



THÈSE

en vue de l'obtention du grade de

Docteur de l'Université de Lyon
opérée au sein de l'École Centrale de Lyon

Spécialité : **Génie Électrique**

Laboratoire AMPÈRE

École Doctorale N° 160

Électronique, Électrotechnique, Automatique

Présentée et soutenue publiquement le 21/09/2023
par **Amadou Bayaghiou DIALLO**

Co-simulation pour la Modélisation CEM des Systèmes Électriques Complexes

Devant la commission d'examen formée de :

M.	François COSTA	<i>Professeur des Universités, INSPE de Paris Est Créteil</i>	Rapporteur
Mme.	Geneviève DUCHAMP	<i>Professeure des Universités, Université de Bordeaux</i>	Rapporteuse
M.	Pierre BONNET	<i>Professeur des Universités, Université Clermont Auvergne</i>	Président du jury
M.	Arnaud BRÉARD	<i>Professeur des Universités, École Centrale de Lyon</i>	Co-encadrant
M.	Lionel PICHON	<i>Directeur de Recherche au CNRS</i>	Invité
M.	Mohamed BENSETTI	<i>Professeur des Universités, CentraleSupélec</i>	Co-directeur de thèse
M.	Christian VOLLAIRE	<i>Professeur des Universités, École Centrale de Lyon</i>	Directeur de thèse

Laboratoire Ampère
36 Av. Guy de Collongue
69130 Écully

École doctorale EEA de Lyon
37 Avenue Jean Capelle
69100 VILLEURBANNE

Dédicaces

À mes parents, Arbaba et Aïssatou DIALLO, sources d'inspiration et d'amour

À mes frères, à ma sœur et leurs enfants sources de joie et d'affection

À ma flamboyante épouse, Aissata BAH, source de joie et de bonheur

À toute ma famille, source d'espoir et de motivation

À tous mes amis et collègues, tout particulièrement à la famille TRAORÉ

À vous cher lecteur

Remerciements

Cette thèse est le résultat de mes recherches de doctorat à l'École Centrale de Lyon qui ont commencé en mars 2020. Au cours de cette période, de nombreuses personnes ont amélioré ma vie professionnelle et personnelle de différentes manières. Je n'en mentionnerai ici que quelques-unes.

Tout d'abord, je voudrais remercier mon directeur de thèse, Monsieur **Christian VOLLAIRE** et mon co-directeur de thèse, Monsieur **Mohamed BENSETTI**. Vous avez toujours cru en moi et m'avez encouragé au fil de ces trois années. Vous m'avez transmis votre enthousiasme pour la recherche scientifique. Sans vos conseils et votre soutien, cette thèse n'aboutirait pas. D'un point de vue personnel, vous avez également toujours été là surtout dans les moments les plus difficiles.

J'adresse à Monsieur **Lionel PICHON** et Monsieur **Arnaud BREARD**, mes co-encadrants, tous mes remerciements pour vos conseils avisés dans l'organisation et la rédaction de cette thèse. J'aimerais également remercier tous les membres de l'ANR ECOCES pour les différents échanges sur la co-simulation.

Je voudrais remercier Monsieur **Pierre BONNET**, Madame **Geneviève DUCHAMP** et Monsieur **François COSTA** qui, en tant que membres du jury, ont examiné et approuvé cette thèse.

Je voudrais remercier tout particulièrement le laboratoire Geeps de Paris qui m'a accueilli, où j'ai mené une bonne partie de mes travaux de recherches. Je remercie également mes collègues doctorants et enseignants-chercheurs du laboratoire Ampère de Lyon et du laboratoire Geeps de Paris qui ont favorisé une ambiance de travail constructive et cordiale.

Avant de terminer, je voudrais profiter de l'occasion pour remercier mes **parents, mes frères, mes sœurs et leurs enfants** pour leur amour et soutien constants. Je suis tout particulièrement reconnaissant à mon ami (brother from another mother) **Mahadi TRAORÉ** et sa femme pour leur soutien.

Je terminerai par remercier ma flamboyante et tendre épouse **Aissata BAH**, merci pour tout.

Résumé-Abstract

Résumé : Ces travaux de thèse ont été consacrés à la mise en place d’une méthode de simulation collaborative (ou co-simulation) permettant l’évaluation des phénomènes de compatibilité électromagnétique des systèmes électriques complexes à travers la simulation “indépendante” de l’ensemble des sous-systèmes qui composent le système global sans avoir à échanger puis à rassembler les modèles dans un même nœud de calcul (ou outil de simulation).

Pour atteindre nos objectifs, une méthode de découpage basée sur une source équivalente de Norton et un algorithme de co-simulation itératif ont été proposés et testés sur différentes applications modélisées par des circuits électriques (linéaires et non-linéaires). Les premiers résultats sur des exemples de circuits électroniques linéaires, ont démontré tout le potentiel qu’offrait la méthode développée en termes de sauvegarde de la propriété intellectuelle et de gain en temps de calcul par rapport à une simulation classique sans découpage. Ensuite, une étude de la méthode proposée pour l’évaluation des perturbations électromagnétiques conduites (le mode commun et le mode différentiel) des convertisseurs d’électroniques de puissance a été faite et validée par des mesures expérimentales sur des prototypes physiques.

Enfin, cette méthode a été étendue à l’étude du couplage entre les sous-parties d’un système multiphysique complexe (système de transfert de puissance par induction pour les véhicules électriques) qui est modélisé d’une part par des circuits électriques et d’autre part par un modèle 3D éléments finis. L’algorithme de co-simulation proposé a permis de considérer chaque modèle dans son solveur d’origine avec ses configurations appropriées et d’avoir des résultats de simulation en accord avec ceux d’une simulation classique ou des mesures expérimentales.

Mots clés : Co-simulation, Simulation Collaborative, Variable d’interface, Algorithme itératif, Compatibilité Électromagnétique (CEM), Perturbation Électromagnétique (PEM) Conduite, Transfert de Puissance par Induction, Couplage circuit-modèle 3D, Rayonnement électromagnétique.

Abstract : This thesis work was dedicated to the implementation of a collaborative simulation method (or co-simulation) allowing the evaluation of electromagnetic compatibility phenomena of complex electrical systems through the “independent” simulation of all the subsystems that compose the global system without having to exchange and put together the models in the same calculation node (or simulation tool).

To achieve our objectives, a partitioning method based on Norton’s equivalent source and an iterative co-simulation algorithm have been proposed and tested on different applications modeled by electrical circuits (linear and non-linear). The first results on examples of linear electronic circuits demonstrated the potential of the developed method in terms of intellectual property protection and the gain in computation time compared to a classical simulation without splitting. Then, a study of the proposed method for the evaluation of conducted electromagnetic disturbances (common mode and differential mode) of power electronic converters was performed and validated by experimental measurements.

Finally, this method has been extended to the study of the coupling between the sub-parts of a complex multiphysics system (induction power transfer system for electric vehicles) which is modeled by electrical circuits on the one hand and by a 3D finite element model on the other hand. The proposed co-simulation algorithm allowed to consider each model in its original solver with its appropriate configurations and to achieve simulation results in agreement with those of a classical simulation or experimental measurements.

Keywords : Co-simulation, Collaborative Simulation, Interface Variable, Iterative Algorithm, Electromagnetic Compatibility (EMC), Conducted Electromagnetic Disturbance, Inductive Power Transfer, Circuit-3D Model Coupling, Electromagnetic Radiation

Table des matières

Dédicaces	i
Remerciements	iii
Résumé-Abstract	v
Table des figures	x
Liste des tableaux	xvi
Introduction générale	1
1 État de l’art	7
1.1 Introduction	8
1.2 Co-simulation	8
1.2.1 Co-simulation avec un couplage spécifique ou “ad hoc”	8
1.2.2 Co-simulation avec un couplage générique	9
1.2.3 Concepts de base de la co-simulation	10
1.2.4 Publications sur le thème de la co-simulation	11
1.3 Définition, problèmes et concepts de l’interopérabilité	17
1.3.1 Définition de l’interopérabilité	17
1.3.2 Hétérogénéité des modèles	18
1.3.3 Multiplicité et la confidentialité des outils de simulation	22
1.4 Solutions et standards d’interopérabilité	23
1.4.1 Langages pour l’interopérabilité	24
1.4.2 Solutions d’interopérabilité	24
1.4.3 Standards pour l’interopérabilité	28
1.5 Classification des méthodes de co-simulation	32
1.5.1 Algorithmes non-itératifs	33
1.5.2 Algorithmes itératifs	34
1.6 Positionnement des travaux de thèse	35
1.7 Conclusion	36
2 Développement d’un algorithme itératif pour la co-simulation des systèmes électriques	37
2.1 Introduction	38
2.2 Bases de la simulation de circuits	38
2.3 Découpage des circuits	41

2.3.1	Décomposition de domaine	41
2.3.2	Décomposition basée sur des circuits équivalents	43
2.4	Méthode de relaxation de forme d'onde	46
2.4.1	Principe	46
2.4.2	Avantages et inconvénients des méthodes de relaxation	48
2.5	Choix de la méthode de découpage	48
2.6	Méthode proposée	49
2.6.1	Variable d'interface proposée	49
2.6.2	Problème de convergence	51
2.6.3	Approximation des résistances de relaxation	54
2.6.4	Algorithme itératif proposé	55
2.6.5	Performances théoriques de l'algorithme proposé	57
2.7	Application aux circuits électroniques linéaires	58
2.7.1	Introduction	59
2.7.2	Exemple I	60
2.7.3	Exemple II	61
2.7.4	Exemple III	65
2.8	Conclusion	69
3	Application de la co-simulation à l'étude des PEM conduites des	
	convertisseurs	71
3.1	Introduction	72
3.2	Bref état de l'art	72
3.2.1	Introduction	72
3.2.2	Perturbations EM conduites	73
3.2.3	Choix des méthodes de modélisation	83
3.3	Co-simulation avec une approche exhaustive	84
3.3.1	Description du hacheur Buck	84
3.3.2	Étude fonctionnelle du hacheur Buck	86
3.3.3	Étude CEM du hacheur Buck	88
3.4	Co-simulation avec une approche comportementale	92
3.4.1	Description du banc expérimental	92
3.4.2	Identification des paramètres du modèle équivalent	95
3.4.3	Application de la co-simulation dans le domaine fréquentiel	101
3.5	Conclusion	104
4	Application de la co-simulation à l'étude du rayonnement d'un sys-	
	tème multiphysique	107
4.1	Introduction	108
4.2	Système de transfert d'énergie inductif pour VEs	108
4.2.1	Contexte	108
4.2.2	Historique	109
4.2.3	Principe de fonctionnement	111
4.2.4	Normes et standards	112
4.2.5	Formes géométriques des bobines	114
4.3	Modélisation du système	117
4.3.1	Modélisation du coupleur magnétique	117

4.3.2	Circuit équivalent du coupleur magnétique	118
4.3.3	Circuit équivalent du système	120
4.3.4	Évaluation numérique des paramètres du coupleur	121
4.3.5	Réduction d'échelle	125
4.4	Validation expérimentale	129
4.4.1	Description du banc expérimental	129
4.4.2	Validation du modèle sans le redresseur	131
4.4.3	Validation du modèle avec le redresseur	132
4.5	Étude de la co-simulation	134
4.5.1	Co-simulation sans le redresseur	135
4.5.2	Co-simulation avec le redresseur	137
4.6	Conclusion	140
Conclusion générale et Perspectives		141
A Annexes		145
A.1	Exemples numériques simples	146
A.1.1	Analyse DC	146
A.1.2	Analyse transitoire	149
A.1.3	Conclusion	153
A.2	Code MATLAB de l'algorithme 3 de co-simulation	153
A.3	Calcul analytique des sources de PEM Conduites du modèle de la figure 3.8c	157
A.3.1	Désactivation de la source de courant	157
A.3.2	Désactivation de la source de tension	157
Bibliographie		159

Table des figures

1	Partenaires académiques et industriels.	5
1.1	Structure de base de la co-simulation [1].	9
1.2	Différence entre couplage ad hoc et couplage générique pour la co-simulation [2] : (a) Couplage ad hoc, (b) Couplage générique.	10
1.3	Structure de base de la co-simulation [3].	11
1.4	Algorithme de l'orchestrateur pour deux sous-systèmes couplés [3].	12
1.5	Publications sur le thème de la co-simulation [4].	12
1.6	Exemple d'application de la méthode de co-simulation [5]. (a) Co-simulation entre le modèle du système EPAS et le modèle du châssis, (b) Force dans le domaine temporel : Simulation de référence (Courbe noire en tiret), Co- simulation (Courbe rouge), Co-simulation avec extrapolation, filtrage et compensation (Courbe verte).	14
1.7	Signal temporel normalisé d'une grandeur x : (a) Signal continu, (b) Signal discret.	16
1.8	Exemple de co-simulation pour les smart grids [6].	17
1.9	Modèle d'un circuit RL avec une approche causale.	19
1.10	Modèle d'un circuit RL avec une approche acausale.	20
1.11	Architecture de CosiMate.	25
1.12	Topologie d'une fédération HLA.	29
1.13	FMI pour l'échange des modèles, le solveur est en dehors du FMU.	31
1.14	FMI pour la co-simulation.	31
1.15	Schéma illustratif d'un algorithme de couplage entre deux instants de syn- chronisation T_n et T_{n+1} . Algorithme non-itératif ($i = 0$), algorithme itératif ($i = 1$).	34
2.1	Principe de l'analyse transitoire des solveurs circuits de type SPICE.	40
2.2	Illustration d'une décomposition en domaine de la matrice A . (a) 2 sous- domaines et (b) 4 sous-domaines.	42
2.3	Illustration du gain théorique de la décomposition de domaine.	42
2.4	Découpage à l'aide d'un circuit équivalent. (a) Circuit original. (b) Cou- plage par tension. (c) Couplage par courant. (d) Couplage de généralisé. Adapté de [7].	44
2.5	Technique de relaxation de forme d'onde avec un algorithme de GJ.	47

2.6	Découpage du circuit. (a) Localisation du point de séparation P des deux SC_1 et SC_2 , (b) sous-circuit indépendants sans les variables d'interface, (c) sous-circuits indépendants avec les variables d'interface de relaxation correspondantes ($\gamma = 1$ pour l'itération GJ et 0 pour l'itération GS). Pour simplifier la notation, les grandeurs électriques $x_*^k(t)$ sont notées x_* , (d) sous-circuits indépendants avec les circuits équivalents de Norton de la figure 2.6c.	50
2.7	Découpage à l'interface (l, m) de N sous-circuits en cascade. (Gauche) Sous-circuit N_l avec ses variables d'interface en amont et en aval. (Droite) Sous-circuit N_m avec ses variables d'interface en amont et en aval.	53
2.8	Exemple illustratif d'un circuit général avec L niveaux et dans chaque niveau on a un à plusieurs sous-circuits.	56
2.9	Gain de temps théorique de l'algorithme proposé sur le circuit de la figure 2.8 avec 7 niveaux, $\lambda_0 = \lambda$, $\alpha = 1.75$ et $r = 6, 8, 10$. Idéal signifie que le nombre de processeurs disponibles est supérieur ou égal au nombre de sous-circuits de chaque niveau.	59
2.10	Circuit de l'exemple I. (a) Circuit non découpé. (b) Sous-circuits avec les variables d'interface (2.27). $LT_1(LT_2)$ sont des lignes de transmission. Les paramètres du circuit sont : $R = 10\Omega$, $C = 1pF$	61
2.11	Résultats de l'exemple I, tension à la sortie de la ligne TL_2 . (a) Forme d'onde à la 1 ^{ère} itération. (b) Forme d'onde à la 2 ^{ième} itération. (c) Forme d'onde à la 3 ^{ième} itération. (d) Forme d'onde à la 6 ^{ième} itération.	62
2.12	Résultats de l'exemple I. (a) Résistances de relaxation, comparaison de (2.41) et (2.46-2.47). (b) Taux de convergence ρ de (2.35). (c) Erreur relative (2.48).	63
2.13	Circuit de l'exemple II. Paramètres : $R = 10 \Omega$, $C_0 = 1,0 pF$, $C_1 = 0,1pF$ et TL est une ligne de transmission.	63
2.14	Résultats de l'exemple II. (a) Forme d'onde de la tension au nœud n_{12} . (b) Forme d'onde de la tension au nœud n_{16} . (c) Forme d'onde de la tension au nœud n_{21}	64
2.15	Résistances des 40 éléments aux interfaces en fonction de l'itération k	65
2.16	Circuit de l'exemple III. Paramètres : $R = 10 \Omega$, $C_0 = 1,0 pF$, $C_1 = 0,1 pF$ et TL est une ligne de transmission.	65
2.17	Résultats de l'exemple III. (a) Forme d'onde de la tension au nœud n_a pour 5 niveaux. (b) Forme d'onde de la tension au nœud n_a pour 6 niveaux. (c) Forme d'onde de la tension au nœud n_a pour 7 niveaux.	66
2.18	Temps de simulation en fonction du nombre de niveaux, exemple III.	67
2.19	Performance de l'algorithme 3 pour 7 niveaux de l'exemple III.	68
3.1	Différents aspects de la CEM.	72
3.2	Limites imposées par la norme CISPR25 avec un détecteur Peak.	74
3.3	Plan de mesure des perturbations conduites [8].	75
3.4	Schéma de principe d'un RSIL [8].	75
3.5	Impédance du RSIL vue entre les points P et B lorsque A et B sont court-circuités (figure 3.4).	76
3.6	Courants de mode commun et de mode différentiel [9].	76

3.7	Classification des techniques de modélisation des PEM conduites.	77
3.8	Méthodologie de modélisation. (a) Système sous test. (b) Modèle boîte noire générique à 3 ports représentant le convertisseur et la charge. (c) Circuit équivalent des PEM conduites.	80
3.9	Construction du modèle CEM détaillé d'un Buck en se servant des modèles des composants du tableau 3.2.	81
3.10	Expérimentation. (a) Modèle électrique CEM en MD avant le découpage, la charge est constituée de 10 résistances de 15 Ω en parallèle. Les éléments parasites des composants passifs sont en rouge et leurs valeurs sont compilées dans le tableau 3.5.	85
3.11	Modèle électrique CEM en MD découpé avec les variables d'interface.	86
3.12	Résultats de la co-simulation fonctionnelle du hacheur pour la 1 ^{ère} , 3 ^{ième} et 5 ^{ième} itération. (a) Tension aux bornes de la charge. (b) Courant de la charge. (c) Tension drain-source à l'ouverture. (d) Courant drain-source à l'ouverture.	87
3.13	Résultats de la co-simulation fonctionnelle du hacheur. (a) Approximation des résistances de relaxation. (b) Erreur relative maximale.	87
3.14	Résultats de la co-simulation CEM du hacheur pour la 1 ^{ère} , 3 ^{ième} , 6 ^{ième} et 10 ^{ième} itération. (a) Tension aux bornes de la charge. (b) Courant de la charge. (c) Zoom sur la tension. (d) Zoom sur le courant.	88
3.15	Résultats de la co-simulation CEM du hacheur pour la 1 ^{ère} , 3 ^{ième} et 10 ^{ième} itération. (a) Courant i_{ds} drain-source du MOSFET. (b) i_{ds} lors de la fermeture du MOSFET. (c) i_{ds} lors de l'ouverture du MOSFET.	89
3.16	Tension V_{RSIL+} obtenue par mesure, par la simulation sans découpage et par co-simulation CEM du hacheur. (a) Sans découpage. (b) 1 ^{ère} itération. (c) 3 ^{ième} itération. (d) 10 ^{ième} itération.	91
3.17	Banc expérimental. (a) Système de conversion de puissance. (b) Schéma illustratif du setup expérimental.	93
3.18	Alimentation DC « Elektro- Automatik EA-PS 9750-20 »	93
3.19	Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne de type « Prana Tegam-50 Ω -50 μ H ».	94
3.20	Convertisseur vue de dessus.	94
3.21	Charge RL.	95
3.22	Analyseur d'impédance Agilent 4294A.	96
3.23	Schéma représentatif des différentes configurations pour la mesure des impédances. (a) Mesure de Z_{MD} . (b) Mesure de Z_{MC} . (b) Mesure de Z_{RSIL}	97
3.24	Impédances mesurées. (a) Module de Z_{MD} , (b) Phase de Z_{MD} . (c) Module de Z_{MC} , (d) Phase de Z_{MC} . (e) Module de Z_{RSIL} , (f) Phase de Z_{RSIL}	98
3.25	Courants mesurés. (a) et (c) $i_1 + i_2$. (b) et (d) $i_1 - i_2$	99
3.26	Courants mesurés. (a) $i_1 + i_2$. (b) $i_1 - i_2$	100
3.27	PEM conduites. (a) Tension de MC. (b) Courant de MD.	100
3.28	Découpage de circuit de la figure 3.8c en deux sous-systèmes. A gauche le sous-système 1 et à droite la sous-système 2.	101
3.29	Résultats de co-simulation pour le sous-système 1. (a)-(b) 2 ^{ième} Itération. (c)-(d) 4 ^{ième} Itération. (e)-(f) 7 ^{ième} Itération.	102

3.30	Résultats de co-simulation pour le sous-système 2. (a)-(b) 2 ^{ème} Itération. (c)-(d) 4 ^{ème} Itération. (e)-(f) 7 ^{ème} Itération.	103
3.31	Erreur relative de l'équation 2.48 pour l'exemple de co-simulation dans le domaine fréquentiel.	104
4.1	Bobine de Tesla (https://griffithobservatory.org/exhibits/).	110
4.2	Photo du prototype Twizy sur 3 mètres de route [10].	110
4.3	Schéma d'un système de charge par induction dans le domaine de l'automobile [11].	111
4.4	Comparaison entre le transformateur classique et le coupleur magnétique pour le transfert de puissance par induction. (a) Transformateur classique. (b) Coupleur magnétique.	112
4.5	Recommandations de la norme ICNIRP 2010 [12]. (a) Niveaux de référence pour l'exposition à des champs magnétiques variant dans le temps. (b) Niveaux de référence pour l'exposition à des champs électriques variant dans le temps.	113
4.6	Zones de rayonnement EM d'un VE équipé d'un chargeur par induction.	114
4.7	Familles de bobines. (a) Bobine unipolaire (b) Bobine multipolaire.	114
4.8	Différentes topologies du coupleur magnétique [13, 14].	115
4.9	Coefficient du couplage en fonction du déplacement de la bobine secondaire. (a) Sans désalignement. (b) Désalignement de 50% [13, 14].	116
4.10	Différentes topologies du coupleur magnétique [14].	117
4.11	Couleur magnétique de forme rectangulaire avec deux plaques de ferrite et deux bobines.	118
4.12	Circuit équivalent d'un coupleur.	119
4.13	Circuit équivalent d'un coupleur à base d'inductances de fuite sans les pertes ohmiques.	119
4.14	Schéma électrique équivalent simplifié d'un système de transfert de puissance par induction. V_{dc} Tension d'alimentation DC, C_{dc} capacité de découplage à l'entrée de l'onduleur, C_1, C_2 capacités de compensation coté émetteur et récepteur, C_L capacité de filtrage à la sortie.	120
4.15	Circuit équivalent du système avec l'approximation de première harmonique.	120
4.16	Structure d'une bobine. (a) Photo d'une bobine réelle. (b) Vue de coupe.	122
4.17	Effet de l'air gap sur le coefficient de couplage K	123
4.18	Cartographie du champ magnétique sur un plan au dessus du secondaire avec et sans les plaques de ferrite. (a) Cartographie du champ magnétique à 235 mm sans ferrite. (b) Cartographie du champ magnétique à 435 mm sans ferrite. (c) Cartographie du champ magnétique à 235 mm avec ferrite. (d) Cartographie du champ magnétique à 435 mm avec ferrite. (e) Champ magnétique sur une ligne à 235 mm. (f) Champ magnétique sur une ligne à 435 mm.	124
4.19	Résultats de la réduction d'échelle. a) Coefficient de couplage pour différents facteurs d'échelle. b) Champ magnétique au centre des coupleurs.	127

4.20	Résultats de la réduction d'échelle pour le point de fonctionnement suivant : Air gap de 120 mm, $\omega_s = 2 \times \pi \times 89 \times 10^3$ rad/s, $R_L = 2,5 \Omega$. (a) Impédance totale Z_T avec et sans pertes ohmiques dans les bobines. (b) Erreur relative entre Z_T avec et sans pertes.	128
4.21	Résultats de la réduction d'échelle pour le point de fonctionnement suivant : Air gap de 120 mm, $f_s = 89$ kHz, $R_L = 2,5 \Omega$. (a) Courant au primaire. (b) Courant au secondaire pertes.	128
4.22	Banc expérimental. (a) Photo du banc avec l'instrumentation. (b) Modèle électrique du du système.	129
4.23	Sonde WP400 pour la mesure du champ magnétique de 1 Hz à 400 kHz.	130
4.24	Approche classique de validation du système.	130
4.25	Vue 3D du modèle de coupleur magnétique. π_1, π_2 sont des plans de symé- trie, π_m est le plan de mesure à 580 mm du secondaire. ($P_1 - P_6$) sont les points de mesure du champ magnétique sur le plan π_m	131
4.26	Comparaison mesure VS Simulation sans le redresseur. (a) et (c) Tension et courant du primaire. (b) et (d) Tension et courant de la charge.	132
4.27	Comparaison mesure VS Simulation avec le redresseur. (a) et (c) Tension et courant du primaire. (b) et (d) Tension et courant de la charge.	133
4.28	Variables d'interface pour le couplage entre le solveur EF et le solveur de circuit.	134
4.29	Approche proposée pour la co-simulation du système.	135
4.30	Résultats de la co-simulation après 5 itérations à l'échelle réelle, $\beta = 100\%$. (a) Courant dans le primaire avec $t_1 = 212,5 \mu s$, $t_2 = 215,2 \mu s$ et $t_3 = 217,9 \mu s$. (b) Courant dans le secondaire.	136
4.31	Cartographie du champ sur le plan de mesure π_m pour le système à l'échelle réelle, $\beta = 100\%$. (a) Distribution du champ magnétique à l'instant $t_1 =$ $212,5 \mu s$. (b) Distribution du champ magnétique à l'instant $t_2 = 215,2 \mu s$	136
4.32	Résultats de la co-simulation après 5 itérations à l'échelle réduite. (a) et (b) Courants primaire et secondaire pour $\beta = 50\%$. (c) et (d) Courants primaire et secondaire pour $\beta = 30\%$	137
4.33	Champ magnétique à l'instant t_2 pour $\beta = 100\%, \beta = 70\%, \beta = 50\%, \beta =$ 30%	138
4.34	Résultats de la co-simulation après 7 itérations. (a) et (b) Courants primaire et secondaire avec $t_1 = 310,10 \mu s$, $t_2 = 313,16 \mu s$, $t_3 = 316,20 \mu s$	138
4.35	Résultats de la co-simulation après 7 itérations. Tension de la charge résistive.	139
4.36	Cartographie du champ sur le plan de mesure π_m . (a) Distribution du champ magnétique à l'instant $t_1 = 310,10 \mu s$. (b) Distribution du champ magnétique à l'instant $t_2 = 313,16 \mu s$	139
A.1	Exemple d'un circuit simple. (a) Circuit avant découpage. (b) Deux sous- circuits avec la résistance équivalente du circuit à gauche inférieure à celui de droite. (c) Deux sous-circuits avec la résistance équivalente du circuit à gauche supérieure à celui de droite. $I_1 = 21$ A, $I_2 = 2$ A, $R_1 = R_2 = 1\Omega$, $R_3 = 1\Omega$	146
A.2	Erreur relative maximale : (a) Algorithme de GJ, (b) Algorithme de GS.	147
A.3	Taux de convergence : (a) Algorithme de GJ, (b) Algorithme de GS.	147

A.4	Erreur relative maximale : (a) Algorithme de GJ, (b) Algorithme de GS.	148
A.5	Scénario 1. 3 ^{ième} , 5 ^{ième} et 7 ^{ième} itération de haut en bas.	150
A.6	Scénario 2. 3 ^{ième} , 5 ^{ième} et 7 ^{ième} itération de haut en bas.	151
A.7	Scénario 3. 3 ^{ième} , 5 ^{ième} et 7 ^{ième} itération de haut en bas.	152
A.8	Modèle comportemental. Circuit équivalent des PEM conduites.	158

Liste des tableaux

1.1	Tableau récapitulatif des outils de simulation et plate-formes de co-simulation ayant intégré la norme FMI.	32
2.1	Paramètres des lignes de transmission de l'exemple I.	60
2.2	Paramètres des lignes de transmission de l'exemple II.	62
2.3	Paramètres des lignes de transmission de l'exemple III.	66
2.4	Temps de simulation de l'algorithme proposé VS Simulation de référence sur un 1 CPU pour les niveaux 5, 6 7.	67
2.5	Temps de simulation de l'algorithme proposé VS Simulation de référence pour l'exemple III avec 7 niveaux sur plusieurs CPUs.	68
3.1	Bref état de l'art des modèles CEM comportementaux des convertisseurs. .	79
3.2	Modèles CEM des composants actifs et passifs.	82
3.3	Modèles CEM des composants actifs et passifs.	83
3.4	Caractéristiques du convertisseur.	84
3.5	Caractéristiques du convertisseur.	85
4.1	Classification selon la norme SAE J2954.	113
4.2	Niveaux des champs EM selon la norme SAE J2954.	114
4.3	Équations de Maxwell.	118
4.4	Comparaison mesure et simulation numérique des paramètres du coupleur. .	122
4.5	Effet de l'épaisseur de la plaque de ferrite sur K	123
4.6	Temps de calcul des coefficients de couplage de la figure 4.19a.	127
4.7	Paramètres du système de transfert de puissance par induction	130
4.8	Champ magnétique, mesure VS simulation sans le redresseur	132
4.9	Champ magnétique, mesure VS simulation avec le redresseur	134
A.1	Comparaison des trois méthodes de couplage avec la solution exacte pour l'algorithme de GJ. M_1 : Couplage par Tension, M_2 : Couplage par courant, M_3 : Méthode proposée et M_0 : Solution exacte.	148
A.2	Comparaison des trois méthodes de couplage avec la solution exacte pour l'algorithme de GS. M_1 : Couplage par Tension, M_2 : Couplage par courant, M_3 : Méthode proposée et M_0 : Solution exacte.	149
A.3	Itération maximale en fonction de la tolérance $RelTol$	150

Introduction générale

*On est trop souvent imprécis
lorsqu'on fait une citation.*

Quelqu'un, un jour.

Contexte

Le nombre croissant de dispositifs de conversion statique (électronique de puissance) dans le domaine de l'automobile et leur impact de plus en plus important sur l'électronique embarquée et sur le réseau électrique du véhicule imposent des contraintes de plus en plus sévères en termes de fiabilité et sécurité. Les constructeurs automobiles sont aujourd'hui confrontés à deux préoccupations majeures : d'une part, ils doivent s'assurer du respect des normes limitant les émissions parasites de l'automobile et le respect de l'exposition des personnes aux champs Électromagnétiques (EM) à l'intérieur du véhicule, d'autre part, ils doivent garantir le bon fonctionnement de l'ensemble des équipements dans une ambiance EM normalement polluée. Les enjeux dans les véhicules de demain vont au-delà de ces aspects au travers de la vulnérabilité aux agressions EM des systèmes de conduite autonome. En effet, les câblages et les entrées/sorties sont autant de vecteurs d'entrée possibles pour des perturbations visant à faire dysfonctionner le guidage ou pour des écoutes EM permettant d'espionner l'état du véhicule.

Il est donc primordial de savoir installer ces nouveaux équipements sans risque pour leur environnement proche et de maîtriser les dispositifs permettant leur protection. Il est tout aussi important de connaître la masse induite par les exigences normatives pour effectuer l'allocation optimale de performances entre les équipements et l'installation électrique (ségrégation, blindage). La compatibilité électromagnétique (CEM) entre ces équipements est assurée d'une part à l'aide de règles d'installation visant à minimiser les couplages avec les circuits de puissance, mais également par l'obligation que ces équipements ont à se conformer à des standards qui limitent les émissions de perturbations Radio Fréquence (RF) et qui rend robuste les systèmes aux agressions extérieures. C'est pourquoi l'étude CEM d'un véhicule doit aujourd'hui faire partie intégrante du développement d'un véhicule et doit intervenir dès le début de la phase de conception de celui-ci. En effet, cela donnerait un avantage concurrentiel conséquent au vu de la diminution des coûts et du temps de développement et donc de mise sur le marché de nouvelles technologies. La détermination des caractéristiques EM des systèmes complexes comme les véhicules électriques actuels et à venir est le principal verrou au déploiement de nouvelles technologies (comme le guidage, la propulsion électrique,...). C'est pourquoi, l'ensemble des partenaires du projet vise à dépasser ce point bloquant.

Problématique

Pour évaluer le niveau de pollution EM émis par des sources de perturbations telles que les convertisseurs d'électronique de puissance, le recours à la mesure est d'abord apparu comme la solution la plus naturelle. Malheureusement, cette démarche ne suffit plus, car cette approche aboutit à une prise en compte trop tardive de la CEM dans le cycle de conception des systèmes. De plus, les mesures CEM normatives au niveau de chaque équipement ne garantissent pas nécessairement un niveau global acceptable, car la mise en œuvre d'un ensemble d'équipements est bien plus complexe qu'un équipement individuel. En outre, les mesures en CEM ne sont pas forcément répétitives, le nombre de paramètres mesurables peut être très grand et le coût d'une campagne de mesures CEM est souvent prohibitif. Enfin, les mesures étant réalisées sur des produits déjà construits, si le niveau d'émission est trop élevé, les solutions adoptées afin de les réduire sont alors basées sur

l'expertise de l'ingénieur et ne permettent pas toujours d'agir de façon optimale. La réduction des coûts et des délais de conception ainsi que l'optimisation CEM de systèmes complexes tels qu'un VÉHICULE COMPLET passe donc naturellement par le développement de méthodologies de modélisation de plus en plus sophistiquées. En conséquence, étant donné l'aspect inéluctable de l'augmentation des dispositifs électroniques et électriques embarqués, il est fondamental de bien préparer cette évolution technologique et de proposer des approches/outils de simulation dédiés au système complexe que constitue le véhicule complet.

La modélisation orientée système s'est considérablement améliorée ces vingt dernières années tant par la finesse de description des modèles électriques ou électromagnétiques que par la puissance de calcul maintenant disponible. Cependant l'utilisation directe des outils existants pour l'analyse d'un grand système, prenant en compte les interactions fortes entre sous-systèmes, n'a pas pour autant progresser comme on aurait pu s'y attendre. Plusieurs raisons peuvent être avancées :

- Dans le domaine automobile où interviennent différents partenaires industriels (intégrateur, équipementier, fondeur. . .) une analyse multi-niveau (composant-équipement-système) conduit à des problèmes multi-échelles difficilement accessibles par un seul des partenaires.
- Le coût d'une simulation globale est reporté au niveau "système" où doivent être intégrés tous les modèles associés aux "sous-systèmes".
- La simulation numérique globale au niveau "système" peut être réalisée uniquement si les modèles au niveau "composant" ou "équipement" sont connus et disponibles (différentes plateformes de simulation, évolution des modèles dans des phases de développement, confidentialité).

Comme évoqué, l'étude de la CEM au sein d'un ensemble complexe ne peut plus être assurée au moyen de la seule mesure comme dans le passé. Le recours à la simulation numérique est indispensable pour réduire les coûts et délais de développement, et assurer l'optimisation et la robustesse des systèmes. À ce jour, il n'existe pas de solution logicielle pour résoudre un problème CEM complexe dans sa globalité (conduit et rayonné). Les solutions existantes sont réparties en plusieurs familles :

- Logiciels de calcul électromagnétiques 3D dans le domaine temporel ou fréquentiel ne permettant pas la modélisation de systèmes complexes (facteur d'échelle, composants localisés. . .).
- Logiciels de circuits qui ne prennent pas facilement en compte l'environnement électromagnétique.
- Logiciels de réseaux qui sont adaptés seulement aux calculs de réseaux électriques complexes.

Par ailleurs, bien que la modélisation et la simulation numériques permettent le développement de certaines solutions partielles, on ne parvient toujours pas à favoriser un processus de développement interactif [15]. Pour comprendre ces limitations, il faut observer cela :

1. Les modèles de chaque solution partielle ne peuvent pas être échangés ou intégrés facilement, car ils sont probablement développés au sein d'un outil spécialisé.

2. Certains modèles ne peuvent pas être divulgués aux intégrateurs de systèmes à cause des problèmes de propriétés intellectuelles (PI).
3. À mesure que les solutions sont affinées, le système doit être réévalué en intégrant les prototypes physiques.

Objectifs de la thèse

Pour faire face aux enjeux décrits dans les sections ci-dessus, il est impératif de faire échanger des données de ces différents modèles car aucune méthode ne permettra seule à une modélisation complète d'un système industriel. D'autant plus que les systèmes électriques dans les domaines comme l'automobile ou l'aéronautique sont de plus en plus complexes et intègrent différents aspects physiques (Électrique, thermique, mécanique, magnétique, CEM...); cela conduit à l'utilisation de plusieurs logiciels de simulation et à l'intervention de nombreux domaines d'expertises dans un même projet qui peuvent poser de véritables problèmes de conception, d'exploitation et de maintenance. La conception de tels systèmes en raison de la pression du marché doit être simultanée et répartie entre les différents acteurs (internes et externes du projet), chacun dans son domaine de prédilection et avec ses propres outils. Chaque participant doit développer une solution partielle qui sera intégrée idéalement le plus tôt aux autres solutions parcellaires pour l'analyse du système complet.

L'objectif de ces travaux de thèse était de mettre en place une méthode de simulation collaborative (ou co-simulation) permettant l'évaluation des phénomènes CEM des systèmes électriques complexes à travers la simulation indépendante de l'ensemble des sous-systèmes qui composent le système global dans des nœuds de calcul distincts. La co-simulation étant une forme généralisée de simulation, où un système couplé est simulé par la composition des sous-systèmes dans différents simulateurs. Chaque sous-système est défini de manière générale comme une boîte noire, capable de présenter un comportement, de consommer des entrées et de produire des sorties.

Partenaires académiques et industriels

Ce projet **ANR**¹ dénommé ECOCES (Electromagnetic Compatibility Co-simulation Of Complex Electrical Systems) regroupe tous les acteurs de la chaîne de valeurs (figure 1) : laboratoires universitaires, constructeur automobile, éditeur de plateforme de co-simulation.

Le laboratoire **Ampère**² travaille spécifiquement sur la CEM des convertisseurs de puissance : modélisations extensives et boîte noire. Le laboratoire Ampère dispose d'un centre de mesures CEM (cage de Faraday anéchoïque, RSIL, récepteur CEM, antennes large bande, analyseurs de réseaux vectoriels...). **L'IETR**³ se focalise plus spécifiquement sur les techniques innovantes de modélisation et de mesure CEM, du circuit intégré au système, ainsi que sur les méthodes de caractérisation champ proche et d'analyse

1. <https://anr.fr/fr/>

2. <http://www.ampere-lab.fr/>

3. <https://www.ietr.fr/>



FIGURE 1 – Partenaires académiques et industriels.

statistique. **L’Institut Pascal**⁴ a des compétences reconnues sur la modélisation et la simulation de systèmes CEM complexes associées à une plateforme d’essais. Des travaux précurseurs sur l’hybridation de méthodes numériques et la quantification des incertitudes (propagation, analyse de sensibilité. . .) ont été menés.

Le laboratoire **GeePs**⁵ possède une expertise reconnue dans le domaine de la modélisation électromagnétique orientée vers la CEM des systèmes sur un large spectre de fréquences. Le laboratoire a récemment mis en place une activité sur la caractérisation en champ proche des structures rayonnantes complexes. **Chiastek**⁶ fournit des solutions à forte valeur ajoutée pour l’ingénierie des systèmes basés sur des modèles de produits complexes dans les secteurs de l’aérospatiale, de l’automobile et d’autres industries. Chiastek propose également une plate-forme de co-simulation permettant de coupler plusieurs systèmes de même ou de physique différente. **STELLANTIS**⁷ dispose d’une expertise dans le domaine automobile au sens de ce projet, c’est à dire dans le domaine de la conception, la fabrication, l’industrialisation, la commercialisation, la réparation et de la gestion en fin de vie d’un véhicule.

Plan de ce manuscrit de thèse

Ce manuscrit est organisé comme suit :

-
4. <http://www.institutpascal.uca.fr/index.php/fr/>
 5. <https://www.geeps.centralesupelec.fr/>
 6. <https://www.chiastek.com/>
 7. <https://www.stellantis.com/fr>

Chapitre 1 : Ce chapitre présente le contexte et la problématique de la prise en compte de la CEM dès la phase de la conception de systèmes électriques complexes comme dans les véhicules électriques. Les objectifs des travaux de la thèse sont ensuite énoncés et les partenaires académiques et industriels du projet sont présentés. Enfin, le plan et les principales contributions de cette thèse sont donnés.

Chapitre 2 : Ce chapitre rapporte les résultats de l'analyse bibliographique. Il s'agira de faire un état de l'art sur la thématique de co-simulation, de dégager les principaux avantages, les inconvénients et les limites afin de positionner nos travaux en tenant compte des objectifs visés dans cette thèse.

Chapitre 3 : Dans ce chapitre, nous avons développé un algorithme de co-simulation itérative qui permet de contourner divers problèmes mentionnés dans le chapitre 1. Une analyse théorique et des exemples de simulations de systèmes linéaires dans le domaine temporel ont permis de montrer tout l'intérêt de l'algorithme proposé par rapport aux objectifs.

Chapitre 4 : Dans ce chapitre, l'algorithme de co-simulation développé dans le chapitre 1 est appliqué à l'étude de la compatibilité électromagnétique des convertisseurs d'électroniques de puissance. De plus, les bancs de tests expérimentaux d'un convertisseur DC-DC et d'un convertisseur DC-AC, ont permis de valider les résultats de co-simulation dans le domaine temporel et fréquentiel pour des systèmes non-linéaires.

Chapitre 5 : Dans ce chapitre, l'algorithme développé est testé sur un système multi-physique pour l'étude du rayonnement électromagnétique en basse fréquence du système dans son environnement. Le dispositif en question est un chargeur de véhicule électrique par le transfert de puissance par induction. Tout d'abord, les modèles des différents sous-systèmes sont établis avant d'étudier la simulation collaborative (co-simulation) entre ces derniers en évaluant les grandeurs électriques et magnétiques. Enfin un banc expérimental de 1 kW permet de valider les modèles des sous-parties du système pour la co-simulation.

Chapitre 6 : Ce dernier chapitre résume et conclut les travaux de cette thèse, et présente une direction pour les travaux futurs.

Chapitre 1

État de l'art

*Nul n'a le droit d'effacer une page de
l'histoire d'un peuple, car un peuple
sans histoire est un monde sans âme.*

Alain Foka

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, dans un premier temps, une étude bibliographique sera réalisée sur la co-simulation et ses applications pour des couplages multi-physiques. Ensuite, on parlera des problèmes d’interopérabilité pour les outils de simulation et les solutions qui existent dans la littérature. Enfin, on fera une synthèse sur les solutions d’interopérabilité pour positionner nos travaux de thèse afin de dégager nos principales contributions.

1.2 Co-simulation

La co-simulation est une forme généralisée de simulation, où un système couplé est simulé par la composition de ses sous-systèmes dans différents outils de simulation. Chaque sous-système est défini de manière générale comme une boîte noire capable de présenter un comportement, de consommer des entrées et de produire des sorties. Certains définissent la co-simulation comme l’exécution coordonnée de deux ou plusieurs modèles qui diffèrent dans leur représentation ainsi que dans leur environnement d’exécution. D’un côté, la représentation désigne le paradigme de modélisation sous-jacent. Par exemple, les modèles peuvent être représentés sous forme de systèmes d’équations différentielles ou sous forme d’évènements discrets et de l’autre côté, l’environnement d’exécution est un logiciel qui résout les équations du modèle ou qui permet généralement l’exécution du modèle (solveur numérique). Les modèles dans un scénario de co-simulation sont donc développés et mis en œuvre de manière indépendante. On confond souvent certains concepts de simulation comme la simulation hybride ou parallèle à la co-simulation, pourtant il y a une différence dans leurs définitions [1]. La mise en œuvre de modèles dans une même représentation et dans un même environnement d’exécution est appelée simulation "classique". Si les modèles sont développés conjointement mais sont ensuite séparés dans différents environnements d’exécution, on parle de simulation distribuée ou parallèle. Enfin, la mise en œuvre et l’exécution conjointe de modèles ayant des représentations différentes sont parfois appelées simulation hybride ou fusionnée. Les différents types de simulation sont représentés à la figure 1.1. En général, la co-simulation signifie l’interaction entre deux ou plusieurs outils de simulation et c’est la définition qui sera adoptée tout au long de ce manuscrit de thèse. Mais il est important de noter que la co-simulation peut aussi impliquer l’interaction des composants matériels et logiciels dans certains domaines pour des tests matériels appelée “Hardware-in-the-Loop” [16, 17]. La co-simulation peut être de différents types qui sont abordés dans les prochains paragraphes.

1.2.1 Co-simulation avec un couplage spécifique ou “ad hoc”

Avec un nombre important de logiciels dans tous les domaines de l’ingénierie, il y a plusieurs éditeurs logiciels qui proposent de nos jours des API¹ avec leurs outils de simulation. Dans le cas où, il y a lieu de mettre en place un couplage entre deux ou plusieurs outils (figure 1.2a), il faut mettre en place ce couplage manuellement avec des lignes de code grâce à l’interface de programmation d’application pour chaque outil. Cela demande par ailleurs un minimum de savoirs sur les protocoles de communication qu’un

1. **Application Programming Interface** : C’est une solution informatique qui permet à des applications de communiquer entre elles et de s’échanger des données.

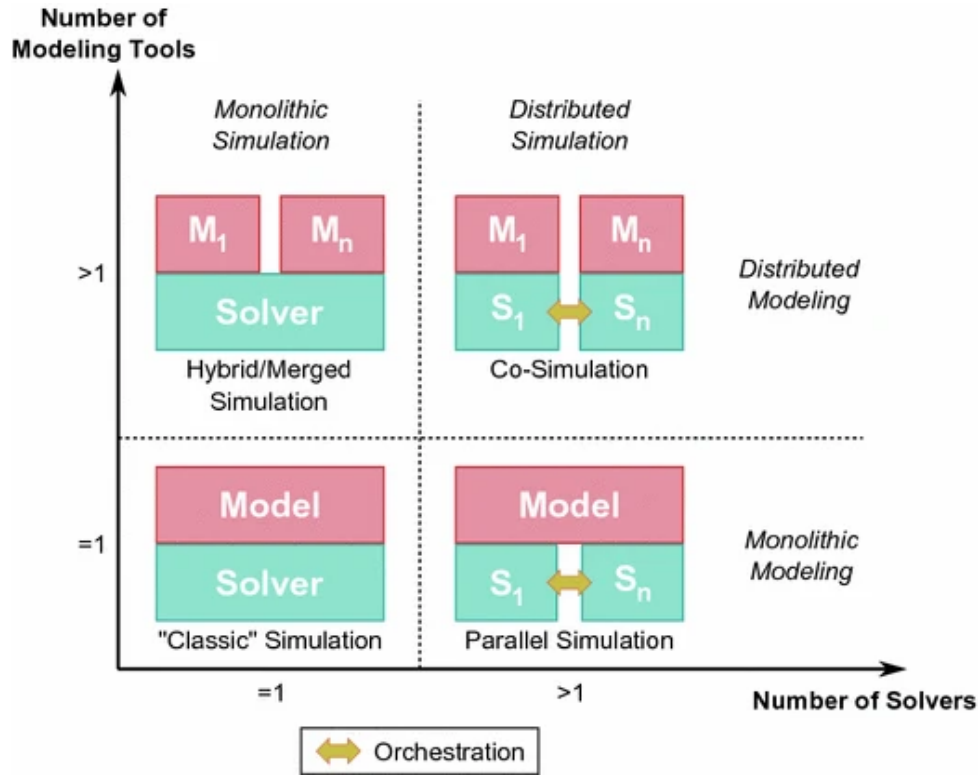


FIGURE 1.1 – Structure de base de la co-simulation [1].

ingénieur électrotechnicien n'aurait pas forcément. Malheureusement, ce type de couplage aussi appelé “ad hoc” dans la littérature n'est pas encore très clair car on est totalement dépendant de l'API fournie, ce couplage n'est pas générique et non réutilisable pour un autre modèle par exemple. Enfin, il existe parfois des cas où l'API n'est pas fournie par l'éditeur et donc impossible de mettre en place la co-simulation avec cet outil de simulation grâce au couplage ad hoc.

1.2.2 Co-simulation avec un couplage générique

Ces dernières années, il y a eu plusieurs projets et outils développés en vue d'obtenir une co-simulation générique avec une inclusion plus forte et plus souple de plusieurs outils comme on le verra dans la section 1.3. Les approches de co-simulation génériques nécessitent un intergiciel «*Framework en Anglais*» responsable de l'échange de données et de la synchronisation temporelle des modèles/outils. Cet intergiciel fournit également un ensemble d'interfaces qui peuvent être mises en œuvre pour établir une connexion indirecte entre les modèles (figure 1.2b). Un outil connecté peut alors échanger indirectement des données avec tous les autres outils connectés. Un algorithme d'orchestration est responsable de gérer la synchronisation entre les outils de simulation. Par conséquent, le couplage individuel entre les outils de simulation n'est pas nécessaire. Cela réduit considérablement les possibilités d'erreurs de couplage et permet de réutiliser facilement les outils dans diverses études de co-simulation.

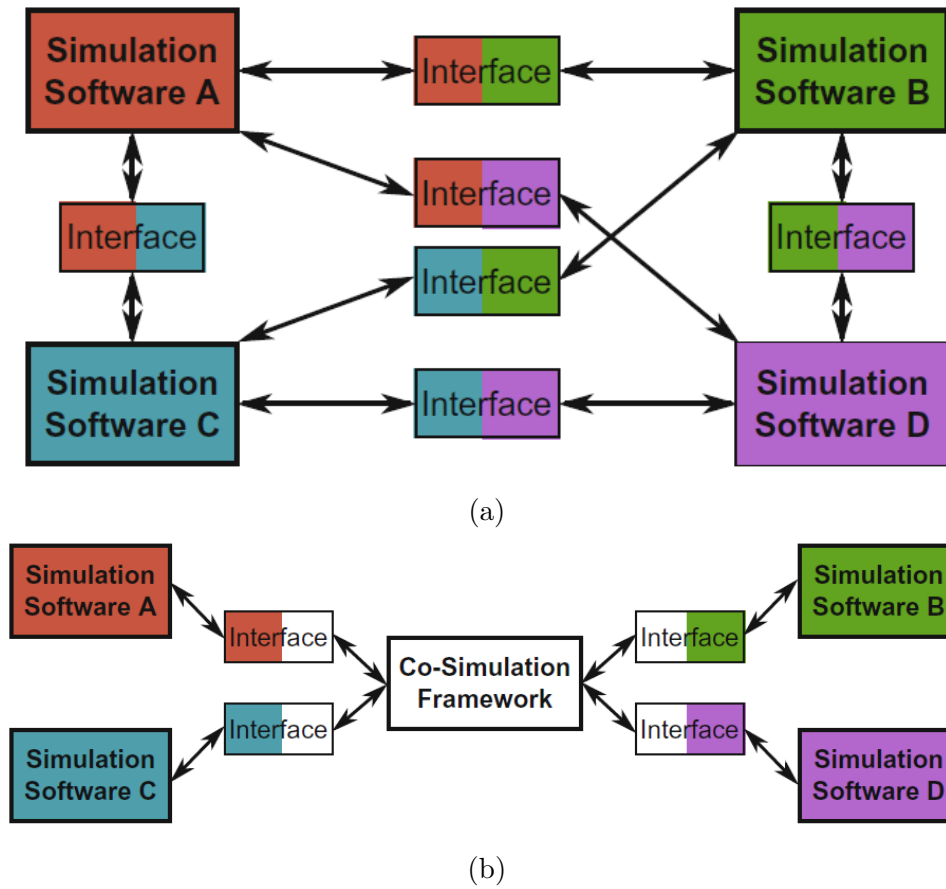


FIGURE 1.2 – Différence entre couplage ad hoc et couplage générique pour la co-simulation [2] : (a) Couplage ad hoc, (b) Couplage générique.

1.2.3 Concepts de base de la co-simulation

La co-simulation permet la validation de systèmes multi-domaines et cyber physiques en offrant une solution flexible qui permet de simuler simultanément plusieurs systèmes qui ont des constantes de temps différentes. Comme la ressource informatique est partagée entre plusieurs simulateurs, cela permet d'évaluer des systèmes multi-domaines ou multi-physiques à grande échelle en un temps raisonnable. Comme le montre la figure 1.3, pour lancer une co-simulation, nous avons besoin d'un scénario et d'un algorithme d'orchestration.

Le scénario de co-simulation indique une ou plusieurs unités de simulation, qui décrit les liens entre les entrées et les sorties, incluant la configuration des paramètres des modèles. Chaque unité de simulation doit produire un résultat qui est le comportement du modèle dans le temps. Pour ce faire, chaque unité de simulation (figure 1.3) a :

- un modèle, qui est créé par l'utilisateur ;
- un solveur, qui fait partie de l'outil de modélisation et qui permet d'approximer le comportement du système étudié ;
- une fonction d'approximation des entrées qui va servir pour la résolution du modèle.

Quant à l'algorithme d'orchestration «*Master en Anglais*», il est responsable de lancer

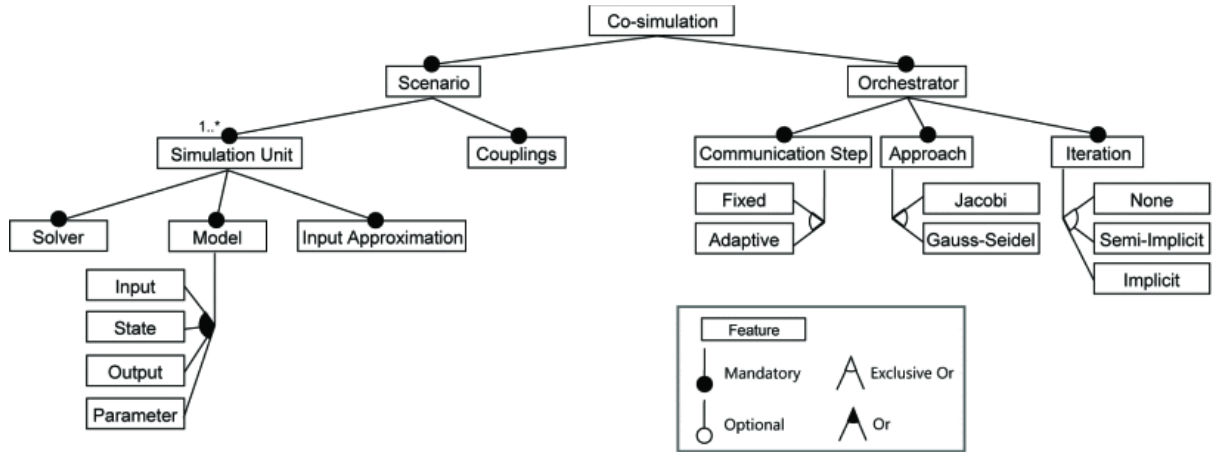


FIGURE 1.3 – Structure de base de la co-simulation [3].

la/les simulation(s), d'initialiser toutes les unités de simulation avec les valeurs appropriées, d'imposer les entrées, de récupérer les sorties et de coordonner la progression de la simulation dans le temps. Pour faire progresser la simulation, l'orchestrateur demande aux simulateurs après avoir défini leurs entrées, de résoudre les systèmes d'équations pour un intervalle de temps donné par exemple $[t, t + H]$. Les simulateurs à leur tour font progresser la simulation de l'instant t à l'instant $t + H$ grâce aux entrées à l'instant t . H est appelé le pas de temps de synchronisation entre les solveurs mis en jeu dans la co-simulation qui est supérieur ou égal aux pas de temps internes des solveurs. Ce pas de synchronisation peut changer en fonction de l'évolution des variables d'état des différents modèles, c'est-à-dire lorsqu'il y a une variation brusque qui est la conséquence d'une forte oscillation, d'une commutation ou d'une consigne extérieure, il est important d'adapter ce pas de synchronisation. C'est aussi l'orchestrateur qui est aussi responsable de la manière dont les informations sont échangées, cela veut dire qu'on doit définir si les modèles sont simulés d'une manière séquentielle l'un après l'autre ou en parallèle. La figure 1.4, donne une illustration très claire des concepts que nous venons d'aborder, la figure 1.4 en bas à gauche montre comment l'orchestrateur coordonne la co-simulation en imposant les entrées, en récupérant les sorties et en faisant évoluer la simulation de S_1 et S_2 dans le temps. La figure 1.4 en haut à droite, représente le scénario de la co-simulation où le sous-système S_1 reçoit comme entrée F_c et donne en sortie $[x_1, v_1]$ et le sous-système S_2 reçoit en entrée $[x_1, v_1]$ et produit en sortie F_c . Les deux figures en bas à droite représentent le comportement des unités de simulation, les gros points non remplis représentent les valeurs des entrées, et les points les plus petits sont les valeurs calculées par les unités de simulation par extrapolation des entrées. On remarque qu'il peut y avoir une différence entre les valeurs calculées et les valeurs des entrées, en raison de l'extrapolation des entrées qui peut ne pas représenter le comportement des sous-systèmes sur l'intervalle de temps $[t, t + H]$.

1.2.4 Publications sur le thème de la co-simulation

La co-simulation a connu un succès majeur ces dix dernières années dans plusieurs domaines d'activités car elle offre un potentiel non négligeable pour modéliser et simuler des systèmes complexes en tenant en compte en même temps de l'interaction entre plu-

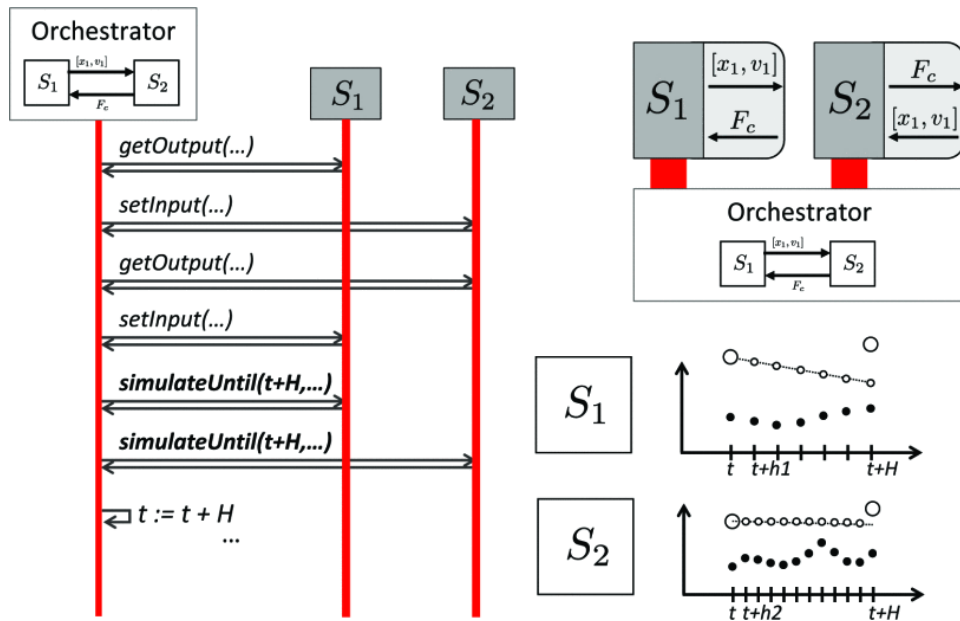


FIGURE 1.4 – Algorithme de l'orchestrateur pour deux sous-systèmes couplés [3].

