longs. Ces inconvénients seront analysés profondément afin de les contourner dans le reste de ce travail.

Chapitre III : Modélisation des câbles d'énergie dans le domaine fréquentiel

Sommaire

III.1 Introduction 51

III.2 Une méthode de calcul rapide de l'impédance des câbles non blindés 51

III.2.1 Le cas du câble non blindé à deux conducteurs 51

III.2.2 Le cas du câble non blindé à trois conducteurs 53

III.2.3 Synthèse de la méthode pour les deux types de câbles : 55

III.2.4 Cas des câbles non blindés multi-conducteur (Théorème de Kennelly généralisé) 55

III.2.5 Applications 58

III.3 Modèle à cellules cascadées d'un câble blindé de quatre conducteurs 60

III.3.1 Le câble étudié 60

III.3.2 La cellule élémentaire du câble 61

III.3.2.1 Détermination des coefficients de couplage 61

III.3.2.2 Les équations décrivant l'évolution des paramètres linèiques 66

III.3.3 Modélisation VHDL-AMS des composants de la cellule élémentaire 70

III.3.4 Validation dans le domaine fréquentiel du modèle proposé 71

III.4 Conclusion 73

III.1 Introduction

Afin de faire une conception en tenant compte de la CEM d'un système de conversion d'énergie électrique, il est tout d'abord essentiel de disposer des modèles précis de chaque composant du système. Pour atteindre cet objectif deux directives sont possibles : l'analyse temporelle ou le traitement dans le domaine fréquentiel. En ce qui concerne la première, elle représente fidèlement les phénomènes non linéaires. En revanche, la simulation est souvent lente et peut conduire à des problèmes de convergence. En outre, le calcul itérative et séquentiel réduit le profit qu'on peut tirer des unités de calcul modernes.

Pour la deuxième méthode (simulation fréquentielle), la résolution du système matriciel se fait d'une manière séparée pour chaque fréquence [60, 61]. Donc pas de souci de convergence. De plus, le calcul parallèle à l'aide de plusieurs processeurs est faisable dans ce cas. Par conséquent, on peut atteindre un temps de simulation réduit. Le seul inconvénient de la simulation fréquentielle réside dans le fait qu'elle ne permet pas de modéliser précisément le comportement non linéaire des interrupteurs à semi-conducteurs et des charges.

Ce chapitre présente d'abord une technique de calcul rapide de l'impédance des câbles non blindé codée sur MATLAB. Ensuite, il aborde la modélisation de type circuit des câbles d'énergie courts. Ces derniers sont subdivisés en tronçons élémentaires pour tenir compte du phénomène de propagation.

III.2 Une méthode de calcul rapide de l'impédance des câbles non blindés

L'impédance des câbles électriques varie en fonction de la fréquence. Lors de la résonance, l'impédance vu de la source devient très faible. Par conséquent, le courant qui traverse le câble va être important. Ce courant perturbateur va attaquer directement la charge. En parallèle, un défaut de fonctionnement peut surgir si la tension aux bornes des capacités parasites augmente considérablement. Donc, se doter d'un moyen rapide pour déterminer les fréquences de résonances et la tension à la sortie du câble s'avère primordiale. C'est le but de cette partie. La méthode développée est adaptée seulement aux câbles non blindés à deux conducteurs ou à un nombre de conducteurs impaire supérieur ou égale à trois.

III.2.1 Le cas du câble non blindé à deux conducteurs

Dans cette partie nous considérons un câble à deux conducteurs dont les paramètres linéiques sont : R, L, G et C. La figure III.31 présente le modèle global de ce câble soumis à une tension d'entrée V_e et relié à une charge U d'impédance Z_U. Les impédances qui apparaissent sur la figure susmentionnée sont données par les équations suivantes :

$$Z_1 = \frac{R + jL\omega}{N} \tag{III.48}$$

$$Z_2 = \frac{N}{G + jC\omega} \tag{III.49}$$

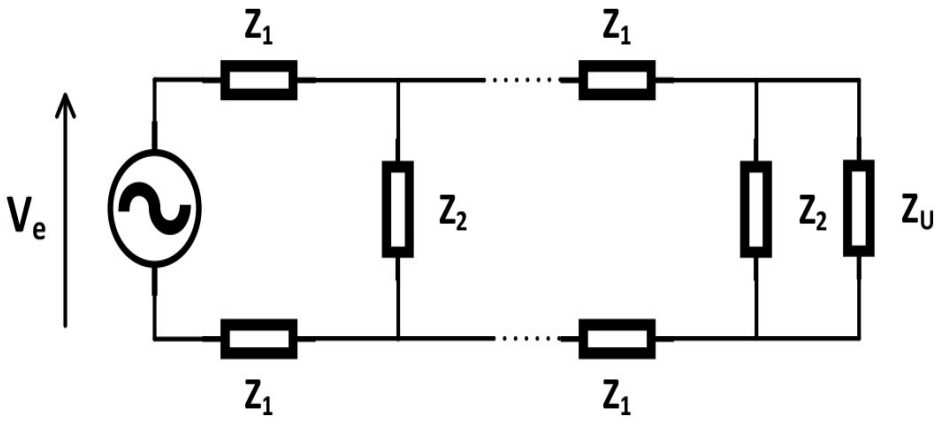


FIGURE III.31 – Modèle du câble non blindé à deux conducteurs branché à la charge

Soit $Z(k)$ l'impédance équivalente de la charge plus k cellules, nous avons une relation entre $Z(k)$ et $Z(k-1)$ qui est la suivante (voir la figure III.32) :

$$\begin{aligned} Z(k) &= \frac{Z(k-1)Z_2}{Z(k-1)+Z_2} + 2Z_1 \\ Z(0) &= Z_U \end{aligned} \tag{III.50}$$

Pour l'essai en court circuit il suffit de prendre $Z_U = 0$. En revanche, il faut choisir $Z_U = \infty$ afin de réaliser un essai en circuit ouvert.

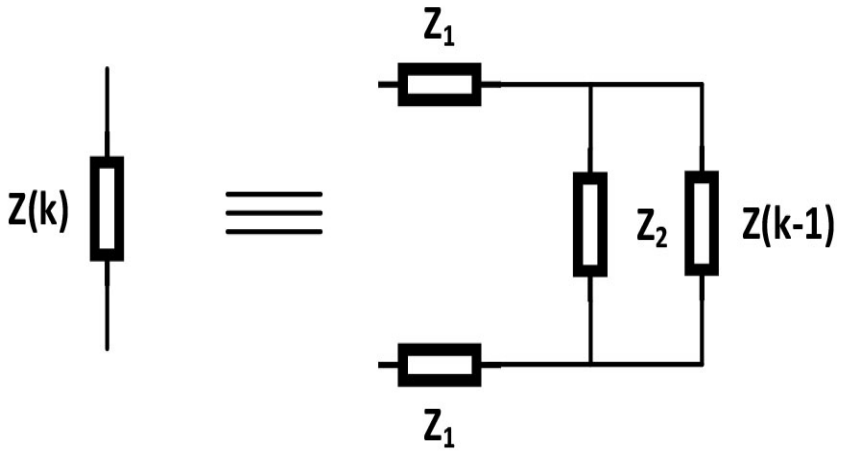


FIGURE III.32 – L'impédance équivalente

Par un raisonnement similaire à celui du paragraphe précédent, nous allons établir la relation entre la tension à l'entrée de la cellule k notée $U(k)$ et celle à l'entrée de la cellule

$k-1$ notée $U(k-1)$ en se basant sur la figure III.33. Nous parviendrons à la relation suivante :

$$\begin{aligned} U(k-1) &= \frac{Z(k-1)||Z_2}{Z(k-1)||Z_2+2Z_1}U(k) \\ U(0) &= U_U \end{aligned} \tag{III.51}$$

Avec U_U est la tension aux bornes de la charge.

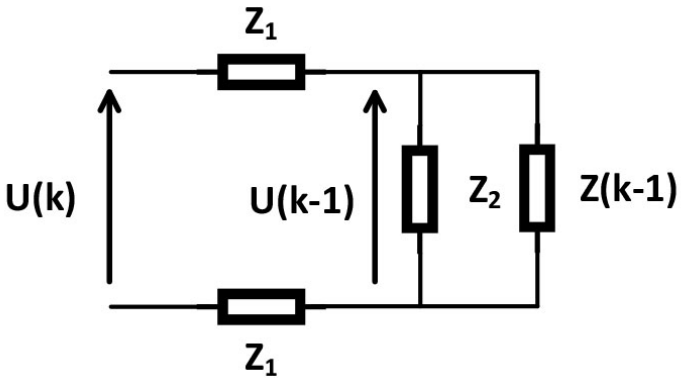


FIGURE III.33 – Les tensions $U(k)$ et $U(k-1)$

III.2.2 Le cas du câble non blindé à trois conducteurs

L'objectif de cette partie est d'appliquer la même démarche sur le câble non blindé à trois conducteurs, Nous avons gardé les mêmes notations déclarées précédemment. Par contre, dans cette partie, on considère que le régime est équilibré pour des raisons de simplicité. La méthode reste valable pour le régime déséquilibré (charges non symétriques, générateurs avec des amplitudes différentes...) mais les expressions des impédances équivalentes et des tensions seront beaucoup plus complexes. Le calcul des termes de la suite récurrente qui permet la détermination de l'impédance équivalente du câble repose sur le schéma représenté par la figure III.34.

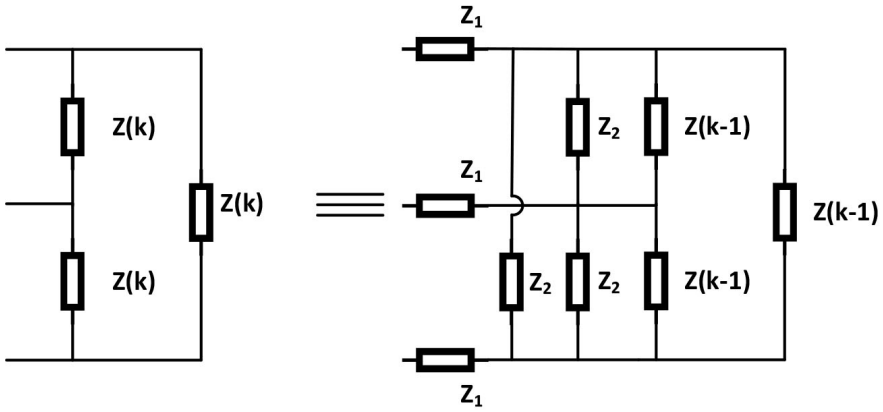


FIGURE III.34 – L'impédance équivalente

Afin de trouver l'expression de $Z(k)$ en fonction de $Z(k-1)$ on fait appel au théorème de kennelly. On pose l'équivalent des impédances parallèles $Z(k-1)$ et Z_2 . Ensuite on passe par une conversion triangle-étoile. Après qu'on effectue la somme des impédances en série on applique une conversion étoile-triangle pour obtenir l'expression de l'impédance $Z(k)$:

$$\begin{aligned} Z(k) &= \frac{Z(k-1)Z_2}{Z(k-1)+Z_2} + 3Z_1 \\ Z(0) &= Z_U \end{aligned} \tag{III.52}$$

Pour calculer la tension aux bornes de la charge pour chaque fréquence, il faut d'abord expliciter la relation entre la tension à l'entré d'une cellule k, et celle à sa sortie. A partir du schéma de la figure III.35 On peut tirer les équations suivantes :

$$U(k) = U(k-1) + Z_1(i_1 - i_2) \tag{III.53}$$

$$U(k-1) = \frac{Z(k-1)Z_2}{3(Z(k-1)+Z_2)}(i_1 - i_2) \tag{III.54}$$

En se basant sur les équations (III.52), (III.53), (III.54) et après une simplification on aboutit à l'expression suivante :

$$U(k-1) = \left(1 - \frac{3Z_1}{Z(k)}\right) U(k) \tag{III.55}$$

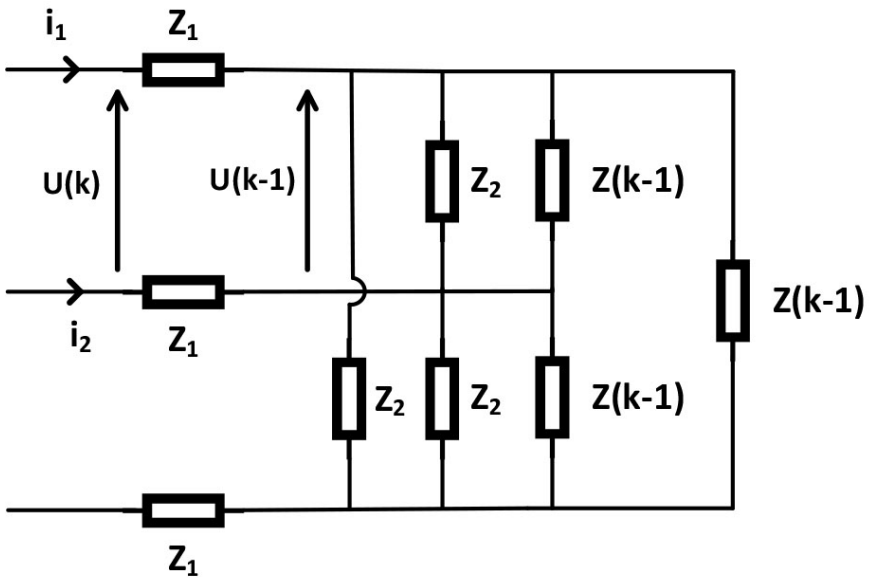


FIGURE III.35 – Les tensions $U(k)$ et $U(k-1)$

III.2.3 Synthèse de la méthode pour les deux types de câbles :

Nous avons développé un code de calcul pour obtenir la réponse en fréquence et ainsi identifier les fréquences de résonance. Ce code est écrit sous MATLAB. Les différentes étapes sont résumées dans l'organigramme suivant (figure III.36).

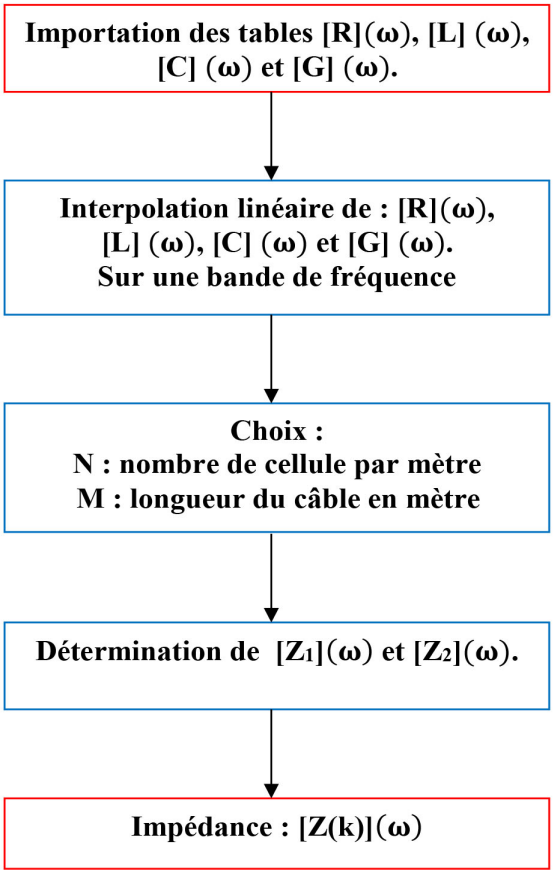


FIGURE III.36 – Étapes de calcul de l'impédance du câble

III.2.4 Cas des câbles non blindés multi-conducteur (Théorème de Kennelly généralisé)

Afin de généraliser la méthode pour traiter le cas d'un câble non blindé multi-conducteur il faut procéder par des conversions mailles-étoile et étoile-maille [63] au lieu des conversions étoile-triangle et triangle-étoile. Mais, cette technique n'est pas réalisable pour toutes les configurations dans les deux sens. Pour cette raison, nous avons traité que les câbles non blindés dont le nombre de conducteurs est impaire supérieur ou égale trois. On néglige les conductances et les capacités linéiques entre les conducteurs non adjacents, de cette façon on généralise la méthode en passant par des conversions étoile-polygone et polygone étoile [64]. Cette conversion fait l'objet du théorème suivant.

Théorème 1 :

Le réseau sous forme polygonale représenté par la figure III.37 et le réseau en étoile montré par la figure III.38 sont équivalents si le nombre des nœuds N_i est impaire et si leurs admittances sont reliées par la relation (III.56) et leurs impédances sont reliées par la relation (III.57).

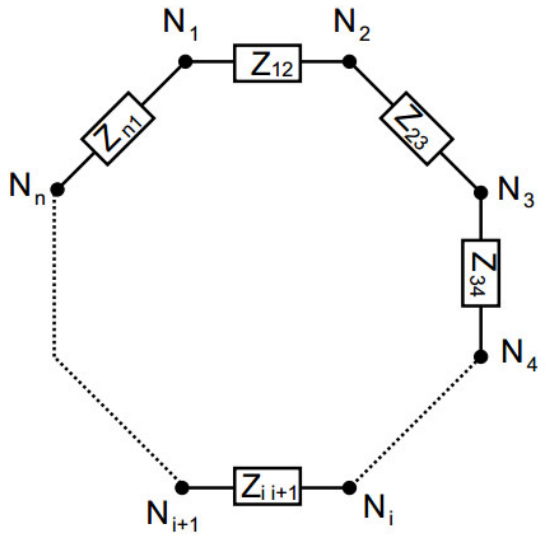


FIGURE III.37 – Le réseau sous forme polygonale

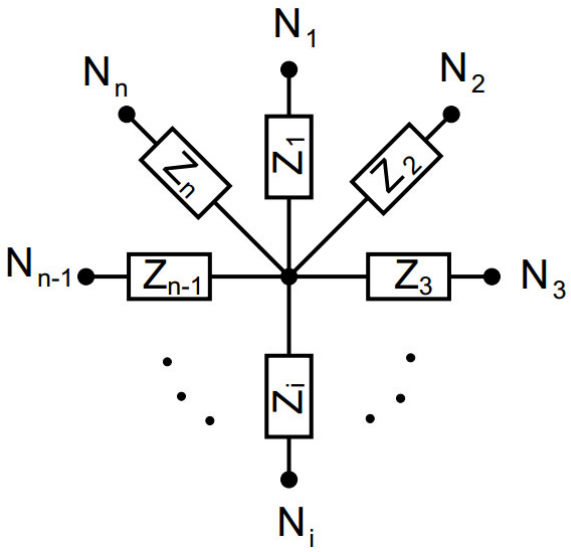


FIGURE III.38 – Le réseau en étoile

L'équation (III.56) traduit la relation entre les admittances du circuit polygonale Y_{ij} et celles du circuit en étoile Y_i. Par contre, l'équation (III.57) établit la relation entre les impédances du circuit en étoile Z_i et les impédances du circuit polygonale Z_{ij}.

$$\begin{pmatrix} Y_{12} \\ Y_{23} \\ \vdots \\ Y_{ii+1} \\ \vdots \\ Y_{n-1n} \\ Y_{n1} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sum_{j=1}^{n} Y_j} \times A^{-1} \times \begin{pmatrix} \sum_{j=2}^{n} Y_1 Y_j \\ \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq 2}}^{n} Y_2 Y_j \\ \vdots \\ \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} Y_i Y_j \\ \vdots \\ \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq n-1}}^{n} Y_1 Y_j \\ \sum_{j=1}^{n-1} Y_n Y_j \end{pmatrix} \tag{III.56}$$

Nous avons : $Y_{ij} = \dfrac{1}{Z_{ij}}$ et $Y_i = \dfrac{1}{Z_i}$

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ \vdots \\ Z_i \\ \vdots \\ Z_{n-1} \\ Z_n \end{pmatrix} = \frac{1}{\sum_{j=1}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}} \times B^{-1} \times \begin{pmatrix} Z_{12}\left(\sum_{j=2}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}\right) \\ Z_{23}\left(Z_{12} + \sum_{j=3}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}\right) \\ \vdots \\ Z_{ii+1}\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}\right) \\ \vdots \\ Z_{n-1n}\left(\sum_{j=1}^{n-2} Z_{jj+1} + Z_{n1}\right) \\ Z_{n1}\left(\sum_{j=1}^{n-1} Z_{jj+1}\right) \end{pmatrix} \tag{III.57}$$

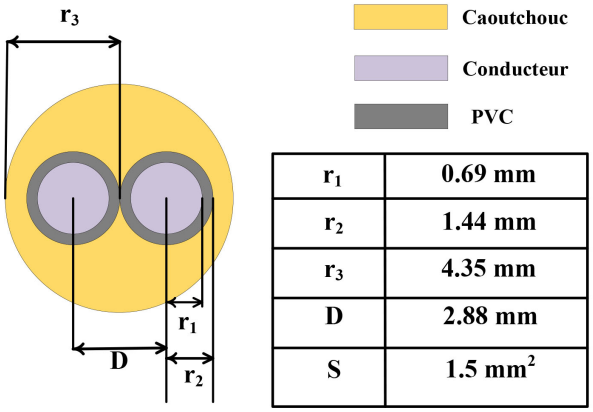
Les matrices A et B ont la forme suivante :

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & 1 & 1 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ \vdots & 0 & 1 & 1 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & 0 & 1 & 1 & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 1 \\ 1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Afin de justifier la possibilité de transformer un circuit polygonal en un circuit en étoile ou l'inverse, on procède à une démonstration de ce théorème généralisé dans l'annexe A.

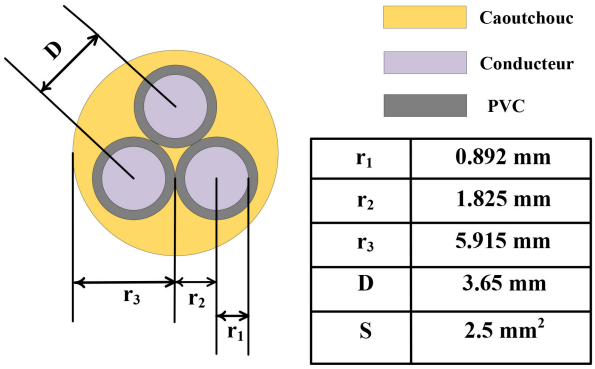
III.2.5 Applications

Dans cette section, nous allons appliquer la méthode proposée sur le câble bifilaire de la figure III.39 et sur le câble de trois conducteurs de la figure III.40. Ensuite, les résultats obtenus seront comparés avec les mesures [23].



r_1	0.69 mm
r_2	1.44 mm
r_3	4.35 mm
D	2.88 mm
S	1.5 mm^2

FIGURE III.39 – Configuration du câble bifilaire



r_1	0.892 mm
r_2	1.825 mm
r_3	5.915 mm
D	3.65 mm
S	2.5 mm^2

FIGURE III.40 – Configuration du câble non blindé à trois conducteurs

Les valeurs des paramètres linéiques sont extraites des résultats expérimentaux trouvés par Weens [23], le programme sur Matlab va directement calculer les impédances équivalentes sur une bande de fréquence [100 KHz, 30 MHz], et avec un pas de 10 KHz, pour les deux types d'essais (court-circuit et circuit ouvert). Ces valeurs seront ensuite tracées sur des courbes pour les comparer avec les valeurs trouvées par l'expérience, mais ce qui est intéressant pour nous c'est le temps de la simulation, qui doit être beaucoup plus petit que le temps demandé par les simulateurs électroniques.

Pour la simulation du câble blindé à deux conducteurs nous avons pris $N = 32$ cellules/mètre et $M = 10$ mètres. L'exécution du code de calcul sur MATLAB pour les essaies en court-circuit et en circuit ouvert a donné les résultats présentés sur la figure III.41.

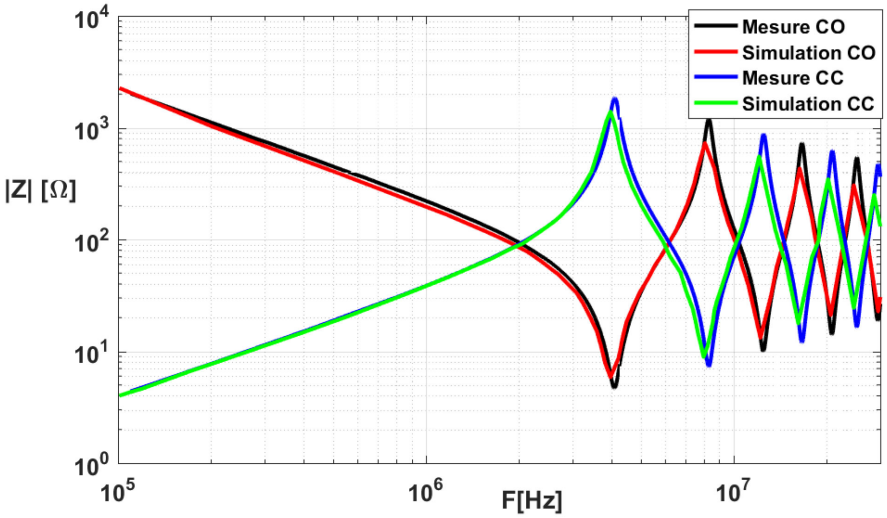


FIGURE III.41 – L'évolution du module de l'impédance pour 10 mètres de câble à deux conducteurs en court circuit (CC) et en circuit ouvert (CO).

On a fait la même démarche que précédemment pour une longueur de 12m du câble non blindé à trois conducteurs. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure III.42.

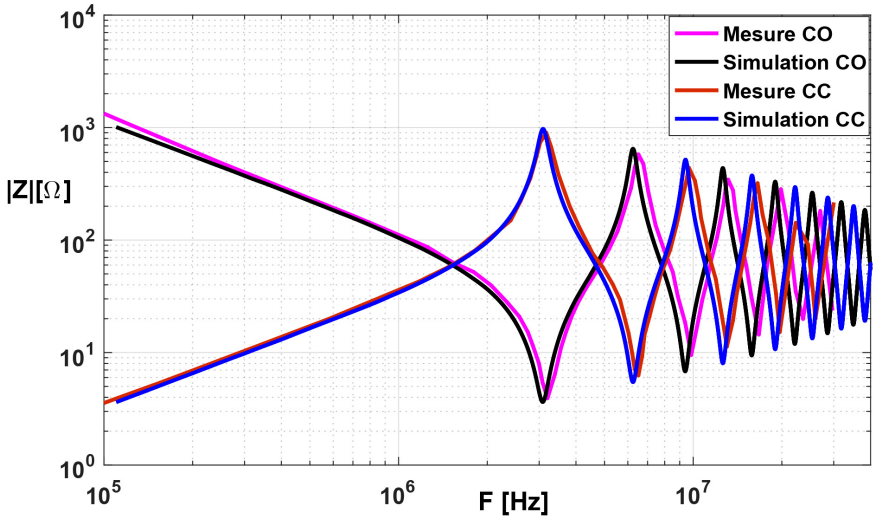


FIGURE III.42 – L'évolution du module de l'impédance pour 12 mètres du câble à trois conducteurs en court circuit (CC) et en circuit ouvert (CO).

Les temps de simulation des différents résultats trouvés précédemment sont donnés par le tableau III.1. Ces simulations ont été faites sur un PC portable HP dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Windows 7 64bits, Core i5, CPU 1.9GHz - 2.5GHz.
- RAM 8 Go.

	Câble non blindé de deux conducteurs		Câble non blindé de trois conducteurs	
Essai	CC	CO	CC	CO
N (Cellules/mètre)	32	32	32	32
M (Mètres de câble)	10	10	12	12
Temps de simulation (Seconde)	0.927586	0.942679	1.126332	1.070089

TABLE III.1 – les temps de simulation pour les essais en CC et en CO des câbles non blindés de 2 et de 3 conducteurs

La similitude de nos résultats avec les mesures confirme la validité de la méthode proposée. En plus, notre technique présente beaucoup d'avantages à savoir : Elle n'introduit pas de conductances et de capacités supplémentaires comme les réseaux en échelle, le temps de simulation est très réduit, et finalement c'est une méthode simple qui offre la possibilité d'augmenter le nombre de cellules par mètre, donc d'améliorer la précision. En revanche, cette technique ne permet pas de traiter les câbles blindés parce qu'on ne peux pas tenir compte du couplage inductif entre les conducteurs et de la variation de la résistance dû à l'effet de proximité. Par ailleurs, le changement de la configuration d'essai (charge asymétrique,certains conducteurs non utilisés ...) doit s'accompagner par une modification du code. Afin de pallier à ces inconvénients on fait recours à la modélisation de type circuit.

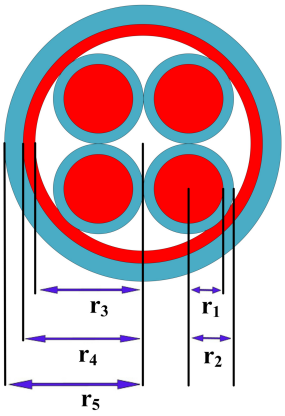
III.3 Modèle à cellules cascadées d'un câble blindé de quatre conducteurs

Comme indiqué précédemment dans le deuxième chapitre le modèle à cellules cascadées dans le domaine temporel à été bien établi. Cependant, il reste quelques améliorations à ajouter. En effet, l'utilisation des réseaux en échelles augmente le nombre de nœuds du circuit simulé. Par conséquent, la durée de la simulation devient inacceptable. Par ailleurs, pour tenir compte de l'effet de proximité nous devons introduire des coefficients de couplage résistif [65]. Ceci n'est pas possible sur le simulateur SPICE (Simulator Program with Integrated Circuit Emphasis). Dans notre proposition, ces limitations sont supprimées. Au lieu des réseaux en échelles, nous avons utilisé des expressions fréquentielles facilement intégrables dans le logiciel Simplorer grâce au langage VHDL-AMS.

III.3.1 Le câble étudié

Dans cette section, nous décrivons graphiquement la géométrie du câble (Fig.III.43). Les conducteurs et le blindage sont tressés en alliage de cuivre. Chaque conducteur est recouvert de PVC. Pour réduire la complexité du modèle, on avance les hypothèses suivantes :

- Le blindage est un conducteur parfait.
- Les coefficients de couplage sont constants.



r_1	0.69 mm
r_2	1.155 mm
r_3	2.99 mm
r_4	3.12 mm
r_5	3.8 mm
σ_0	46 MS/m
ε_r	4.4

FIGURE III.43 – Les caractéristiques du câble étudié.

III.3.2 La cellule élémentaire du câble

Un câble d'énergie peut être vu comme une succession de cellules élémentaires RLGC. Les paramètres de la cellule nécessaires pour atteindre notre objectif sont mentionnés dans la figure III.44. R et L sont la résistance et l'inductance propres du conducteur. Les couples (C_A, G_A), (C_C, G_C) et (C_B, G_B) représentent respectivement la capacité et la conductance entre les conducteurs adjacents, les conducteurs croisés et entre chaque conducteur et le blindage. K_A, K_C, K_P et K_L sont les coefficients de couplage entre résistances et inductances comme le montre la figure.

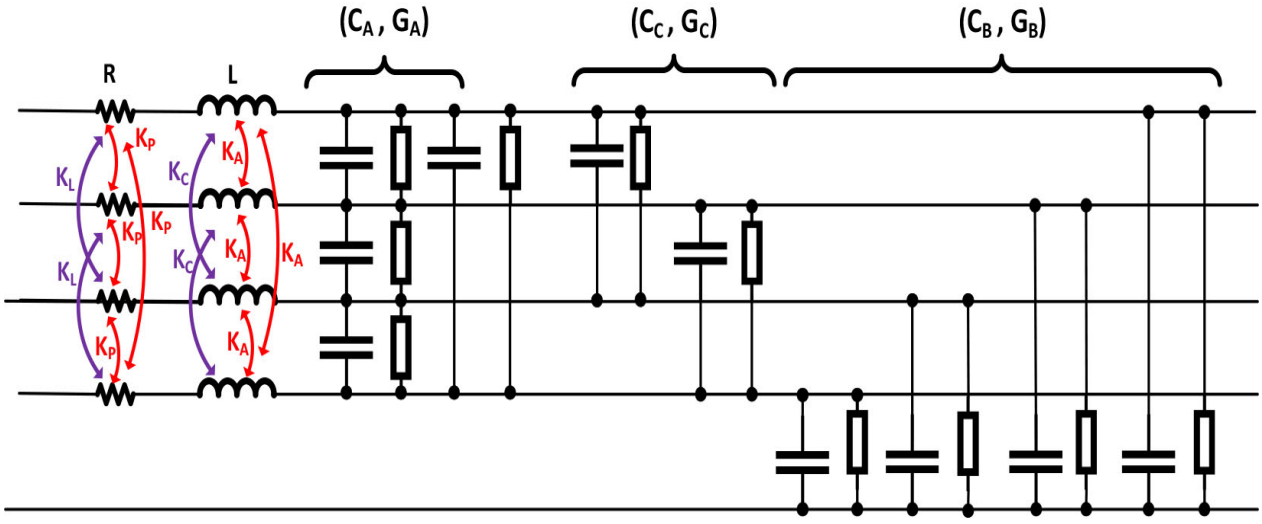
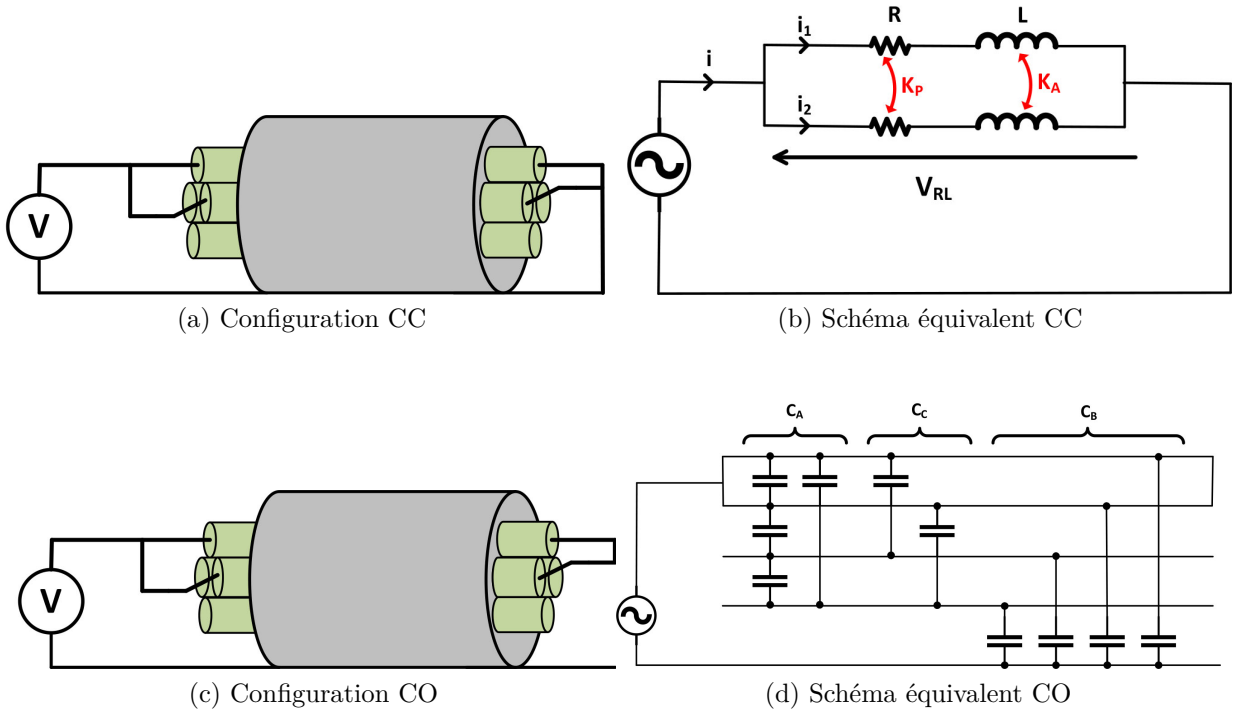


FIGURE III.44 – Cellule élémentaire.