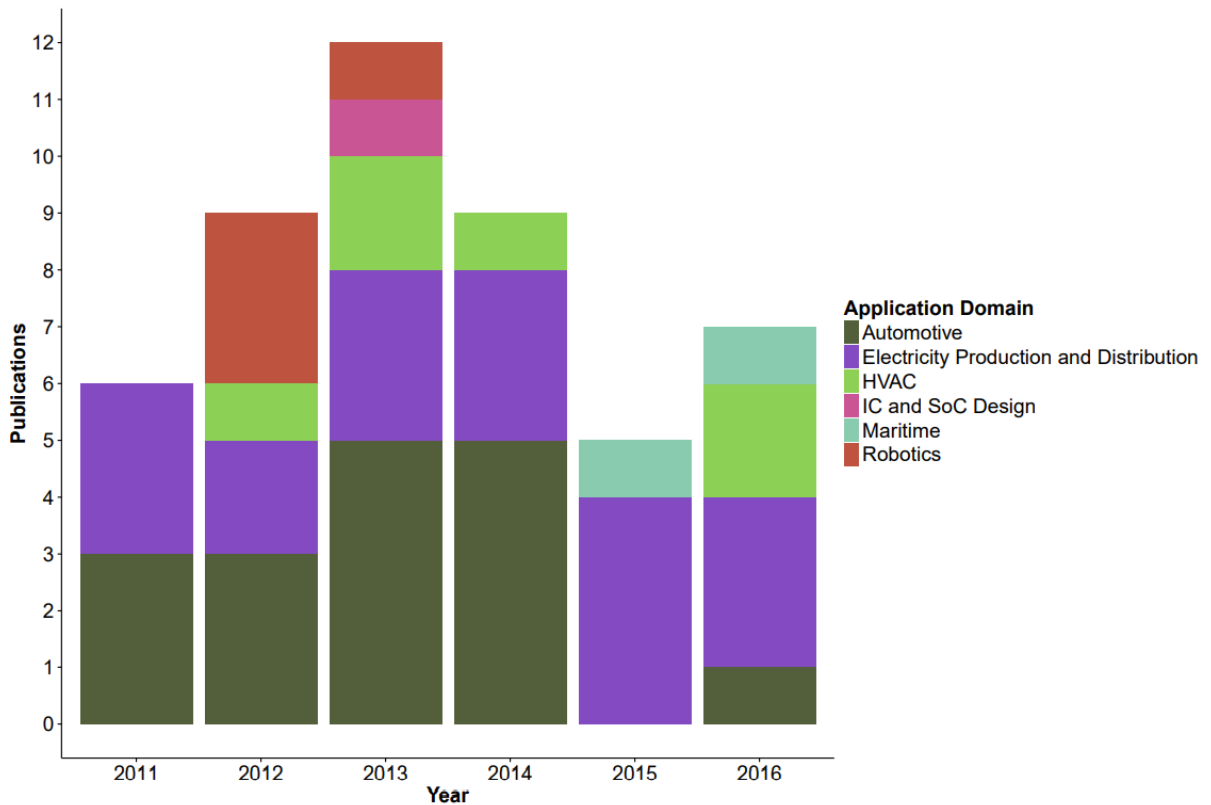


FIGURE 1.5 – Publications sur le thème de la co-simulation [4].

sieurs physiques (électrique, électromagnétique, thermique, mécanique, etc..) modélisées dans des outils spécifiques dédiés à cet effet. L'autre avantage et non le moindre, est la possibilité de coupler deux ou plusieurs systèmes physiques de constantes de temps très

différentes. Dans [4] les auteurs présentent une vue d'ensemble sur la co-simulation, des défis et des opportunités de recherche, ainsi qu'une taxonomie détaillée avec différents aspects sur le couplage entre systèmes. En plus, un état de l'art détaillé par domaines d'ingénierie de 2011 à 2018 est effectué (figure 1.5). On remarque que la majeure partie des publications de cette période se focalisent sur le domaine de l'automobile d'une part et la production et distribution de l'énergie électrique d'autre part. Cela s'explique par la pression qui peut exister sur le marché de l'automobile et qui pousse à trouver des solutions pour accélérer la modélisation des systèmes de plus en plus complexes dès la phase de conception. Quant aux réseaux électriques, avec l'émergence des réseaux intelligents "*Smart Grid*" qui nécessitent l'intégration des protocoles de communication qui donnent des informations d'une manière discrète pour la gestion des ces réseaux, la co-simulation s'est avérée incontournable pour modéliser ce type de système. Dans ce qui suit, nous allons présenter des applications de la co-simulation dans plusieurs domaines d'ingénierie.

1.2.4.1 Domaine automobile

La modélisation, la simulation, la validation et la vérification des systèmes multiphysiques sont des tâches difficiles en raison de l'hétérogénéité des formalismes, des langages et des outils utilisés dans le développement des sous-ensembles dans le domaine de l'automobile. Ajouté à cela la pression du marché dans ce domaine «*Time to market*», les ingénieurs du secteur sont les principaux contributeurs en terme de publications avec le mot clé «*co-simulation*». Dans [18] par exemple, les auteurs étudient la co-simulation de l'ESP² d'un véhicule. Les auteurs ont étudié la stabilité du véhicule avec ESP désactivé et activé sous certaines conditions de l'environnement extérieur du véhicule. Dans ce cas, le véhicule est modélisé dans Adams-Car³ tandis que le système de freinage est modélisé dans Simulink⁴ et une co-simulation est configurée pour exécuter le modèle du véhicule dans Adams-Car en utilisant le modèle de freinage dans Simulink. Les auteurs ont démontré ainsi l'efficacité de la méthode de co-simulation pour ce type de systèmes et concluent sur la possibilité de réduire les coûts et les délais grâce à cette méthode de prototypage virtuel. Néanmoins, cette démonstration est un cas particulier car les logiciels utilisés ont déjà une interopérabilité assez développée, ce qui n'est pas le cas pour la plupart des outils de simulation comme on le verra dans la section 1.3 et les deux sous-systèmes sont faiblement couplés. Dans [19–25], on retrouve également des publications liées à la méthode de co-simulation entre deux sous-systèmes pour des applications automobiles. Une méthode de co-simulation est également appliquée pour étudier le système de direction assistée et le châssis d'un véhicule dans [5]. Comme le montre la figure 1.6, le modèle EPAS⁵ comprend le mécanisme de direction, un moteur électrique et un modèle ECU⁶. Le modèle EPAS est intégré avec un solveur à pas de temps fixe δt_1 de 1 ms. Pour le châssis, en raison de la complexité du modèle, le pas de temps du solveur δt_2 est de 5 ms. Les deux systèmes sont couplés par la vitesse et la force. La force est prise comme entrée pour le modèle du système EPAS et la vitesse est prise de l'autre côté comme entrée pour

2. **Electronic Stability Program** : Est un équipement d'aide à la conduite destiné à améliorer l'adhérence et la trajectoire d'un véhicule, notamment sur sol mouillé.

3. <https://hexagon.com/products/adams-car>, accès le 28/11/2022

4. <https://fr.mathworks.com/products/simulink.html>, accès le 28/11/2022

5. EPAS : **E**lectric **P**ower **A**ssisted **S**teering

6. ECU : **E**lectronic **C**ontrol **U**nit

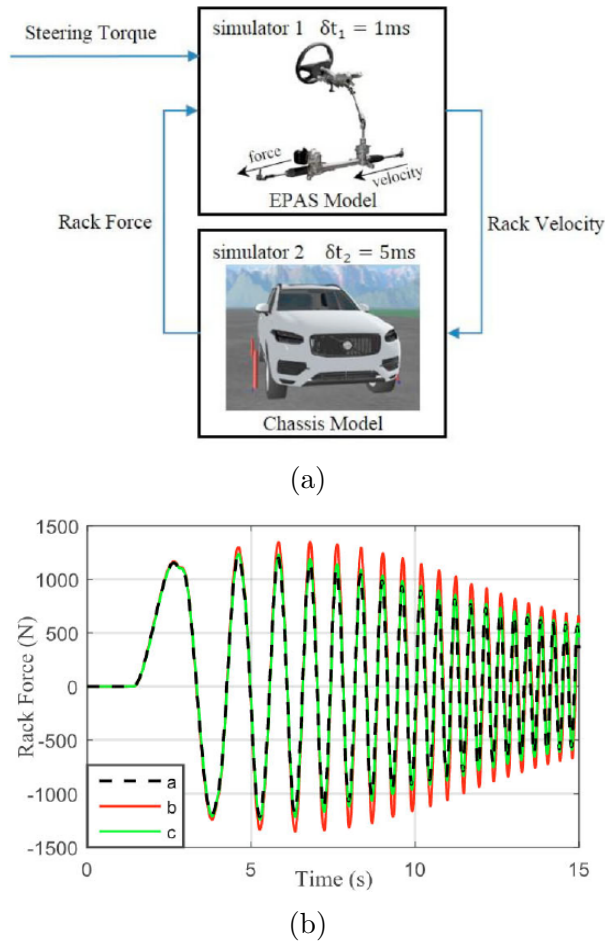


FIGURE 1.6 – Exemple d'application de la méthode de co-simulation [5]. (a) Co-simulation entre le modèle du système EPAS et le modèle du châssis, (b) Force dans le domaine temporel : Simulation de référence (Courbe noire en tiret), Co-simulation (Courbe rouge), Co-simulation avec extrapolation, filtrage et compensation (Courbe verte).

le modèle du châssis. Comme on peut le voir sur la figure 1.6a, un couple de forme sinusoïdale est appliqué au modèle EPAS. La figure 1.6b montre une oscillation plus grande pour le résultat de la co-simulation sans éléments de couplage (extrapolation, filtrage et compensation). La co-simulation avec éléments de couplage donne un résultat plus cohérent et plus proche de la simulation de référence. Dans cette application, les auteurs démontrent ainsi l'intérêt du filtrage et de l'extrapolation d'une part et d'autre part la méthode de préservation de l'énergie dans la co-simulation introduite dans [26] en 2017. Enfin, on trouve dans la littérature des applications plus récentes de la co-simulation appliquée pour l'étude des moteurs électriques et de leur contrôle-commande dans des systèmes de traction électrique [27–30].

1.2.4.2 Production et distribution de l'énergie électrique

Les réseaux électriques sont des infrastructures très complexes qui permettent d'acheminer de l'énergie électrique des lieux de production vers les lieux de consommation d'électricité. Ils sont principalement constitués de lignes électriques de plusieurs niveaux

de tensions qui relient des postes électriques qui ont pour rôle de distribuer l'électricité et d'adapter la tension en fonction du besoin. Ils ont également pour rôle d'assurer l'équilibre entre la production et la consommation d'électricité en mettant en oeuvre des règles comme le délestage en cas d'insuffisance de la production ou du stockage (exemple le volant d'inertie, super-condensateur, etc...) en cas de surplus de production. Avec les impératifs et les objectifs écologiques de plus en plus affichés par beaucoup de pays dans le monde, l'intégration des énergies renouvelables semble être une piste très prometteuse.

Ces énergies renouvelables sont des éléments clés pour réduire les émissions de gaz à effet de serre et lutter contre le réchauffement climatique. Cependant, la nature intermittente et les capacités de stockage limitées des énergies renouvelables entraînent de nouveaux défis que les opérateurs de réseaux électriques doivent relever afin de réguler la qualité de l'énergie et d'assurer la sécurité de l'approvisionnement. Par exemple en France, Enedis⁷ s'engage dans la transition énergétique afin que 32% de la production d'électricité soit issue d'énergies renouvelables d'ici 2023 et 40% en 2030. De l'autre côté, l'intégration sur le réseau électrique des différents types d'énergies renouvelables (solaire, photovoltaïque, éolienne) représente un défi majeur pour leur développement, particulièrement pour le réseau de distribution d'électricité actuel qui accueille aujourd'hui 95% de l'énergie éolienne et photovoltaïque produite en France [31].

Dans le même temps, la disponibilité accrue des technologies avancées d'automatisation et de communication offre de nouvelles opportunités pour l'élaboration de solutions intelligentes permettant de relever ces défis. Des travaux dans la littérature ont mis en évidence diverses méthodes permettant d'exploiter plus efficacement les réseaux électriques hautement inter-connectés. La conséquence de ces développements, est que le système électrique traditionnel est en train de se transformer en un système énergétique très complexe, appelé réseau intelligent ou Smart Grid en Anglais. Pour l'avenir, il est impératif de connaître l'état de tous ces moyens de production décentralisés en temps réel pour la gestion **équilibrée** du réseau électrique. C'est pourquoi il faut intégrer des systèmes de communication pour gérer de façon plus souple et plus efficace ces nouvelles architectures de réseaux électriques. Grâce au développement des ces smart grids, il sera possible de :

- collecter les données en temps réel sur le réseau de distribution ;
- consulter l'état du réseau 24 h/24 ;
- localiser un dysfonctionnement et agir à distance ;
- anticiper la production locale à partir des énergies renouvelables ;
- maîtriser les nouveaux moyens de production et usages.

Grâce aux smart grids, on va pouvoir intégrer plus d'énergies renouvelables qui vont favoriser l'autoconsommation, améliorer l'efficacité énergétique, réduire les pannes électriques grâce à une gestion plus intelligente entre production d'électricité et consommation et permettre de piloter de manière fine la consommation électrique. Malheureusement, pour l'étude et modélisation de ces nouveaux réseaux intelligents, on se heurte au problème de formalisme de modélisation. En effet, la partie puissance du réseau est modélisée souvent par un formalisme dont les grandeurs sont "continues" figure 1.7a, alors que l'autre partie est modélisée avec un formalisme "discret" dont les grandeurs ne sont disponibles

7. <https://www.enedis.fr/>, accès le 29/11/2022

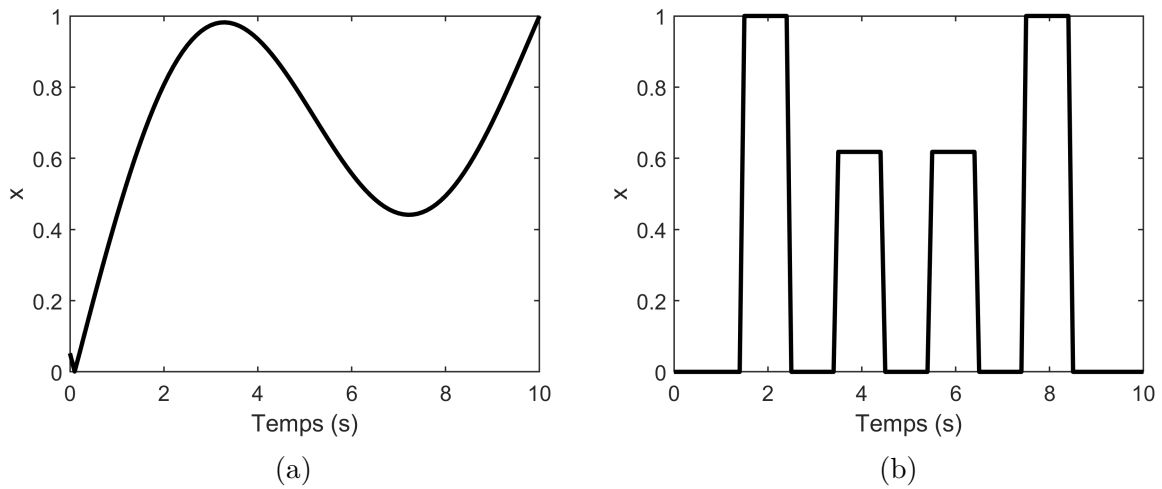


FIGURE 1.7 – Signal temporel normalisé d'une grandeur x : (a) Signal continu, (b) Signal discret.

qu'à des instants bien précis (figure 1.7b). Par ailleurs il existe peu ou pas d'outils de modélisation/simulation permettant de prendre en compte ces deux formalismes en même temps en son sein. C'est pourquoi la méthode de co-simulation [32], voire même la simulation distribuée [33] a permis de contourner ce problème et d'apporter plus de souplesse en utilisant pour chaque formalisme un outil de simulation adapté. Dans ce domaine, on trouve principalement des travaux sur la façon dont des aspects spécifiques des réseaux intelligents pouvaient être validés et peu de travaux sur une approche intégrée pour l'analyse et l'évaluation des systèmes électriques avec leur système de communication. Tous ces manques et problèmes de formalisme ont mené à plusieurs travaux de recherche dans la littérature qui s'intéressent à la méthode de co-simulation pour les smart grids ces dix dernières années [34–39].

La figure 1.8 esquisse cette méthode de co-simulation pour les smart grids où une combinaison flexible entre différents outils et de modèles de simulation est représentée pour évaluer le comportement du système en entier. Une telle approche nécessite l'amélioration des méthodes et outils de simulation déjà disponibles. Outre les variables d'interfaces appropriées pour le couplage des différentes sous-parties, il y a encore de la place pour de futurs axes de recherche sur ce sujet. Cet exemple illustre parfaitement la complexité de la mise en œuvre de la co-simulation pour des systèmes de domaines d'expertises très différents. Hormis le choix adéquat des différentes variables d'interfaces pour coupler les sous-systèmes et l'expertise nécessaire pour modéliser chaque sous-système, il y a un effort énorme en termes de développement informatique à fournir sur la partie communication et interopérabilité entre les outils mis en jeu dans la co-simulation.

Enfin, il existe d'autres domaines comme le HVAC⁸ [40, 41] et la robotique [42] qui ont également fait l'objet d'études et montrent des résultats très intéressants. Néanmoins, un examen approfondi de ces différentes publications montre un scénario de co-simulation entre deux outils de simulation, où chacun représente une partie du système d'un domaine différent de l'autre simulateur. Si cela a permis de prouver que la co-simulation améliore le développement des systèmes multi-physiques, l'utilisation de ce type de simulation reste

8. HVAC : Heating, Ventilation and Air-Conditioning

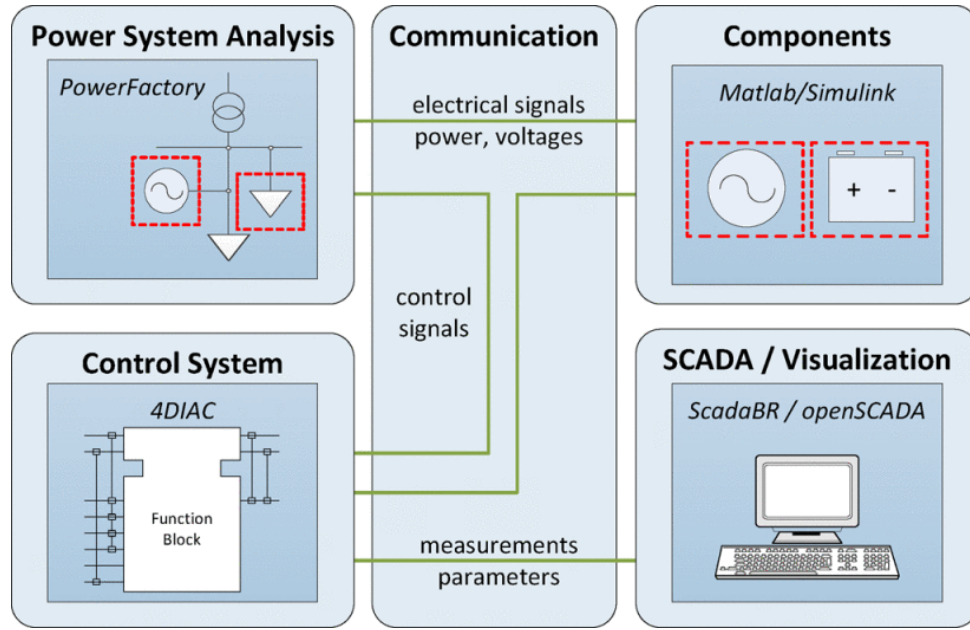


FIGURE 1.8 – Exemple de co-simulation pour les smart grids [6].

marginale à cause des problèmes de formalisme des modèles et d'interopérabilité entre les outils de simulation actuels.

1.3 Définition, problèmes et concepts de l'interopérabilité

1.3.1 Définition de l'interopérabilité

L'interopérabilité est définie par IEEE comme la capacité de deux ou plusieurs systèmes ou composants à échanger des informations et à utiliser ces informations. L'interopérabilité est un terme informatique désignant des systèmes ou en l'occurrence dans notre cas des outils de simulation capables de s'adapter et de collaborer avec d'autres outils indépendants. En modélisant un système multi-physique, on est toujours confronté à des problèmes de formalisme des modèles et de compatibilité des grandeurs physiques entre modèles. Dans le contexte des travaux de cette thèse où nous voulons prendre en compte la CEM dès la phase de la conception pour des systèmes électriques complexes comme une chaîne de traction électrique par exemple, on se retrouve avec des dizaines d'outils de modélisation/simulation qui proposent chacun une expertise dans son domaine spécifique avec ses propres hypothèses de calcul et langages de programmation. Dans ce cas, un couplage entre ces outils est indispensable pour prendre en compte tous les sous-systèmes et leurs interactions, d'où le besoin de garantir l'interopérabilité entre les outils pour évaluer le système global.

Il est clair qu'aujourd'hui l'un des freins au déploiement de la méthode de co-simulation dans tous les domaines d'ingénierie est la limite d'interopérabilité entre outils qui lui-même est du à deux problèmes qui sont :

1. L'hétérogénéité des modèles ;

2. La multiplicité et la confidentialité des outils de simulation.

1.3.2 Hétérogénéité des modèles

Les outils de construction d’un modèle permettant de représenter le comportement physique d’un système sont nombreux et très variés à cause notamment du nombre important de langages de modélisation qui existent. Alors pour construire des modèles mathématiques de systèmes multi-physiques complexes, on est souvent amené à utiliser la modélisation modulaire en assemblant les modèles des différentes parties constitutives du système. Dans une perspective de co-simulation, les limites principales (non-exhaustives) de l’interopérabilité entre les outils peuvent être de différentes origines comme :

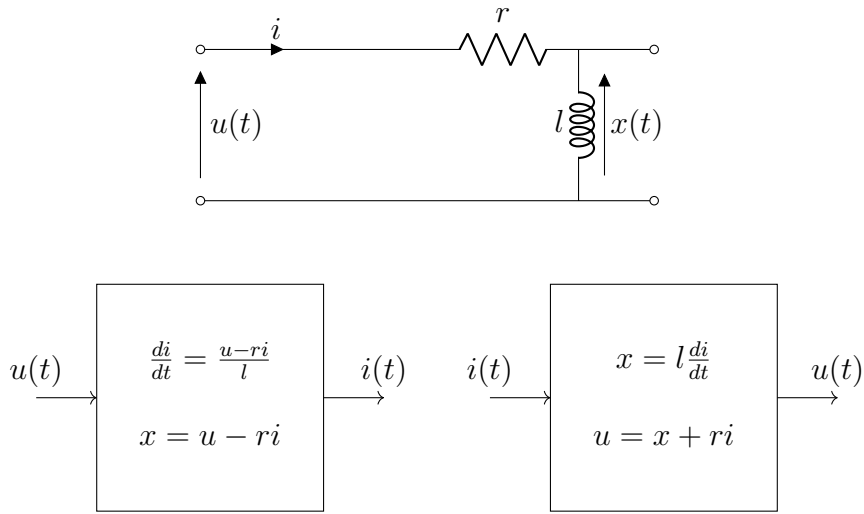
- Le langage de modélisation ;
- La nature temporelle des modèles ;
- La dimension spatiale des modèles.

1.3.2.1 Langage de modélisation

La multiplicité des langages de modélisation (VHDL, MODELICA, SPICE par exemple) a favorisé l’émergence de nouveaux outils de modélisation couvrant plusieurs domaines d’ingénierie à un haut niveau d’abstraction avec des composants réutilisables. Certes cette abondance permet aux ingénieurs de faire un choix d’outils dans une gamme très large en fonction de leurs besoins mais cet avantage peut s’avérer très vite un inconvénient lorsqu’il s’agira par exemple de mettre en place un couplage entre deux modèles dont les formalismes de modélisation sont différents. De plus, avec le même outil et le même langage de modélisation, on peut faire face à des problèmes de causalité des modèles dont certains sont implémentés avec une approche “causale” et d’autres avec l’approche “acausale”. C’est le cas par exemple de SIMULINK où on peut modéliser un système par des schéma blocs ou par des composants (électrique, mécanique, thermique) grâce à la bibliothèque Simscape.

Approche causale : C’est une approche en schéma blocs qui décrit ce que le modèle doit accomplir où la forme du modèle dépend de l’entrée imposée et de la sortie désirée. Les équations qui décrivent la physique du système doivent être sous une forme où la direction (causalité) des signaux est explicite. La nécessité de spécifier explicitement la causalité empêche la réutilisation des composants dans d’autres contextes, c’est-à-dire que de petits changements dans le modèle (changement des signaux d’entrée par exemple) nécessitent la reconfiguration de l’ensemble du modèle. Par exemple, calculer le courant (sortie) à partir de la tension (entrée) au lieu de la tension (sortie) à partir du courant (entrée) comme le montre l’exemple de la figure 1.9 d’un circuit *RL*.

Le principal avantage de l’approche causale est la rapidité de résolution des équations du modèle. De plus, cette approche est très bien adaptée aux systèmes de contrôle, car les signaux sont orientés contrairement aux signaux physiques. De tels formalismes de modélisation peuvent être retrouvés dans plusieurs outils comme Simulink.

FIGURE 1.9 – Modèle d'un circuit RL avec une approche causale.

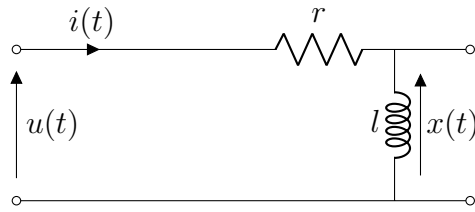
Approche acausale : C'est une approche où la forme du modèle ressemble davantage à la construction réelle du système. Les liens entre les blocs ne sont pas orientés, ce qui veut dire que ce type de modèle est réversible et prend en compte la polarité des composants. Il est basé sur l'interaction physique formalisée par les équations sans spécifier la causalité (voir figure 1.10). Les contraintes de causalité appropriées sont déduites à l'aide de méthodes symboliques selon la façon dont le modèle est utilisé. Contrairement à l'approche causale, l'approche acausale permet la réutilisation des modèles de base des composants comme la résistance, l'inductance et les diodes dans plusieurs outils de simulation (LTSpice⁹, Simscape¹⁰, PSIM¹¹ par exemple). Cependant, il est plus difficile de résoudre numériquement le modèle à cause de la non-causalité de l'approche.

L'approche acausale rend le travail plus simple pour les développeurs des modèles mais plus difficile pour les concepteurs des outils de simulation. En effet, les outils de simulation doivent fournir des capacités d'analyse symbolique du système modéliser à partir des composants saisis dans l'interface graphique pour déduire les équations mathématiques qui décrivent le comportement du système. Enfin, on peut également avoir des approches systémiques dites «**boîte noire**» où les seules informations dont on dispose, ce sont les entrées et sorties. C'est une approche très populaire dans l'industrie car elle permet de cacher des informations sensibles comme la structure interne du système. Dans [43], les auteurs ont exploité cette méthode pour évaluer les perturbations électromagnétiques conduites d'un système onduleur-câble-charge. Néanmoins, dans certains cas cette méthode nécessite de faire des mesures sur le prototype réel qui n'est malheureusement pas disponible à la phase de conception.

9. <https://www.analog.com>, accès le 02/12/2022

10. <https://fr.mathworks.com/products/simscape.html>, accès le 02/12/2022

11. <https://powersimtech.com/products/psim/>, accès le 21/11/2022



$$\begin{aligned} l \frac{di}{dt} - x &= 0 \\ x + ri - u &= 0 \end{aligned}$$

FIGURE 1.10 – Modèle d'un circuit RL avec une approche acausale.

1.3.2.2 Nature temporelle des modèles

Un système dynamique est décrit par des équations découlant des relations d'équilibre ou de conservation de la physique. Ces équations résultent généralement des équations différentielles ou aux dérivées partielles dans lesquelles certains termes peuvent varier en fonction du temps. Les méthodes dites temporelles sont des méthodes qui permettent d'analyser directement dans le temps un phénomène dynamique, à partir de ses équations, de ses conditions aux limites et de ses conditions initiales. La résolution du problème se fait en fonction de la variable temporelle, pas à pas, suivant un schéma temporel donné appelé méthode d'intégration, c'est-à-dire que l'état du système à un instant donné est évalué à partir de l'état du système aux instants précédents. Ces méthodes temporelles sont utilisées pour résoudre des systèmes d'équations non-linéaires, dans le temps. Si ces méthodes s'affranchissent positivement des hypothèses simplificatrices propres aux méthodes fréquentielles, deux critères sont toutefois incontournables pour assurer leur utilisation : disposer d'un modèle pour décrire le problème et disposer de la capacité de résolution du modèle analytiquement ou numériquement dans la plupart des cas. On peut classer les modèles temporels en deux catégories selon la caractéristique des ses variables d'état dans le temps.

Modèles continus : Les variables d'état de ce type de modèle varient de façon continue dans un intervalle de temps donné et bien défini (figure 1.7a) en se basant sur des équations qui peuvent être des équations différentielles ordinaires ou équations différentielles algébriques [44].

Modèles à événements discrets : Ce sont des modèles dont les variables d'état ne sont définies qu'à des instants de temps précis de façon discontinue. La simulation d'un modèle purement discret est basée sur l'ordonnancement des événements par un simulateur. Le rôle du simulateur dans ce cas est de maintenir les événements dans une file d'attente suivant le temps de notification. Si les événements dont le temps de notification

égale au temps actuel sont tous traités, le simulateur avance le temps pour le plus proche événement planifié.

1.3.2.3 Dimension spatiale des modèles

Hormis la dimension temporelle des systèmes physiques, il peut exister des dimensions spatiales dans les trois directions x , y et z . Dès que le système étudié est un peu complexe, on se sert le plus souvent des outils de modélisation et de simulation numérique (solveurs éléments finis, différences finies) avec des hypothèses simplificatrices sur la forme, la symétrie de révolution ou l'existence de plans de symétrie. En se basant sur la(les) dimension(s) spatiale(s) du modèle, on peut distinguer :

- Les modèles **0D** qui n'ont aucune dimension spatiale. c'est le cas par exemple lorsqu'on modélise des lignes électriques avec des constantes localisées avec l'hypothèse de la non "propagation" de l'onde, c'est-à-dire la dimension de l'élément modélisé est inférieure à la petite longueur d'onde du signal.
- Les modèles **1D** ou modèle mono-dimensionnel où une seule dimension du modèle est prise en compte. On peut donner comme exemple la modélisation des lignes électriques par les équations de télégraphistes (équations 1.1 & 1.2) qui décrivent l'évolution de la tension et du courant sur une ligne électrique en fonction de la distance et du temps. Dans ce cas, l'hypothèse 1D peut se justifier par le fait que la dimension spatiale dans la direction de propagation de l'onde est très supérieure aux dimensions transversales (exemple des lignes électriques aériennes sur une dizaine de km dont le diamètre est inférieur à 50 mm^2).
- Les modèles **2D** sont les plus utilisés car plus représentatifs de la réalité avec deux dimensions spatiales. Ces modèles sont également utilisés car ils sont moins coûteux en mémoire et temps de calcul.
- Les modèles **3D** sont envisagés lorsqu'on a pas de symétrie axiale où de révolution. Cela peut aussi être le cas lorsqu'on veut faire une étude plus poussée sur les effets des autres dimensions sur le comportement du système. Certes un modèle 3D est plus précis qu'un modèle 2D mais le coût en mémoire de stockage et de temps de simulation est souvent rédhibitoire.

$$\frac{\partial U}{\partial x}(x, t) = -L \frac{\partial I}{\partial t}(x, t) - RI(x, t) \quad (1.1)$$

$$\frac{\partial I}{\partial x}(x, t) = -C \frac{\partial U}{\partial t}(x, t) - GU(x, t) \quad (1.2)$$

Où

U, I : sont la respectivement le courant et la tension en fonction de la distance et du temps.

L, C : sont l'inductance (capacité) linéique respectivement.

R, G : sont la résistance (conductance) linéique respectivement.

Pour finir, l'hétérogénéité des modèles est due à plusieurs facteurs qui sont dus au fait des objectifs différents durant tout au long du cycle en V d'un système (produit). Lors des conceptions des systèmes multi-physiques, certains sous-systèmes sont modélisés par des équations analytiques ou empiriques et d'autres par des outils numériques. Ajouté à

cela la nature temporelle, l'approche de modélisation, on se retrouve avec des problèmes d'hétérogénéité très compliqués.

1.3.3 Multiplicité et la confidentialité des outils de simulation

Dans le cas de l'étude CEM d'un système de traction électrique, nous ne pouvons pas assurer une adaptation des modèles du système provenant de différents fournisseurs. Cette hétérogénéité des modèles due à l'existence de plusieurs outils de modélisation est inévitable. Nous abordons donc dans ce qui suit le problème d'interopérabilité d'un point de vue outil de simulation (solveur).

1.3.3.1 Multiplicité des outils de simulation

La conception de systèmes électroniques et électriques modernes, tels que les systèmes de traction pour les véhicules électriques (VE) exige des outils modernes de modélisation et de simulation des sous-ensembles qui composent le système. Plusieurs outils ont été développés ces dernières années pour étudier la performance de ces systèmes de façon modulaire ; néanmoins, la principale préoccupation est de savoir si ces outils peuvent interagir pour permettre d'étudier plus efficacement ces systèmes et leurs interactions. Par ailleurs, la formulation des problèmes qui décrivent le comportement transitoire d'un système électrique/électronique peut tout à fait se faire à partir des équations différentielles et une résolution analytique avec des conditions initiales prédéfinies permettant de donner les variables d'état comme la tension aux bornes d'une inductance ou le courant qui traverse un condensateur. Cependant, lorsque le circuit est de grande taille, trouver des solutions analytiques de ces équations différentielles devient quasi impossible. Pour résoudre ce problème, on utilise la discrétisation et les méthodes numériques pour approximer une solution des équations différentielles. Cette technique est commune à la plupart des logiciels de simulation de circuits électriques tels que LTSpice, PSpice, PSIM, SIMULINK, etc... A ces logiciels, on peut ajouter plusieurs autres logiciels de simulation multiphysiques comme Dymola¹² de Dassault Systèmes qui est très utilisé dans la modélisation des systèmes multidisciplinaires.

D'un côté, la multiplicité de ces outils de simulation est un avantage de taille pour les concepteurs et ingénieurs systèmes, mais de l'autre côté cela peut vite devenir un frein dans un environnement de développement coopératif où le système est développé par plusieurs partenaires industriels qui n'ont pas forcément les mêmes outils de modélisation/simulation. Cette multiplicité est due à :

La spécialisation des outils de simulation : La plupart des outils de simulation sont développés spécifiquement pour un domaine d'expertise bien précis (électrique, mécanique, électromagnétique, acoustique, etc. . .) et pourtant, un système réel est souvent complexe et multiphysique et ne peut être analysé par un seul outil. Bien évidemment, il existe aujourd'hui de plus en plus d'outils commerciaux permettant une analyse multiphysique des systèmes dans certains domaines d'ingénierie, mais cela reste très marginal devant la multitude des applications dans tous les secteurs d'activités. Le tableau 1.1 résume

12. <https://www.3ds.com/fr/produits-et-services/catia/produits/dymola/>, accès 12/12/2022

quelques logiciels en génie électrique dont certains nous ont servi tout au long des travaux de cette thèse.

L'évolution en besoins d'outils de modélisation/simulation : Avec une miniaturisation et une intégration croissante dans tous les secteurs d'activités grâce notamment à des dispositifs fonctionnant à des fréquences beaucoup plus élevées qu'auparavant, on a besoin d'innover, d'adapter ou de créer de nouveaux outils de simulation permettant de suivre l'évolution technologique pour répondre aux nouveaux défis. En effet, les outils d'hier peuvent ne plus être adaptés aux besoins d'aujourd'hui avec des contraintes de plus en plus sévères en termes de complexité, d'hétérogénéité et de couplage.

1.3.3.2 Confidentialité des outils de simulation

Nous avons vu dans la section 1.2, que pour mettre en place un couplage spécifique ou générique entre deux outils de simulation, nous avons besoin d'une application programmation d'interface (API) permettant un accès plus ou moins direct au code de calcul de l'outil en question. Cela reste encore aujourd'hui un frein au développement des plateformes de simulation comme CosiMate¹³ par exemple, car il y a très peu d'outils qui offrent cette possibilité. Pour le peu d'outils mettant à disposition une interface de programmation, le fonctionnement de ces API reste encore très mal compris. C'est pourquoi, dans le cas du développement d'un couplage spécifique entre deux outils par exemple, il y a une collaboration étroite entre les deux concepteurs de deux outils. De même dans le cas du développement d'une plateforme de co-simulation comme CosiMate par exemple, il est nécessaire d'interagir avec l'ensemble des propriétaires des outils dont on veut intégrer dans la plateforme de co-simulation. Par ailleurs, certains outils n'offrent pas cette possibilité car ils n'ont pas été à la base conçus pour une telle utilisation. La majeure partie des outils ayant un API peuvent être synchronisés dans le temps mais n'offrent pas la possibilité de recalculer les grandeurs à instant t déjà calculées auparavant pour la co-simulation des sous-systèmes **fortement** couplés. Le temps d'intégration de l'algorithme d'orchestration (à ne confondre au temps d'intégration du solveur qui est intrinsèque à l'outil de simulation) ne peut être que croissant.

Enfin, pour pouvoir modéliser puis analyser des systèmes multiphysiques très complexes, il est nécessaire de développer des moyens et solutions permettant de faire interagir les différents outils déjà existants et de se pencher sur la conception des outils futurs de simulation en prenant en compte cet aspect d'interopérabilité. Évidemment, il existe beaucoup de travaux de recherche, des outils développés qui sont plus ou moins matures, des méthodes permettant de contourner certaines limites d'interopération des outils actuels. Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter les solutions d'interopérabilité existantes et les limites de ces solutions pour les outils de simulation des systèmes électriques/électroniques.

1.4 Solutions et standards d'interopérabilité

Dans le cadre de la co-simulation, l'interopérabilité est définie comme la capacité d'un outil ou d'un modèle à fonctionner avec d'autres outils ou modèles sans efforts particuliers

13. <https://www.cosimate.com/>, accès le 23/01/2023

de développement informatique de la part de l'utilisateur. Comme nous l'avons évoqué dans la section précédente, les problèmes d'interopérabilité proviennent de plusieurs facteurs comme le formalisme de modélisation, la multitude de langage de programmation qui conduit à une multitude d'outils de simulations et le problème de confidentialité des outils qui existent sur le marché. Plusieurs travaux, notamment des collaborations entre des industriels et des laboratoires ou instituts de recherche ont été menés dans tous les secteurs d'activités, du secteur du bâtiment jusqu'au secteur automobile en passant par l'étude des smartgrids pour trouver des solutions d'interopérabilité avec des outils de modélisation/simulation déjà existants.

1.4.1 Langages pour l'interopérabilité

La première solution est le fait d'avoir un langage d'interopérabilité standardisé. Il existe diverses techniques dans la littérature qui ont été mises en œuvre pour permettre l'interopérabilité des systèmes au niveau syntaxique et architectural orienté vers le web service. Le langage de modélisation unifié (UML¹⁴), le modèle et la notation des processus métier (BPMN¹⁵), le langage de balisage extensible (XML¹⁶), et le langage de définition des interfaces (IDL¹⁷), sont tous des mécanismes qui permettent l'interopérabilité syntaxique. De plus, des intergiciels comme REST¹⁸ et SOAP¹⁹ [45] qui décrivent une interface uniforme entre des composants physiquement séparés et qui communiquent souvent à travers l'internet dans une architecture client-serveur permettent l'interopérabilité au niveau technique. Nous notons également des architectures comme CORBA²⁰ ou ODBC²¹ qui sont autant d'intergiciels permettant l'interopérabilité technique entre les objets physiquement séparés. En somme, la liste de langages pour l'interopérabilité tant au niveau syntaxique qu'au niveau composant (service web) n'est pas exhaustive et cela est le fruit de plusieurs travaux qui se sont intéressés à la problématique de modélisation des systèmes complexes.

1.4.2 Solutions d'interopérabilité

Il existe principalement trois solutions d'interopérabilité dans la littérature, qui sont :

- L'interopérabilité des données
- L'interopérabilité des modèles
- L'interopérabilité des codes de calcul

14. **UML** : Unified Modeling Language, <https://www.omg.org/spec/UML/>, accès le 15/12/2022

15. **BPMN** : Business Process Model and Notation, <https://www.omg.org/spec/BPMN/>, accès le 15/12/2022

16. **XML** : Extensible Markup Language, <https://www.w3.org/XML/>, accès le 15/12/2022

17. **IDL** : Interface Definition Language <https://www.omg.org/spec/IDL/4.2/>, accès le 15/12/2022

18. **REST** : Representational State Transfer

19. **SOAP** : Simple Object Access Protocol

20. **CORBA** : Common Object Request Broker Architecture, <https://www.omg.org/spec/CORBA/>, accès le 15/12/2022

21. **ODBC** : Open DataBase Connectivity

1.4.2.1 Interopérabilité des données

C'est une approche basée sur l'échange de données entre les programmes/simulateurs. Cet échange peut se faire par :

Un échange de données point à point : Cette solution nécessite le développement d'un adaptateur de données entre chaque paire d'outils de simulation. Cette technique n'est pas générique comme nous l'avons déjà mentionné dans le paragraphe 1.2.1, page 8 car sa mise en œuvre nécessite une collaboration étroite entre les développeurs de chaque paire d'outils et cela peut devenir très vite complexe à partir de 3 outils de simulation. Le couplage SIMULINK et PSIM via l'adaptateur de données Simcoupler²² est un exemple type d'échange de données point à point.

Un format standard centralisé : C'est une solution qui vise plutôt à fédérer les outils autour d'une « base de données commune » ou d'un « bus de donnée ». Ainsi, chaque outil doit développer un connecteur unique à ce format standardisé de données, lui permettant d'échanger avec tous ceux déjà connectés à la même base(bus) de données. C'est une solution générique comme sur la figure 1.2b, page 10 et qui se démocratise peu à peu dans le domaine du bâtiment mais également avec l'avènement des plates-formes de co-simulation. CosiMate est un exemple type de ces plates-formes de co-simulation développée par Chiatek qui est l'un des partenaires de ce projet ANR. La figure 1.11 montre l'architecture de cette plate-forme avec le standard XML pour l'interopérabilité des données.

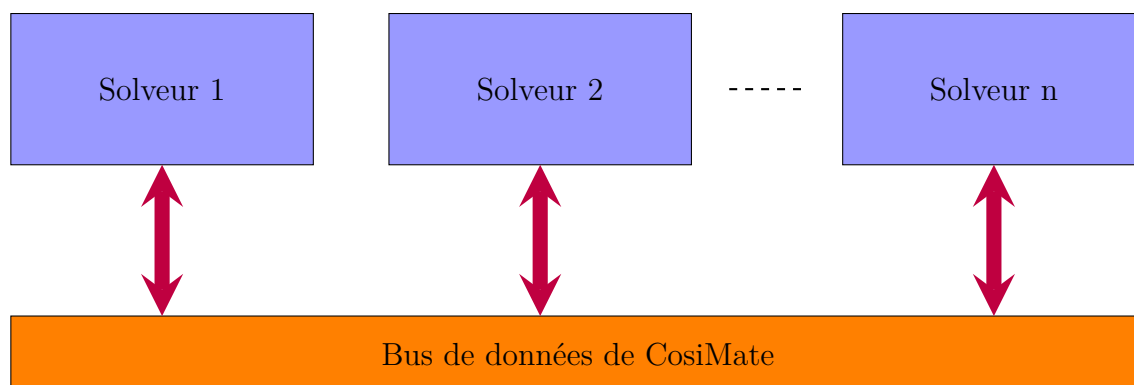


FIGURE 1.11 – Architecture de CosiMate.

Le standard XML est reconnaissable par son usage des chevrons (<, >). L'objectif initial de ce standard est de faciliter l'échange automatisé de contenus complexes entre systèmes d'informations hétérogènes. Un exemple de syntaxe de ce langage est donné ci-dessous :

```

<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?>
<Model Name="Solveur x" TypeID="10" Version="9.8"
  StartTime="0" EndTime="0.06">
<Format Version="2.0"/>
  
```

22. <https://powersimtech.com/products/psim/psim-modules/simcoupler/>, accès le 21/11/2022

```
<Options>
</Options>
<SynchMode>
<Synchronized TimeStep="1e-007"/>
</SynchMode>
<StartMode>
<Manual/>
</StartMode>
<Port Name="Courant" Direction="IN">
<Type Name="DOUBLE" Size="1">
<Value Data="0"/>
</Type>
</Port>
<Port Name="Tension" Direction="OUT">
<Type Name="DOUBLE" Size="1">
<Value Data="0"/>
</Type>
</Port>
</Model>
```

Comme on peut le constater, les solveurs 1, 2, ..., n communiquent à travers le bus de données grâce au fichier XML généré par chaque modèle. Dans ce fichier est défini entre autres le nom du modèle, le temps initial, le temps final, le pas de synchronisation du solveur et les ports avec leurs directions IN (entrée) ou OUT (Sortie) qui permettent d'échanger les données.

L'interopérabilité des données est une approche très répandue car elle permet l'échange des données entre des outils de simulation en général, et ceux simulant des modèles hétérogènes en particulier.

1.4.2.2 Interopérabilité basée sur une approche boîte blanche

Cette approche est basée sur l'utilisation d'un **seul** langage de modélisation générique et **neutre** pour tous les sous-modèles du modèle complexe, cette approche est connue également sous le nom «boîte blanche». Cette vision boîte blanche permet de spécifier l'implémentation d'un composant en termes d'autres composants de base, fournissant ainsi une résolution hiérarchique d'un système. Comme exemple, nous pouvons citer le langage VHDL-AMS qui très populaire en génie électrique et est implémenté dans plusieurs outils de simulation comme ANSYS Simplorer, Synopsys SaberRD, Mentor Graphics Questa ADMS.

Une simple diode idéale en VHDL-AMS ressemblerait à quelque chose comme ceci :

```
library IEEE;
use IEEE.math_real.all;
use IEEE.electrical_systems.all;

-- this is the entity
entity DIODE is
```



```
generic (iss : current := 1.0e-14;
        af  : real    := 1.0;
        kf  : real    := 0.0);
port (terminal anode, cathode : electrical);
end entity DIODE;

architecture IDEAL of DIODE is
  quantity v across i through anode to cathode;
  constant vt : voltage := 0.0258;
begin

  i == iss * (exp(v/vt) - 1.0);

end architecture IDEAL;
```

Ce type d'interopérabilité présente plusieurs avantages et inconvénients :

Avantages :

- Couplage fort avec un formalisme de modélisation acausal : La définition de tous les sous-systèmes sous un langage unique sous la forme d'un système d'équations assure un couplage fort dans la résolution et permet notamment d'échanger plus facilement les modèles des sous-systèmes entre les partenaires d'un projet ;
- Temps de calcul rapide : La résolution des équations du système par un seul solveur, élimine les échanges externes (itératifs ou non itératifs voir la section 1.5, page 32) et peut rendre la résolution plus rapide dans le cas où les sous-systèmes sont fortement couplés.

Inconvénients :

- Dépendance d'un langage de modélisation : Obligation d'implémenter tous les modèles sous un seul langage ;
- Connaissance des modèles physiques du système : Pour avoir la capacité de projeter ces modèles dans un nouveau langage ;
- ce type de modélisation est implémenté dans très peu d'outils ;
- Un seul solveur pour l'ensemble du modèle, donc pas nécessairement adapté à toute la multi-physique, ce qui peut conduire à un mauvais conditionnement du modèle global ;
- Un pas d'intégration du solveur, qui s'adapte à la plus forte dynamique et induit ainsi un temps de simulation plus long ;
- Absence de confidentialité du modèle : Les modèles sont écrits dans un format standard accessible à tous dans une approche de boîte blanche comme on peut le voir sur l'exemple de la diode ci-dessus.

1.4.2.3 Interopérabilité basée sur une approche boîte noire

Cette approche permet de garantir la confidentialité des modèles. L'échange des informations peut se faire au niveau du code source ou au niveau des bibliothèques pré-compilées (statiques ou dynamiques). L'émergence de standards compatibles avec une large gamme d'outils de modélisation était nécessaire, ce qui a conduit à la spécification de certains standards tels que le HLA²³ [46] ou le FMI²⁴.

Ce type d'interopérabilité présente également des avantages et inconvénients :

Avantages :

- Approche générique : Chaque composant est pris comme une boîte noire ayant des entrées et sorties ;
- Confidentiel : Pas d'accès au code du modèle, ce qui est très important dans le cadre d'une collaboration industrielle ;
- Indépendance : Composant logiciel autonome, contient son propre solveur.

Inconvénients :

- Couplage faible entre composants logiciels, problème de convergence, simulation lente pour des systèmes fortement couplés ;
- Mises à jour délicates : Régénération des composants logiciels à chaque modification et à chaque mises à jour des logiciels.

L'objectif principal de ces différentes approches d'interopérabilité est d'améliorer la flexibilité, la fiabilité et la réutilisabilité des outils de simulation déjà existants sur le marché.

1.4.3 Standards pour l'interopérabilité

La simulation est une étape incontournable dans le développement d'un produit (système). Pour exploiter les outils de simulation déjà existants et faciliter le couplage des outils de simulation, des normes existent pour l'interopérabilité et la réutilisation de ces outils. Ces normes permettent ainsi d'éviter un développement fastidieux pour rendre ces outils compatibles. Le standard (FMI) et l'architecture de haut niveau (HLA) sont aujourd'hui les normes les plus utilisées qui permettent aux modélisateurs de réutiliser des outils déjà développées et d'envisager une co-simulation entre ces outils.

1.4.3.1 Standard HLA

HLA est une norme IEEE [46], développée à l'origine par le bureau de coordination de la modélisation et de la simulation des États-Unis (M&S CO)²⁵ pour faciliter l'interopérabilité des environnements distribués pour des applications militaires. Aujourd'hui, elle est de plus en plus répandue dans le secteur civil. La figure 1.12 montre l'exemple d'une topologie générique lors de la connexion des sous-systèmes utilisant le standard HLA.

23. **HLA** : **H**igh **L**evel **A**rchitecture

24. **FMI** : **F**unctional **M**ock-up **I**nterface, <https://fmi-standard.org/> accès le 19/12/2022

25. <https://www.msco.mil/>, accès le 19/12/2022

Chaque modèle/simulateur participant est appelé «fédéré» qui interagit avec d'autres fédérés au sein d'une «fédération» à travers une infrastructure RTI²⁶ qui est chargée de la synchronisation et l'échange des données [47].

La norme HLA comprend principalement quatre éléments :

- Un certain nombre de recommandations pour la conception et le développement des fédérations HLA ;
- Dix règles définies par la norme HLA concernant le fonctionnement global des fédérations et des fédérés ;
- Une spécification d'un API qui fournit un ensemble de fonctions de bas niveau ;
- Une documentation standardisée pour l'utilisation de cette norme pour la fédération, les fédérés et le management de ces derniers.

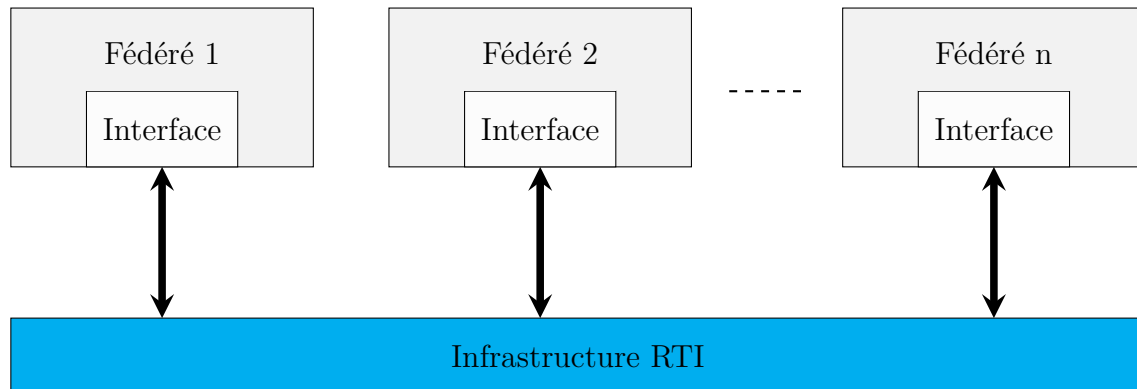


FIGURE 1.12 – Topologie d'une fédération HLA.

Le standard HLA n'est pas limité à un domaine d'application ou à des modèles particuliers. Au contraire, les données sont échangées selon un modèle d'objet de fédération (FOM²⁷), un document XML qui décrit les classes d'objets, les interactions et les types de données utilisés.

1.4.3.2 Standard FMI

Le FMI qui signifie en Anglais (Functional Mock-up Interface), est une norme conçue pour fournir une interface permettant l'échange et la co-simulation des modèles dynamiques. Ce standard a été développé dans le cadre du projet européen ITEA2 MODELISAR qui a regroupé plus de 29 partenaires industriels, éditeurs de logiciels et instituts de recherche entre 2008 et 2011 piloté par Dassault Systèmes²⁸. L'objectif du projet était de proposer un standard pour tous les logiciels qui permet d'en-capsuler des modèles sous forme d'une boîte noire contenant une API standardisée pour l'exécution de modèles dynamiques et la description des interfaces. L'idée derrière cette norme est que chaque outil de modélisation puisse générer et échanger des modèles qui sont appelés FMU²⁹ et

26. **RTI** : **R**un **T**ime **I**nfrastructure

27. **FOM** : **F**ederation **O**bject **M**odel

28. <https://www.3ds.com/fr/>, accès le 21/11/2022

29. **FMU** : **F**unctional **M**ock-up **U**nits

qui sont conformes à la spécification de la norme FMI. Cette approche permet aux ingénieurs systèmes de créer un modèle dans un environnement de modélisation, de l'exporter sous forme d'un modèle compressé FMU et enfin de le simuler dans un environnement de co-simulation.

Le FMU est un fichier zip (*.fmu) qui contient différents composants :

- **modelDescription.xml** : Un schéma de description du modèle représenté par un fichier XML. Il contient la description des différents flux de données du FMU (entrées, paramètres, sorties, états continus, états discrets, indicateurs d'événements comme on peut le voir sur le paragraphe 1.4.2.1, page 25) ;
- **Fonctions FMI** : Il s'agit de fonctions C standards qui peuvent être disponibles sous deux formes :
 - *Sources* : Répertoire facultatif qui contient tous les codes sources en langage C de l'interface du modèle. Les fonctions du standard FMI sont utilisées par l'outil pour créer une ou plusieurs instances (FMU) pour les exécuter avec d'autres modèles dans un autre environnement ;
 - *Binaries* : C'est un fichier binaire qui dépend du système d'exploitation (par exemple win32, win64, linux32). Il contient des bibliothèques partagées (par exemple DLL, lib) qui, à leur tour contiennent des fonctions du standard FMI ;
- **Documentation** : Données facultatives, images et documentation du modèle.

Actuellement, il existe plus de 170 outils de simulation (<https://fmi-standard.org/tools/>) qui supportent la norme FMI. Ce qui montre une évolution et un intérêt de la part des industriels de tous les secteurs d'activités depuis 2008. Le FMU peut soit être exporté avec son un solveur (FMI pour Co Simulation), soit exiger que l'intégration numérique soit effectuée par l'outil d'importation du FMU (FMI pour l'échange de modèle).

FMI pour l'échange de modèle : La spécification du standard FMI pour l'échange de modèles prévoit l'encapsulation des équations du modèle dans un composant (FMU) et la définition des interfaces permettant de résoudre indépendamment les FMUs à l'aide d'un solveur personnalisé différent du solveur de l'outil de modélisation dont est issu le FMU (figure 1.13). L'accès au comportement du modèle est effectué par des appels de fonctions du standard FMI comme "*fmiGetDerivatives*" pour retourner la valeur des dérivées d'état et "*fmiSetContinuousState*" pour fixer une nouvelle valeur au variable d'état continu par exemple. Enfin, le modèle généré grâce à la norme FMI est indépendant du simulateur cible car il n'utilise pas de fichier d'en-tête spécifique au simulateur comme dans d'autres approches.

FMI pour la co-simulation : L'objectif est de fournir une interface standard pour coupler deux ou plusieurs outils de simulation dans un environnement de co-simulation. Dans ce contexte, la communication entre les sous-systèmes est réduite à des points de communication discrets, entre lesquels les sous-systèmes sont traités indépendamment par leurs solveurs respectifs. Un algorithme maître contrôle les échanges de données entre les sous-systèmes et la synchronisation de tous les solveurs. Ce type de co-simulation n'a pas besoin d'un solveur externe car pendant l'exportation du modèle, le solveur y est intégré.

Le standard FMI est souvent comparé aux «S-Functions» de Simulink car les deux technologies peuvent être utilisées pour intégrer un ensemble d'outils de simulation tiers.

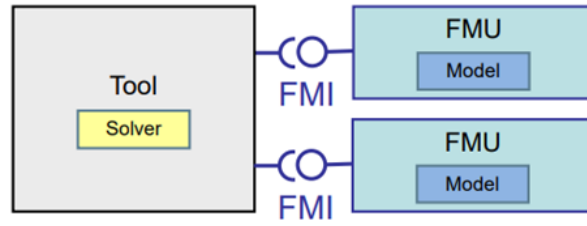


FIGURE 1.13 – FMI pour l'échange des modèles, le solveur est en dehors du FMU.

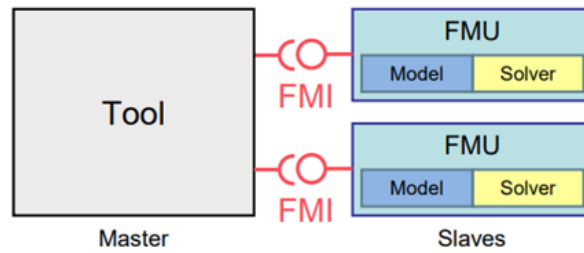


FIGURE 1.14 – FMI pour la co-simulation.

Caractéristiques et restrictions du standard FMI : Malgré quelques fonctionnalités qui ont été ajoutées dans la *version 2.0* de la norme par rapport à la *version 1.0*, il existe toujours certaines restrictions du standard FMI pour la plupart des outils de simulation comme :

- La fonctionnalité de sauvegarde et de restauration de l'état interne d'un FMU à partir de l'extérieur grâce aux nouvelles fonctions GetStat/SetState³⁰ ;
- Le pas de communication variable ;
- L'extrapolation des entrées ;
- La dérivées directionnelles pour permettre de calculer des dérivées partielles.

En dépit de la “success story” de ce standard avec une nouvelle *version 3.0* en 2022 qui apportent certaines améliorations, il est plus un outil de marketing pour la plupart des outils de simulation qui intègrent ce standard. Plusieurs raisons expliquent ces limitations, d'une part le caractère optionnel des fonctionnalités ci-dessus pour la norme et d'autre part des restrictions liées à l'outil de simulation en question (impossibilité de faire un Rollback durant l'intégration temporelle du solveur par exemple). Le tableau 1.1 présente un résumé de quelques outils et plate-formes de co-simulation qui intègrent ce standard FMI avec quelques limitations pour chaque outil. Dans la section 1.2, nous avons classifié la co-simulation en fonction du type de couplage, dans ce que suit, nous allons faire une classification de la co-simulation selon la nature de l'algorithme d'orchestration de la co-simulation.

30. GetStat/SetState : C'est des fonctions de la norme FMI qui permettent de sauvegarder les variables d'états d'un modèle et de les réinitialiser.

TABLEAU 1.1 – Tableau récapitulatif des outils de simulation et plate-formes de co-simulation ayant intégré la norme FMI.

Outils	Description
PSIM	Logiciel payant de circuit électronique, la norme FMI intégrée (FMI for Cos-simulation).
Simulink	Bibliothèque de Simulink, norme FMI intégrée, il permet donc d'importer/d'exporter des modèles en modèle exécutable (FMU) ; la simulation de ce modèle exporté avec un pas de temps variable n'est pas possible par conséquent impossible de faire une co-simulation avec un processus itératif.
SaberRD	Logiciel payant et l'intégration de la norme FMI est en cours de validation (https://fmi-standard.org/tools/)
Dymola	Logiciel payant de simulation multi-physique, norme FMI intégrée, il permet donc d'importer/d'exporter des modèles en modèle exécutable (FMU) ; Possibilité de faire la simulation avec un pas de temps variable, par conséquent il y a la possibilité de faire une co-simulation avec un processus de retour en arrière (Rollback) durant l'intégration.
OpenModelica	Logiciel gratuit de simulation multi-physiques, norme FMI intégrée, il permet donc d'importer/d'exporter des modèles en modèle exécutable (FMU) ; Possibilité de faire la simulation avec un pas de temps variable, par conséquent il y a la possibilité de faire une co-simulation avec un retour en arrière (Rollback) durant l'intégration. Néanmoins, pour le moment il ne permet d'exporter le modèle qu'avec une seule méthode d'intégration (CVode) (https://openmodelica.org/) .
DACCOSIM	Plateforme de co-simulation gratuite développée par EDF, permettant d'importer et de manipuler des FMUs (modèles exécutables) avec une interface graphique et avec plusieurs algorithmes d'orchestration (https://www.edf.fr/en/the-edf-group/inventing-the-future-of-energy/r-d-global-expertise/our-offers/simulation-sofware/daccosim-ng).
CosiMate	Plateforme de co-simulation payante, permettant d'importer et de manipuler des FMUs (modèles exécutables) avec une interface graphique, il permet également de coupler « directement » plus de 20 logiciels à ce jour.
PyFMI	Package de Python gratuit, permettant d'importer, de manipuler des FMUs (modèles exécutables) et de créer son propre algorithme d'orchestration avec le langage Python (https://jmodelica.org/pyfmi/).

1.5 Classification des méthodes de co-simulation

Pour résoudre des systèmes multiphysiques couplés ou pour paralléliser des systèmes dynamiques monolithiques large, il existe essentiellement deux techniques, à savoir le cou-

plage «fort» et le couplage «faible». Dans le cadre du couplage fort, les sous-systèmes sont résolus avec un seul et unique solveur. Le couplage fort est, par exemple, réalisé si des outils logiciels comme SIMULINK sont utilisés pour simuler des systèmes multiphysiques. Contrairement aux méthodes de couplage fort, la co-simulation représente une technique typique de couplage faible. Cela signifie que chaque sous-système est résolu par un solveur numérique spécifique et que les variables de couplage sont échangées uniquement à certains instants T_n définis par l'utilisateur (figure 1.15). Avec les méthodes de co-simulation, plusieurs simulateurs peuvent être couplés sans informations spécifiques sur les sous-systèmes (préservation de la confidentialité) et leurs solveurs. Contrairement aux outils de simulation pour le couplage fort, pour la co-simulation, l'algorithme maître est obligatoire. Cet algorithme maître ou «orchestrateur» peut être :

- Non itératif ou co-simulation explicite ;
- Itératif ou co-simulation implicite.

1.5.1 Algorithmes non-itératifs

Pour appliquer une méthode de co-simulation, nous devons définir des variables de couplage (variables d'interface) pour l'intégration du sous-système de l'instant T_n à T_{n+1} . Lorsque l'intégration de T_n à T_{n+1} n'est effectuée qu'une seule fois, la co-simulation est dite non-itérative (figure 1.15). Dans l'état de l'art, les méthodes de couplage non-itératives sont les plus utilisées dans les applications de co-simulation, en raison de la simplicité de mise en œuvre et des capacités limitées d'interopérabilité entre outils de simulation [48]. Par ailleurs, des efforts considérables ont été faits par plusieurs éditeurs de logiciels en collaborant avec d'autres pour mettre en place des interfaces d'interopérabilité basées sur ces algorithmes non-itératifs. Par exemple, dans [49–52], les auteurs parlent des couplages entre SIMULINK et PSIM via l'interface Simcoupler³¹ développée à cet effet pour modéliser le contrôle commande des machines électriques associées aux convertisseurs d'électronique de puissance. Dans [53, 54], les couplages entre le logiciel Flux³² et SIMULINK pour la modélisation des machines en 2D/3D (Flux) et leurs commandes (SIMULINK) sont étudiés. Mais la révolution pour la co-simulation avec les algorithmes non-itératifs a eu lieu en 2008 grâce au standard FMI.