III.3.2.1 Détermination des coefficients de couplage

D'abord, la première étape de modélisation consiste à calculer les coefficients du couplage. Trois configurations en mode commun en basse fréquence permettent d'obtenir les valeurs

des coefficients inductifs [16]. Les mêmes configurations permettent de déduire les valeurs des coefficients résistifs. La première configuration consiste à alimenter deux conducteurs adjacents et le retour du courant est assuré par le blindage. If faut procéder par un essai en court circuit pour déterminer les expressions de la résistance et de l'inductance équivalentes et par un autre en circuit ouvert afin de trouver les formules de la conductance et de la capacité équivalentes (voir la figure III.45).Il est à noter que dans l'essai en circuit ouvert nous avons représenté seulement les capacités pour gagner de l'espace vu que le calcul des conductance reste semblable à celui des capacités.



(a) Configuration CC (b) Schéma équivalent CC

(c) Configuration CO (d) Schéma équivalent CO

FIGURE III.45 – Configuration de deux conducteurs adjacents avec retour par le blindage

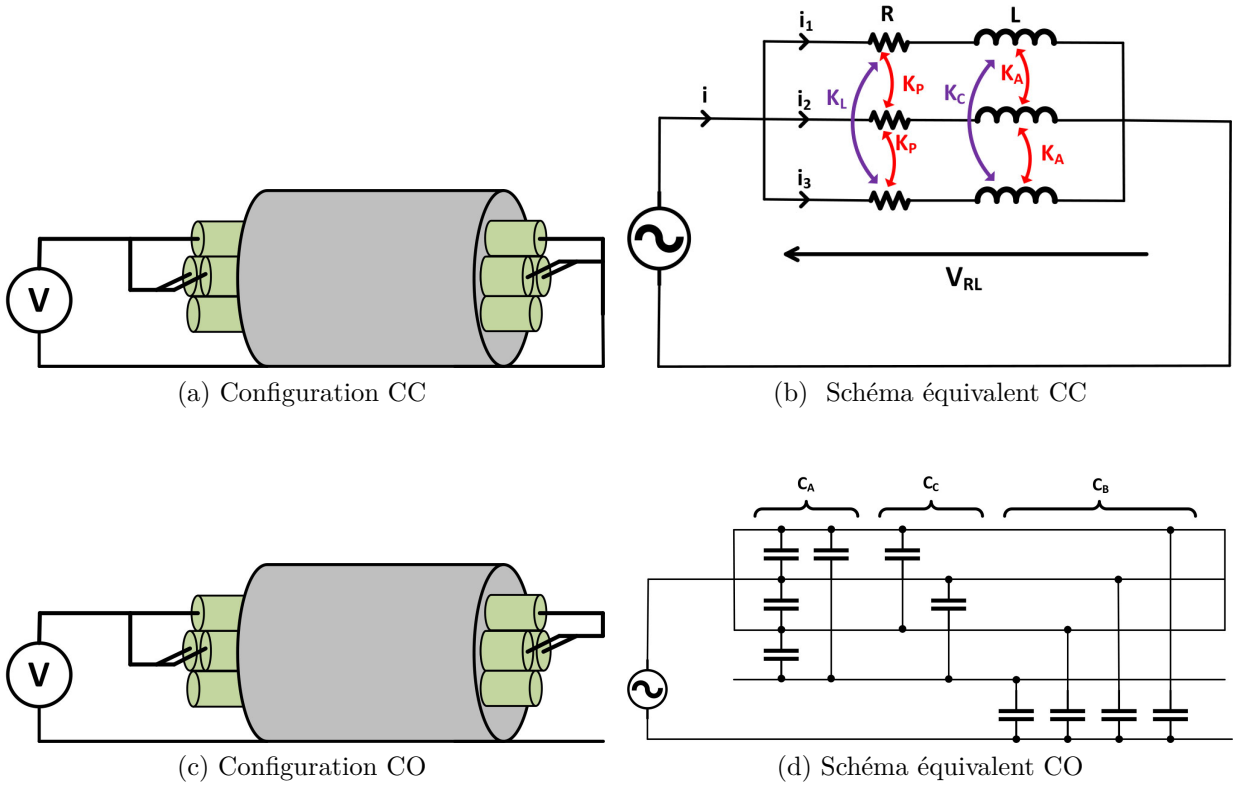
On peut tirer de cet configuration les trois équations suivantes exprimées dans le domaine de Laplace (s désigne l'opérateur de Laplace) :

$$\begin{cases} V_{RL} = (Ls + R)I_1 + (K_A Ls + K_P R)I_2 \\ V_{RL} = (K_A Ls + K_P R)I_1 + (Ls + R)I_2 \\ I = I_1 + I_2 \end{cases} \tag{III.58}$$

Par un calcul similaire à celui de la référence [16] on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} R_2 = \dfrac{(1+K_P)\,R}{2} \\ L_2 = \dfrac{(1+K_A)\,L}{2} \\ C_2 = \dfrac{2\,(C_A+C_C)\,C_B}{C_A+C_B+C_C} + 2C_B \\ G_2 = \dfrac{2\,(G_A+G_C)\,G_B}{G_A+G_B+G_C} + 2G_B \end{cases} \tag{III.59}$$

La deuxième configuration repose sur l'alimentation de trois conducteurs avec le choix du blindage comme chemin de retour du courant comme le montre la figure III.46.



(a) Configuration CC (b) Schéma équivalent CC

(c) Configuration CO (d) Schéma équivalent CO

FIGURE III.46 – Configuration de trois conducteurs avec retour par le blindage.

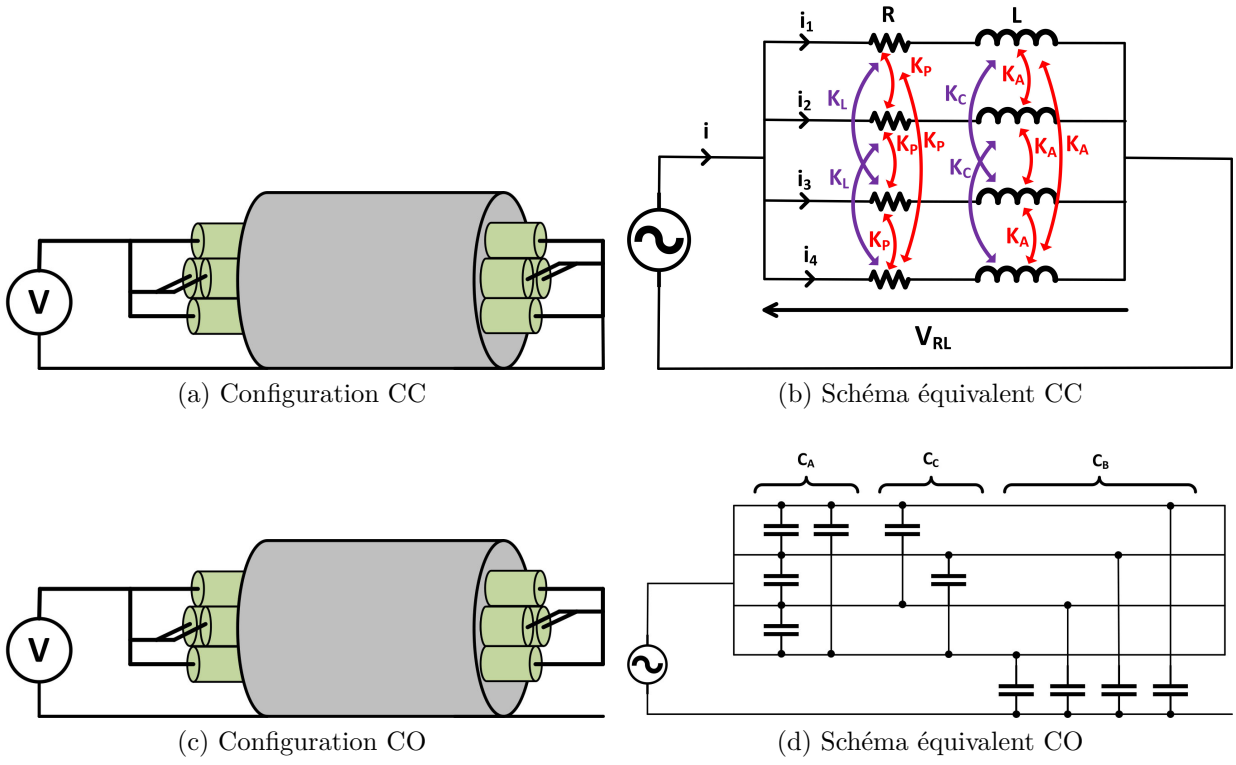
En se basant sur les lois de kirchhoff appliquées sur le schéma en CC on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_{RL} = (Ls+R)I_1 + (K_A Ls + K_P R)I_2 + (K_C Ls + K_L R)I_3 \\ V_{RL} = (K_A Ls + K_P R)I_1 + (Ls+R)I_2 + (K_A Ls + K_P R)I_3 \\ V_{RL} = (K_C Ls + K_L R)I_1 + (K_A Ls + K_P R)I_2 + (Ls+R)I_3 \\ I = I_1 + I_2 + I_3 \end{cases} \tag{III.60}$$

Par identification on déduit les expressions suivantes :

$$\begin{cases} R_3 = \dfrac{(1+2K_P^2 - K_L)\,R}{4K_P - K_L - 3} \\ L_3 = \dfrac{(1+2K_A^2 - K_C)\,L}{4K_A - K_C - 3} \\ C_3 = \dfrac{(2C_A + C_C)\,C_B}{2C_A + C_B + C_C} + 3C_B \\ G_3 = \dfrac{(2G_A + G_C)\,G_B}{2G_A + G_B + G_C} + 3G_B \end{cases} \tag{III.61}$$

La dernière configuration est présentée par la figure III.47. Une tension est appliquée sur les quatre conducteurs. Le blindage joue le rôle du conducteur de retour du courant.



(a) Configuration CC

(b) Schéma équivalent CC

(c) Configuration CO

(d) Schéma équivalent CO

FIGURE III.47 – Configuration de quatre conducteurs avec retour par le blindage.

A partir de la figure III.47 on trouve le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{RL} = (Ls+R)I_1 + (K_A Ls + K_P R)I_2 + (K_C Ls + K_L R)I_3 + (K_A Ls + K_P R)I_4 \\ V_{RL} = (K_A Ls + K_P R)I_1 + (Ls+R)I_2 + (K_A Ls + K_P R)I_3 + (K_C Ls + K_L R)I_4 \\ V_{RL} = (K_C Ls + K_L R)I_1 + (K_A Ls + K_P R)I_2 + (Ls+R)I_3 (K_A Ls + K_P R)I_4 \\ V_{RL} = (K_A Ls + K_P R)I_1 + (K_C Ls + K_L R)I_2 + (K_A Ls + K_P R)I_3 (Ls+R)I_4 \\ \\ I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \end{cases} \tag{III.62}$$

La résolution du système précédent, dans le domaine de Laplace, donne les relations suivantes :

$$\begin{cases} R_4 = \dfrac{(1 + 2K_P + K_L)\, R}{4} \\ L_4 = \dfrac{(1 + 2K_A + K_C)\, L}{4} \\ C_4 = 4C_B \\ G_4 = 4G_B \end{cases} \tag{III.63}$$

Ces configurations sont indispensable pour l'extraction des paramètres linéiques et des coefficients de couplage à partir des mesures ou en utilisant le logiciel FEMM. Dans notre cas les coefficients de couplage sont calculés directement à l'aide du logiciel Ansys Q3D. Ce dernier génère les matrices résistance et inductance y compris leurs coefficients de couplage. La figure III.48 montre un tronçon du câble de longueur de 10 millimètres modélisé sous ledit logiciel.

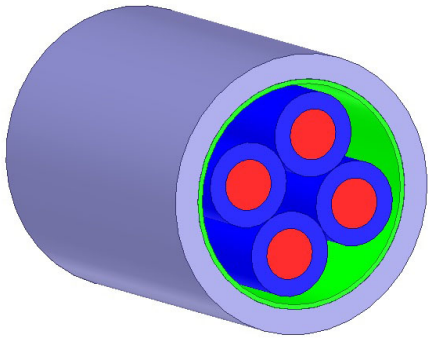


FIGURE III.48 – Le modèle du câble sous ANSYS Q3D.

Le tableau III.2 confronte les valeurs mesurées et celles simulées de la résistance propre des conducteurs et des coefficients de couplage. Cela montre qu'elles sont en bon accord sauf les valeurs des résistances. Cette différence peut provenir d'une estimation inexacte de la géométrie du câble, ou en raison des imperfections du câble qui sont négligées. En plus de ces remarques, en réalité les conducteurs sont toronnés.

	$R(m\Omega)$	K_P	K_L
Mesure	117.12	0.2431	0.1326
Simulation	69.148	0.22092	0.13607

TABLE III.2 – Les valeurs des coefficients de couplage résistif.

III.3.2.2 Les équations décrivant l'évolution des paramètres linèiques

La deuxième étape consiste à extraire les équations caractéristiques des paramètres linéiques du câble à partir des courbes expérimentales sur la bande de fréquence [100 KHz, 30 MHz]. Ces courbes peuvent être approximées en utilisant des fonctions polynomiales, mais pour obtenir un résultat convenable, des polynômes à degré élevé sont nécessaires. Cette solution est difficile à mettre en œuvre et moins efficace. Pour décrire la variation de la résistance, Nous avons ajusté le modèle de l'effet de peau proposé dans [66] comme le montre l'équation (III.64).

$$R = R_{DC} + R_s \left(\frac{f}{f_0}\right)^B \tag{III.64}$$

R_{DC} est la résistance en régime continu, les coefficients R_S et B modélisent l'augmentation de la résistance due à l'effet de peau et f_0 égal à 1 Hz.

Toutes les conductances ont été modélisées par des fonctions linéaires comme indiqué ci-dessous :

$$G_X = G_{DX} \left(\frac{f}{f_0}\right) \tag{III.65}$$

Où X réfère à l'indice de conductance et G_{DX} est une constante qui pondère les pertes diélectriques.

Les résultats des mesures affirment que l'inductance et les capacités linéiques diminuent lentement lorsque la fréquence augmente. Nous avons proposé des fonctions logarithmiques pour élaborer les équations du modèle telles que :

$$L = L_2 \log^2\left(1 + \frac{f}{f_0}\right) + L_1 \log\left(1 + \frac{f}{f_0}\right) + L_0 \tag{III.66}$$

$$C_X = C_{2X} \log^2\left(1 + \frac{f}{f_0}\right) + C_{1X} \log\left(1 + \frac{f}{f_0}\right) + L_{X0} \tag{III.67}$$

L_0, L_1, L_2, C_{2X}, C_{1X} et C_{0X} sont des coefficients constants.

Le graphe de la figure III.49 et celui de la figure III.50 montrent une concordance très satisfaisante entre les données expérimentales et les valeurs des modèles. Donc les formules proposées représentent fidèlement le comportement fréquentiel de la résistance et de l'inductance propres.

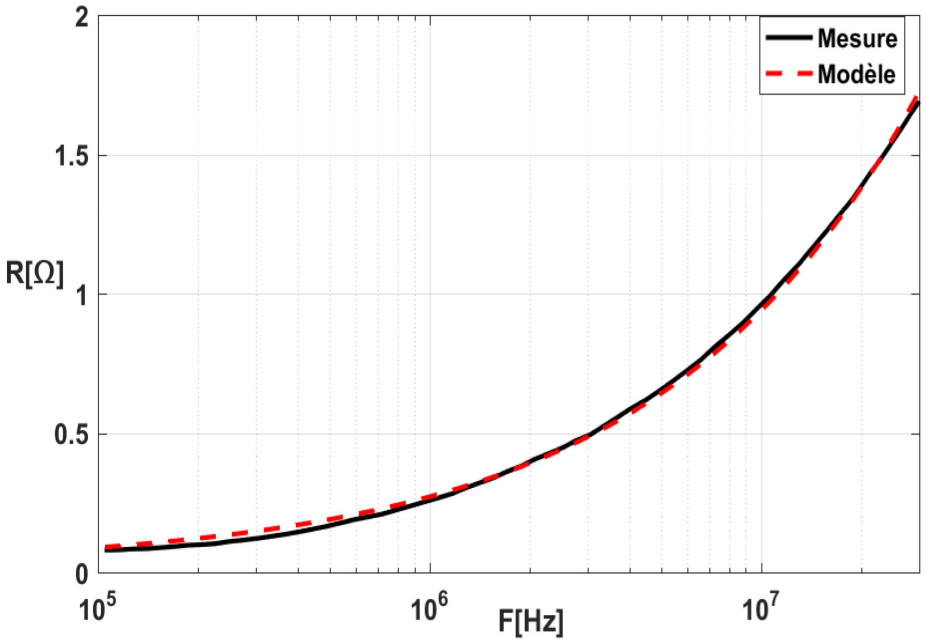


FIGURE III.49 – Le modèle de la résistance propre du câble blindé à quatre conducteurs

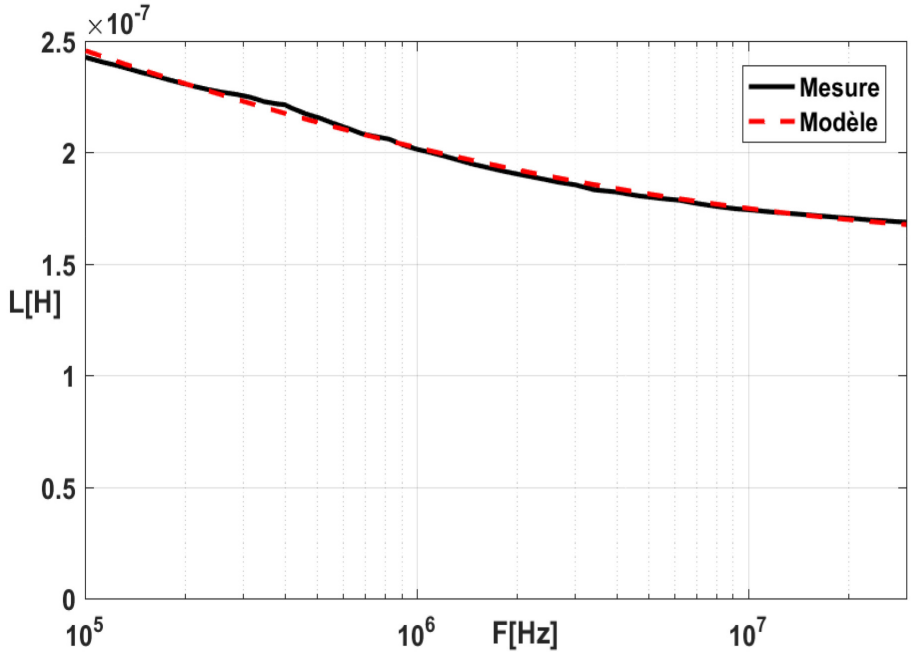


FIGURE III.50 – Le modèle de l'inductance propre du câble blindé à quatre conducteurs

De la même façon, on remarque que les valeurs estimées par les modèles des capacités et des conductances linéiques coïncident avec leurs valeurs correspondantes trouvées expérimentalement (figure III.51, figure III.52 figure III.53, figure III.54, figure III.55 et figure III.56). Ce qui valide les formules proposées.

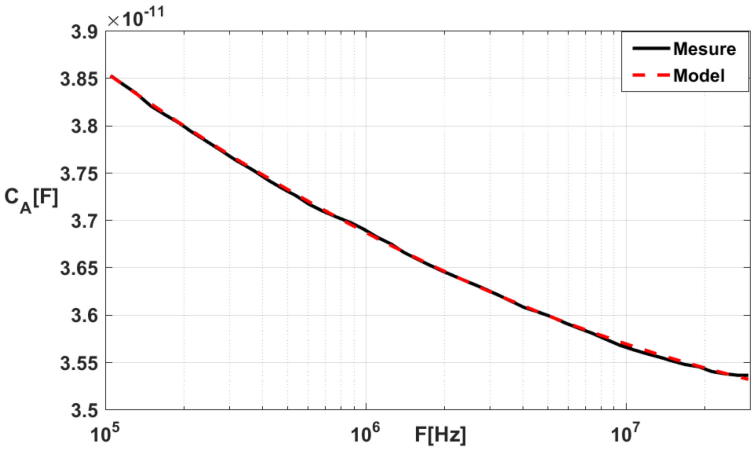


FIGURE III.51 – Le modèle fréquentiel de C_A.

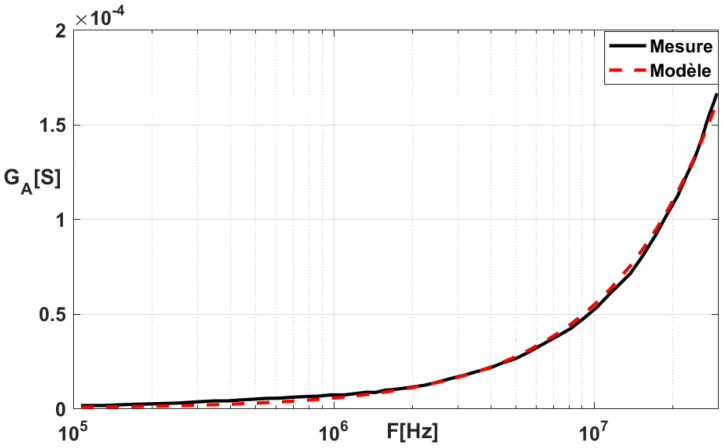


FIGURE III.52 – Le modèle fréquentiel de G_A.

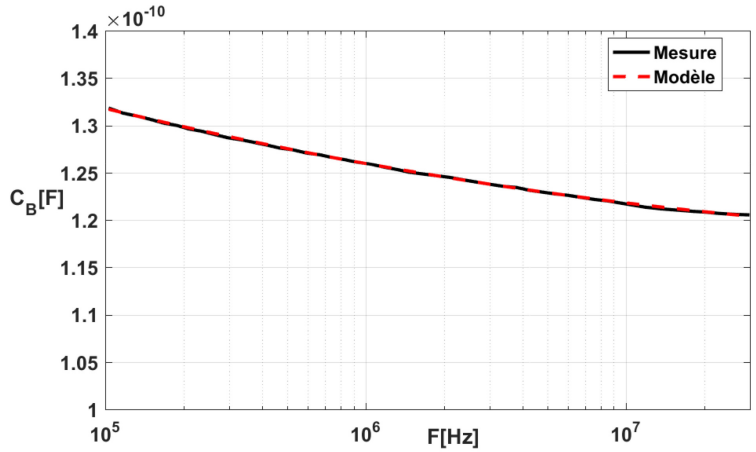


FIGURE III.53 – Le modèle fréquentiel de C_B.

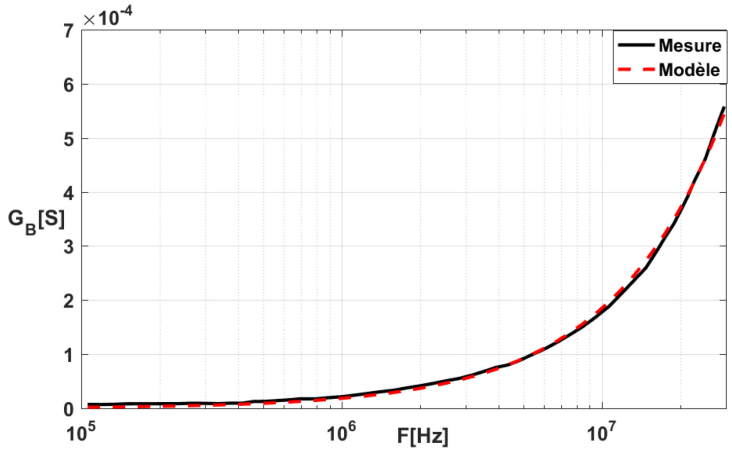


FIGURE III.54 – Le modèle fréquentiel de G_B.

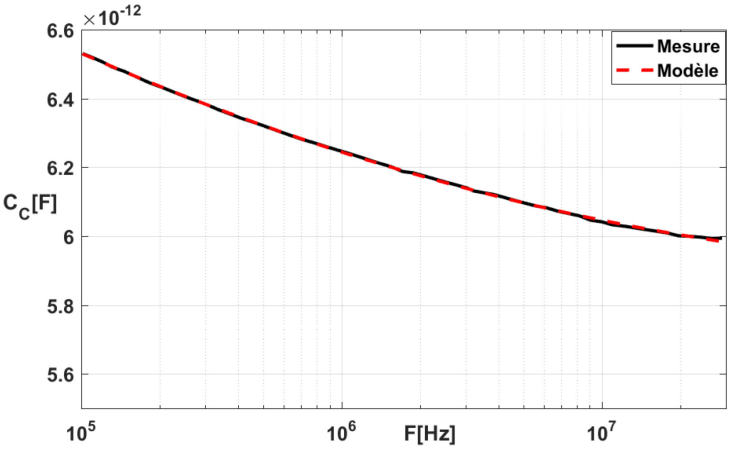


FIGURE III.55 – Le modèle fréquentiel de C_C.

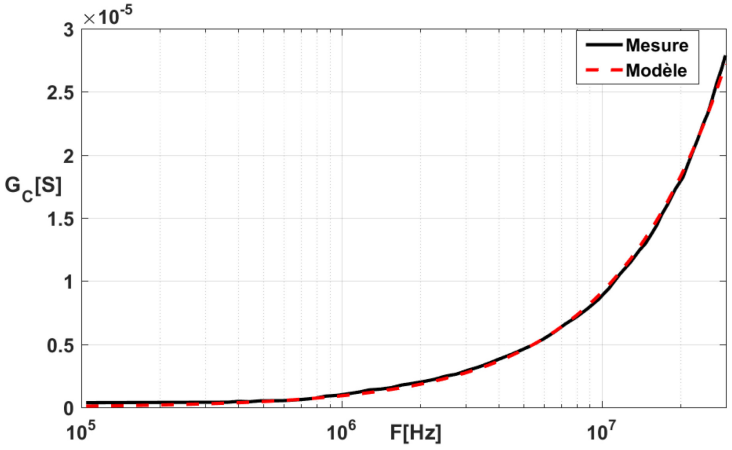


FIGURE III.56 – Le modèle fréquentiel de G_C.

Ces résultats prouvent l'efficacité de nos équations par rapport aux réseaux en échelle [14]. Pour une analyse dans le domaine fréquentiel, l'utilisation de ces fonctions augmentera la précision du modèle global du câble. De plus, elles peuvent prédire le comportement des ses paramètres en dehors de la plage fréquentielle dans laquelle elles sont calculés. Cela est dû au raisonnement physique et mathématique derrière leur formulation. Toutes ces raisons rendent les formules proposées plus attractives que celles trouvées dans la littérature.

Les valeurs des coefficients des équations modélisant les parametres liniéques du câble sont résumées dans le tableau III.3. Ces valeurs ont été calculées à l'aide d'un algorithme d'ajustement écrit sur MATLAB.

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
$R_{DC}(\Omega)$	1.42×10^{-2}	$C_{A0}(F)$	5.481×10^{-11}	$L_0(H)$	7.075×10^{-7}
$R_S(\Omega)$	7.46×10^{-5}	$C_{A1}(F)$	1.974×10^{-12}	$L_1(H)$	5.778×10^{-8}
B	0.5631	$C_{A2}(F)$	4.888×10^{-14}	$L_2(H)$	1.535×10^{-9}
$G_{AD}(S)$	5.443×10^{-12}	$C_{B0}(F)$	1.857×10^{-10}	$C_{C0}(F)$	9.285×10^{-12}
$G_{BD}(S)$	1.845×10^{-11}	$C_{B1}(F)$	6.479×10^{-12}	$C_{C1}(F)$	3.348×10^{-13}
$G_{CD}(S)$	9.102×10^{-13}	$C_{B2}(F)$	1.56×10^{-13}	$C_{C2}(F)$	8.305×10^{-15}

TABLE III.3 – Les valeurs des paramètres des différentes équations.

III.3.3 Modélisation VHDL-AMS des composants de la cellule élémentaire

Les équations établies dans la section précédente sont la base de notre modèle VHDL-AMS du câble. La bibliothèque d'ANSYS Simplorer contient presque tous les éléments nécessaires pour construire la cellule élémentaire du câble. Cependant, ils ont une valeur constante. On peut obtenir le modèle des composants dépendants de la fréquence par une simple substitution ; au lieu du paramètre constant du dipôle, nous mettons son équation fréquentielle correspondante. Pour inclure les différents coefficients de couplage, les quatre résistances linéiques sont associées ensemble dans le même composant, qui a quatre entrées et quatre sorties. Cela nous donne la possibilité d'utiliser le courant de chaque branche dans les équations des autres branches. C'est pareil pour les inductances.

L'organigramme de la procédure de modélisation des résistances couplées et leurs modèles sur Simplorer sont donnés respectivement par la figure III.57 et la figure III.58. Ces illustrations vont clarifier les points cités ci-dessus. Les valeurs de la résistance linéique propore, mesurées ou calculées sur la plage fréquentielle désirée, sont insérées dans l'algorithme développé sur MATLAB. Ceci permet d'extraire les coefficients de la formule approchée $R(f)$.Afin d'obtenir la résistance d'une cellule il faut diviser $R(f)$ par n (le nombre de cellule par mètre). Finalement, on intègre directement les équations (voir l'organigramme) qui tiennent compte du couplage résistif au logiciel Simplorer. On souligne que le modèle circuit de l'inductance est semblable à celui de la résistance.

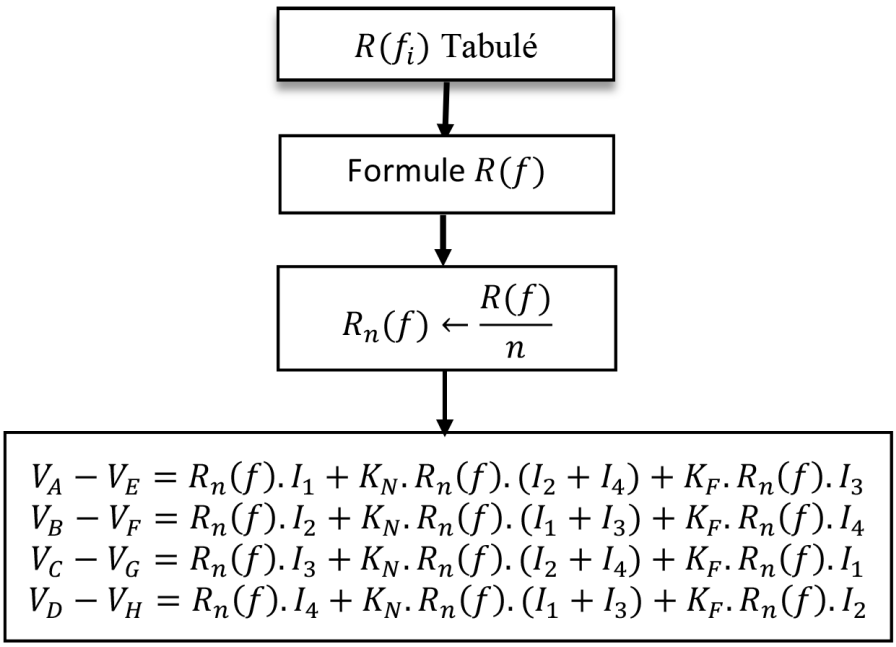


FIGURE III.57 – Organigramme de la procédure de modélisation des résistances couplées. Où n est le nombre de cellules par mètre.

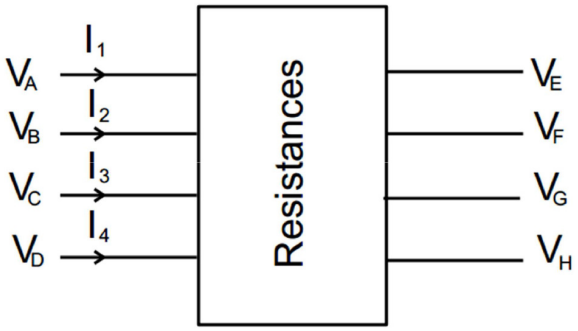


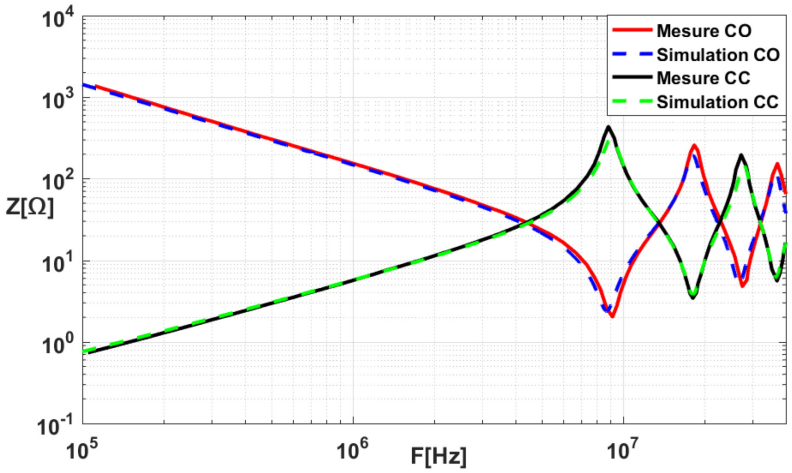
FIGURE III.58 – Le modèle circuit des résistances couplées.

Par ailleurs, le modèle complet de la cellule élémentaire est similaire à celui de la figure III.44. L'utilisation du langage VHDL-AMS rend le modèle flexible et facile à manipuler. Cela signifie que tous les paramètres qui influencent le comportement du câble sont accessibles. Les équations des paramètres du câble sont prises en charge à l'aide de la fonction «frequency». Le logiciel Simplorer effectue directement une analyse dans le domaine fréquentiel à l'aide de l'option «AC setup».