Cependant, ces algorithmes non itératifs ne sont pas adaptés pour des sous-systèmes fortement couplés et à forte dynamique car les informations ne sont échangées qu'à certains instants de temps. Dans ce cas, la précision et la stabilité des résultats dépendent fortement des variables d'interfaces et des méthodes d'extrapolation utilisés. Par ailleurs, la plus part des techniques d'extrapolation utilisées sont basées sur l'extrapolation polynomiale d'ordre $p \in \{0, 1, 2\}$ pour prédire le comportement des signaux de couplage aux interfaces [55–59] et contrairement à l'interpolation, les méthodes d'extrapolation sont utilisées pour déterminer de nouvelles valeurs de fonction en dehors de l'ensemble discret de points de données connus. Dans le contexte de la co-simulation non itérative, des points de données connus sont disponibles en raison de l'historique du signal de couplage à chaque instant de couplage. En utilisant une approche d'extrapolation polynomiale, un polynôme est créé sur la base de ces valeurs, qui est ensuite utilisé pour l'extrapolation du signal de couplage.

31. <https://powersimtech.com/products/psim/psim-modules/simcoupler/>, accès le 21/11/2022

32. <https://www.altair.com/flux>, accès le 21/11/2022

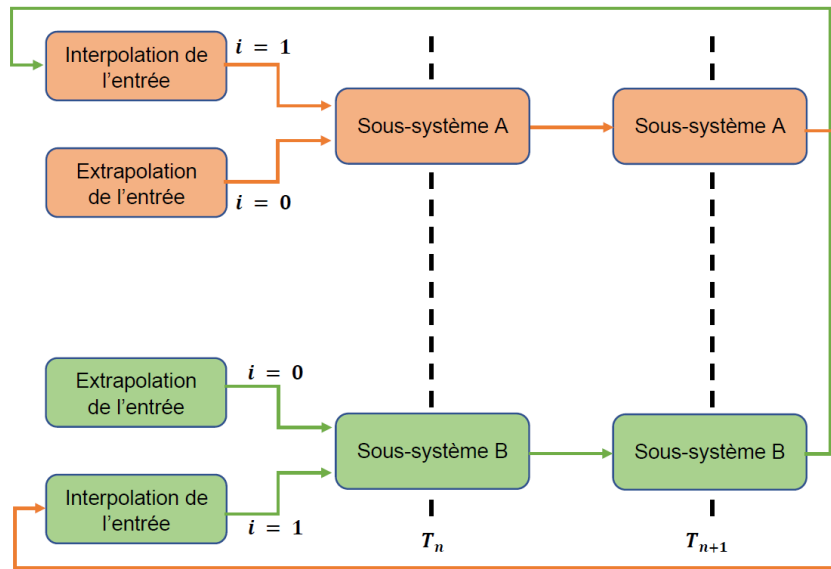


FIGURE 1.15 – Schéma illustratif d'un algorithme de couplage entre deux instants de synchronisation T_n et T_{n+1} . Algorithme non-itératif ($i = 0$), algorithme itératif ($i = 1$).

1.5.2 Algorithmes itératifs

La co-simulation avec un algorithme itératif (figure 1.15) est numériquement plus stable qu'un algorithme explicite, mais leur mise en œuvre est plus complexe, car l'intervalle de temps $[T_n, T_{n+1}]$ doit être recalculé (le terme *Rollback*³³ est employé dans la littérature) plusieurs fois et les solveurs des sous-systèmes doivent être réinitialisés le même nombre de fois avec à chaque fois avec des données différentes (temps à atteindre, valeurs d'entrée, ...). Dans un scénario de co-simulation avec plusieurs sous-systèmes, cette capacité de rollback peut ne pas être disponible pour chaque sous-système. Lorsqu'elle est disponible, un algorithme itératif tel que celui dans [60] peut être utilisé. Si au moins un sous-système n'a pas cette capacité de rollback, une méthode non itérative doit être choisie. Ce type d'algorithme est généralement nécessaire pour la co-simulation des sous-systèmes avec une forte interdépendance.

Enfin, il faut distinguer également les approches de co-simulation (explicite ou implicite) parallèle et séquentielle. Si l'intégration des sous-systèmes se fait en parallèle (type Jacobi), les deux sous-systèmes échangent simultanément des données de couplage aux instants T_n . Si l'intégration des sous-systèmes se fait de manière séquentielle (type Gauss-Seidel), les informations sont échangées entre les sous-systèmes l'un après l'autre aux instants T_n . Nous apporterons plus de détails notamment sur la stabilité de ces deux approches dans le prochain chapitre.

33. Le **rollback** est la capacité qu'a un outil de simulation ou un modèle industriel de réinitialiser, de réintégrer numériquement un système d'équation avec des nouvelles valeurs des entrées sur un intervalle de temps qui a été déjà calculé dans une étape précédente.

1.6 Positionnement des travaux de thèse

L'état de l'art nous a permis de montrer que la co-simulation est un besoin dans tous les domaines d'ingénierie et sa mise en œuvre est étudiée depuis fort longtemps grâce notamment au développement des langages de modélisation générique (Modelica, VHDL-AMS, etc. . .). Les inconvénients évoqués de ce type de co-simulation qui consiste à modéliser tout le système avec le même langage ont conduit à s'orienter vers des standards pour la co-simulation tel que le standard FMI. Aujourd'hui, plus de 90% des publications sur la co-simulation sont orientées soit vers le standard FMI pour des applications automobile pour des systèmes multidisciplinaires, ou soit vers le couplage point à point non-itératif développé au sein d'une collaboration entre éditeurs de logiciels (SIMULINK-PSIM, SIMULINK-FLUX, ect...). Avec une version 2.0 du standard FMI implémentée dans plus de 170 outils de simulation (<https://fmi-standard.org/tools/>, accès le 07/03/2023), des fonctionnalités pour la co-simulation comme la capacité de retour en arrière (rollback capability) durant l'intégration numérique du modèle ne sont quasiment pas implémentées dans la majeure partie de ces outils. De plus, le solveur encapsulé dans le FMU pour la co-simulation est à pas de temps fixe, ce qui n'est pas tout à fait adapté à la simulation CEM des systèmes électriques à large bande de fréquence qui est l'objectif de cette thèse. En outre, l'utilisation de ce type de modèles (FMUs) dans une co-simulation empêche le post-traitement des résultats de simulation avec l'interface graphique de l'outils de simulation et en cas de problème durant la simulation, nous n'avons que le comportement des entrées et sorties préalablement définies pour investiguer sur une éventuelle cause.

Étant donné que :

- La co-simulation non-itérative (explicite) n'est pas adaptée pour l'étude CEM des systèmes électriques fortement couplés ;
- La co-simulation avec un modèle type boîte blanche exige de décrire tous les sous-systèmes dans un même langage de modélisation et de donner par la même occasion la possibilité à d'autres partenaires de voir les détails des sous-systèmes des potentiels concurrents (problème de propriété intellectuelle) ;
- La non-adaptation des modèles FMU pour l'étude de la co-simulation de la compatibilité électromagnétique (CEM) des systèmes électriques et électroniques.

Dans ce travail de thèse, nous allons étudier la co-simulation itérative pour des sous-systèmes fortement couplés et à large bande de fréquence pour l'étude CEM des systèmes électriques. Pour contourner les problèmes d'interopérabilité abordés dans la section 1.3, page 17, nous avons adopté les méthodes de relaxation de forme d'onde [61] (Waveform relaxation method) que nous détaillerons dans le prochain chapitre. Notre contribution qui concerne l'étude de la co-simulation entre des outils de simulation qui **possèdent une interface de circuit électrique**, repose essentiellement sur trois principaux axes, qui sont :

1. La définition des variables d'interface génériques permettant de représenter les sous-systèmes après découpage du système et le développement d'un algorithme d'orchestration de co-simulation itératif ;
2. L'étude de la co-simulation pour des systèmes électroniques linéaires ;

3. L'étude de la co-simulation pour des applications CEM dans le domaine temporel et fréquentiel ;
4. L'étude de la co-simulation entre des modèles type circuits électriques et des modèles type électromagnétiques (éléments finis) d'un système multi-physique.

1.7 Conclusion

Ce chapitre a permis de définir quelques notions fondamentales sur la co-simulation et de présenter des applications dans plusieurs domaines d'ingénierie (automobile, les réseaux intelligents, le bâtiment, ect...).

Ensuite, nous avons décrit les principales limites de la co-simulation qui ne sont que des limites d'interopérabilité entre les outils de simulation utilisés par les industriels dans différents domaines. Ces problèmes d'interopérabilité sont dus principalement à l'hétérogénéité des modèles et la multiplicité des outils de simulation.

Enfin, nous avons présenté une classification de la co-simulation selon l'algorithme d'orchestration utilisé. Nous avons évoqué les forces et faiblesses des types d'algorithmes d'orchestration et mis l'accent dans la section 1.6, page 35 sur le choix de la co-simulation itérative pour les travaux de cette thèse. Le prochain chapitre expose la modélisation et la simulation des circuits électriques dans le domaine temporel, les variables d'interface permettant de découper un circuit électrique en vue de sa co-simulation, des problèmes de stabilité numérique dus aux variables d'interface et les méthodes de relaxation de forme d'onde (waveform relaxation method). Des exemples numériques sont enfin donnés pour comparer la méthode proposée par rapport aux méthodes classiques de simulation sans découpage.

Chapitre 2

Développement d'un algorithme itératif pour la co-simulation des systèmes électriques

*L'éducation est l'arme la plus
puissante que l'on puisse utiliser pour
changer le monde.*

Nelson Mandela.

2.1 Introduction

Avant de commencer le développement de l'algorithme de co-simulation, un rappel sur les fondamentaux des simulateurs des circuits électroniques/électriques est présenté dans ce chapitre. La première section donne un bref aperçu des techniques de simulation de circuit implémentées dans les solveurs de type SPICE. Ces techniques traitent le circuit comme une entité unique. Pour développer un algorithme de co-simulation qui traite le circuit comme un ensemble de sous-circuits, un moyen de diviser les circuits en plusieurs partitions est nécessaire. Des techniques issues de l'état de l'art sont ainsi présentées dans la deuxième section. Ensuite, les méthodes de relaxation de forme d'onde permettant de résoudre les sous-circuits avec un processus itératif sont présentées dans la troisième section. Enfin, un algorithme basé sur la méthode de relaxation de forme d'onde est présenté pour l'étude de la co-simulation des systèmes électriques en général. L'algorithme proposé permet de découper un système électrique à l'aide d'une interface équivalente de Norton dérivée (figure 2.6d). Un cadre théorique est fourni pour étudier les propriétés de convergence de l'algorithme proposé. De cette discussion, une méthode est proposée pour estimer les résistances aux interfaces pour garantir la convergence de l'algorithme. Des exemples numériques tirés de la littérature illustrent l'efficacité de l'algorithme de co-simulation proposé.

2.2 Bases de la simulation de circuits

De nos jours, les simulateurs de circuits analogiques, numériques, mixtes les plus connus sont les simulateurs de type SPICE (LTSpice, PSPICE, HSPICE, etc. . .), dont les principes de base découlent du noyau SPICE2 développé à l'Université de Berkeley [62]. Le déroulement général de la simulation est comme suit. Pour des outils de simulation actuels avec une interface graphique, il faut tout d'abord retranscrire les schémas graphiques des composants (résistance, capacité, inductance, diode, etc...) en équations mathématiques, puis formuler un ensemble d'équations différentielles ordinaires linéaires ou non-linéaires qui décrivent le comportement du circuit. Ensuite, une méthode d'intégration numérique est utilisée pour discrétiser les équations différentielles dans le domaine temporel. La solution du système d'équations est alors obtenue en incrémentant le temps de l'instant initial t_0 avec des conditions initiales jusqu'à l'instant t_{final} . Des itérations de Newton-Raphson sont éventuellement utilisées pour résoudre le système d'équations algébriques non-linéaires.

Les équations différentielles ordinaires non-linéaires formulées dans les simulateurs de circuits de type SPICE sont connues sous le nom de formulation de l'analyse nodale modifiée (MNA) [63,64]. Avec cette analyse MNA, tout circuit électrique peut être formulé par le système d'équations suivant :

$$Gx(t) + C\dot{x}(t) + f(x(t)) = b(t) \quad (2.1)$$

où $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état du système, contenant toutes les tensions des nœuds et les courants de branche, $\dot{x}(t) \in \mathbb{R}^n$ est sa dérivée dans le domaine temporel et n est le nombre des inconnues du système d'équations. $G \in \mathbb{R}^{n \times n}$ est la matrice de conductance, $C \in \mathbb{R}^{n \times n}$ est la matrice regroupant toutes les capacités, $f(x(t)) \in \mathbb{R}^n$ représente le

comportement de tous les éléments non-linéaires du circuit, et $b(t) \in \mathbb{R}^n$ représente toutes les sources indépendantes du circuit. Pour déterminer la réponse transitoire du système, l'équation 2.1 est discrétisée grâce à une méthode numérique d'intégration par un pas de temps h . Pour la simplicité, on utilise la méthode d'Euler explicite à l'instant $t = t_i$ décrite par

$$x(t_i + h) = x(t_i) + h\dot{x}(t_i + h) \quad (2.2)$$

pour discrétiser (2.1) et l'équation résultante est donnée par :

$$\left(G + \frac{C}{h}\right) x(t_i + h) + f(x(t_i)) = \frac{C}{h} x(t_i) + b(t_i) \quad (2.3)$$

Dans la pratique, les simulateurs circuits utilisent des méthodes d'intégration plus complexes et il n'est pas nécessaire de garder la valeur du pas h fixe. Par exemple, h peut être plus petit lorsque certains signaux du circuit subissent des transitions brusques, et h peut être plus grand lorsque les signaux sont plus stables. Comme il s'agit d'une équation algébrique non-linéaire, elle peut être résolue à l'aide de la méthode de Newton-Raphson, qui consiste à résoudre de manière itérative l'équation linéaire suivante :

$$\left(G + \frac{C}{h} + M^m\right) x^m = M^m x^{m-1} - f(x^{m-1}) + \frac{C}{h} x(t_i) + b(t_i) \quad (2.4)$$

où m est l'index d'itération de la méthode de New-Raphson et M^m est défini par

$$M^m = \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)_{x=x^{m-1}} \quad (2.5)$$

et x^{m-1} est égal à la valeur finale de x à l'instant précédent t_i . Le critère de convergence le plus fréquent est donné par l'expression suivante :

$$\max(|x^m - x^{m-1}|) < Tol \quad (2.6)$$

Pour la clarté de cette discussion, le système d'équations (2.4) peut être représenté sous la forme d'une équation linéaire standard comme suit :

$$Ax = b \quad (2.7)$$

où

$$A = G + \frac{C}{h} + M^m \quad (2.8)$$

$$x = x^m \quad (2.9)$$

$$b = M^m x^{m-1} - f(x^{m-1}) + \frac{C}{h} x(t_i) + b(t_i) \quad (2.10)$$

Le coût de calcul pour la résolution du système d'équations du circuit comme illustré sur la figure 2.1 est proportionnel à $O(n^\alpha)$ [65], avec α entre 1,5 et 2, selon le remplissage de la matrice du circuit. α étant supérieur à 1, le coût de calcul du système d'équations augmente plus rapidement que la taille du circuit. Par conséquent, pour de très grands systèmes, il est préférable de diviser le circuit en plusieurs sous-circuits pour ensuite les résoudre séparément en échangeant certaines données entre eux pour retrouver la solution du circuit. Dans la prochaine section, les méthodes permettant de diviser un circuit en sous-circuits sont présentées.

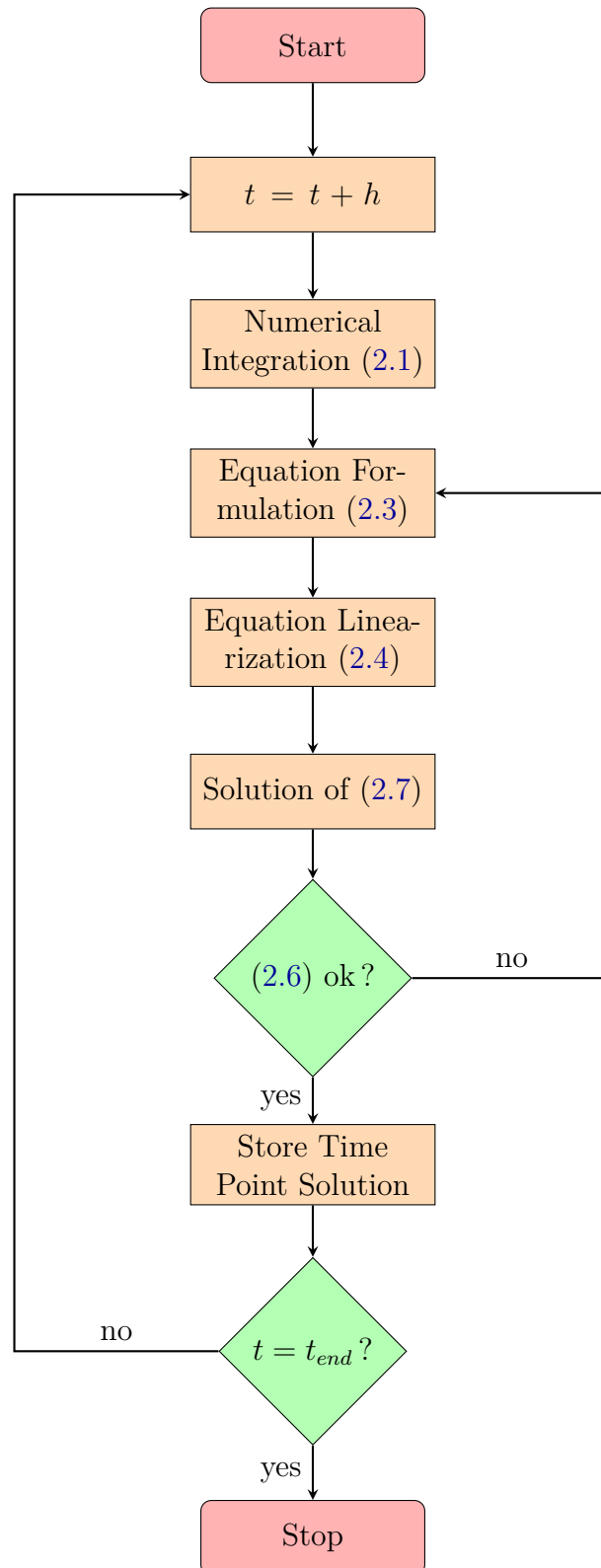


FIGURE 2.1 – Principe de l'analyse transitoire des solveurs circuits de type SPICE.

2.3 Découpage des circuits

Avant de pouvoir analyser un circuit à l'aide d'un algorithme qui opère sur des sous-circuits, ces sous-circuits doivent être obtenus à l'aide d'un partitionnement du circuit d'origine. Il existe dans la littérature plusieurs techniques de partitionnement de problèmes complexes en sous-problèmes plus facilement gérables dans tous les domaines d'ingénierie dont les principales sont :

- la décomposition de domaine
- la décomposition basée sur des circuits équivalents.

2.3.1 Décomposition de domaine

La décomposition de domaine est l'une des techniques de partitionnement qui consiste à réordonner de façon intelligente le système d'équations du problème [66]. Mathématiquement, cela peut être considéré comme l'application d'une permutation au système d'équations linéaires (2.7). Si P est la matrice de permutation, on obtient le nouveau système suivant :

$$(PAP^T)Px = Pb \quad (2.11)$$

$$\tilde{A}\tilde{x} = \tilde{b} \quad (2.12)$$

La nouvelle matrice ainsi obtenue est mise sous forme de blocs comme le montre la figure 2.2. Dans une perspective de mise en œuvre d'un calcul parallèle, le parallélisme peut être trouvé en exploitant la structure diagonale en blocs de la matrice $\tilde{A}$. Cette décomposition se caractérise par le fait que plus il y a de blocs de partitions sur la diagonale, plus les éléments aux frontières augmentent en taille comme illustré sur la figure 2.2. Les performances théoriques de cette technique de partitionnement peuvent être évaluées grâce à la formule de Amdahl [67] ci-dessous :

$$R(f_a, p) = \frac{p}{f_a + (1 - f_a)p} \quad (2.13)$$

où p est le nombre de processeurs, f_a le pourcentage des tâches parallélisables dans la résolution du système d'équation 2.12 et R est le gain obtenu grâce aux calculs parallèles.

Si maintenant, on considère une décomposition hypothétique pour laquelle plusieurs tâches sont parallélisables, la courbe d'accélération qui en résulte est représentée sur la figure 2.3. Comme on peut le voir, la présence de tâches non parallélisables limite considérablement la performance de cette technique. Cette technique de partitionnement est par ailleurs limitée par la possibilité que certaines sous-matrices $\tilde{A}_j$ sur la diagonale (figure 2.2) soient singulières après le ré-ordonnancement. De plus, c'est une technique de partitionnement de bas niveau car, elle est faite avec un niveau de détails qui nécessite obligatoirement l'accès à la formulation du système d'équations du circuit qui est inaccessible pour la majorité des outils de simulations qui existent (confidentialité de l'outil de simulation). De plus, cette technique de découpage ne permet pas de garantir la confidentialité des sous-circuits puisqu'il faut tout d'abord déterminer la matrice du circuit non découpé (équation 2.7) pour ensuite faire des permutations (2.11) pour obtenir la

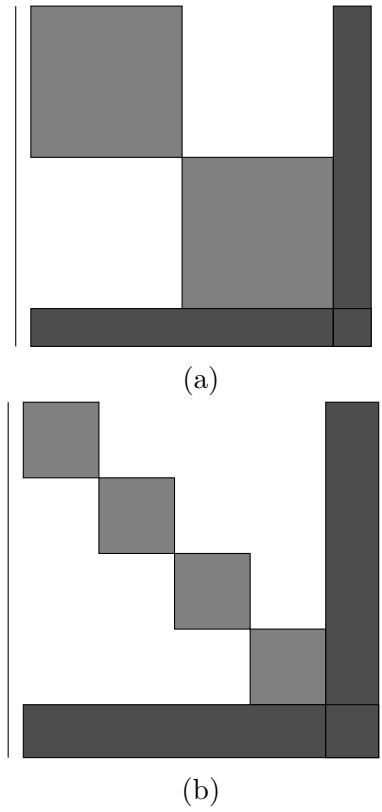


FIGURE 2.2 – Illustration d'une décomposition en domaine de la matrice A . (a) 2 sous-domaines et (b) 4 sous-domaines.

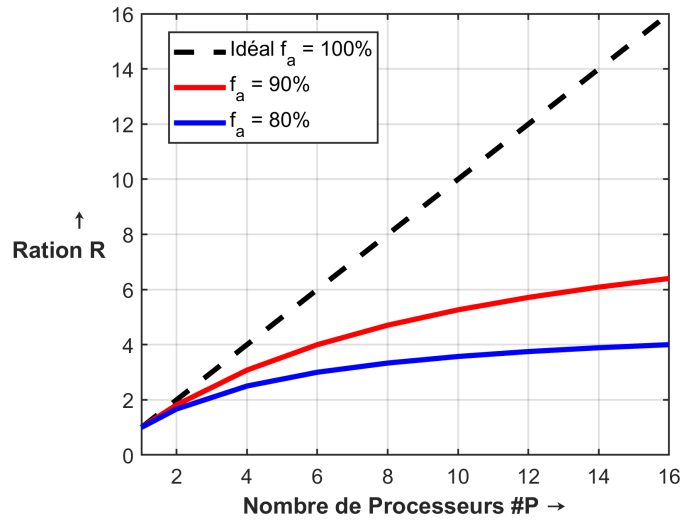


FIGURE 2.3 – Illustration du gain théorique de la décomposition de domaine.

solution du circuit grâce à la résolution indépendante des sous-circuits. Enfin, la décomposition de domaines est très utilisée dans les méthodes numériques comme les éléments finis pour faire du calcul parallèle. Il faut cependant gérer le passage des informations sur les éléments entre deux domaines. C'est la principale limitation.

2.3.2 Décomposition basée sur des circuits équivalents

Contrairement au partitionnement par décomposition de domaine, une autre technique de partitionnement est apparue à la fin des années soixante-dix pour la simulation de circuits à grande échelle [68]. C'est une technique de partitionnement graphique de haut niveau, qui consiste à découper un grand circuit et à représenter pour chaque sous-circuit obtenu ses sous-circuits adjacents par un circuit équivalent simplifié. Ensuite, une technique de relaxation itérative est appliquée pour obtenir la solution de l'ensemble du circuit.

À l'époque, l'objectif de cette technique de décomposition était de diminuer le temps et la mémoire occupée pour la simulation de grands circuits d'une part et d'autre part c'est de faciliter l'échange de données entre des modèles décrits avec des langages de modélisation incompatibles. La solution du circuit général est ensuite obtenue grâce à la solution des sous-circuits calculée de manière itérative en relaxant le comportement des sous-circuits adjacents jusqu'au critère d'arrêt de l'algorithme itératif. Cependant, l'applicabilité de cette technique pour des circuits à grande échelle est souvent limitée par des problèmes de convergence de l'algorithme itératif. Ces problèmes de convergence surviennent lorsqu'on découpe le circuit à travers des nœuds où les grandeurs d'états (tension, courant par exemple) changent très rapidement. Un certain nombre de méthodes de découpage basées sur des circuits équivalents ont été proposées dans [7]. Les auteurs présentent deux ensembles de contraintes à prendre en compte lors du découpage du circuit : si des nœuds étroitement couplés ne sont pas regroupés, l'algorithme itératif convergera très lentement, mais si trop de nœuds sont regroupés dans un sous-circuit par rapport aux autres, on perd les avantages du découpage en termes de temps de calcul.

Les modèles de couplage par circuits équivalents les plus basiques et les plus connus sont le couplage avec des sources de tension (appelé couplage de type tension) et le couplage avec une source de tension et courant (appelé couplage de type courant). Pour expliquer cette méthode, nous prenons comme exemple le circuit linéaire de la figure 2.4, qui se compose de deux sous-circuits A et B (boîtes grises) dans lesquelles les éléments sont **référéncés à la masse**. Les sous-circuits ont respectivement une impédance équivalente Z_a et Z_b et sont connectés par une impédance Z_{ab} . La figure 2.4a représente le circuit linéaire avant découpage. Pour l'algorithme itératif qui sera abordé plus en détails dans la section 2.4, on a choisi l'algorithme de Gauss-Seidel avec un index d'itération noté k . Pour simplifier la notation, les grandeurs de la forme $x^{k+1}(t)$ seront noté par x^{k+1} .

La figure 2.4b représente les sous-circuits avec un couplage de type tension et v_1^{k+1} , v_2^{k+1} , i_1^{k+1} et i_2^{k+1} sont les tensions et courants à l'interface de chaque sous-circuit. Cette figure montre par ailleurs deux sources de tension commandées par v_2^k et v_1^{k+1} .

Pour calculer la vitesse de convergence de l'algorithme itératif en fonction du schéma de découpage, on applique les lois de Kirchhoff dans le domaine fréquentiel à l'interface de chaque sous-circuit sous l'hypothèse que toutes les sources à l'intérieur des sous-circuits sont éteintes. Ainsi, les grandeurs de la forme x^{k+1} dans le domaine temporel seront notées par X^{k+1} dans le domaine fréquentiel.

Pour les schéma de découpage par tension, les équations pour le sous-circuit A sont données par :

$$V_1^{k+1} = Z_a I_1^{k+1} \quad (2.14)$$

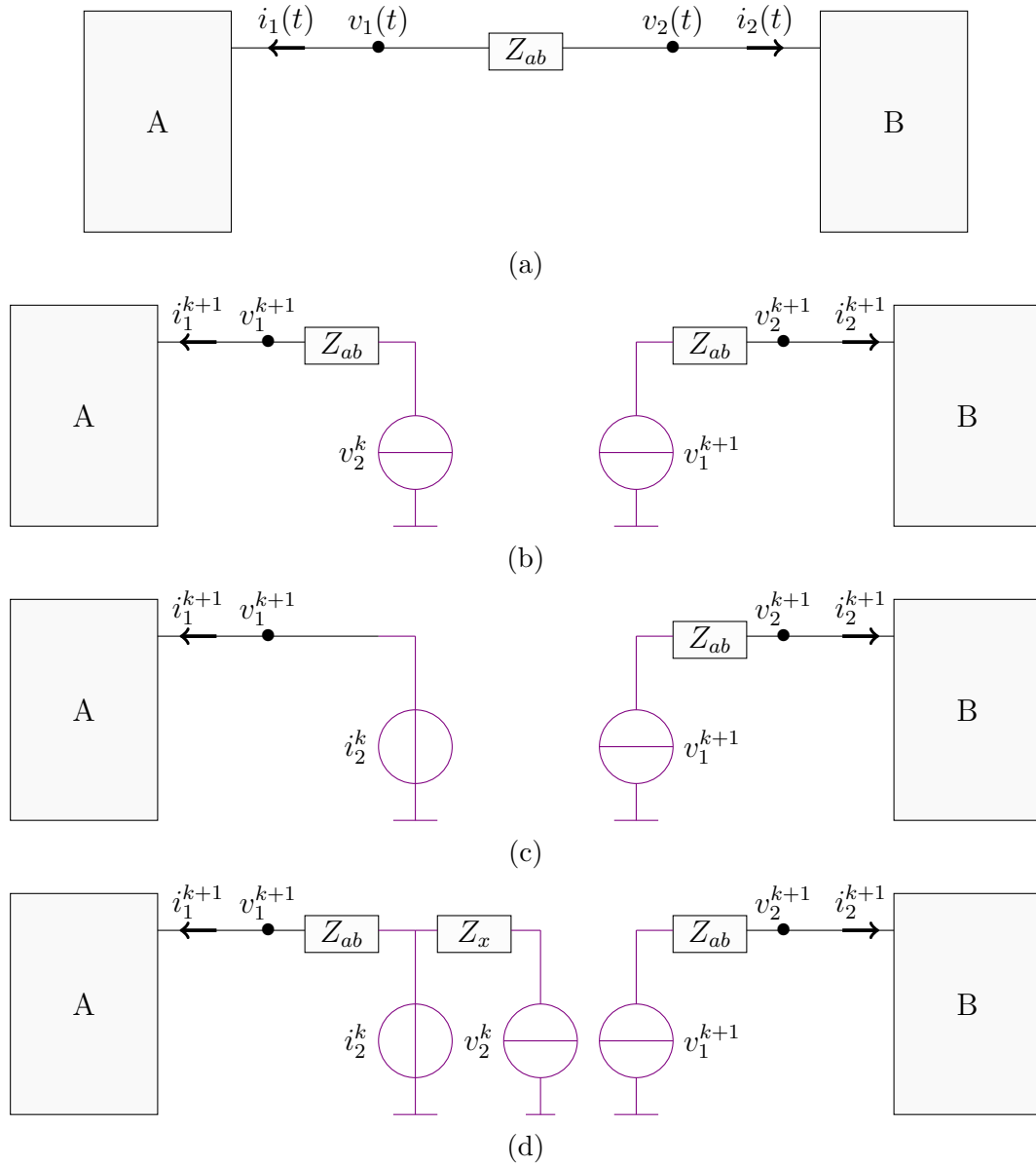


FIGURE 2.4 – Découpage à l'aide d'un circuit équivalent. (a) Circuit original. (b) Couplage par tension. (c) Couplage par courant. (d) Couplage de généralisé. Adapté de [7].

$$V_2^k - V_1^{k+1} = Z_{ab} I_1^{k+1} \quad (2.15)$$

et celles du sous-circuit B sont données par :

$$V_2^{k+1} = Z_b I_2^{k+1} \quad (2.16)$$

$$V_1^{k+1} - V_2^{k+1} = Z_{ab} I_2^{k+1} \quad (2.17)$$

En remplaçant les expressions des tensions (2.14) et (2.16) dans (2.15) et (2.17), on obtient les expressions des courants suivantes :

$$I_1^{k+1} = \frac{Z_b}{Z_a + Z_{ab}} \times I_2^k \quad (2.18)$$

et

$$I_2^{k+1} = \frac{Z_a}{Z_b + Z_{ab}} \times I_1^{k+1} \quad (2.19)$$

En remplaçant l'expression de I_1^{k+1} de (2.18) dans (2.19) et vice versa, les courants sont finalement exprimés par :

$$I_1^{k+1} = \rho \times I_1^k \quad (2.20)$$

et

$$I_2^{k+1} = \rho \times I_2^k \quad (2.21)$$

avec

$$\rho = \left| \frac{Z_a}{Z_b + Z_{ab}} \times \frac{Z_b}{Z_a + Z_{ab}} \right| \quad (2.22)$$

La condition nécessaire de stabilité de l'algorithme itératif pour ce schéma de découpage est donnée par $\max(\rho) \leq 1$. L'équation 2.22 montre qu'il est très difficile de statuer sur la convergence ou non de ce schéma de découpage puis que les impédances Z_a , Z_b et Z_{ab} sont complexes. Même dans le cas limite où Z_{ab} est négligeable devant l'impédance des sous-circuits A et B, ρ tend vers 1, ce qui conduit à la limite de la stabilité et donc une convergence lente. En adoptant le même raisonnement pour le schéma de couplage par courant illustré sur la figure 2.4c, l'expression de ρ pour ce schéma est donnée par :

$$\rho = \left| \frac{Z_a}{Z_b + Z_{ab}} \right| \quad (2.23)$$

Ce schéma de couplage est très utilisé car il a une bonne précision et il est facile à implémenter dans presque tous les outils de simulation. Cependant, il a une zone de stabilité faible puisque, la convergence n'est assurée que si $|Z_b + Z_{ab}|$ est supérieure ou égale à $|Z_a|$.

Pour les deux précédents schémas de couplage, nous venons de voir que les conditions de stabilité sont directement liées aux éléments intrinsèques (impédances) des sous-circuits et nous n'avons aucune marge de manœuvre pour imposer une stabilité absolue de l'algorithme itératif. Le schéma de couplage de la figure 2.4d combine les avantages des deux précédents schémas qui sont la bonne stabilité du couplage par tension et la bonne précision du couplage par courant. En plus, l'impédance Z_x nous donne un degré de liberté permettant de contrôler la stabilité de l'algorithme itératif avec ce schéma de couplage et l'expression de ρ pour ce schéma de couplage est donnée par :

$$\rho = \left| \frac{Z_a}{Z_a + Z_{ab} + Z_x} \times \frac{Z_b - Z_x}{Z_b + Z_{ab}} \right| \quad (2.24)$$

L'analyse de (2.24) permet de dire que si $Z_x \rightarrow 0$, cette méthode dévient la méthode de couplage par tension, en revanche lorsque $Z_x \rightarrow +\infty$, on retrouve la méthode de couplage par courant. Bien évidemment lorsque $Z_x = Z_b$, le taux de convergence ρ est nul, ce qui signifie que l'algorithme est absolument stable et que l'erreur dans un intervalle de temps de ne se propage pas sur l'intervalle suivant.

Pour conclure, ces méthodes de couplage avec des circuits équivalents permettent le découpage d'un circuit quelconque en plusieurs sous-circuits pour répartir les efforts en termes de temps de calcul et de mémoire de stockage. De plus, le découpage se fait à un haut niveau d'abstraction pour n'importe quel circuit calculé par un simulateur circuit, c'est-à-dire que nous n'avons pas besoin de connaître le système d'équation (2.7) du circuit. Cette technique n'est pas limitée au découpage des circuits calculés dans un simulateur de type circuit dans la mesure où cette technique est aussi applicable pour tout outil de simulation ayant une interface circuit. C'est le cas pour la majorité des outils de simulation par éléments finis (EF) par exemple. Le circuit équivalent de couplage et l'algorithme itératif sont parmi d'autres les éléments qu'il faut bien choisir selon le circuit étudié pour parvenir à une solution cohérente et rapide des sous-circuits. C'est la raison pour laquelle, dans la prochaine section, nous aborderons les algorithmes itératifs, connus également sous le nom de **méthode de relaxation de forme d'onde** (ou waveform relaxation method en Anglais).

2.4 Méthode de relaxation de forme d'onde

Les méthodes itératives existent depuis très longtemps mais c'est vers la fin des années 70, qu'a été introduite la méthode itérative de relaxation de forme d'onde [68] pour la résolution des circuits intégrés complexes. Par la suite, un grand nombre de solveurs circuits expérimentaux ont été construits sur la base de cette technique [69]. Malheureusement à ce jour, il n'existe pas un solveur circuit commercial basé sur cette technique à notre connaissance. Peut-être parce que jusqu'à présent, nous avons accès plus facilement à des moyens informatiques très performants comparé à cette époque. Néanmoins, cette technique fait son retour pour la simulation des systèmes d'ingénierie de plus en plus complexes avec des couplages multiphysiques.

Pour illustrer l'apport des méthodes de relaxation de forme d'onde par rapport aux méthodes conventionnelles séquentielles implémentées dans (LTSPICE, PSICE, etc...), prenons l'exemple des solveurs de type SPICE, environ 90% du temps de calcul dans ces solveurs sont consacrés à la résolution du système d'équations (2.7) qui est mise à jour à chaque pas de temps et à chaque itération de Newton-Raphson et les 10% qui restent sont consacrés au pas de temps adaptatif et à la sauvegarde du résultat. Même si ces méthodes de relaxation nécessitent un processus itératif, le fait de pouvoir partitionner la matrice A en sous-matrices permet de réduire substantiellement le temps de la simulation.

2.4.1 Principe

Il s'agit d'un processus itératif, qui consiste à résoudre séquentiellement ou en parallèle des sous-circuits couplés sur un ou une succession d'intervalles de temps. Chaque sous-circuit est caractérisé par sa forme d'onde (c'est-à-dire sa solution sur un intervalle de temps donné). Le but est de trouver la forme d'onde d'un sous-circuit, en considérant toutes les formes d'onde des autres sous-circuit adjacents constantes pendant cette itération. Les processus itératifs de Gauss-Seidel (GS) et Gauss-Jacobi (GJ) sont les principaux algorithmes utilisés par les méthodes de relaxation de forme d'onde dans la littérature [70]. Pour illustrer et faciliter la compréhension, prenons l'exemple de deux équations différentielles à deux dimensions $x \in \mathbb{R}^2$ sur $t \in [0, T_{final}]$ couplées, exprimées par :

$$\dot{x}_1(t) = f(x_1(t), x_2(t)) \quad x_1(0) = x_{1,0} \quad (2.25)$$

$$\dot{x}_2(t) = f(x_1(t), x_2(t)) \quad x_2(0) = x_{2,0} \quad (2.26)$$

Avec l'algorithme de GS par exemple, on fixe la forme d'onde $x_2(\cdot)$ sur l'intervalle de temps $[t_i, t_i + H]$ et on calcule (2.25) comme une équation différentielle unidimensionnelle en $x_1(\cdot)$ sur le même intervalle de temps. La solution ainsi obtenue de $x_1(\cdot)$ peut alors être substituée dans (2.26) qui est aussi une équation différentielle du premier ordre unidimensionnelle en $x_2(\cdot)$. On répète ainsi de suite la procédure jusqu'au critère de convergence. Le même raisonnement s'applique pour l'algorithme de GJ avec une la possibilité en plus de pouvoir faire une résolution des équations (2.25) et (2.26) en parallèle contrairement à l'algorithme de GS.

Une illustration schématique de l'algorithme de GJ est donnée sur la figure 2.5. Où δt_1 et δt_2 sont les pas d'intégration de chaque équation différentielle, k est l'index d'itération et H le pas de communication pour l'échange des données entre les deux équations.

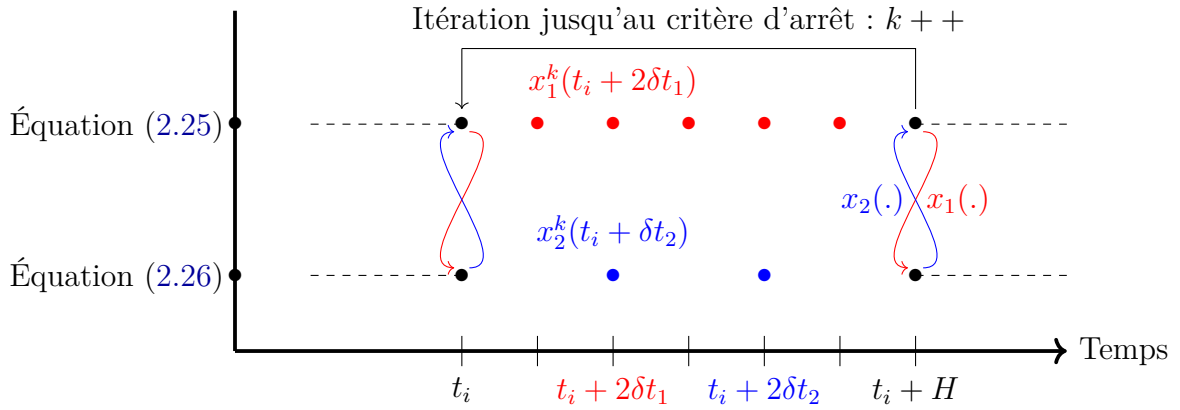


FIGURE 2.5 – Technique de relaxation de forme d'onde avec un algorithme de GJ.

L'intégration des deux équations différentielles peut être faite avec deux pas de temps qui peuvent être variables ou fixes, mais tous doivent utiliser le même pas de temps de communication H . Pour un pas d'intégration variable, il faut prévoir une fonction d'interpolation pour la cohérence entre les grandeurs internes et les grandeurs de relaxation. L'efficacité de ces méthodes itératives dépend fortement de la nature du couplage (fort ou faible) entre les sous-systèmes qui sont en interaction. Par ailleurs, les auteurs montrent dans [70] que plus l'intervalle de temps de communication $[t_i, t_i + H]$ est large, plus la convergence est lente. Dans ce cas on peut agir sur plusieurs paramètres pour accélérer la convergence, à savoir :

1. Définir les variables d'interface (ou schémas de couplage) les mieux adapté(e)s pour le système qu'on veut partitionner ;
2. Dans le cas de l'utilisation d'un solveur à contrôle d'erreur grâce à une tolérance, il est possible de modifier la tolérance en fonction de l'itération. En effet, pour les premières itérations, les résultats ne sont pas précis en raison du manque de données provenant des autres sous-systèmes. L'idée est donc de relâcher la tolérance (réduire

le temps de calcul) pour les premières itérations, puis de la resserrer progressivement ;

3. Initialisation des variables de relaxation avec des valeurs proches de la solution finale. En effet, avec une initialisation proche de la solution, peu d'itérations seront nécessaires pour converger ;
4. Découpage de l'intervalle de temps $[0, T_{final}]$ en sous-intervalles $[t_i, t_i + H]$. En fait, la simulation sur un intervalle de temps $[t_i, t_i + H]$ inférieur à l'intervalle $[0, T_{final}]$ comme illustré sur la figure 2.5, facilite la convergence et diminue le nombre d'itérations. Cependant, il est difficile de trouver la taille optimale de l'intervalle de temps pour un système à forte dynamique ou à dynamique aléatoire.

Hormis le premier point qui fera l'objet d'une étude approfondie dans les prochaines sections, les derniers points sont très difficiles à mettre en place car pour les points 2 et 4, il faut que le solveur puisse autoriser ces changements qui ne sont pas possibles si on n'a pas accès au code source du solveur. Il faut obligatoirement disposer d'un solveur sur lequel, on peut apporter des modifications sans restriction pour mettre en place ces améliorations.

2.4.2 Avantages et inconvénients des méthodes de relaxation

Les méthodes de relaxation de forme d'onde présentent plusieurs avantages, qui sont :

- La possibilité de coupler des systèmes qui ont des constantes de temps différentes et des systèmes avec des pas de temps variables ;
- La possibilité de coupler des systèmes modélisés avec outils (ou codes de calcul) hétérogènes sans avoir à les synchroniser à chaque pas de temps, en échangeant des courbes complètes sur l'ensemble du temps de simulation ;
- Ces méthodes sont adaptées à la simulation distribuée à travers l'internet, car les données sont échangées d'une manière vectorielle (courbes complètes) ;
- Réduire le temps de simulation des systèmes complexes. Ce gain est d'autant plus important que le temps de calcul du système non découpé est grand.

Ces méthodes présentent aussi des limites surtout pour des systèmes fortement couplés, des problèmes de stabilité à cause du choix des variables d'interface (ou de relaxation) et des problèmes de propagation de l'erreur en fonction du temps lorsqu'on fait la simulation sur tout l'intervalle de temps sans le découper.

2.5 Choix de la méthode de découpage

Nous rappelons que l'objectif dans cette thèse est de mettre en place une méthodologie de simulation collaborative entre des outils de simulation modélisant divers sous-systèmes sans échanger des informations sensibles des modèles. Dès lors, le découpage par décomposition de domaine n'est pas possible pour toutes les raisons déjà évoquées dans la sous-section 2.3.1. La méthode de découpage basée sur des circuits équivalents est la plus adaptée pour atteindre les objectifs fixés dans cette thèse, car elle permet :

- de partitionner un système sans avoir à connaître son système d'équation ;

- de coupler des outils de simulation commerciaux hétérogènes qui ont des solveurs à pas de temps fixe ou variable ;
- de coupler des outils de simulation d'une manière asynchrone, en échangeant les variables de relaxation (ou d'interface) à la fin de la simulation de manière itérative.

Pour la suite de ce manuscrit, à cause des limitations des outils de simulation que nous allons utiliser, pour toutes les applications de co-simulation dans le domaine temporel, l'intervalle de temps de relaxation sur la figure 2.5 correspond à l'intervalle de toute la durée de simulation $[0, T_{final}]$. Enfin, étant donné que la stabilité et la vitesse de convergence des méthodes de relaxation de forme d'onde sont étroitement liées aux variables de relaxation (ou d'interface) qui représentent les comportement des sous-systèmes adjacents, dans la prochaine section, nous allons présenter le circuit équivalent des variables d'interface que nous avons proposé pour garantir la stabilité et une convergence rapide pour la co-simulation des circuits électriques. Un algorithme itératif est également proposé et l'évaluation des ses performances théoriques sera faite dans le cas le plus général.

2.6 Méthode proposée

2.6.1 Variable d'interface proposée

Pour expliquer le principe de la méthode dans sa forme la plus simple, considérons un circuit linéaire ayant un nœud P (figure 2.6a) où il peut être divisé en deux sous-circuits disjoints SC_1 et SC_2 (figure 2.6b) sans les variables d'interface où les deux sous-circuits 1, 2 sont décrits par les impédances équivalentes complexes $z_1(j\omega)$, $z_2(j\omega)$ et les tensions $e_1(t)$, $e_2(t)$. Les SC_1 et SC_2 voisins échangent ainsi des informations au nœud P grâce aux interfaces de relaxation comme illustré à la figure 2.6c, où R_1 et R_2 sont des résistances de relaxation qui vont permettre de contrôler la convergence de l'algorithme itératif 3.

La figure 2.6c permet d'expliquer la cohérence de la méthode proposée par rapport à la méthode de simulation sans découpage. C'est-à-dire que si la méthode itérative converge, elle converge vers la solution exacte (ou proche) indépendamment des résistances de relaxation. Pour illustrer cela, prenons l'exemple du sous-circuit 1 de la figure 2.6c, si la méthode itérative converge, nous avons dans ce cas $i_1^k = i_2^{k-1}$, ce qui veut dire que le courant et la chute de tension à travers la résistance R_1 sont nuls, d'où il s'ensuit que les tensions v_1^k et v_2^{k-1} sont aussi égales. Le même raisonnement s'applique au sous-circuit 2. Cette simple observation montre que lorsque la convergence est atteinte, les courants à travers les résistances R_1 et R_2 sont nuls et qu'elles n'affectent pas la solution finale. Le rôle de ces résistances de relaxation est donc juste d'assurer la stabilité de la méthode itérative et d'accélérer la convergence.

Pour simplifier l'analyse mathématique du circuit de la figure 2.6c, nous considérerons dans ce qui suit le circuit équivalent de Norton des variables d'interface comme indiqué dans la figure 2.6d. Où R_1 et R_2 sont deux résistances différentes qui représentent respectivement la résistance du sous-système adjacent au point de découpage et i_{N1}^k et i_{N2}^k sont les courants équivalents de Norton. En partant des hypothèses précédentes, les sources de relaxation équivalentes peuvent être écrites comme suit :

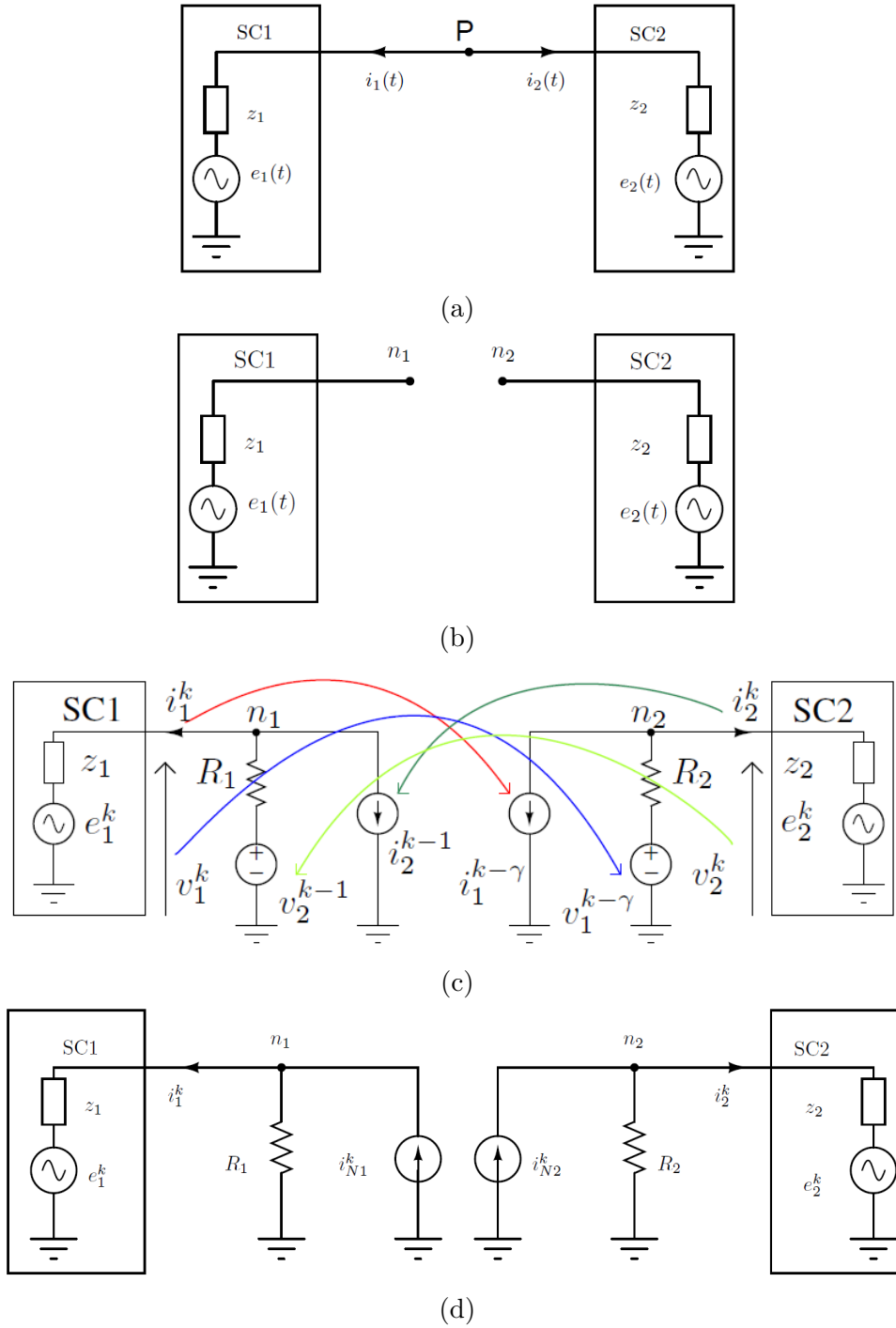


FIGURE 2.6 – Découpage du circuit. (a) Localisation du point de séparation P des deux SC_1 et SC_2 , (b) sous-circuit indépendants sans les variables d'interface, (c) sous-circuits indépendants avec les variables d'interface de relaxation correspondantes ($\gamma = 1$ pour l'itération GJ et 0 pour l'itération GS). Pour simplifier la notation, les grandeurs électriques $x_*^k(t)$ sont notées x_*^k , (d) sous-circuits indépendants avec les circuits équivalents de Norton de la figure 2.6c.

$$\begin{cases} i_{N1}^k(t) = \frac{v_2^{k-1}(t)}{R_1} - i_2^{k-1}(t) \\ i_{N2}^k(t) = \frac{v_1^{k-\gamma}(t)}{R_2} - i_1^{k-\gamma}(t) \end{cases} \quad (2.27)$$

Ces nouvelles variables d'interface, faciles à mettre en œuvre, sont utilisées pour découper tout circuit électrique et un algorithme itératif de GS (algorithme 1) ou de GJ (algorithme 2) est appliqué pour résoudre séparément tous les sous-circuits sur tout l'intervalle de temps d'intérêt $[0 T_{final}]$. Où T_{final} désigne la durée totale de l'analyse transitoire et γ un paramètre de l'algorithme de relaxation qui prend 1 pour l'algorithme GJ et 0 pour le cas GS. Dans les prochains paragraphes, on traite les problèmes de convergence de la méthode proposée.

Algorithme 1 : Pseudo-code avec la méthode itérative de GS pour deux sous-système.

1. Définir les conditions initiales $i_{N1}^0, i_{N2}^0, R_1, R_2$.
 2. Définir le critère d'arrêt de l'itération.
 3. $k = 0$.
 4. **Répéter**
 5. Simuler SC_1 grâce à i_{N1}^k , sauvegarde v_1^k, i_1^k .
 6. Calculer i_{N2}^k grâce à (2.27).
 7. Puis Simuler SC_2 grâce à i_{N2}^k , sauvegarde v_2^k, i_2^k .
 8. Calculer i_{N1}^k grâce à (2.27).
 9. Incréments $k = k + 1$.
 10. **Jusqu'au** critère d'arrêt.
-

Algorithme 2 : Pseudo-code avec la méthode itérative de GJ pour deux sous-système.

1. Définir les conditions initiales $i_{N1}^0, i_{N2}^0, R_1, R_2$.
 2. Définir le critère d'arrêt de l'itération.
 3. $k = 0$.
 4. **Répéter**
 5. Simuler SC_1 grâce à i_{N1}^k , sauvegarde v_1^k, i_1^k .
 6. Puis Simuler SC_2 grâce à i_{N2}^k , sauvegarde v_2^k, i_2^k .
 7. Calculer i_{N1}^k et i_{N2}^k grâce à (2.27).
 8. Incréments $k = k + 1$.
 9. **Jusqu'au** critère d'arrêt.
-

2.6.2 Problème de convergence

2.6.2.1 Cas de deux sous-circuits linéaires

L'analyse de la convergence de la méthode proposée est équivalente à la recherche du rayon spectral de la matrice d'itération qui décrit les sous-circuits de la figure 2.6d. Les

lois de Kirchhoff aux nœuds n_1 et n_2 pour chaque sous-circuit se traduit par les deux équations (2.28-2.29) suivantes :

$$v_1^k = e_1^k + z_1(j\omega)i_1^k \quad \text{et} \quad v_2^k = e_2^k + z_2(j\omega)i_2^k \quad (2.28)$$

$$i_{N1}^k = \frac{v_1^k}{R_1} + i_1^k \quad \text{et} \quad i_{N2}^k = \frac{v_2^k}{R_2} + i_2^k \quad (2.29)$$

En remplaçant i_{N1}^k, i_{N2}^k et v_1^k, v_2^k dans (2.29) par leurs expressions de (2.27) et (2.28), les nouvelles expressions sont définies par

$$i_1^k = \frac{z_2(j\omega) - R_1}{z_1(j\omega) + R_1} \times i_2^{k-1} + \frac{e_2^{k-1} - e_1^k}{z_1(j\omega) + R_1} \quad (2.30)$$

$$i_2^k = \frac{z_1(j\omega) - R_2}{z_2(j\omega) + R_2} \times i_1^{k-\gamma} + \frac{e_1^{k-\gamma} - e_2^k}{z_2(j\omega) + R_2} \quad (2.31)$$

Dans le domaine fréquentiel, $E_1(s), E_2(s)$ représentent les sources de tensions équivalentes pour chaque sous-circuit. $s = j\omega$ représente la fréquence complexe et $j^2 = -1$. Soit $V_1^k(s), I_1^k(s), I_{N1}^k(s), V_2^k(s), I_2^k(s), I_{N2}^k(s)$ les variables dans le domaine des fréquences de $v_1^k, i_1^k, i_{N1}^k, v_2^k, i_2^k, i_{N2}^k$ dans le domaine temporel respectivement. Pour alléger la notation, toutes les quantités électriques dans le domaine fréquentiel de type $X_a^k(s)$ seront notées par X_a^k avec $a = 1, 2$ et les impédances complexes $z_1(j\omega), z_2(j\omega)$ seront notées par Z_1 et Z_2 respectivement. Les nouvelles expressions des courants aux interfaces dans le domaine fréquentiel sont données par

$$I_1^k = \frac{Z_2 - R_1}{Z_1 + R_1} \times I_2^{k-1} + \frac{E_2^{k-1} - E_1^k}{Z_1 + R_1} \quad (2.32)$$

$$I_2^k = \frac{Z_1 - R_2}{Z_2 + R_2} \times I_1^{k-\gamma} + \frac{E_1^{k-\gamma} - E_2^k}{Z_2 + R_2} \quad (2.33)$$

et la matrice d'itération est donnée par (2.34) après désactivation de toutes les sources indépendantes, ce qui veut dire que les termes E_1^k, E_2^{k-1} dans (2.32) et $E_1^{k-\gamma}, E_2^k$ dans (2.33) sont nuls.

$$\begin{pmatrix} I_1^k \\ I_2^k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{Z_2 - R_1}{Z_1 + R_1} \\ \frac{Z_1 - R_2}{Z_2 + R_2} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1^{k-\gamma} \\ I_2^{k-1} \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

Le carré du rayon spectral ρ de la matrice d'itération est défini comme suit :

$$\rho = \left| \frac{Z_1 - R_2}{Z_2 + R_2} \times \frac{Z_2 - R_1}{Z_1 + R_1} \right| \quad (2.35)$$

La relation au point de découpage P entre les variables électriques X_1^k au nœud n_1 et X_2^k au nœud n_2 sur deux itérations successives pour l'algorithme GJ et une itération pour l'algorithme de GS, est donnée par (2.36) :

$$(X_1^{k+1}, X_2^{k+1}) = \rho(X_1^{k-\gamma}, X_2^{k-\gamma}) \quad (2.36)$$

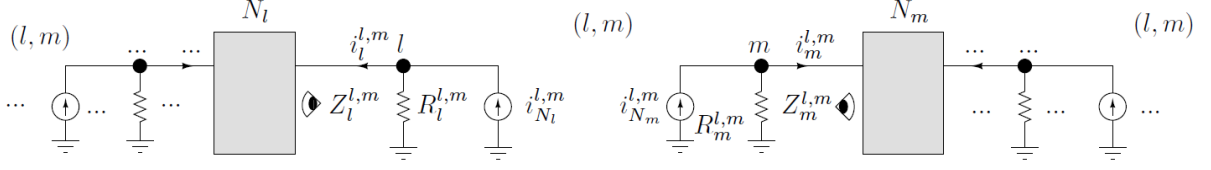


FIGURE 2.7 – Découpage à l'interface (l, m) de N sous-circuits en cascade. (Gauche) Sous-circuit N_l avec ses variables d'interface en amont et en aval. (Droite) Sous-circuit N_m avec ses variables d'interface en amont et en aval.

Où $k \geq 1$. Par deduction récursive,

$$\begin{cases} (X_1^{2k}, X_2^{2k}) = \rho^{2k}(X_1^0, X_2^0), & \text{Cas pair} \\ (X_1^{2k+1}, X_2^{2k+1}) = \rho^{2k+1}(X_1^0, X_2^0), & \text{Cas impair} \end{cases} \quad (2.37)$$

pour l'algorithme GS ($\gamma = 0$) et

$$\begin{cases} (X_1^{2k}, X_2^{2k}) = \rho^k(X_1^0, X_2^0), & \text{Cas pair} \\ (X_1^{2k+1}, X_2^{2k+1}) = \rho^k(X_1^1, X_2^1), & \text{Cas impair} \end{cases} \quad (2.38)$$

pour l'algorithme GJ ($\gamma = 1$).

2.6.2.2 Généralisation pour N sous-circuits en cascade

Pour un partitionnement longitudinal d'un circuit composé de N sous-circuits avec $N > 2$, on considère I de taille $N - 1$ la paire d'interface (l, m) entre N_l et N_m (figure 2.7). À chaque interface (l, m) , nous utilisons des sources équivalentes de Norton ($i_{N_l}^{l,m}, i_{N_m}^{l,m}$) de (2.27) en parallèle avec une résistance de relaxation ($R_{N_l}^{l,m}, R_{N_m}^{l,m}$) connectée à N_l et N_m respectivement. L'expression du taux de convergence dans un cas général à l'interface (l, m) se déduit de (2.35) par

$$\rho_{l,m} = \left| \frac{Z_l^{l,m} - R_m^{l,m}}{Z_m^{l,m} + R_m^{l,m}} \times \frac{Z_m^{l,m} - R_l^{l,m}}{Z_l^{l,m} + R_l^{l,m}} \right| \quad (2.39)$$

où $Z_l^{l,m}$ et $Z_m^{l,m}$ sont les impédances équivalentes vues du nœud l et m respectivement (figure 2.7). L'expression généralisée du taux de convergence $\rho_{l,m}$ de (2.39) est également la même pour une connexion multibranches. La forme générale de (2.36) à chaque interface (l, m) est donnée par

$$(X_l^{k+1}, X_m^{k+1}) = \rho_{l,m}(X_l^{k-\gamma}, X_m^{k-\gamma}) \quad (2.40)$$

X_l^{k+1} et X_m^{k+1} peuvent être des tensions, des courants dans le domaine fréquentiel aux nœuds l et m respectivement.

Pour garantir la convergence du processus d'itération, le maximum du rayon spectral de l'équation (2.35) doit être inférieur à 1, $\forall \mathbb{R}(s) > 0$. En raison de la variation de Z_1 et Z_2 avec la fréquence, le choix le plus évident pour maintenir le taux de convergence inférieur à 1 est de prendre $R_2 = Z_1$ ou $R_1 = Z_2$ et dans ce cas, le taux de convergence est nul et le nombre d'itérations est généralement très faible. Mais malheureusement, il est

difficile et fastidieux de trouver la résistance de découplage de chaque sous-circuit pour de multiples raisons comme :

- La confidentialité des sous-systèmes (ou sous-circuits) ;
- La difficulté à trouver une impédance équivalente d'un système non linéaire ;
- Dans le cadre général, après le découpage et la définition des variables d'interface comme dans la figure 2.7, l'impédance équivalente du sous-circuit en amont ou en aval dépend à la fois de l'impédance interne du sous-circuit mais également des résistances de relaxation (c'est-à-dire les impédances des sous-circuits adjacents) à l'interface.

Pour le cas général de N sous-circuits, la convergence n'est garantie que si chaque $\rho_{l,m}$ à chaque interface (l, m) est inférieur à 1, $\forall \mathbb{R}(s) > 0$. Il faut donc trouver un moyen d'approximer ces résistances afin de maintenir le taux de convergence en dessous de 1 pour une convergence rapide. Dans les sous-sections précédentes, nous avons vu que la convergence de la méthode proposée est fortement liée aux variables d'interface et plus particulièrement à la résistance de relaxation au point de découpage, dans les paragraphes suivants, nous allons présenter une méthode originale d'approximation de ces résistances pour un cas simple de deux sous-circuits et pour le cas général de N sous-circuits en cascade.

2.6.3 Approximation des résistances de relaxation

Jusqu'à présent, la technique d'optimisation est la seule solution pour approximer ces résistances de relaxation aux interfaces. Ces méthodes de relaxation de forme d'onde optimisées (optimized WR methods) ont été principalement développées pour le problème de découpage des lignes de transmission utilisant des éléments de circuit linéaires invariants dans le temps. Cependant, malgré une convergence rapide offerte par les méthodes de relaxation optimisées, les expériences ont montré qu'il est difficile de les généraliser pour des circuits très complexes ou non linéaires. Pour ces méthodes optimisées, les résistances de relaxation sont les solutions du problème d'optimisation (2.41) formulé dans plusieurs travaux [71–75].

$$\min_{R_1, R_2 > 0} \left(\max_{\mathbb{R}(s) > 0} \left| \rho(Z_1(s), Z_2(s), R_1, R_2) \right| \right) \quad (2.41)$$

où la solution de (2.41) nécessite de connaître la variation en fonction de la fréquence de $Z_1(s)$ et $Z_2(s)$ sur toute la bande de fréquence de l'étude. Cela reste néanmoins très difficile et fastidieux à mettre en œuvre pour des systèmes complexes. Ces difficultés peuvent être illustrées en évaluant l'impédance $Z_l^{l,m}$ ou $Z_m^{l,m}$ de la figure 2.7 pour N sous-circuits en cascade, car ces impédances dépendent à la fois de l'impédance de $N_l(N_m)$ et de la résistance de relaxation amont(aval) qui est inconnue.

2.6.3.1 Cas deux sous-circuits linéaires

Pour garantir la convergence de la méthode itérative proposée, il faut maintenir le taux de convergence de l'équation (2.35) inférieur à 1. L'approximation des résistances de relaxation R_1 et R_2 est donnée selon deux cas :

1^{er} Cas : En appliquant la loi d'Ohm aux nœuds n_1 et n_2 (figure 2.6d), voir les équations (2.42-2.43).

$$v_1^k = e_1^k + z_1(j\omega)i_1^k \quad \& \quad v_1^{k-1} = e_1^{k-1} + z_1(j\omega)i_1^{k-1} \quad (2.42)$$

$$v_2^k = e_2^k + z_2(j\omega)i_2^k \quad \& \quad v_2^{k-1} = e_2^{k-1} + z_2(j\omega)i_2^{k-1} \quad (2.43)$$

Les sources de Thévenin étant indépendantes de l'itération k aux nœuds n_1 et n_2 , $e_1^{k-1} = e_1^k$ et $e_2^{k-1} = e_2^k$ pour chaque sous-circuit d'une part et en faisant l'hypothèse que l'impédance de chaque sous-circuit vue au point de découpage est une résistance d'autre part, les résistances de relaxation R_1 et R_2 sont approximées grâce aux équations suivantes :

$$R_1^* = \frac{v_1^k - v_1^{k-1}}{i_1^k - i_1^{k-1}} \quad (2.44)$$

$$R_2^* = \frac{v_2^k - v_2^{k-1}}{i_2^k - i_2^{k-1}} \quad (2.45)$$

Les résistances de relaxation de l'équation (2.35) sont ainsi approximées par la moyenne quadratique (RMS) des équations (2.44) et (2.45) où on assume $R_1 = RMS(R_2^*)$ et $R_2 = RMS(R_1^*)$.

2^{ème} Cas : On suppose que les résistances de relaxation de chaque sous-circuit sont obtenues par résolution du problème d'optimisation de l'équation (2.41), ce qui nous permet d'avoir une référence [71] pour comparer l'approximation des résistances de relaxation proposée dans le premier cas.

2.6.3.2 Cas de N sous-circuits en cascade

Pour N sous-circuits en cascade, ayant $I = \{(1, 2), (2, 3), (3, 4), \dots, (l, m)\}$ interfaces, les équations (2.44) et (2.45) peuvent être généralisées comme suit :

$$R_l^{*,l,m} = \left(\frac{v_l^k - v_l^{k-1}}{i_l^k - i_l^{k-1}} \right)^{l,m} \quad (2.46)$$

$$R_m^{*,l,m} = \left(\frac{v_m^k - v_m^{k-1}}{i_m^k - i_m^{k-1}} \right)^{l,m} \quad (2.47)$$

où les résistances de relaxation $R_l^{l,m}$ et $R_m^{l,m}$ de l'expression générale du taux de convergence (2.39) peuvent être approximées comme la moyenne quadratique de $R_m^{*,l,m}$ et $R_l^{*,l,m}$ des équations (2.46-2.47) à chaque interface (l, m) .

2.6.4 Algorithme itératif proposé

Comme nous le savons maintenant, il existe principalement deux techniques pour la résolution itérative des sous-circuits : la technique de Gauss-Seidel (GS) et la technique de Gauss-Jacobi (GJ). Pour l'algorithme de GS pour N sous-circuits, la $k^{\text{ième}}$ solution

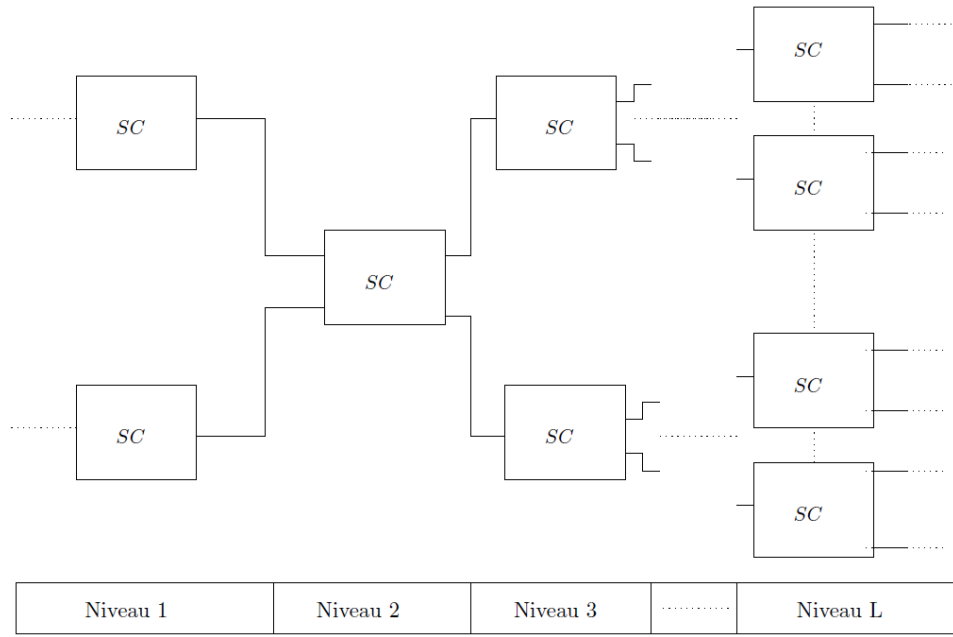


FIGURE 2.8 – Exemple illustratif d'un circuit général avec L niveaux et dans chaque niveau on a un à plusieurs sous-circuits.

itérative de tout $i^{\text{ième}}$ sous-circuit nécessite la solution de tous les $(i - 1)^{\text{ième}}$ sous-circuits précédents. On obtient ainsi une solution séquentielle de tous les sous-circuits. A noter que pour les circuits avec une connexion en cascade, chaque niveau contient un seul sous-circuit contrairement aux circuits plus généraux (exemple d'un circuit en arbre avec plusieurs niveaux) où chaque niveau peut alors contenir plusieurs sous-circuits (SC s). Quant à l'algorithme itératif de GJ, la $k^{\text{ième}}$ solution itérative de tout $i^{\text{ième}}$ sous-circuit ne requiert que la solution à la $(k - 1)^{\text{ième}}$ itération précédente de tous les sous-circuits adjacents au $i^{\text{ième}}$ sous-circuit. Il est donc possible de calculer les sous-circuits en parallèle pour chaque itération k . Cependant, l'algorithme de GS converge plus rapidement que l'algorithme de GJ. Cela peut être justifié par les équations (2.37) et (2.38) où nous pouvons déduire que l'erreur de relaxation diminue avec une puissance de $2k$ pour l'algorithme GS et avec une puissance de k pour GJ. Malheureusement, un inconvénient majeur de l'algorithme de GS est qu'il ne se prête pas naturellement au traitement parallèle des sous-circuits comme l'algorithme de GJ. Pour les deux algorithmes, les sous-circuits sont résolus sur tout l'intervalle de temps $[0 T_{final}]$ dans un processus itératif jusqu'à ce que l'erreur relative de l'équation (2.48) soit inférieure à une tolérance $RelTol_{max}$ ou que le nombre d'itérations soit supérieur à un nombre d'itération limite k_{max} .

$$RelTol = \max_{(l,m) \in I} \left(\frac{\|x_i^k - x_i^{k-1}\|}{\|x_i^k\|} \right)_{i \in (l,m)}^{l,m} \quad (2.48)$$

Où x_i^k peut être la tension ou le courant dans le sous-circuit N_l ou N_m . L'algorithme 3 montre les différentes étapes de la méthode proposée dans le cas où on peut faire ou pas un calcul parallèle avec p_r processeurs. Cet algorithme est présenté pour un circuit très général de type arbre avec plusieurs niveaux et dans chaque niveau il y a plusieurs SC s (figure 2.8). Mais il est tout à fait valable pour une partition d'un circuit en cascade où

Algorithme 3 : Algorithme Général Proposé.

1. Split the Tree Circuit into SCs using the proposed IV.
2. Group these SCs into levels.
3. Set all initial sources $(I_{N_x}^0)_{x \in (l,m)}^{(l,m) \in I}$ from (2.27) to zero.
4. Set all initial relaxation resistances $(R_x)_{x \in (l,m)}^{(l,m) \in I}$ from (2.27) to default choice (1 Ω for example).
5. Define $RelTol_{max}$ and k_{max} .
6. Set the initial number of iteration $k = 1$.
7. **Repeat**
8. **FOR** Every Level
9. **IF** Parallel Processors **exist**
10. Solve all SCs in Parallel using p_r processors.
11. Compute all adjacent relaxation resistances of the upstream (downstream) SCs using (2.46,2.47).
12. Update all adjacent upstream (downstream) SCs sources using (2.27).
13. **ELSE**
14. Solve all SCs in Sequence using 1 Processor.
15. Compute all adjacent relaxation resistances of the upstream (downstream) SCs using (2.46,2.47).
16. Update all adjacent upstream (downstream) SCs sources using (2.27).
17. **END IF**
18. **END FOR**
19. Compute the relative error $RelTol$ using (2.48).
20. Set $k = k + 1$.
21. **Until** $RelTol \leq RelTol_{max}$ or $k \geq k_{max}$

chaque niveau contient un seul sous-circuit.

2.6.5 Performances théoriques de l'algorithme proposé

Pour analyser les performances théoriques de l'algorithme proposé, considérons le circuit de la (figure 2.8) divisé en L niveaux et chaque niveau possédant $(n_i)_{i \in [1,L]}$ SCs. On suppose que tous les SCs ont la même taille θ et donc le même temps de calcul pour le CPU¹. La taille de la matrice décrivant les systèmes d'équations du circuit original de la figure 2.8 est $n\theta$, où n est le nombre de SCs, $n = n_1 + n_2 + n_3 + \dots + n_L$. Le coût de l'inversion de la matrice du circuit original est donné par

$$C_0 = \lambda_0 O(n^\alpha \theta^\alpha) \quad (2.49)$$

où $1.5 \leq \alpha \leq 2$ dépend de la «sparsité» de la matrice [65] et λ_0 est le coefficient d'échelle. Pour simplifier l'analyse, nous négligeons le temps que met l'algorithme pour mettre à jour

1. **CPU** : Central Processing Unit

les variables d'interface (2.27), les résistances de relaxation (2.46-2.47) et l'erreur relative (2.48). Dans l'analyse de la performance de calcul, le temps d'exécution de l'algorithme 3 de l'étape 7 à l'étape 21 sera pris en compte. Supposons maintenant que le coût de résolution d'un sous-circuit soit égal à $\lambda O(\theta^\alpha)$, où λ est le coefficient d'échelle. Comme l'algorithme 3 a une structure qui permet de calculer tous les n_i SCs d'un même niveau en parallèle, le coût de calcul par niveau sur p_r processeur(s) en parallèle et pour r itération(s) de l'algorithme 3 est défini par

$$C_L = r\lambda.[n_i/p_r]O(\theta^\alpha) \quad (2.50)$$

Le coût total de calcul pour tous les niveaux est déduit de (2.50) par

$$C_{Alg_{o3}} = r\lambda \left([n_1/p_r] + \sum_{i=2}^{L-1} [n_i/p_r] + [n_L/p_r] \right) O(\theta^\alpha) \quad (2.51)$$

En général, le nombre de SCs par niveau est plus élevé que le nombre de processeurs $n_i > p_r$, le coût de calcul de l'algorithme 3 est donc défini par $C_{Alg_{o3}} = r\lambda \sum k_i O(\theta^\alpha)$ et le gain de temps théorique $C_0/C_{Alg_{o3}}$ de l'algorithme proposé est exprimé par

$$\frac{C_0}{C_{Alg_{o3}}} = \frac{\lambda_0}{r\lambda \sum_{i=1}^L k_i} O(n^\alpha) \quad (2.52)$$

où $k_i > 1$, si $p < n_i$. Le coût de calcul idéal lorsque $p_r \geq n_i$, $k_i = 1$ est $C_{Alg_{o3}} = r\lambda L O(\theta^\alpha)$ et le gain de temps idéal (figure 2.9) est défini par

$$\frac{C_0}{C_{Alg_{o3}}} = \frac{\lambda_0}{r\lambda L} O(n^\alpha) \quad (2.53)$$

où $L \ll n$ pour des circuits très complexes.

Le gain théorique de la figure 2.9 est très illustratif du problème des méthodes itératives qui convergent très lentement. Pour 32 CPU disponibles, on passe d'un gain de temps idéal de 12 pour 6 itérations à presque la moitié de ce gain pour 10 itérations. L'explication tient au fait que le nombre d'itérations r pour ramener l'erreur relative (2.48) en dessous de la valeur limite $RelTol_{max}$ définie dans l'algorithme 3 se trouve au dénominateur de l'équation (2.53). Il faut donc garantir tout d'abord la stabilité de l'algorithme, puis la convergence vers la solution désirée avec le minimum d'itérations possible pour bénéficier d'un gain de temps pour ce type d'algorithme. De plus, un gain de temps ne peut être observé que si le circuit/système qui fait l'objet de l'étude est assez complexe et par conséquent nécessite un temps de simulation significatif. Dans ce qui suit, nous allons étudier plusieurs exemples de circuits linéaires dont certains feront l'objet d'analyse du gain de temps obtenu avec l'algorithme 3. Pour les exemples les plus simples, une comparaison sera faite entre la méthode proposée pour l'approximation des résistances de relaxation et les méthodes classiques par optimisation.

2.7 Application aux circuits électroniques linéaires

Dans un premier temps, des exemples numériques simples sont étudiés pour une analyse DC et transitoire en comparant la méthode de couplage proposée et les méthodes de couplage de la figure 2.4. Tous les détails et résultats sont dans l'annexe A. Ensuite, nous allons analyser l'intégrité des signaux dans les circuits intégrés modélisés par des lignes

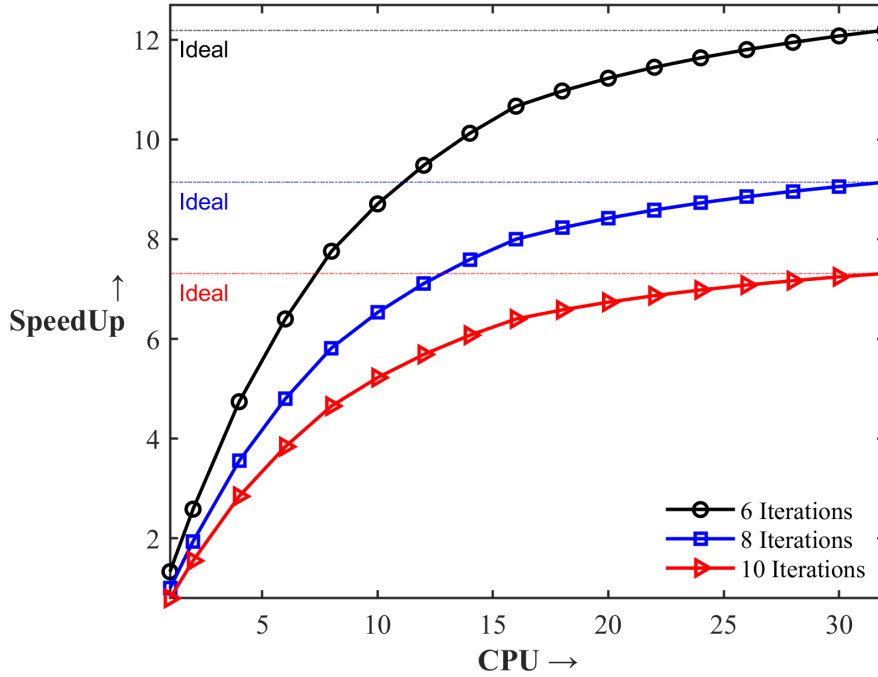


FIGURE 2.9 – Gain de temps théorique de l’algorithme proposé sur le circuit de la figure 2.8 avec 7 niveaux, $\lambda_0 = \lambda$, $\alpha = 1.75$ et $r = 6, 8, 10$. Idéal signifie que le nombre de processeurs disponibles est supérieur ou égal au nombre de sous-circuits de chaque niveau.

de transmission en comparant les résultats de la méthode de simulation classique sans découpage du circuit et la méthode proposée dans cette thèse. Enfin, une étude des performances de la méthode proposée en termes de temps de calcul est faite pour le dernier exemple.

2.7.1 Introduction

L’intégration massive de circuits analogiques par la miniaturisation, l’interconnexion de différents sous-circuits pour des fréquences de fonctionnement très élevées de l’ordre de la dizaine de gigahertz posent de réels défis pour l’analyse de l’intégrité des signaux dans les nouveaux circuits intégrés [76–80]. Les interconnexions entre des milliers de sous-circuits sont généralement à l’origine de divers problèmes logiques qui rendent un circuit numérique fabriqué non fiable [77] ou inopérant. Comme les itérations supplémentaires dans la phase d’industrialisation sont coûteuses, la prédiction précise des potentiels problèmes sur un circuit intégré est une nécessité pour réduire le coût et le temps de fabrication. Il devient donc extrêmement important pour les concepteurs de simuler l’ensemble du circuit incluant les sous-circuits d’interconnexion aussi efficacement que possible dès la phase de conception.

Pour simuler les circuits intégrés modernes à haute fréquence de fonctionnement, les interconnexions doivent être modélisées comme des lignes de transmission distribuées pour une analyse précise de l’intégrité du signal. Puisque la théorie des circuits localisés ne peut pas approximer avec précision le modèle d’une ligne de transmission à des fré-

quences élevées, l'utilisation d'éléments distribués (plusieurs circuits RLCG en cascade) est une approche plus souhaitable lorsque les dimensions physiques des circuits sont comparables à la longueur d'onde [81]. De plus, une simulation transitoire précise à l'aide de simulateurs de circuits tels que SPICE nécessite une mémoire et un temps de simulation important, ce qui rend l'effort de calcul prohibitif pour un grand réseau distribué de lignes de transmission. Grâce aux algorithmes itératifs [7, 82–84], on a montré qu'on peut réduire considérablement le coût de la simulation. Concrètement, ces méthodes consistent à découper ou partitionner un grand circuit en sous-circuits plus petits qui peuvent être résolus séparément sur tout l'intervalle de temps d'intérêt $[0 \ T_{final}]$ en séquentiel ou en parallèle, ce qui permet à chaque sous-circuit d'être résolu avec son plus grand pas de temps ou avec une méthode d'intégration différente (Forward Euler, Backward Euler, Trapezoidal,...) selon ses éléments. Les sous-circuits échangent à chaque itération de l'algorithme les variables d'interface jusqu'à la convergence comme nous l'avons déjà évoqué précédemment.

Pour démontrer la validité et l'efficacité de l'algorithme proposé, nous allons étudier plusieurs exemples tirés de la littérature [71–75, 81]. Ces exemples sont des lignes de transmission avec pertes modélisées par les éléments localisés conventionnels (RLCG). Pour une comparaison équitable de l'algorithme itératif proposé avec les simulations complètes, toutes les simulations sont effectuées à l'aide de la librairie Simscape de SIMULINK. Un algorithme orchestrateur (annexe A.2) est implémenté dans Matlab 2020a sur un ordinateur portable ayant 20 CPU physiques. Le rôle de l'algorithme orchestrateur est l'ordonnancement et l'exécution des simulations des SCs dans Simscape d'une part, et d'autre part la gestion de l'exécution de l'algorithme 3 en fonction du nombre de processeurs disponibles. Le processus itératif s'arrête lorsque l'erreur relative maximale de (2.48) $RelTol < RelTol_{max}$ ou par précaution en cas de non-convergence, lorsqu'on atteint un nombre d'itérations maximal k_{max} .

2.7.2 Exemple I

TABLEAU 2.1 – Paramètres des lignes de transmission de l'exemple I.

Paramètres	LT_1	LT_2	Unité
R	69	217	Ω
L	278	293	nH/m
C	159	151	pF/m
G	18	18	nS/m
Longueur	1	6	cm

Cet exemple de deux sous-circuits de la figure 2.10, permet de démontrer la pertinence de la méthode d'approximation des résistances de relaxation proposée (2.44-2.45). Une étude comparative est faite entre la méthode que nous proposons et la méthode d'optimisation de *Gander et al* [71]. Les paramètres par unité de longueur du circuit sont donnés dans le tableau 2.1. Le stimulus est une impulsion de tension trapézoïdale de 1 V avec un temps de montée/descente de 0,05 ns et une largeur d'impulsion de 2,10 ns. La fréquence

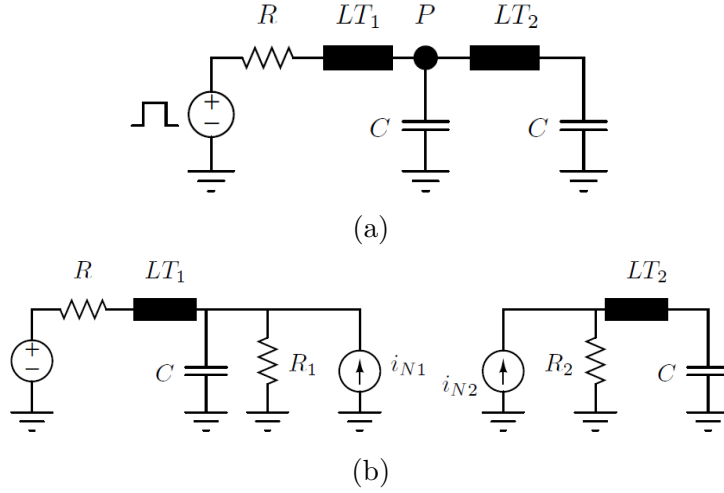


FIGURE 2.10 – Circuit de l'exemple I. (a) Circuit non découpé. (b) Sous-circuits avec les variables d'interface (2.27). LT_1 (LT_2) sont des lignes de transmission. Les paramètres du circuit sont : $R = 10\Omega$, $C = 1pF$.

maximale est de 20 GHz. L'analyse fréquentielle de chaque sous-circuit de la figure 2.10b est effectuée donc sur une bande de fréquence de $[0 \text{ } 20 \text{ GHz}]$ pour la méthode d'optimisation. Pour prendre en compte l'effet de propagation à 20 GHz, il faut 14 cellules RLCG en cascade pour la ligne TL_1 et 81 cellules pour la ligne TL_2 .

L'analyse transitoire est effectuée jusqu'à 4,5 ns et l'algorithme 3 prend six itérations pour converger pour la méthode proposée et la méthode d'optimisation avec une erreur relative inférieure à 10^{-3} . La figure 2.11 montre les formes d'onde de la tension à la sortie de la ligne TL_2 pour 1,2, 3 et 6 itération(s). En utilisant une méthode d'optimisation, la solution optimale de (2.41) donne $R_1 = 28,53 \Omega$, $R_2 = 41,85 \Omega$ et $\max(\rho) = 0,6838$. En utilisant la méthode d'approximation proposée (2.46-2.47), $R_1 = 23,86 \Omega$, $R_2 = 37,86 \Omega$ et $\max(\rho) = 0,6757$ après six itérations (figure 2.12a). Les figures 2.11a à 2.11c, montrent également que la méthode optimisée converge plus rapidement que la méthode proposée ; cela est justifié par le fait que pour la méthode proposée, l'algorithme débute avec des valeurs des résistances de relaxation qui valent 1Ω par défaut, ce qui correspond à $\max(\rho) = 0.9814$ comparé à l'algorithme de la méthode optimisée qui commence dès le début avec un taux de convergence maximal qui vaut 0.6838 (figure 2.12b). Finalement, la figure 2.12c, montre que l'erreur relative de la méthode proposée à la $(k+1)^{\text{ième}}$ itération est très proche de l'erreur de la méthode optimisée à la $k^{\text{ième}}$ itération, ce qui veut dire que la méthode proposée, nécessite environ 1 à 2 itérations de plus que la méthode optimisée pour arriver à la même erreur relative. Cela nous permet de conclure que notre méthode surpasse la méthode optimisée dans la mesure où, il faut prendre en compte tout le travail préalable pour mettre en place le processus d'optimisation.

2.7.3 Exemple II

L'objectif de cet exemple II est d'illustrer la robustesse de la méthode proposée par rapport à l'évolution du nombre de sous-circuits. Ce type de connexion en cascade conduit à un couplage fort qui nécessite un nombre d'itérations au moins égal au nombre de

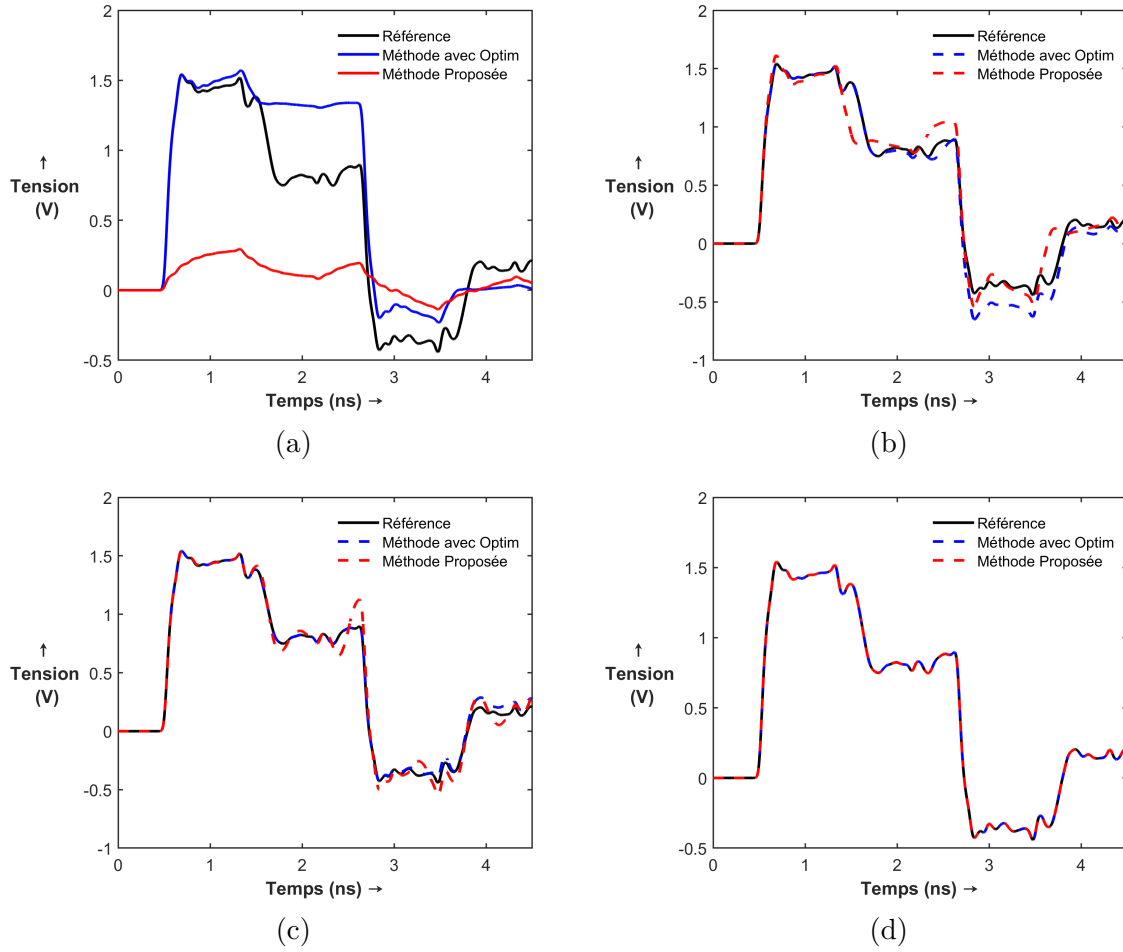


FIGURE 2.11 – Résultats de l'exemple I, tension à la sortie de la ligne TL_2 . (a) Forme d'onde à la 1^{ère} itération. (b) Forme d'onde à la 2^{ème} itération. (c) Forme d'onde à la 3^{ème} itération. (d) Forme d'onde à la 6^{ème} itération.

TABLEAU 2.2 – Paramètres des lignes de transmission de l'exemple II.

Paramètre	B_i		Unité
	Pair	Impair	
R	15	10	Ω
L	280	290	nH/m
C	160	1550	pF/m
G	18	25	nS/m
Longueur	1	2	cm

SCs. Cet exemple est constitué de 21 blocs connectés en cascade. Chaque bloc B_i est composé d'une ligne de transmission TL et d'un condensateur de 0,1 pF connecté à la masse (figure 2.13). Les paramètres par unité de longueur de la ligne de transmission sont donnés dans le tableau 2.2, où ces paramètres sont différents selon que le bloc B_i est pair

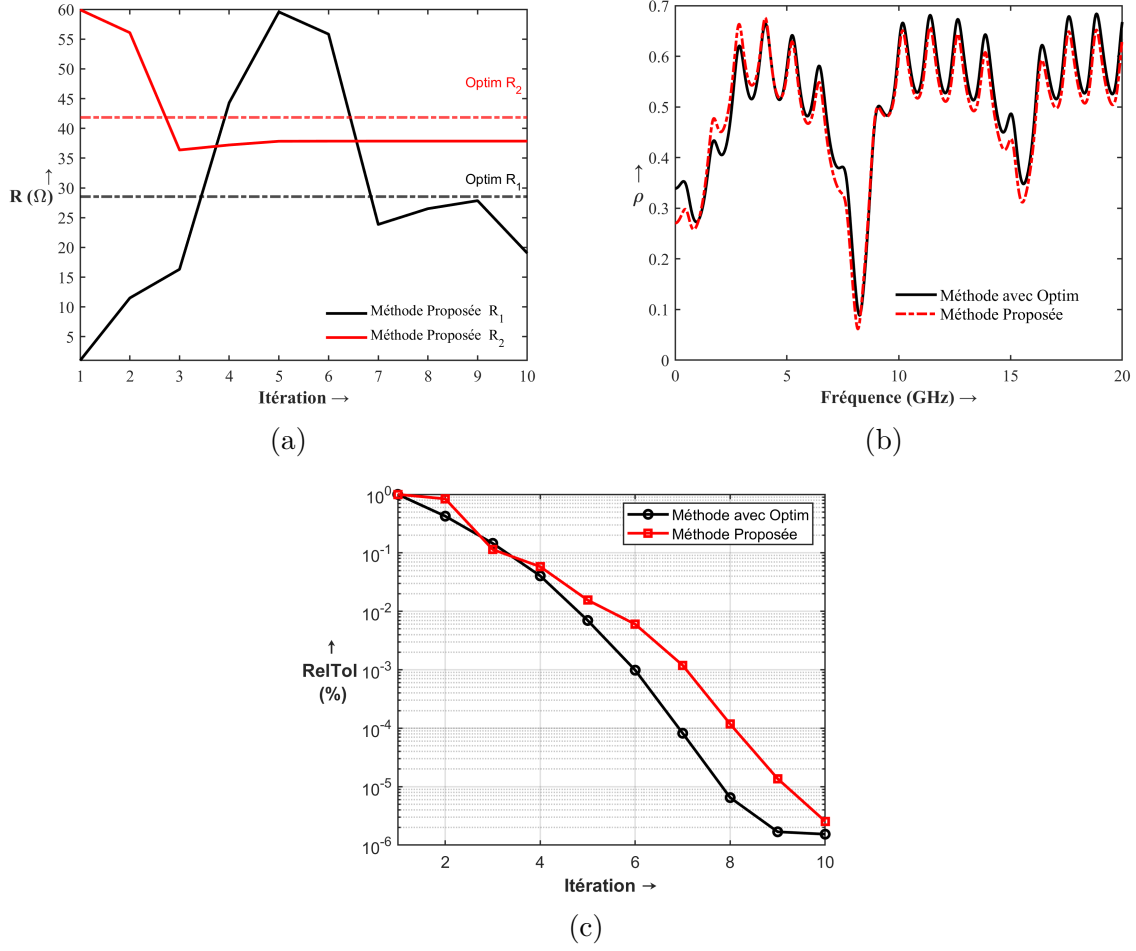


FIGURE 2.12 – Résultats de l'exemple I. (a) Résistances de relaxation, comparaison de (2.41) et (2.46-2.47). (b) Taux de convergence ρ de (2.35). (c) Erreur relative (2.48).

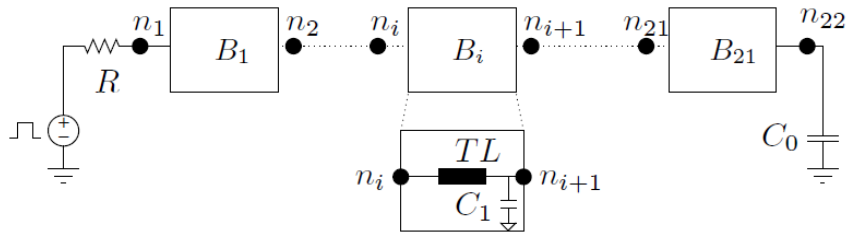


FIGURE 2.13 – Circuit de l'exemple II. Paramètres : $R = 10 \Omega$, $C_0 = 1,0 \text{ pF}$, $C_1 = 0,1 \text{ pF}$ et TL est une ligne de transmission.

ou impair.

A l'exception des blocs 1 et 21, chaque bloc est traité comme un sous-circuit, ce qui conduit à 21 SCs . Le premier SC est constitué de la source de tension, d'une résistance de 10Ω connectée au bloc B_1 au nœud n_1 et du bloc B_1 , tandis que le dernier SC est constitué du bloc B_{21} et d'un condensateur de 1 pF mis à la terre connecté à B_{21} au nœud n_{22} . Le stimulus est une impulsion de tension trapézoïdale de 1 V avec un temps de montée/descente de $0,1 \text{ ns}$ et une largeur d'impulsion de $2,0 \text{ ns}$. La fréquence maximale

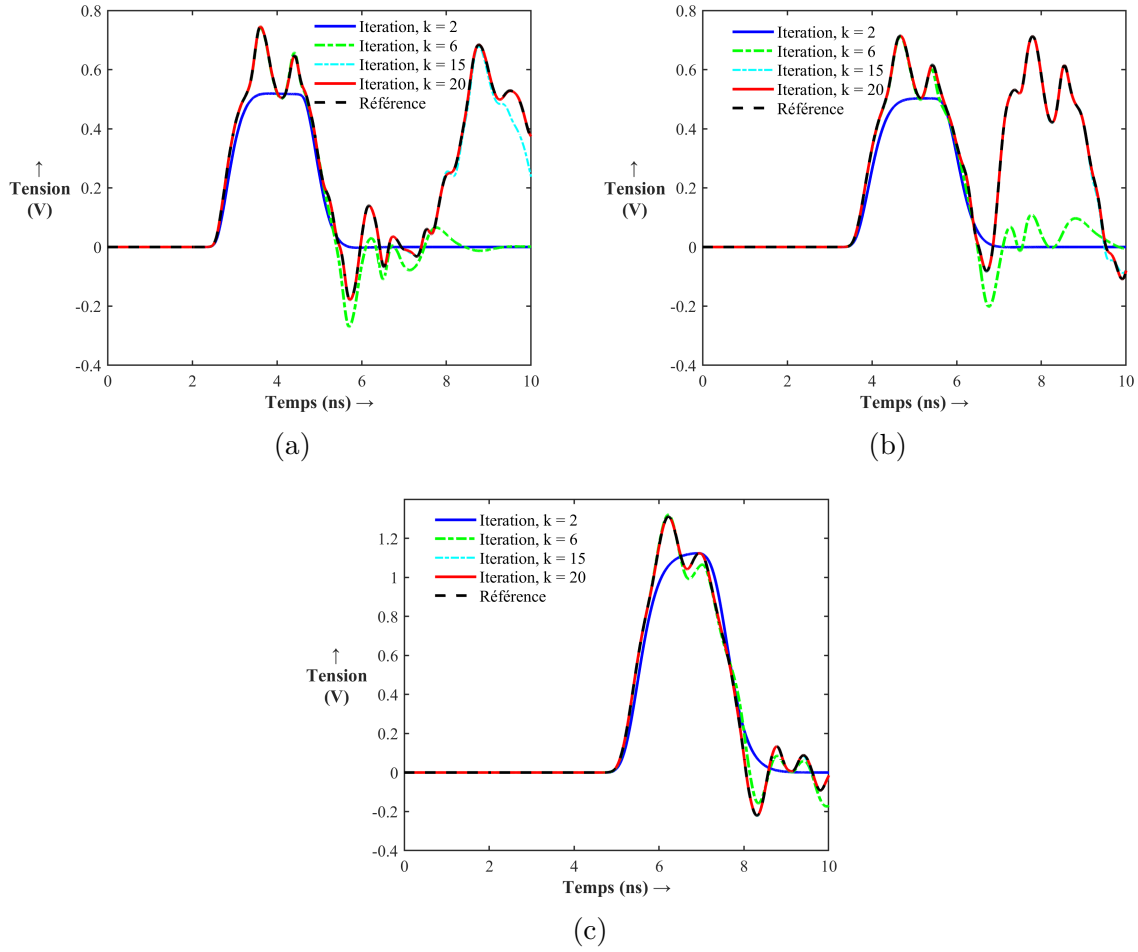
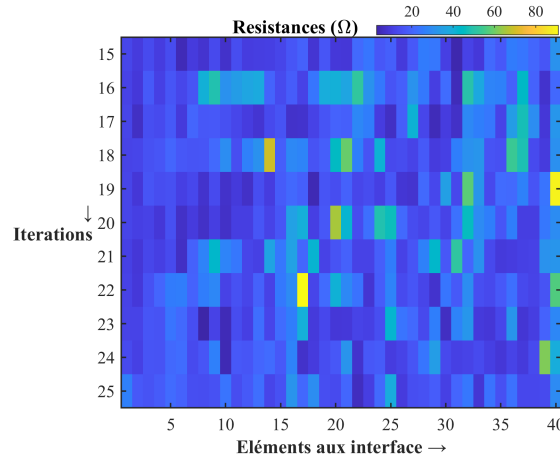


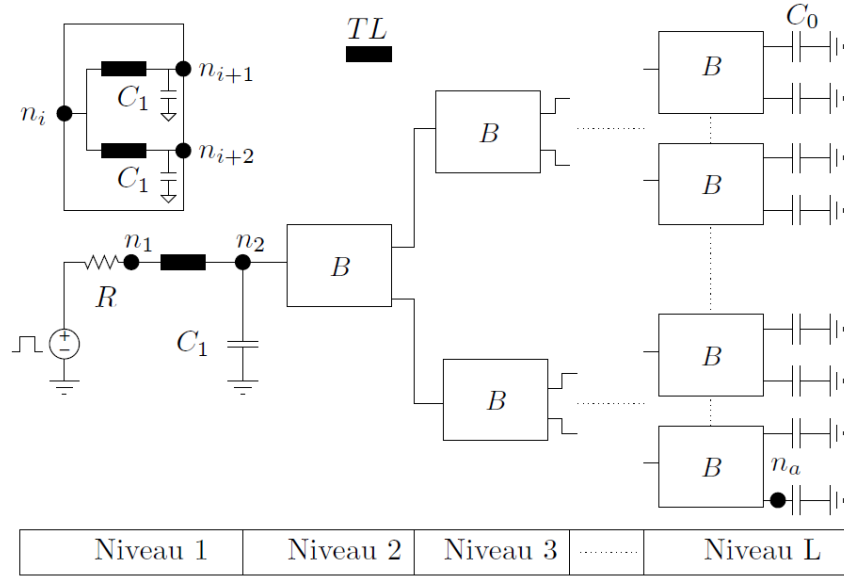
FIGURE 2.14 – Résultats de l'exemple II. (a) Forme d'onde de la tension au nœud n_{12} . (b) Forme d'onde de la tension au nœud n_{16} . (c) Forme d'onde de la tension au nœud n_{21} .

est de 10 GHz, ce qui amène à utiliser 4 cellules RLCG en cascade dans les blocs B_i pairs et 18 cellules pour les blocs impairs. L'analyse transitoire est effectuée jusqu'à 10 ns. La figure 2.14 montre la forme d'onde de la tension aux nœuds n_{12} , n_{16} et n_{21} . On observe la bonne précision de la méthode proposée qui converge après 20 itérations. Ce nombre d'itérations peut paraître élevé mais une telle connexion en cascade dont la source se situe au niveau du premier sous-circuit nécessite en général d'itérer un nombre de fois au moins égal au nombre de sous-circuits pour obtenir une bonne précision.

La figure 2.15 montre les variations des résistances de relaxation en fonction de l'itération k pour les $2n - 2$ éléments aux interfaces de l'exemple II, où n est le nombre de SCs. Dans notre cas $n = 21$ ce qui donne 20 interfaces et 40 éléments aux interfaces. Pour avoir une représentation plus visible de la figure 2.15, les valeurs des résistances de relaxation en dessous de la 15^{ème} itération sont ignorées sur l'axe des ordonnées car ces valeurs sont trop différentes des valeurs à la convergence. Enfin, nous n'avons évidemment pas appliqué la méthode d'optimisation pour cet exemple car s'il est difficile d'obtenir la variation en fonction de la fréquence de l'impédance des sous-circuits sauf aux extrémités en l'occurrence pour les sous-circuits B_1 et B_{21} , pour le reste, il est quasi-impossible d'avoir la variation des impédances des sous-circuits intermédiaires. Comme nous l'avons


 FIGURE 2.15 – Résistances des 40 éléments aux interfaces en fonction de l'itération k .

déjà mentionné, l'impédance des SC s B_i avec $2 \leq i \leq 20$, dépendent à la fois de B_i qui est connu et des résistances de relaxation aux interfaces de découpage en amont et en aval qui sont inconnues. Par ailleurs, une mise en œuvre d'une méthode d'optimisation nécessiterait une optimisation multi-objective avec 20 fonctions dont certaines sont interdépendantes.


 FIGURE 2.16 – Circuit de l'exemple III. Paramètres : $R = 10 \, \Omega$, $C_0 = 1,0 \, \text{pF}$, $C_1 = 0,1 \, \text{pF}$ et TL est une ligne de transmission.

2.7.4 Exemple III

L'objectif de cet exemple est d'illustrer l'efficacité qu'offre la méthode proposée par rapport à une simulation classique sans découpage pour des circuits très complexes. Le circuit de l'exemple III est constitué d'un groupe de blocs B qui contient deux lignes de transmission, toutes deux connectées à un condensateur de $0,1 \, \text{pF}$ mis à la terre. Un

TABLEAU 2.3 – Paramètres des lignes de transmission de l'exemple III.

Paramètres	LT_1	LT_2	Unité
R	60	45	Ω
L	3,4	4,7	$\mu\text{H}/\text{m}$
C	130	110	pF/m
G	6	6	nS/m
Longueur	11	12	cm

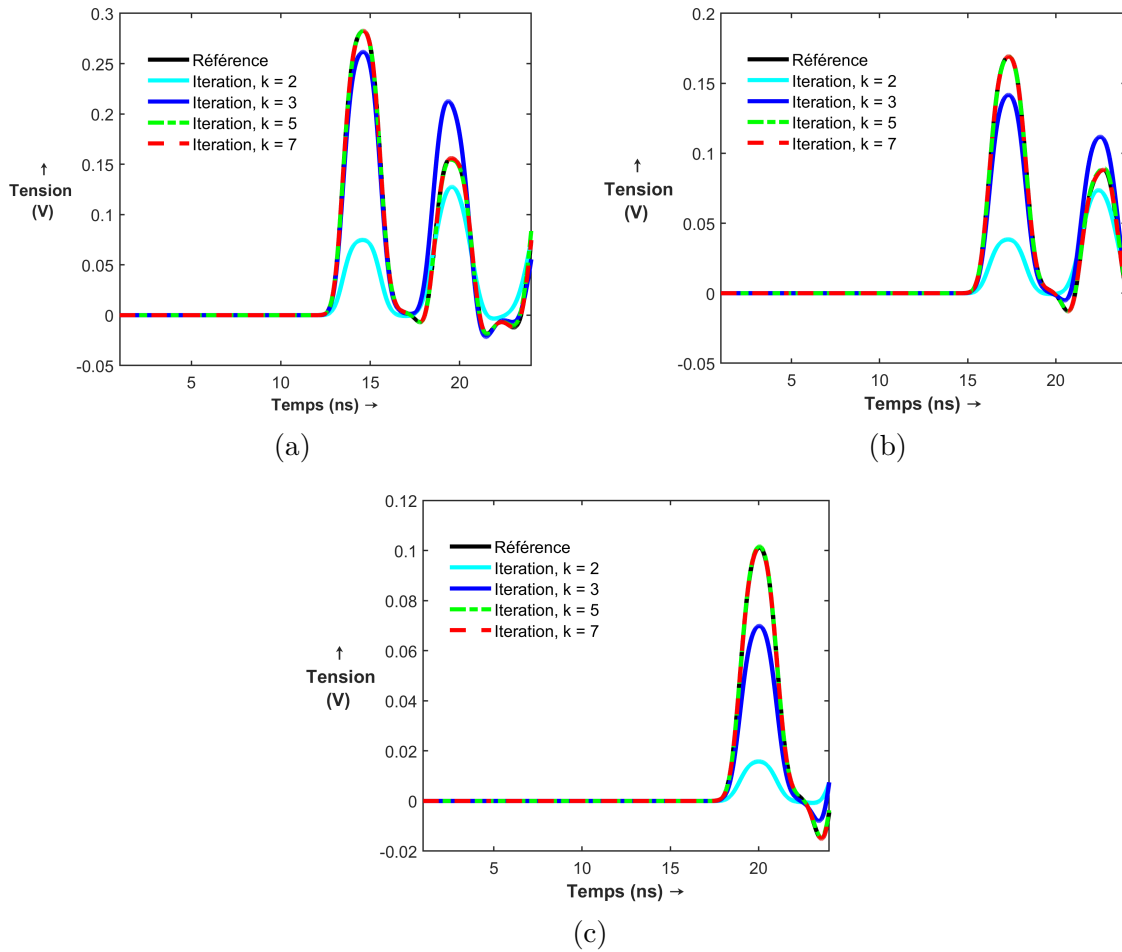


FIGURE 2.17 – Résultats de l'exemple III. (a) Forme d'onde de la tension au nœud n_a pour 5 niveaux. (b) Forme d'onde de la tension au nœud n_a pour 6 niveaux. (c) Forme d'onde de la tension au nœud n_a pour 7 niveaux.

condensateur de 1 pF mis à la terre est connecté à la fin de chaque bloc du dernier niveau comme on peut le voir sur la figure 2.16. Les paramètres par unité de longueur des deux lignes de transmission sont donnés dans le tableau 2.3. La source est constituée d'une résistance interne de 10 Ω et une impulsion de tension trapézoïdale de 1 V avec un temps de montée/descente de 0,1 ns et une largeur d'impulsion de 2,0 ns. L'analyse transitoire est effectuée jusqu'à 24 ns. Le circuit est divisé par niveau, chaque niveau contient 1 à

plusieurs blocs et chaque bloc B est considéré comme un SC . Pour une fréquence maximale de 10 GHz, il faut 94 cellules RLCG en cascade pour modéliser la propagation dans la ligne TL_1 et 110 cellules pour la ligne TL_2 .

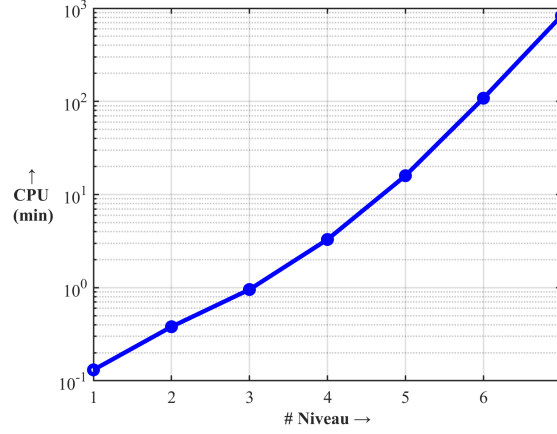


FIGURE 2.18 – Temps de simulation en fonction du nombre de niveaux, exemple III.

A partir du niveau 2, le nombre de blocs par niveau est équivalent à 2^{L-2} , où L est le numéro du niveau. Le nombre total de sous-circuits avec $L \geq 2$ est $1 + \sum_{i=2}^L 2^{i-2}$. Les formes d'onde de la tension au nœud n_a sont illustrées sur la figure 2.17 pour les niveaux 5, 6 et 7. Ces résultats confirment l'adaptabilité de l'algorithme proposé pour tout type de circuits. La figure 2.18 illustre le coût de calcul d'une simulation du circuit de l'exemple III en fonction du nombre de niveaux. On constate que le temps de simulation croît très rapidement et passe de 3 minutes pour le niveau 4 à 108 minutes pour le niveau 6. La performance (2.52) de l'algorithme proposé est évaluée pour les niveaux 5, 6 et 7. Pour les trois niveaux, la convergence est atteinte en 7 itérations. Le temps de simulation avec l'algorithme 3 proposé sur 1 CPU est comparé à la simulation complète du circuit sans découpage.

TABLEAU 2.4 – Temps de simulation de l'algorithme proposé VS Simulation de référence sur un 1 CPU pour les niveaux 5, 6 7.

Niveau	Temps (min)		Gain
	Algorithme 3	Référence	
5	19,9833	18,80	0,94
6	57,52	108,24	1,88
7	107,10	828,92	7,74

Les résultats du tableau 2.4 montre un gain de temps de simulation de 1,88 et 7,74 pour les niveaux 6 et 7 respectivement. Pour le niveau 5, le coût de calcul de l'algorithme proposé est plus élevé que la simulation de référence, ceci peut être justifié par la résolution séquentielle de tous les SC s (1 CPU disponible) et le coût de la mise à jour des variables d'interface pour l'exemple III avec 5 niveaux qui n'est pas négligeable devant le temps de simulation d'un sous-circuit. Pour évaluer la performance réelle de la méthode proposée,

TABLEAU 2.5 – Temps de simulation de l'algorithme proposé VS Simulation de référence pour l'exemple III avec 7 niveaux sur plusieurs CPUs.

CPUs	Temps (min)		Gain
	Algorithme 3	Référence	
1	107,10	828,92	7,74
2	60,43		13,2
4	38,20		21,70
8	27,96		29,65
16	23,80		34,82

l'algorithme 3 pour l'exemple III avec 7 niveaux est implémenté sur un ordinateur avec plusieurs processeurs physiques (CPUs). Tous les *SC*s d'un même niveau sont résolus en parallèle et les résultats sont regroupés dans le tableau 2.5. Un gain en temps de simulation de 13,2 et 34,82 est obtenu pour 2 et 16 CPU respectivement. Enfin, le gain réelle sur la figure 2.19 montre une bonne corrélation avec le gain théorique de la figure 2.9. Bien évidemment, un nombre d'itérations plus élevé conduirait à gain de temps plus faible, un nombre d'itérations plus faible conduirait à un gain plus élevé.

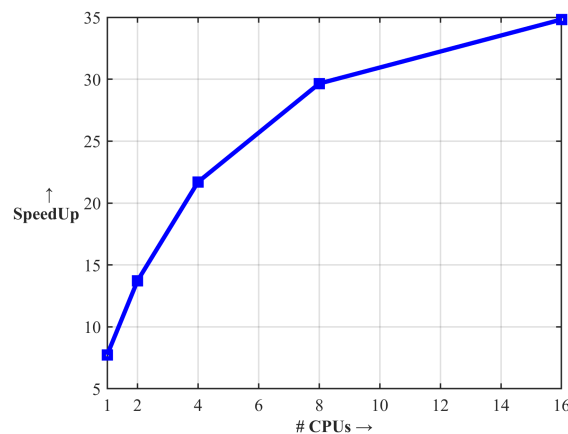


FIGURE 2.19 – Performance de l'algorithme 3 pour 7 niveaux de l'exemple III.

Enfin, qualitativement, une méthode d'optimisation donnerait un gain plus élevé même si le temps de résolution du problème d'optimisation (2.41) n'est pas tout à fait négligeable pour un circuit comme l'exemple III. Néanmoins, avec la non-détermination des impédances des sous-circuits en fonction de la fréquence au préalable, la méthode proposée dans cette thèse permet à la fois d'éviter l'optimisation et d'avoir des gains de temps de simulation comparables à ceux des méthodes avec optimisation. La méthode proposée pourrait ainsi être utilisée dans l'analyse de l'intégrité des signaux pour des circuits intégrés très complexes pour réduire le temps de calcul.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par rappeler le principe de fonctionnement des outils d'analyse des circuits de type SPICE pour mettre en évidence les limites de ces outils pour la simulation des circuits complexes.

Ensuite, nous avons vu qu'il y a déjà eu plusieurs travaux qui ont tenté d'apporter des améliorations aux performances de ces outils en termes de temps de calcul et de mémoire de stockage. Parmi ces solutions, il y a la méthode de décomposition de domaine qui consiste à fractionner la matrice du système d'équations du circuit en des sous-matrices plus facile à gérer. Par contre cette solution nécessite d'avoir accès au code source de l'outil de simulation sans restriction.

L'autre solution de décomposition consiste en un découpage de haut niveau grâce à une représentation par circuit équivalent de chaque sous-circuit extérieur au sous-circuit considéré. De plus, avec une méthode itérative, ce type de décomposition (ou découpage) peut être utilisé pour des outils de simulation sans la connaissance intime de ces derniers. Cependant, cette méthode est limitée par des problèmes de convergence qui peuvent être améliorés grâce à plusieurs techniques dont la plus importante est le détail du circuit équivalent (variables de relaxation, variables d'interface) qui va représenter chaque sous-circuit adjacent.

En considérant l'objectif de ces travaux de thèse qui est de mettre en place une méthode de simulation collaborative entre des outils de simulation sans avoir à échanger les modèles des sous-systèmes, la technique de décomposition par circuit équivalent était la plus adaptée à notre problématique.

Le choix du couplage par circuit équivalent nous a conduit à proposer une nouvelle structure de circuit équivalent pour garantir la stabilité et la rapidité de convergence de la méthode proposée. Nous avons également proposé plusieurs exemples numériques pour tester la robustesse, l'évolutivité et le gain en temps de calcul offert par notre méthode pour des circuits linéaires très complexes.

Enfin, dans le prochain chapitre, nous allons montrer que la méthodologie développée précédemment est aussi valable pour l'étude de la compatibilité électromagnétique des convertisseurs d'électronique de puissance modélisés par des circuits électriques non-linéaires.

Chapitre 3

Application de la co-simulation à l'étude des PEM conduites des convertisseurs

*La connaissance s'acquiert par
l'expérience, tout le reste n'est que de
l'information.*

Albert Einstein

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons rappeler brièvement les méthodes de modélisation des perturbations électromagnétique conduites des convertisseurs d'électronique de puissance. Ensuite, une application de la méthode développée dans la section 2.6 sur un hacheur Buck modélisé dans le domaine temporel est donnée. Enfin, cette méthode est également appliquée pour l'étude des perturbations conduites d'un système de conversion modélisé dans le domaine fréquentiel. Deux exemples d'applications sont validés par des mesures expérimentales sur des convertisseurs réels.

3.2 Bref état de l'art

3.2.1 Introduction

Avec les progrès de ces dernières décennies sur l'intégration des composants électroniques, les concepteurs et les fabricants des convertisseurs d'électronique de puissance se tournent de plus en plus vers des fréquences de fonctionnement de plus en plus élevées pour réduire la taille et le poids des ces dispositifs. De nos jours, le fonctionnement de ces convertisseurs à proximité d'un dispositif électronique sensible est inévitable. La proximité de ces dispositifs engendre des interactions qui peuvent entraîner des dysfonctionnements. Tout cela conduit les fabricants à porter une attention particulière à la compatibilité électromagnétique (CEM) de ces nouveaux dispositifs. Pour rappel, un dispositif est compatible électromagnétiquement s'il

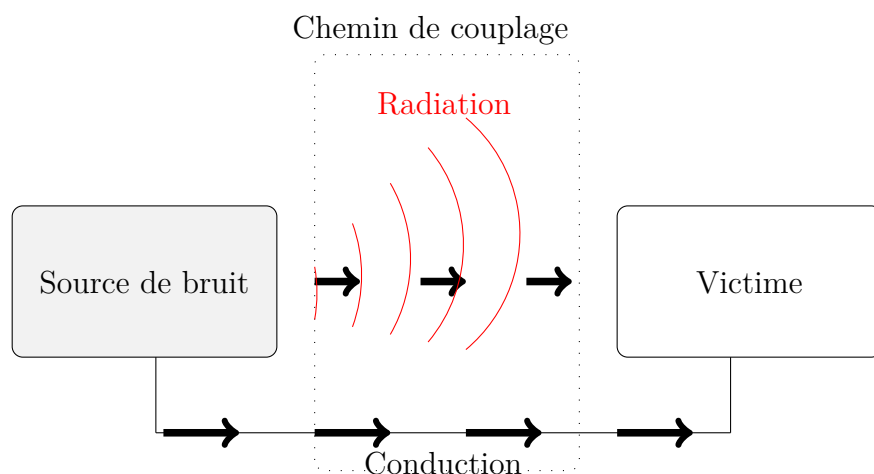


FIGURE 3.1 – Différents aspects de la CEM.

- fonctionne correctement dans l'environnement prévu (immunité) ;
- ne constitue pas une source importante de pollution électromagnétique pour l'environnement (émissivité) ;
- n'interfère pas avec lui-même (auto perturbation).

La CEM est associée à la génération, la transmission et la réception d'une énergie électromagnétique. Comme le montre la figure 3.1, une source génère des perturbations qui

sont transmises au récepteur par un chemin de couplage sous forme de rayonnement ou de conduction. Les perturbations reçues se superposent aux signaux utiles dans le récepteur et en fonction des niveaux des perturbations, cela peut entraîner un comportement indésirable du récepteur. Il est donc primordial de prendre en compte la CEM dès la phase de conception pour réduire le temps et le coût des tests.

Bien qu'il existe déjà de nombreux travaux sur la modélisation des perturbations CEM conduites des convertisseurs de puissance dans le domaine temporel et fréquentiel, on est toujours à la recherche d'une méthode générique pour prédire la CEM des systèmes qui sont de plus en plus complexes. Néanmoins, l'objectif de cette thèse n'est pas de développer une nouvelle méthode de prédiction des perturbations CEM, mais plutôt, de mettre en place une simulation coopérative (co-simulation). Dans ce qui suit, nous allons tout d'abord voir un bref aperçu des normes CEM, ensuite nous allons faire un état de l'art synthétique des approches de modélisation des perturbations conduites des convertisseurs d'électronique de puissance (CEP) et enfin, nous allons choisir les méthodes de modélisation qui vont dans le sens d'une modélisation et simulation coopératives.