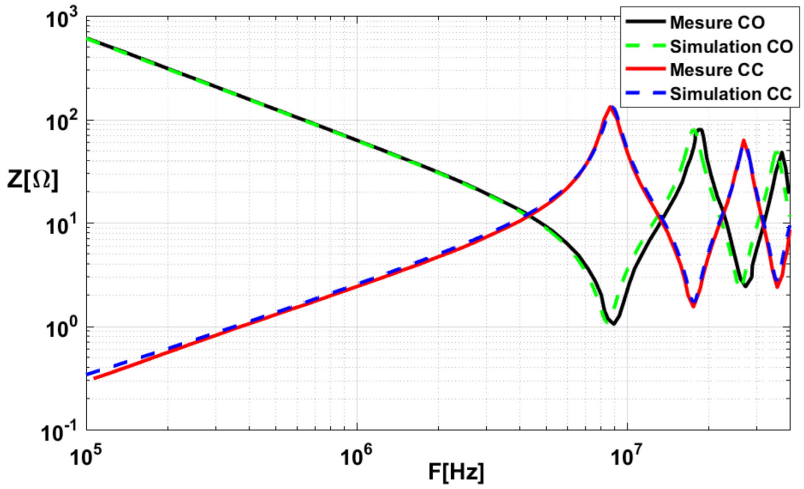
III.3.4 Validation dans le domaine fréquentiel du modèle proposé

Un câble blindé de quatre conducteurs de cinq mètres de long a été simulé sous ANSYS Simplorer en choisissant cinq cellules par mètre. La comparaison entre les résultats

simulés et les données expérimentales pour les tests de court-circuit et de circuit ouvert en mode commun et en mode différentiel est montrée sur la figure III.59 [23]. L'augmentation du nombre des cellules rend le modèle plus précis, mais le temps de simulation augmente considérablement. Cependant, un compromis entre ces deux facteurs nous conduit à des résultats satisfaisants. L'utilisation des coefficients de couplage résistif améliore les résultats simulés en mode différentiel. De l'autre côté, nous remarquons une légère différence entre les mesures et la simulation dans la configuration en mode commun. Cela est dû à l'hypothèse avancée et à d'autres facteurs à savoir : l'hypothèse du conducteur parfait pour le blindage n'est pas vrai et son impédance varie avec la fréquence. Il influence le champ magnétique environnant, ce qui implique des coefficients de couplage supplémentaires. En outre, les erreurs produites par les équations d'ajustement proposées, les perturbations et l'incertitude des appareils de mesure contribuent aussi à cet écart.



(a) Mode différentiel



(b) Mode commun

FIGURE III.59 – L'impédance du câble en circuit ouvert (CO) et en court-circuit (CC) sur la bande de fréquence [100 KHz - 40 MHz].

La figure III.60 illustre un test en court-circuit dans une configuration en mode commun. Les résultats simulés correspondent aux valeurs expérimentales dans une large gamme de fréquences allant jusqu'à 100 MHz. Sachant que nous avons établi les équations des paramètres linéiques sur la plage fréquentiel [100KHz-30MHz] la figure III.60 confirme le caractère prédictif du modèle proposé.

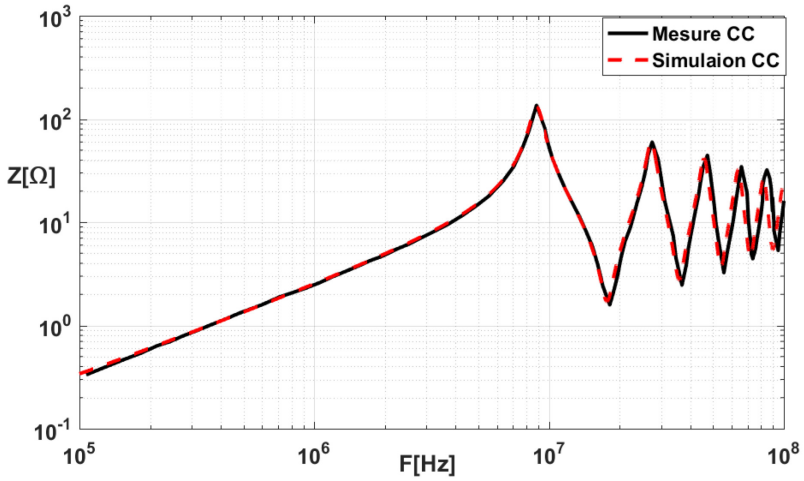


FIGURE III.60 – L'impédance du câble en mode commun pour le test en court-circuit sur la bande de fréquences de 100 KHz à 100 MHz.

Malgré les avantages de la technique proposée dans cette partie, en terme de précision et du nombre réduit de cellules par mètre [67], son inconvénient majeur réside dans le temps de calcul considérable pour simuler les câbles longs. Pour surmonter cette difficulté nous avons proposé un modèle réduit dans le domaine fréquentiel qui fait l'objet du chapitre suivant.

III.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une méthode efficace avec un temps de calcul réduit de l'impédance des câbles d'énergie non blindés. Cette technique donne seulement une idée sur les fréquences de résonance du câble et le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée. Pour étudier d'une manière détaillée le câble dans son environnement nous avons besoin des modèles de types circuits. Pour cela, nous avons proposé une méthode de modélisation des câbles blindés à quatre conducteurs dans le domaine fréquentiel. Nous avons également établi les formules qui décrivent l'évolution fréquentielle des paramètres linéiques du câble. Ensuite, ces équations ont été implémentées dans le logiciel ANSYS Simplorer en utilisant le code VHDL-AMS. Nous avons introduit les coefficients de couplage résistif pour représenter la variation de la résistance selon la configuration du câble. Enfin, les résultats de comparaison avec les mesures valident le modèle élaboré sur la bande de fréquence [100 KHz, 100 MHz].

Chapitre IV : Modèle fréquentiel réduit des câbles d'énergie multiconducteurs

Sommaire

IV.1 Introduction 75
IV.2 Le câble multi-conducteurs à symétrie rotationelle 75
IV.3 Réduction du modèle à cellules cascadées 76
IV.4 Matrice de transformation des matrices circulantes symétriques 79
IV.5 Implémentation du modèle réduit 80
IV.6 Simulation et validation du modèle réduit 82
IV.6.1 Cas du câble d'énergie blindé à trois conducteurs 83
IV.6.2 Cas du câble d'énergie blindé à quatre conducteurs 86
IV.6.3 La validation expérimentale du modèle réduit sur la plage fréquentiel [100 KHz, 100 MHz] 89
IV.6.4 L'efficacité de calcul du modèle réduit 90
IV.7 Applications avec éléments non linéaires 91
IV.8 Conclusion 92

IV.1 Introduction

Pour modéliser les câbles d'énergie longs on rencontre deux difficultés majeures, la première est le nombre limité des composants qu'on peut simuler par le logiciel. La deuxième contrainte réside dans le temps de simulation qui devient prohibitif lorsque la longueur du câble dépasse les dizaines de mètres. Pour pallier à ces problèmes, nous avons établi un nouveau modèle de type circuit pour la simulation dans le domaine fréquentiel des câbles d'énergie multi-conducteurs qui prend en compte tous les phénomènes électromagnétiques se produisant aux hautes fréquences (Excepte le rayonnement). Le modèle proposé peut être appliqué quelle que soit la longueur du câble sans éditer le code [68]. Nous avons choisi d'écrire ce dernier avec le langage VHDL-AMS à cause de son haut niveau d'abstraction [69]. Le code établi sera par la suite implémenté dans le logiciel ANSYS Simplorer. Finalement, pour valider notre proposition nous avons utilisé des résultats de mesures trouvés dans la littérature.

IV.2 Le câble multi-conducteurs à symétrie rotationelle

La structure étudiée des câbles d'énergie blindés multiconducteurs est présentée dans la figure IV.61. On suppose que le câble est uniforme et que les conducteurs sont répartis de manière à garantir la symétrie rotationelle du câble. Nous affirmons également que les ondes électromagnétiques traversant le câble sont en mode TEM (transverse électromagnétique). Cette hypothèse n'est valable que si le rayon du câble est beaucoup plus petit que la longueur d'onde [22]. Cela nous permet de définir le courant et la tension à l'intérieur des conducteurs et du blindage. De plus, la somme des courants dans chaque section de câble est égale à zéro. Par souci de précision, l'impédance linéique série du blindage et son couplage avec les impédances des conducteurs sont pleinement pris en compte.

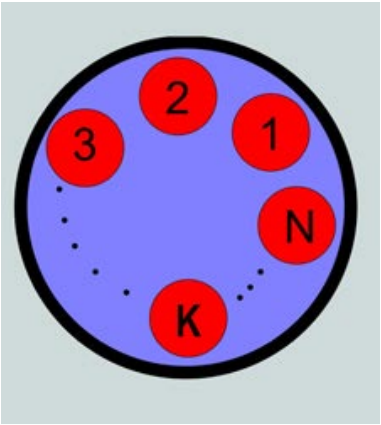


FIGURE IV.61 – Section du câble multi-conducteur.

IV.3 Réduction du modèle à cellules cascadées

Dans cette partie nous allons commencer par une représentation à cellules cascadées du câble multi-conducteur pour aboutir à une formulation réduite. Le but de cette technique et d'atteindre une précision maximale tout en gardant un temps de simulation raisonnable.

Considérons un câble multi-conducteurs d'une longueur d comme le montre la figure IV.62. Un modèle composé de plusieurs cellules élémentaires peut représenter correctement le comportement du câble (Figure IV.62). Cela n'est vérifié que si le nombre de cellules est suffisamment élevé pour négliger le phénomène de propagation dans chaque portion du câble. Comme le nombre total des cellules doit être un entier, le nombre des cellules par mètre est choisi comme suit :

$$m = d \times p \tag{IV.68}$$

Avec p est le nombre de cellules par mètre. Il doit être supérieur à la partie entière de $10/\lambda_{min}$. Cela signifie que longueur du tronçon soit en dessous du dixième de la plus petite longueur d'onde λ_{min} de la bande de fréquence considérée.
Nous définissons les paramètres du modèle du câble montrés dans la figure IV.62. Z_{kk}, Z_{00} représentent respectivement l'impédance série par cellule du $k$ème conducteur et du blindage. Les flèches qui relient ces impédances modélisent l'effet de proximité. Ainsi, les impédances mutuelles cachées Z_{kj} permettent d'inclure l'effet de couplage entre le $k$ème et le $j$ème conducteurs. Alors que Y_{kj} est l'admittance par cellule entre le $k$ème et le $j$ème conducteurs.
De plus, Y_{0k} et Z_{0k} désignent respectivement l'admittance par cellule et l'impédance mutuelle par cellule entre le $k$ème conducteur et le blindage.

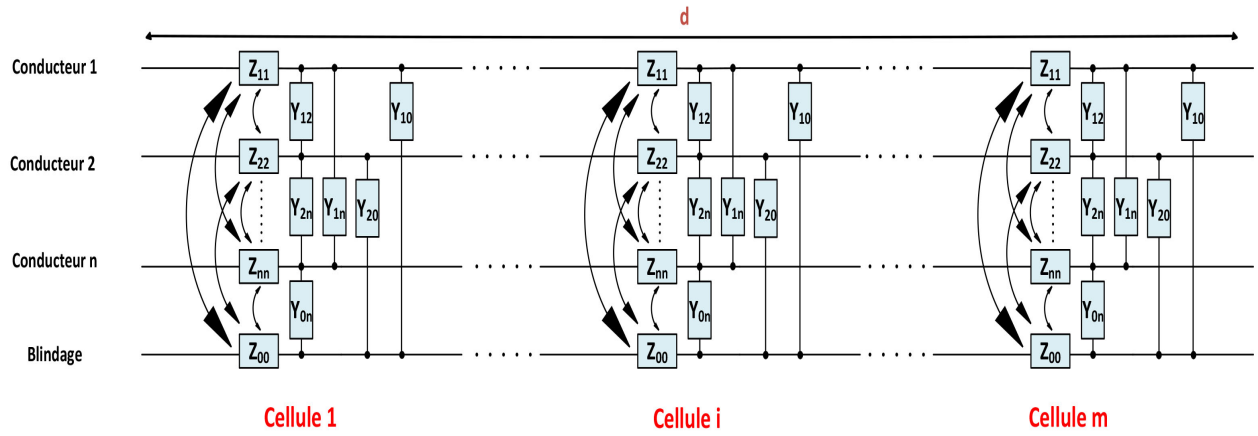


FIGURE IV.62 – Modèle à cellules cascadées d'un câble blindé multi-conducteur de longueur d.

Pour déterminer la relation entre les grandeurs électriques (courant et tension) à l'entrée du câble et ceux à sa sortie on se base sur le modèle électrique de la $i$ème cellule exposé par la figure IV.63

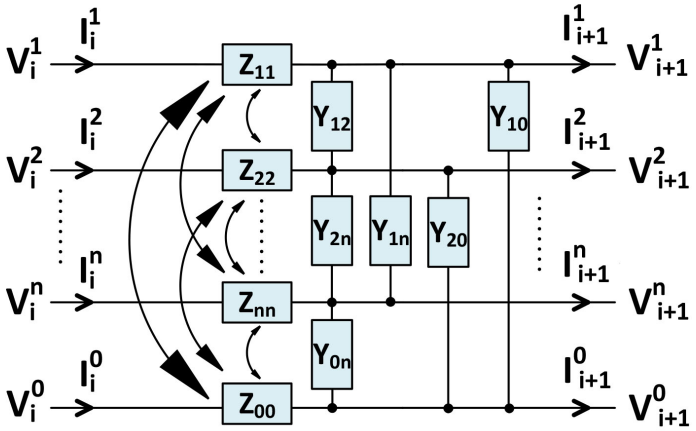


FIGURE IV.63 – Modèle de la i^{eme} cellule élémentaire.

En appliquant les lois de Kirchhoff au circuit de la figure IV.63, nous obtenons les équations matricielles suivantes :

$$V_{i+1} - V_i = -Z \times I_i \tag{IV.69}$$

$$I_{i+1} - I_i = -Y \times V_{i+1} \tag{IV.70}$$

où :

$$V_{i+1} = \begin{pmatrix} V_{i+1}^1 \\ V_{i+1}^2 \\ \vdots \\ V_{i+1}^n \\ V_{i+1}^0 \end{pmatrix}, \; V_i = \begin{pmatrix} V_i^1 \\ V_i^2 \\ \vdots \\ V_i^n \\ V_i^0 \end{pmatrix}, \; I_{i+1} = \begin{pmatrix} I_{i+1}^1 \\ I_{i+1}^2 \\ \vdots \\ I_{i+1}^n \\ I_{i+1}^0 \end{pmatrix}, \; I_i = \begin{pmatrix} I_i^1 \\ I_i^2 \\ \vdots \\ I_i^n \\ I_i^0 \end{pmatrix}$$

$$Z = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots Z_{1n} & Z_{10} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots Z_{2n} & Z_{20} \\ \vdots & \vdots & \ddots \vdots & \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots Z_{nn} & Z_{n0} \\ Z_{01} & Z_{02} & \dots Z_{0n} & Z_{00} \end{pmatrix}, \; Y = \begin{pmatrix} \sum\limits_{\substack{k=0 \\ k\neq 1}}^{n} Y_{1k} & -Y_{12} & \cdots - Y_{1n} & -Y_{10} \\ -Y_{21} & \sum\limits_{\substack{k=0 \\ k\neq 2}}^{n} Y_{2k} & \cdots - Y_{2n} & -Y_{20} \\ \vdots & \vdots & \ddots \vdots & \vdots \\ -Y_{n1} & -Y_{n2} & \dots \sum\limits_{k=0}^{n-1} Y_{nk} & -Y_{n0} \\ -Y_{01} & -Y_{02} & \cdots - Y_{0n} & \sum\limits_{k=1}^{n} Y_{0k} \end{pmatrix}$$

Nous supposons ci-dessus que l'approximation du mode TEM est vérifiée, ainsi l'équation suivante est justifiée :

$$\sum_{k=0}^{n} I_i^k = 0 \tag{IV.71}$$

Avec $i = 1, 2, ...m + 1$

Par conséquent, les relations entre les tensions et les courants de sortie de la $i$ème cellule (V_{i+1}, I_{i+1}) et ceux à son entrée (V_i, I_i) peuvent être déduites.

Une nouvelle relation entre les tensions et les courants de sortie et d'entrée de la $i$ème cellule est obtenue au moyen de l'équation (IV.71) :

$$U_{i+1} - U_i = -Z' \times I'_i \tag{IV.72}$$

$$I'_{i+1} - I'_i = -Y' \times U_{i+1} \tag{IV.73}$$

tel que :

$$U_{i+1} = \begin{pmatrix} V_{i+1}^1 - V_{i+1}^0 \\ V_{i+1}^2 - V_{i+1}^0 \\ \vdots \\ V_{i+1}^n - V_{i+1}^0 \end{pmatrix},\ U_i = \begin{pmatrix} V_i^1 - V_i^0 \\ V_i^2 - V_i^0 \\ \vdots \\ V_i^n - V_i^0 \end{pmatrix},\ I'_{i+1} = \begin{pmatrix} I_{i+1}^1 \\ I_{i+1}^2 \\ \vdots \\ I_{i+1}^n \end{pmatrix},\ I'_i = \begin{pmatrix} I_i^1 \\ I_i^2 \\ \vdots \\ I_i^n \end{pmatrix}$$

$$Z' = \begin{pmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} & \dots Z'_{1n} \\ Z'_{21} & Z'_{22} & \dots Z'_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots \vdots \quad \vdots \\ Z'_{n1} & Z'_{n2} & \dots Z'_{nn} \end{pmatrix},\ Y' = \begin{pmatrix} \sum\limits_{\substack{k=0 \\ k\neq 1}}^{n} Y_{1k} & -Y_{12} & \cdots - Y_{1n} \\ -Y_{21} & \sum\limits_{\substack{k=0 \\ k\neq 2}}^{n} Y_{2k} & \cdots - Y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots \vdots \quad \vdots \\ -Y_{n1} & -Y_{n2} & \dots \sum\limits_{k=0}^{n-1} Y_{nk} \end{pmatrix}$$

avec $Z'_{kj} = Z_{kj} + Z_{00} - 2Z_{k0}$ pour $k, j = 1, 2....n$.
Z' et Y' sont des matrices circulantes symétriques (en raison de la symétrie de rotation du câble) qui représentent respectivement l'impédance et l'admittance de la cellule . Toutes les matrices circulantes de même dimension sont diagonalisables dans la même base. Ainsi, les équations du câble peuvent être découplées en utilisant une matrice de transformation indépendante de la fréquence [70]. Le découplage des sorties et des entrées dans les équations (IV.72) et (IV.73) donne :

$$\begin{pmatrix} U_{i+1} \\ I'_{i+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -Z' \\ -Y' & 1 + Y'Z' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_i \\ I'_i \end{pmatrix} \tag{IV.74}$$

où 1 est la matrice d'identité.

Nous définissons les matrices linéiques d'impédance $\bar{Z}$ et d'admitance $\bar{Y}$ comme suit :

$$\bar{Z} = p \times Z' \tag{IV.75}$$

$$\bar{Y} = p \times Y' \tag{IV.76}$$

Il est claire que (IV.74), (IV.75) et (IV.76) permettent d'exprimer la relation entre les vecteurs de courant et de tension aux bornes du câble :

$$\begin{pmatrix} U_s \\ I_s \end{pmatrix} = H_{(m,p)} \begin{pmatrix} U_e \\ I_e \end{pmatrix} \tag{IV.77}$$

tel que :

$$U_e = U_1,\ U_s = U_{m+1},\ I_e = I'_1,\ I_s = I'_{m+1}$$

et

$$H_{(m,p)} = \begin{pmatrix} 1 & -\dfrac{\bar{Z}}{p} \\ -\dfrac{\bar{Y}}{p} & 1+\dfrac{\bar{Y}\bar{Z}}{p^2} \end{pmatrix}^m$$

En utilisant $H_{(m,p)}$, on peut facilement calculer la matrice d'admittance équivalente du modèle de câble à cellules cascadées sans avoir besoin de passer par une simulation [57]. L'augmentation du nombre de cellules améliore considérablement la précision du modèle. Par conséquent, le théorème suivant vise à calculer la limite de la matrice de transfert lorsque le nombre de cellules tend vers l'infini.

Théorème 2 :

Considérons deux matrices complexes, inversible et diagonalisables $\bar{Z}$ et $\bar{Y}$ telles que : $\bar{Z}\bar{Y} = \bar{Y}\bar{Z}$ et les entiers donnés m et p pour lesquels (IV.68) est valable. Si nous avons la matrice de transfert $H_{(m,p)}$ comme définie en (IV.77), la règle suivante est vérifiée :

$$H_{(m,p)} = \begin{pmatrix} \sum_{k=0}^{m-1} \dfrac{C_{m+k-1}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} & -Z_c\left(\sum_{k=0}^{m-1} \dfrac{C_{m+k}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) \\ -Z_c^{-1}\left(\sum_{k=0}^{m-1} \dfrac{C_{m+k}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) & \sum_{k=0}^{m} \dfrac{C_{m+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} \end{pmatrix} \tag{IV.78}$$

Sachant que le modèle devient plus précis si on augmente le nombre de cellules par mètre, il s'avère intéressant de tendre la limite vers l'infini, c'est l'objectif de l'équation qui suit :

$$\lim_{m\to\infty} H_{(m,p)} = \begin{pmatrix} Cosh(d\Gamma) & -Z_c Sinh(d\Gamma) \\ -Z_c^{-1} Sinh(d\Gamma) & Cosh(d\Gamma) \end{pmatrix} \tag{IV.79}$$

Avec $\Gamma = \sqrt{\bar{Z}\bar{Y}}$ and $Z_c = \sqrt{\bar{Z}\bar{Y}^{-1}}$.

Nous soulignons que l'utilisation du théorème mentionné et la résolution des équations des télégraphistes dans le domaine modal conduisent au même résultat [26]. La précision du modèle est améliorée mathématiquement à mesure que nous augmentons le nombre de cellules. La démonstration de ce théorème est incluse dans l'annexe B.

IV.4 Matrice de transformation des matrices circulantes symétriques

En raison de la symétrie rotationnelle des câbles, les matrices d'impédance et d'admittance linéiques sont circulantes symétriques. Ce type de matrices se caractérise par plusieurs propriétés :

- La somme, le produit et l'inverse de deux matrices circulantes sont également des matrices circulantes.
- La multiplication de deux matrices circulantes est commutative.
- Les matrices circulantes symétriques de même taille ont les mêmes vecteurs propres, qui peuvent être choisis réels ou complexes.

La référence [71] propose l'expression de la matrice des vecteurs propres $T_n = \left[t_{ij}\right]$ d'une matrice circulante symétrique d'ordre n :

$$t_{ij} = \sqrt{\frac{2}{n}} cos\left(\frac{2(i-1)(j-1)\pi}{n} - \frac{\pi}{4}\right) \tag{IV.80}$$

Il est important de mentionner que cette représentation de la matrice de transformation n'est pas unique.

IV.5 Implémentation du modèle réduit

Afin d'établir un modèle comportemental basé sur le language VHDL-AMS des câbles multi-conducteurs, il est obligatoire de découpler les équations des conducteurs pour obtenir un système d'équations composé uniquement de fonctions fréquentielles multipliées par les tensions et les courants aux bornes du câble. Pour clarifier cette idée, commençons par identifier les matrices d'impédance et d'admittance diagonales :

$$\bar{Z} = T_n \tilde{Z} T_n^{-1} \tag{IV.81}$$

$$\bar{Y} = T_n \tilde{Y} T_n^{-1} \tag{IV.82}$$

Avec :

$$\tilde{Z} = diag(\tilde{Z_1}, \tilde{Z_2}, ..., \tilde{Z_n})$$
$$\tilde{Y} = diag(\tilde{Y_1}, \tilde{Y_2}, ..., \tilde{Y_n})$$

Les grandeurs électriques de sortie seront exprimées en fonction des entrées. En combinant (IV.77) et (IV.79) et selon (IV.81) et (IV.82) on obtient :

$$\begin{pmatrix} T_n^{-1} U_s \\ T_n^{-1} I_s \end{pmatrix} = \tilde{H} \begin{pmatrix} T_n^{-1} U_e \\ T_n^{-1} I_e \end{pmatrix} \tag{IV.83}$$

Avec :

$$\tilde{H} = \begin{pmatrix} Cosh(d\tilde{\Gamma}) & Z_c Sinsh(d\tilde{\Gamma}) \\ Z_c^{-1} Sinsh(d\tilde{\Gamma}) & Cosh(d\tilde{\Gamma}) \end{pmatrix}$$
$$\tilde{\Gamma} = \sqrt{\tilde{Z}\tilde{Y}} \; and \; \tilde{Z}_c = \sqrt{\tilde{Z}\tilde{Y}^{-1}}$$

Considérons $T_n^{-1} = [t'_{ij}]$, pour tout $i = 1, 2...n$. Nous avons :

$$\sum_{k=1}^{n} t'_{ik} U_s^k = Cosh(d\tilde{\Gamma}_i) \left(\sum_{k=1}^{n} t'_{ik} U_e^k\right) - \tilde{Z}_c^i Sinh(d\tilde{\Gamma}_i) \left(\sum_{k=1}^{n} t'_{ik} I_e^k\right) \tag{IV.84}$$

$$\sum_{k=1}^{n} t'_{ik} I_s^k = Cosh(d\tilde{\Gamma}_i) \left(\sum_{k=1}^{n} t'_{ik} I_e^k \right) - (\tilde{Z}_c^i)^{-1} Sinh(d\tilde{\Gamma}_i) \left(\sum_{k=1}^{n} t'_{ik} U_e^k \right) \tag{IV.85}$$

Comme indiqué précédemment, le langage VHDL-AMS prend en charge les expressions dépendantes de la fréquence, grâce à la fonction intégrée «frequency». Néanmoins, lorsqu'on traite des entités complexes telles que les fonctions complexes sinus et cosinus hyperboliques, dans ce cas, on ne peut pas les implémenter directement. L'équation suivante permet de surmonter ce problème :

$$jX = \frac{\frac{dX}{dt}}{2\pi f} \tag{IV.86}$$

où X désigne une tension ou un courant aux bornes du câble et f est la fréquence de simulation.
De plus, la racine carrée de la fonction de fréquence complexe $\tilde{\Gamma}_i^2 = a_i + jb_i$ est $\tilde{\Gamma}_i = a'_i + jb'_i$.

Avec :

$$a'_i = \sqrt{\frac{a_i + \sqrt{a_i^2 + b_i^2}}{2}} \tag{IV.87}$$

$$b'_i = \frac{b_i}{\sqrt{2\left(a_i + \sqrt{a_i^2 + b_i^2}\right)}} \tag{IV.88}$$

Les fonctions hyperboliques de la fonction complexe $\tilde{\Gamma}_i$ dépendante de la fréquence peuvent être écrites de la manière suivante :

$$Cosh(\tilde{\Gamma}_i) = cosh(a'_i)cos(b'_i) + jsinh(a'_i)sin(b'_i) \tag{IV.89}$$

$$Sinh(\tilde{\Gamma}_i) = sinh(a'_i)cos(b'_i) + jcosh(a'_i)sin(b'_i) \tag{IV.90}$$

En combinant (IV.86) et (IV.89), nous avons :

$$Cosh(d\tilde{\Gamma}_i)X = cosh(da'_i)cos(db'_i)X + \frac{sinh(da'_i)sin(db'_i)\frac{dX}{dt}}{2\pi f} \tag{IV.91}$$

La même règle s'applique pour (IV.90). Nous avons établi dans la partie précédente les fonctions fréquentielles qui décrivent avec précision l'évolution des paramètres linéiques. Les valeurs propres des matrices admittance et impédance sont la combinaison des coefficients de ces matrices. Par conséquent, nous les décrivons comme suit :

$$\tilde{Z}_i = \tilde{R}_i + j\omega\ \tilde{L}_i \tag{IV.92}$$

$$\tilde{Y}_i = \tilde{G}_i + j\omega\ \tilde{C}_i \tag{IV.93}$$

Avec :

$$\tilde{R}_i = a_i f^{b_i} + c_i$$

$$\tilde{L}_i = L_{1i} log(1+f)^2 + L_{2i} log(1+f) + L_{3i}$$

$$\tilde{G}_i = g_i f$$
$$\tilde{C}_i = C_{1i} log(1+f)^2 + C_{2i} log(1+f) + C_{3i}$$

avec a_i, b_i, c_i, L_{1i}, L_{2i}, L_{3i}, C_{1i}, C_{2i}, C_{3i} et g_i sont de coefficients réels de dimensions appropriées et $\omega = 2\pi f$.
Dans la plupart des cas, la capacité linéique varie légèrement avec la fréquence et l'influence de la variation de la conductance est négligée. Ainsi, elles sont considérées comme des constantes. Enfin, nous obtenons le système global des équations qui sera implémenté directement dans ANSYS Simplorer, en incluant simplement (IV.86), (IV.87), (IV.88), (IV.91), (IV.92) et (IV.93) dans (IV.84) et (IV.85).

IV.6 Simulation et validation du modèle réduit

Dans cette section de ce chapitre, deux exemples d'application sont traités sur ANSYS Simplorer et les résultats des simulations des modèles réduits sont confrontés à ceux du modèle à cellules cascadées afin de montrer l'efficacité de la technique du modèle réduit. De plus, une comparaison avec des mesures sur une large gamme de fréquence est présentée pour valider le modèle proposé.

Premièrement, les matrices impédance et admittance linéiques du câble ont été calculées en utilisant un logiciel commercial basé sur la méthode des éléments finis (Ansys Q3D). Ensuite, un algorithme d'ajustement écrit sur MATLAB nous a permis de trouver les valeurs précises des coefficients des fonctions fréquentielles qui modélisent les paramètres linéiques du câble. Finalement, nous construisons le modèle à cellules cascadées et le modèle réduit en suivant la démarche décrite dans le paragraphe précédent.

Comme nous l'avons mentionné antérieurement, la distance du câble est définie comme un paramètre générique. Cette distance peut être modifiée sans modifier le code du modèle de câble. Il est montré dans le chapitre précédent que le modèle à cellules cascadées donne des résultats appropriés par rapport aux mesures lorsque le nombre de cellules élémentaires est de 5 cellules/mètre. Pour cette raison, le même nombre a été choisi pour les deux exemples.

Les matrices de transformation utilisées ici sont calculées par diagonalisation des matrices circulantes symétriques symboliques sur MATLAB. Par conséquent, nous avons obtenu des matrices de transformation d'ordre 3 et 4 à coefficients entiers. Dans le cas général, on peut utiliser la formule dans (IV.80). Les matrices T_3 et T_4 sont les suivantes :

$$T_3 = \begin{pmatrix} -1 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}, \; T_4 = \begin{pmatrix} -1 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Les paramètres linéiques longitudinaux du câble peuvent être exprimés comme suit :

$$\begin{cases} \bar{R}_{ij} = \bar{a}_{ij} f^{\bar{b}_{ij}} + \bar{c}_{ij} \\ \bar{L}_{ij} = \bar{L}_{1,ij} log(1+f)^2 - \bar{L}_{2,ij} log(1+f) + \bar{L}_{3,ij} \end{cases} \tag{IV.94}$$

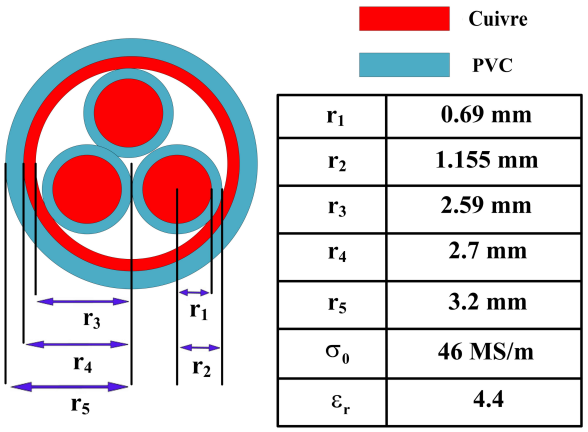
Les matrices conductance et capacité linéiques sont considérées constantes dans les deux exemples de simulation, mais dépendantes de la fréquence dans le dernier cas. Leurs expres-

sions fréquentielles générales sont données par :

$$\begin{cases} \bar{G}_{ij} = \bar{g}_{ij} f \\ \bar{C}_{ij} = \bar{C}_{1,ij} log(1+f)^2 - \bar{C}_{2,ij} log(1+f) + \bar{C}_{3,ij} \end{cases} \tag{IV.95}$$

IV.6.1 Cas du câble d'énergie blindé à trois conducteurs

Le premier exemple de simulation concerne un câble d'énergie blindé à trois conducteurs comme illustré sur la figure IV.64. Le blindage et les conducteurs sont en cuivre dont la conductivité est σ_0. Les conducteurs et le câble sont recouverts par le chlorure de polyvinyle (PVC) dont la permittivité est égale à ϵ_r.



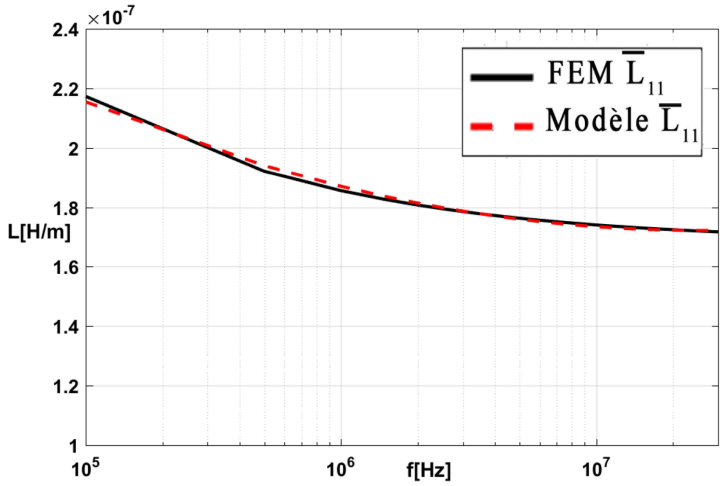
r_1	0.69 mm
r_2	1.155 mm
r_3	2.59 mm
r_4	2.7 mm
r_5	3.2 mm
σ_0	46 MS/m
ε_r	4.4

FIGURE IV.64 – La géométrie du câble blindé à trois conducteurs.

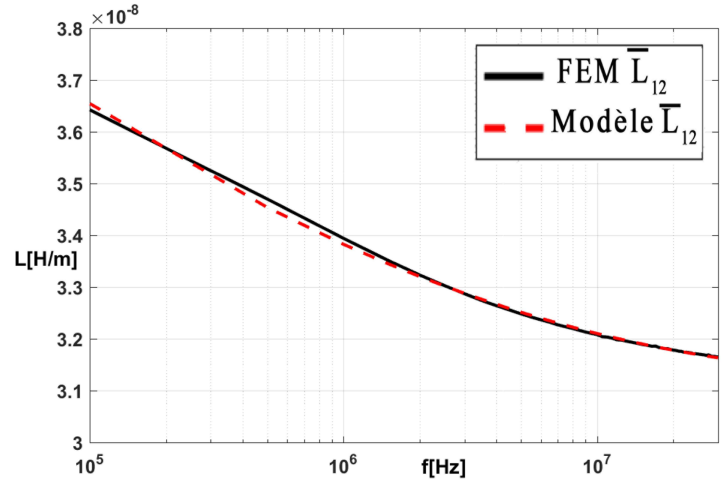
La figure IV.65 et la figure IV.66 illustrent la variation en fréquence des paramètres linéiques longitudinaux du câble et leurs fonctions d'ajustement. Les valeurs des coefficients des équations d'ajustement sont données dans le tableau IV.4.