3.2.2 Perturbations EM conduites

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons principalement à l'étude des perturbations électromagnétiques conduites (mode commun et mode différentiel) au sein des CEP. Ces perturbations conduites peuvent être à l'origine de certains dysfonctionnements des équipements électroniques qui entraînent des conséquences indésirables. Par conséquent, il faut une méthode de prédiction de ces perturbations pour répondre aux exigences des normes CEM dès la phase de conception des équipements électroniques.

3.2.2.1 Mesures et normes CEM

La CEM n'est pas seulement une exigence pour le bon fonctionnement d'un dispositif électronique mais c'est aussi une exigence légale pour tout appareil électronique avant sa commercialisation. Grâce à ces normes CEM, les gouvernements veillent à ce que la CEM soit contrôlée dans l'utilisation de tous les produits/équipements électroniques. Les normes CEM comportent généralement une section expliquant les termes techniques et d'autres sections décrivant les équipements d'essai, les méthodes d'essai, les récepteurs de mesure acceptables et les limites spécifiques à respecter [85].

Au niveau international, la Commission Électrotechnique Internationale a créé un comité spécial, Comité Spécial International des Perturbations Radioélectriques (CISPR), visant à formuler les normes CEM. Les publications du CISPR sont généralement utilisées par les différents pays comme document de base pour l'établissement de leurs propres normes. Comme au niveau Européen par exemple, la réglementation est élaborée par les différents Comités Techniques du Comité Européen de Normalisation en Électrotechnique (CENELEC) et une directive européenne stipule que dans tous les États membres, les appareils électroniques susceptibles de générer des perturbations électromagnétiques ou dont le fonctionnement peut être affecté par ces perturbations ne peuvent être commercialisés que s'ils sont conformes aux spécifications en matière de CEM. Pour rester plus général, prenons l'exemple de la norme CISPR25 [8] pour l'automobile.

La plage de fréquences concernée par les émissions conduites est [150kHz - 108MHz]. Cette norme définit les valeurs limites et les conditions d'essai pour tout dispositif embar-

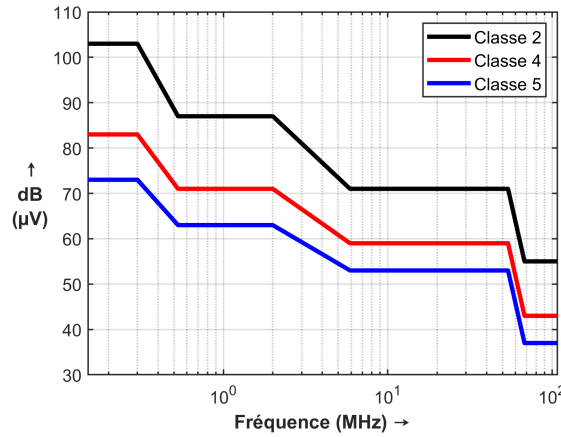


FIGURE 3.2 – Limites imposées par la norme CISPR25 avec un détecteur Peak.

qué dans un véhicule. Les limites de la norme sont répertoriées en plusieurs classes selon leurs niveaux de sévérité, comme illustré sur la figure 3.2. La mesure doit être effectuée avec le dispositif sous test connecté à un RSIL (Réseau de Stabilisation d'Impédance de Ligne) selon le plan de mesure présenté à la figure 3.3. La première fonction du RSIL est d'empêcher les bruits extérieurs provenant du réseau d'alimentation de contaminer la mesure. Le filtre $C = 1\mu F$ et $L = 5\mu H$ sur la figure 3.4 bloque et détourne ces bruits dans la gamme de fréquences des émissions conduites.

La deuxième fonction du RSIL est de maintenir une impédance constante aux bornes du dispositif sous test dans la gamme de fréquences de mesure avec une tolérance de $\pm 20\%$ pour assurer la reproductibilité des mesures indépendamment de l'impédance du réseau d'alimentation. Quant aux courants de perturbation, ils sont composés des courants de mode commun (MC) et de mode différentiel (MD). Le courant de mode différentiel se propage à travers le conducteur de phase et retourne par le conducteur neutre, tandis que le courant de mode commun se propage dans les conducteurs de phase et de neutre dans le même sens et prend le fil de terre comme voie de retour (figure 3.6). Les courants de mode commun et de mode différentiel sont exprimés comme suit :

$$I_{cm} = \frac{1}{2}(I_P + I_N) \quad (3.1)$$

$$I_{dm} = \frac{1}{2}(I_P - I_N) \quad (3.2)$$

Où I_P et I_N sont respectivement les courants dans les conducteurs phase et neutre. Par ailleurs, les courants de mode différentiel sont générés par le fonctionnement normal du dispositif électronique. Ils se distinguent du signal utile par leur fréquence qui est souvent plus élevée que celle du signal utile. Pour les courants de mode commun, ils sont la conséquence d'un couplage parasite capacitif et de la commutation des CEP avec des $\partial v/\partial t$ très élevés.

Par ailleurs, un problème commun des perturbations conduites (tensions ou courants), est la large gamme des amplitudes mesurées. Par exemple, une perturbation peut aller de 1 μV à 10 V, ce qui donne une plage de 10^7 volts. C'est pourquoi, les normes CEM sont exprimées en décibels, comme le montre la figure 3.2. L'échelle en dB permet de



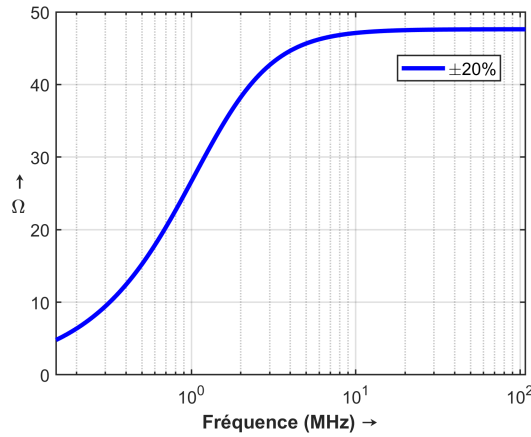


FIGURE 3.5 – Impédance du RSIL vue entre les points P et B lorsque A et B sont court-circuités (figure 3.4).

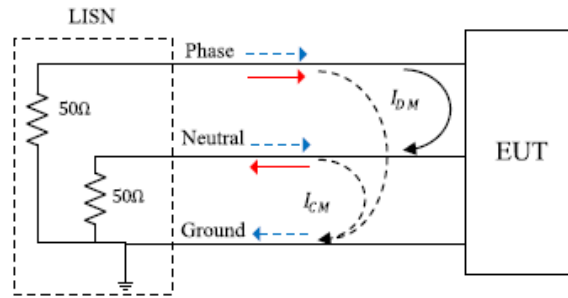


FIGURE 3.6 – Courants de mode commun et de mode différentiel [9].

permettant de décrire les différents phénomènes physiques et de prédire les perturbations électromagnétiques (PEM) conduites que va générer le système. Nous proposons donc de faire un bref aperçu des travaux antérieurs sur les méthodes de modélisations des PEM conduites des CEP. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de modélisation des PEM qui peuvent être classées en deux catégories (figure 3.7) :

- * la modélisation comportementale ;
- * et la modélisation détaillée ou extensive.

3.2.2.3 Modélisation comportementale

Dans l'industrie d'aujourd'hui, un équipementier peut être amené à échanger des résultats voire des modèles complets avec ses clients ou fournisseurs. C'est pourquoi, l'approche de modélisation comportementale connue également sous le nom de «modélisation système» dans la littérature facilite l'échange de modèles tout en sauvegardant leurs confidentialités.

La modélisation comportementale est une approche de type «boîte noire», qui consiste à considérer le convertisseur ou un système comme une boîte avec des ports. Généralement la boîte dite «noire» est un circuit équivalent qui est décrit par des sources (tension et/ou courant) et impédances équivalentes. Le circuit équivalent dérivé est ensuite utilisé pour

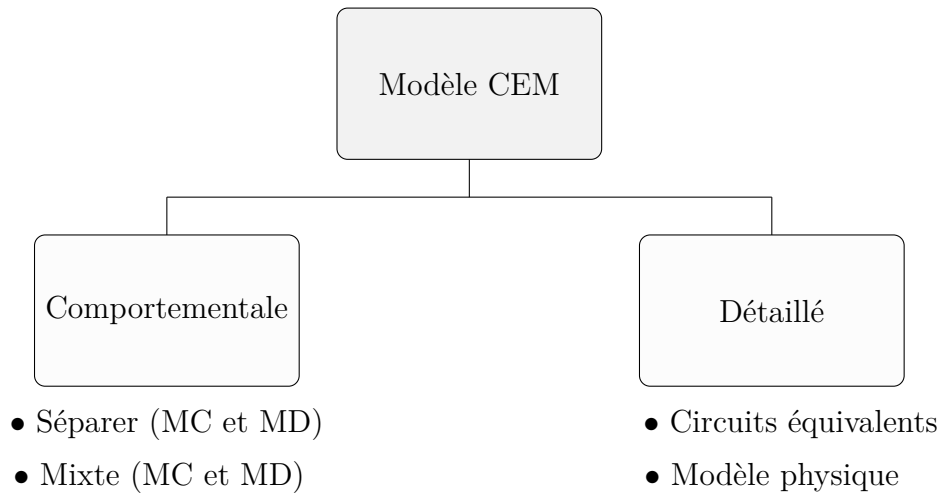


FIGURE 3.7 – Classification des techniques de modélisation des PEM conduites.

évaluer les PEM conduites. Les PEM de MC et MD peuvent être évaluées soit séparément (séparation de mode) ou soit ensemble (mode mixte). Cette méthode de modélisation repose principalement sur des mesures expérimentales très précises pour identifier les paramètres du modèle (impédances et sources) et est utilisée pour l'évaluation de la signature CEM d'un convertisseur/système qui existe physiquement. On trouve dans la littérature plusieurs types de modèles comportementaux :

- **Modèle TEFSM** : Le principe de la méthode TEFSM (Thevenin Equivalent Frequency Domain Source Model) est la séparation de la source et du chemin de propagation des PEM. Dans cette méthode, on propose de modéliser l'interrupteur comme une source équivalente de Thevenin en série avec une impédance, et le chemin de propagation comme un réseau à deux ports dans le domaine fréquentiel. Ce modèle offre des résultats plus précis que d'autres modèles de source dans le domaine fréquentiel tels que le modèle de source trapézoïdal où les formes d'onde de l'interrupteur sont approximées par une forme d'onde trapézoïdale [86]. Cependant, l'identification des impédances du modèle TEFSM est difficile, surtout au-delà de quelques mégahertz. De plus, ce modèle n'est valable que pour des conditions de fonctionnement fixes, c'est à dire que si le point de fonctionnement change (puissance absorbée, fréquence, etc...) les paramètres du modèle peuvent changer (les sources notamment).
- **Modèle MTB** : Le modèle MTB (Modular Terminal Behavioral) est une approche de modélisation comportementale dont le modèle n'est pas totalement une boîte noire, mais plutôt une boîte grise car il faut modéliser chaque interrupteur de la cellule de commutation du convertisseur. Chaque interrupteur est remplacé par un circuit équivalent de Norton (source de courant en parallèle avec une impédance) où la source de courant est liée au courant qui traverse l'interrupteur et l'impédance parallèle associée permet de prendre en compte les éléments parasites de l'interrupteur. Ce modèle ne prend pas en compte les interactions entre les cellules de commutation (CC), ce qui lui confère une très mauvaise précision pour un convertisseur avec plusieurs CC. L'identification des sources (courants et impédances) nécessite un protocole de mesure précis et ces sources ne sont valables que pour le point de fonctionnement pour lequel elles ont été déterminées. Le MC et le MD ne sont pas

dissociés dans ce modèle.

- **Modèle GTM :** Le modèle GTM (General Terminal Modeling) est une approche de modélisation dans laquelle le convertisseur est réellement considéré comme une boîte noire. Ce modèle est une généralisation du modèle MTB où l'ensemble du convertisseur est modélisé par un circuit équivalent de Norton à trois ports. Ce qui permet de dissocier le MC et le MD et de prendre en compte l'interaction des CC. Ce modèle présente l'avantage d'être compact et très générique pour n'importe quelle topologie du convertisseur. Cependant, le modèle n'a pas de signification physique et aucune information sur les chemins de propagation des PEM n'est accessible puisque le convertisseur et la charge sont modélisés aux bornes d'entrée du convertisseur. L'ensemble du modèle doit être ré-identifié pour tout changement des conditions de fonctionnement ou de commutation.
- **Modèle Non-terminé :** Ce modèle comportemental a été développé pour outrepasser les limites mentionnées précédemment des méthodes MTB et GTM. Ce modèle est capable de prédire les PEM de MC d'un convertisseur sans inclure le comportement de la charge et de la source dans le modèle. C'est-à-dire, pour les PEM de MC par exemple, le convertisseur est considéré comme une boîte noire avec un port d'entrée et un port de sortie. Le port d'entrée est pris entre les bornes positive et négative court-circuitées et la masse, tandis que le port de sortie est formé entre toutes les phases court-circuitées à la sortie du convertisseur et la masse. Par ailleurs, cette méthode nécessite de placer des impédances shunts à la rentrée et la sortie du convertisseur pour l'identification des paramètres du modèle. C'est une méthode qui permet de simplifier le processus d'extraction des paramètres du modèle par rapport aux modèles MTB et GTM mais a comme inconvénients :
 - la non adéquation pour des structures de convertisseurs non symétriques pour l'évaluation des PEM de MC et MD, car pour les modèles du MC et MD sont construits avec l'hypothèse de découplage de mode de propagation ;
 - il faut concevoir les impédances shunts pour le MC et séries pour MD pour chaque type de convertisseur.

Au niveau national, ces modèles comportementaux avec des nouveaux protocoles de mesure ont connu un grand intérêt pour différentes applications aéronautiques. En partant des modèles comportementaux qui existaient dans la littérature, un modèle CEM appelé boîte « noire » a été développé au laboratoire SATIE¹ par *M. Ali et al* [93, 94] pour modéliser un convertisseur DC-DC dans le but d'une conception des filtres de MC et de MD. Ces travaux ont été étendus aux convertisseurs DC-AC au laboratoire Ampère par *M. Amara et al* [43]. Dans ces travaux avec l'hypothèse de séparation de mode de propagation entre le MC et le MD, un modèle à deux ports et une masse est proposé pour caractériser les PEM conduites du convertisseur du point de vue de son entrée, du côté alimentation électrique. Le modèle ainsi obtenu est un circuit équivalent composé d'une source de tension V_{MC} et d'une impédance Z_{MC} pour le MC ; d'une source de courant I_{MD} et d'une impédance Z_{MD} pour le MD (figure 3.8c). Tous les paramètres du modèle sont obtenus avec un protocole de mesure très strict.

Pour calculer les sources de perturbations V_{MC} et I_{MD} , on applique le théorème de superposition au circuit équivalent de la figure 3.8c. L'annexe A.3 présente plus de détails

1. <https://satie.ens-paris-saclay.fr/fr>, accès le 05/01/2023.

TABLEAU 3.1 – Bref état de l'art des modèles CEM comportementaux des convertisseurs.

Modèle	Schéma
TEFSM [87]	
MTB [88–90]	
GTM [91]	
Non-terminé [92]	

du calcul analytique des sources de perturbations. Les expressions analytiques des PEM conduites sont ainsi données par :

$$V_{MC} = (I_1 + I_2) \left(\frac{Z_{RSIL} + 2Z_{MC}}{2} \right) \quad (3.4)$$

$$I_{MD} = (I_1 - I_2) \left(\frac{Z_{RSIL}}{4Z_{MC}} + \frac{Z_{RSIL}}{Z_{MD}} + \frac{1}{2} \right) \quad (3.5)$$

où les impédances Z_{MC} , Z_{MD} , Z_{RSIL} sont obtenues grâce à un analyseur d'impédance ou un VNA lorsque le convertisseur n'est pas en fonctionnement. Les sommes des courants « $I_1 + I_2$ » et « $I_1 - I_2$ » sont mesurées lorsque le convertisseur est en fonctionnement à l'aide de capteurs de courant à large bande de fréquence connectés à un oscilloscope de haute résolution. Évidemment, le fait de mesurer les impédances du circuit de la figure 3.8c lorsque le convertisseur est en état “OFF” est discutable à cause des commutations. Dans [95], les auteurs ont montré avec la méthode de deux pinces de courant que l'impédance du convertisseur Buck à l'étude en état “ON” pouvait être approximée par l'impédance du Buck en état “OFF” jusqu'à 18 MHz. Ceci s'explique par la présence d'une forte capacité à la rentrée du convertisseur Buck qui masque l'impédance des interrupteurs. Cette hypothèse a été adoptée dans les travaux [43], réalisés au laboratoire Ampère due également à la présence d'une forte capacité de découplage à la rentrée du convertisseur sous test.

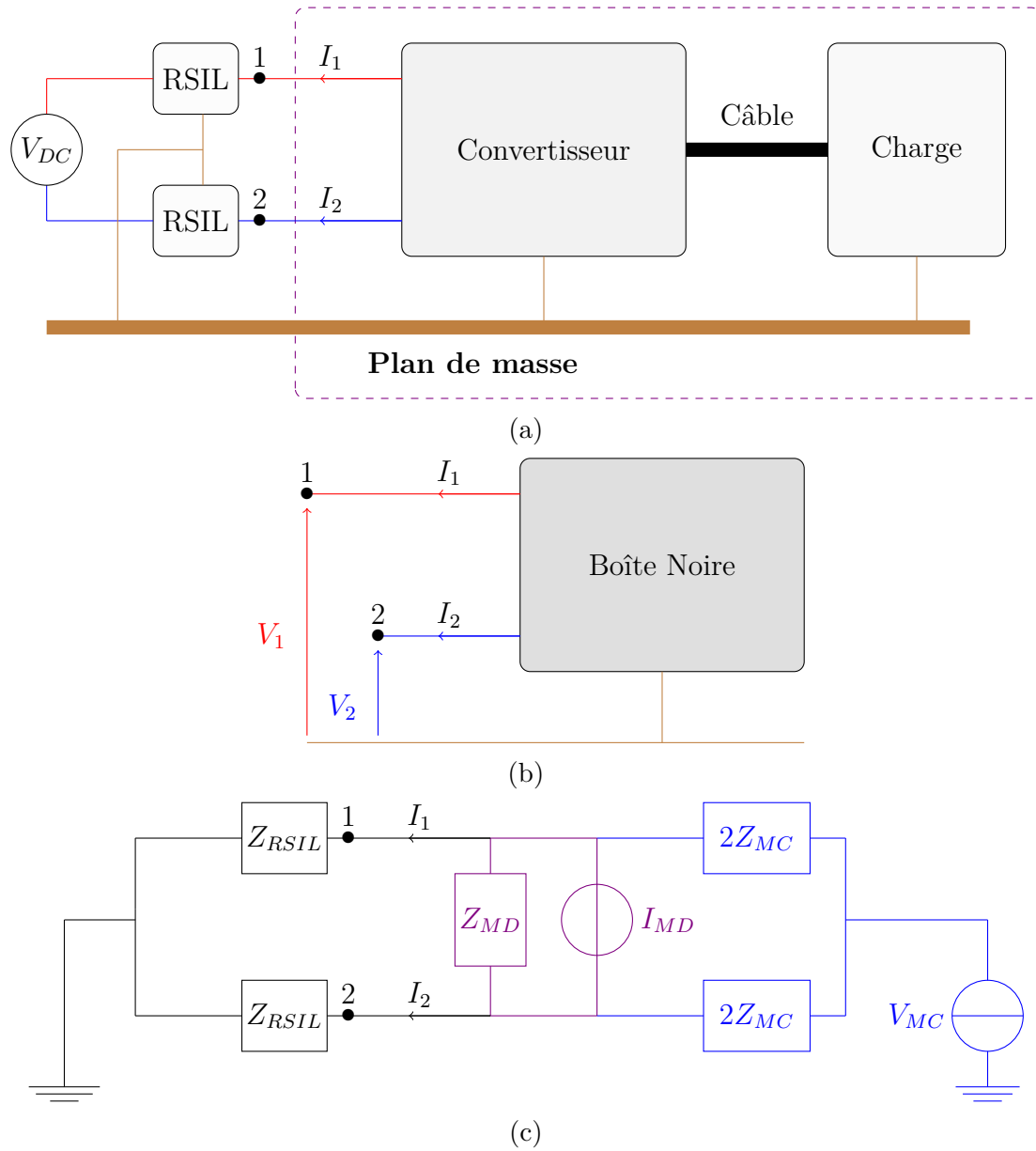


FIGURE 3.8 – Méthodologie de modélisation. (a) Système sous test. (b) Modèle boîte noire générique à 3 ports représentant le convertisseur et la charge. (c) Circuit équivalent des PEM conduites.

Les méthodes comportementales présentent l'avantage d'estimer les PEM conduites directement dans le domaine fréquentiel où les normes CEM sont aussi définies. Le calcul des PEM est rapide car ces méthodes permettent de linéariser un convertisseur qui est de nature non linéaire. Avec un faible temps de calcul, ces méthodes sont idéales pour des études d'optimisation de filtres CEM. Cependant, ces méthodes requièrent un protocole de mesure très précis pour l'identification des éléments du modèle équivalent. De plus, ces modèles ne restent valables qu'au point de fonctionnement pour lequel les éléments du modèle ont été identifiés et le plus souvent, tout changement notable du point de fonctionnement nécessite la ré-identification des sources de perturbations. Enfin, ces méthodes ne permettent pas d'avoir une idée sur la signature CEM d'un système qui est à la phase de

conception car on a besoin de la structure réelle pour pouvoir effectuer des mesures. Elles sont plutôt utilisées pour le dimensionnement des filtres de MC et MD. Mais toutefois, On peut se servir de cette approche à partir d'un modèle extensif (voir paragraphe suivant) et ainsi compresser le modèle à partir de mesures virtuelles (sur PSPICE, LTSPICE par exemple). Cela permet ainsi d'obtenir des temps de calcul plus réduits.

3.2.2.4 Modélisation extensive/détaillée

L'approche de modélisation exhaustive est une approche classique de l'étude CEM des convertisseurs où le modèle de chaque élément du système est obtenu par une modélisation basée sur le comportement physique des composants du système. Pour les convertisseurs, cette approche nécessite de modéliser en haute fréquence tous les composants actifs (diodes, MOSFETs, etc. . .), tous les composants passifs (résistance, capacité, inductance, etc. . .), toutes les connectiques (câbles, PCBs) et la charge. Il s'agit d'une approche ascendante nommée "**bottom-up**" dans la littérature [8, 96–100], qui consiste de partir des modèles des composants et de remonter progressivement au système global comme le montre les figures 3.9. Cette technique de modélisation est la solution la plus versatile pour l'analyse des PEM conduites. Le principal avantage de cette méthode est son évolutivité et son adaptabilité. Une fois que le modèle de chaque composant est obtenu, on peut utiliser chacun d'eux dans n'importe quelle structure de convertisseur. De plus, l'analyse paramétrique est plus accessible dans cette méthode.

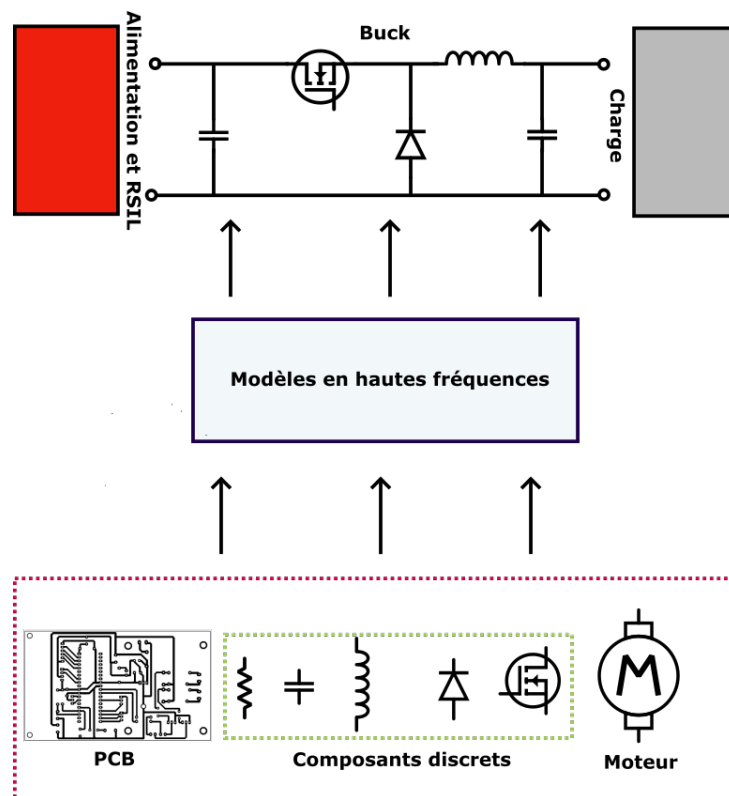
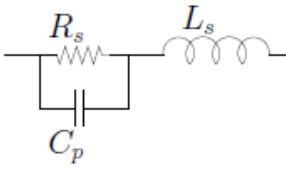
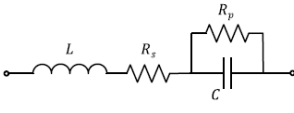
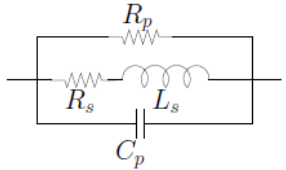
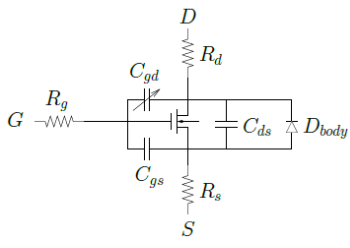
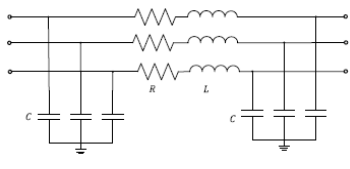
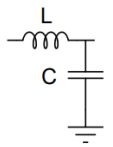
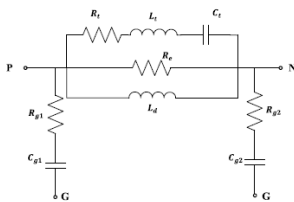


FIGURE 3.9 – Construction du modèle CEM détaillé d'un Buck en se servant des modèles des composants du tableau 3.2.

L'un des principaux inconvénients de la modélisation détaillée est qu'elle nécessite un

TABLEAU 3.2 – Modèles CEM des composants actifs et passifs.

Composant	Modèle en haute fréquence
Résistance [8, 100]	
Capacité [8, 100]	
Bobine [8, 100]	
Diode	$I_d = I_s \left(\frac{v_d}{e N \times v_t} - 1 \right)$
MOSFET SPICE niveau 3 [8, 100]	
Long câble [101]	
PCB sur un plan de masse [8]	
Phase d'un moteur à induction [102, 103]	

modèle physique des composants qui n'est pas toujours disponible. Ces modèles peuvent devenir très complexes lorsque le nombre d'éléments augmente. Le calcul du modèle se fait principalement dans le domaine temporel à cause des modèles des éléments non linéaires comme les matériaux magnétiques ou les composants actifs. Un moyen de calcul puissant est souvent nécessaire pour la simulation à cause des phases transitoires souvent longues

TABLEAU 3.3 – Modèles CEM des composants actifs et passifs.

—	Modélisation exhaustive	Modélisation comportementale
Avantages	• Évolutive • Adaptabilité • Origine(s) des PEM connue(s) • Domaine temporel • CEM dès la conception	• Simplicité • Calcul rapide • Sauvegarde de la PI • Domaine Fréquentiel
Inconvénients	— Modèles physiques (Diode, Mosfet, etc...) — Complexité du modèle — Stabilité des solveurs (SPICE, SABER, etc...) — Mémoire et temps de calcul — Problème de PI — FFT signaux temporels	— Disponibilité du banc de test — Protocole de mesure — Origine(s) des PEM non connue(s) — Modèle sensible au point de fonctionnement

qui sont dues à la présence des éléments réactifs de valeurs élevées. Cette approche semble la plus appropriée pour atténuer les éventuels problèmes CEM au stade de la conception d'un produit/système.

3.2.3 Choix des méthodes de modélisation

Le tableau 3.3 présente un résumé condensé des avantages et inconvénients des différentes méthodes de modélisation des PEM conduites sur une large bande de fréquences. Les modèles comportementaux présentent l'avantage d'être directement dans le domaine fréquentiel où les normes CEM sont définies et d'avoir un coût de calcul très faible comparé au modèle exhaustif du même système. Ces modèles permettent de sauvegarder la PI qui est un impératif dans l'industrie. Cependant, l'analyse de l'impact d'un composant sur la structure de puissance est limitée dans la mesure où dans la plupart des cas, chaque modification du point de fonctionnement nécessite la ré-identification des paramètres du modèle. De plus, il faut avoir à disposition le prototype pour ce type de modèle.

De l'autre côté, la modélisation exhaustive permet une représentation plus intuitive du modèle CEM et d'avoir une analyse plus fine de l'impact d'un composant sur la signature CEM par un ingénieur qui n'est pas expert du domaine. Une fois les modèles des sous-systèmes/composants établis, on peut les utiliser dans toutes les configurations, pour tout point de fonctionnement de la structure de puissance sans à nouveau avoir à identifier les paramètres des sous-systèmes/composants. Malgré des limitations comme la disponibilité des modèles due aux restrictions de la PI, la complexité des modèles pour des systèmes (exemple : la distribution d'énergie dans un véhicule ou aéronef) avec plusieurs sous-

systèmes fournis par plusieurs fabricants et le coût en mémoire de stockage et le temps de calcul, cette approche reste jusqu'à présent la plus utilisée pour prédire les PEM d'un système dès sa phase de conception.

Et la co-simulation dans tout ça ?

Nous rappelons que la co-simulation permet de :

- découper un système en sous-systèmes ;
- calculer les sous-systèmes d'une manière indépendante avec des solveurs et pas de temps différents sans pour autant connaître la structure interne des sous-systèmes.

Dans un contexte où nous voulons une méthode générique permettant de **prédire** les PEM tout en garantissant la non-divulgaration des informations sensibles des modèles, nous allons tout d'abord étudier la co-simulation pour l'évaluation des PEM conduites avec l'approche de modélisation exhaustive. Dans ce cas, quel que soit la complexité d'un système après intégration, il est considéré comme une agrégation d'un ensemble de sous-systèmes. Ainsi, la co-simulation permet de répartir les efforts de calcul tout en garantissant la sauvegarde de la PI. Enfin, pour montrer que la méthode de co-simulation proposée dans cette thèse est aussi valable également pour des modèles dans le domaine fréquentiel, nous allons étudier la co-simulation du modèle comportemental de la figure 3.8c développé au sein de notre laboratoire.

3.3 Co-simulation avec une approche exhaustive

3.3.1 Description du hacheur Buck

Le premier exemple portera sur l'étude des PEM conduites en MD d'un hacheur Buck qui alimente 10 résistances de $15\ \Omega$ en parallèle. Le tout est monté sur un PCB comme le montre la figure 3.10a.

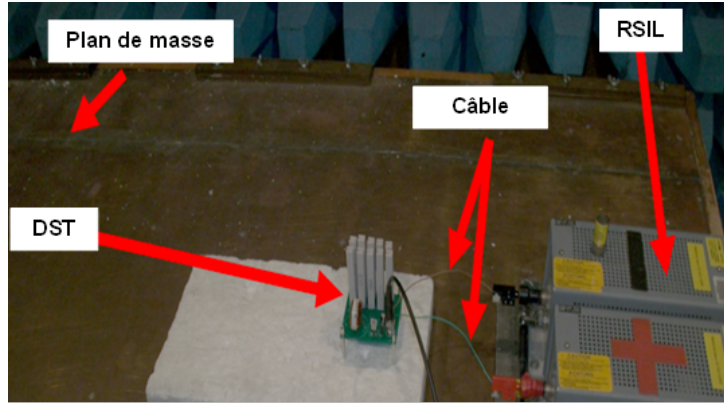
TABLEAU 3.4 – Caractéristiques du convertisseur.

—	Composants	Valeur	Unité
Entrée-Sortie	V_{in}	9	V
	V_{charge}	4,5	V
Charge	R	1,5	Ω
Hacheur	Capacité (C_1, C_2)	200	μF
	Inductance	390	μH
	Mosfet	IPB147N03L Infineon	-
	Diode	MBR745	-
	Fréquence	2,4 et 200	kHz
	Rapport cyclique	0,5	-

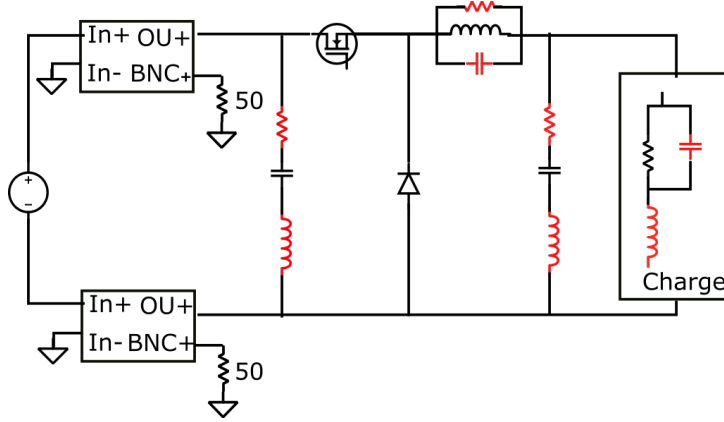
Les composants passifs (C_1 , C_2 et L) ont été dimensionnés pour limiter le taux d'ondulation en tension et courant et les composants actifs (MOSFET et DIODE) ont été choisis en fonction du courant et de la tension du convertisseur fixés par le cahier de charge (tableau 3.4). Une tension continue de 9 Volts est connectée à l'entrée des deux

TABLEAU 3.5 – Caractéristiques du convertisseur.

Composants	Éléments Parasite	Valeur	Unité
Capacité (C_1 , C_2)	L_s	3,3	nH
	R_s	21,3	m Ω
Inductance	R_p	12,17	k Ω
	C_p	36,94	pF



(a)



(b)

FIGURE 3.10 – Expérimentation. (a) Modèle électrique CEM en MD avant le découpage, la charge est constituée de 10 résistances de 15 Ω en parallèle. Les éléments parasites des composants passifs sont en rouge et leurs valeurs sont compilées dans le tableau 3.5.

RSIL. Les RSIL qui permettent de mesurer les PEM conduites sont branchés à leur tour au convertisseur. L'ensemble des éléments du banc de test a été modélisé par des circuits électriques équivalents et résolu avec un logiciel de simulation de circuit. Le modèle global permettant l'extraction des perturbations conduites de MC est représenté sur la figure 3.10b. Tous les éléments parasites des condensateurs de découplage, de l'inductance et la charge résistive sont obtenus par la mesure. Pour les composants actifs (MOSFET et diode), nous avons utilisé les modèles SPICE disponibles pour extraire les paramètres importants. Pour la méthode de co-simulation, nous avons implémenté l'algorithme 3 sous

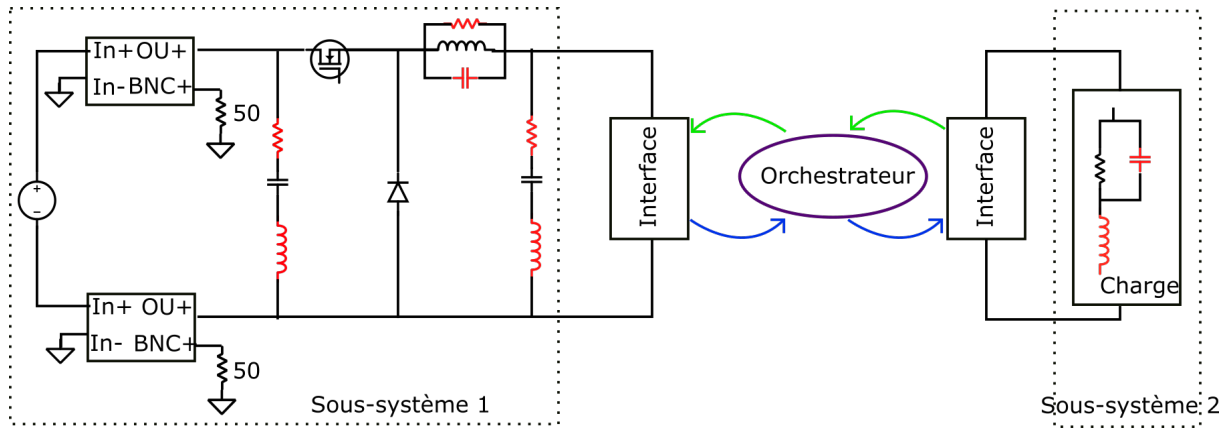


FIGURE 3.11 – Modèle électrique CEM en MD découpé avec les variables d'interface.

MATLAB et modélisé le système global ainsi que les sous-systèmes dans la bibliothèque Simscape de SIMULINK. Tous les modèles ont été exécutés sur un ordinateur portable Intel(R) Core (TM) i7-8665U CPU@1.90 2.11 GHz avec un solveur à pas de temps variable. Nous avons choisi d'étudier la co-simulation des sous-systèmes de la figure 3.11 en deux étapes, la première consiste à une validation fonctionnelle où le système de conversion est simulé sans les éléments parasites des composants passifs à une fréquence de découpage de 2,4 kHz. La deuxième validation consiste à étudier la robustesse de la méthode proposée pour l'étude des PEM conduites en MD jusqu'à 30 MHz à une fréquence de découpage de 200 kHz. Les PEM en MD obtenues par co-simulation seront confrontées aux PEM issues de modèle de référence de la figure 3.10b et de la mesure sur le RSIL+.

3.3.2 Étude fonctionnelle du hacheur Buck

La première validation est une co-simulation fonctionnelle du hacheur buck sans les éléments parasites à la fréquence de commutation de 2,4 kHz pour avoir des ondulations à la sortie du convertisseur. Le système de référence est divisé en deux parties (alimentation + hacheur et charge résistive de valeur 1,5 Ω). Aux points de découpage, on intercale le circuit équivalent de Norton de la figure 2.6d, page 50. Pour l'algorithme d'orchestration, nous avons fixé la valeur maximale de l'erreur relative $RelTol$ à 10^{-6} et par sécurité un maximum d'itération de 10, au cas où il y a un problème de convergence.

La figure 3.12 montre la variation temporelle des grandeurs électriques comparées à la simulation de référence sans découpage pour 1, 3 et 5 itération(s). Globalement on constate une bonne corrélation entre la co-simulation et la simulation de référence à partir de la 3^{ème} itération. Cette rapidité de convergence est normale car l'algorithme de co-simulation arrive à approximer correctement l'impédance du sous-système 2 qui est purement résistive (1,5 Ω) malgré les non-linéarités dues aux éléments actifs du hacheur. La figure 3.13a illustre précisément l'approximation des résistances de relaxation en fonction de l'itération. On arrive à obtenir la bonne valeur de la résistance R_1 qui n'est autre que la résistance de la charge dès la 1^{ère} itération, pour la résistance R_2 , son comportement est beaucoup moins prédictible car elle représente le comportement du sous-système 1 qui est composé d'éléments passifs et d'éléments actifs non linéaires. Pour nous, la connaissance du comportement exact des résistances de relaxation d'un sous-système n'est pas

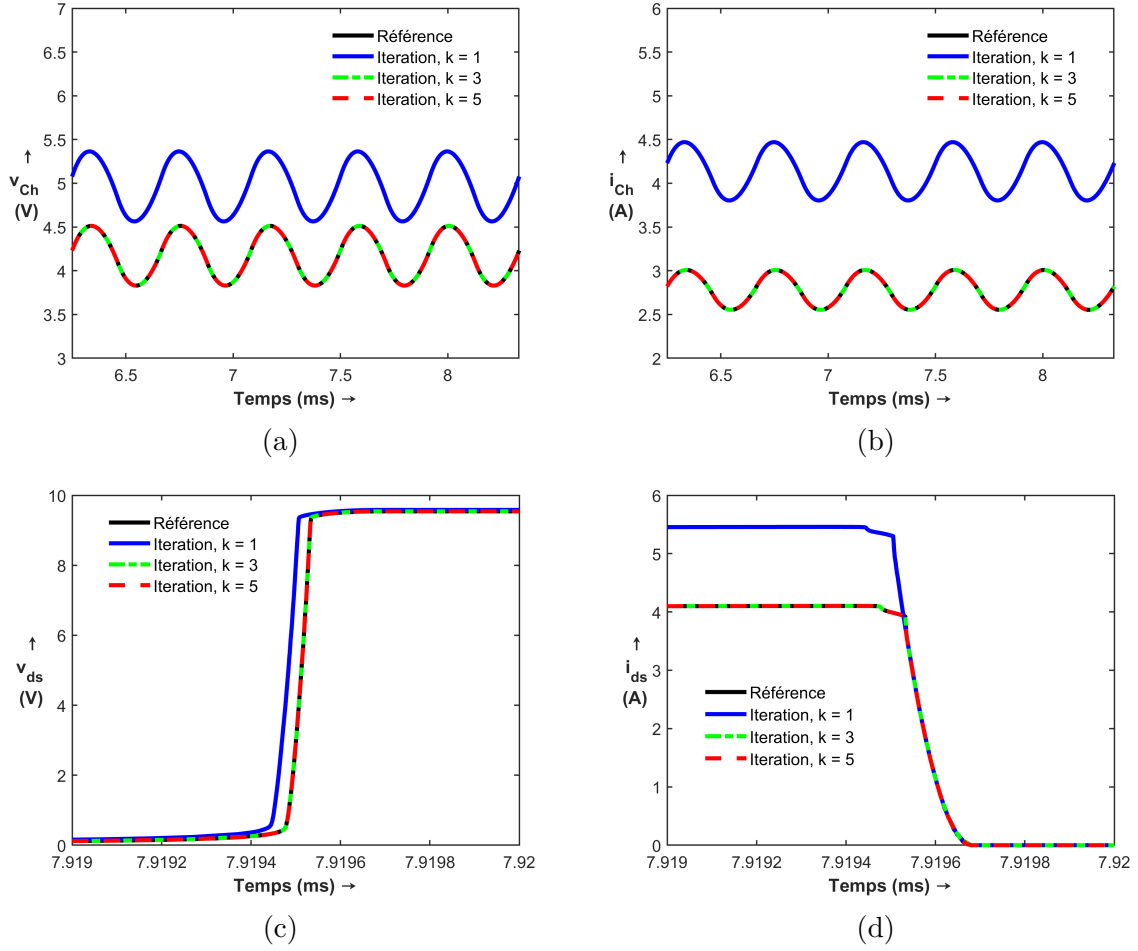


FIGURE 3.12 – Résultats de la co-simulation fonctionnelle du hacheur pour la 1^{ère}, 3^{ème} et 5^{ème} itération. (a) Tension aux bornes de la charge. (b) Courant de la charge. (c) Tension drain-source à l'ouverture. (d) Courant drain-source à l'ouverture.

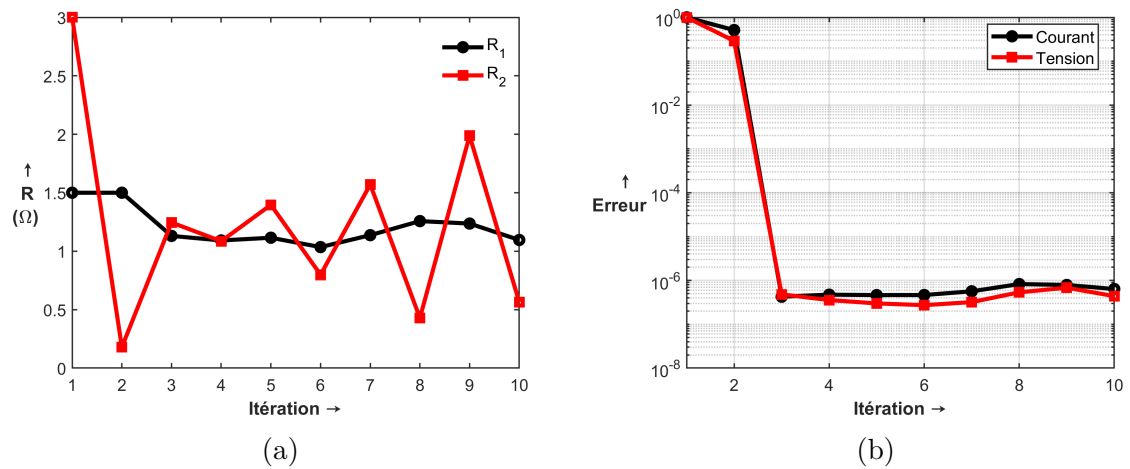


FIGURE 3.13 – Résultats de la co-simulation fonctionnelle du hacheur. (a) Approximation des résistances de relaxation. (b) Erreur relative maximale.

fondamentale, le plus important est que les valeurs de ces résistances puissent garantir la stabilité de la méthode itérative, une convergence rapide et un résultat identique (ou proche) de la référence comme les résultats obtenus sur la figure 3.12. Enfin, la figure 3.13b vient confirmer nos précédentes remarques qu'à partir de la 3^{ème} itération, l'erreur relative de l'équation 2.48 est inférieure à 10^{-6} pour la tension et le courant.

3.3.3 Étude CEM du hacheur Buck

La deuxième validation est une co-simulation des modèles CEM en MD du hacheur Buck et de la charge avec la prise en compte des éléments parasites du tableau 3.5 et des deux RSIL. La fréquence de commutation est de 200 kHz. L'algorithme de co-simulation pour la validation CEM est le même que celui validé précédemment pour l'étude fonctionnelle. Par ailleurs, un banc d'essai CEM a été utilisé pour mesurer les perturbations conduites sur le RSIL+.

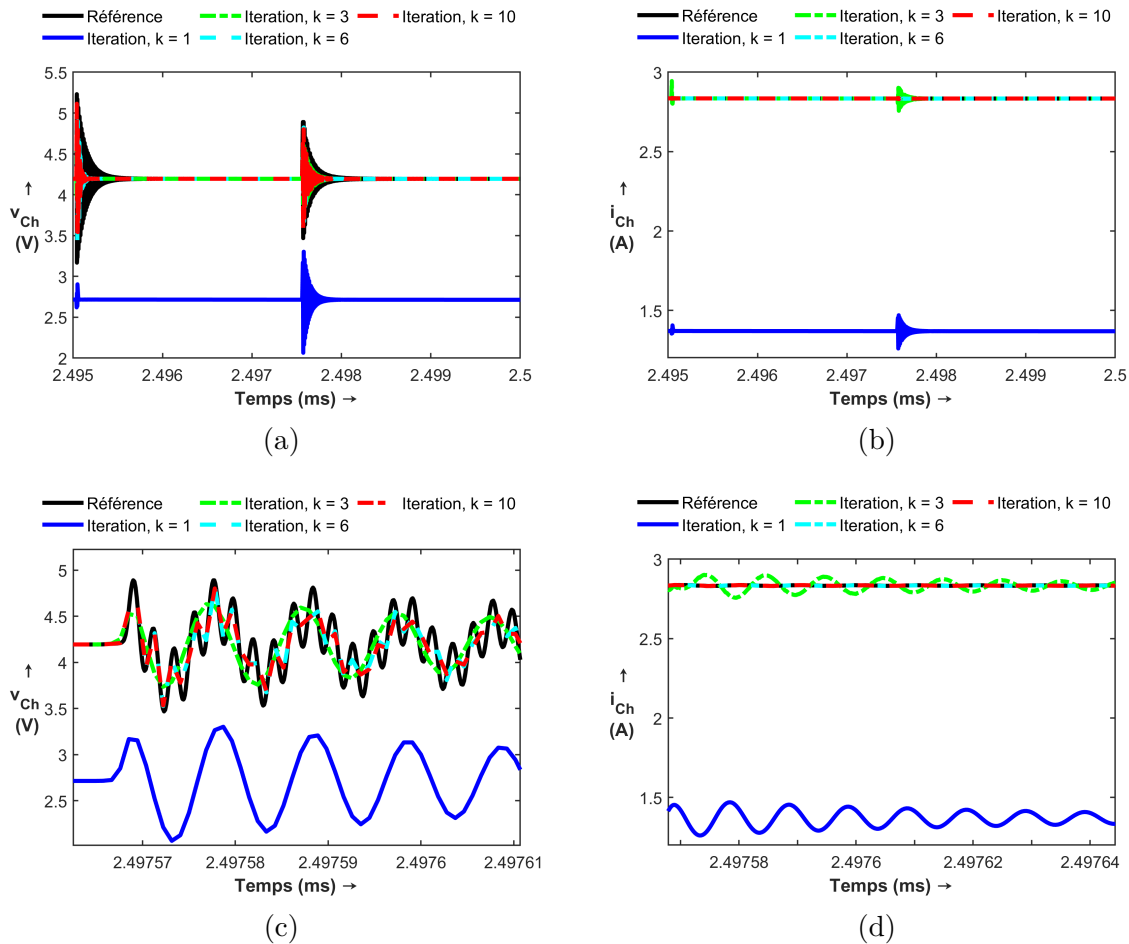


FIGURE 3.14 – Résultats de la co-simulation CEM du hacheur pour la 1^{ère}, 3^{ème}, 6^{ème} et 10^{ème} itération. (a) Tension aux bornes de la charge. (b) Courant de la charge. (c) Zoom sur la tension. (d) Zoom sur le courant.

En analysant les courbes de la figure 3.14, on observe une très bonne tendance de la méthode de co-simulation proposée. Contrairement à la co-simulation fonctionnelle, la

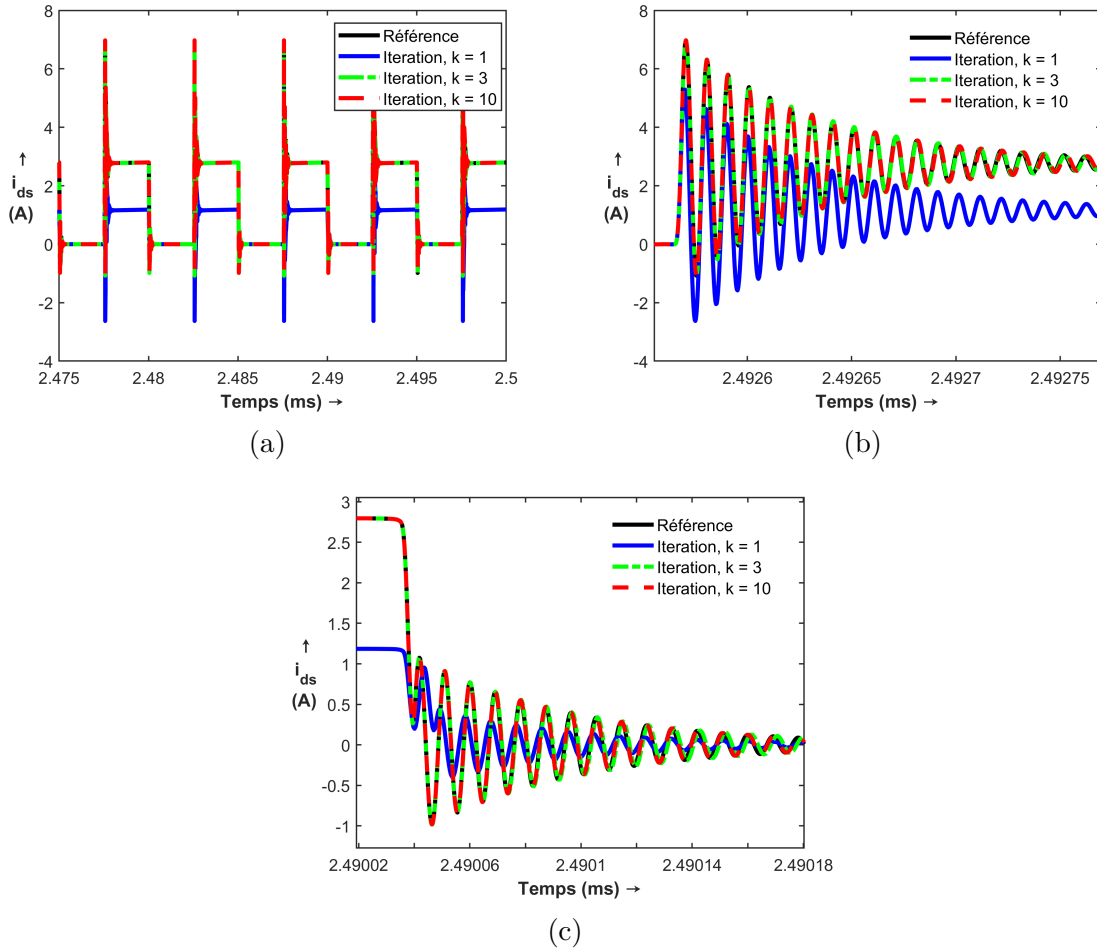


FIGURE 3.15 – Résultats de la co-simulation CEM du hacheur pour la 1^{ère}, 3^{ème} et 10^{ème} itération. (a) Courant i_{ds} drain-source du MOSFET. (b) i_{ds} lors de la fermeture du MOSFET. (c) i_{ds} lors de l'ouverture du MOSFET.

méthode proposée sur le modèle CEM avec les éléments parasites nécessite beaucoup plus d'itérations pour obtenir des résultats proches de la référence. Cela est normal car dans ce cas-ci, d'une part l'impédance de la charge n'est plus une simple résistance et d'autre part, les signaux sont beaucoup plus riches en contenu spectral avec des oscillations plus fortes des grandeurs électriques comme le courant drain-source qui traverse le MOSFET illustré sur la figure 3.15. Avec une inductance de $390\ \mu\text{H}$ et une fréquence de découpage de 200 kHz, le courant de la charge est parfaitement lisse sauf au niveau des commutations (figures 3.14c-3.14d). Sur ces figures, on constate qu'à partir de la 6^{ième} itérations, on se rapproche de plus en plus des valeurs finales de la tension et du courant de référence. Cependant, nous avons constaté que même après 20 itérations, il existe toujours une erreur absolue maximale de l'ordre de 0,14 V, soit une erreur relative de 3,33 % par rapport à la tension en régime permanent qui est de 4,2 V. Cela s'explique par le fait que pour le sous-système 1 de la figure 3.11, voit à l'interface de découpage la résistance de relaxation qui est censée représenter le comportement de la charge modélisée avec ses éléments parasites et pour le sous-système 2, voit à son tour la résistance de relaxation qui est censée représenter l'impédance du convertisseur en fonctionnement, des composants passifs et leurs éléments parasites et les RSIL. Il faut donc plus d'itérations pour transmettre les harmoniques en hautes fréquences dans les deux sens grâce aux courants équivalents de Norton uniquement. En hautes fréquences, les résistances de relaxation permettent certes de garantir la stabilité de l'algorithme itératif proposé mais ne représentent plus le comportement des impédances des différents sous-systèmes.

La figure 3.15 montre le comportement typique de la caractéristique i_{ds} de la commutation d'un MOSFET en ouverture et en fermeture. Les forts dépassement et les oscillations autour de la valeur du courant en régime établi sont dus aux éléments parasites des composants du système.

Les spectres de la figure 3.16 montrent un bon accord entre la mesure et le modèle sans découpage d'une part et d'autre part entre la mesure et la co-simulation à partir de la 3^{ième} itération sur toute la gamme de fréquences de 0 à 30 MHz. Il existe des écarts entre la mesure et les modèles (référence et co-simulation). On note un écart de 13 dB à 400 kHz et un écart d'environ 4 à 5 dB entre 6 MHz et 30 MHz. Ces écarts avec la mesure sont essentiellement dus à la non prise en compte de l'influence du PCB, du couplage entre les composants d'une part et la précision des modèles SPICE en hautes fréquences d'autre part. Finalement, on observe que l'algorithme proposé à la base pour des circuits linéaires, permet également de faire la co-simulation des circuits non linéaires. Pour le hacheur de la figure 3.10, on peut obtenir des perturbations conduites en mode différentiel identiques à celles de la simulation sans découpage (figure 3.16c, 3.16d). Cela reste néanmoins à prendre avec précaution dans la mesure où les éléments parasites de la charge restent très faibles et contribuent très peu aux PEM en MD. L'essentiel des perturbations sont dues à la commutation entre le MOSFET et la diode, aux éléments parasites des condensateurs de découplage et de l'inductance de lissage.

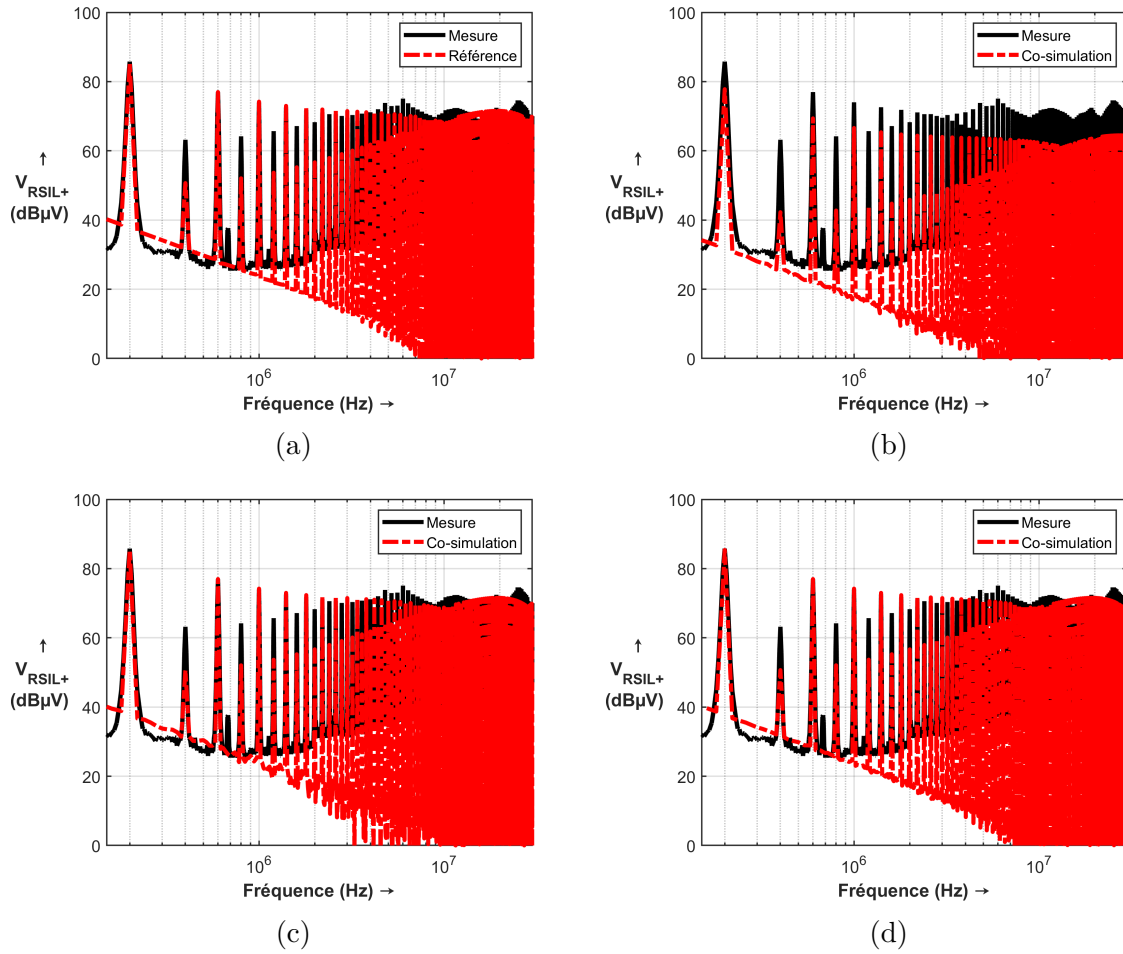


FIGURE 3.16 – Tension V_{RSIL+} obtenue par mesure, par la simulation sans découpage et par co-simulation CEM du hacheur. (a) Sans découpage. (b) 1^{ère} itération. (c) 3^{ième} itération. (d) 10^{ième} itération.

3.4 Co-simulation avec une approche comportementale

Étant donné que nous avons montré que l'algorithme 3 proposé est à la fois valable pour des modèles linéaires et non linéaires dans le domaine temporel, l'objectif dans ce qui suit, est d'étudier le même algorithme pour des modèles dans le domaine fréquentiel.

Le système étudié dans cet exemple est une chaîne de conversion de puissance de 4 kW mise en place au laboratoire Ampère. Le système est composé d'un onduleur triphasé à base de MOSFETs en carbure de silicium (SiC) qui alimente une charge RL, de deux RSIL identiques pour mesurer les PEM conduites et isoler le dispositif sous test du réseau d'alimentation DC. L'ensemble des éléments sont disposés sur un plan de masse en cuivre qui est électriquement relié à la terre. Tout le dispositif expérimental se situe dans une chambre anéchoïque permettant d'éliminer les réverbérations des ondes électromagnétiques sur les parois.

Le but de cette étude n'est pas de développer une nouvelle méthode de modélisation comportementale, ni de mettre en place un nouveau protocole de mesure CEM ou de faire des mesures CEM normatives. Ces derniers points sont d'ores et déjà très bien maîtrisés et validés au laboratoire Ampère. L'objectif principal de cette étude est d'identifier les paramètres du modèle équivalent comportemental (figure 3.8c) de la chaîne de conversion de puissance pour appliquer l'algorithme de co-simulation développée dans cette thèse. Le protocole de mesure pour l'identification du modèle est celui qui est adopté dans [43]. Les différentes parties du banc expérimental sont décrites dans les prochains paragraphes.