TABLE IV.4 – Les valeurs des coefficients des expressions approximatives des paramètres linéiques du câble.

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
$\bar{a}_{11}$	$9,498.10^{-5}$	$\bar{L}_{1,11}$	$1,401.10^{-9}$
$\bar{b}_{11}$	$0,5078$	$\bar{L}_{2,11}$	$4,783.10^{-8}$
$\bar{c}_{11}$	$0,01005$	$\bar{L}_{3,11}$	$5,804.10^{-7}$
$\bar{a}_{12}$	$1,7362.10^{-5}$	$\bar{L}_{1,12}$	$9,415.10^{-11}$
$\bar{b}_{12}$	$0,5078$	$\bar{L}_{2,12}$	$3,566.10^{-9}$
$\bar{c}_{12}$	$0,0018$	$\bar{L}_{3,12}$	$6,512.10^{-8}$
$\bar{G}_{11}$	$1,9.10^{-5}$	$\bar{C}_{11}$	$1,85554.10^{-10}$
$\bar{G}_{12}$	5.10^{-6}	$\bar{C}_{12}$	$3,7804.10^{-11}$



(a) la variation fréquentielle de $\bar{L}_{11}$



(b) la variation fréquentielle $\bar{L}_{12}$

FIGURE IV.65 – la variation fréquentielle des inductances propre et mutuelle

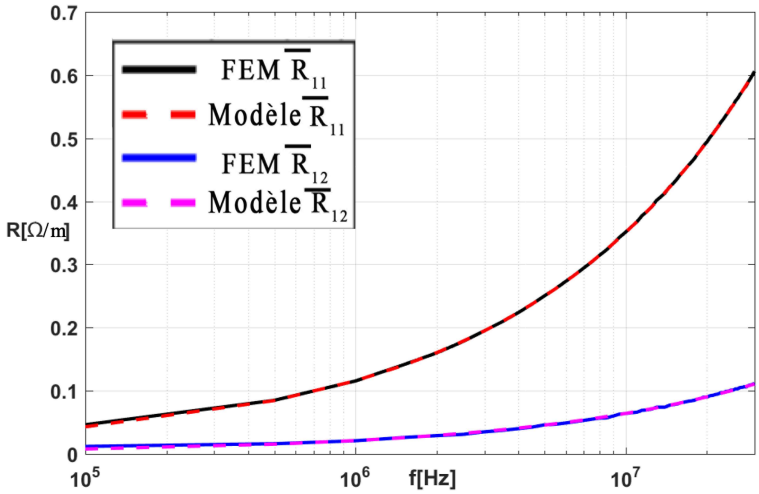


FIGURE IV.66 – la variation fréquentielle de $\bar{R}_{11}$ et $\bar{R}_{12}$.

Afin de comparer les réponses en fréquence de ce modèle et celui à cellules cascadées, nous avons choisi de simuler une longueur de câble de 50 mètres selon des tests en court-circuit (CC) et en circuit ouvert (CO) pour le mode commun et le mode différentiel. Les résultats de cette simulation sont exposés à la figure IV.67. L'impédance du câble calculée par les deux modèles est en bon accord. D'après le zoom sur le mode commun (figure IV.67), nous remarquons bien évidemment que les résultats des deux modèles coïncident en hautes fréquences.

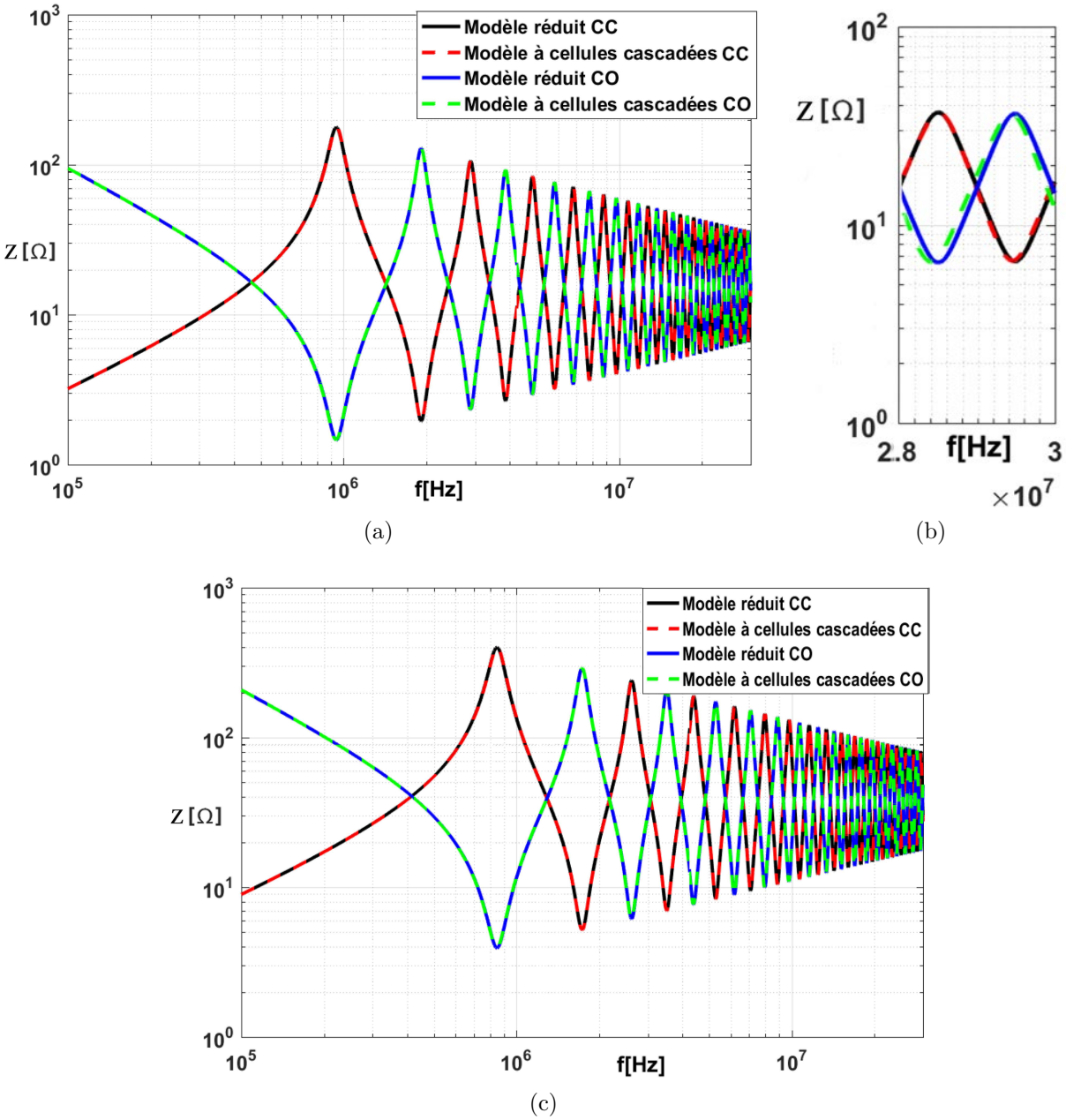


FIGURE IV.67 – L'impédance du câble blindé à trois conducteurs : (a) MC (b) Zoom sur la réponse en mode commun (c) MD.

IV.6.2 Cas du câble d'énergie blindé à quatre conducteurs

Les caractéristiques électriques et géométriques requises pour calculer les paramètres linéiques du câble sont mentionnées dans la Fig III.43.

Selon la même procédure utilisée dans le cas du câble blindé à trois conducteurs, on peut déterminer les coefficients des expressions fréquentielles qui correspondent aux paramètres linéiques du câble blindé à quatre conducteurs. On rappelle que ces paramètres sont calculés par la méthode des éléments finis. Cette remarque est importante, parce qu'elle montre l'aptitude des équations fréquentielles à représenter fidèlement les paramètres simulés ainsi que ceux mesurés. Le tableau IV.5 résume les valeurs des modèles des paramètres linéiques du câble blindé à quatre conducteurs.

TABLE IV.5 – Les valeurs des coefficients des modèles des paramètres linéiques du câble blindé à quatre conducteurs

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
$\bar{a}_{11}$	$1,0760.10^{-4}$	$\bar{L}_{1,11}$	$1,562.10^{-9}$
$\bar{b}_{11}$	$0,505$	$\bar{L}_{2,11}$	$5,321.10^{-8}$
$\bar{c}_{11}$	$7,548.10^{-3}$	$\bar{L}_{3,11}$	$6,545.10^{-7}$
$\bar{a}_{12}$	$2,7018.10^{-5}$	$\bar{L}_{1,12}$	$2,714.10^{-10}$
$\bar{b}_{12}$	$0,505$	$\bar{L}_{2,12}$	$9,536.10^{-9}$
$\bar{c}_{12}$	$1,9.10^{-3}$	$\bar{L}_{3,12}$	$1,261.10^{-7}$
$\bar{a}_{13}$	$1,7259.10^{-5}$	$\bar{L}_{1,13}$	$9,016.10^{-11}$
$\bar{b}_{13}$	$0,505$	$\bar{L}_{2,13}$	$3,454.10^{-9}$
$\bar{c}_{13}$	$1,2.10^{-3}$	$\bar{L}_{3,13}$	$5,4.10^{-8}$
$\bar{G}_{11}$	$1,47763.10^{-5}$	$\bar{C}_{11}$	$1,51904.10^{-10}$
$\bar{G}_{12}$	$6,21575.10^{-6}$	$\bar{C}_{12}$	$4,17358.10^{-11}$
$\bar{G}_{13}$	$3,95735.10^{-7}$	$\bar{C}_{13}$	$3,69515.10^{-12}$

Fig. IV.68, Fig. IV.69, Fig. IV.70 et Fig. IV.71 décrivent la variation fréquentielle des paramètres linéiques calculés par la méthode des éléments finis et leurs fonctions estimées.

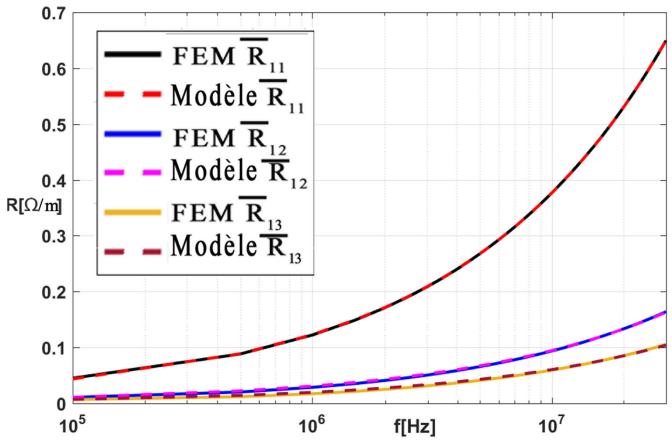


FIGURE IV.68 – La variation fréquentielle de $\bar{R}_{11}$, $\bar{R}_{12}$ et $\bar{R}_{13}$.

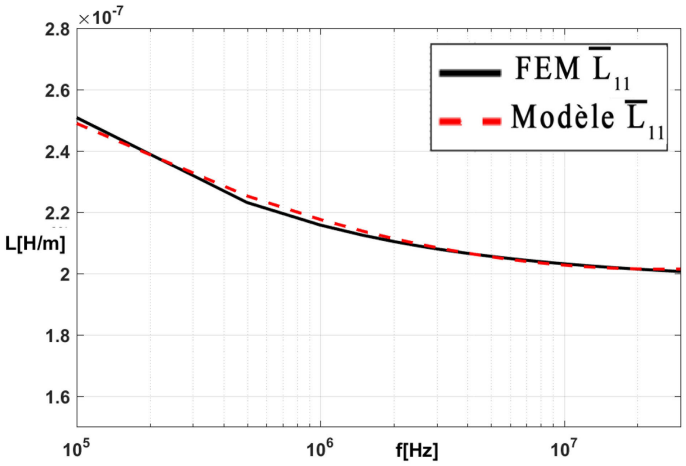


FIGURE IV.69 – La variation fréquentielle de $\bar{L}_{11}$.

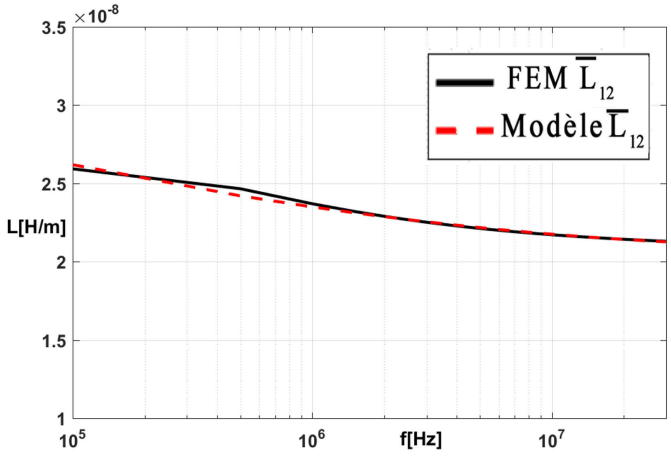


FIGURE IV.70 – La variation fréquentielle de $\bar{L}_{12}$.

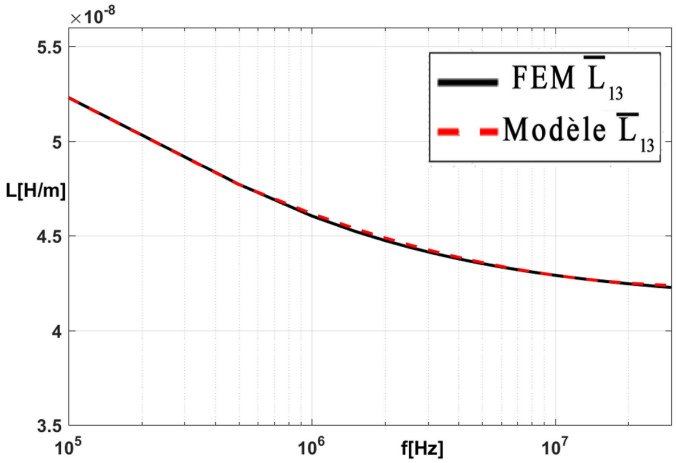
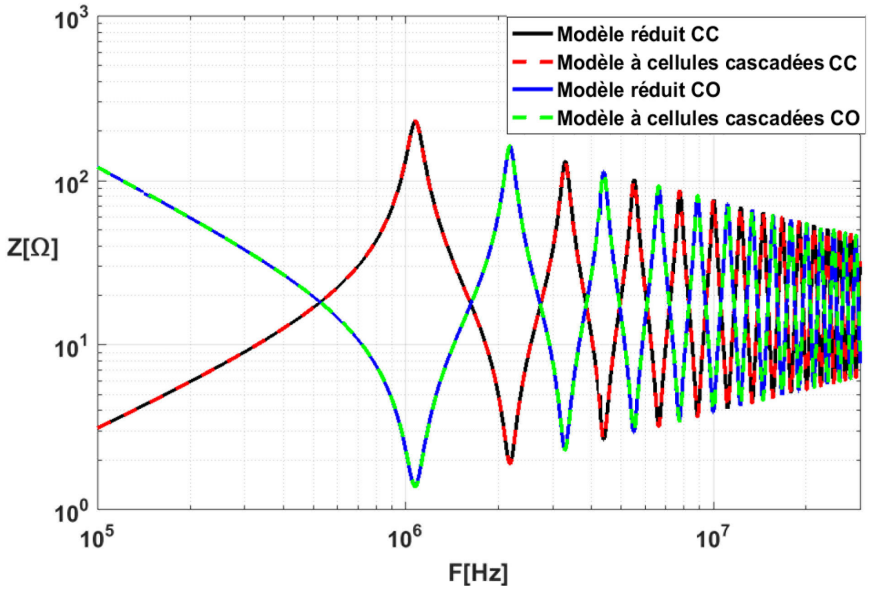
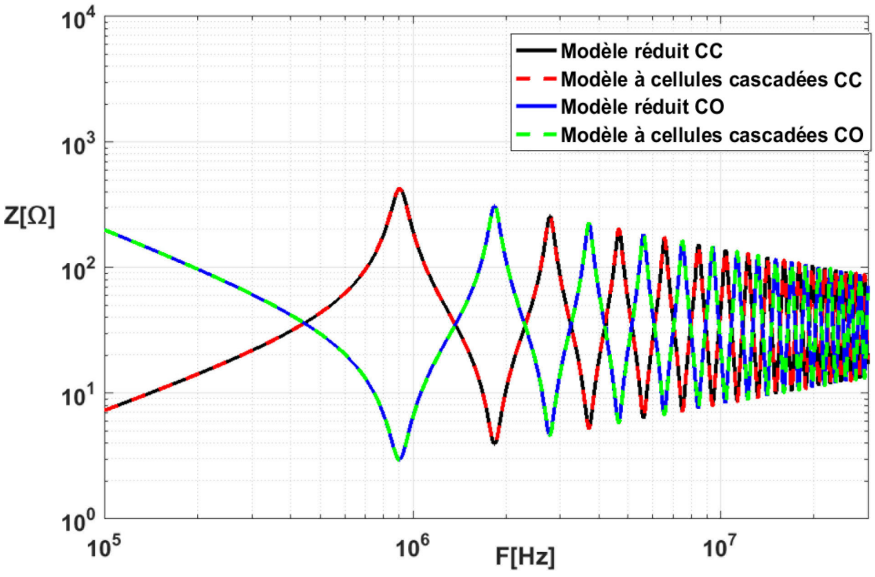


FIGURE IV.71 – La variation fréquentielle de $\bar{L}_{13}$.

Les résultats de simulation des deux modèles du câble (à cellules cascadées et réduit) pour une longueur de câble de 50 mètres sont décrits par la figure IV.72. Les valeurs de l'impédance du câble sont obtenues en effectuant des tests en CC et en CO en mode commun et en mode différentiel. Les résultats sont en bon accord dans une large bande de fréquences allant jusqu'à 30 MHz.



(a)



(b)

FIGURE IV.72 – L'impédance du câble blindé à quatre conducteurs en CC et CO : (a) CM (b) DM.

IV.6.3 La validation expérimentale du modèle réduit sur la plage fréquentiel [100 KHz, 100 MHz]

Le câble d'énergie blindé à quatre conducteurs considéré ici est similaire à celui utilisé dans le paragraphe précédent. En se basant sur les paramètres linéiques mesurés trouvés dans la référence [16], on détermine les coefficients des expressions d'ajustement de ces paramètres (voir le tableau IV.6).

TABLE IV.6 – Les coefficients des expressions d'ajustement des paramètres linéiques mesurés du câble blindé à quatre conducteurs.

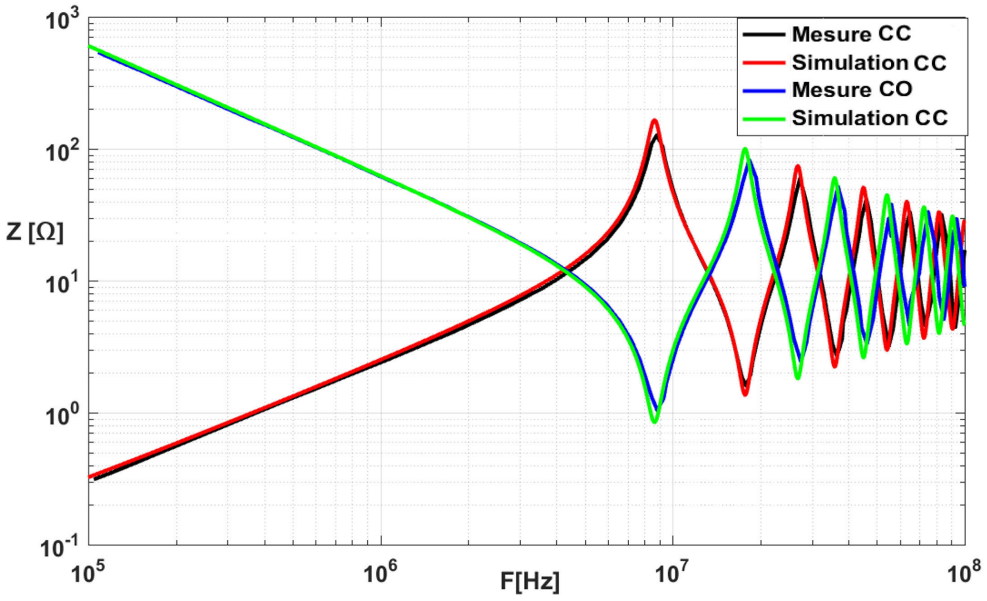
Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
$\bar{a}_{11}$	$7,46.10^{-5}$	$\bar{L}_{1,11}$	$1,535.10^{-9}$
$\bar{b}_{11}$	$0,5631$	$\bar{L}_{2,11}$	$5,778.10^{-8}$
$\bar{c}_{11}$	$1,42.10^{-2}$	$\bar{L}_{3,11}$	$7,075.10^{-7}$
K_{12}	$0,2431$	K_{13}	$0,1326$
$\bar{g}_{11}$	$2,48.10^{-11}$	$\bar{g}_{12}$	$5,443.10^{-12}$
$\bar{g}_{13}$	$9,102.10^{-13}$	$\bar{C}_{1,11}$	$2,132.10^{-13}$
$\bar{C}_{2,11}$	$6,711.10^{-12}$	$\bar{C}_{3,11}$	$3,3336.10^{-10}$
$\bar{C}_{1,12}$	$4,888.10^{-14}$	$\bar{C}_{2,12}$	$1,974.10^{-12}$
$\bar{C}_{3,12}$	$5,481.10^{-11}$	$\bar{C}_{1,13}$	$8,305.10^{-15}$
$\bar{C}_{2,13}$	$3,348.10^{-13}$	$\bar{C}_{3,13}$	$9,285.10^{-2}$

Les résistances et inductances mutuelles peuvent être exprimées de la manière suivante :

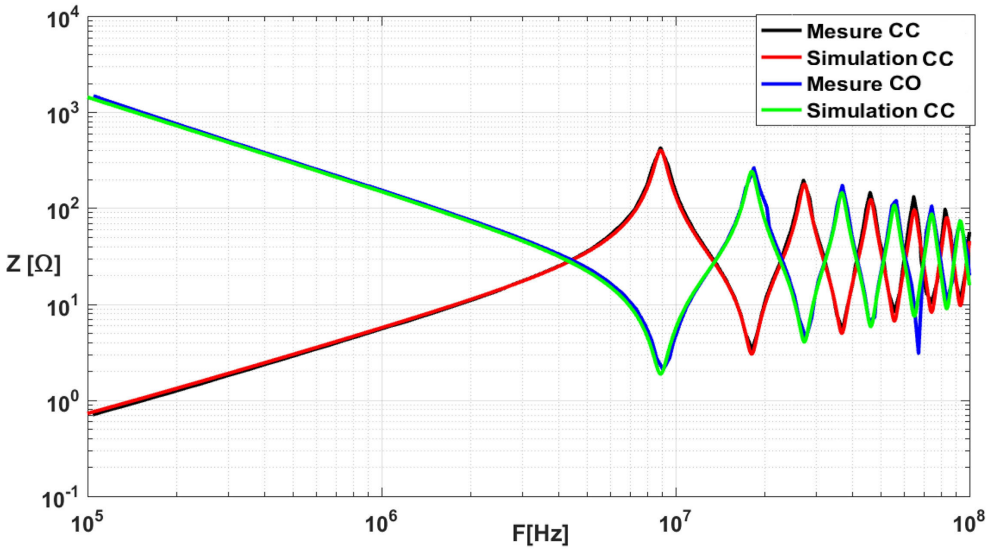
$$\begin{cases} \bar{R}_{12} = K_{12}\bar{R}_{11} \\ \bar{L}_{12} = K_{12}\bar{L}_{11} \\ \bar{R}_{13} = K_{13}\bar{R}_{11} \\ \bar{L}_{13} = K_{13}\bar{L}_{11} \end{cases} \tag{IV.96}$$

Où K_{12} et K_{13} sont les coefficients de couplage (voir tableau IV.6).

A titre de comparaison, la figure IV.73 confronte la réponse en fréquence de notre modèle avec les données expérimentales trouvées dans [16] en modes commun et différentiel pour les tests en court-circuit et en circuit ouvert pour 5 mètres du câble. Le bon accord, selon cette comparaison, sur une bande de fréquences allant de 100 KHz à 100 MHz confirme l'intérêt de notre modèle.



(a)



(b)

FIGURE IV.73 – L'impédance mesurée et simulée du câble blindé à quatre conducteurs en CC et CO : (a) MC (b) MD.

IV.6.4 L'efficacité de calcul du modèle réduit

Afin de démontrer l'efficacité temporelle du modèle proposé, des tests de simulation ont été réalisés pour différentes longueurs de câble. Le temps de calcul des deux modèles pour les câbles d'énergie blindés à trois et quatre conducteurs est donné respectivement dans le tableau IV.7 et le tableau IV.8. Après avoir analysé ces résultats, on peut conclure que le modèle réduit est très efficace du fait qu'il donne de très bons résultats et en plus la longueur du câble n'influence pas le temps de calcul. Ce dernier avantage est un point fort de la

méthode. Cela vient du fait que le changement de la longueur du câble n'impacte que les valeurs des fonctions sinus et cosinus (trigonométriques et hyperboliques) . Ces tests ont été réalisés au moyen d'un PC dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Core i7 avec un CPU 2,1 GHz
- 8 Go de RAM
- Windows 10 64 bits

TABLE IV.7 – Temps de calcul pour un câble d'énergie blindé à trois conducteurs (Pas = 10 KHz, [100 KHz, 30 MHz])

Longueur du câble	Modèle réduit	Modèle à cellules cascadées
05 m	03 s	07 s
10 m	03 s	28 s
20 m	03 s	01 min 29 s
50 m	03 s	10 min 05 s

TABLE IV.8 – Temps de calcul dans le cas d'un câble d'énergie blindé à quatre conducteurs (Pas = 10 KHz, [100 KHz, 30 MHz])

Longueur du câble	Modèle réduit	Modèle à cellules cascadées
05 m	04 s	15 s
10 m	04 s	43 s
20 m	04 s	02 min 57 s
50 m	04 s	22 min 37 s

IV.7 Applications avec éléments non linéaires

Malgré les avantages de la modélisation dans le domaine fréquentiel en termes de temps de simulation et de simplicité, le principal inconvénient qui se pose est la difficulté de modéliser avec précision des structures à comportement non linéaire. Vu que la principale préoccupation de ce travail est d'étudier les problèmes CEM dans une association convertisseur-machine, alors le comportement non linéaire de la cellule de commutation doit être pris en compte. Le modèle le plus simple est la source de tension trapézoïdale. Cette solution n'est pas efficace. Elle exclut certains chemins de courant et nécessite une simulation supplémentaire dans le domaine temporel pour représenter l'état stationnaire du convertisseur. Une technique qui représente cette non-linéarité a été proposée dans [56] en utilisant la méthode des sources équivalentes à plusieurs topologies. La cellule de commutation est représentée par deux topologies (figure IV.74), et un ensemble de fonctions de validité liées à chaque topologie sont utilisées pour combiner leurs résultats par le biais de la convolution [56].

Cette méthode peut modéliser les onduleurs de puissance dans le domaine fréquentiel et être une bonne approximation de leur comportement non linéaire si ces remarques sont respectées [56] :

- La variation du courant qui parcours la charge impacte la vitesse de commutation. Pour cette raison, elle doit être prise en compte.
- L'augmentation du nombre de cellule engendrera un nombre important de topologies. Par exemple, pour un onduleur triphasé à deux niveaux, il faut utiliser huit topologies.

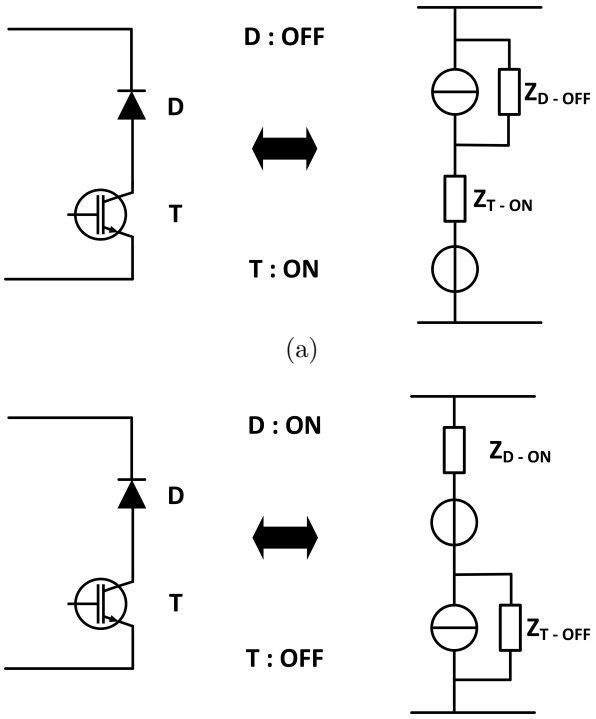


FIGURE IV.74 – Les deux topologies de la cellule de commutation : (a) Diode : OFF, IGBT : ON (b) Diode : ON, IGBT : OFF.

IV.8 Conclusion

Une méthodologie de modélisation des câbles d'énergie a été présentée. Les phénomènes hautes fréquences tels que les effets de peau et de proximité et la propagation sont pris en compte. La précision et le faible temps de calcul dans le domaine fréquentiel ont été illustrés à travers des exemples de simulation et par comparaison avec les résultats de mesures.

Les principaux avantages du modèle réduit sont les suivants :

- Tous les phénomènes électromagnétiques qui apparaissent en hautes fréquences sont pris en compte.
- Ce modèle reste valable quelle que soit la longueur du câble sans modifier le code.
- La longueur du câble n'est plus un handicap dans notre processus de modélisation.
- On constate une optimisation significative du temps de simulation par rapport aux travaux antécédents.

Pour faire face aux limitations liés au domaine fréquentiel dans certains cas, nous allons aborder dans le chapitre suivant la modélisation des câbles d'énergie dans le domaine temporel.

Chapitre V : Modèle temporel réduit des câbles d'énergie multiconducteurs et ses applications

Sommaire

V.1 Introduction 95
V.2 Modèle temporel réduit des câbles d'énergie 95
V.2.1 Câble d'énergie blindé multiconducteur 95
V.2.2 Circuits équivalents des valeurs propres de la matrice admittance . 98
V.2.2.1 Technique d'ajustement vectoriel 98
V.2.2.2 Représentation du premier ordre des équations à pôles complexes 100
V.2.3 Le modèle comportementale des câbles multi-conducteurs 101
V.3 Résultats de simulation et validation 102
V.3.1 Paramètres linéiques du câble 102
V.3.2 Macro-modèle du câble d'énergie blindé de quatre conducteurs . . 102
V.3.3 Validation du modèle réduit dans le domaine fréquentiel. 103
V.3.4 Validation dans le domaine temporel du modèle proposé. 105
V.4 Conception rapide du filtre Passif R-L 106
V.4.1 Modèle simplifié des longs câbles d'énergie 106
V.4.2 Modèle fréquentiel de l'onduleur 107
V.4.3 Modèle simplifié de la charge 108
V.4.4 La conception du filtre R-L 108
V.5 Application sur une chaines de traction électrique 111
V.5.1 Présentation et modélisation du système 112
V.5.1.1 Le modèle de l'IGBT 112
V.5.1.2 Le modèle du moteur électrique 112
V.5.2 Résultats de simulations 113
V.6 Application à une éolienne à base de la MADA 114
V.6.1 Présentation et modélisation du système 115
V.6.1.1 Équations mathématiques de la GADA 116
V.6.1.2 Schémas de simulation 117
V.6.2 Résultats de simulations 118
V.6.2.1 Cas 1 : Système sans filtre 118

V.6.2.2 Cas 2 : Système avec filtre ”RL” 119
V.6.2.3 Cas 3 : Système avec RTL 119
V.6.2.4 Discussion 120
V.7 Conclusion 120

V.1 Introduction

Dans ce chapitre on s'intéresse à la modélisation dans le domaine temporel des câbles d'énergie multi-conducteurs et ses applications. Dans un premier temps, un modèle temporel réduit de type circuit sera développé. Notre objectif principal consiste à modéliser les câbles d'énergie longs dans la plateforme ANSYS Simplorer à l'aide du langage VHDL-AMS dans un temps de simulation bien approprié. Le modèle réduit prend en compte à la fois la dépendance fréquentielle des paramètres du câble et le couplage entre les impédances longitudinales.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous allons mettre l'accent sur les surtensions qui apparaissent aux bornes de la charge lorsqu'elle est alimentée par un câble long. La situation va s'aggraver dans le future à cause de la montée en fréquence de commutation des nouveaux interrupteurs de puissance, introduits sur le marché. Une telle tension élevée entraînerait la détérioration de l'enroulement de la machine ou de l'isolation du câble. Pour cette raison, des moyens de durcissement efficaces sont exigés pour éviter les dégâts . Dans cet optique, nous allons développer une méthode de conception d'une solution de filtrage dédiée à la suppression de ces surtensions. Cette technique repose sur le dimensionnement d'un filtre passif R-L. Pour montrer l'efficacité de notre proposition, la simulation de deux exemples va être réalisée sous ANSYS Simplorer. Le premier exemple traite le cas classique d'une association variateur de vitesse-moteur électrique. Tandis que le deuxième applique la solution à un système éolien moderne basé sur la MADA (Machine Asynchrone A Double Alimentation). Le modèle temporel du câble présenté dans ce chapitre est utilisé pour vérifier la robustesse du filtre.

V.2 Modèle temporel réduit des câbles d'énergie

Dans cette partie nous allons présenter le modèle temporel réduit des câbles d'énergie blindés multiconducteur, pour le cas des câbles non blindés il suffit de choisir un conducteur comme référence de potentiel et suivre la même démarche qui sera élaborée dans ce chapitre.

V.2.1 Câble d'énergie blindé multiconducteur

La figure V.75 montre les caractéristiques du câble étudié [76], en supposant que l'homogénéité et l'uniformité sont vérifiées. L'influence du blindage et le couplage entre les conducteurs sont considérés.

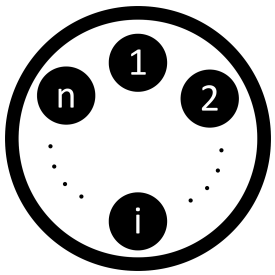


FIGURE V.75 – Forme géométrique du câble étudié.