3.4.1 Description du banc expérimental

Hormis les appareils de mesure (sondes de courant, oscilloscope, sondes de tension différentielle), le banc expérimental est composé essentiellement de quatre parties qui sont :

3.4.1.1 Alimentation DC

L'alimentation de référence Elektro- Automatik EA-PS 9750-20 (figure 3.18) est branchée elle-même sur le secteur triphasé et peut fournir une puissance nominale de 5 kW en continu.

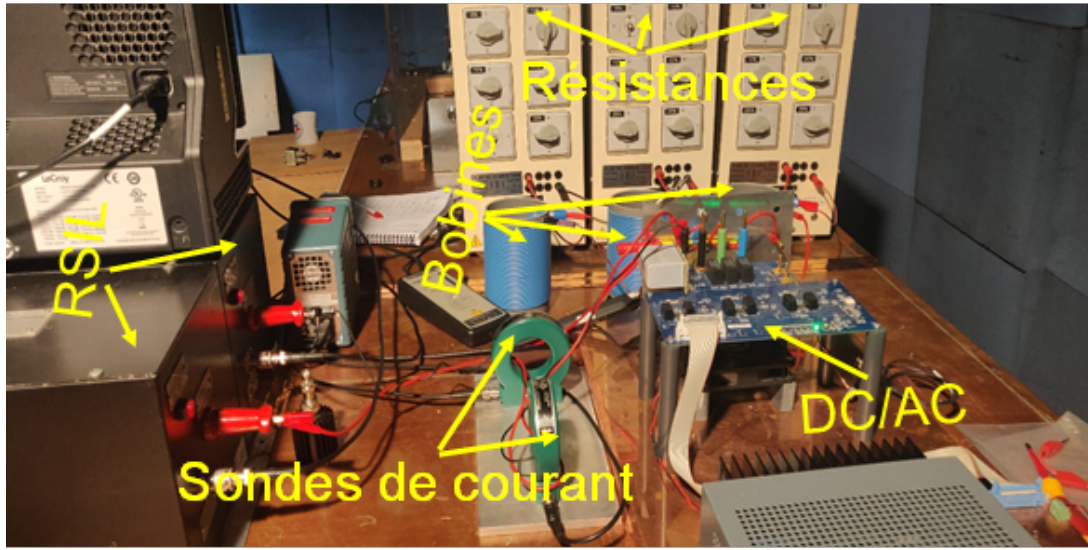
Sa tension de sortie peut varier de 0 à 750 V avec un courant en sortie pouvant aller jusqu'à 20 A. Le réglage du courant et de la tension se fait manuellement.

3.4.1.2 Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL)

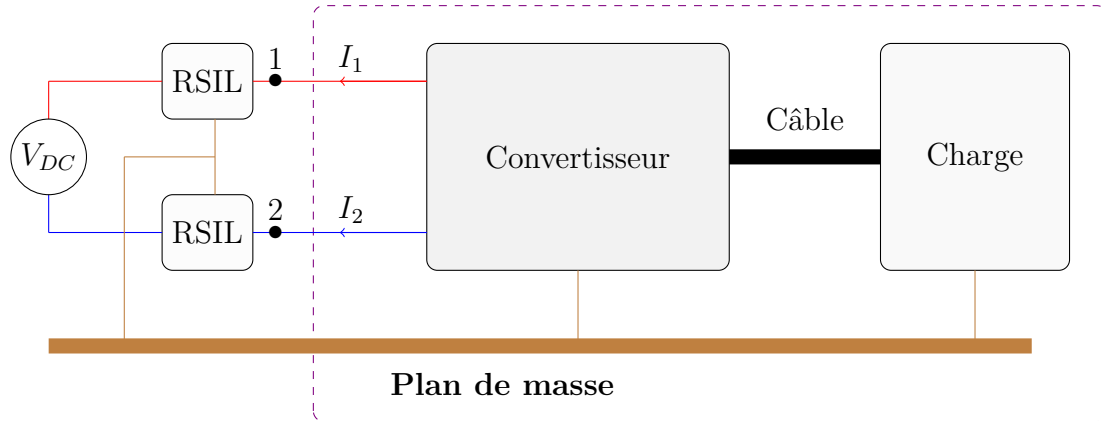
Le RSIL monophasé utilisé est de type « Prana Tegam-50 Ω -50 μ H » pouvant supporter jusqu'à 50 A. Il est constitué des filtres LC avec une inductance L_1 à aire de 50 μ H présentée sur la figure 3.19.

3.4.1.3 Convertisseur

Le convertisseur est un onduleur triphasé à base d'un module de puissance composé de MOSFETs SiC et de diodes Schottky monté à la surface inférieure un PCB comme



(a)



(b)

FIGURE 3.17 – Banc expérimental. (a) Système de conversion de puissance. (b) Schéma illustratif du setup expérimental.



FIGURE 3.18 – Alimentation DC « Elektro- Automatik EA-PS 9750-20 » .

illustré sur la figure 3.20.

Le convertisseur est aussi constitué d'un condensateur de découplage C_{dc} sur son entrée DC et de trois condensateurs de découplage C_{HF} pour les hautes fréquences montés au plus près du module de puissance. La carte de commande du module de puissance est

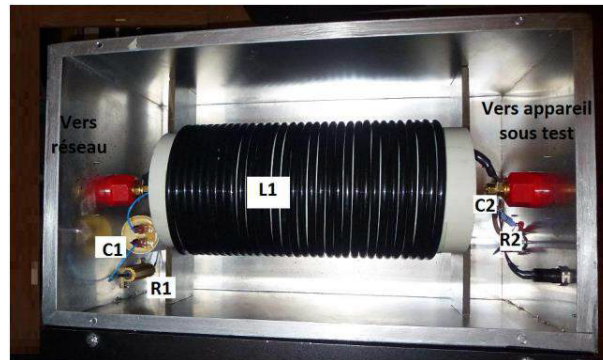


FIGURE 3.19 – Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne de type « Prana Tegam-50Ω-50μH ».

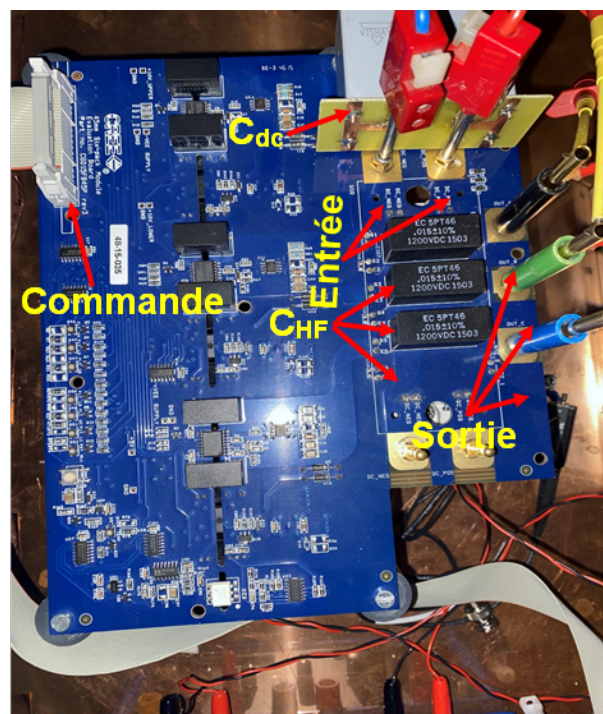


FIGURE 3.20 – Convertisseur vue de dessus.

alimentée avec une tension continue de 16 V et les MOSFETs sont commandés par une modulation de largeur d'impulsion (MLI) numérique développée sous Simulink. La MLI est générée par une modulante de 100 Hz et une porteuse de 20 kHz. Une carte dSpace est utilisée pour traduire la commande numérique issue de Simulink vers les drivers du module de puissance.

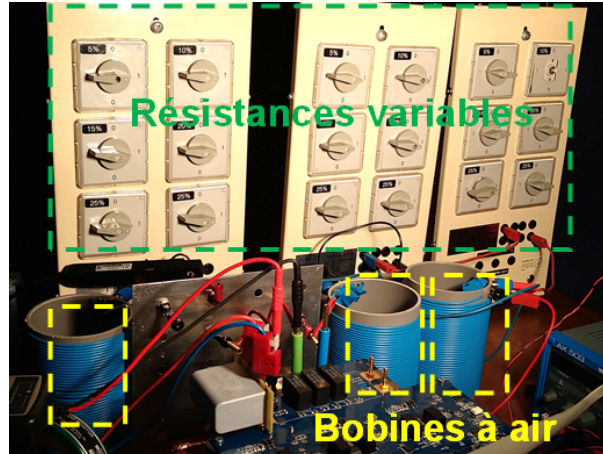


FIGURE 3.21 – Charge RL.

3.4.1.4 Charge RL

La charge RL branchée à la sortie du convertisseur est constituée de trois impédances identiques connectées en étoiles. Chaque impédance est formée d'une résistance variable en série avec une bobine à air d'une valeur de $150 \mu\text{H}$ (figure 3.21). La résistance variable permet de changer le point de fonctionnement pour une tension DC donnée. Pour une représentation plus aisée de la charge en MC, les carcasses des résistances variables sont reliées à la masse.

3.4.2 Identification des paramètres du modèle équivalent

3.4.2.1 Mesure des impédances Z_{RSIL} , Z_{MC} et Z_{MD}

L'ensemble des impédances sont mesurées grâce à un analyseur d'impédance Agilent 4294A représenté sur la figure 3.22. Il permet de faire des mesures sur une large bande de fréquences allant de 40 Hz à 110 MHz. Toutes les mesures d'impédances se font lorsque le convertisseur est à l'arrêt. La première étape de la mesure consiste à calibrer l'analyseur d'impédance pour compenser toute la connectique (sonde d'impédance et câble supplémentaire).

Ensuite, pour la mesure des impédances du MC et MD, les deux RSIL sont déconnectés et les mesures se font à l'entrée DC du convertisseur lorsque la charge RL est connectée et réglée au point de fonctionnement voulu pour l'évaluation des PEM conduites. Pour la mesure de l'impédance du MC, la carcasse de la charge et le radiateur associé au module de puissance sont reliés à la masse, tandis que pour le MD, ces deux éléments sont isolés de la masse et le convertisseur est éloigné d'une distance suffisante pour diminuer des éventuels couplages capacitifs par rapport au plan de masse. Enfin, l'impédance des RSIL

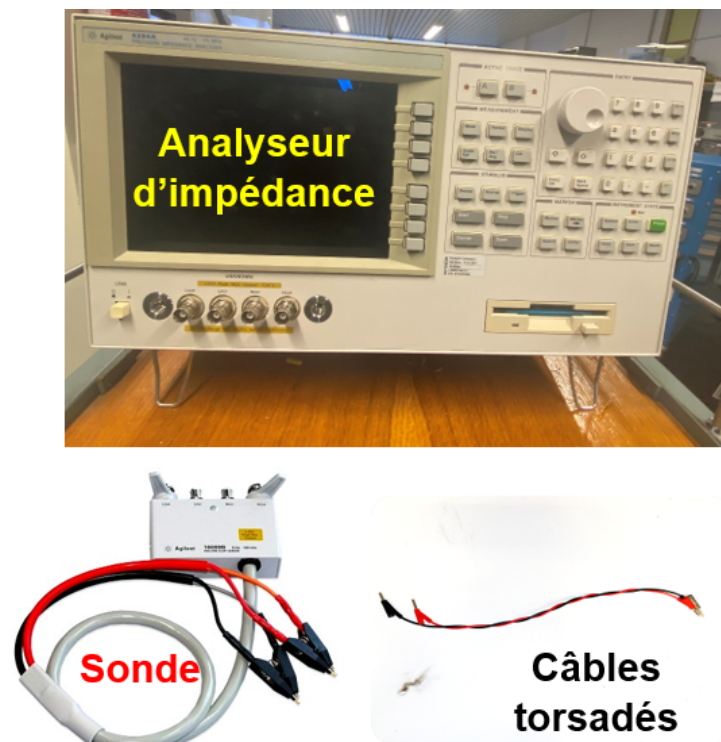


FIGURE 3.22 – Analyseur d'impédance Agilent 4294A.

est mesurée entre la sortie du RSIL et le plan de masse. La figure 3.23 illustre les différentes configurations pour la mesure de ces impédances.

Les résultats des mesures des impédances du modèle sont présentés sur la figure 3.24. Les figures 3.24a-3.24b montrent le module et la phase de l'impédance du MD. Sur ces courbes on observe un effet capacitif d'une valeur de $32 \mu\text{F}$ de 10 kHz à 124 kHz qui correspond à la capacité de découplage à l'entrée du convertisseur. De 124 kHz à 3,2 MHz, Z_{MD} a un comportement inductif d'une valeur de 52 nH dû essentiellement aux pistes du PCB et à nouveau un effet capacitif apparaît de 3,2 MHz à 3,6 MHz dû aux trois capacités de découplage HF. Enfin, il apparaît une inductance parasite de 35 nH de 3,6 à 16 MHz. Sur les figures 3.24c-3.24d, on voit l'effet des capacités parasites entre le convertisseur et le plan de masse d'une valeur équivalente de 0,7 nF de 10 kHz à 1,84 MHz pour l'impédance en MC, suivi d'un autre effet capacitif de 2,13 MHz à 14 MHz.

Pour l'impédance et la phase du RSIL qu'on voit sur les figures 3.24e-3.24f, le comportement inductif jusqu'à environ 100 kHz est tout à fait prévisible et attendu avec une inductance équivalente de $58 \mu\text{H}$ qui est proche de la valeur constructeur de $50 \mu\text{H}$. A partir de 100 kHz, on a le fonctionnement normal du RSIL avec une impédance qui tend vers la résistance 50Ω branchée à sa borne de mesure. De 10 MHz à 50 MHz, l'influence des éléments parasites du RSIL commence à apparaître.

En somme, on constate que les impédances de MC et de MD mesurées à l'entrée du convertisseur sont indépendantes du point de fonctionnement. Dans la mesure où, pour le MC, l'impédance Z_{MC} a globalement un comportement capacitif dû aux capacités parasites entre le convertisseur et le plan de masse d'une part et entre la carcasse des résistances et le plan de masse d'autre part, a priori ces capacités parasites ne changent pas lorsqu'on change le point de fonctionnement. De même pour le MD, l'impédance

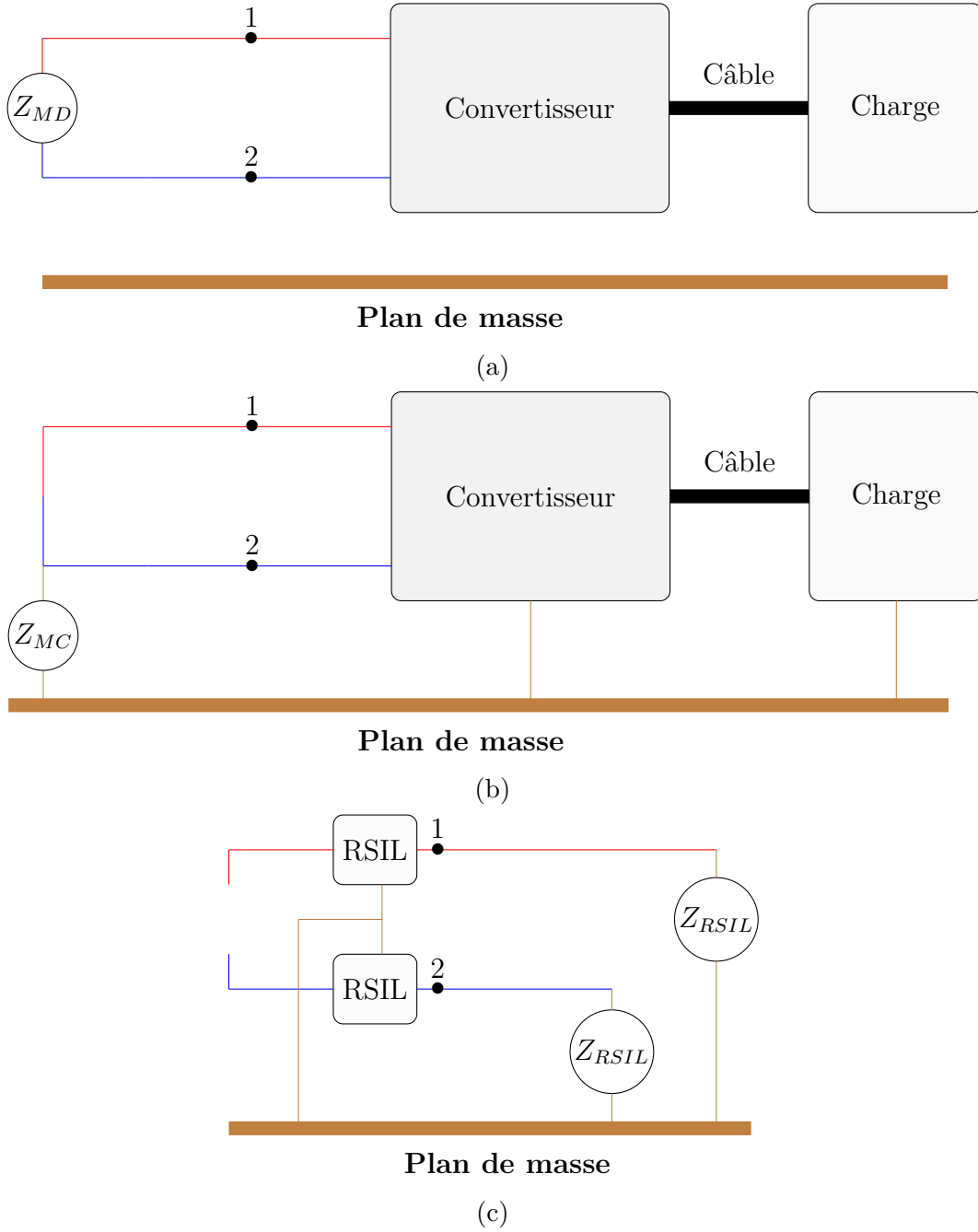


FIGURE 3.23 – Schéma représentatif des différentes configurations pour la mesure des impédances. (a) Mesure de Z_{MD} . (b) Mesure de Z_{MC} . (c) Mesure de Z_{RSIL} .

de la charge RL qui impose le point de fonctionnement est totalement masquée par les capacités de découplage à l'entrée du convertisseur. A aucun moment on ne voit l'effet de l'inductance à air (de $150 \mu\text{H}$) de la charge sur la figure 3.24a. Par ailleurs, dans [43], il a été démontré pour la même chaîne de conversion de puissance que même en variant de 30%, 60% et 90% le point de fonctionnement par ajustement de la résistance de la charge, les impédances de MC et de MD ne sont quasiment pas impactées. C'est la raison pour laquelle on considère que les impédances de MC et de MD à l'entrée du convertisseur

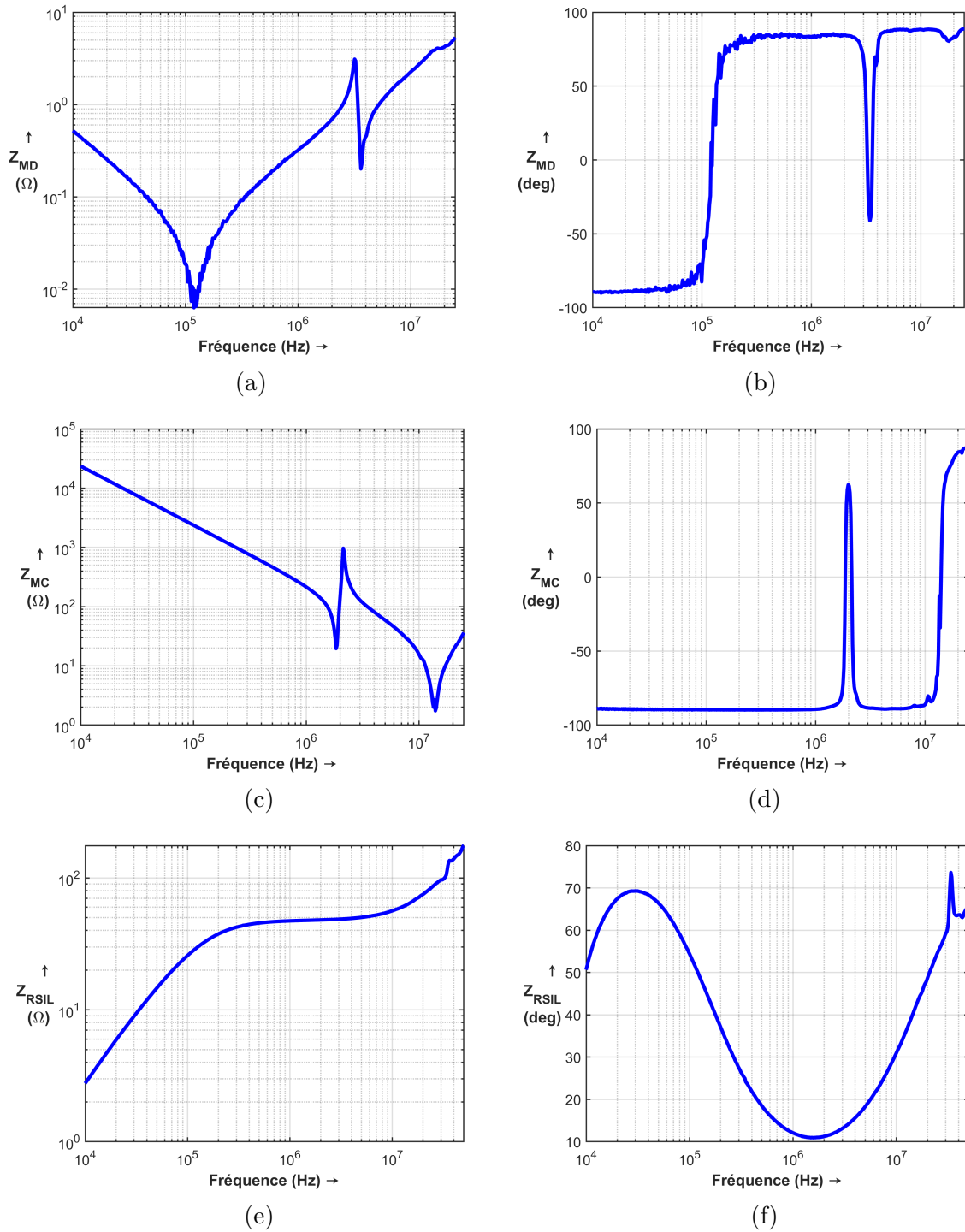
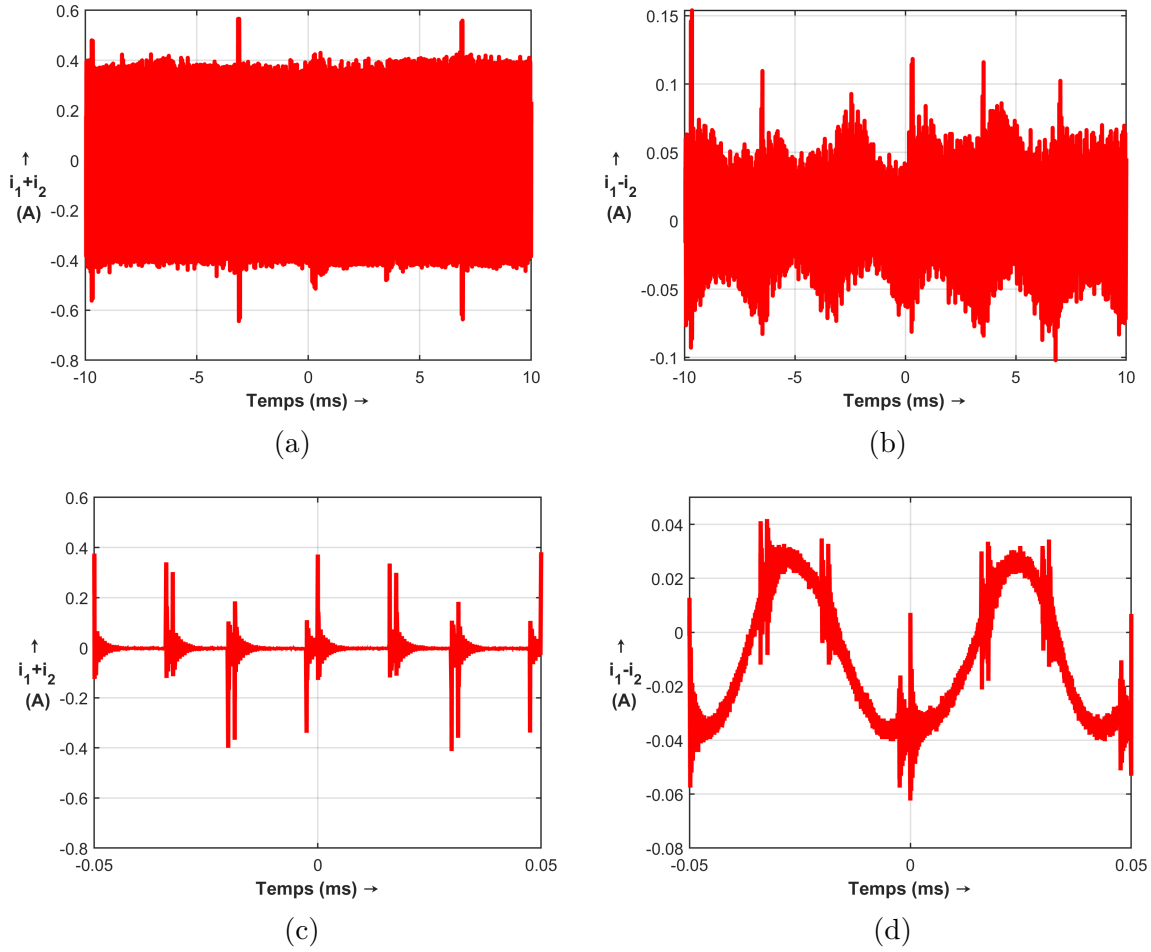


FIGURE 3.24 – Impédances mesurées. (a) Module de Z_{MD} , (b) Phase de Z_{MD} . (c) Module de Z_{MC} , (d) Phase de Z_{MC} . (e) Module de Z_{RSIL} , (f) Phase de Z_{RSIL} .

sont identiques lorsque ce dernier est en fonctionnement ou à l'arrêt. Toutefois, cette hypothèse est à prendre avec précaution surtout pour l'impédance de MD dans la mesure où en l'absence de ces capacités de découplage, on verrait clairement l'influence de la charge.

FIGURE 3.25 – Courants mesurés. (a) et (c) $i_1 + i_2$. (b) et (d) $i_1 - i_2$.

3.4.2.2 Mesure des Courants $I_1 + I_2$ et $I_1 - I_2$

Pour mesurer les courants, nous disposons de deux sondes de courants identiques PEARSON CURRENT MONITOR MODEL 6595 ayant une sensibilité de 0,25 V/A sur 50 Ω de 100 Hz à 150 MHz (données du constructeur) et d'un oscilloscope LeCroy (WaveRunner HRO 64 Zi, 400 MHz, 12bit, 2gs/s).

De plus, à la sortie de l'onduleur, nous avons des signaux à une fréquence de 50 Hz, ce qui correspond à un temps d'acquisition des signaux au moins égal à $1/(50 \text{ Hz}) = 20 \text{ ms}$. Pour une fréquence maximale du spectre de 50 MHz avec au moins 2 points par période (critère de Shannon), il faut au maximum $1/(2 \times 50 \text{ MHz}) = 10 \text{ ns}$, soit au moins $(2 \times 50 \times 10^6 \text{ Hz})/(50 \text{ Hz}) = 2 \times 10^6$ points sur une période de 20 ms. En plus, avec une fréquence de découpage de 20 kHz, soit 50 μs , on a $(20 \text{ ms})/(50 \mu\text{s}) = 400$ périodes de découpage sur chaque période des signaux électriques en sortie de l'onduleur. Nos mesures sont donc effectuées avec une période d'échantillonnage de 5 ns avec 4×10^6 points par période de 20 ms.

Les courbes des courants $i_1 + i_2$ et $i_1 - i_2$ pour le point de fonctionnement ($V_{DC} = 250 \text{ V}$, $I_{DC} = 5 \text{ A}$, $P = 1,25 \text{ kW}$) sont présentées respectivement sur les figures 3.25a, 3.25c et figures 3.25b, 3.25d. Une transformation de Fourier est appliquée à ces grandeurs tempo-

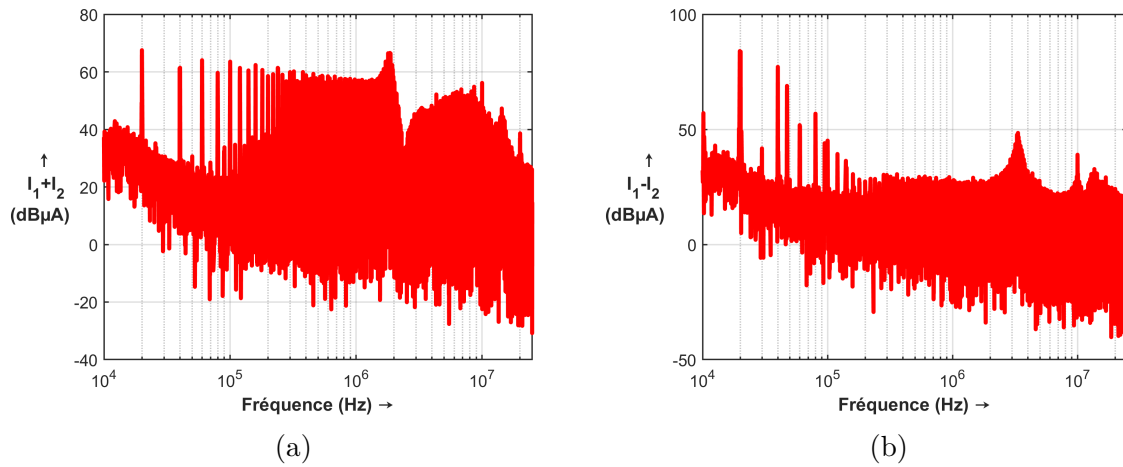


FIGURE 3.26 – Courants mesurés. (a) $i_1 + i_2$. (b) $i_1 - i_2$.

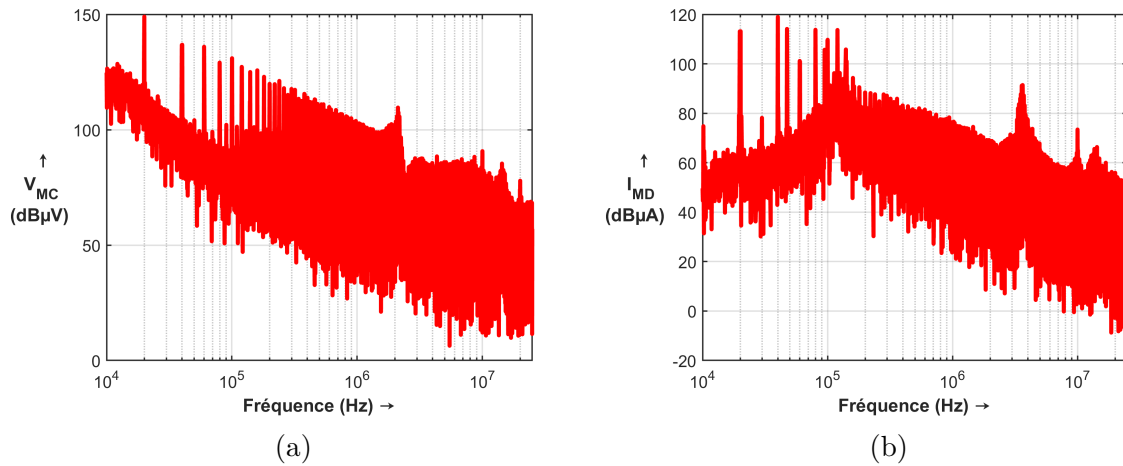


FIGURE 3.27 – PEM conduites. (a) Tension de MC. (b) Courant de MD.

relles sur MATLAB pour obtenir les spectres de ces derniers de 10 kHz à 50 MHz comme le montre la figure 3.26. Cette figure montre que la première harmonique apparaît à 20 kHz qui correspond à la fréquence de découpage de l'onduleur et l'enveloppe du courant de MD est supérieure à celle du MC jusqu'environ 100 kHz qui correspond à la fréquence de résonance de l'impédance de MD (figure 3.24a). Il y a par exemple plus de 16 dB d'écart à 20 kHz entre ces deux courants. Nous avons également constaté pour le courant de MD, une apparition de certaines résonances à des fréquences non multiples de la fréquence de découpage comme c'est globalement le cas pour le courant du MC. Enfin, les équations 3.4 et 3.5 nous permettent de calculer les PEM en tension du MC et en courant de MC comme on peut le voir sur la figure 3.27.

3.4.3 Application de la co-simulation dans le domaine fréquentiel

Dans cet exemple, nous avons découpé le circuit équivalent de la figure 3.28 en deux sous-parties aux nœuds 1 et 2. Étant donné que nous avons développé les variables d'interface qui est un circuit équivalent de Norton par rapport à la masse (figure 2.6d), il y a dans ce cas un circuit équivalent de Norton connecté sur chaque nœud de chaque sous-partie.

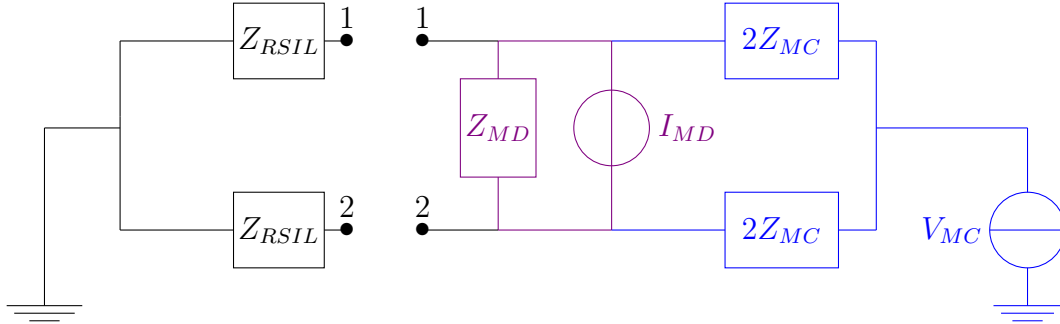


FIGURE 3.28 – Découpage de circuit de la figure 3.8c en deux sous-systèmes. À gauche le sous-système 1 et à droite la sous-système 2.

L'algorithme 3 pour les équations analytiques de cet exemple est implémenté sous MATLAB avec une nouvelle ré-interprétation des équations (3.3) et (3.4). Contrairement aux exemples dans le domaine temporel où nous prenons la moyenne quadratique de ces équations pour estimer les résistances de relaxation aux interfaces, ce qui correspondait à des impédances purement résistives aux interfaces, pour le domaine fréquentiel, nous avons gardé les mêmes équations sans approximation. Cela nous donne à chaque itération de l'algorithme un **vecteur d'impédances complexes** correspondant au vecteur de fréquence pour chaque interface. Par ailleurs, s'il est possible d'approximer les impédances de relaxation par des résistances dans le domaine temporel grâce notamment aux méthodes numériques de discrétisation utilisées dans ces solveurs (méthode d'Euler explicite, méthode trapézoïdale par exemple), nous avons constaté qu'il n'est pas évident de faire cette approximation dans le domaine fréquentiel compte tenu des fortes variations des impédances (modules et phases) dans le domaine fréquentiel comme le montre les courbes de la figure 3.24. En utilisant les impédances de la figure 3.24 et les sources de tension et de courant de la figure 3.27, nous allons comparer les sommes " $I_1 + I_2$ " et " $I_1 - I_2$ " mesurées et celles issues de la co-simulation entre les sous-systèmes de la figure 3.28. Pour cet exemple, l'algorithme 3 est adapté pour étudier les deux processus itératifs 2 et 1.

Les figures 3.29 et 3.30 montrent les résultats de co-simulation avec un processus itératif de GJ dans chaque sous-système pour 2, 4 et 7 itérations. On remarque que l'algorithme itératif ne converge qu'après 6 itérations, ce qui correspond à une erreur relative maximale très faible $< 10^{-10}$ comme illustrée sur la figure 3.31 pour l'algorithme de GJ. Pour un calcul séquentiel (algorithme de GS), la figure 3.31 montre une convergence environ deux fois plus rapide que celui de GJ. Cela est conforme aux équations 2.37 et 2.38 qui montrent que la vitesse/taux de convergence ρ décroît avec l'itération avec une puissance de "1" pour l'algorithme de GJ et une puissance de "2" pour l'algorithme

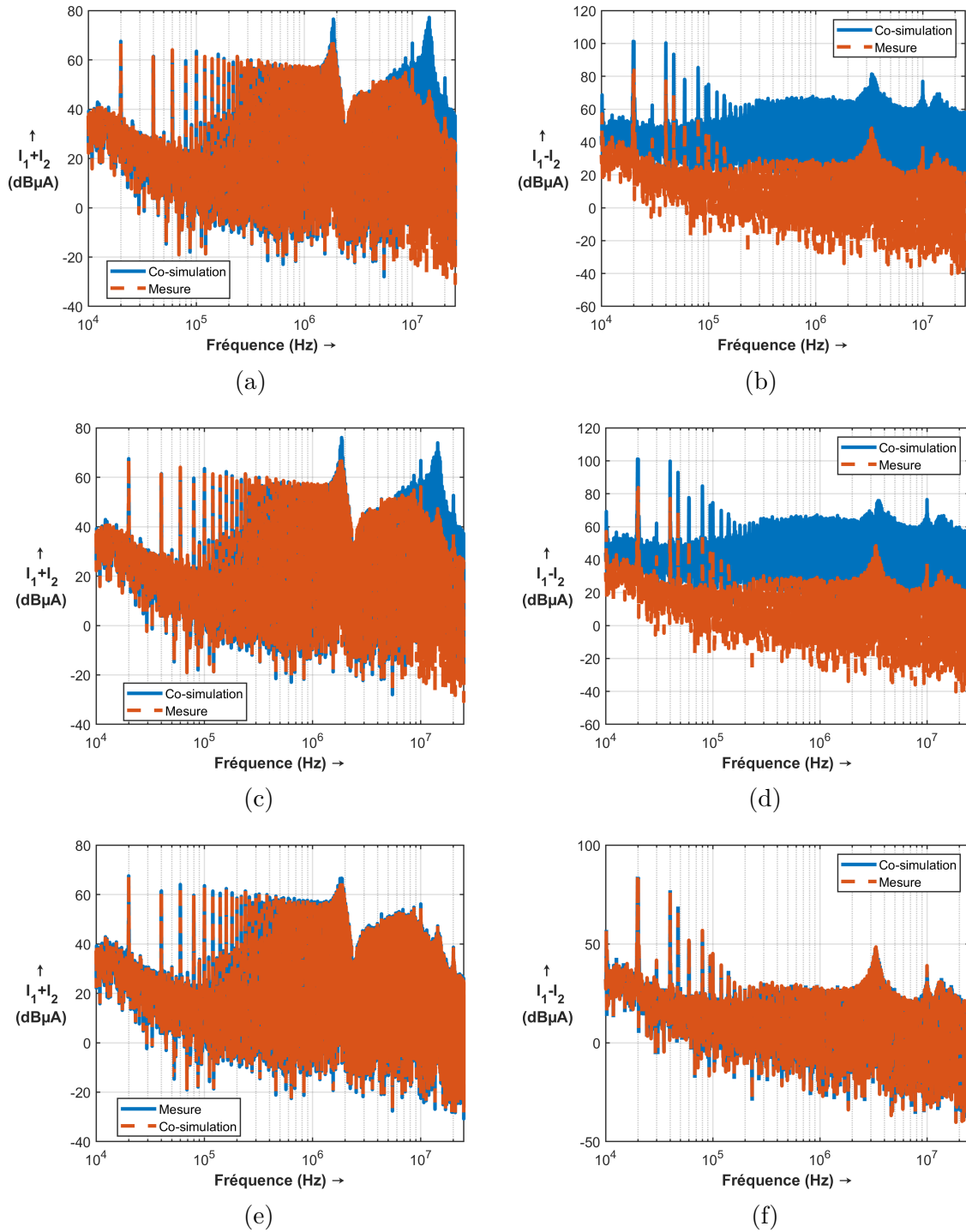


FIGURE 3.29 – Résultats de co-simulation pour le sous-système 1. (a)-(b) 2^{ième} Itération. (c)-(d) 4^{ième} Itération. (e)-(f) 7^{ième} Itération.

de GS. En définitive, la méthode de co-simulation proposée dans la section 2.6 est tout aussi applicable pour des systèmes qui sont modélisés dans le domaine fréquentiel avec des impédances complexes de relaxation au lieu de résistances de relaxation comme pour les applications dans le domaine temporel. Cependant, la co-simulation de cet exemple

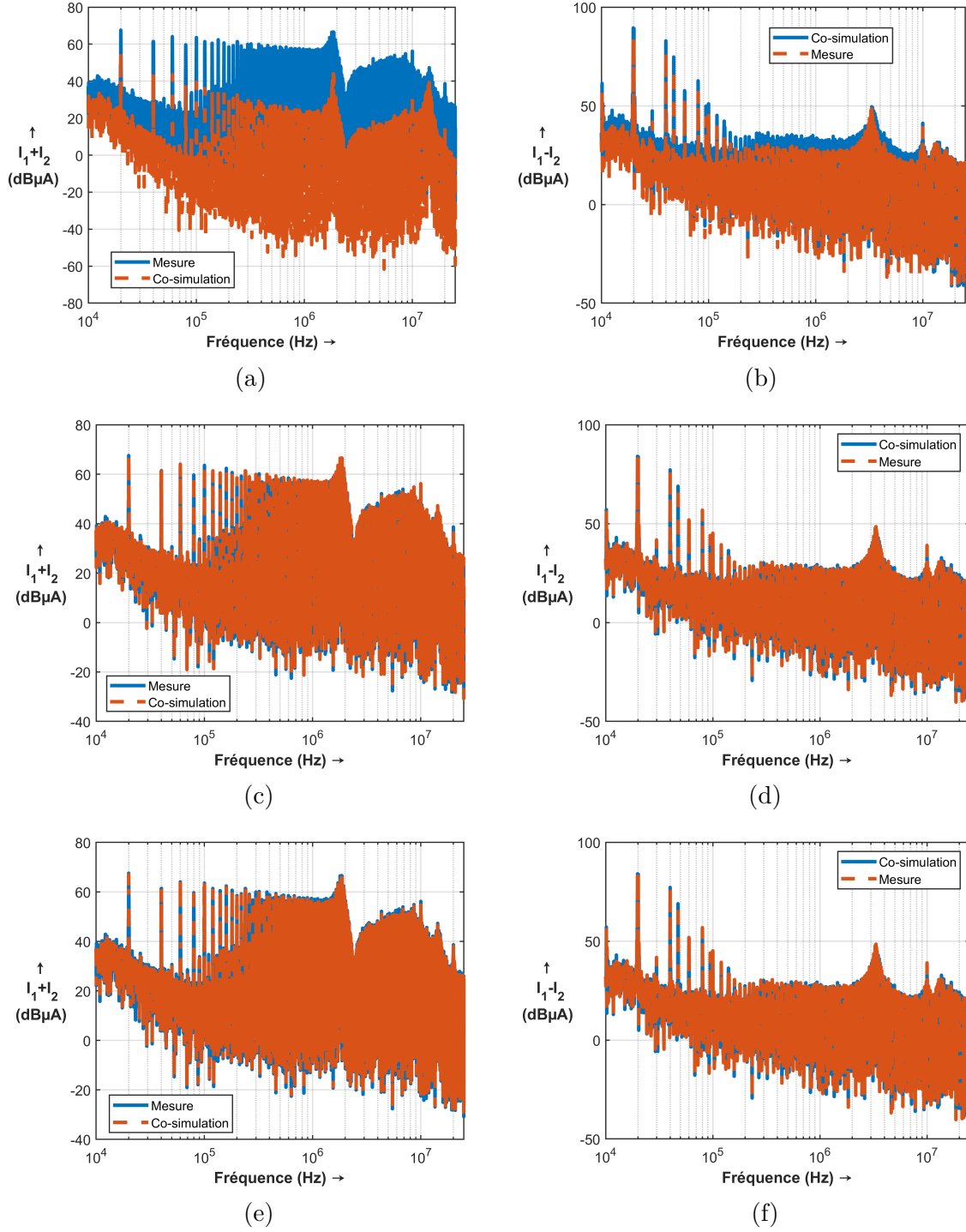


FIGURE 3.30 – Résultats de co-simulation pour le sous-système 2. (a)-(b) 2^{ème} Itération. (c)-(d) 4^{ème} Itération. (e)-(f) 7^{ème} Itération.

dans le domaine fréquentiel est faite avec des équations analytiques que nous avons nous même implémentées sous MATLAB, ce qui a facilité d'un côté la mise en place de la co-simulation, mais d'un autre côté, cela reste tout de même à valider avec un logiciel de simulation dans le domaine fréquentiel. Ce qui n'a pas été le cas dans cette thèse à

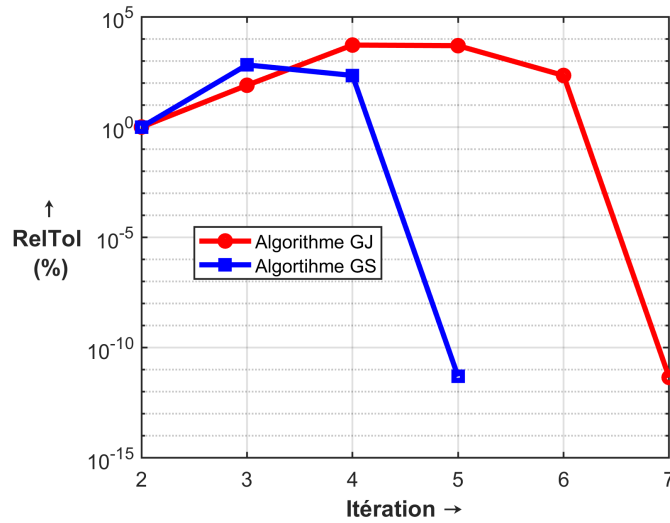


FIGURE 3.31 – Erreur relative de l'équation 2.48 pour l'exemple de co-simulation dans le domaine fréquentiel.

cause de la non-disponibilité d'un logiciel permettant de faire une analyse fréquentielle sur une large bande de fréquences avec la possibilité d'imposer des impédances complexes. Nonobstant ces limites, cette méthode développée est tout à fait envisageable pour des systèmes de complexité industrielle où le découpage trouve tout son sens pour éviter l'échange des modèles et accélérer la résolution du modèle.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, il a été question d'appliquer la méthode de co-simulation développée dans la section 2.6 à l'étude de la CEM pour des systèmes non-linéaires dans le domaine temporel et des systèmes linéarisés dans le domaine fréquentiel.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons fait un bref état de l'art des méthodes de modélisation des perturbations électromagnétiques conduites des convertisseurs d'électronique de puissance. Il en est ressorti une classification en deux grandes familles de modèles. Les modèles comportementaux, qui consistent à représenter un système par des sources équivalentes le plus souvent dans le domaine fréquentiel qui n'ont pas de sens physique. Ces modèles présentent des avantages comme d'être définis dans le domaine fréquentiel où sont définies les normes CEM, d'être rapide à calculer, mais le fait de devoir disposer d'un prototype réel pour identifier le modèle fait que ces modèles comportementaux ne sont pas utilisables dès la phase de conception d'un système. La deuxième famille est l'approche de modélisation exhaustive. D'une part, cette approche a un intérêt particulier pour les industriels, car elle permet la prise en compte de la CEM dès la phase de conception sans avoir le prototype. D'autre part, cette approche est limitée pour des systèmes complexes avec plusieurs partenaires/fournisseurs industriels car elle demande les détails de chaque sous-système, ce qui pose des problèmes de propriété intellectuelle. En plus, le calcul des modèles se fait dans le domaine temporel, ce qui conduit à des temps de calcul prohibitifs pour des modèles CEM complexes.

Au vu de l'objectif de prédire les PEM du système, l'approche de modélisation extensive est la plus adaptée pour la mise en place d'une méthode de co-simulation. En effet, le modèle est dans le domaine temporel et il existe plusieurs outils de simulation permettant de supporter ce type de modèles. Ensuite, c'est une approche prédictive et enfin, avec une méthode de co-simulation, cette approche devient plus intéressante puisqu'il n'est plus nécessaire d'assembler les modèles de tous les sous-systèmes dans le même outil de simulation. On préserve ainsi la confidentialité tout en répartissant les efforts des calculs.

La méthode développée a été ainsi appliquée à l'étude des perturbations conduites en mode différentiel d'un hacheur Buck alimentant une charge résistive constituée de 10 résistances en parallèle. Le modèle CEM avec les éléments parasites du Buck sans découpage est pris comme la référence. Puis ce modèle est découpé en deux sous-circuits, le convertisseur d'un côté et la charge de l'autre côté. La première étude fonctionnelle du convertisseur sans les éléments parasites montre une très bonne cohérence des résultats de co-simulation et une étude CEM appuyée par des résultats expérimentaux vient confirmer l'applicabilité de la méthode développée pour un système à large bande de fréquence. Enfin, la dernière partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de la co-simulation pour des systèmes dans le domaine fréquentiel. Un exemple avec une modélisation comportementale vient valider la versatilité et le potentiel qu'offre cette approche de co-simulation pour des systèmes de complexité industrielle.

Ayant étudié la méthode de co-simulation proposée dans cette thèse pour des systèmes modélisés avec des circuits électriques linéaires et non-linéaires dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel, le prochain chapitre est orienté vers l'étude de la co-simulation (ou du couplage) entre les parties d'un système modélisées par des circuits électriques et d'autres parties du même système modélisées par une méthode des éléments finis pour l'étude de la CEM rayonnée en basse fréquence d'un dispositif multiphysique.

Chapitre 4

Application de la co-simulation à l'étude du rayonnement d'un système multiphysique

Le succès, c'est être capable d'aller d'échec en échec sans perdre son enthousiasme.

Winston Churchill.

4.1 Introduction

L'objectif dans ce chapitre est d'étendre la méthodologie proposée dans le chapitre 2 à l'étude du rayonnement électromagnétique d'un système multiphysique en basse fréquence. Le système choisi est un dispositif de transfert d'énergie inductif pour la charge des véhicules électriques (VEs) mis en place au laboratoire GeePs. Il est constitué généralement d'une source d'alimentation DC, d'un convertisseur DC/AC, du coupleur magnétique, d'un redresseur et de la charge. Dans un premier temps, nous allons présenter une vue d'ensemble des systèmes de transfert d'énergie inductif et les problèmes CEM associés dans les véhicules électriques, ensuite, la démarche de modélisation numérique classique, qui consiste à extraire les éléments équivalents du modèle moyen (circuit électrique) à partir d'un calcul numérique par éléments finis 3D est présentée. De plus, une méthode de co-simulation entre le modèle 3D du coupleur magnétique et les autres parties du système (onduleur, redresseur et charge) est proposée, ce qui permet de prendre en compte les non-linéarités de tous les sous-systèmes en même temps contrairement au modèle moyen classique. Enfin, des mesures expérimentales des grandeurs électriques et magnétiques sur un système de transfert inductif réel sont faites pour valider la méthodologie proposée.

4.2 Système de transfert d'énergie inductif pour VEs

4.2.1 Contexte

Le développement massif des véhicules électriques (VEs) est un impératif écologique majeur pour remplacer les véhicules conventionnels qui utilisent des moteurs à combustion. Les véhicules électriques utilisent des batteries embarquées à la place des combustibles fossiles pour stocker l'énergie électrique nécessaire à la propulsion du véhicule. Plusieurs blocs de batteries de grande capacité et de forte puissance sont généralement nécessaires pour que les VEs puissent fonctionner sur des distances raisonnables. Cependant, il n'est pas facile de réaliser des batteries fiables et compétitives pour ces VEs dans la gamme de 1 kW à 10 kW en raison des exigences de coût, de niveau de sécurité, de densité de puissance, de durée de vie, de volume et de poids, qui doivent tous être satisfaits simultanément. Par ailleurs, les batteries lithium-ion actuellement commercialisées pour ces véhicules sont reconnues comme la solution la plus compétitive, mais leur densité de puissance est inférieure à 100 Wh/kg [104, 105]. D'autre part, l'essence a une densité énergétique d'environ 12000 Wh/kg [106], ce qui fait que les VEs ne sont pas suffisamment attractifs par rapport aux véhicules conventionnels jusqu'à présent.

De plus, les temps de recharge des batteries des VEs les rendent peu attrayants pour de nombreux consommateurs. C'est pourquoi, il est primordial d'étudier et de développer des méthodes de recharge plus efficaces et plus pratiques pour un déploiement optimal de ces véhicules. La recharge par conduction (Plug-in), qui consiste à connecter le véhicule électrique à une source d'énergie par le biais d'un câble électrique, pose certaines limites à l'utilisation du VE pendant la recharge. De plus, les problèmes de vieillissement des câbles électriques pour la recharge Plug-in peuvent également présenter un danger pour les personnes ou l'utilisateur se trouvant dans l'environnement proche du véhicule. Pour résoudre ces problèmes, on souhaite remplacer de plus en plus la recharge par conduction (Plug-in) par des systèmes de recharge dont le transfert de puissance se fait par induction

pour recharger les batteries des VEs. Avec cette nouvelle technique de recharge, les VEs peuvent être rechargés dans un espace de stationnement, comme avec la recharge par conduction, mais aussi de manière dynamique sur la route. Ce système de charge présente de nombreux avantages, tels que l'élimination des câbles, de plus, il nécessite moins d'entretien et peut embarquer moins de batteries pour un système de charge dynamique par exemple [104, 107].

Cependant, le système de charge par induction présente certains inconvénients, comme la diminution considérable de l'efficacité du système lorsque la distance entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice change. L'autre inconvénient majeur de ces systèmes est le rayonnement électromagnétique dans l'environnement proche du système qui doit être pris en compte et évalué pour répondre aux exigences des normes et standards [12, 108, 109].

4.2.2 Historique

Pour les non-initiés, c'est une innovation technologique de pouvoir recharger son téléphone sans le connecter sur le secteur grâce à la recharge par induction et pourtant, c'est une technologie qui remonte à plus d'un siècle. Mais malgré le fait que l'histoire du transfert de l'énergie par induction remonte à plus de 100 ans, cette technologie commence seulement à devenir omniprésente pour beaucoup d'objets. Par exemple, sur les téléphones portables, dans le tableau de bord des véhicules et même pour la recharge des VEs. Selon plusieurs projections, le marché du transfert d'énergie sans fil devrait augmenter très vite dans les prochaines années pour remplacer la plupart des systèmes de recharge de nos objets connectés à basse consommation.

L'induction électromagnétique a été découverte indépendamment par Michael Faraday en 1831 et Joseph Henry en 1832. Mais Faraday a été le premier à publier les résultats de ses expériences sur l'induction électromagnétique dans une série de conférences données en 1831 à la Royal Society à Londres. Le phénomène qu'il avait mis en évidence était la génération d'un courant électrique dans un fil formant un circuit fermé par la variation du courant dans un fil adjacent ainsi que par le fait que le fil soit en présence d'une force magnétique changeante [110].

A partir de 1891, il y a eu Nikola Tesla (1856-1943), qui avait le rêve de transmettre de l'électricité sans fil. Il a tout d'abord utilisé les principes sous-jacents de Faraday pour démontrer la capacité de transmettre l'énergie électrique dans l'air. Puis, il a créé son premier modèle à la fin du XIXe siècle (figure 4.1). Aujourd'hui, la bobine Tesla qui doit son nom à son inventeur est exposée à l'Observatoire Griffith de Los Angeles¹. Le prototype de bobine de Tesla y est exposé depuis 1937. Dans la démonstration, il alimente une enseigne au néon sans fil et c'est le même principe qui est utilisé actuellement pour tous nos objets à recharge par induction.

Parce que l'innovation ne s'arrête jamais, l'utilisation du transfert d'énergie transcutané pour alimenter des implants de très faibles consommations [111–113] est une application type de cette technologie dans le secteur médical. Par ailleurs, il est de plus en plus envisagé de remplacer les connectiques dans les environnements sévères ou explosifs par des systèmes de transfert d'énergie inductif. On peut également citer des applications comme le chauffage des plaques métalliques par induction [114] et tant d'autres dans tous les secteurs d'activité.

1. <https://griffithobservatory.org/exhibits/wilder-hall-of-the-eye/tesla-coil/>



FIGURE 4.1 – Bobine de Tesla (<https://griffithobservatory.org/exhibits/>).

Dans le secteur des transports, il existe de nombreux travaux/projets dans plusieurs pays pour mettre en place la recharge par induction pour des véhicules électriques ou pour l'alimentation auxiliaire des trains à lévitation magnétique [115, 116]. Ces travaux se distinguent par la nature de la recharge par induction, c'est-à-dire lorsque le véhicule est à l'arrêt, on parle alors de charge ou alimentation "statique" et lorsque le véhicule est en mouvement on parle de charge en "dynamique". Au plan national, il y a eu des projets français comme le projet Praxitèle² en 1996 et plus récemment le projet du constructeur français Renault à travers son institut de recherche VEDECOM en collaboration avec Supélec. Ce dernier projet visait à mettre en place une piste de recharge inductif de 2,5 kW en dynamique (figure 4.2).

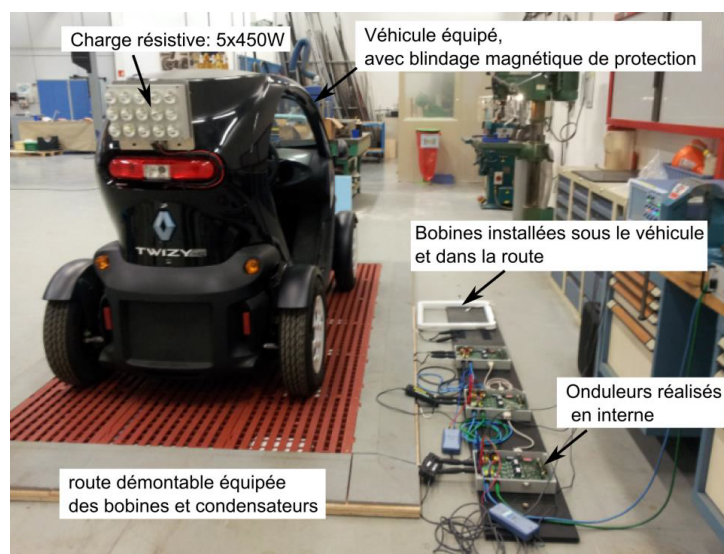


FIGURE 4.2 – Photo du prototype Twizy sur 3 mètres de route [10].

2. <http://www.senat.fr/questions/base/1996/qSEQ960414757.html>

La liste des applications ci-dessus pour le secteur des transports n'est pas exhaustive, on peut trouver d'autres applications dans d'autres pays dans les travaux [10, 13].

4.2.3 Principe de fonctionnement

Pour la charge des véhicules électriques qui nous intéresse dans ce chapitre, la chaîne de transfert d'énergie par induction se compose de plusieurs étages, comme le montre la figure 4.3. L'ensemble du système est constitué de deux parties dont une émettrice et l'autre réceptrice. La partie émettrice est constituée d'un convertisseur AC/DC pour convertir la source d'alimentation qui est alternative en source continue, d'un onduleur DC/AC qui convertit le courant continu en courant alternatif à haute fréquence afin d'exciter la bobine émettrice à travers un réseau de compensation capacitif et d'une bobine émettrice qui génère un champ magnétique alternatif dans son environnement proche. La partie réceptrice qui est embarquée dans le véhicule est constituée à son tour d'une bobine réceptrice qui est couplée au champ magnétique alternatif généré par la bobine émettrice, d'un convertisseur AC/DC qui redresse le courant alternatif en courant continu, et d'une batterie de stockage. Les réseaux de compensation capacitifs sont utilisés pour maximiser le transfert de puissance de l'émetteur vers le récepteur en faisant fonctionner tout le système en résonance.

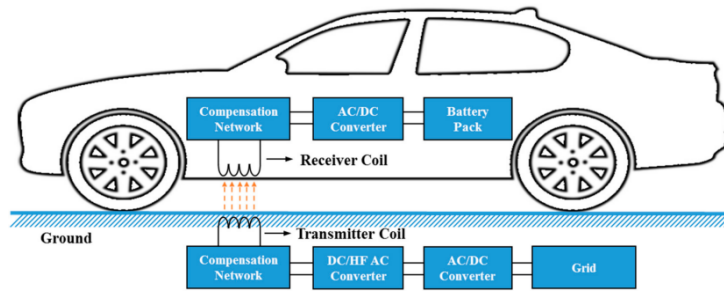


FIGURE 4.3 – Schéma d'un système de charge par induction dans le domaine de l'automobile [11].

Dans ce système, toute la partie électronique de puissance a fait l'objet de plusieurs travaux comme dans [10] et est déjà très bien maîtrisée, il reste donc le coupleur magnétique qui fait l'objet de nombreux travaux pour optimiser le transfert de puissance de l'émetteur vers le récepteur [13]. De plus, ces différents travaux sont généralement axés sur la proposition de nouvelles topologies qui maximisent le couplage entre la bobine émettrice et réceptrice tout en minimisant le champ électromagnétique rayonné dans l'environnement proche de ce dernier. Dans son principe de fonctionnement, le coupleur magnétique peut être assimilé à un transformateur classique à deux enroulements autour d'un noyau magnétique (figure 4.4a). La grande différence entre les deux systèmes réside dans l'absence totale ou partielle d'un noyau magnétique pour le couplage par induction à cause de la distance (appelée aussi air gap) entre les deux bobines. Cela a pour conséquence, un très faible couplage entre les deux bobines dû à un flux de fuite important (figure 4.4b) par rapport à un transformateur classique avec un circuit magnétique fermé.