Lorsque la propagation des ondes électromagnétiques dans le câble est en mode TEM (Transverse électromagnétique), le comportement fréquentiel de celui-ci est régi par les équations des télégraphistes :

$$\frac{\partial V(\omega,x)}{\partial x} = -\left(R(\omega) + j\omega L(\omega)\right) I(\omega,x) \tag{V.97}$$

$$\frac{\partial I(\omega,x)}{\partial x} = -\left(G(\omega) + j\omega C(\omega)\right) V(\omega,x) \tag{V.98}$$

Où ω est la pulsation. R, L, G et C les matrices résistance, inductance, conductance et capacitance linéiques. $V(\omega,x)$ et $I(\omega,x)$ sont respectivement le vecteur tension et le vecteur courant.

La résolution du système d'équation formé par (V.97) et (V.98) dans le domaine fréquentiel permet de trouver la relation suivante [77] :

$$\begin{pmatrix} I_e \\ -I_s \end{pmatrix} = \hat{Y} \begin{pmatrix} V_e \\ V_s \end{pmatrix} \tag{V.99}$$

Avec :

$$\hat{Y} = \begin{pmatrix} \hat{Y}_S & \hat{Y}_M \\ \hat{Y}_M & \hat{Y}_S \end{pmatrix} \tag{V.100}$$

Les matrices admittance propre $\hat{Y}_S$ et admittance mutuelle $\hat{Y}_M$ sont données par les équations (V.101) et (V.102) :

$$\hat{Y}_M = -\sqrt{YZ^{-1}}\left(sinh\left(d\sqrt{YZ}\right)\right)^{-1} \tag{V.101}$$

$$\hat{Y}_S = -\hat{Y}_M cosh\left(d\sqrt{YZ}\right) \tag{V.102}$$

Avec $Z = R + j\omega L$ est la matrice impédance linéique du câble et $Y = G + j\omega C$ est l'admittance linéique. En outre, d représente la longueur du câble. V_e, I_e, V_s et I_s désignent respectivement les vecteurs tension et courant à l'entrée et à la sortie du câble.

Le câble est caractérisé par une symétrie de rotation de $2\pi/n$. Cette propriété va nous aider à simplifier la procédure de modélisation. La matrice admittance linéique et la matrice impédance linéique sont des matrices circulantes symétriques. Ces matrices ont des propriétés très intéressantes comme déjà mentionné dans le chapitre précédent. Certes, le produit, la somme et l'inverse de deux matrices circulantes et symétriques est une matrice circulante symétrique. De plus, le produit de deux matrices de ce genre est commutatif. Par conséquent, l'admittance propre et l'admittance mutuelle sont des matrices circulantes symétriques d'ordre n. Une autre propriété assez importante réside dans le fait que toutes les matrices circulantes et symétriques de même ordre sont diagonalisables dans la même base. De plus, les vecteurs propres sont réels. Cette dernière remarque est très utile, au lieu de se concentrer sur la matrice entière. La diagonalisation dans une base commune c.-à-d. indépendante de la fréquence nous garantit que toute l'information est incluse dans les valeurs propre de la matrice originale.

La matrice Z peut s'écrire sous la forme suivante :

$$Z = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots Z_{nn} \end{pmatrix} \tag{V.103}$$

et peut être diagonaliser de la manière suivante :

$$Z = T_n \tilde{Z} T_n^{-1} \tag{V.104}$$

avec $T_n = [t_{ij}]$ est la matrice de transformation donnée par la référence [71] et $\tilde{Z}$ s'écrit sous la forme :

$$\tilde{Z} = \begin{pmatrix} \tilde{Z}_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{Z}_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{Z}_n \end{pmatrix} \tag{V.105}$$

La matrice admittance linéique peut être diagonalisée de la même manière.
L'objectif principal de cette section consiste à diagonaliser la matrice admittance du câble. Ceci revient à découpler l'équation (V.99). Pour cette raison on introduit la matrice de transformation suivante :

$$P = \begin{pmatrix} T_n & T_n \\ T_n & -T_n \end{pmatrix} \tag{V.106}$$

Donc l'équation (V.99) peut prendre la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} I_e \\ -I_s \end{pmatrix} = P \tilde{Y} P^{-1} \begin{pmatrix} V_e \\ V_s \end{pmatrix} \tag{V.107}$$

Avec : $\tilde{Y} = diag(\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2, ..., \tilde{Y}_{2n-1}, \tilde{Y}_{2n})$.

Grâce à la symétrie rotationnelle du câble, nous avons $n+1$ valeurs propres distinctes si n est impaire et $n+2$ valeurs propres distinctes si n est paire. Par conséquent, cela améliorera considérablement le temps de calcul et facilitera l'ajustement et la mise en œuvre du modèle dans un simulateur de type circuit.

A partir de l'équation (V.106), il est facile de déduire l'expression de P^{-1} :

$$P^{-1} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} T'_n & T'_n \\ T'_n & -T'_n \end{pmatrix} \tag{V.108}$$

Avec $T'_n = T_n^{-1}$. En se basant sur (V.107) et (V.108), on aboutit à l'expression suivante :

$$I_{m,i} = \tilde{Y}_i V_{m,i} \tag{V.109}$$

Pour $i = 1, 2, ..., 2n$.

$V_{m,i}$ et $I_{m,i}$ sont respectivement la tension et le courant modaux.

$$\begin{cases} V_{m,1} = \sum_{k=1}^{n} t'_{1k} \left(V_{e,k} + V_{s,k}\right)/2 \\ V_{m,2} = \sum_{k=1}^{n} t'_{2k} \left(V_{e,k} + V_{s,k}\right)/2 \\ \qquad \vdots \\ V_{m,n} = \sum_{k=1}^{n} t'_{nk} \left(V_{e,k} + V_{s,k}\right)/2 \\ V_{m,n+1} = \sum_{k=1}^{n} t'_{1k} \left(V_{e,k} - V_{s,k}\right)/2 \\ V_{m,n+2} = \sum_{k=1}^{n} t'_{2k} \left(V_{e,k} - V_{s,k}\right)/2 \\ \qquad \vdots \\ V_{m,2n} = \sum_{k=1}^{n} t'_{nk} \left(V_{e,k} - V_{s,k}\right)/2 \end{cases} \tag{V.110}$$

$$\begin{cases} I_{m,1} = \sum_{k=1}^{n} t'_{1k} \left(I_{e,k} + I_{s,k}\right)/2 \\ I_{m,2} = \sum_{k=1}^{n} t'_{2k} \left(I_{e,k} + I_{s,k}\right)/2 \\ \qquad \vdots \\ I_{m,n} = \sum_{k=1}^{n} t'_{nk} \left(I_{e,k} + I_{s,k}\right)/2 \\ I_{m,n+1} = \sum_{k=1}^{n} t'_{1k} \left(I_{e,k} - I_{s,k}\right)/2 \\ I_{m,n+2} = \sum_{k=1}^{n} t'_{2k} \left(I_{e,k} - I_{s,k}\right)/2 \\ \qquad \vdots \\ I_{m,2n} = \sum_{k=1}^{n} t'_{nk} \left(I_{e,k} - I_{s,k}\right)/2 \end{cases} \tag{V.111}$$

Les systèmes d'équations (V.110) et (V.111) peuvent être implémentés directement dans le logiciel Simplorer en langage VHDL-AMS. Grace à ces équations on établit le bloc de connexion qui relie les tensions et les courants à l'entrée et la sortie du câble avec les tensions et les courants modaux. L'étape suivante consiste à trouver une représentation temporelle des valeurs propres de la matrice admittance afin d'élaborer le modèle global du câble.

V.2.2 Circuits équivalents des valeurs propres de la matrice admittance

Cette section vise à proposer une représentation temporelle des valeurs propres de la matrice d'admittance.

V.2.2.1 Technique d'ajustement vectoriel

L'outil d'ajustement vectoriel a été largement étudié dans la littérature [53, 72, 73]. cette technique est très efficace elle permet d'approcher la variation en fonction de la fréquence des coefficients de la matrice admittance par des fractions rationnelles.
D'abord, il faut s'assurer que la matrice obtenue est causale, stable et passif [54, 74, 75]. En effet, ces critères sont vérifiés si et seulement si les valeurs propres de la matrice admittance ont une partie réelle positive et leurs pôles ont une partie réelle négative. On peut écrire les valeurs propres de la matrice admittance sous la forme approchée suivante :

$$\tilde{Y}_i(j\omega) \approx \sum_{k=1}^{N_{a,i}} \frac{r_{k,i}}{j\omega - p_{k,i}} + d_i \tag{V.112}$$

Le coefficient $N_{a,i}$ est l'ordre d'approximation. Les termes $p_{k,i}$ et $r_{k,i}$ désignent respectivement les pôles et les résidus de la $i$ème valeur propre. d_i est un coefficient réel.

En remplaçant (V.112) dans (V.109) on aboutit à la formule suivante :

$$I_{m,i} \approx \sum_{k=1}^{N_i} I_{k,i} + d_i V_{m,i} \tag{V.113}$$

Dans le cas où $p_{k,i}$ et $r_{k,i}$ sont réels, $I_{k,i}$ s'écrit comme suit :

$$I_{k,i} = \frac{r_{k,i}}{j\omega - p_{k,i}} V_{k,i} \tag{V.114}$$

Dans le cas où $p_{k,i}$ et $r_{k,i}$ sont complexes en paires conjugués On a :

$$I_{k,i} = \left(\frac{r_{k,i}}{j\omega - p_{k,i}} + \frac{\overline{r}_{k,i}}{j\omega - \overline{p}_{k,i}} \right) V_{k,i} \tag{V.115}$$

Par conséquent, N_i vérifie la relation suivante :

$$N_i = N_{r,i} + \frac{N_{c,i}}{2} \tag{V.116}$$

Où $N_{c,i}$ et $N_{r,i}$ sont respectivement les nombres de pôles complexes et réels.

On souligne ici que $\tilde{Y}_i$ est implémenté dans le logiciel Simplorer pour le modèle conventionnel (sans réalisation de blocs du premier ordre) en mettant en parallèle $N_i + 1$ dipôles répartis comme suit :

- Un dipôle décrit par l'équation suivante :

$$I = d_i V \tag{V.117}$$

- $N_{r,i}$ dipôles dont les équations sont de la forme suivante :

$$\frac{dI}{dt} - p_{k,i} I = r_{k,i} V \tag{V.118}$$

- $N_{c,i}/2$ Dipôles décrits dans le domaine temporel par :

$$\frac{d^2 I}{dt^2} - 2Re(p_{k,i}) \frac{dI}{dt} + |p_{k,i}|^2 I = 2Re(r_{k,i}) \frac{dV}{dt} - 2Re(r_{k,i}\overline{p}_{k,i}) V \tag{V.119}$$

Avec I est le courant qui traverse le dipôle tandis que V est la tension entre ses bornes.

V.2.2.2 Représentation du premier ordre des équations à pôles complexes

Le but de cette sous-section est de remplacer l'équation (V.119) par deux équations différentielles réelles couplées du premier ordre. Cette technique a été utilisée pour gérer des variables d'état complexes qui viennent dans des paires conjuguées dans le modèle de ligne en temps réel [78]. L'équation (V.115) peut être reformulée de la manière suivante :

$$I = I_1 + I_2 \tag{V.120}$$

En appliquant la transformée inverse de Laplace, les deux équations suivantes sont obtenues :

$$\frac{dI_1}{dt} - p_{k,i} I_1 = r_{k,i} V \tag{V.121}$$

$$\frac{dI_2}{dt} - \overline{p}_{k,i} I_2 = \overline{r}_{k,i} V \tag{V.122}$$

I_1 et I_2 sont des conjugués, ils prennent la forme suivante :

$$I_1 = I_R + jI_I \tag{V.123}$$

$$I_2 = I_R - jI_I \tag{V.124}$$

En sommant les deux équations (V.123) et (V.124), les parties imaginaires sont annulées. La séparation des termes réels et imaginaires dans (V.121) donne deux équations différentielles couplées du premier ordre. En combinant ces deux remarques, nous obtenons les nouvelles équations du dipôle qui seront insérées directement dans le simulateur en utilisant le langage VHDL-AMS :

$$\begin{cases} \dfrac{dI_R}{dt} = Re\left(p_{k,i}\right) I_R - Im\left(p_{k,i}\right) I_I + Re\left(r_{k,i}\right) V \\ \dfrac{dI_I}{dt} = Re\left(p_{k,i}\right) I_I + Im\left(p_{k,i}\right) I_R + Im\left(r_{k,i}\right) V \\ I = 2I_R \end{cases} \tag{V.125}$$

La substitution de (V.119) dans le modèle conventionnel par (V.125) réduira considérablement le temps de simulation. Il convient de souligner ici que ce changement n'a aucun impact sur la précision du modèle. La figure V.76 montre une synthèse de l'équation (V.125) par un réseau électrique basé sur des circuits R-L combinés avec des sources contrôlées. Ainsi, en offrant la possibilité d'implémenter notre modèle sur d'autres simulateurs de type circuit.

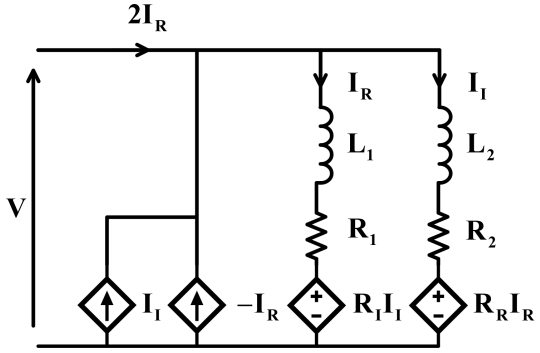


FIGURE V.76 – Le réseau électrique équivalent du bloc de premier ordre

L'expression des paramètres du réseau de la figure V.76 sont calculés comme suit :

$$R_1 = \frac{-\,Re(p_{k,i})}{Re(r_{k,i})} \tag{V.126}$$

$$R_2 = \frac{-\,Re(p_{k,i})}{Im(r_{k,i})} \tag{V.127}$$

$$L_1 = \frac{1}{Re(r_{k,i})} \tag{V.128}$$

$$L_2 = \frac{1}{Im(r_{k,i})} \tag{V.129}$$

$$R_R = \frac{-\,Im(p_{k,i})}{Im(r_{k,i})} \tag{V.130}$$

$$R_I = \frac{Im(p_{k,i})}{Re(r_{k,i})} \tag{V.131}$$

Les représentations par circuit électrique des équations (V.117), (V.118) et (V.119) sont développées en détail dans la référence [79].

V.2.3 Le modèle comportementale des câbles multi-conducteurs

L'ensemble formé par tous les dipôles et le bloc de connexion constitue le modèle équivalent du câble pour la longueur d choisi préalablement (figure V.77). Pour le modèle équivalent d'une autre longueur de câble, la procédure détaillée dans ce chapitre doit être exécutée à nouveau.

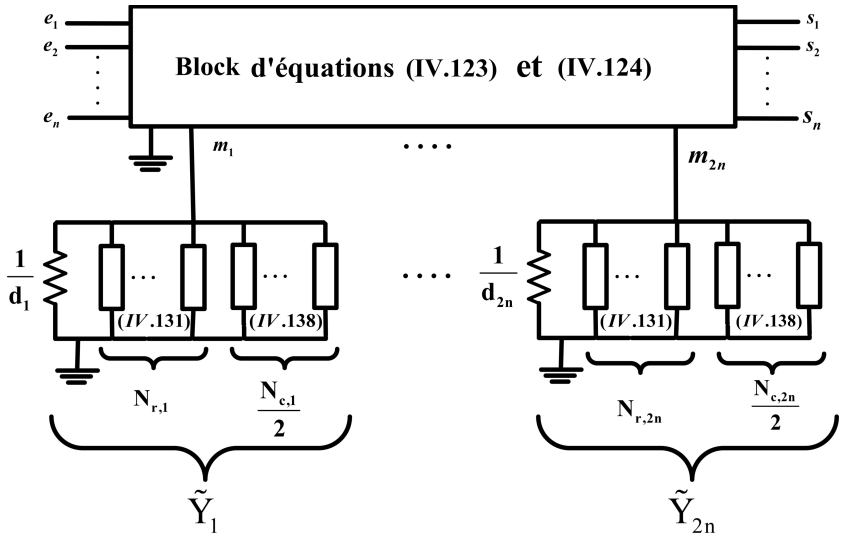


FIGURE V.77 – Le schéma de principe du modèle de câble implémenté

V.3 Résultats de simulation et validation

Dans cette section, nous appliquons la procédure de modélisation proposée sur le câble blindé de quatre conducteurs du chapitre III (figure III.43).

V.3.1 Paramètres linéiques du câble

Les paramètres linéiques du câble sont calculés par le logiciel ANSYS Q3D (Figure IV.68, figure IV.69, figure IV.70 et figure IV.71, tableau IV.5).

Les capacités et les conductances linéiques sont considérées constantes. On constate que la variation fréquentielle de ces paramètres n'a pas d'impact sur la procédure de modélisation, ce qui prouve la robustesse de la méthode.

V.3.2 Macro-modèle du câble d'énergie blindé de quatre conducteurs

La première étape du développement du modèle de câble est d'approximer l'évolution fréquentielle des valeurs propres de la matrice d'admittance en utilisant la technique d'ajustement vectoriel. L'ordre d'approximation est choisi 20 pour $\tilde{Y}_1$, $\tilde{Y}_2$, $\tilde{Y}_3$ et $\tilde{Y}_4$. En ce qui concerne $\tilde{Y}_5$, $\tilde{Y}_6$, $\tilde{Y}_7$ et $\tilde{Y}_8$ l'ordre d'approximation est 22. Le choix de deux ordres d'approximation différents est justifié par la précision souhaitée sur l'ensemble des Y_i. La matrice de transformation utilisée pour calculer les valeurs originales (C'est les valeurs déduites directement à partir des paramètres linéiques du câble et qui seront par la suite approximées par la méthode d'ajustement vectoriel) des valeurs propres d'admittance du câble est la matrice T_4 du chapitre précédent. Les figures V.78 et V.79 comparent le modèle passif calculé avec l'original. Les résultats obtenus sont très satisfaisants.

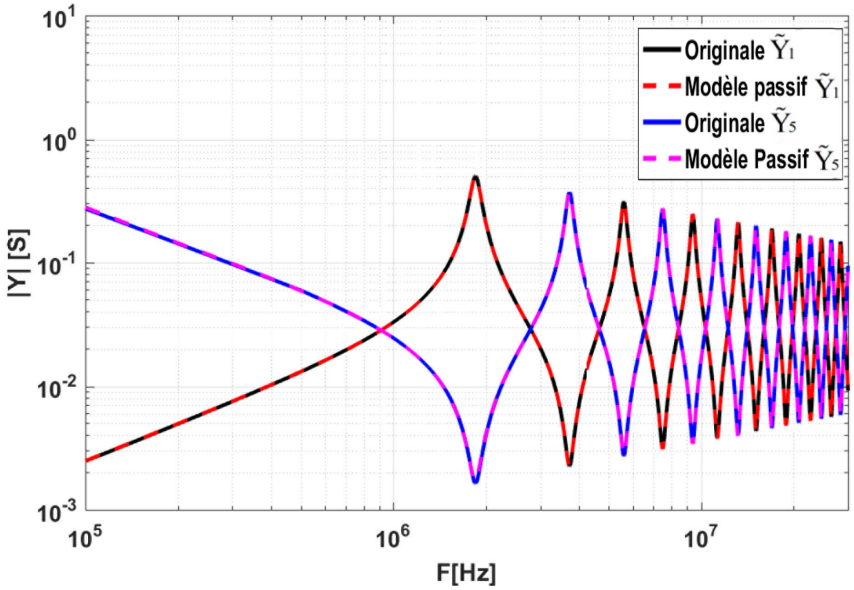


FIGURE V.78 – Evolution du module des admittances $\tilde{Y}_1$ et $\tilde{Y}_5$.

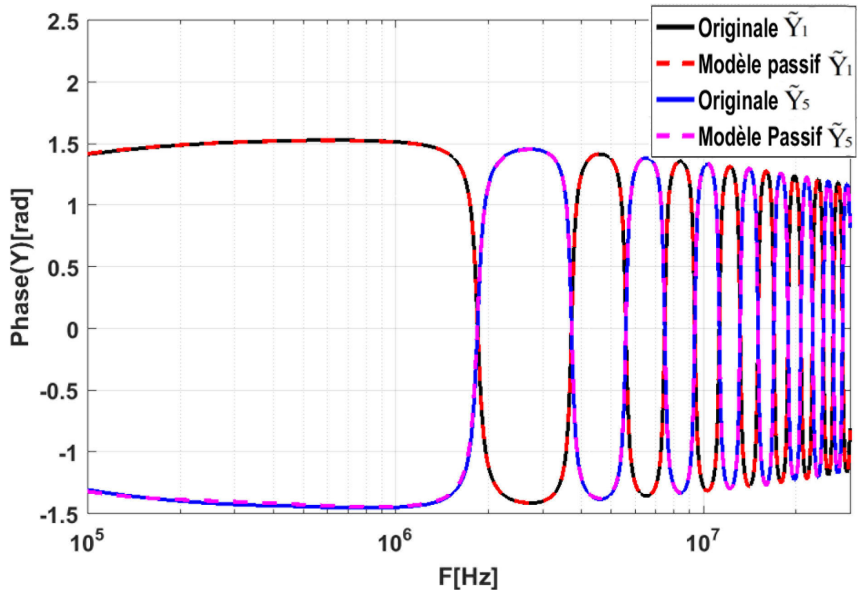


FIGURE V.79 – Evolution de la phase des admittances $\tilde{Y}_1$ et $\tilde{Y}_5$.

V.3.3 Validation du modèle réduit dans le domaine fréquentiel.

Afin de valider notre approche nous allons comparer la réponse fréquentielle de notre modèle pour les modes commun et différentiel dans les cas du court-circuit et du circuit ouvert. On a choisi une longueur du câble de $50m$ et une bande de fréquence de 100KHz à 30MHz. Les figures V.80, V.81, V.82 et V.83 confrontent les valeurs obtenues par le modèle réduit et ceux du modèle à cellules cascadées. Ces résultats de comparaison montrent une très bonne concordance et confirme l'intérêt de l'approche proposée.

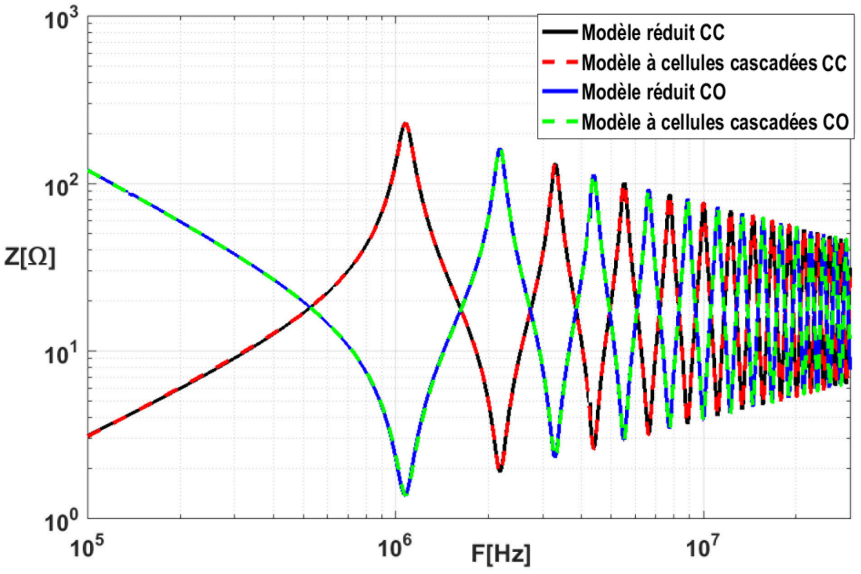


FIGURE V.80 – Evolution du module de l'impédance du câble en mode commun.

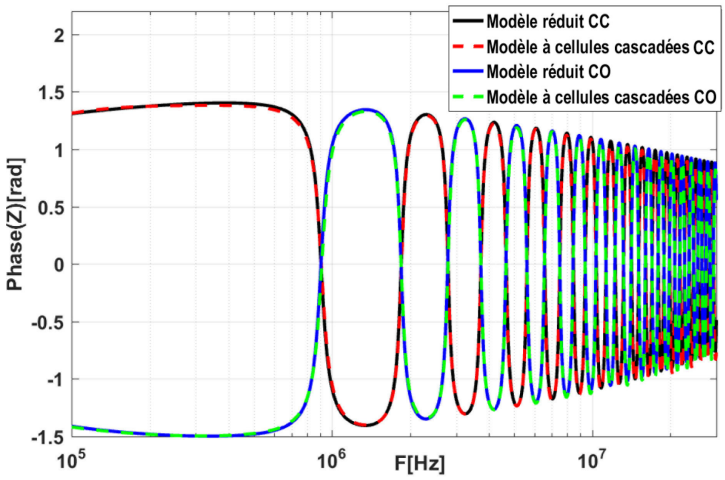


FIGURE V.81 – Evolution de phase de l'impédance du câble en mode commun

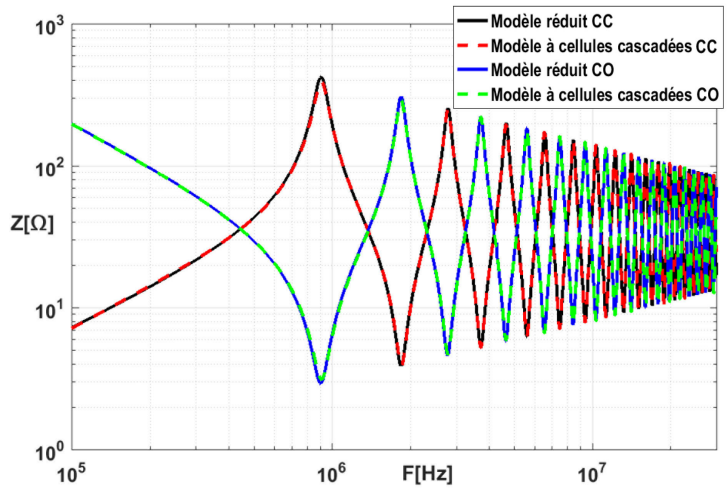


FIGURE V.82 – Evolution du module de l'impédance du câble en mode différentiel.

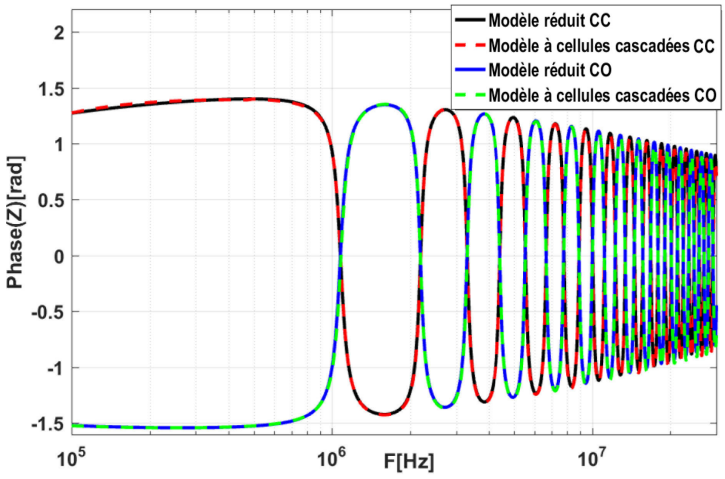
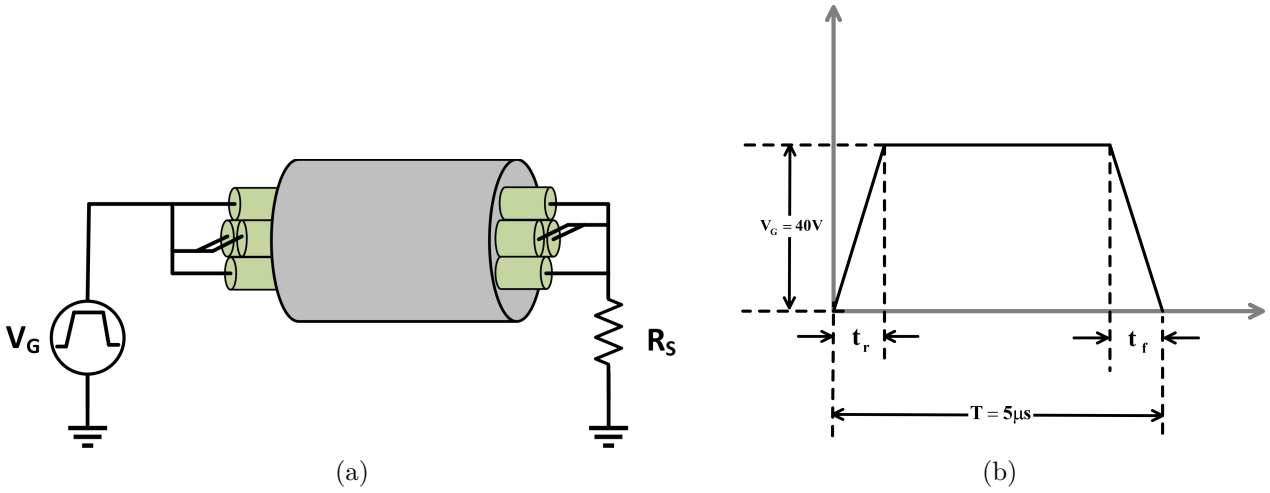


FIGURE V.83 – Evolution de la phase de l'impédance du câble en mode différentiel.

V.3.4 Validation dans le domaine temporel du modèle proposé.

La figure V.84 décrit le schéma de simulation permettant d'obtenir la réponse temporelle du modèle réduit du câble et la tension à l'entrée du câble. Cette tension a une forme d'onde trapézoïdale. Les temps de montée et de descente sont respectivement $t_r = 20ns$ et $t_f = 20ns$. La résistance $R_s = 100\Omega$.



(a) (b)

FIGURE V.84 – (a) Montage de simulation (b) Tension à l'entrée du câble.

Les résultats présentés sur la figure V.85, indiquent un pic de tension de $64V$. La comparaison entre la tension de sortie obtenue par le modèle proposé et celle délivrée par le modèle fréquentiel réduit prouvent la précision de ce modèle.

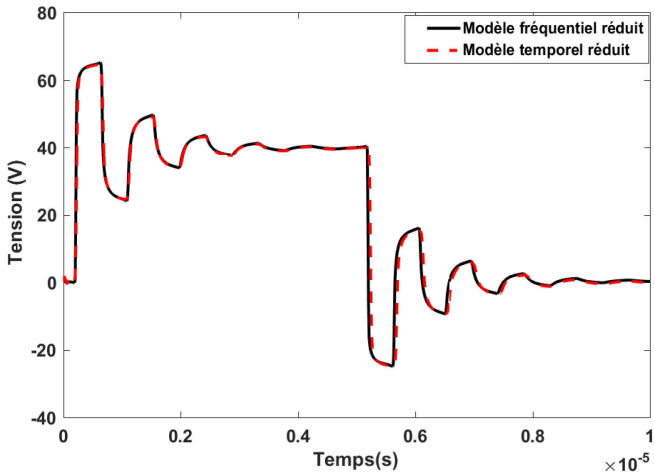


FIGURE V.85 – Tension aux bornes de la charge

Pour montrer l'efficacité de l'approche proposée, nous avons procédé par une comparaison du temps de simulation de notre modèle avec celui obtenu en exécutant le modèle de la référence [70]. Cette simulation est réalisé sur Simplorer. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau V.9. On remarque que le temps de calcul a considérablement diminué grâce à

l'utilisation du modèle proposé. Il est alors évident, selon le tableau et les résultats de comparaison de confirmer que notre méthode est la plus efficace parmi les techniques existantes du fait qu'elle a le meilleur compromis entre précision et réduction de temps de calcul. Le pas du temps de simulation est $1ns$. Ces simulations ont été réalisées sur un PC Core i7 avec un CPU 2,1 GHz et 8 Go de RAM.

TABLE V.9 – Temps de calcul requis pour différentes durées de simulation (d=50m, Pas du temps=1ns).

Durée de la simulation	Le modèle proposé	Modèle en[70]
10 μs	$1s$	1 min 03 s
50 μs	8 s	5 min 33 s
100 μs	14 s	10 min 47 s
500 μs	1 min 27 s	54 min 28 s

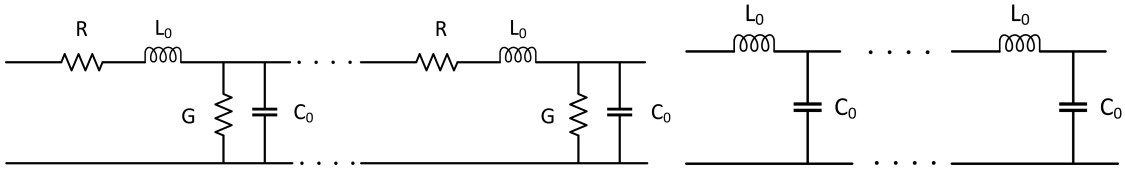
V.4 Conception rapide du filtre Passif R-L

Dans cette partie on adopte des modèles simplifiés des différents composants du système étudié afin de synthétiser d'une manière rapide les valeurs convenables des éléments du filtre R-L.

V.4.1 Modèle simplifié des longs câbles d'énergie

Le comportement des longs câbles d'énergie alimentant une charge via un onduleur peut être prédit en utilisant la théorie des lignes de transmission. Le câble est subdivisé en plusieurs tronçons. Chaque tronçon est modélisé par une cellule élémentaire RLGC, comme le montre la figure V.86. R est la résistance linéique de câble. Elle est exprimé en (Ω / m). L_0 désigne l'inductance linéique du câble, son unité est (H/m). G et C_0 sont respectivement la conductance (S / m) et la capacité linéiques (F / m) du câble. En réalité, les paramètres du câble dépendent de la fréquence comme montré dans les chapitres précédents. Des hypothèses sont nécessaires pour simplifier la procédure de conception du filtre. Ainsi, le modèle utilisé au stade de la conception est illustré dans la figure V.86. Il s'agit d'un modèle de ligne sans perte. Son impédance caractéristique est donnée par la relation suivante :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \tag{V.132}$$



(a) Câble d'énergie long avec perte (b) Câble d'énergie long sans perte

FIGURE V.86 – Modèle à cellules distribuées des longs câbles d'énergie.

La figure V.87 expose le modèle équivalent, dans le domaine fréquentiel, d'un câble à deux conducteurs de longueur L. Les différents paramètres mentionnés sur cette figure seront introduits par la suite.

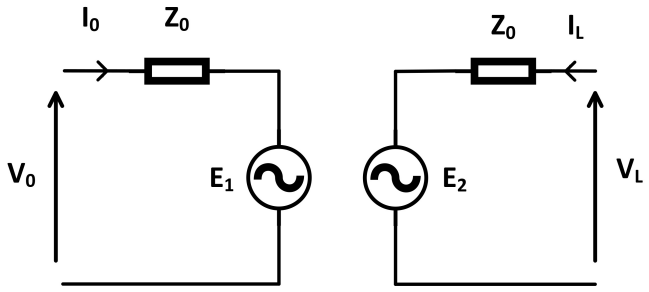


FIGURE V.87 – Modèle de câble équivalent dans le domaine fréquentiel

Pour trouver une formulation analytique dans le domaine de Laplace, les équations linéaires suivantes sont nécessaires [80] :

$$I_0 - \frac{V_0}{Z_0} = -e^{-\Gamma L}\left(I_L + \frac{V_L}{Z_0}\right) \tag{V.133}$$

$$I_L - \frac{V_L}{Z_0} = -e^{-\Gamma L}\left(I_0 + \frac{V_0}{Z_0}\right) \tag{V.134}$$

En multipliant les deux côtés des équations caractéristiques du câble (V.133) et (V.134) par Z_0 cela nous donne :

$$V_0 - Z_0 I_0 = e^{-\Gamma L}\left(V_L + Z_0 I_L\right) \tag{V.135}$$

$$V_L - Z_0 I_L = e^{-\Gamma L}\left(V_0 + Z_0 I_0\right) \tag{V.136}$$

Où V_0 et I_0 sont respectivement la tension et le courant à l'entrée du câble d'alimentation. Alors que V_L et I_L sont respectivement la tension et le courant à la sortie du câble. Le coefficient Γ est donné par : $\Gamma = \sqrt{LC}s$. Le paramètre s désigne l'opérateur de Laplace.

À partir de (V.135) et (V.136), on peut obtenir le modèle du câble représenté sur la figure V.87 où :

$$E_1 = e^{-\Gamma L}\left(V_L + Z_0 I_L\right) \tag{V.137}$$

$$E_2 = e^{-\Gamma L}\left(V_0 + Z_0 I_0\right) \tag{V.138}$$

V.4.2 Modèle fréquentiel de l'onduleur

La forme d'onde de la tension délivrée par la cellule de commutation (IGBT et diode) de l'onduleur peut être d'abord approchée par un signal trapézoïdal. On suppose que le câble est alimenté par une source de tension échelonnée pour réduire la complexité de conception [81]. Les équations suivantes résument les points susmentionnés :

$$V_{IN} = V_{DC}u(t) \tag{V.139}$$

Où V_{IN} représente la tension de sortie de l'onduleur et V_{DC} indique la tension du circuit intermédiaire (le bus continu).

L'équation (V.139) peut être exprimée dans le domaine de Laplace de la manière suivante :

$$V_{IN} = \frac{V_{DC}}{s} \tag{V.140}$$

V.4.3 Modèle simplifié de la charge

Dans ce paragraphe, un modèle simplifié de la charge est proposé pour compléter le modèle général du système. Nous avons comme charge soit les enroulements du stator du moteur électrique ou ceux du rotor d'une MADA. Par conséquent, le modèle par phase de la charge peut être choisi comme une impédance de la forme suivante :

$$Z_R = \sqrt{R_R^2 + X_R^2} \tag{V.141}$$

où Z_R est l'impédance des enroulements par phase. R_R et X_R représente respectivement la résistance et la réactance équivalentes des enroulements par phase.

V.4.4 La conception du filtre R-L

Avant de procéder à la conception du filtre, nous devons proposer un modèle de l'ensemble du système qui sera très utile pour évaluer les surtensions. La représentation par phase du système est montrée sur la figure V.88. L'impédance du filtre côté onduleur est noté par Z_{f1}. Tandis que Z_L est l'impédance équivalente du filtre côté de la charge parallèle avec cette dernière. Elle est exprimée par :

$$Z_L = \frac{Z_R Z_{f2}}{Z_R + Z_{f2}} \tag{V.142}$$

avec Z_{f2} désigne l'impédance du filtre côté de la charge.

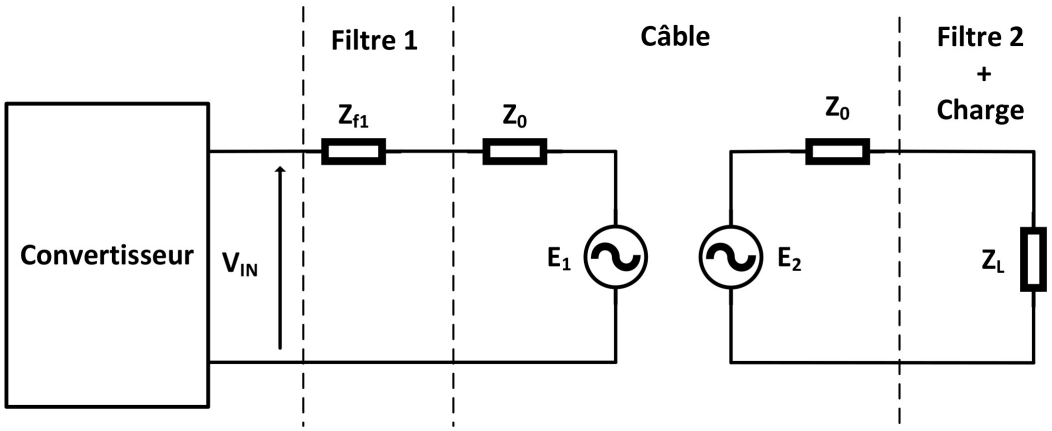


FIGURE V.88 – Modèle par phase du système avec filtre

En appliquant les lois de Kirchhoff, on peut obtenir les expressions suivantes :

$$V_L = \frac{Z_L}{Z_0 + Z_L} E_2 \tag{V.143}$$

$$E_2 = e^{-\Gamma L}\left(V_{IN} + \left(Z_0 - Z_{f1}\right) I_0\right) \tag{V.144}$$

$$I_0 = \frac{1}{Z_0 + Z_{f1}} V_{IN} + e^{-\Gamma L} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L\left(Z_0 + Z_{f1}\right)} V_L \tag{V.145}$$

Mettant (V.144) et (V.145) dans (V.143) conduit à :

$$V_L = V_L^+ + V_L^- \tag{V.146}$$

Le premier terme de l'équation (V.146) (V_L^+) fait référence à la tension aux bornes de la charge lorsque les réflexions ne se produisent pas. Il s'écrit comme suit :

$$V_L^+ = \left(\frac{Z_L}{Z_0 + Z_L}\right)\left(\frac{2Z_0}{Z_0 + Z_{f1}}\right) e^{-\Gamma L} V_{IN} \tag{V.147}$$

Alors que le deuxième terme V_L^- représente la réflexion de tension au niveau de la charge en raison de la désadaptation d'impédance. Il est détaillé dans (V.148)

$$V_L^- = \left(\frac{Z_L - Z_0}{Z_0 + Z_L}\right)\left(\frac{Z_0 - Z_{f1}}{Z_0 + Z_{f1}}\right) e^{-2\Gamma L} V_L \tag{V.148}$$

En analysant l'équation (V.148), on observe qu'il existe deux possibilité pour éliminer l'impact des réflexions de tension aux bornes de la charge. La première est :

$$Z_L = Z_0 \tag{V.149}$$

L'intérêt de ce critère apparaît surtout aux hautes fréquences. En effet, l'impédance de la charge devient assez supérieure à sa valeur nominale. Dans ce cas, on peut déduire de (V.149) la relation suivante :

$$Z_{f2} \approx Z_0 \tag{V.150}$$

Dans les applications industrielles, il existe une solution très connue basée sur l'équation ci-dessus. Elle est appelée le réseau de terminaison de ligne (RTL) [82]. L'impédance Z_{f2} représente un réseau R-C. Le condensateur est utilisé pour découpler la résistance du câble d'énergie aux basses fréquences. Ainsi, nous diminuons les pertes dans le RTL. En revanche, cette méthode n'est pas très efficace, nous allons le constater dans la partie de simulation.

La deuxième technique consiste à considérer :

$$Z_{f1} = Z_0 \tag{V.151}$$

Afin de réduire le coût du filtre et les pertes de puissance, nous avons adopté la deuxième solution en choisissant le filtre côté onduleur comme un circuit parallèle R-L. En basse fréquence, l'inductance se comporte comme un court-circuit. Le courant qui circule dans la résistance est faible. Ainsi, nous minimisons les pertes de puissance dans le filtre. En hautes fréquences, l'inductance se comporte comme un circuit ouvert, de cette façon, Z_{f1} est approximée par sa partie réelle. Ainsi, R_{f1} égale :

$$R_{f1} = Z_0 \tag{V.152}$$

A la fréquence fondamentale, les pertes dans la résistance peuvent être estimées par l'expression suivante :

$$P_{loss} = R_{f1}\left(\frac{L_{f1}\omega_F}{\sqrt{R_{f1}^2 + (L_{f1}\omega_F)^2}} I_{0,RMS}\right)^2 \tag{V.153}$$

où ω_F est la pulsation fondamentale, et $I_{0,RMS}$ est la valeur efficace du courant qui parcours Z_{f1}. En développant (V.153) on aboutit à la représentation suivante :

$$P_{loss} = R_{f1}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{f1}}{L_{f1}\omega_F}\right)^2}} I_{0,RMS}\right)^2 \tag{V.154}$$

Sachant que la réactance du filtre est très faible à la fréquence fondamentale, on peut conclure de (V.154) que la puissance active consommée par le filtre aux basses fréquences est négligeable.
La valeur de l'inductance est choisie de telle façon à assurer un dépassement de tension de 3 % aux bornes de la charge. L'approximation suivante est nécessaire pour établir la procédure de calcul de l'inductance du filtre :

$$e^{-\tau s} \approx \frac{1}{1+\tau s} \tag{V.155}$$

où τ est donné par $\tau = L\sqrt{L_0 C_0}$, il est supposé très inférieure à la période de l'impulsion de tension de l'onduleur ($\tau \ll 1/f_s$), avec f_s est la fréquence de commutation de l'onduleur.

Au moyen de l'approximation décrite dans (V.155), et après un développement de (V.147) et (V.148) puis en les injectant dans (V.146) on aboutit à cette expression :

$$V_L \approx \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} V_{IN} \tag{V.156}$$

Avec :

$$a_0 = 2R_{f1}Z_R Z_0$$
$$a_1 = 2Z_R Z_0 (L_{f1} + R_{f1}\tau)$$
$$a_2 = 2L_{f1}Z_R Z_0 \tau$$
$$b_0 = 2R_{f1}Z_R Z_0$$
$$b_1 = 2Z_0[L_{f1}(R_{f1} + Z_R) + R_{f1}(Z_R + Z_0)\tau]$$
$$b_2 = (Z_R + Z_0)\tau\,[R_{f1}Z_0\tau + 2L_{f1}Z_0 + R_{f1}]$$
$$b_3 = L_{f1}(R_{f1} + Z_0)(Z_R + Z_0)\tau^2$$

En fin, la valeur de l'inductance du filtre peut être calculée en exécutant un algorithme MATLAB qui est décrit par l'organigramme représenté sur la figure V.89.

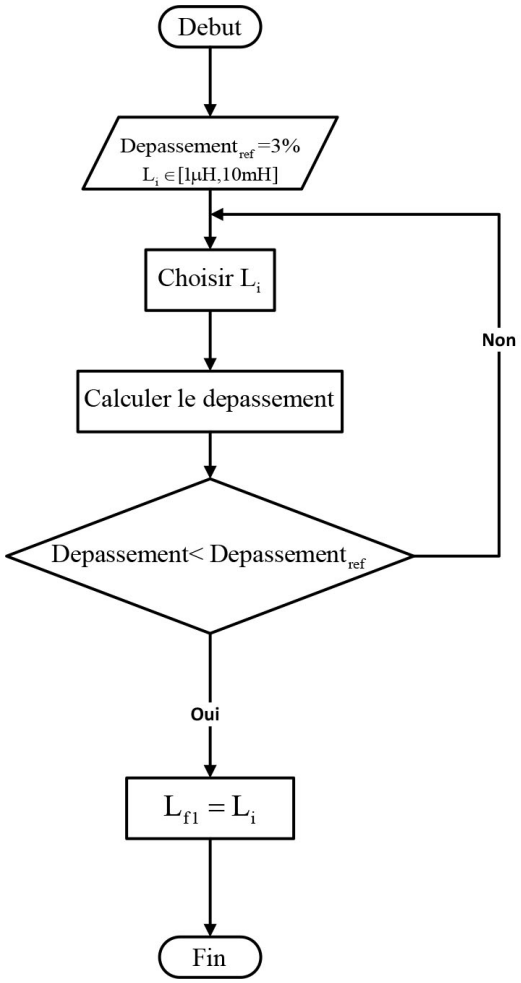


FIGURE V.89 – Organigramme de la procédure de calcul de l'inductance du filtre L_{f1}

V.5 Application sur une chaines de traction électrique

On trouve la chaine d'entrainement électrique au cœurs des applications industrielles modernes. En effet, l'avènement du projet de l'avion de plus en plus électrique, le progrès fulgurant de la voiture électrique et les systèmes industriels de pointes nécessitent tous une association variateur de vitesse-moteur électrique pour opérer efficacement. Dans plusieurs cas de figures le câble qui fait le lien physique entre les deux entités de cette association est de longue distance. La longueur du câble est un facteur déterminant dans l'estimation de l'impact CEM sur la charge. Les surtensions augmentent proportionnellement avec la longueur du câble. Les mesures correctives doivent être mises en place. C'est pour cela les filtres passifs sont des moyens de durcissement efficaces contre ces effets néfastes. La seule particularité à prendre en compte est le type d'application visée. En effet, dans les systèmes embarqués, le poids et l'encombrement engendrés par l'ajout du filtre dans la chaine rend ce dernier moins compétitif par rapport aux autres solutions qui reposent sur la modification de la structure ou de la commande du convertisseur.

V.5.1 Présentation et modélisation du système

Dans cette partie nous allons présenter les modèles adoptés dans la simulation des différents éléments du système d'entrainement électrique. Nous avons insisté sur la précision pour bien prédire le comportement du système réel. Il est à signaler que le modèle du câble utilisé ici est celui développé dans ce chapitre.

V.5.1.1 Le modèle de l'IGBT

Le transistor bipolaire à grille isolée ou IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un dispositif semi-conducteur de puissance qui incorpore un transistor à effet de champ et un transistor bipolaire dans une structure monolithique unique. Cela lui permet d'avoir en même temps des faibles pertes de commutation et la capacité de supporter un courant élevé. Les IGBT commercialisés ont des courants nominaux de 1 à 1000 A, des tensions nominales de 200 à 750 V et une gamme de fréquences de 60 Hz à 100 kHz [83]. Les IGBT sont le choix préféré dans la majorité des applications d'électronique de puissance car ils fournissent de manière fiable une alimentation électrique et une gestion de l'énergie efficaces à un coût et une taille réduits. Les principaux domaines dans lesquels les IGBT sont largement utilisés sont : les applications de commutation haute puissance comme les systèmes d'allumage électroniques pour les véhicules, les onduleurs pour les voitures hybrides et électriques et les systèmes de traction des trains électriques. Compte tenu de la vaste gamme d'applications couvertes par les IGBT, des modèles de ces derniers sont proposés sur les plateformes de simulation. Dans notre cas nous avons choisi le modèle à dynamique avancée du transistor IGBT intégré dans le logiciel Simporer (Voir Annexe D). Ce modèle qui prend en compte les aspects statique et thermique du transistor est précis. L'annexe D présente le circuit équivalent du modèle de l'IGBT.

V.5.1.2 Le modèle du moteur électrique

La fiabilité et la grande robustesse des moteurs asynchrones en font l'une des technologies d'entraînement les plus importantes et les plus fréquemment utilisées. Plusieurs modèles de ces structures ont été proposés dans la littérature. On cite parmi eux, les modèles basés sur les mesures de l'évolution fréquentiel de l'impédance. Par ailleurs, les modèles analysés par la méthode des éléments finis jouissent d'une précision exceptionnelle par rapport aux autres techniques numériques ou analytiques. Sur la plateforme Ansys, on trouve le logiciel Maxwell 2D/3D qui permet de calculer le champ électromagnétique pour les machines électriques par la méthode des éléments finis. Sur la même plateforme le logiciel RMxprt (Rotational Machine Expert) permet la conception et l'analyse des machines électriques. RMxprt contient des modèles intégrés qui sont prêt à l'utilisation, il suffit de choisir le type de la machine à simuler et les paramètres qui la caractérisent. Nous avons modélisé le moteur électrique avec cet outil parce qu'il fournit des calculs analytiques rapides du comportement de la machine et propose la création de géométries 2D et 3D pour des calculs par éléments finis dans ANSYS Maxwell. La figure V.90 expose le modèle du moteur électrique sur RMxprt. Par contre la figure V.91 montre la géométrie équivalente générée sur Maxwell 2D. Les paramètres introduits dans le modèle de la charge sont donnés en détail dans l'annexe E.

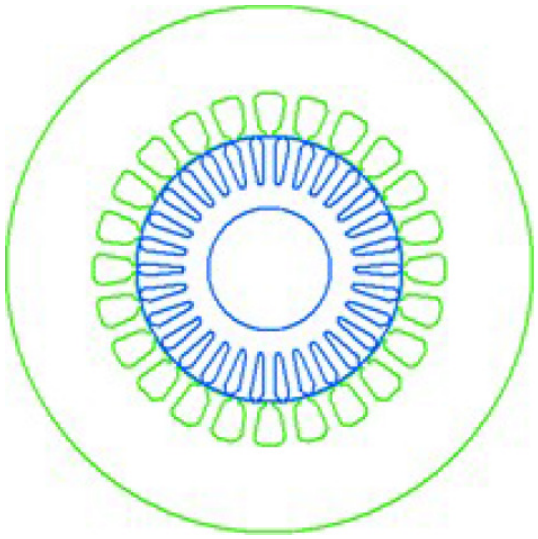


FIGURE V.90 – Modèle du moteur électrique sur RMxprt

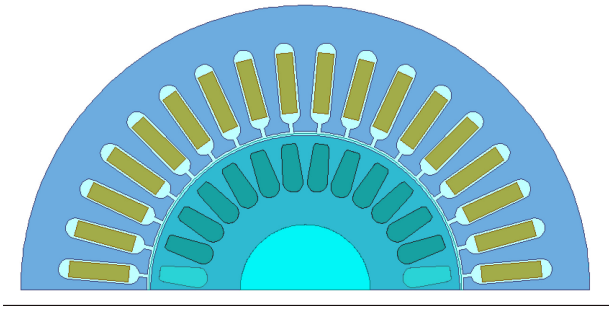


FIGURE V.91 – Modèle du moteur sur Maxwell 2D

V.5.2 Résultats de simulations

La tension d'entrée V_{DC} est de 300 V et la fréquence de commutation de l'onduleur fs est fixée à 10 KHz. De plus, nous avons utilisé une longueur de câble de 100 mètres modélisée comme décrit dans ce chapitre (Câble blindé à 4 conducteurs). L'onduleur délivre un signal MLI (Modulation de largeur d'impulsion) triphasé. Lorsque l'effet du câble est négligé, la tension aux bornes du moteur sera à peu près égale celle à la sortie du convertisseur. On remarque que l'amplitude des pics de tension à la sortie du câble atteint 538 V (Figure V.92). L'augmentation de la longueur du câble augmentera considérablement ces pics. La figure V.93 montre la forme d'onde de la tension aux bornes du moteur après l'utilisation du filtre mentionné précédemment ($R_{f1} = 49\Omega$ et $L_{f1} = 600\mu H$). On constate que les pics de surtension ont été atténués. L'amplitude des pics de tension à la sortie du câble ne dépasse pas 316 V ce qui montre l'intérêt du filtre ajouté.

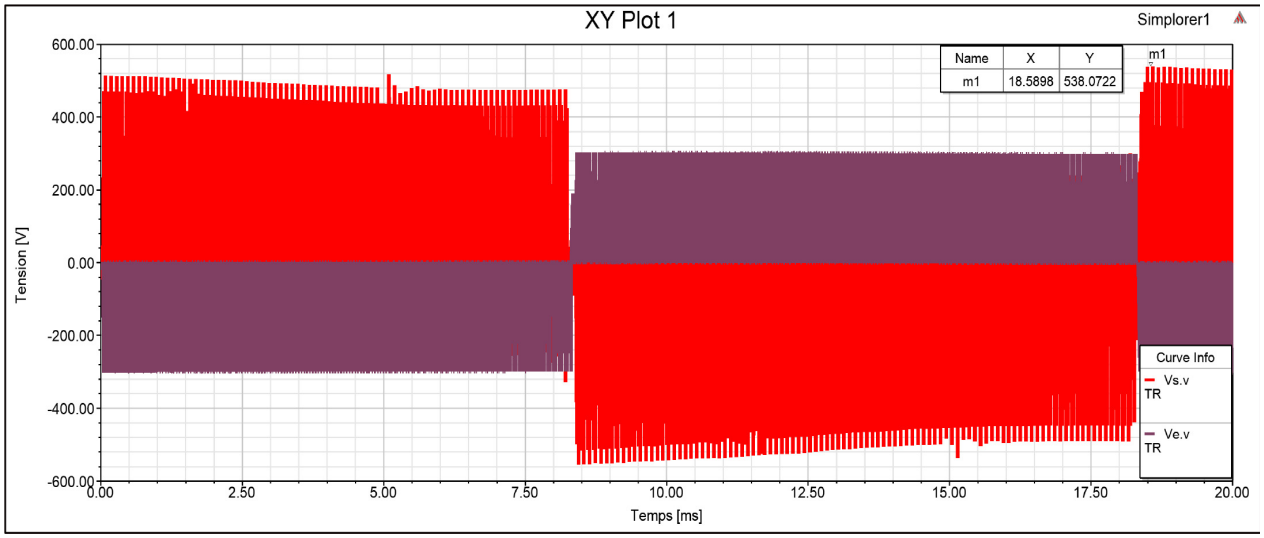


FIGURE V.92 – Tension aux bornes de la charge sans filtre

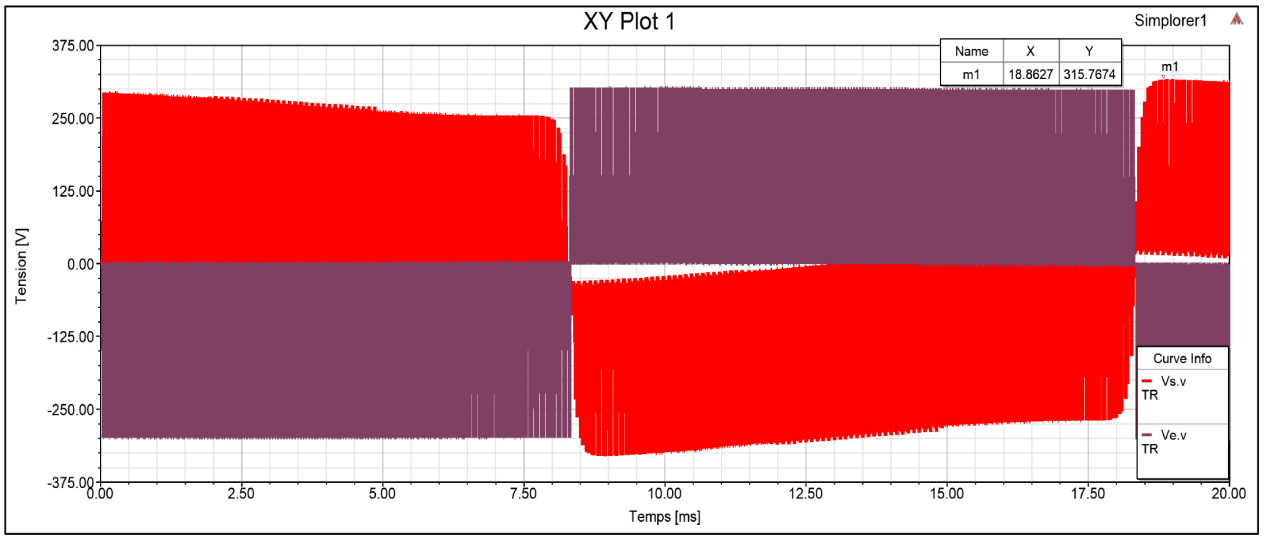


FIGURE V.93 – Tension aux bornes de la charge avec filtre

V.6 Application à une éolienne à base de la MADA

De nos jours, les énergies renouvelables deviennent un sujet très attractif pour la communauté internationale. En effet, l'épuisement des combustibles fossiles est inévitable au cours des prochaines décennies. Aussi, la lutte contre la pollution justifie ce recours à des sources d'énergie propres. Ces dernières années, l'énergie éolienne a connu un grand développement en termes de coût et de technologie [84]. Parmi les générateurs existant sur le marché, la GADA(Générateur Asynchrone à Double Alimentation) est largement utilisée dans les parcs éoliens en raison de ses avantages et de ses caractéristiques par rapport aux machines à induction à vitesse fixe [85].

La fréquence des tensions du stator du GADA est contrôlée en ajustant la fréquence des tensions appliquées aux bornes du rotor. Cette dernière opération est assurée par un convertisseur qui relie le rotor au réseau. Pour des raisons de maintenance, dans de nombreuses applications industrielles de production d'énergie éolienne, il est préférable que l'onduleur soit situé en bas de la tour (figure V.94). Vu que les enroulements du rotor sont dans la nacelle alors la connexion du rotor à l'onduleur nécessite l'utilisation de longs câbles d'énergie. En raison de la fréquence de commutation élevée des IGBT, des perturbations électromagnétiques sont générées et se propagent à travers le câble pour atteindre les enroulements du rotor, ce qui entraîne des surtensions [86].

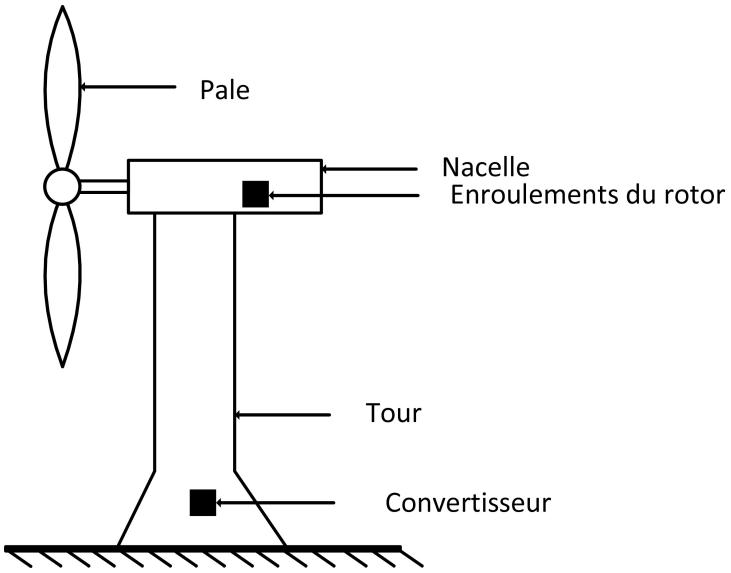


FIGURE V.94 – Description du système éolien étudié

La hauteur des éoliennes a tendance à augmenter dans le futur, il est donc intéressant de placer le convertisseur au niveau du sol de la tour. Les pics de surtension peuvent être atténués grâce à l'association câble-filtre. Les avantages de placer le convertisseur en bas de la tour par rapport à son positionnement classique sont :

- L'accès simple au convertisseur pour la configuration et le contrôle.
- La facilité de maintenance du convertisseur.

V.6.1 Présentation et modélisation du système

Afin de prouver l'efficacité de la procédure de conception du filtre passif développée dans ce chapitre, il est fortement recommandé de modéliser précisément le système étudié. Les modèles utilisés dans cette section ont été décrits en détail. De cette façon, la surtension estimée représente fidèlement la réalité. Le modèle du câble blindé à trois conducteurs (chapitre IV) utilisé dans cette partie est celui développé dans ce chapitre et le modèle du transistor IGBT adopté est déjà abordé dans la partie précédente. Il reste la modélisation de la GADA, c'est l'objectif du paragraphe suivant. Une vue d'ensemble de la structure du système est illustrée par la figure V.95.

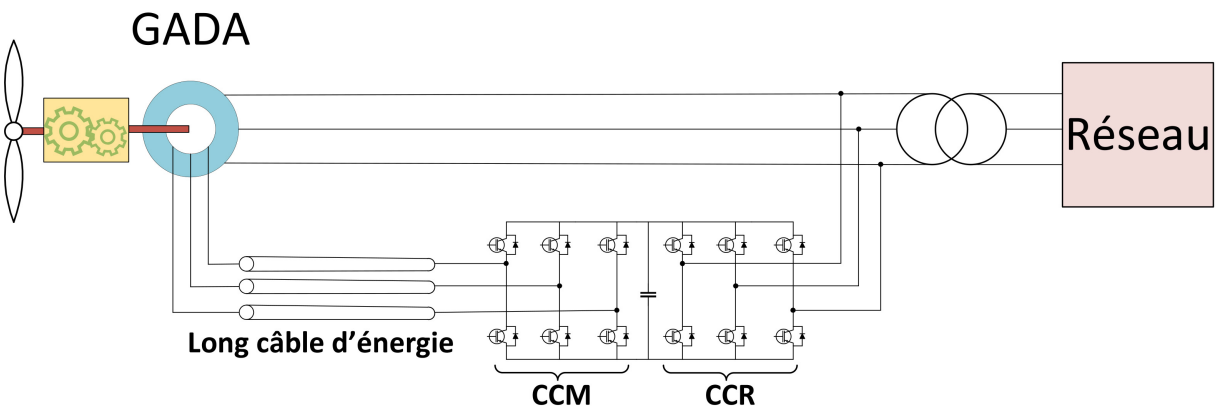


FIGURE V.95 – GADA alimenté par un long câble d'énergie

V.6.1.1 Équations mathématiques de la GADA

Dans ce paragraphe, un modèle couramment utilisé de la GADA est introduit [87, 88], Ce dernier est établi sous certaines hypothèses simplificatrices. La saturation et les effets de peau et de proximité sont négligés. Les équations électriques et magnétiques, exprimées dans le référentiel de Park (dq), sont données ci-dessous [89, 90] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \dfrac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \dfrac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \dfrac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr} \end{cases} \tag{V.157}$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \tag{V.158}$$

Où R_s et R_r indiquent respectivement la résistance du stator et celle du rotor. V_{sdq} et V_{rdq} désignent les vecteurs de tension du stator et rotor. ϕ_{sdq} et ϕ_{rdq} sont respectivement les vecteurs de flux statorique et rotorique. ω_s et ω_r représentent les vitesses du synchronisme et de la référence liée au rotor. L_s et L_r sont respectivement les inductances des enroulements du stator et ceux du rotor. Alors que L_m est l'inductance mutuelle.

Le modèle ci-dessus est implémenté dans le logiciel ANSYS Simplorer à travers le langage VHDL-AMS. Le paragraphe suivant va élaborer les schémas de simulation permettant la visualisation de l'effet de l'insertion du filtre dans la structure du système étudié.

V.6.1.2 Schémas de simulation

La figure V.96 montre la configuration de simulation utilisée pour montrer les performances du filtre proposé. V_1, V_2 et V_3 sont trois sources de tension de valeur efficace égale à $690V$, et leurs phases sont décalées de $2\pi/3$. La figure V.97 représente la deuxième configuration. Ce schéma a été mis en place pour comparer les résultats obtenus en adoptant le filtre "RL" avec ceux réalisés en insérant un RTL.

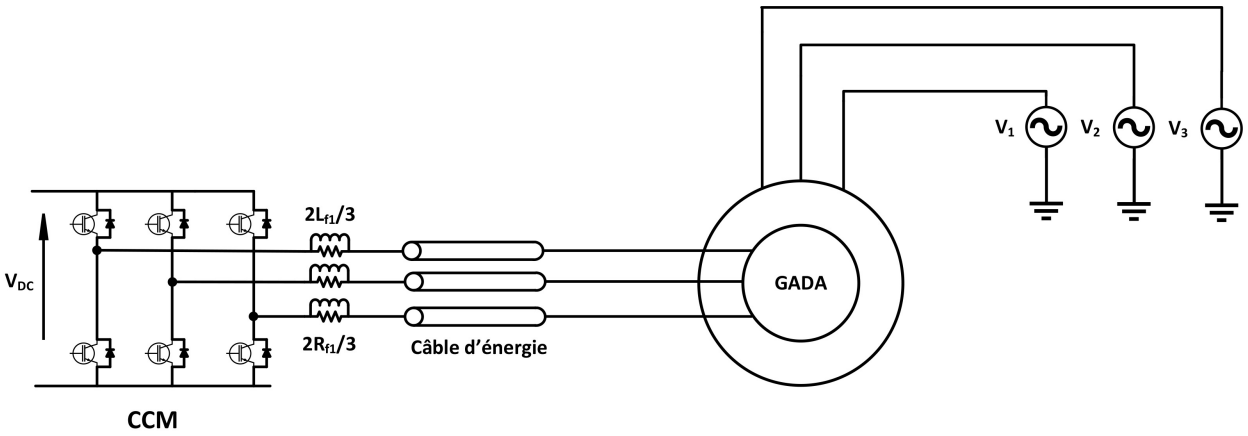


FIGURE V.96 – Montage de simulation avec filtre RL

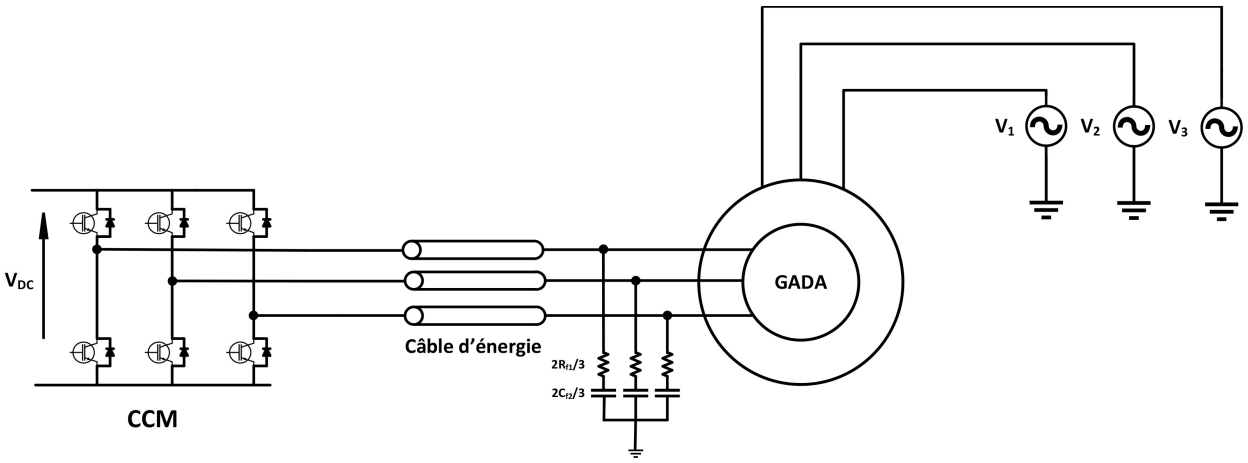


FIGURE V.97 – Montage de simulation avec RTL

Les schémas des deux figures précédentes reproduisent le fonctionnement nominal de la GADA dans son environnement. Ces représentations sont suffisantes pour nous afin de montrer la contribution des filtres à la réduction voir la suppression des surtensions aux bornes des enroulements du rotor.