Le flux de fuite important de la figure 4.4b conduit inévitablement à la présence d'une énergie réactive importante qui implique de disposer à la source d'une puissance

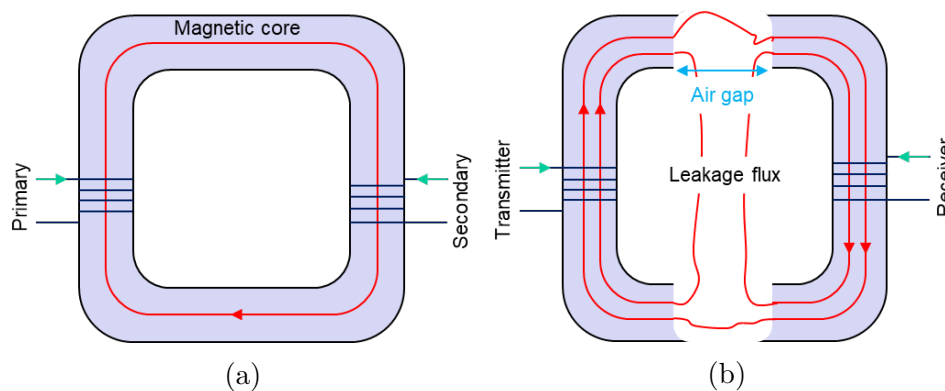


FIGURE 4.4 – Comparaison entre le transformateur classique et le coupleur magnétique pour le transfert de puissance par induction. (a) Transformateur classique. (b) Coupleur magnétique.

apparente nominale supérieure à la puissance utile (puissance active) pour la charge du véhicule. Laisser ainsi, cela a pour conséquence la chute de l'efficacité du système et le surdimensionnement du coupleur magnétique pour qu'il puisse transiter une puissance supérieure à la puissance utile de la charge. C'est la raison pour laquelle, on utilise un système de compensation capacitif pour diminuer voire annuler cette énergie réactive. Ces éléments capacitifs sont ainsi connectés en série ou en parallèle avec les inductances des deux bobines ou en utilisant d'autres topologies hybrides de compensation [117–119].

4.2.4 Normes et standards

L'intérêt de plus en plus croissant pour des dispositifs de transfert de puissance par induction pour le secteur des transports a conduit les différents acteurs du domaine et des comités de régulation à mettre en place un ensemble de standards (recommandations) et de normes (exigences) à prendre en compte pour les systèmes de transfert de puissance par induction pour les VEs. Les normes permettent de faire une classification du système selon la puissance et la distance entre la partie émettrice et la partie réceptrice. Tandis que, les standards limitent le champ électromagnétique admissible selon le type d'usager. Par exemple, la norme SAE³ J2954⁴ établit des spécifications pour des systèmes allant jusqu'à 22 kVA, elle définit les critères acceptables pour l'interopérabilité, la compatibilité électromagnétique, les performances minimales, la sécurité et les essais pour le transfert d'énergie sans fil des véhicules électriques légers rechargeables. Ces spécifications définissent également diverses classes selon l'air gap comme le montre le tableau 4.1. Cette norme impose une fréquence de fonctionnement comprise entre 81,38 kHz et 90 kHz afin d'éviter toutes interférences avec d'autres appareils, et d'avoir des dimensions du coupleur adaptées aux dimensions du véhicule.

Par ailleurs, l'organisation SAE a recommandé l'adoption de la directive 2010 de la Commission internationale de protection contre les rayonnements non ionisés (ICNIRP⁵) pour les tests d'émission des systèmes de charge par induction. L'ICNIRP 1998 puis

3. SAE : Society of Automotive Engineers.

4. https://www.sae.org/standards/content/j2954_202208/, accès le 03/02/2023.

5. International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection.

TABLEAU 4.1 – Classification selon la norme SAE J2954.

Classe	Air gap (mm)
Z1	100-150
Z2	140-210
Z3	170-250

2010 [12, 109] définissent les limites d'exposition au champ électrique et au champ magnétique de 1 Hz à 10 MHz pour l'exposition du grand public et l'exposition des professionnels. La densité de flux magnétique entre 3 kHz et 10 MHz ne doit pas dépasser $27 \mu\text{T}$ pour le grand public et $100 \mu\text{T}$ pour les professionnels en Peak. L'intensité du champ électrique et du champ magnétique ne doivent pas être supérieures à 83 V/m et 21 A/m pour le grand public, 170 V/m et 80 A/m pour les professionnels en Peak, comme le montre la figure 4.5.

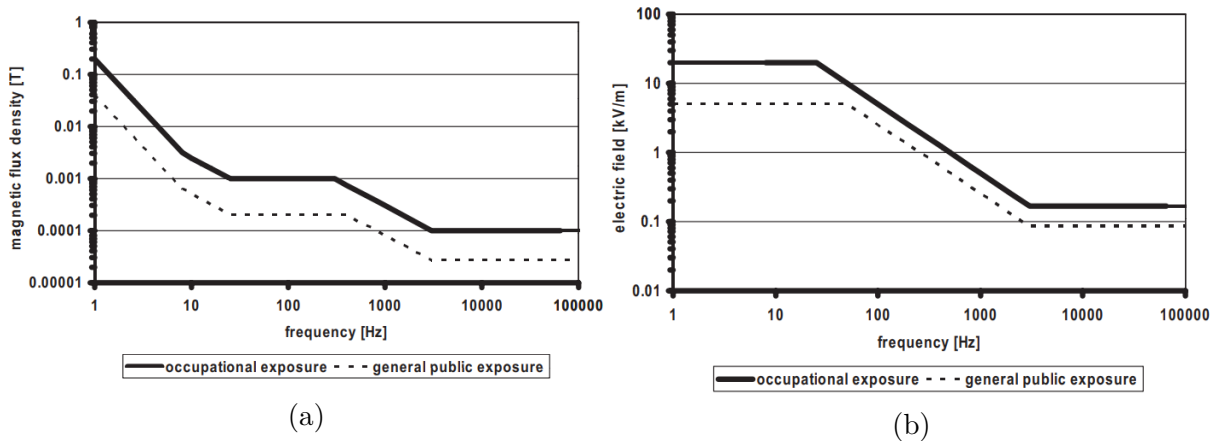


FIGURE 4.5 – Recommandations de la norme ICNIRP 2010 [12]. (a) Niveaux de référence pour l'exposition à des champs magnétiques variant dans le temps. (b) Niveaux de référence pour l'exposition à des champs électriques variant dans le temps.

Enfin, comme décrit dans la norme SAE J2954, l'environnement du système de charge par induction dans les VEs est principalement divisé en quatre zones, comme le montre la figure 4.6. La première zone correspond à la zone de transfert puissance, autour des bobines. La deuxième zone est définie sur les sièges du conducteur et du passager. De plus, des points de test sont situés au-dessus du coussin du siège, de la poitrine et de la tête. Les deux dernières zones sont marquées au-dessus et au-dessous de la ligne centrale de la voiture vue de l'extérieur. Les limites d'exposition aux champs EM sont résumées dans le tableau 4.2.

En somme, le choix d'une topologie de coupleur magnétique est donc dicté à la fois par le rendement, par sa tolérance au désalignement entre les bobines (émettrice et réceptrice) mais également par le rayonnement électromagnétique du système comme nous le verrons dans les prochains paragraphes.

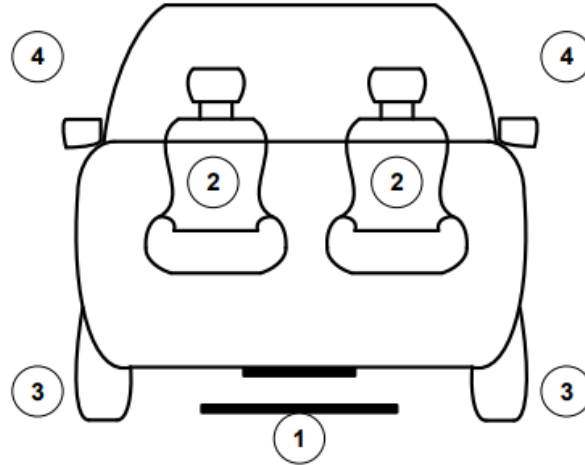


FIGURE 4.6 – Zones de rayonnement EM d'un VE équipé d'un chargeur par induction.

TABLEAU 4.2 – Niveaux des champs EM selon la norme SAE J2954.

Limites	Régions	$B_{Peak} (\mu T)$
ICNIRP 2010	2, 3, 4	27
Pacemaker	2, 4	15

4.2.5 Formes géométriques des bobines

Étant donné que dans un système de transfert de puissance par induction, l'élément le plus important est le coupleur magnétique (bobine primaire et secondaire), il existe dans la littérature de nombreux travaux qui proposent des géométries de bobines pour maximiser le couplage entre les deux bobines. Ces bobines peuvent être classées en deux famille : les bobines unipolaires et les bobines multipolaires comme illustré sur la figure 4.7.

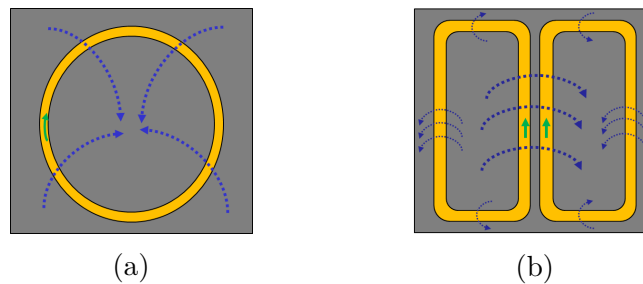


FIGURE 4.7 – Familles de bobines. (a) Bobine unipolaire (b) Bobine multipolaire.

Les bobines unipolaires (figure 4.7a) sont les plus anciennes formes de bobines et elles présentent l'avantage d'être moins coûteuses et faciles à réaliser. La géométrie de ce type de bobine est souvent simple, ce qui permet parfois d'approximer analytiquement le paramètre de la bobine (inductance, résistance, inductance mutuelle). Cette géométrie possède également un bon coefficient de couplage en position axiale (bobine primaire et secondaire parfaitement alignées). Cependant, elles sont très sensibles au désalignement [14, 120]. Les bobines multipolaires (exemple de la figure 4.7b) sont quant à elles plus complexes et il

est quasi impossible de calculer analytiquement les paramètres des bobines. Elles sont moins sensibles au désalignement par rapport aux bobine unipolaires. Pour une même puissance, on a besoin de plus de fils de cuivre (plus coûteux) qu'une bobine unipolaire. Comme nous l'avons déjà mentionné, ils existe d'autres formes géométriques comme la forme rectangulaire et les topologies les plus couramment utilisées pour la charge des VEs sont : la forme circulaire, la forme rectangulaire, la forme double D et la forme bipolaire (figure 4.8).

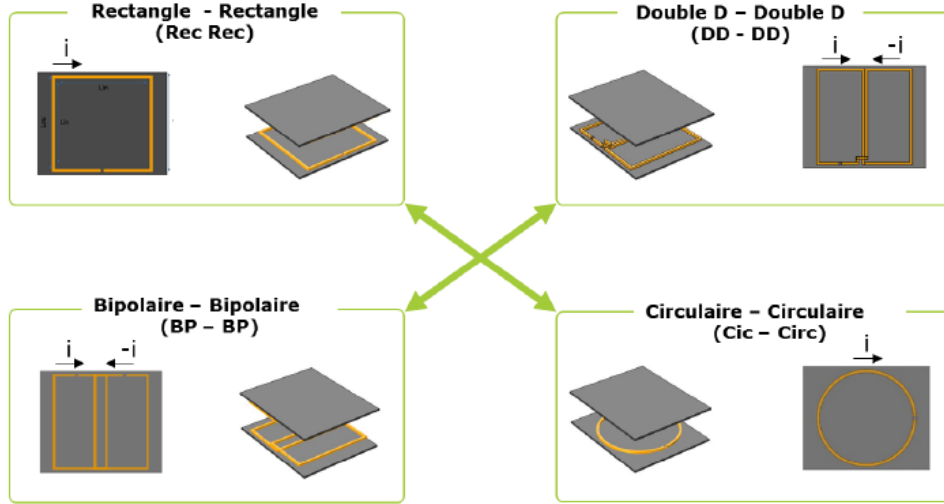


FIGURE 4.8 – Différentes topologies du coupleur magnétique [13, 14].

Sur le plan national, le laboratoire GeePs et son partenaire industriel Renault et l'institut de recherche VEDECOM ont mené (et mènent) plusieurs travaux sur l'ensemble du système de transfert de puissance par induction pour la charge des VEs (électronique de puissance et le contrôle commande, l'optimisation topologie, l'étude de la CEM du système, le séquençement, l'interopérabilité, ect...). Dans les travaux récents de *K. Kadem* [13, 14], les auteurs ont fait une étude comparative entre plusieurs formes géométriques de coupleurs magnétiques en comparant leurs performances en termes de coefficient de couplage et du champ magnétique rayonné dans l'environnement proche du coupleur comme le montre la figure 4.8. De plus, les coupleurs DD-DD et BP-BP sont presque identiques où les bobines primaire et secondaire sont constituées chacune de deux sous-bobines alimentées par un courant égal mais de signe opposé. La petite différence entre les deux structures réside dans le chevauchement des sous-bobines pour la structure BP-BP. Pour la suite, le plan OXY correspondra au plan parallèle à la figure 4.8.

L'étude a été menée par simulation numérique pour un coupleur de classe Z1 (tableau 4.1) avec un air gap de 150 mm. Pour la première étude, la position de référence des bobines correspond à un alignement parfait de bobines émettrice et réceptrice (0 mm selon l'axe OX et 0 mm selon l'axe OY). Pour la deuxième étude, la position de référence des bobines correspond à 50% de désalignement selon l'axe OX et 0% selon OY ou 0% selon l'axe OX et 50% selon OY en fonction de l'axe de déplacement de la bobine secondaire.

La figure 4.9 montre que le coefficient K diminue lorsque le secondaire se déplace par rapport au primaire pour toutes les topologies.

Les auteurs ont conclu que pour cette première étude, la topologie Rec-Rec est la

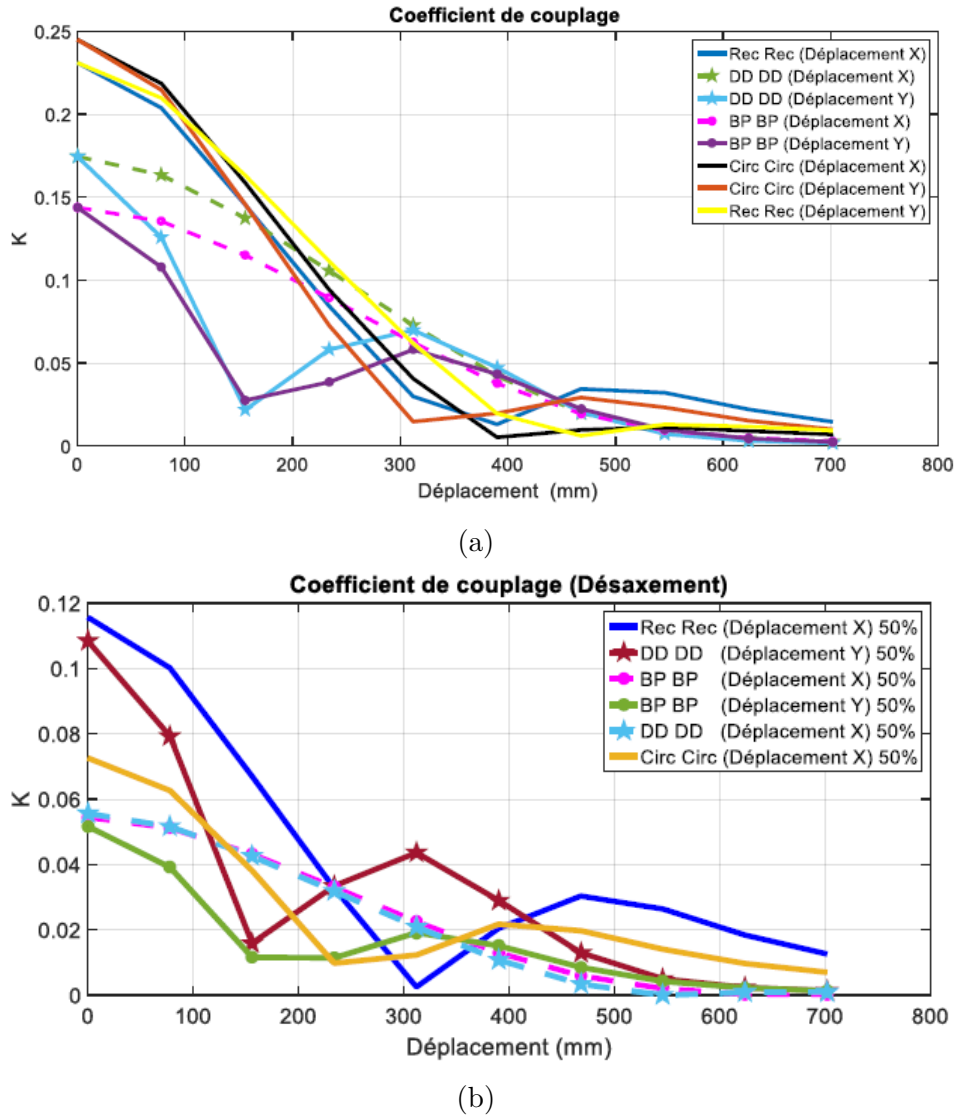


FIGURE 4.9 – Coefficient du couplage en fonction du déplacement de la bobine secondaire. (a) Sans désalignement. (b) Désalignement de 50% [13, 14].

plus intéressante par rapport aux autres dans la mesure où, elle a un bon coefficient de couplage proche de celui de la topologie Cir-Cir lorsque les bobines sont centrées (charge statique) et elle est moins sensible au déplacement (charge dynamique) par rapport à la topologie circulaire.

La figure 4.9b montre les résultats de simulation avec un désalignement de 50% selon OY ou OX. Il en ressort de cette étude que les coupleurs DD-DD et BP-BP sont moins sensibles au déplacement selon l'axe OX mais présentent un couplage deux fois plus faible (6%) que la structure Rec-Rec (12%) à 0 mm de déplacement. De plus, la topologie Rec-Rec résiste bien au déplacement au-delà de 310 mm.

Par ailleurs, une dernière étude a été menée pour comparer le champ magnétique généré par chaque topologie. Pour cette étude, il a été choisi d'étudier le rayonnement électromagnétique d'une seule bobine sans le secondaire, ce qui représente le pire cas du rayonnement EM. La bobine est alimentée par un courant de 60 A et le champ est mesuré

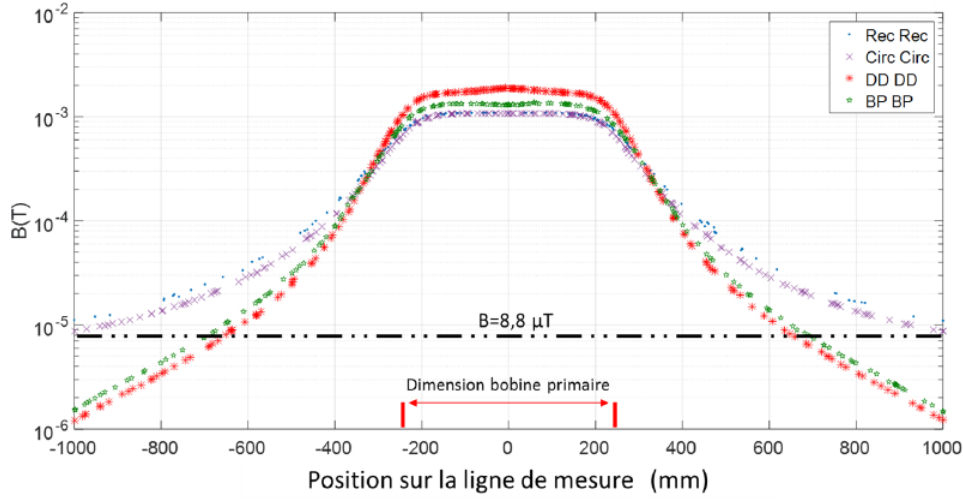


FIGURE 4.10 – Différentes topologies du coupleur magnétique [14].

sur une ligne à 75 mm au-dessus de chaque bobine. La figure 4.10 montre que les topologies DD-DD et BP-BP ont une distance limite acceptable par rapport au centre des bobines d'environ 70 cm selon la norme ICNIRP 1998 contre 1 m pour les topologies Rec-Rec et Cir-Cir.

A la lumière de ces différentes études, le coupleur Rec-Rec semble être la topologie la plus intéressante pour la charge des VEs en charge statique et en rayonnement EM. Dans la suite de nos travaux, c'est ce coupleur qui fera l'objet d'étude pour notre application.

4.3 Modélisation du système

Dans la plupart des travaux dans la littérature, le modèle du système de transfert de puissance par induction pour la recharge des VEs est un circuit électrique équivalent qui représente le comportement de chaque étage du système comme le montre la figure 4.3 pour les deux types de charge (statique et dynamique). Comme nous l'avons déjà évoqué, hormis le coupleur magnétique, les modèles des autres éléments du système (convertisseurs et le réseau de compensation capacitif) sont d'ores et déjà bien maîtrisés. Dans ce qui suit, nous allons donc focaliser nos efforts sur l'extraction du circuit équivalent du coupleur à l'aide des simulations électromagnétiques 2D ou 3D par éléments finis.

4.3.1 Modélisation du coupleur magnétique

Tous les phénomènes électromagnétiques peuvent être décrits par les équations de Maxwell qui peuvent être sous formes différentielles (locales) ou intégrales. Pour une géométrie simple, l'utilisation des formes différentielles est largement suffisante. Cependant, lorsqu'il s'agit d'une géométrie un peu plus complexe, il faut faire appel à la forme intégrale de ces équations pour le calcul numérique comme le montre le tableau 4.3.

Où

$E(x, y, z, t)$ est le champ électrique en V/m ,

$D(x, y, z, t)$ est le déplacement électrique exprimé en C/m^2 ,

TABLEAU 4.3 – Équations de Maxwell.

Équations de Maxwell		
Formes différentielles	Formes intégrales	Lois
$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho_v$	$\iint_s \vec{D} d\vec{s} = \iiint_v \rho_v dv$	Maxwell-Gauss
$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$	$\iint_s \vec{B} d\vec{s} = 0$	Maxwell-Thomson
$\vec{\nabla} \times \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0$	$\int_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_s \vec{B} d\vec{s}$	Maxwell-Faraday
$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J}_e + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	$\int_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_s \left(\vec{J}_e + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) d\vec{s}$	Maxwell-Ampère

$H(x, y, z, t)$ est le champ magnétique en A/m ,

$B(x, y, z, t)$ est la densité de flux magnétique en Wb/m^2 ,

$J_e(x, y, z, t)$ est la densité de courant électrique en A/m^2 ,

$\rho_v(x, y, z)$ est la densité volumique de charge en C/m^3 .

Notons que ces équations sont valables pour le régime stationnaire, le régime transitoire mais aussi dans le domaine fréquentiel grâce à la transformation de Laplace de ces équations. Comme nous l'avons déjà mentionné, la résolution de ces équations est quasiment impossible pour des géométries complexes, c'est la raison pour laquelle on a le plus souvent recours à des outils numériques pour le calcul des problèmes électromagnétiques complexes.

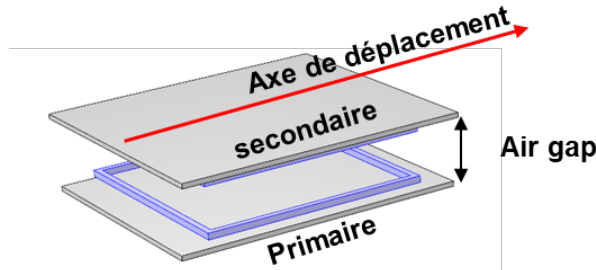


FIGURE 4.11 – Couleur magnétique de forme rectangulaire avec deux plaques de ferrite et deux bobines.

4.3.2 Circuit équivalent du coupleur magnétique

En faisant une analyse numérique par éléments finis de la géométrie du coupleur de la figure 4.11, on peut extraire des éléments équivalents (inductances propres et résistances) du coupleur pour le représenter sous forme d'un transformateur classique (figure 4.12).

Les équations du circuit sont données par :

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + R_1 i_1 \quad (4.1)$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + R_2 i_2 \quad (4.2)$$

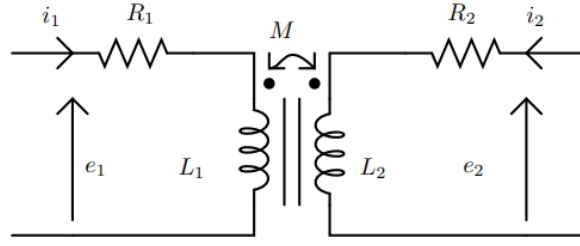


FIGURE 4.12 – Circuit équivalent d'un coupleur.

Où L_1 et L_2 sont les inductances propres respectivement des bobines émettrice et réceptrice, M est l'inductance mutuelle, R_1 et R_2 sont les résistances des bobines émettrice et réceptrice du coupleur. Ce modèle est très simple et souvent suffisant pour représenter le coupleur mais néanmoins, il occulte totalement les non-linéarités et les pertes fer du coupleur. Pour des raisons pratiques et de compréhension, certains préfèrent la représentation à base d'inductances de fuite comme illustré sur la figure 4.13.

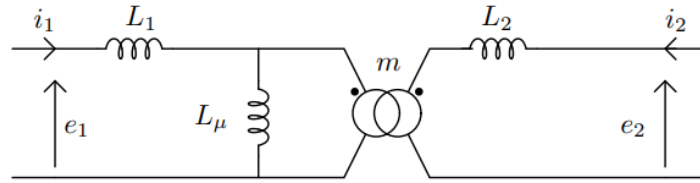


FIGURE 4.13 – Circuit équivalent d'un coupleur à base d'inductances de fuite sans les pertes ohmiques.

On peut trouver une équivalence entre le circuit de la figure 4.13 et la figure 4.12 si l'on considère :

$$L_\mu = \frac{M}{m} \quad (4.3)$$

$$l_1 = L_1 - \frac{M}{m} \quad (4.4)$$

$$l_2 = L_2 - mM \quad (4.5)$$

Avec :

l_1, l_2 les inductances de fuites primaire et secondaire,

L_μ est l'inductance de magnétisation ramenée au primaire,

m est le rapport de transformation du transformateur idéal.

Le coefficient de couplage du couplage magnétique k peut être exprimé par :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (4.6)$$

Pour un transformateur idéal où les deux enroulements sont exactement traversés par le même flux, ce coefficient vaut 1. Mais dans le cas réel, il existe toujours un flux de fuite qui fait que ce coefficient est inférieur à 1. C'est notamment le cas pour le coupleur à cause de l'air gap non négligeable entre l'émetteur et le récepteur.

4.3.3 Circuit équivalent du système

Si l'on considère un réseau de compensation en série pour la bobine émettrice et réceptrice comme déjà évoqué dans la sous-section 4.2.3, le circuit équivalent simplifié du système de transfert de puissance par induction est illustré sur la figure 4.14.

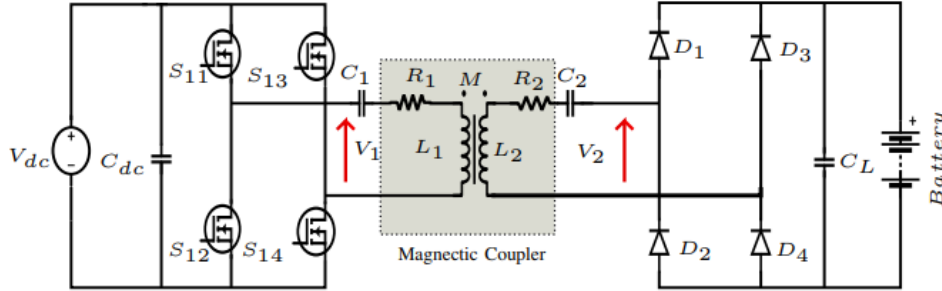


FIGURE 4.14 – Schéma électrique équivalent simplifié d'un système de transfert de puissance par induction. V_{dc} Tension d'alimentation DC, C_{dc} capacité de découplage à l'entrée de l'onduleur, C_1, C_2 capacités de compensation coté émetteur et récepteur, C_L capacité de filtrage à la sortie.

En utilisant l'approximation de première harmonique qui est très utilisée pour l'étude des systèmes de transfert de puissance par induction en régime permanent [121, 122], la source primaire est modélisée par une source de tension à la fréquence de commutation de l'onduleur et le secondaire par une résistance équivalente R_L qui est le rapport entre la tension et le courant à la première harmonique comme le montre la figure 4.15.

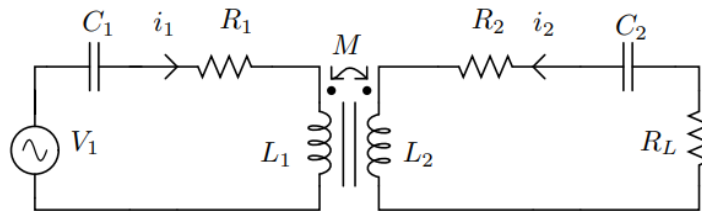


FIGURE 4.15 – Circuit équivalent du système avec l'approximation de première harmonique.

En appliquant la loi de maille du coté primaire et secondaire, les équations mathématiques du circuit à la $n^{\text{ième}}$ harmonique sont données par :

$$\dot{V}_{1n} = R_1 \dot{I}_{1n} + j \left(L_1 n \omega_s - \frac{1}{C_1 n \omega_s} \right) \dot{I}_{1n} - j M n \omega_s \dot{I}_{2n} \quad (4.7)$$

$$j M n \omega_s \dot{I}_{1n} = (R_2 + R_L) \dot{I}_{2n} + j \left(L_2 n \omega_s - \frac{1}{C_2 n \omega_s} \right) \dot{I}_{2n} \quad (4.8)$$

Où

n est la $n^{\text{ième}}$ harmonique,

$\dot{V}_{1n}$ est la tension de la $n^{\text{ième}}$ harmonique du côté primaire,

$\dot{I}_{1n}, \dot{I}_{2n}$ sont les courants à travers les bobines à la $n^{\text{ième}}$ harmonique,
 R_1, R_2 sont les résistances d'enroulement des bobines,
 C_1, C_2 sont les capacités de compensation série aux bobines émettrice et réceptrice,
 ω_s est la pulsation angulaire ($\omega_s = 2\pi f_s$),
 R_L est la résistance équivalente de la charge.

Dans l'hypothèse de la première harmonique ($n = 1$), l'impédance totale vue par le système du côté primaire (Z_T) est donnée par l'équation (4.9).

$$Z_T = R_1 + j \left(L_1 \omega_s - \frac{1}{C_1 \omega_s} \right) + \frac{M^2 \omega_s^2}{R_2 + R_L + j \left(L_2 \omega_s - \frac{1}{C_2 \omega_s} \right)} \quad (4.9)$$

En supposant que les bobines primaire et secondaire sont parfaitement symétriques, ce qui signifie d'une part que $L_1 = L_2$, $R_1 = R_2$, $M_{12} = M_{21} = M$, et que d'autre part à ω_s le système est en résonance, la nouvelle expression de l'impédance totale est donnée par l'équation 4.10.

$$Z_T = R_1 + \frac{M^2 \omega_s^2}{R_2 + R_L} \quad (4.10)$$

Le fait d'utiliser des fils de Litz⁶ pour les enroulements des bobines émettrice et réceptrice permet de réduire les pertes par effet joule sur la gamme de fréquence d'étude dans les bobines. La nouvelle expression de l'impédance totale est alors donnée par :

$$Z_T = \frac{M^2 \omega_s^2}{R_L} \quad (4.11)$$

4.3.4 Évaluation numérique des paramètres du coupleur

Le coupleur magnétique qui est étudié se compose de deux parties, une partie émettrice et une partie réceptrice (figure 4.11), espacées verticalement d'une distance d (air gap). Chaque partie est composée de deux éléments qui sont la ferrite pour améliorer le coefficient de couplage entre les bobines. Les ferrites agissent également comme un écran magnétique pour contenir ce champ dans l'environnement le plus proche du coupleur. Pour les plaques de ferrites de dimensions 500×600 mm utilisées dans notre application, on utilise 20×24 petites ferrites (en matériau magnétique N27 du constructeur TDK de perméabilité relative $\mu_r = 1500$) de dimensions $25 \times 25 \times 2$ mm collées les uns aux autres sur de l'époxy qui est transparent pour le champ magnétique. Quant aux bobines de forme carrée (468×468 mm), chacune d'elle (figure 4.16) est composée de 6 spires en fils de Litz de section de 20 mm^2 /spire disposées sur deux couches comme on peut le voir sur la figure 4.16b.

Pour le modèle 3D du coupleur, nous avons considéré des bobines avec des multispikes homogénéisées (Pas d'effet de peau). Une comparaison entre la mesure et la simulation numérique dans l'outil numérique COMSOL⁷ est donnée dans le tableaux 4.4. La mesure est faite à l'aide d'un analyseur d'impédance à deux fréquences 40 Hz et 100 kHz et

6. Définition : C'est un conducteur utilisé pour des applications en hautes fréquences, les fils de Litz sont construits avec des fils de cuivre multibrins de petit diamètre (0,04 mm à 5 mm), isolés électriquement et tressés les uns des autres pour réduire les pertes « effet de peau ».

7. <https://www.comsol.com/>, accès le 02/04/2023.

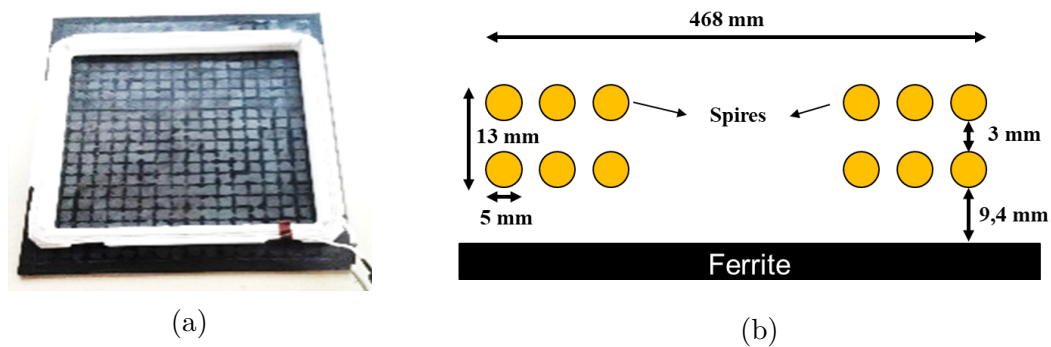


FIGURE 4.16 – Structure d'une bobine. (a) Photo d'une bobine réelle. (b) Vue de coupe.

pour la simulation numérique, vu que les bobines sont considérées comme des bobines à multispire homogénéisées, une analyse DC est effectuée. Les résultats montrent une bonne correspondance entre la mesure et le calcul numérique pour les inductances. Pour les résistances, on remarque qu'il y a un écart entre la mesure et la simulation même à 40 Hz qui devrait être proche de la valeur de la résistance en DC (grâce aux fils de Litz). Cette différence peut être due à une mauvaise soudure au niveau des contacts des bobines ou l'effet des ferrites. Par ailleurs, il existe plusieurs paramètres sur lesquels on peut agir pour optimiser le coefficient de couplage comme la distance entre la plaque de ferrite et la bobine, l'épaisseur de la ferrite, le nombre de spires dans la bobines et l'air gap comme on peut le voir sur la figure 4.16b. Dans ce qui suit, on verra l'effet de l'air gap et de l'épaisseur de la ferrite.

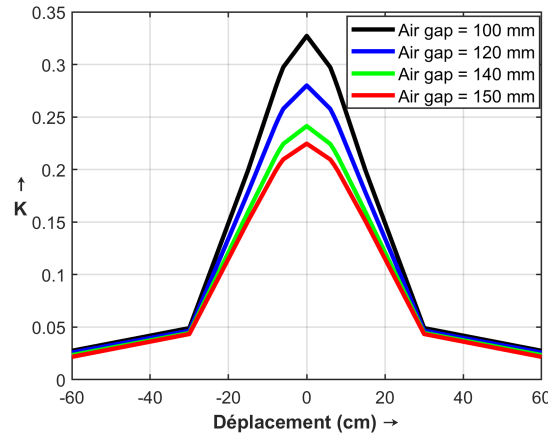
TABLEAU 4.4 – Comparaison mesure et simulation numérique des paramètres du couplage.

Paramètres	Mesure $\pm 5\%$		3D FEM
	@40 Hz	@100 kHz	@DC
$L_1(\mu H)$	63,56	57,55	65,14
$L_2(\mu H)$	64,64	60,57	65,14
$R_1(m\Omega)$	21,43	72,00	9,00
$R_2(m\Omega)$	18,82	76,00	9,00

4.3.4.1 Effet de l'air gap

Afin de voir l'effet de l'air gap sur le coefficient de couplage, nous avons fait varier la distance entre les bobines primaire et secondaire de 100 mm à 150 mm selon la norme SAE J2954 pour la classe Z1 (tableau 4.1).

La figure 4.17 montre l'effet de cette distance sur le coefficient de couplage, on peut voir que plus la distance entre les deux bobines augmente, plus K diminue. Ce qui est normal, car lorsque la distance augmente on a beaucoup plus de flux de fuite et donc moins de flux qui traverse la surface utile de la bobine secondaire. Lorsque l'air gap passe de 100 mm à 150 mm, le coefficient de couplage passe de 33% à 23%, soit un écart de 10%.

FIGURE 4.17 – Effet de l’air gap sur le coefficient de couplage K .

Dans ce cas, on se retrouve avec deux systèmes de transfert de puissance très différents en terme d’efficacité. Pour la suite, nous avons choisi un air gap de 100 mm pour tous les résultats de simulation.

4.3.4.2 Effet de la ferrite

Comme l’avons déjà mentionné, l’épaisseur de la plaque de ferrite dont nous disposons est de 2 mm et le tableau 4.5 présente les résultats de simulation de l’effet de la ferrite sur le coefficient de couplage. Une première observation montre tout l’intérêt de la ferrite car on passe d’un couplage de 24% sans plaque de ferrite à plus de 33% pour une ferrite de 2 mm. Cependant, même en faisant varier l’épaisseur de la ferrite de 2 mm à 10 mm, soit plus de 400%, le couplage n’est amélioré que de 1,4%, ce qui est très marginal par rapport au coût et au poids engendrés par cette augmentation. Une plaque de ferrite de 2 mm est donc largement suffisante pour garantir un couplage à plus de 30% pour cette topologie de coupleur avec un air gap de 100 mm.

Les courbes de la figure 4.18 montrent les cartographies du champ magnétique au dessus du secondaire avec et sans les plaques de ferrite. Les figures 4.18a-4.18b montrent la distribution du champ dans l’espace sans les ferrites, on a au maximum 165 μT à 235 mm contre 65 μT à 435 mm. Ce qui est normal car le champ décroît avec la distance.

TABLEAU 4.5 – Effet de l’épaisseur de la plaque de ferrite sur K .

Épaisseur (mm)	$M(\mu\text{H})$	K
-	11,287	0,24062
2	21,513	0,32719
4	22,276	0,33374
6	22,662	0,33702
8	22,935	0,33949
10	23,149	0,34142

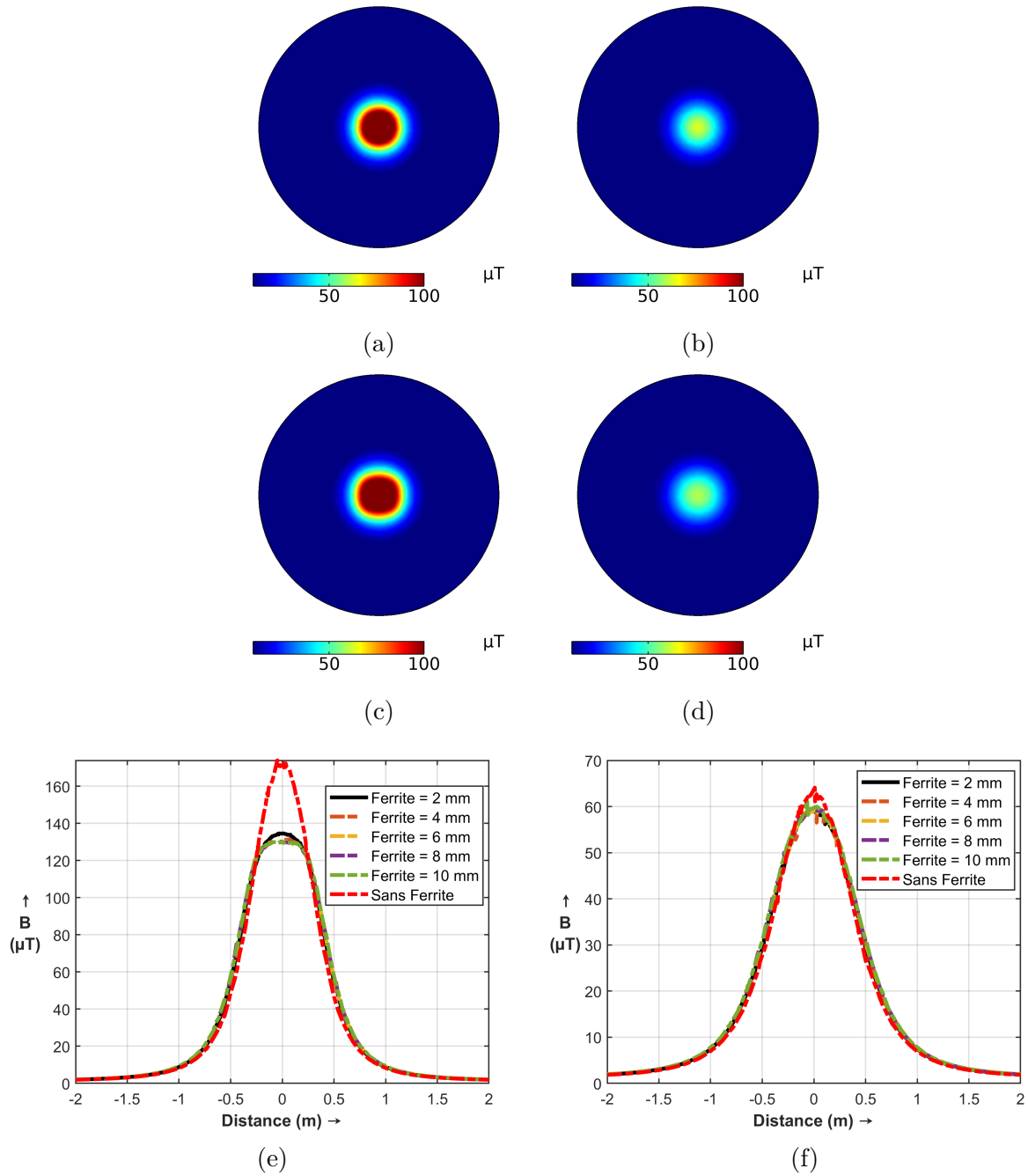


FIGURE 4.18 – Cartographie du champ magnétique sur un plan au dessus du secondaire avec et sans les plaques de ferrite. (a) Cartographie du champ magnétique à 235 mm sans ferrite. (b) Cartographie du champ magnétique à 435 mm sans ferrite. (c) Cartographie du champ magnétique à 235 mm avec ferrite. (d) Cartographie du champ magnétique à 435 mm avec ferrite. (e) Champ magnétique sur une ligne à 235 mm. (f) Champ magnétique sur une ligne à 435 mm.

Le même constat est fait pour le coupleur avec les ferrites mais avec des intensités du champ plus faibles, le champ maximal est de 125 μT à 235 mm contre 60 μT à 435 mm (figures 4.18c à 4.18f). On voit clairement le rôle des ferrites dans ce système, car elles

permettent non seulement d’avoir un bon coefficient de couplage (tableau 4.5) mais elles servent également de blindage (ou écran) magnétique. De plus, on observe que le champ aux points (235 mm et 435 mm) sont quasiment identiques pour une épaisseur des ferrites allant de 2 mm à 10 mm (figure 4.18e et 4.18f).

Enfin, pour valider le système de transfert de puissance par induction dans son environnement réel, on a besoin d’un prototype pour mesurer l’efficacité et le champ magnétique rayonné. Pour des systèmes de plus de 1 kW, hormis le coût du système (ferrites, cuivre, électronique de puissance), il existe un danger réel à l’exposition au champ électromagnétique généré pour le système. C’est pour cette raison, dans les laboratoires, on préfère valider le prototype à échelle réduite. Par conséquent, il est nécessaire de vérifier la limite de validité d’un prototype à échelle réduite dont la puissance est inférieure de plusieurs ordres de grandeur à celle de l’application finale. Dans la littérature, il existe très peu de publications sur la méthode de réduction d’échelle appliquée aux systèmes de transfert de puissance par induction. Dans [123–125], un ensemble d’hypothèses ont principalement permis la mise à l’échelle géométrique des bobines et des paramètres du circuit équivalent. Dans les prochains paragraphes, on présentera une approche de réduction d’échelle pour les systèmes de transfert de puissance par induction sous de nouvelles hypothèses pour identifier la limite de validité et l’impact de cette approche sur les grandeurs électriques et magnétiques par simulation numérique.

4.3.5 Réduction d’échelle

La méthode de réduction d’échelle est une technique très courante dans divers domaines de l’ingénierie. Son objectif est de réduire la taille du prototype physique pour un grand problème d’ingénierie donné. L’objectif de cette étude est de trouver un modèle à échelle réduite du coupleur de la figure 4.11, page 118 permettant sous certaines hypothèses un calcul numérique rapide.

Soit λ une dimension linéaire générique du système réel et λ' la dimension correspondante du système réduit. Le facteur d’échelle est défini par :

$$\beta = \frac{\lambda'}{\lambda} \quad (4.12)$$

Ce facteur β est appliqué à presque toutes les grandeurs géométriques du coupleur et électriques du circuit équivalent du système (figure 4.15, page 120) sous les hypothèses suivantes :

- il n’y a pas de saturation magnétique dans le système ;
- le nombre de spires est constant ;
- les pertes ohmiques des bobines sont négligeables ;
- la densité de courant est uniforme et constante quelque soit l’échelle ;
- et la fréquence de résonance est fixe.

Dans la sous-section 4.3.4, nous avons vu que l’épaisseur de la ferrite du système réel est de 2 mm, ce qui est déjà très faible, donc pour les modèles réduits, on supposera que cette épaisseur reste constante quel que soit le facteur d’échelle. Cela permet de gagner un nombre important d’inconnues au niveau du maillage des ferrites. En plus, nous avons déjà montré que l’épaisseur de la ferrite a un faible impact sur le champ magnétique

(figures 4.18e et 4.18f), il reste tout de même à valider cela pour les modèles à échelle réduite.

En partant du champ électrique dû à une boucle de fil mince, l'expression analytique de l'inductance mutuelle entre deux boucles de fils minces (Γ_1, Γ_2) dans un milieu homogène [126] est donnée par :

$$L_{ij} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{\Gamma_1} \oint_{\Gamma_2} \frac{dl_1 \cdot dl_2}{r} \quad (4.13)$$

Où μ_0 est la perméabilité du vide, dl_1 et dl_2 représentent les longueurs élémentaires sur les boucles et r la distance entre elles. En appliquant le facteur d'échelle β sur les grandeurs géométriques de l'équation 4.13, on obtient :

$$L'_{ij} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{\Gamma'_1} \oint_{\Gamma'_2} \frac{\beta \times dl_1 \cdot \beta \times dl_2}{\beta \times r} \quad (4.14)$$

ainsi, l'inductance propre et l'inductance mutuelle sont proportionnelles à β . Le coefficient de couplage est dans ce cas indépendant au facteur d'échelle β . De même, la section transversale est proportionnelle à β^2 . A partir de l'équation (4.15),

$$R = \frac{l}{\sigma S} \quad (4.15)$$

où σ est la conductivité électrique, on en déduit que les résistances des bobines sont proportionnelles à $1/\beta$. Étant donné l'expression $LC\omega_s^2 = 1$ à la résonance, les condensateurs de compensation en série sont proportionnels à $1/\beta$ à ω_s fixe.

Pour les grandeurs électriques, avec l'hypothèse d'une densité de courant constante et uniforme, le courant est donné par $I = JS$ et est proportionnel donc à β^2 . D'après l'équation (4.7), sans les pertes ohmiques, la tension au primaire est proportionnelle à β^3 . En appliquant la loi d'Ohm au primaire du circuit de la figure 4.15, la tension d'entrée en fonction de l'impédance totale ramenée au primaire est donnée par :

$$V_1 = Z_T \times I_1 \quad (4.16)$$

et l'impédance Z_T vue au primaire est alors proportionnelle à β . La résistance de la charge est déduite de l'équation (4.10) avec $R_1 = R_2 = 0$ par $R_L \propto \beta$.

Enfin, à partir des équations de Maxwell du tableau 4.3, page 118, on observe que le champ magnétique à nombre de spires constant est proportionnel à β .

4.3.5.1 Validation numérique

La réduction d'échelle est étudiée pour les bobines émettrice et réceptrice (figure 4.16a) du coupleur pour différents facteurs d'échelles (100%-10%) où 100% correspond à une échelle réelle du coupleur. Un air gap de 120 mm est cette fois ci choisi. La figure 4.19a montre le coefficient de couplage pour différents facteurs d'échelle en fonction du déplacement du secondaire lorsque le primaire est fixe où 0 cm signifie un alignement parfait des bobines. Le facteur β sur l'axe des abscisses, permet de mettre à l'échelle les courbes les coefficients de couplage sur le même graphique. L'erreur relative sur le coefficient de couplage est inférieure à 5% entre le modèle à échelle réelle et les modèles à échelle réduite. De même pour le champ magnétique au centre des coupleurs comme le montre la figure 4.19b.

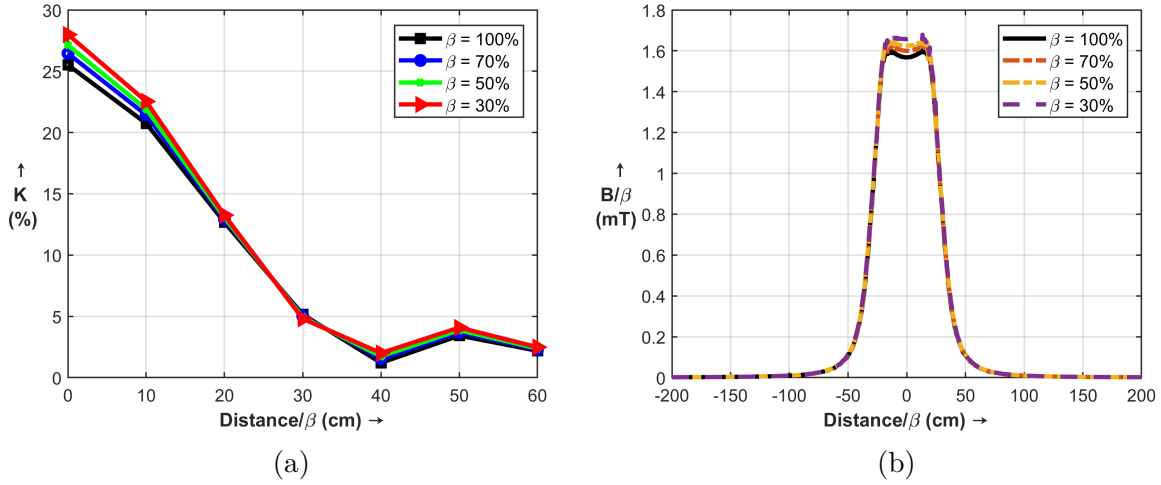


FIGURE 4.19 – Résultats de la réduction d'échelle. a) Coefficient de couplage pour différents facteurs d'échelle. b) Champ magnétique au centre des coupleurs.

En comparant maintenant ces erreurs avec les performances obtenues dans le tableau 4.6, il est clairement démontré l'intérêt de la méthode de réduction d'échelle sous l'hypothèse que l'épaisseur des ferrites soit **constante**. Dans ce tableau, on montre la performance de la réduction d'échelle sur le temps de calcul sur un ordinateur portable Intel(R) Core (TM) i7- 8665U CPU@1.90 2.11 GHz pour les différents modèles à l'échelle réduite. Le calcul du modèle à l'échelle réduite de $\beta = 50\%$ est 4,7 fois plus rapide que le modèle à l'échelle réelle avec $\beta = 100\%$ par exemple.

TABLEAU 4.6 – Temps de calcul des coefficients de couplage de la figure 4.19a.

-	$\beta = 100\%$	$\beta = 70\%$	$\beta = 50\%$	$\beta = 30\%$
Éléments du maillage	373401	81372	77759	73381
Temps de calcul	33 min	7 min 45s	6 min 27s	6 min 18s

Le modèle 3D du coupleur pris lui seul sans les autres éléments du système de transfert de puissance par induction peut être réduit quasiment “sans limite”, car le modèle est supposé être linéaire. Mais cette réduction d'échelle se voit très vite limitée lorsque le coupleur est considéré dans le système. Selon l'expression des résistances de la bobine à l'échelle réduite établie dans la sous-section 4.3.5, lorsque le facteur d'échelle diminue, les valeurs de ces résistances augmentent et deviennent significatives par rapport à l'impédance des autres éléments. La différence entre l'impédance totale vue au primaire du coupleur (équation 4.10 et 4.11) avec et sans pertes est représentée sur la figure 4.20a. On peut voir que le comportement avec pertes ohmiques dans les bobines est similaire à celui sans pertes tant que le facteur d'échelle reste supérieur à 30% ; dans le cas contraire, l'erreur relative est supérieure à 5% comme l'illustre la figure 4.20b. Ceci définit donc la limite de validité de cette méthode pour notre point de fonctionnement, mais évidemment, cette limite peut changer en fonction de la charge, de la fréquence et aussi du couplage entre les bobines.

Pour illustrer plus clairement l'effet de la réduction d'échelle du coupleur dans le

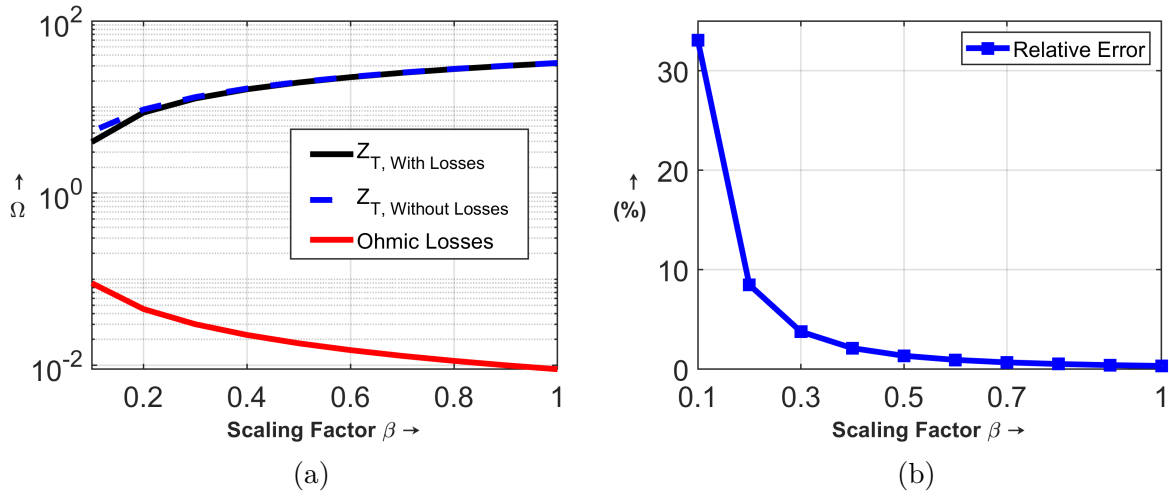


FIGURE 4.20 – Résultats de la réduction d'échelle pour le point de fonctionnement suivant : Air gap de 120 mm, $\omega_s = 2 \times \pi \times 89 \times 10^3$ rad/s, $R_L = 2,5 \Omega$. (a) Impédance totale Z_T avec et sans pertes ohmiques dans les bobines. (b) Erreur relative entre Z_T avec et sans pertes.

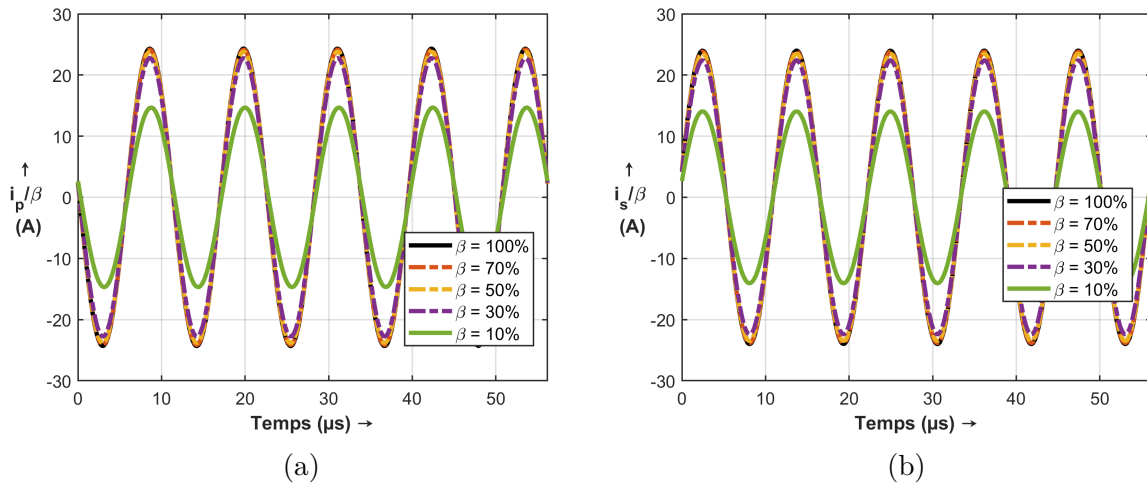


FIGURE 4.21 – Résultats de la réduction d'échelle pour le point de fonctionnement suivant : Air gap de 120 mm, $f_s = 89$ kHz, $R_L = 2,5 \Omega$. (a) Courant au primaire. (b) Courant au secondaire pertes.

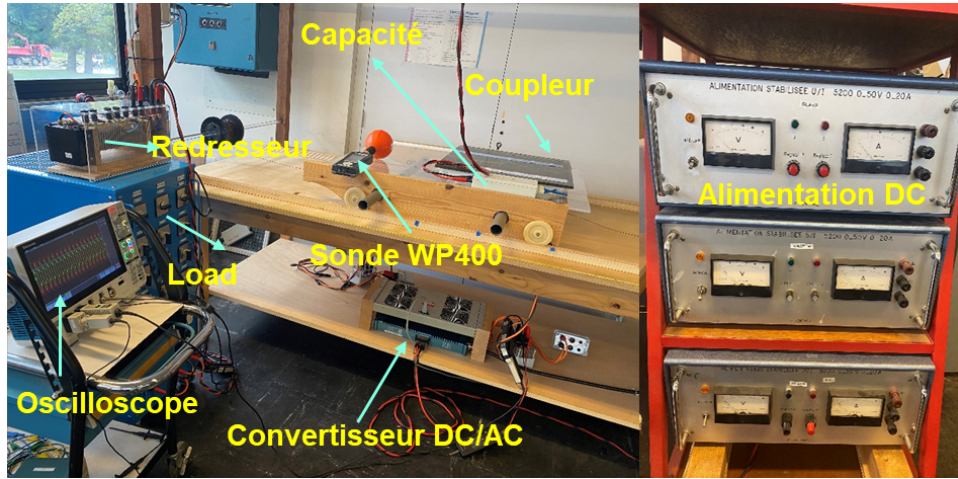
système, nous avons fait une analyse transitoire du circuit de la figure 4.15 avec l'approximation de premier harmonique. Les courbes de la figure 4.21 montrent respectivement le courant dans les bobines primaire et le secondaire, on voit qu'à partir de 30% de réduction, on ne peut plus revenir au courant du modèle réel à partir du modèle réduit. Il y a une erreur relative de 42% pour le modèle avec $\beta = 10\%$ contre 2% pour $\beta = 50\%$ et 7% pour $\beta = 30\%$. Le même raisonnement s'applique au champ magnétique car il est l'image du courant. Par conséquent, à un certain facteur de réduction d'échelle du coupleur, il ne peut plus représenter le comportement du système à échelle réelle.

Étant donné que nous avons modélisé l'ensemble sous-systèmes du système de trans-

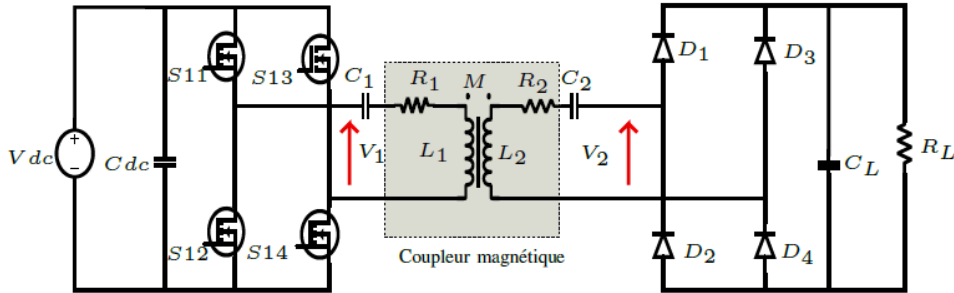
fert de puissance par induction, dans la prochaine section, nous allons valider le modèle équivalent du système (figure 4.14) où le coupleur magnétique est modélisé par son circuit équivalent de la figure 4.12 par la mesure des grandeurs électriques et magnétiques.

4.4 Validation expérimentale

4.4.1 Description du banc expérimental



(a)



(b)

FIGURE 4.22 – Banc expérimental. (a) Photo du banc avec l'instrumentation. (b) Modèle électrique du système.

Le banc de test utilisé pour valider le modèle du système de transfert de puissance par induction est un dispositif expérimental mis en place au laboratoire GeePs dans le cadre d'une thèse en collaboration avec un industriel. Le banc expérimental de la figure 4.22a permet de mesurer l'ensemble de grandeurs électriques du côté de l'émetteur et du récepteur et le champ magnétique rayonné dans l'environnement proche du coupleur magnétique.