Les paramètres du système et les valeurs des composants des filtres sont résumés dans le tableau V.10. g est le glissement du générateur et J désigne le moment d'inertie.

TABLE V.10 – Les valeurs des paramètres de simulation.

Paramètres	Valeurs
R_{f1}	73.5Ω
L_{f1}	$930\mu H$
R_{f2}	73.5Ω
C_{f2}	$33nF$
L_s	$0.0137H$
R_s	0.021Ω
R_r	0.021Ω
L_r	$0.0137H$
L_m	$0.0135H$
L	$100m$
g	0.05
ω_s	$100\pi rad/s$
V_{DC}	$1000V$
J	$500kgm^2$
Z_R	$2k\Omega$
τ	$1\mu s$

V.6.2 Résultats de simulations

Dans cette section, trois simulations ont été réalisées. La première est basée sur le système sans aucune solution de filtrage. Elle vise à montrer le niveau des pics de tension. Ainsi, ces derniers présentent un risque sérieux qui peux engendrer la défaillance complète de l'isolation de l'enroulement du rotor. Par ailleurs, le deuxième exemple traite le cas où le filtre proposé est utilisé. De cette façon on peut évaluer l'impact du filtre précité sur la réduction des pics de tension. Alors que le dernier scénario analyse le cas où le câble est terminé par un RTL. Les deux solutions sont comparées pour prouver l'efficacité de la méthode proposée par rapport à celle basée sur le RTL.

V.6.2.1 Cas 1 : Système sans filtre

Les résultats de simulation dans le cas sans filtre sont montrés sur les figures V.98 et V.99.

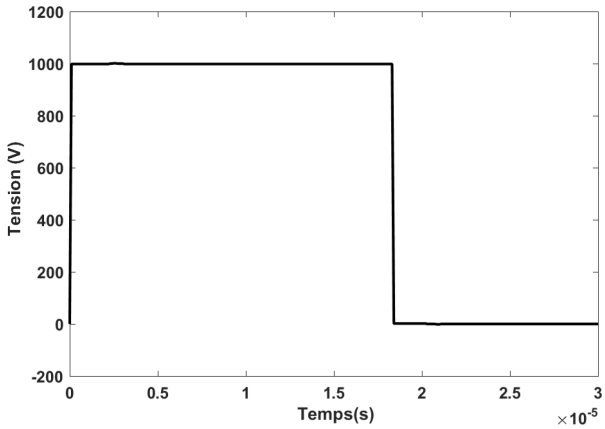


FIGURE V.98 – La tension délivrée par CCM

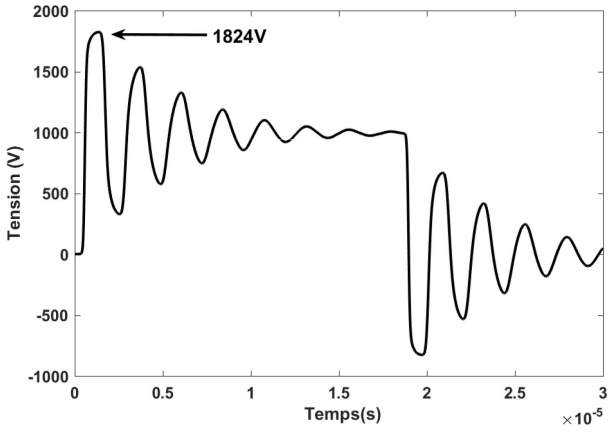


FIGURE V.99 – La tension aux bornes du rotor sans filtre

On constate que le pic de tension aux bornes du rotor est deux fois supérieur à celui à l'entrée du câble. Ce phénomène met en danger le câble et les enroulements du rotor. Par conséquent, l'adjonction d'un filtre est capital.

V.6.2.2 Cas 2 : Système avec filtre "RL"

L'inclusion du filtre "RL" a donné de meilleurs résultats, comme le montre la figure V.100. On peut remarquer que les pics de tension ne dépassent pas 1030 V.

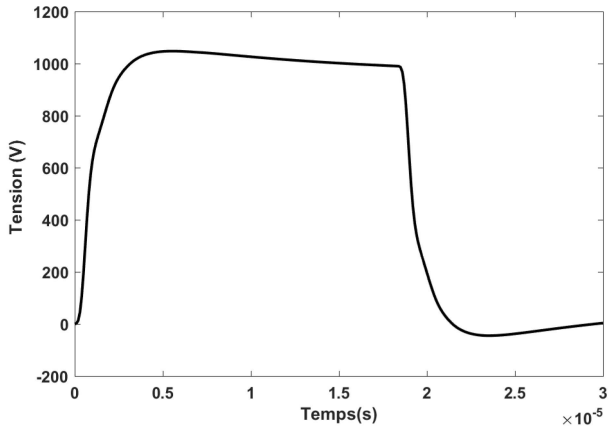


FIGURE V.100 – La tension aux bornes du rotor avec le filtre «RL»

V.6.2.3 Cas 3 : Système avec RTL

La simulation du système avec le RTL fournit la réponse en tension représentée sur la figure V.101. On remarque sur cette figure que le pic de tension a diminué de 1824 V sans filtre à 1305 V avec RTL.

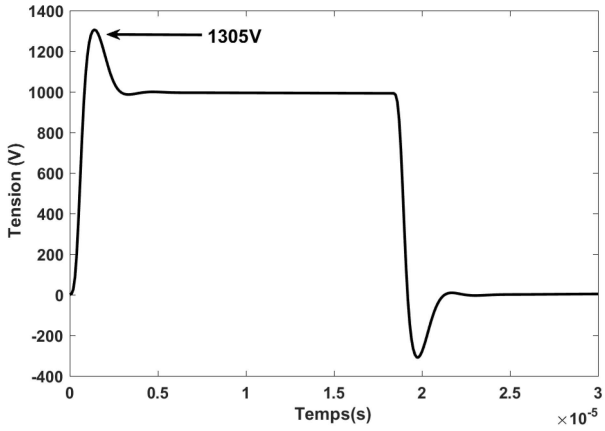


FIGURE V.101 – Tension aux bornes du rotor avec RTL

V.6.2.4 Discussion

On souligne ici que les deux solutions permettent d'atténuer les surtensions aux bornes de l'enroulement du rotor. Les performances du RTL peuvent être améliorées en augmentant la valeur de sa capacité. Par contre, cela augmentera les pertes de puissance. Pour cette raison, un compromis entre la dissipation de puissance et l'atténuation des surtensions doit être envisagé [82]. Il ressort clairement de l'analyse des résultats de simulation précédents que le filtre proposé permet d'atténuer plus efficacement les pics de tension.

V.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un modèle réduit en temporel des câbles blindés multi-conducteurs. Les paramètres linéiques ont été calculés par la méthode des éléments finis. En se basant sur les équations des télégraphistes nous avons déduit la matrice admittance du câble. L'approximation à l'aide des fonctions rationnelles appliquée sur les valeurs propres de la matrice admittance du câble nous a permis de trouver une représentation du comportement fréquentiel de celui-ci. Ensuite nous avons obtenu un modèle de type circuit en temporel à partir de l'approximation fréquentielle. Ce modèle a été par la suite implémenté dans le logiciel Simplorer. Finalement les résultats de notre approche ont été validés par comparaison avec le modèle à cellules cascadées et le modèle fréquentiel réduit.

Les avantages de notre contribution sont résumés dans les points suivants :

- Une méthodologie de modélisation générale, complète et pratique pour les câbles d'énergie multi-conducteurs à symétrie rotationnelle.
- La possibilité d'implémenter le modèle proposé via le langage VHDL-AMS.
- Le temps de calcul a été considérablement réduit en remplaçant les pôles conjugués complexes par deux équations différentielles réelles couplées du premier ordre. Par conséquent, le modèle devient plus efficace avec un temps de calcul très compétitif par rapport aux techniques existantes.

- Grâce au réseau électrique équivalent du bloc du premier ordre on peut implémenter le modèle dans d'autres simulateurs de type circuit.

Enfin, nous avons entre nos mains un modèle temporel avec tous ces points forts cités précédemment. Ces derniers vont nous permettre de bien prévoir les surtensions aux bornes de la charge véhiculées par les câbles d'énergie dans une association convertisseur-machine. Ceci était l'objet de la deuxième partie de ce chapitre.

Nous avons effectué des simulations en se basant sur le modèle temporel proposé du câble et les modèles standards des autres parties du système. Les résultats montrent la gravité des surtensions aux bornes de la charge. Dans le souci de remédier à ce problème, nous avons conçu un filtre passif RL capable de les atténuer. Cette solution de filtrage a montré des performances élevées par rapport à celle bien connue qui fait appel à un RTL . La technique élaborée se caractérise par les avantages suivants :

- Faibles pertes de puissance active.
- Faible coût en minimisant le nombre de composants du filtre.
- Réduction optimale des surtensions.

Conclusion générale

Les convertisseurs statiques permettent d'optimiser la gestion de l'énergie électrique et de minimiser les pertes. Mais, ils contribuent significativement à la génération des perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées. Ces dernières peuvent altérer le fonctionnement des systèmes vulnérables. Il est devenu impératif d'atténuer le niveau d'émissions des agresseurs et d'élever l'immunité des victimes afin d'assurer la conformité aux normes. Vu la difficulté du prototypage réel et des mesures, aussi le coût exorbitant des essais, les méthodes prédictives, basées sur les plateformes de simulations modernes et les techniques de calcul numériques les plus puissantes, constituent une alternative plus avantageuse. En effet, cette méthode repose sur des modèles précis qui représentent fidèlement le système étudié. Il s'avère important de l'appliquer dans le domaine de l'électronique de puissance et notamment dans l'association convertisseur-Machine. Dans ce contexte, plusieurs travaux se sont concentrés sur la modélisation du câble qui relie le convertisseur à la charge. Malgré les efforts déployés dans ce sens, les modèles des câbles d'énergie proposés dans la littérature souffrent de plusieurs points faibles comme la bande de fréquence de validité étroite et le temps de calcul très élevé. Nous avons abordé ce sujet pour contribuer à l'élaboration des nouveaux modèles des câbles qui surmontent ces obstacles et par la suite utiliser notre apport dans la quantification des niveaux de perturbations sur les systèmes victimes afin de réussir une opération de durcissement.

Le premier chapitre introduisait les bases sur lesquelles se fonde notre travail de thèse. Dans un premier temps, nous avons présenté les aspects importants de la CEM. Vu que le vif du sujet concerne seulement les perturbations électromagnétiques conduites, nous avons évoqué succinctement la norme qui définit les gabarits limites, à ne pas dépasser, pour que le système soit conforme dans ce cas. Au contraire, si la norme n'est pas respectée, les techniques de durcissement doivent être appliquées. Nous en avons cité quelques unes brièvement. Par ailleurs, la seconde partie a mis l'accent sur le rôle crucial de l'électronique de puissance dans la bonne gestion et l'adaptation de l'énergie électrique. En revanche, l'insertion massive des convertisseurs statiques doit être surveillée parce qu'elle engendre des harmoniques indésirables. Par la suite, nous avons discuté les causes et les conséquences des perturbations conduites dans les systèmes d'entrainement électriques. Il est connu que le caractère non linéaire des composants de puissance n'est pas le seul facteur influençant le niveau des perturbations véhiculées, la longueur du câble et son comportement en hautes fréquences jouent aussi un rôle important. Pour ces raisons, nous avons consacré une partie aux effets électromagnétiques qui apparaissent dans le câble en hautes fréquences comme l'effet de peau et l'effet de proximité. Enfin, l'intérêt de la modélisation et de la simulation est éclairci. On peut se baser sur les deux approches précédentes pour estimer les effets CEM du câble dans une association convertisseur-machine.

La théorie des lignes de transmission a été utilisée pour décrire le comportement du câble en mode TEM. Ainsi, la modélisation du câble se fait en deux étapes. La première consiste à identifier les paramètres linéiques du câble. Par contre, la deuxième étape se focalise sur le phénomène de propagation. Le chapitre II se concentre sur l'état de l'art de ces deux phases de modélisation. Pour la détermination des paramètres du câble, on distingue d'une part les techniques calculatoires comme les méthodes analytiques, semi-analytiques et numériques et d'autre part les techniques expérimentales comme les mesures par les analyseurs d'impédance ou de réseau. Une fois les paramètres linéiques sont obtenus, afin de les intégrer directement dans un simulateur de type circuit nous avons besoin des méthodes d'approximation telles

que les réseaux en échelle ou l'approximation rationnelle. Après cette étape une méthode de modélisation globale prend place. Le modèle à cellules cascadées permet de modéliser seulement les câbles d'énergie dont la longueur ne dépasse pas des dizaines de mètres. Dans les dernières années des modèles réduits ont été proposés pour monter en fréquence et en longueur du câble mais dans la plupart des cas c'était au détriment du temps de simulation.

Le troisième chapitre a été consacré à la modélisation des câbles d'énergie dans le domaine fréquentiel. D'abord, nous avons proposé une méthode d'investigation rapide qui permet le calcul de l'évolution fréquentielle de l'impédance des câbles d'énergie non blindés dont le nombre de conducteurs est égale à 2 ou impaire supérieur ou égale à 3. Cette méthode permet aussi de déduire la tension à la sortie du câble et les fréquences de résonance. Mais elle présente trois inconvénients majeurs : Elle ne tient pas compte de l'effet de proximité, de l'interaction entre les conducteurs non adjacents et en plus la méthode n'est pas adaptée aux conducteurs blindés. Pour ces raisons, nous avons développé un modèle fréquentiel à cellules cascadées qui permet de modéliser fidèlement les câbles d'énergie courts.

Le chapitre IV a dressé la démarche à suivre pour concevoir le modèle fréquentiel réduit des câbles. Il est codé en VHDL-AMS et élaboré sur ANSYS Simplorer, puis validé sur une plage fréquentielle très large allant jusqu'à 100MHz. En plus, il n'est plus limité en terme de longueur du câble. Les nombreux avantages que possède notre proposition peuvent se résumer aux points suivants :

- Notre proposition reste précise sur une très large plage de fréquence.
- On peut changer la longueur du câble sans éditer le code.
- L'augmentation de la longueur du câble n'influence pas le temps de calcul.
- Le temps de simulation est très compétitif par rapport à celui de tous les modèles existants.

Malgré les points forts de la modélisation dans le domaine fréquentiel en termes de simplicité, de convergence et de calcul parallèle, elle n'est pas capable de représenter avec précision les composants non linéaires et le transfert entre le mode commun et le mode différentiel. Donc, une méthode d'analyse temporelle est fortement recommandée. Dans ce sens, nous avons établi dans la première partie du dernier chapitre un modèle temporel réduit des câbles multi-conducteur. Notre méthode prend en compte à la fois la dépendance fréquentielle des paramètres du câble et le couplage entre les impédances longitudinales. Le calcul de la matrice admittance a exploité la symétrie rotationnelle du câble pour aboutir à un modèle réduit et découplé. La représentation dans le domaine temporel est obtenue par ajustement vectoriel. La but de la réduction du temps de simulation est atteint grâce à l'utilisation de la technique des blocs du premier ordre qui remplacent les équations à pôles complexes. Nous avons comparé les résultats de simulation obtenus sur le logiciel Simplorer à ceux des modèles à cellules cascadées et fréquentiel réduit. Cette comparaison a montré un bon niveau de concordance. Par conséquent, le modèle proposé est validé. En outre, la présente démarche est parfaitement adaptée à la modélisation de longs câbles d'énergie grâce à son temps de calcul très faible par rapport aux techniques trouvées dans la littérature.

Les surtensions aux bornes de la charge augmentent avec la longueur du câble. L'effet de la modification de la commande ou de la structure du convertisseur est limité sur les basses fréquences. Ceci justifie le choix des filtres passifs comme moyen de durcissement. Nous avons proposé dans la troisième partie du dernier chapitre une solution de filtrage simple et moins

couteuse basée sur le circuit R-L. Pour vérifier la robustesse du filtre, nous l'avons inséré dans une association convertisseur-machine tout en utilisant notre modèle temporel réduit du câble. Les résultats obtenus rendent notre proposition très attractive.

Les perspectives envisageables à ce travail sont nombreuses. Au niveau de la modélisation temporel des câbles d'énergie, d'une part, il reste à chercher une méthode qui permet de simuler n'importe quelle longueur du câble sans modifier le code. D'autre part, il faut voir l'influence de la symétrie du câble sur les surtensions aux bornes de la charge. En ce qui concerne l'affaiblissement des perturbations conduites, il est intéressant de faire une étude comparative entre la solution de filtrage proposée pour atténuer les surtensions et les autres propositions à savoir :

- L'ajout des circuits d'aide à la commutation pour les convertisseurs.
- L'utilisation des convertisseurs multiniveaux

Bibliographie

[1] A. Jazzar, "Modélisation électromagnétique d'un choc de foudre en aéronautique," Thèse doctorat, université de Grenoble, France, 2012.

[2] Baïdy Birame TOURE, "Modélisation Haute Fréquence des variateurs de vitesse pour Aéronefs : Contribution au Dimensionnement et à l'Optimisation de Filtres CEM", Thèse doctorat, université de Grenoble, France, 2012.

[3] Wilfried Frelin, "Impact de la pollution harmonique sur les matériels de réseau", Thèse doctorat, université de Paris-Sud 11, France, 2012.

[4] Mehlem Fady, "Méthodes d'optimisation et de gestion de l'énergie dans les réseaux intelligents "Smart Grids", Thèse doctorat, Université Bourgogne Franche-Comté, France, 2018.

[5] Thi Thu Nga VU, "Étude des phénomènes de charges d'espace dans des matériaux de câbles et câbles modèles destinés à des applications au transport d'énergie en Haute Tension Continue (HVDC)", Thèse doctorat, université de Toulouse, France, 2014.

[6] François Costa, Eric Laboure, Cyrille Gautier and Bertrand Revol, "Electromagnetic Compatibility in Power Electronics", ISTE Ltd and John Wiley & Sons, 2014.

[7] B. Revol : Modélisation et optimisation des performances CEM d'une assciation variateur de vitesse - machine asynchrone, Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, 2003.

[8] N. Doorgah : Contribution à la modélisation prédictive CEM d'une chaine d'entrainement, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2012

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

[10] Abderrazak Lakrim, " Étude comparative des nouveaux composants de puissance en carbure de silicium (Sic) et leur modélisation sous SPICE", Thèse doctorat, Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, Maroc.

[11] Mehdi Belhaj, "modélisation fréquentielle de la MAS en vue de l'analyse des perturbation conduises basses fréquences", Thèse de doctorat, Université de Nante, France, 2007.

[12] Funato, H., Bandou, M. and Kamiyama, K. (2002), Analysis model of leakage current in a long shield power cable in inverter-fed AC drives. Elect. Eng. Jpn., 140 : 65-72.

[13] L. Wang, C. N.-M. Ho, F. Canales, and J. Jatskevich. High-Frequency Modeling of the LongCable-Fed Induction Motor Drive System Using TLM Approach for Predicting Overvoltage Transients. IEEE Transactions on Power Electronics, 25, Oct. 2010.

[14] T. Plazenet, T. Boileau, C. Caironi and B. Nahid-Mobarakeh, "An overview of shaft voltages and bearing currents in rotating machines," 2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Portland, OR, 2016, pp. 1-8.

[15] « Guide technique No. 5 Les courants de palier dans les systèmes d'entraînement c.a à vitesse variable », ABB, https ://library.e.abb.com/

[16] M. Moreau, Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau, Thèse, Université de Lille, France, (2009).

[17] C.R. Paul , Introduction to Electromagnetic Compatibility, Wiley, New York, 2006.

[18] B. Zaidi, Méthode d'optimisation du volume des bobines de mode commun pour la conception des filtres CEM, Thèse, Université de Lille, France, 2018.

[19] A. Videt, Variateur de Vitesse à Impact Electromagnétique Réduit : Onduleur Multi niveaux et Nouvelles Stratégies de Modulation, Thèse, Université de Lille, France, 2008.

[20] T. G. Bade, J. Roudet, J. -M. Guichon, P. Kuo-Peng and C. A. F. Sartori, "Robust Filter Design Technique to Limit Resonance in Long Cables Connected to Power Converters," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 62, no. 6, pp. 2804-2813, Dec. 2020

[21] A. Ametani, T. Ohno and N. Nagaoka, Cable System Transients : Theory, Modeling and Simulation, Wiley-IEEE Press, 2015.

[22] A. Pagnetti, Cable Modeling for Electromagnetic Transients in Power Systems, Thèse, Universite Blaise Pascal - Clermont II, 2012.

[23] Y. Weens, Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance, Thèse, Université de Lille, 2006.

[24] D. Q. Nguyen, Développement d'un outil d'investigation pour le diagnostic des phénomènes hautes fréquences dans des câbles électriques, Thèse, ParisTech,2013.

[25] C. Marlier, A. Videt and N. Idir, NIF-Based Frequency-Domain Modeling Method of Three-Wire Shielded Energy Cables for EMC Simulation, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 57, no. 1, pp. 145-155, Feb. 2015.

[26] C. R. Paul, Analysis of Multiconductor Transmission Lines, Wiley, 2008.

[27] A. Ducluzaux, Pertes supplémentaires dans les conducteurs pour forte intensité par effet de peau et de proximité, 1977.

[28] Wunsch B, Stevanović I, Skibin S, Per-unit-length parameter extraction for lossy multiconductor power cables, IEEE Conf. on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems, (EPEPS), San Jose, CA, Oct. 27-30, pp. 191–194, (2013).

[29] Weens Y, Idir N, Bausiere R, Franchaud, J J, Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, no. 7, pp. 1876-1882, (2006).

[30] A. Ametani, "A General Formulation of Impedance and Admittance of Cables," in IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-99, no. 3, pp. 902-910, May 1980.

[31] Hafner, A.A., Caballero, P.T., Monteiro, J.H.A. et al. Modeling of Power Cables with Arbitrary Cross Section : From Parameter Calculation to Electromagnetic Transients Simulation. J Control Autom Electr Syst 28, 405-417 (2017)

[32] Pagnetti A, Xemard A, Paladian F, Nucci C A, An Improved Method for the Calculation of the Internal Impedances of Solid and Hollow Conductors With the Inclusion of Proximity Effect, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, no. 4, pp. 2063-2072, (2012).

[33] A. Ruehli, Equivalent circuit models for three dimensional multiconductor systems, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 22, no. 3, pp.216–221, (1974).

[34] Utkarsh R. Patel ; Piero Triverio, "MoM-SO : A Complete Method for Computing the Impedance of Cable Systems Including Skin, Proximity, and Ground Return Effects", IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, Volume : 30, Issue : 5.

[35] Patel U R , Gustavsen B, Triverio P, An Equivalent Surface Current Approach for the Computation of the Series Impedance of Power Cables with Inclusion of Skin and Proximity Effects, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 28, no. 4, pp. 2474-2482, (2013).

[36] Santos V D, Roux N, Revol B, Sareni B, B. Cougo B, Carayon J, Unshielded cable modeling for conducted emissions issues in electrical power drive systems, 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, Angers, pp. 1-6, (2017).

[37] S. Habib and B. Kordi, Calculation of Multiconductor Underground Cables High-Frequency Per-Unit-Length Parameters Using Electromagnetic Modal Analysis, IEEE Trans. Power Del., pp. 276–284, (2013).

[38] B. Gustavsen, A. Bruaset, J. Bremnes, and A. Hassel, A finite element approach for calculating electrical parameters of umbilical cables, IEEE Trans. Power Del., vol. 24, no. 4, pp. 2375–2384, (2009).

[39] A. Ruehli and H. Heeb, Circuit models for three-dimensional geometries including dielectrics, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 40, no. 7, pp. 1507–1516, (1992).

[40] W. Yahyaoui, L. Pichon and F. Duval, A 3D PEEC Method for the Prediction of Radiated Fields From Automotive Cables, in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 8, pp. 3053-3056, (2010).

[41] E. Clavel, Vers un outil de conception de câblage : Le logiciel INCA, Thèse. Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996.

[42] J. Ekman, Electromagnetic modeling using the partial element equivalent circuit method, Thesis, Luleå University of Technolology, 2003

[43] E. Arvas and L. Sevgi, "A Tutorial on the Method of Moments [Testing Ourselves]," in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 54, no. 3, pp. 260-275, June 2012, doi : 10.1109/MAP.2012.6294003.

[44] A. Seghir, Cours Méthode des Éléments Finis, Université Abderrahmane Mira – Bejaia, 2005-2014.

[45] http ://www.femm.info/wiki/HomePage

[46] Y. Weens, N. Idir, J. J. Franchaud and R. Bausiere, High frequency model of a shielded 4-wire energy cable, 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005, pp. 10 pp.-P.10.

[47] I. Stevanovic, B. Wunsch, G. L. Madonna, M. F. Vancu, and S. Skibin, Multiconductor cable modeling for EMI simulations in power electronics, in Proc. IECON, Montreal, QB, Canada, Oct. 25–28, 2012, pp. 5366–5371.

[48] D. M. Pozar, Microwave Engineering. Hoboken, NJ, USA : Wiley, 2011.

[49] N. Nahman and D. Holt, Transient analysis of coaxial cables using the skin effect approximation $A+B\sqrt{s}$, in IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. 19, no. 5, pp. 443-451, (1972).

[50] N. Elouazzani , D. Tahri, H. Kabbaj, Analyse temporelle des lignes de transmission non uniformes avec effet de peau, Annales des Télécommunications, vol 45, no. 5-6, pp. 331-341, mai-juin 1999.

[51] D. Tahri, Élaboration de modèles caractérisant les imperfections des conducteurs et les non homogénéités des lignes de transmission excitées par un champ électromagnétique, Thèse d'état Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, Fes, Décembre 2001.

[52] S. Lin and E. S. Kuh, Transient simulation of lossy interconnects based on the recursive convolution formulation, in IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, vol. 39, no. 11, pp. 879-892, Nov. 1992.

[53] B. Gustavsen and A. Semlyen, Rational approximation of frequency domain responses by Vector Fitting, IEEE Trans. Power Delivery, vol. 14 no. 3, pp. 1052-1061, July 1999.

[54] A. Semlyen and B. Gustavsen, A half-size singularity test matrix for fast and reliable passivity assessment of rational models, IEEE Trans. Power Delivery, vol. 24 no. 1, pp. 345-351, January 2009.

[55] S. Bogarra, J.R. Riba, V. Sala, and A. Garcia, Optimal fitting of highfrequency cable model parameters by applying evolutionary algorithms, International journal of electrical power and energy systems, vol. 87, no. 1, pp : 16-26, Mai 2017.

[56] C. Marlier, Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour des applications aéronautiques, Thèse, Université de Lille, 2013.

[57] Y. Huangfu, L. Di Rienzo and S. Wang, Frequency-Dependent Multi- Conductor Transmission Line Model for Shielded Power Cables Considering Geometrical Dissymmetry, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 54 n. 3, pp. 1-4, March 2018.

[58] R. Achar and M. Nakhla, Simulation of high-speed interconnects, Proc. IEEE, vol. 89, no. 5, pp. 693–728, May 2001.

[59] A. S. Morched, J. H. Ottevangers, and L. Marti, Multi-port frequency dependent network equivalents for the EMTP, IEEE Trans. Power Del., vol. 8, no. 3, pp. 1402–1412, Jul. 1993.

[60] T.G. Bade, J. Roudet, JM. Guichon, P. Kuo-Peng, C.A.F. Sartori, JL. Schanen, A. Derbey. Frequency Domain Modeling of Unshielded Multiconductor Power Cables for Periodic Excitation with New Experimental Protocol for Wide Band Parameter Identification. Electrical engineering Springer, 2019.

[61] T.G. Bade, Caractérisation du câblage des réseaux industriels de puissance en vue de la simulation CEM, Thèse, Université de Grenoble Alpes (ComUE), 2019

[62] A. Maria, "Introduction to modeling and simulation," in WSC' 97 : Proceedings of the 29th conference on Winter simulation. Washington, DC, USA : IEEE Computer Society, 1997, pp. 7–13.

[63] V. V. B. Rao and V. K. Aatre, "Mesh-star transformation," Electron. Lett., vol. 10, no. 6, pp. 73–74, Mar. 1974.

[64] A. Krim, A. Lakrim, D. Tahri. Linear Algebra Based Generalization of the Kennelly's Theorem, Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering, vol. 6, no.3. pp. 101 – 107, July 2019.

[65] A. Krim, D. Tahri, A. Lakrim, Introduction des coefficients de couplage résistif dans les modèles de câbles d'énergie de type circuit, La 3ème Rencontre Nationale des Jeunes Chercheurs en sciences de l'ingénieur, FST de Fès, 29 et 30 Novembre 2017.

[66] L. Zerioul, E. Bourdel, and M. Ariaudo, "Skin effect modeling in time domain for RF network on chip," in 19th IEEE Electronics, Circuits and Systems Confer., (ICECS), Seville, Spain ,2012, pp. 721-724.

[67] A. Krim, D. Tahri and A. Lakrim, VHDL-AMS based frequency domain model of four-wire shielded energy cable, 19th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON), Marrakech, Morocco, May 2-7, 2018.

[68] Krim, A., Lakrim, A. et Tahri, D. Two VHDL-AMS-based models of multi-conductor power cables for EMI simulations. Electr Eng, 103(1), pp. 647–661, 2021.

[69] X. Li, S. Kher and S. Lin, "Multi-Domain System Level Behavioral HEV Library Using VHDL-AMS," 2013 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), Santa Clara, CA, pp. 1-5, 2013.

[70] B. Wunsch, I. Stevanović and S. Skibin, "Length-Scalable Multiconductor Cable Modeling for EMI Simulations in Power Electronics," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 3, pp. 1908-1916, March 2017.

[71] Rae-Hong Park, "Comments on "optimal approximation of uniformly rotated images : relationship between Karhumen-Loeve expansion and discrete cosine transform"," in IEEE Transactions on Image Processing, vol. 11, no. 3, pp. 332-334, March 2002.

[72] B. Gustavsen, Improving the pole relocating properties of vector fitting, IEEE Trans. Power Delivery, vol. 21 no. 3, pp. 1587-1592, July 2006.

[73] D. Deschrijver, M. Mrozowski, T. Dhaene, and D. De Zutter, Macromodeling of Multiport Systems Using a Fast Implementation of the Vector Fitting Method, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18 no. 6, pp. 383-385, June 2008.

[74] B. Gustavsen, Fast passivity enforcement for pole-residue models by perturbation of residue matrix eigenvalues, IEEE Trans. Power Delivery, vol. 23 no. 4, pp. 2278-2285, October 2008.

[75] A. Krim, D. Tahri, A. Lakrim, Approximation des paramètres linéiques des câbles d'énergie à l'aide des fonctions rationnelle, Congrès international sur l'Energie et l'Environnement (CI2E), EST de Fès, 28 et 29 Mars 2018.

[76] I. , B. Wunsch, G. Madonna, and S. Skibin, "High-frequency behavioral multiconductor cable modeling for EMI simulations in power electronics," IEEE Trans. Ind. Informat., vol. 10, no. 2, pp. 1392–1400, May 2014.

[77] A. Krim, A. Lakrim and D. Tahri, Reduced Time Domain Behavioral Model of Three-Wire Shielded Power Cables, International journal of circuits, systems and signal processing, vol. 13, pp. 617-624, 2019.

[78] O. Ramos-Leanos, J. L. Naredo, J. Mahseredjian, C. Dufour, J. A. Gutierrez-Robles and I. Kocar, "A Wideband Line/Cable Model for Real-Time Simulations of Power System Transients," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, no. 4, pp. 2211-2218, Oct. 2012.

[79] B. Gustavsen, "Computer Code for Rational Approximation of Frequency Dependent Admittance Matrices," in IEEE Power Engineering Review, vol. 22, no. 6, pp. 64-64, June 2002.

[80] I. Kocar and J. Mahseredjian, "Accurate Frequency Dependent Cable Model for Electromagnetic Transients," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 31, no. 3, pp. 1281-1288, June 2016

[81] Y. Jiang, W. Wu, Y. He, H. S. Chung and F. Blaabjerg, "New Passive Filter Design Method for Overvoltage Suppression and Bearing Currents Mitigation in a Long Cable Based PWM Inverter-Fed Motor Drive System," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 10, pp. 7882-7893, Oct. 2017

[82] J. Knockaert, J. Peuteman, T. Verbeerst, M. Debussche and R. Belmans, "An analytical calculation of the behavior of a line termination network," Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010, 2010, pp. T6-91-T6-96

[83] J. Baliga, "The IGBT Compendium : Applications and Social Impact," North Carolina State University, Rayleigh, NC, July 2011

[84] Dennis Y.C. Leung, Yuan Yang, Wind energy development and its environmental impact : A review, Renewable and Sustainable Energy Reviews, Volume 16, Issue 1, 2012, Pages 1031-1039.

[85] Simon L, Ravishankar J, Swarup KS. Coordinated reactive power and crow bar control for DFIG-based wind turbines for power oscillation damping. Wind Engineering. 2019 ;43(2) :95-113.

[86] Krim A, Lakrim A, Tahri D. A passive filtering solution for overvoltage mitigation in doubly fed induction generator–based wind system fed by long power cable. Wind Engineering. 45(3), pp. 601–616, 2021.

[87] Sadegh Ebrahimkhani, Robust fractional order sliding mode control of doubly-fed induction generator (DFIG)-based wind turbines, ISA Transactions, Volume 63, 2016, Pages 343-354.

[88] Gonzalo A, Jesus L, Miguel AR, et al. Doubly Fed Induction Machine Modeling and Control for Wind Energy Generation. Hoboken, NJ : John Wiley & Sons, 2011.

[89] B. Bossoufi et al., "Rooted Tree Optimization for the Backstepping Power Control of a Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine : dSPACE Implementation," in IEEE Access, vol. 9, pp. 26512-26522, 2021

[90] Penghan Li, Linyun Xiong, Fei Wu, Meiling Ma, Jie Wang, Sliding mode controller based on feedback linearization for damping of sub-synchronous control interaction in DFIG-based wind power plants, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Volume 107, 2019, Pages 239-250.

Annexe A

Démonstration du théorème de Kennelly généralisé :

La démonstration de la validité de la transformation polygone-étoile ou l'inverse revient à retrouver les éléments du circuit en polygone en fonction des éléments du circuit en étoile. Ce passage est exprimé par les équations (III.56) et (III.57). Pour démontrer l'équation (III.56) nous appliquons le théorème de superposition ; nous mettons le potentiel de tous les nœuds des deux circuits à la masse sauf le $k$ième nœud. Cette procédure nous amène aux circuits de la figure 102 et 103.

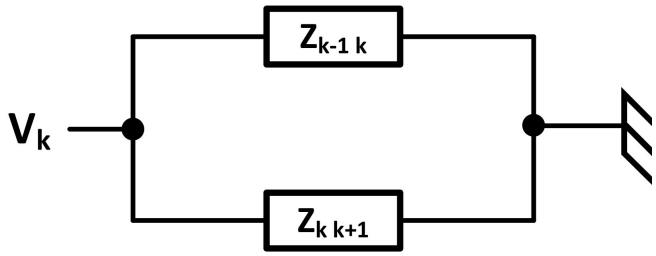


FIGURE 102 – L'équivalent du réseau en polygone

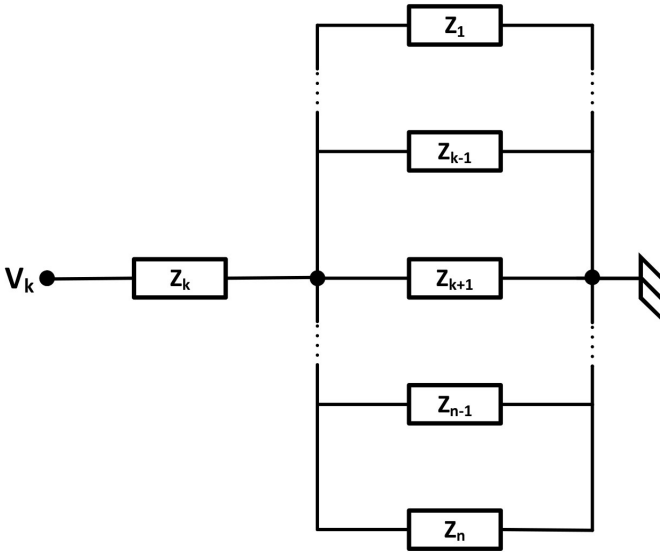


FIGURE 103 – L'équivalent du réseau en étoile

L'impédance équivalente peut être obtenue facilement à partir des figures 102 et 103 pour $k = 1$, et on procède de la même manière pour les autres valeurs de k.

Pour $k = 1$:

$$Y_{n1} + Y_{12} = \frac{\sum_{i=2}^{n} Y_1 Y_i}{\sum_{i=1}^{n} Y_i} \tag{159}$$

Pour $k \in [|2, n-1|]$:

$$Y_{k-1k} + Y_{kk+1} = \frac{\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq k}}^{n} Y_k Y_i}{\sum_{i=1}^{n} Y_i} \tag{160}$$

Pour $k = n$:

$$Y_{n-1n} + Y_{n1} = \frac{\sum_{i=1}^{n-1} Y_n Y_i}{\sum_{i=1}^{n} Y_i} \tag{161}$$

On traduit les équations (159), (160) et (161) sous forme matricielle :

$$A \times \begin{pmatrix} Y_{12} \\ Y_{23} \\ \vdots \\ Y_{ii+1} \\ \vdots \\ Y_{n-1n} \\ Y_{n1} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sum_{j=1}^{n} Y_j} \times \begin{pmatrix} \sum_{j=2}^{n} Y_1 Y_j \\ \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq 2}}^{n} Y_2 Y_j \\ \vdots \\ \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} Y_i Y_j \\ \vdots \\ \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq n-1}}^{n} Y_1 Y_j \\ \sum_{j=1}^{n-1} Y_n Y_j \end{pmatrix} \tag{162}$$

Pour que nous retrouvons l'expression de l'équation (III.57), il faut que la matrice A soit inversible.

$$det(A) = 1 + (-1)^n \tag{163}$$

La matrice A est inversible du fait que n est impaire. (C'est la condition que nous avons posée au départ). Pour démontrer l'équation (III.57), nous déconnectons tous les nœuds sauf le $k$ième et le $(k+1)$ième. Alors que pour $k = n$ nous déconnectons le nœud n et le premier nœud. La figure 104 et 105 montrent l'équivalent des deux réseaux pour $k \in [|2, n-2|]$.

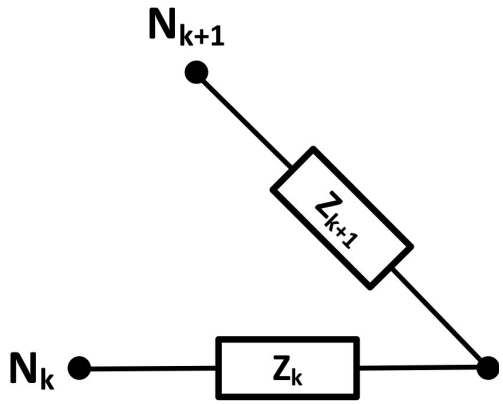


FIGURE 104 – L'équivalent du réseau en étoile

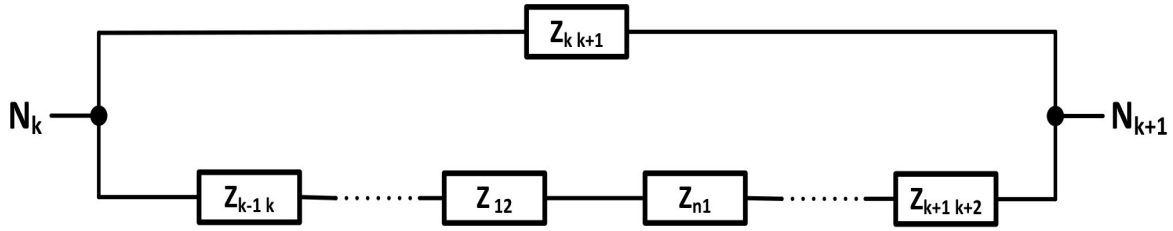


FIGURE 105 – L'équivalent du réseau en polygone

On peut déduire à partir des deux figures précédentes les relations suivantes :

Pour $k \in [|2, n-1|]$:

$$Z_k + Z_{k+1} = \frac{Z_{kk+1}\left(\sum\limits_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}\right)}{\sum\limits_{j=1}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}} \tag{164}$$

Pour $k = n$:

$$Z_n + Z_1 = \frac{Z_{n1}\left(\sum\limits_{j=1}^{n} Z_{jj+1}\right)}{\sum\limits_{j=1}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}} \tag{165}$$

En se basant sur les équations (164) et (165) nous aboutissons à l'équation suivante sous forme matricielle.

$$B \times \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ \vdots \\ Z_i \\ \vdots \\ Z_{n-1} \\ Z_n \end{pmatrix} = \frac{1}{\sum_{j=1}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}} \times \begin{pmatrix} Z_{12}\left(\sum_{j=2}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}\right) \\ Z_{23}\left(Z_{12} + \sum_{j=3}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}\right) \\ \vdots \\ Z_{ii+1}\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n-1} Z_{jj+1} + Z_{n1}\right) \\ \vdots \\ Z_{n-1n}\left(\sum_{j=1}^{n-2} Z_{jj+1} + Z_{n1}\right) \\ Z_{n1}\left(\sum_{j=1}^{n-1} Z_{jj+1}\right) \end{pmatrix} \tag{166}$$

Pour que nous retrouvons l'expression de l'équation (III.57), il faut que la matrice B soit inversible.

$$det(B) = 1 + (-1)^n \tag{167}$$

La matrice B est inversible si et seulement si n est impaire.

Annexe B

Preuve du théorème 2 :

A partir d'un raisonnement par récurrence, on peut conclure facilement (IV.78). Montrons que :

$$\begin{pmatrix} 1 & -\dfrac{\bar{Z}}{p} \\ -\dfrac{\bar{Y}}{p} & 1+\dfrac{\bar{Y}\bar{Z}}{p^2} \end{pmatrix}^n = \begin{pmatrix} \sum_{k=0}^{n-1} \dfrac{C_{n+k-1}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} & -Z_c\left(\sum_{k=0}^{n-1} \dfrac{C_{n+k}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) \\ -Z_c^{-1}\left(\sum_{k=0}^{n-1} \dfrac{C_{n+k}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) & \sum_{k=0}^{n} \dfrac{C_{n+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} \end{pmatrix}$$

On vérifie la propriété pour n=1 :

$$\begin{pmatrix} \sum_{k=0}^{0} \dfrac{C_{1+k-1}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} & -Z_c\left(\sum_{k=0}^{0} \dfrac{C_{1+k}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) \\ -Z_c^{-1}\left(\sum_{k=0}^{0} \dfrac{C_{1+k}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) & \sum_{k=0}^{1} \dfrac{C_{1+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\dfrac{\bar{Z}}{p} \\ -\dfrac{\bar{Y}}{p} & 1+\dfrac{\bar{Y}\bar{Z}}{p^2} \end{pmatrix}$$

On suppose que la propriété est vérifiée pour n. Montrons qu'elle vraie pour $n+1$:

On a :

$$H(n+1,p) = \begin{pmatrix} 1 & -\dfrac{\bar{Z}}{p} \\ -\dfrac{\bar{Y}}{p} & 1+\dfrac{\bar{Y}\bar{Z}}{p^2} \end{pmatrix}^{n+1} = \begin{pmatrix} 1 & -\dfrac{\bar{Z}}{p} \\ -\dfrac{\bar{Y}}{p} & 1+\dfrac{\bar{Y}\bar{Z}}{p^2} \end{pmatrix}^{n} \times \begin{pmatrix} 1 & -\dfrac{\bar{Z}}{p} \\ -\dfrac{\bar{Y}}{p} & 1+\dfrac{\bar{Y}\bar{Z}}{p^2} \end{pmatrix}$$

On remplaçant $H(n,p)$ par son expression on obtient :

$$H(n+1,p) = \begin{pmatrix} \sum_{k=0}^{n-1} \dfrac{C_{n+k-1}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} & -Z_c\left(\sum_{k=0}^{n-1} \dfrac{C_{n+k}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) \\ -Z_c^{-1}\left(\sum_{k=0}^{n-1} \dfrac{C_{n+k}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) & \sum_{k=0}^{n} \dfrac{C_{n+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 1 & -\dfrac{\bar{Z}}{p} \\ -\dfrac{\bar{Y}}{p} & 1+\dfrac{\bar{Y}\bar{Z}}{p^2} \end{pmatrix}$$

Après un changement d'indice et l'utilisation de cette propriété $C_{n+1}^k = C_n^k + C_n^{k-1}$ on obtient :

$$H(n+1,p) = \begin{pmatrix} \sum_{k=0}^{n} \frac{C_{n+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} & -Z_c\left(\sum_{k=0}^{n} \frac{C_{n+k+1}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) \\ -Z_c^{-1}\left(\sum_{k=0}^{n} \frac{C_{n+k+1}^{2k+1}}{m^{2k+1}}(d\Gamma)^{2k+1}\right) & \sum_{k=0}^{n+1} \frac{C_{n+k+1}^{2k}}{m^{2k}}(d\Gamma)^{2k} \end{pmatrix}$$

Alors la propriété est vraie pour tout n est plus particulièrement pour $n = m$.
Pour prouver (IV.79) on procède de cette façon :
Puisque $\forall k > m\ C_{m+k}^{2k} = 0$. On a :

$$\lim_{m\to\infty} \sum_{k=0}^{m} \frac{C_{m+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\tilde{\Gamma})^{2k} = \lim_{m\to\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{C_{m+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\tilde{\Gamma})^{2k}$$

Ceci est équivalent à :

$$\lim_{m\to\infty} \sum_{k=0}^{m} \frac{C_{m+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\tilde{\Gamma})^{2k} = \lim_{m\to\infty} \lim_{n\to\infty} \sum_{k=0}^{n} \frac{C_{m+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\tilde{\Gamma})^{2k}$$

Considérons la série suivante :

$$S_{n,m} = \sum_{k=0}^{n} \frac{C_{m+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\tilde{\Gamma})^{2k}$$

Nous avons :

- $A_m = \lim_{n\to\infty} S_{n,m} = \sum_{k=0}^{m} \frac{C_{m+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\tilde{\Gamma})^{2k}$
- $B_n = \lim_{m\to\infty} S_{n,m} = \sum_{k=0}^{n} \frac{(d\tilde{\Gamma})^{2k}}{2k!}$
- B_n converge uniformément.

Toutes les conditions du théorème des limites itérées sont remplies. Donc :

$$\lim_{n\to\infty} \lim_{m\to\infty} S_{n,m} = \lim_{m\to\infty} \lim_{n\to\infty} S_{n,m}$$

Il s'ensuit donc que :

$$\lim_{m\to\infty} \sum_{k=0}^{m} \frac{C_{m+k}^{2k}}{m^{2k}}(d\tilde{\Gamma})^{2k} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(d\tilde{\Gamma})^{2k}}{2k!} = Cosh(d\tilde{\Gamma})$$

En appliquant le même processus, nous trouvons exactement la limite indiquée en (IV.79).

Annexe C

Le code VHDL-AMS du câble blindé à trois conducteurs :

L'entité et l'architecture du modèle réduit du câble d'énergie blindé à trois conducteurs peuvent être exprimées comme suit :

```
LIBRARY IEEE;
USE IEEE.ELECTRICAL_SYSTEMS.ALL;
ENTITY C3 IS
PORT (
-- The cable length
QUANTITY d : IN real := 50.0;
-- The cable input and output terminals
TERMINAL ref,e1,e2,e3,s1,s2,s3 : ELECTRICAL);
END ENTITY C3;


ARCHITECTURE behav OF C3 IS

QUANTITY ve1 ACROSS ie1 THROUGH e1 TO ref;
QUANTITY ve2 ACROSS ie2 THROUGH e2 TO ref;
QUANTITY ve3 ACROSS ie3 THROUGH e3 TO ref;
QUANTITY vs1 ACROSS s1 TO ref;
QUANTITY vs2 ACROSS s2 TO ref;
QUANTITY vs3 ACROSS s3 TO ref;
QUANTITY is1 THROUGH ref TO s1;
QUANTITY is2 THROUGH ref TO s2 ;
QUANTITY is3 THROUGH ref TO s3 ;
-- Parameters values of the
-- eigenvalues of Z and Y
CONSTANT a1 : REAL :=7.7618e-05;
CONSTANT b1 : REAL :=0.5078;
CONSTANT c1 : REAL :=0.0082;
CONSTANT l11 : REAL :=1.3069e-09;
CONSTANT l21 : REAL :=4.4264e-08;
CONSTANT l31 : REAL :=5.1528e-07;
CONSTANT G1 : REAL :=2.4000e-05;
CONSTANT c31 : REAL := 2.2336e-10;
CONSTANT a2 : REAL :=7.7618e-05;
CONSTANT b2 : REAL :=0.5078;
```

```
CONSTANT c2 : REAL :=0.0082;
CONSTANT l12 : REAL :=1.3069e-09;
CONSTANT l22 : REAL :=4.4264e-08;
CONSTANT l32 : REAL :=5.1528e-07;
CONSTANT G2 : REAL :=2.4000e-05;
CONSTANT c32 : REAL :=2.2336e-10;
CONSTANT a3 : REAL :=1.2970e-04;
CONSTANT b3 : REAL :=0.5078;
CONSTANT c3 : REAL :=0.0137;
CONSTANT l13 : REAL := 1.5893e-09;
CONSTANT l23 : REAL :=5.4962e-08;
CONSTANT l33 : REAL :=7.1064e-07;
CONSTANT G3 : REAL :=9.0000e-06;
CONSTANT c33 : REAL :=1.0995e-10;

BEGIN

if (domain=quiescent_domain) use

ie1==is1;
ie2==is2;
ie3==is3;
vs1==ve1-d*0.01005*ie1;
vs2==ve2-d*0.01005*ie2;
vs3==ve3-d*0.01005*ie3;

else

--Copy-paste the code generated
-- by the script Matlab

end use;

END ARCHITECTURE behav;
```

En raison de la complexité d'écrire directement tout le code VHDL-AMS dans le logiciel Simplorer, nous avons développé un script Matlab qui fournit la partie manquante du code (voir le dernier commentaire dans le code VHDL-AMS). Le script Matlab complet est le suivant :

```
clear all;
for k=1:3
% R designates real part
% I designates Imaginary part
% S designates square root
% Q designates quotient
% P designates product
% Z represents the kth eigenvalue
% of the p.u.l impedance matrix
% Y represents the kth eigenvalue
% of the p.u.l admittance matrix
RZ=sprintf('(a%d*FREQUENCY**b%d+c%d)',k,k,k);
IZ=sprintf(['(MATH_2_PI*FREQUENCY*(l1%d*(' ...
'log(frequency+1))**(2)-l2%d*log(' ...
'frequency+1)+l3%d))'],k,k,k);
RY=sprintf('(G%d)',k);
IY=sprintf('(MATH_2_PI*FREQUENCY*c3%d)',k);
RZY=sprintf('(%s*%s-%s*%s)',RZ,RY,IZ,IY);
IZY=sprintf('(%s*%s+%s*%s)',RZ,IY,RY,IZ);
RSZY=sprintf(['(sqrt(0.5*(%s+sqrt(%s**' ...
'(2)+%s**(2)))))'],RZY,RZY,IZY);
ISZY=sprintf(['(%s/(sqrt(2*(%s+sqrt' ...
'(%s**(2)+%s**(2))))))'], IZY,RZY,RZY,IZY);
RZQY=sprintf(['((%s*%s+%s*%s)/ '...
'(%s**2+%s**2))'],RZ,RY,IZ,IY,RY,IY);
IZQY=sprintf(['((%s*%s-%s*%s)/(%s' ...
'**2+%s**2))'], RY,IZ,RZ,IY,RY,IY);
RYQZ=sprintf(['((%s*%s+%s*%s)/(%s**' ...
'2+%s**2))'],RZ,RY,IZ,IY,RZ,IZ);
IYQZ=sprintf(['((%s*%s-%s*%s)/(%s**' ...
'2+%s**2))'],RZ,IY,RY,IZ,RZ,IZ);
RSZQY=sprintf(['(sqrt(0.5*(%s+sqrt(%s' ...
'**(2)+%s**(2)))))'],RZQY,RZQY,IZQY);
ISZQY=sprintf(['(%s/(sqrt(2*(%s+sqrt(' ...
'%s**(2)+%s**(2))))))'],IZQY,RZQY,RZQY,IZQY);
RSYQZ=sprintf(['(sqrt(0.5*(%s+sqrt(%s**' ...
'(2)+%s**(2)))))'],RYQZ,RYQZ,IYQZ);
ISYQZ=sprintf(['(%s/(sqrt(2*(%s+sqrt' ...
'(%s**(2)+%s**(2))))))'],IYQZ,RYQZ,RYQZ,IYQZ);
RCOSH=sprintf('(cosh(d*%s)*cos(d*%s))', ...
RSZY,ISZY);
ICOSH=sprintf('(sinh(d*%s)*sin(d*%s))', ...
RSZY,ISZY);
RSINH=sprintf('(sinh(d*%s)*cos(d*%s))', ...
RSZY,ISZY);
```

```
ISINH=sprintf('(cosh(d*%s)*sin(d*%s))', ...
RSZY,ISZY);
RSINHPSZQY=sprintf('(-(%s*%s-%s*%s))',...
RSZQY,RSINH,ISINH,ISZQY);
ISINHPSZQY=sprintf('(-(%s*%s+%s*%s))',...
RSZQY,ISINH,RSINH,ISZQY);
RSINHPSYQZ=sprintf('(-(%s*%s-%s*%s))',...
RSYQZ,RSINH,ISINH,ISYQZ);
ISINHPSYQZ=sprintf('(-(%s*%s+%s*%s))',...
RSYQZ,ISINH,RSINH,ISYQZ);
% The inverse of the transformation matrix
% multiplied by the input voltage vector
% Derivatives are used to deal with
% quantities multiplied by the complex
% operator j
E11='((2*ve2)/3 - ve1/3 - ve3/3)';
E12='((2*ve2''dot)/3 - ve1''dot/3 - ve3''dot/3)';
E21='((2*ve3)/3 - ve2/3 - ve1/3)';
E22='((2*ve3''dot)/3 - ve2''dot/3 - ve1''dot/3)';
E31= '(ve1/3 + ve2/3 + ve3/3)';
E32= '(ve1''dot/3 + ve2''dot/3 + ve3''dot/3)';
% The inverse of the transformation matrix
% multiplied by the input current vector
E41='((2*ie2)/3 - ie1/3 - ie3/3)';
E42='((2*ie2''dot)/3 - ie1''dot/3 - ie3''dot/3)';
E51='((2*ie3)/3 - ie2/3 - ie1/3)';
E52='((2*ie3''dot)/3 - ie2''dot/3 - ie1''dot/3)';
E61= '(ie1/3 + ie2/3 + ie3/3)';
E62= '(ie1''dot/3 + ie2''dot/3 + ie3''dot/3)';
% The inverse of the transformation matrix
% multiplied by the output voltage vector
S11='((2*vs2)/3 - vs1/3 - vs3/3)';
S21='((2*vs3)/3 - vs2/3 - vs1/3)';
S31= '(vs1/3 + vs2/3 + vs3/3)';
% The inverse of the transformation matrix
% multiplied by the output current vector
S41='((2*is2)/3 - is1/3 - is3/3)';
S51='((2*is3)/3 - is2/3 - is1/3)';
S61= '(is1/3 + is2/3 + is3/3)';
%Concatenating expressions together
ER=[E11,E21,E31,E41,E51,E61];
EI=[E12,E22,E32,E42,E52,E62];
S=[S11,S21,S31,S41,S51,S61];
% string lengths to choose the
% adequate expression
```

```
n1=length(E11);
n2=n1+length(E21);
n3=n2+length(E31);
n4=n3+length(E41);
n5=n4+length(E51);
n6=n5+length(E61);
lr=[0,n1,n2,n3,n4,n5,n6];
m1=length(E12);
m2=m1+length(E22);
m3=m2+length(E32);
m4=m3+length(E42);
m5=m4+length(E52);
m6=m5+length(E62);
li=[0,m1,m2,m3,m4,m5,m6];
p1=length(S11);
p2=p1+length(S21);
p3=p2+length(S31);
p4=p3+length(S41);
p5=p4+length(S51);
p6=p5+length(S61);
ls=[0,p1,p2,p3,p4,p5,p6];
%first line
fprintf(['\n%s==%s*%s+%s*%s/(MATH_2_'...
'PI*FREQUENCY)+%s*%s+%s*%s/(MATH_2_'...
'PI*FREQUENCY);\n'],S(ls(k)+1: ...
ls(k+1)),RCOSH,ER(lr(k)+1:lr(k+1)) ...
,ICOSH,EI(li(k)+1:li(k+1)),RSINHPSZQY, ...
ER(lr(k+3)+1:lr(k+4)),ISINHPSZQY ...
,EI(li(k+3)+1:li(k+4)));
% Second line
fprintf(['\n%s==%s*%s+%s*%s/(MATH_2'...
'_PI*FREQUENCY)+%s*%s+%s*%s/(MATH_2_'...
'PI*FREQUENCY);\n'],S(ls(k+3)+1:...
ls(k+4)),RSINHPSYQZ,ER(lr(k)+1:lr...
(k+1)),ISINHPSYQZ,EI(li(k)+1:li(k+1)),...
RCOSH,ER(lr(k+3)+1:lr(k+4)),ICOSH,EI ...
(li(k+3)+1:li(k+4)));
end
```

Annexe D

Le Modèle à dynamique avancée du transistor IGBT :

La Figure 106 montre le circuit équivalent du modèle à dynamique avancée du transistor IGBT intégré dans le logiciel Simplorer.

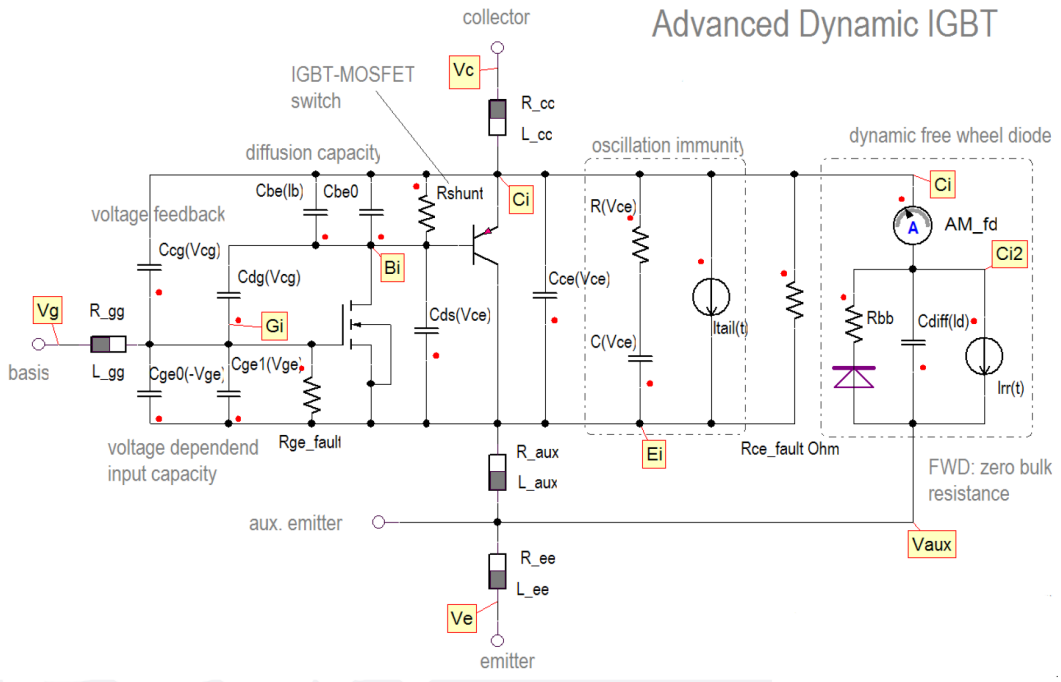


FIGURE 106 – Modèle à dynamique avancée du transistor IGBT

Annexe E

Les paramètres du moteur électrique utilisé pour la simulation :

Les paramètres insérés dans le logiciel RMxprt pour modéliser le moteur électrique en question sont donnés par les figures 109, 107 et 108.

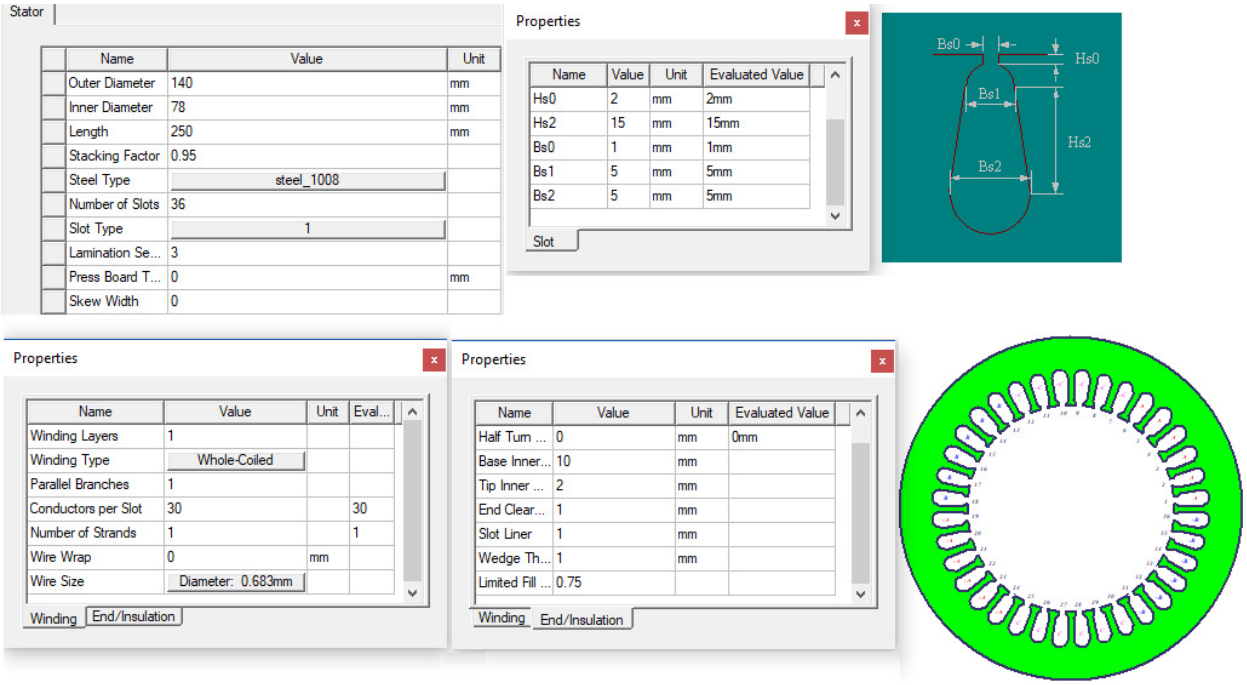


FIGURE 107 – Les paramètres du stator

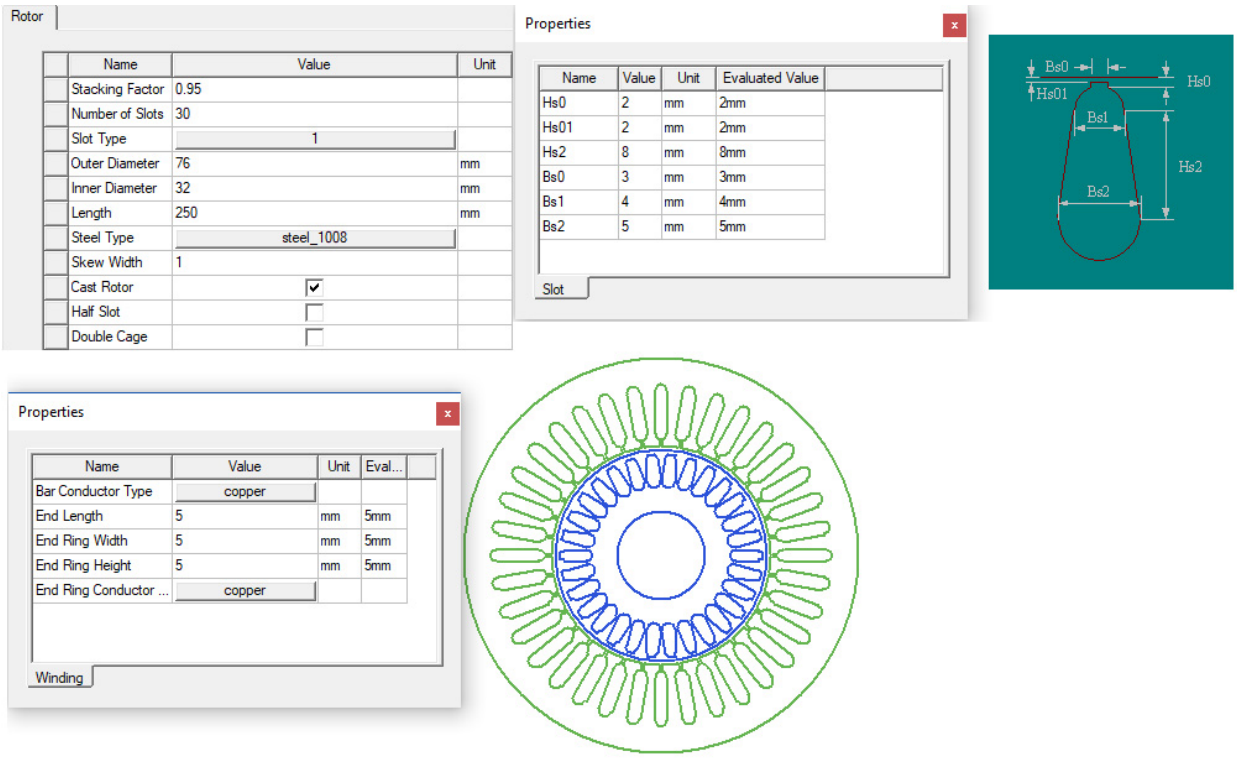


FIGURE 108 – Les paramètres du rotor

Name	Value	Unit
Machine Type	Three Phase Induction Motor	
Number of Poles	2	
Stray Loss Factor	0.01	
Frictional Loss	11	W
Windage Loss	11	W
Reference Speed	1450	rpm

Machine

FIGURE 109 – Les paramètres généraux de la machine

Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

Titre de la thèse : ELABORATION DE MODELES REDUITS POUR LES CABLES D'ENERGIE D'UNE ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE.

Nom et prénom du candidat : KRIM ALI
Spécialité : Compatibilité Electromagnétique

Résumé de la thèse

Dans une association convertisseur-machine, la commutation rapide des interrupteurs électroniques constitue la source des perturbations électromagnétiques conduites. Du point de vue CEM (Compatibilité Electromagnétique), il faut appliquer les mesures nécessaires pour préserver le milieu environnant et respecter les normes en vigueur. La première étape pour atteindre cet objectif consiste à modéliser finement toutes les parties du système y compris le câble tout en tenant compte des phénomènes qui surgissent en hautes fréquences. Nous avons exposé d'une manière concise le cadre CEM de notre travail et l'état de l'art de la modélisation des câbles d'énergie.

La simulation fréquentielle occupe une place cruciale dans la CEM du fait des avantages qu'elle présente. Nous avons proposé un modèle fréquentiel réduit de type circuit des câbles d'énergie multiconducteurs. Il est basé sur une réduction mathématique de celui à cellules cascadées, combiné aux équations établies pour modéliser l'évolution fréquentielle des paramètres linéiques. Le modèle élaboré a été implémenté sur le logiciel Ansys Simplorer en utilisant le langage VHDL AMS. Ensuite, il a été validé avec les résultats de mesures des travaux de recherches antérieurs. Notre approche réplique le comportement des câbles longs avec une grande souplesse et un temps de simulation très attractif. Aussi elle rend, pour la première fois, l'augmentation de la longueur du câble indépendante du temps de calcul et de l'espace mémoire occupé.

Vu la présence massive des charges non linéaires, le recours à la modélisation temporelle est incontournable. Ceci nous a poussé à contribuer aussi dans ce domaine. En effet, une partie de ce travail traite la modélisation des câbles d'énergie dans le domaine temporelle. En se basant sur la théorie des lignes de transmission, nous avons calculé la matrice admittance du câble. Puis, en profitant de la symétrie rotationnelle de ce dernier nous avons abouti à un modèle réduit et découplé. Par le biais de la technique d'ajustement vectoriel et la représentation par bloc de premier ordre nous sommes parvenus à une représentation temporelle de ce modèle. Les résultats de simulation sur le logiciel Simplorer ont été comparés avec ceux du modèle fréquentiel réduit. Nous avons obtenu une très bonne similitude entre les deux résultats. Ainsi notre approche est validée. En plus, notre méthode permet de simuler les câbles longs dans un temps raisonnable sans compromettre la précision. Finalement, le modèle temporel réduit a été utilisé pour évaluer les surtensions dans une association convertisseur-machine. Les résultats obtenus confirment que le filtre passif RL, que nous avons conçu, peut être considéré comme un moyen efficace de durcissement contre les perturbations conduites.

Mots clés : Compatibilité électromagnétique (CEM), convertisseurs statiques, moteur asynchrone, câbles d'énergie, modèles réduits, simulation, filtrage.