Le banc de test est constitué :

- d'une alimentation DC de 60 V ;
- d'un convertisseur DC/AC avec 4 sorties ;

- du coupleur magnétique que nous avons étudié dans la sous-section 4.3.4 ;
- d'un redresseur AC/DC ;
- d'une charge résistive variable ;
- d'un oscilloscope 4 voies TEKTRONIK pour la mesure du courant et de la tension ;
- des sondes de tension différentielles et de courant TEKTRONIK et
- une sonde de champ magnétique (figure 4.23) pour mesurer le champ magnétique de 1 Hz à 400 kHz.



FIGURE 4.23 – Sonde WP400 pour la mesure du champ magnétique de 1 Hz à 400 kHz.

Les paramètres obtenus par simulation numérique et par mesure sont regroupés dans le tableau 4.7.

TABEAU 4.7 – Paramètres du système de transfert de puissance par induction

Paramètres	Simulation	Mesure $\pm 5\%$
$L_1 - L_2$ (μH)	65-65	60,57-57,55
M_{12} (μH)	21,5	22,25
$R_1 - R_2$ ($\text{m}\Omega$)	9-9	72-76
$C_1 - C_2$ (nF)	-	66-66
R_L (Ω)	-	2,5
Air gap (mm)	-	120
Fréquence (kHz)	-	89

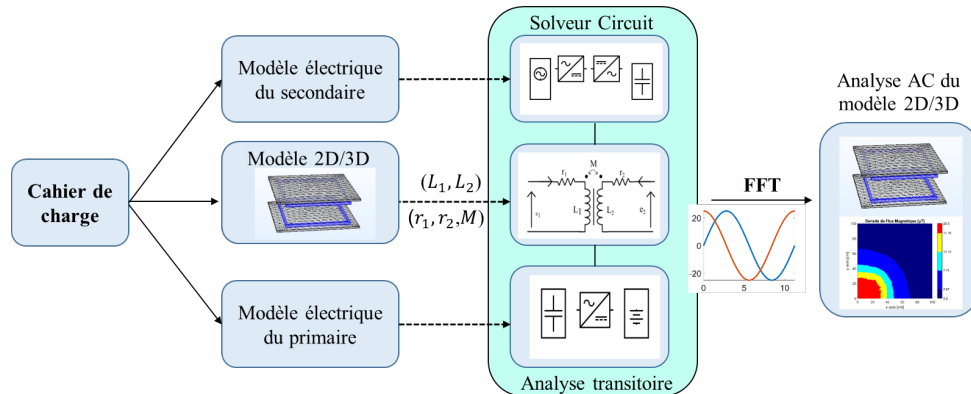


FIGURE 4.24 – Approche classique de validation du système.

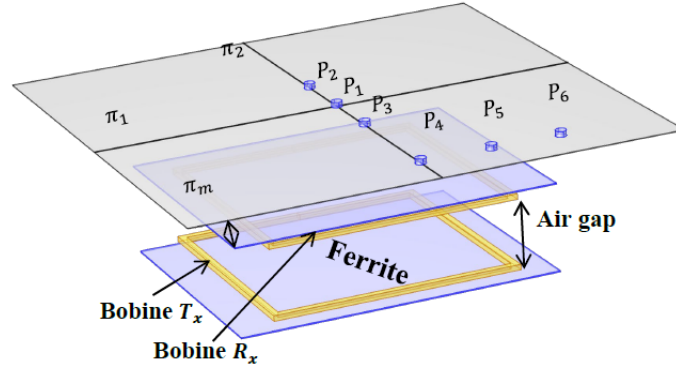


FIGURE 4.25 – Vue 3D du modèle de coupleur magnétique. π_1 , π_2 sont des plans de symétrie, π_m est le plan de mesure à 580 mm du secondaire. ($P_1 - P_6$) sont les points de mesure du champ magnétique sur le plan π_m .

Comme l'illustre la figure 4.24, pour la validation des grandeurs magnétiques et électriques du système par simulation, il faut tout d'abord partir du cahier de charge pour dimensionner chaque sous-système (source, convertisseurs, coupleur). Puis faire une analyse AC dans un solveur EF⁸ du coupleur pour déterminer ses éléments électriques équivalents, ensuite il faut regrouper tous les modèles électriques dans un même outil de simulation de circuit électrique. Enfin on fait une analyse transitoire de l'ensemble pour déterminer les grandeurs électriques au primaire et secondaire avant de retourner dans le solveur EF pour déterminer la distribution du champ magnétique. Pour la validation du champ magnétique, des mesures sont faites sur un plan parallèle au secondaire situé à 580 mm de celui comme le montre la figure 4.25.

4.4.2 Validation du modèle sans le redresseur

Pour valider le modèle du système, nous avons directement connecté une charge résistive de $2,5 \Omega$ à la place du redresseur dans la figure 4.22b, la fréquence de résonance pour cette charge est de 89 kHz. Les courbes de la figure 4.26 montrent la comparaison entre la simulation et la mesure des grandeurs électriques au primaire et au secondaire. On remarque une bonne correspondance entre la simulation et la mesure. De plus on remarque que les grandeurs au secondaire du système sont parfaitement sinusoïdales et cela s'explique par le fait que le coupleur magnétique et les condensateurs de compensation se comportent comme un filtre passe bande avec une fréquence centrale qui est quasiment égale à la fréquence de découpage de l'onduleur. Par ailleurs, des mesures du champ magnétique en différents points ($P_1 - P_6$) sont effectuées et comparées au champ magnétique obtenus par une analyse fréquentielle du modèle 3D EF utilisant les courants primaire et secondaire obtenu par simulation. Le tableau 4.8 montre un écart relatif entre la mesure et le modèle qui est inférieur à 10% pour les six points de mesure. Enfin, toutes ces comparaisons montrent que le modèle EF proposé est pertinent pour représenter le comportement physique (électrique et magnétique) du système de transfert de puissance par induction.

8. EF : Éléments finis

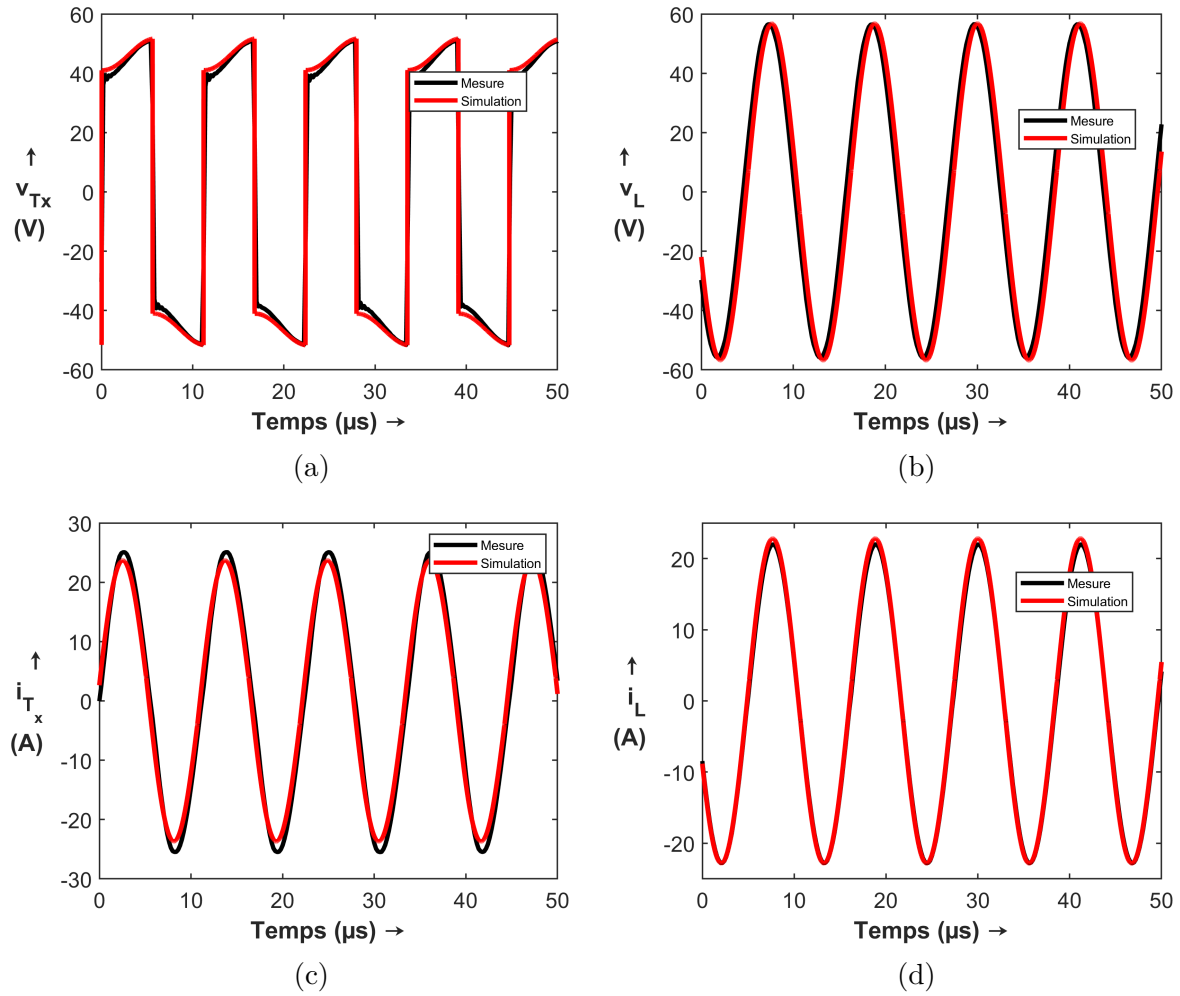


FIGURE 4.26 – Comparaison mesure VS Simulation sans le redresseur. (a) et (c) Tension et courant du primaire. (b) et (d) Tension et courant de la charge.

TABLEAU 4.8 – Champ magnétique, mesure VS simulation sans le redresseur

Points	Simulation (μT)	Mesure (μT) $\pm 5\%$	Erreur (%)
P_1	66,88	63,70	4,99
P_2	65,59	63,90	2,64
P_3	61,75	65,80	6,16
P_4	21,74	22,10	1,63
P_5	20,45	22,70	9,91
P_6	15,68	16,68	6,00

4.4.3 Validation du modèle avec le redresseur

Dans cette partie, on considère le redresseur avec un condensateur de filtrage de 581 μF . La charge résistive branchée à la sortie du redresseur est de 2,8 Ω . Les courbes de la figure 4.27, montrent un bon accord entre la mesure et la simulation en régime établi avec une erreur relative moyenne inférieure à 3% pour la tension et le courant de la charge. De la même façon que précédemment, des mesures du champ magnétique sont effectuées

sur plusieurs points du plan de mesure π_m de la figure 4.25. Le tableau 4.9 montre la comparaison entre le champ mesuré manuellement à l'aide de la sonde magnétique et le champ calculé par simulation numérique. On remarque globalement un bon accord entre la mesure et la simulation sauf pour certains points, pour lesquels l'erreur relative est supérieure à 10%. Cet écart est probablement lié d'une part à l'incertitude de mesure due à la sonde magnétique et d'autre part à l'incertitude sur la mesure des coordonnées (x, y, z) des points ($P_1 - P_6$).

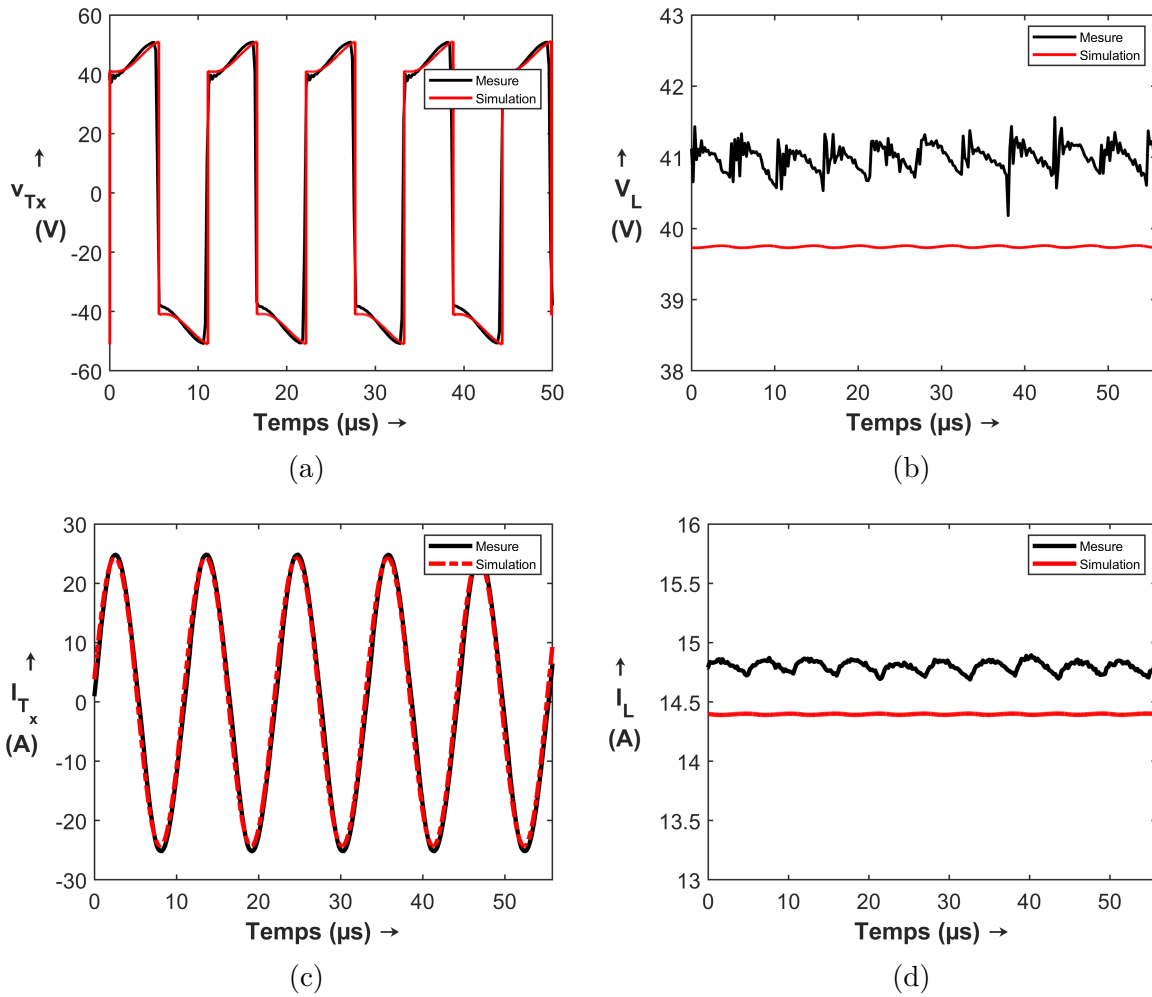


FIGURE 4.27 – Comparaison mesure VS Simulation avec le redresseur. (a) et (c) Tension et courant du primaire. (b) et (d) Tension et courant de la charge.

Maintenant que le modèle du système a été validé en le comparant à la mesure pour les grandeurs électriques et magnétiques, dans la prochaine section, nous allons mettre en place la méthode de co-simulation qui consiste à considérer le système comme trois sous-systèmes (primaire-coupleur-secondaire) indépendants et de comparer les résultats avec les résultats de la simulation de référence sans découpage déjà validés par la mesure.

TABLEAU 4.9 – Champ magnétique, mesure VS simulation avec le redresseur

Points	Mesure (μT) $\pm 5\%$	Simulation (μT)	Erreur (%)
P_1	68,80	61,06	11,00
P_2	66,80	64,57	3,34
P_3	66,20	66,16	0,06
P_4	23,20	19,07	17,80
P_5	22,70	20,45	9,90
P_6	16,60	14,17	14,95

4.5 Étude de la co-simulation

Comme nous l'avons déjà mentionné, en régime permanent, le coupleur magnétique est modélisé par un circuit équivalent pour un point de fonctionnement et les non-linéarités dues aux matériaux magnétiques et aux convertisseurs ne peuvent pas être prises en compte en même. Il faut donc combiner à la fois les solveurs EF basés sur la physique pour le coupleur magnétique et les solveurs de circuit pour l'électronique de puissance et son contrôle dans le **domaine temporel** afin de prendre en compte toutes les non-linéarités du système. Hormis les problèmes d'interopérabilité, les principales limites du couplage entre un solveur EF et un solveur circuit dans le domaine temporel pour calculer le modèle 2D/3D EF et le modèle du circuit équivalent de l'électronique de puissance avec un même solveur sont le pas de temps de calcul et la mémoire de stockage.

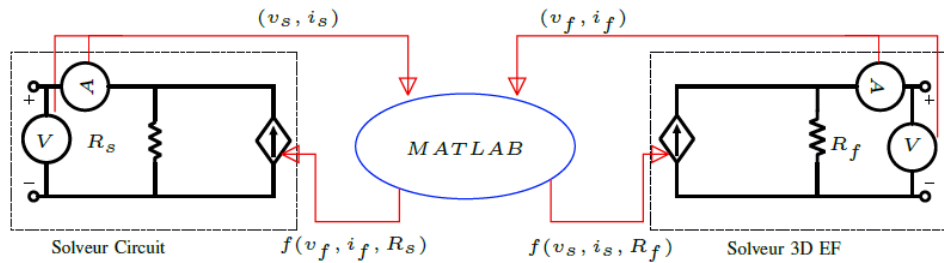


FIGURE 4.28 – Variables d'interface pour le couplage entre le solveur EF et le solveur de circuit.

Dans ce travail, le logiciel COMSOL est utilisé pour modéliser le coupleur magnétique et la bibliothèque Simscape de SIMULINK pour modéliser l'électronique de puissance et son contrôle. Pour prendre en compte les non-linéarités, les deux modèles sont couplés à l'aide de l'outil LiveLink pour MATLAB [127]. Cet outil permet de lancer des simulations dans COMSOL à partir des commandes MATLAB. Les détails du couplage entre les deux outils sont présentés sur la figure 4.28. A l'aide des variables d'interface développées dans la section 2.6, dans chaque outil de simulation, un circuit équivalent de Norton qui représente le sous-système adjacent est ajouté et l'algorithme 3 est implémenté dans MATLAB pour résoudre les sous-systèmes couplés.

Pour valider la co-simulation, le modèle EF du coupleur magnétique et le modèle de circuit de l'électronique de puissance ont été exécutés sur un ordinateur portable Intel(R) Core (TM) i7-8665U CPU@1.90 2.11 GHz. Pour relâcher la contrainte sur le solveur EF, son pas de temps maximum est fixé à $0,2 \mu\text{s}$ contre $0,02 \mu\text{s}$ pour le solveur circuit. Le

modèle étant symétrique par rapport aux plans π_1 et π_2 (figure 4.25), le quart du modèle EF 3D a été considéré pour cette l'étude. Cette nouvelle approche est illustrée dans la figure 4.29

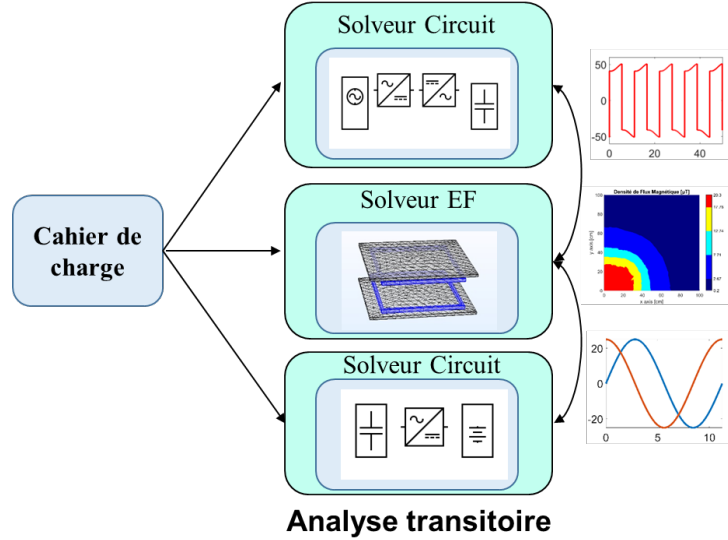


FIGURE 4.29 – Approche proposée pour la co-simulation du système.

4.5.1 Co-simulation sans le redresseur

Dans cette étude, le redresseur n'est pas pris en compte et une charge résistive est directement branchée aux bornes du secondaire après le condensateur de compensation série C_2 (figure 4.22b). Dans ce cas, nous avons considéré que deux sous-systèmes, d'une part la source, le convertisseur DC/AC sont considérés comme un sous-système qui sont résolus dans le solveur circuit et d'autre part, les condensateurs de compensation, le coupleur et la charge résistive sont considérés comme le deuxième sous-système et sont résolus dans le solveur EF. De plus, cette méthode de co-simulation est combinée à la méthode de réduction d'échelle présentée dans la sous-section 4.3.5 pour étudier le système à échelle réduite. Pour le premier sous-système que nous avons défini (Source DC et convertisseur DC/AC), les éléments du convertisseur sont inchangés pour le système à l'échelle réduite, seule la source de tension DC est réduite avec le facteur β^3 . Les résultats de la simulation sans le découplage du système à échelle réelle, déjà validés par la mesure dans la section 4.4 serviront de référence pour la comparaison avec les résultats de co-simulation.

La figure 4.30 montre un bon accord entre les résultats de la méthode de co-simulation proposée sur le système à l'échelle réelle et les références pour les courants dans le primaire et secondaire du système. La figure 4.30a montre plus spécifiquement, qu'avant le découpage, c'est le même courant qui sort de l'onduleur (courbe en rouge) pour traverser le primaire du coupleur à travers le condensateur de compensation en série (courbe en bleu). Par ailleurs, on remarque certaines déviations du courant dans le primaire côté onduleur (courbe en rouge sur la figure 4.30a) lorsque le courant s'approche de zéro, ces écarts sont essentiellement dûs à la différence entre les pas d'intégration de deux solveurs ($0,2 \mu s$ pour le solveur EF contre $0,02 \mu s$ pour le solveur circuit). La distribution du champ

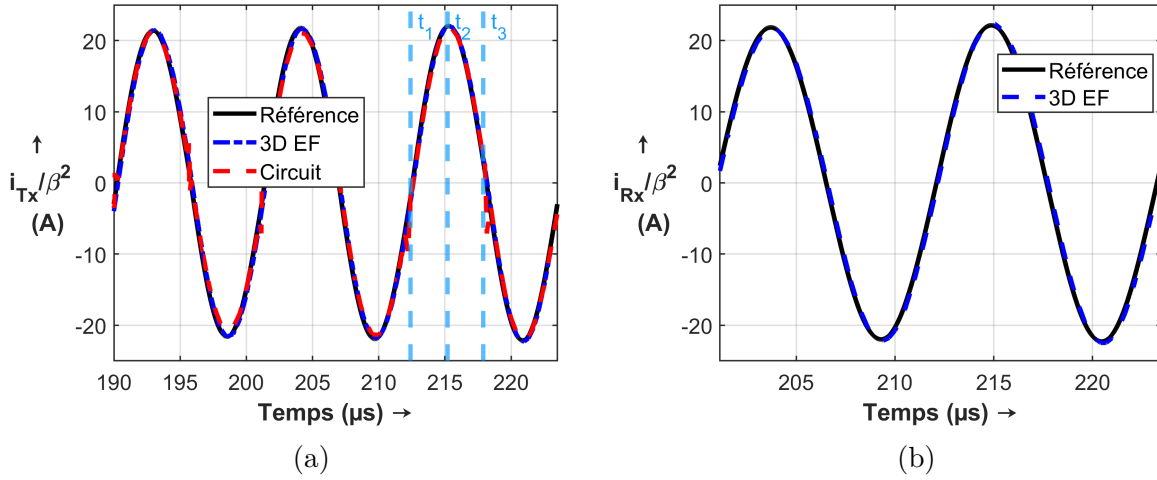


FIGURE 4.30 – Résultats de la co-simulation après 5 itérations à l'échelle réelle, $\beta = 100\%$. (a) Courant dans le primaire avec $t_1 = 212,5 \mu s$, $t_2 = 215,2 \mu s$ et $t_3 = 217,9 \mu s$. (b) Courant dans le secondaire.

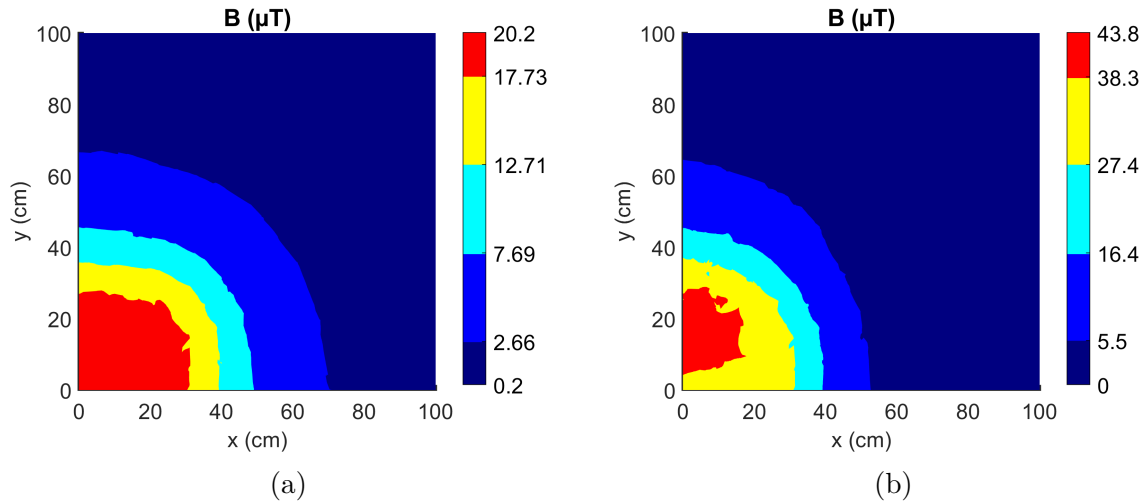


FIGURE 4.31 – Cartographie du champ sur le plan de mesure π_m pour le système à l'échelle réelle, $\beta = 100\%$. (a) Distribution du champ magnétique à l'instant $t_1 = 212,5 \mu s$. (b) Distribution du champ magnétique à l'instant $t_2 = 215,2 \mu s$.

magnétique peut être obtenue à chaque instant de l'intervalle de temps de simulation et la figure 4.31 montre ce champ aux instants t_1 et t_2 .

Pour le système à l'échelle réduite, les courbes de la figure 4.32 montrent une bonne correspondance entre la référence (échelle réelle) et les modèles à échelle réduite pour les grandeurs électriques. Lorsque le facteur $\beta = 50\%$, on a globalement un bon accord de la co-simulation avec la référence, malgré un écart d'environ de 10% pour le courant primaire dans la partie du circuit (courbe en rouge sur la figure 4.32a). Cependant, lorsque $\beta = 30\%$, on observe un écart de plus 12% sur les deux cotés (figures 4.32c et 4.32d). Cet écart apparaît à partir de $\beta = 30\%$ contrairement aux résultats de la simulation sur la figure 4.21 où l'effet des éléments de l'onduleur n'ont pas été pris en compte. Il faut

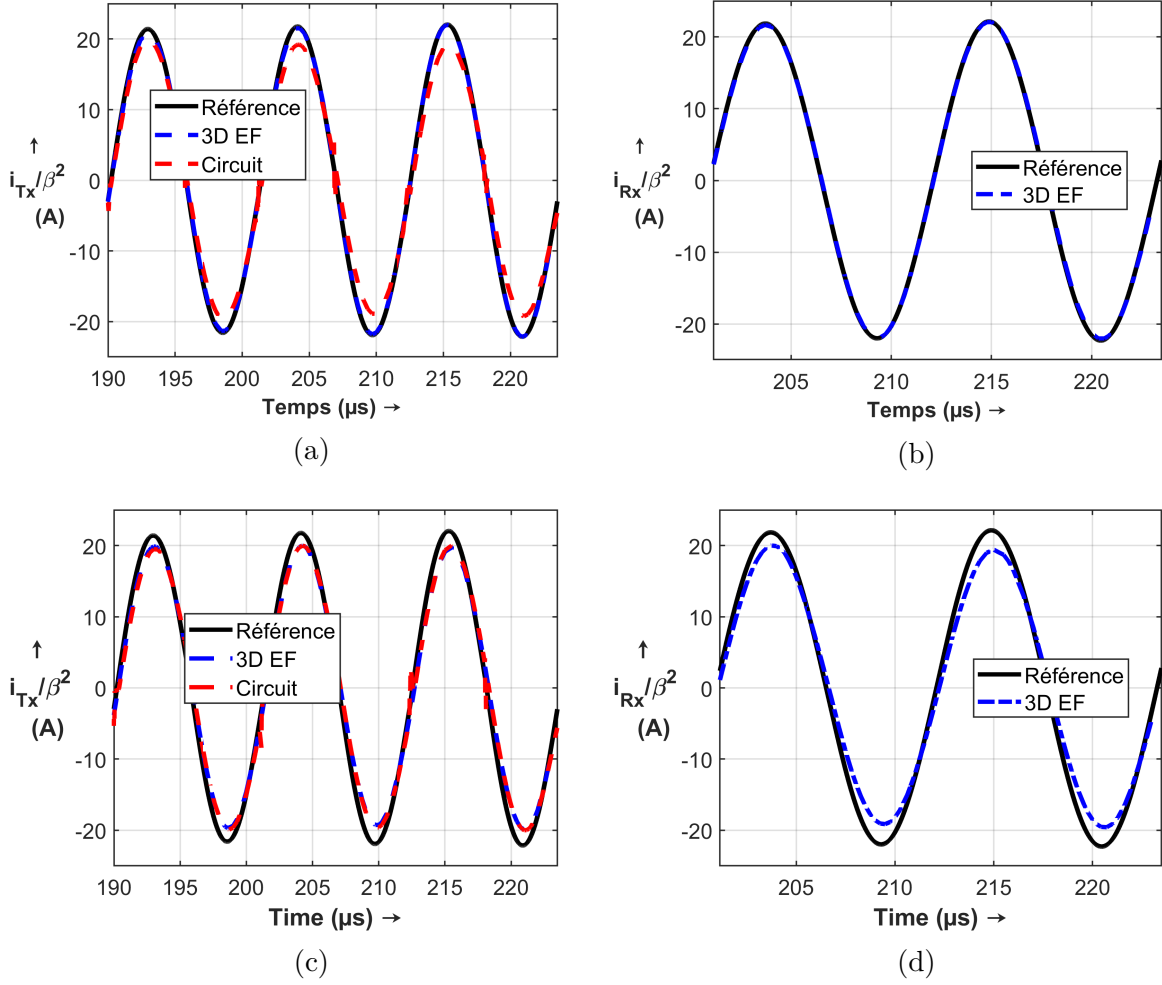


FIGURE 4.32 – Résultats de la co-simulation après 5 itérations à l'échelle réduite. (a) et (b) Courants primaire et secondaire pour $\beta = 50\%$. (c) et (d) Courants primaire et secondaire pour $\beta = 30\%$.

donc avoir en tête que lorsqu'on réduit la taille des éléments du système sauf l'onduleur, certains éléments de l'onduleur comme la résistance à l'état passant des interrupteurs (R_{dson}) deviennent non négligeables devant les autres éléments du système. Ce qui limite la réduction d'échelle à un facteur beaucoup plus élevé que si la simulation était faite avec le circuit équivalent de l'approximation de première harmonique (figure 4.15).

La figure 4.33, montre le champ magnétique sur une ligne située sur le plan de mesure π_m pour différents facteurs d'échelle à l'instant t_2 après 5 itérations de l'algorithme de co-simulation, on observe un écart maximal de 5% entre le référence et la co-simulation pour $\beta = 50\%$ contre 16% lorsque $\beta = 30\%$. Ces écarts sur le champ magnétique reflètent les différences observées dans le précédent paragraphe sur les courants du modèle de référence et des modèles de co-simulation à l'échelle réduite.

4.5.2 Co-simulation avec le redresseur

Dans cette partie, nous avons considéré trois sous-systèmes qui sont :

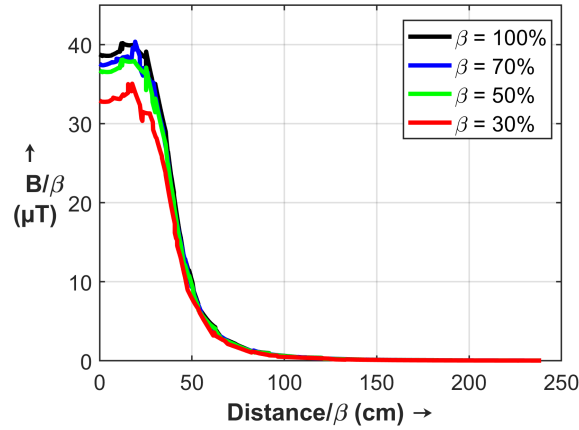


FIGURE 4.33 – Champ magnétique à l'instant t_2 pour $\beta = 100\%$, $\beta = 70\%$, $\beta = 50\%$, $\beta = 30\%$.

- La source DC et le convertisseur DC/AC ;
- Le coupleur magnétique ;
- Le redresseur et la charge résistive.

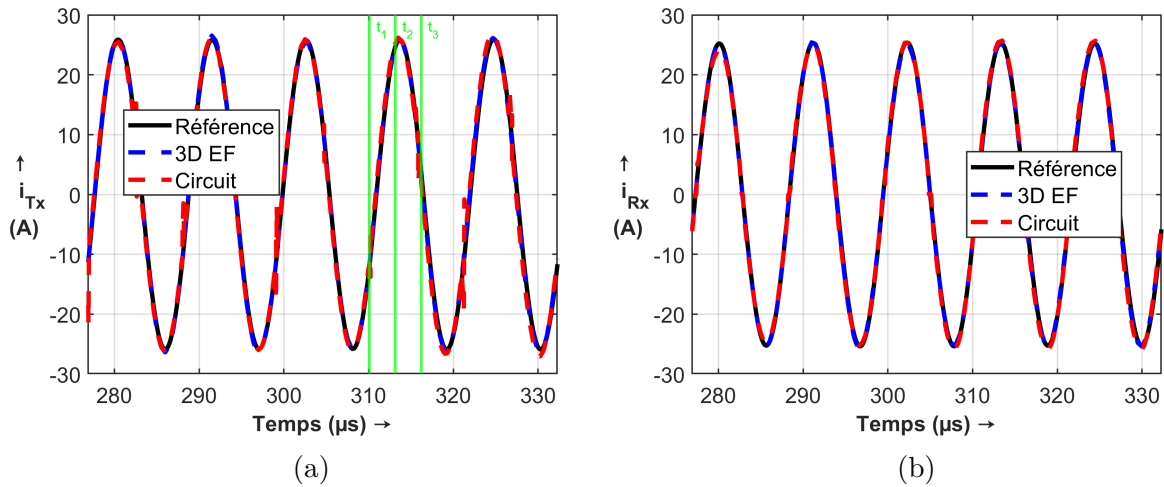


FIGURE 4.34 – Résultats de la co-simulation après 7 itérations. (a) et (b) Courants primaire et secondaire avec $t_1 = 310, 10 \mu s$, $t_2 = 313, 16 \mu s$, $t_3 = 316, 20 \mu s$.

L'ensemble du processus de co-simulation est mis en place grâce à l'algorithme itératif développé. D'une manière schématique, ce processus est illustré sur la figure 4.29. Les figures 4.34a et 4.34b montrent les courants au primaire et au secondaire du coupleur magnétique après 7 itérations de l'algorithme de co-simulation. On observe un bon accord entre la simulation de référence et la co-simulation dans les deux parties. Dans ces figures, les courbes en noir représentent la référence (sans co-simulation), les courbes en bleu sont les courants dans le primaire et secondaire du solveur EF et les courbes en rouge sont les mêmes courants dans le solveur circuit. Sur la figure 4.35, on voit la tension de la charge résistive à la sortie du redresseur avec un écart relatif par rapport à la référence inférieur à 2%.

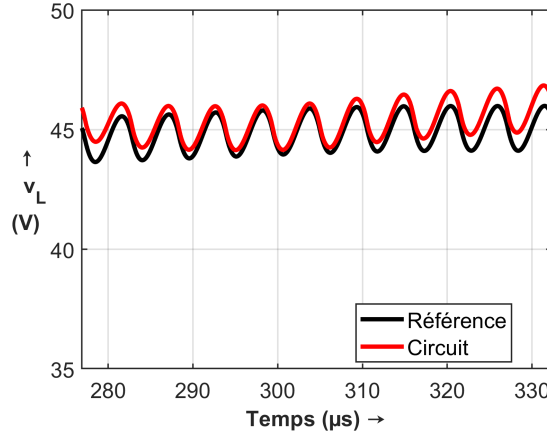


FIGURE 4.35 – Résultats de la co-simulation après 7 itérations. Tension de la charge résistive.

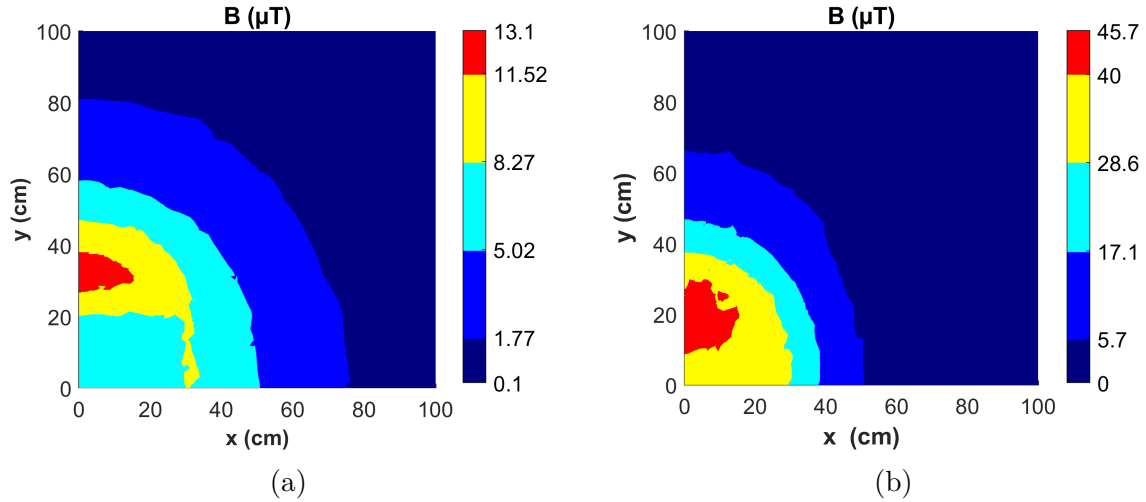


FIGURE 4.36 – Cartographie du champ sur le plan de mesure π_m . (a) Distribution du champ magnétique à l'instant $t_1 = 310,10 \mu s$. (b) Distribution du champ magnétique à l'instant $t_2 = 313,16 \mu s$.

Les courbes de la figure 4.36, montrent la distribution du champ magnétique dans l'environnement proche du coupleur à différents instants de temps. On observe qu'à l'instant t_1 le champ maximal rayonné par le coupleur est moins intense que celui rayonné à l'instant t_2 , ce qui est normal car les courants dans le coupleur magnétique au primaire et au secondaire sont respectivement 5,5 A et -5 A à l'instant t_2 contre 26 A et -25,73 A à l'instant t_2 . Le signe moins sur la valeur du courant au secondaire est le fait que pour le modèle 3D, ce courant est en réalité en opposition de phase ($+90^\circ$) du courant de la figure 4.34b.

Pour terminer, nous n'avons pas pu comparer les temps de simulation entre le modèle de référence et la co-simulation car, d'une part, le temps de calcul du modèle de référence (circuit équivalent de la figure 4.22b) est dérisoire devant le temps de calcul du modèle EF et d'autre part, certes le système de transfert de puissance par induction a été découpé en sous-systèmes, mais dans ce cas-ci, la taille (temps de calcul) des sous-systèmes est très

différentes à cause du modèle EF du coupleur.

Une autre critique qu'on pourrait adresser mais qui est surmontable (car il y a de nombreux travaux dans la littérature qui traitent du couplage circuit-EF [128, 129]), c'est le fait que les variables d'interface soient des circuits électriques et que dans le cas où on veut utiliser ces variables d'interface que nous avons proposées pour le couplage avec un modèle EF, le solveur EF doit nécessairement avoir une interface circuit qui contient au moins une source de courant et une résistance. Néanmoins, cette étude a permis tout d'abord de montrer que la méthode proposée pour des circuits électriques est également valable pour ce type de système. Ensuite, dans l'idée de garder la confidentialité des modèles et de distribuer les efforts de calcul sur plusieurs nœuds, cette étude préliminaire semble montrer un potentiel non négligeable pour des systèmes de complexité industrielle.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, l'objectif était d'étudier le couplage entre des solveurs circuits et des solveurs éléments finis (EF) grâce à la méthode de co-simulation développée dans le précédent chapitre. L'application qui a été choisie est un système de transfert de puissance par induction pour la charge des véhicules électriques.

Dans un premier temps, il nous a semblé important de rappeler le contexte actuel et historique du transfert de puissance par induction. Ensuite, nous avons parlé brièvement de son principe de fonctionnement avant de présenter certains standards et normes qui régissent son utilisation. De plus, nous avons présenté les axes de recherche dans notre laboratoire sur cette thématique, notamment en parlant de certains travaux comme l'optimisation topologique du coupleur magnétique qui sont (ou qui ont été) menés. Ces travaux et d'autres dans la littérature ont clairement montré l'intérêt de la topologie rectangulaire-rectangulaire en termes de coefficient de couplage et de champ magnétique rayonné dans l'environnement proche du coupleur.

Dans un second temps, nous avons choisi d'étudier la topologie rectangulaire du coupleur magnétique où les bobines primaire et secondaire sont de formes rectangulaires. L'influence de certains éléments comme la ferrite ou l'air gap a été montrée. De plus, une méthode de réduction d'échelle du coupleur a été présentée et nous avons défini la limite de validité de la réduction d'échelle en fonction du point de fonctionnement du système.

Enfin, un banc expérimental de 1 kW nous a permis de valider le modèle électrique et électromagnétique du système avant d'étudier la co-simulation (ou le couplage) entre les différents sous-systèmes. Les résultats électriques et électromagnétiques montrent que la méthode de co-simulation développée initialement pour des circuits électriques est aussi applicable pour l'étude d'un système multiphysique de transfert de puissance par induction.

Dans le prochain chapitre, nous allons conclure ces travaux de thèse et donner quelques pistes pour des futures recherches sur ce thème de simulation collaborative (ou co-simulation).

Conclusion générale et Perspectives

Il ne faut jamais oublier que les hommes peuvent atteindre un but commun sans emprunter les mêmes voies. C'est tout le symbolisme du sommet de la montagne, auquel on peut parvenir par des chemins différents.

Amadou Hampâté Bâ.

Time is absolute.

Isaac Newton.

Time is relative.

Albert Einstein.

Time was invented by clock companies to sell more clocks.

Karl Marx.

L'objectif de ces travaux de thèse était de mettre en place une méthode de simulation collaborative (ou co-simulation) permettant l'évaluation des phénomènes CEM des systèmes électriques complexes à travers la simulation indépendante de l'ensemble des sous-systèmes qui composent le système global dans des nœuds de calcul distincts.

Le travail présenté dans cette thèse prouve que la co-simulation peut aider à la prédiction des phénomènes de compatibilité électromagnétique des systèmes électriques complexes. Ceci a été réalisé par une recherche approfondie, le développement et l'implémentation d'un algorithme de co-simulation qui peut faire interagir plusieurs outils de simulation de même ou de nature différente.

A partir d'une revue approfondie de la littérature, nous avons opté pour une simulation coopérative itérative (ou waveform relaxation en Anglais) à cause de nombreux problèmes d'interopérabilité et d'accessibilité au code source des solveurs commerciaux ou à libre accès pour la modélisation et la simulation de nos différentes applications. A l'issue de cette étude bibliographique, un circuit équivalent de Norton et un algorithme itératif de co-simulation ont été proposés pour le découpage et la simulation d'un système donné à travers l'interaction de ses sous-systèmes situés dans des nœuds de calcul distincts. Dans un premier temps, nous avons étudié des circuits électroniques linéaires, ensuite, il a été question d'évaluer les perturbations électromagnétiques des convertisseurs d'électronique de puissance grâce à la méthode proposée. Enfin, cette méthode a été étendue à l'étude de la simulation collaborative d'un système multiphysique (couplage magnétique-électrique) fortement couplé pour prédire les grandeurs électriques et magnétiques de ce dernier. Il ressort de ces différents résultats numériques et expérimentaux plusieurs constatations :

- Un premier exemple numérique simple composé de deux sous-circuits linéaires eux même contenant chacun des lignes de transmission modélisées par les éléments RLGC a permis de prouver que la méthode proposée permet d'avoir les mêmes résultats qu'une simulation classique sans découpage de ce même circuit (sous-section 2.7.4). Un deuxième exemple composé de 21 sous-circuits linéaires a été donné dans la sous-section 2.7.3 pour étudier l'évolutivité et la robustesse de l'algorithme itératif proposé. Les différents résultats, ont montré une adaptabilité de l'algorithme en fonction de l'évolution du nombre de sous-circuits. Enfin, nous avons proposé un troisième exemple dans la sous-section 2.7.4 pour évaluer les performances en termes de temps de calcul de l'algorithme 3. Il ressort de cet exemple qu'on pouvait accélérer la simulation de $7,74\times$ à $35\times$ par rapport à la simulation classique sans découpage pour cet exemple.
- Une autre application a consisté à étudier la co-simulation pour l'évaluation des PEM conduites d'un convertisseur DC-DC dans le domaine temporel et d'un convertisseur DC-AC dans le domaine fréquentiel. Pour les deux convertisseurs, nous avons tout d'abord validé le modèle du système que nous avons appelé la référence avant le découpage grâce à deux bancs de test expérimentaux.
 - Pour le convertisseur DC-DC, nous avons choisi l'approche de modélisation extensive (ou bottom-Up) pour chaque composant du système et une analyse du circuit obtenu dans le domaine temporel a permis de montrer un bon accord entre les perturbations de mode différentiel issues de la simulation et celles

obtenues par la mesure sur le banc expérimental. Ce modèle détaillé a été ensuite découpé en deux sous-parties, d'une part la source DC, les RSIL et le convertisseur et d'autre part la charge constituée de 10 résistances en parallèle (sous-section 3.3.3). Les résultats de la co-simulation avec et sans les éléments parasites du modèle ont permis d'avoir des résultats similaires à ceux de la référence (sans découpage).

- Pour le convertisseur DC-AC, nous avons décidé de le modéliser avec l'approche de modélisation boîte noire dans le domaine fréquentiel. L'idée était de démontrer que l'algorithme développé était non seulement valable pour des systèmes dans le domaine temporel mais aussi pour des systèmes dans le domaine fréquentiel. Dans ce cas, nous avons considéré les résistances de relaxation (équations 2.46 et 2.47) non plus comme des résistances mais plutôt des impédances complexes et les résultats de la co-simulation des PEM conduites (MC et MD) du circuit de la figure 3.28 ont démontré dans la sous-section 3.4.3 l'adaptabilité de la méthode proposée même dans le domaine fréquentiel.
- Dans la dernière partie, nous avons étendu notre méthode à l'étude d'un dispositif de transfert de puissance par induction pour évaluer ses paramètres électriques et magnétiques grâce au couplage d'un solveur circuit pour la partie électronique de puissance et d'un solveur éléments finis pour le modèle du coupleur magnétique. Le modèle (électrique et électromagnétique) du système sans découpage a été tout d'abord validé grâce au dispositif expérimental de 1 kW disponible au laboratoire GeePs. La simulation collaborative entre la partie circuit et la partie éléments finis a été mise en place grâce à l'algorithme proposé dans la section 4.5. Hormis l'objectif de départ, l'approche proposée a permis de prendre en compte les non-linéarités de l'ensemble des sous-systèmes en **même temps**, ce qui n'est pas nécessairement le cas avec une approche classique dans laquelle, le modèle électrique équivalent du coupleur magnétique est extrait indépendamment de la source d'alimentation DC à travers l'onduleur et de la charge.

Enfin, les deux dernières applications ont permis de montrer que la méthode de co-simulation proposée est générique dans la mesure où elle a été développée initialement pour des circuits linéaires.

Pour donner suite aux travaux présentés dans ce manuscrit de thèse, nous proposons trois axes qui peuvent faire l'objet d'études complémentaires qui sont :

1. La traduction du circuit équivalent de Norton des variables d'interface en grandeurs électromagnétiques afin de pouvoir utiliser des solveurs éléments finis qui n'auraient pas une interface circuit. Ceci n'est pas un nouveau sujet car on trouve déjà de nombreux travaux dans la littérature [128, 129] qui ont traité cette problématique de couplage entre un modèle circuit et électromagnétique (EF).
2. La deuxième piste d'amélioration pourrait être la mise en place d'un échange de données itératif entre les sous-systèmes pour des intervalles de temps inférieurs à l'intervalle de temps total $[0 \ t_{final}]$ comme ça été le cas dans cette thèse. Cela permettrait d'avoir une bonne précision en moins d'itérations car plus l'intervalle de temps est petit, plus les résistances de relaxation sont proches de la réalité du

sous-système adjacent. C'est-à-dire, la résistance moyenne (résistance de relaxation) estimée en fonction du courant et de la tension est plus correcte sur un intervalle de temps petit que sur l'ensemble de l'intervalle de temps de simulation, surtout pour des systèmes à forte dynamique. Par ailleurs, les outils de simulation (ou les codes de calcul) **doivent** permettre la synchronisation entre eux et le rollback sans avoir terminé la simulation.

3. Avec la méthode proposée, il serait envisageable de l'adapter pour une simulation collaborative **distribuée** localement ou géographiquement sur plusieurs machines à travers des protocoles de communication informatique (TCP/IP, UDP, etc...).

Annexe **A**

Annexes

A.1 Exemples numériques simples

Tous les exemples numériques dans cette annexe sont des équations analytiques implémentées sous MATLAB.

A.1.1 Analyse DC

Le premier exemple numérique est une analyse DC pour un système d'équations linéaires couplées. Soit le système d'équation suivant :

$$2x_1 - x_2 = 21 \quad (\text{A.1})$$

$$-x_1 + 3x_2 = 2 \quad (\text{A.2})$$

où x_1 et x_2 représentent les tensions des nœuds du circuit de la figure A.1.

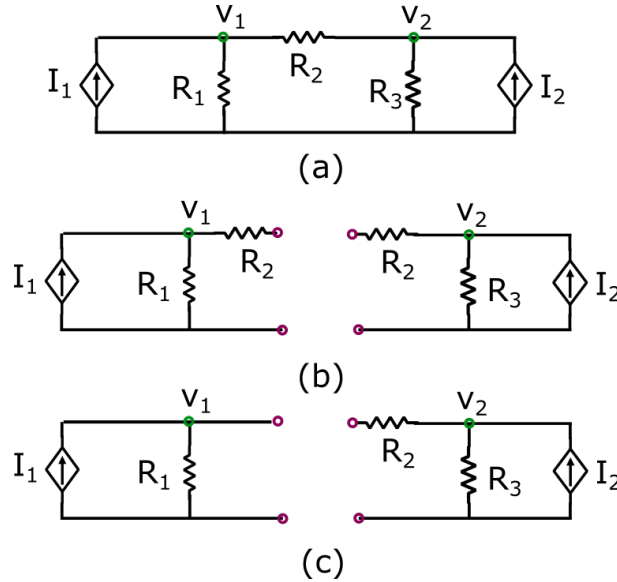


FIGURE A.1 – Exemple d'un circuit simple. (a) Circuit avant découpage. (b) Deux sous-circuits avec la résistance équivalente du circuit à gauche inférieure à celui de droite. (c) Deux sous-circuits avec la résistance équivalente du circuit à gauche supérieure à celui de droite. $I_1 = 21$ A, $I_2 = 2$ A, $R_1 = R_2 = 1\Omega$, $R_3 = 1\Omega$.

Pour le couplage par tension illustré sur la figure 2.4b, page 44, le découplage de deux équations est donné pour l'algorithme de GJ par :

$$x_1^{k+1} = \frac{21 + x_2^k}{2} \quad x_2^{k+1} = \frac{2 + x_1^k}{3} \quad (\text{A.3})$$

et par

$$x_1^{k+1} = \frac{21 + x_2^k}{2} \quad x_2^{k+1} = \frac{2 + x_1^{k+1}}{3} \quad (\text{A.4})$$

pour l'algorithme de GS.

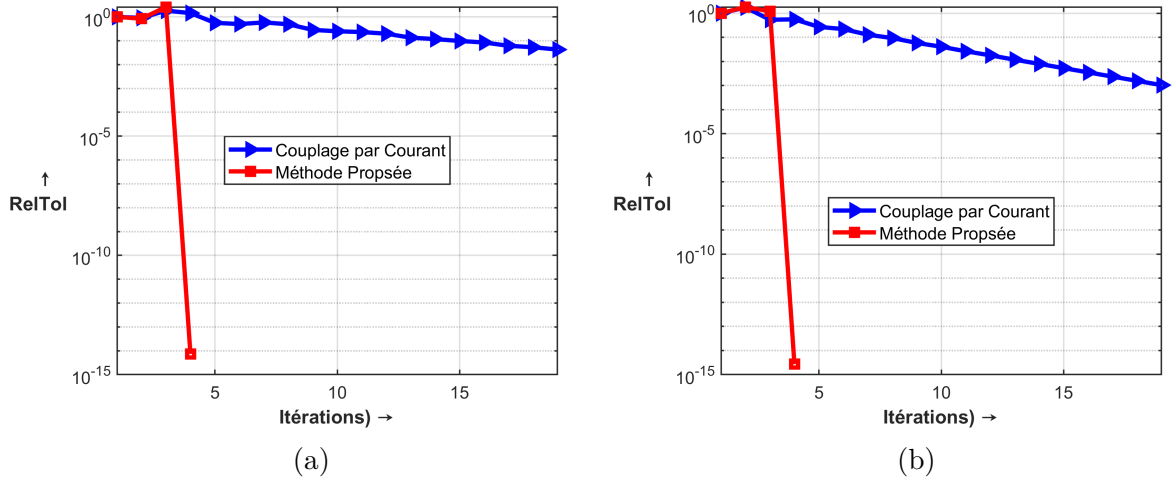


FIGURE A.2 – Erreur relative maximale : (a) Algorithme de GJ, (b) Algorithme de GS.

Le même raisonnement est appliqué pour le couplage par courant et le couplage avec la méthode proposée dans cette thèse. Les résultats de comparaison dans le cas des sous-circuits de la figure A.1c sont résumés dans les tableaux A.1 et A.2 pour les deux algorithmes.

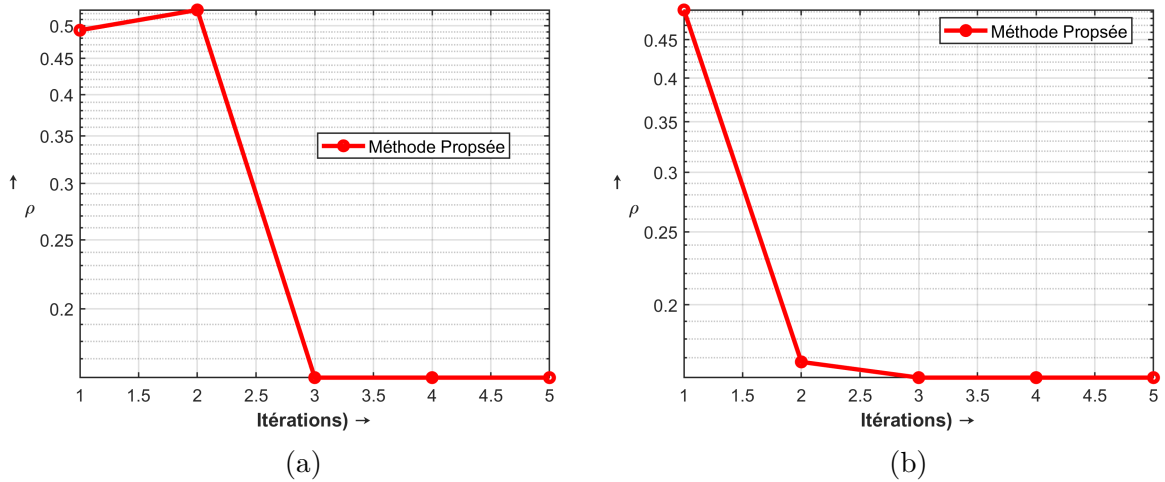


FIGURE A.3 – Taux de convergence : (a) Algorithme de GJ, (b) Algorithme de GS.

La figure A.2 montre tout d'abord que l'algorithme de GS converge plus rapidement que l'algorithme de GJ. Ensuite, la nouvelle méthode proposée converge seulement en 3 itérations contrairement aux deux autres méthodes (voir les valeurs dans les tableaux A.1 et A.2). Pour justifier cette différence de vitesse de convergence de ces méthodes, on peut calculer les taux de convergence. La méthode M_2 n'étant pas applicable pour ce cas si, $\rho_{M_2} = 0,67$. Pour notre méthode M_3 , le taux de convergence varie en fonction de l'itération, la figure A.3 montre la variation de ce taux en fonction de l'index k . Après trois itérations, ce taux passe de 0,5 à 0,16 pour l'algorithme de GJ par exemple.

Pour conclure avec cet exemple, on a fait un découpage de telle sorte que l'impédance du sous-circuit à droite soit supérieure à l'impédance du sous-circuit à gauche, voir la

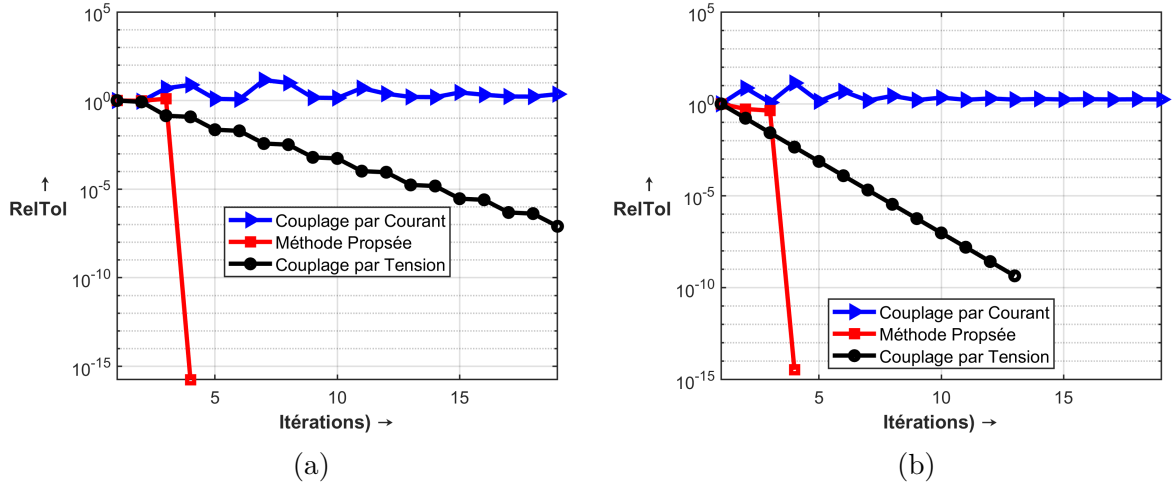


FIGURE A.4 – Erreur relative maximale : (a) Algorithme de GJ, (b) Algorithme de GS.

figure A.1b, les résultats de la figure A.4 montrent que notre méthode reste robuste même dans ce cas, par contre, la méthode M_2 ne converge pas.

TABLEAU A.1 – Comparaison des trois méthodes de couplage avec la solution exacte pour l'algorithme de GJ. M_1 : Couplage par Tension, M_2 : Couplage par courant, M_3 : Méthode proposée et M_0 : Solution exacte.

Itération	M_1		M_2		M_3		M_0	
	x_1	x_2	x_1	x_2	x_1	x_2	x_1	x_2
0	0.000	0.00	0.000	0.000	0.000	0.000	13.00	5.00
1	10.50	0.67	21.00	0.67	19.25	0.96	-	-
2	10.83	4.17	21.67	7.67	19.53	2.50	-	-
3	12.58	4.28	7.67	7.89	13.00	5.00	-	-
4	12.64	4.86	7.22	3.22	13.00	5.00	-	-
5	12.93	4.88	16.56	3.07	13.00	5.00	-	-
6	12.94	4.98	16.85	6.19	13.00	5.00	-	-
7	12.99	4.98	10.63	6.28	13.00	5.00	-	-
8	12.99	5.00	10.43	4.21	13.00	5.00	-	-
9	13.00	5.00	14.58	4.14	13.00	5.00	-	-
10	13.00	5.00	14.71	5.53	13.00	5.00	-	-

TABLEAU A.2 – Comparaison des trois méthodes de couplage avec la solution exacte pour l'algorithme de GS. M_1 : Couplage par Tension, M_2 : Couplage par courant, M_3 : Méthode proposée et M_0 : Solution exacte.

Itération	M_1		M_2		M_3		M_0	
	x_1	x_2	x_1	x_2	x_1	x_2	x_1	x_2
0	0.000	0.00	0.000	0.000	0.000	0.000	13	5
1	10.50	4.17	21.00	7.67	19.25	2.48	-	-
2	12.58	4.86	7.67	3.22	13.60	10.20	-	-
3	12.93	4.98	16.56	6.19	13.00	5.00	-	-
4	12.99	5.00	10.63	4.21	13.00	5.00	-	-
5	13.00	5.00	14.58	5.53	13.00	5.00	-	-
6	13.00	5.00	11.95	4.65	13.00	5.00	-	-
7	13.00	5.00	13.70	5.23	13.00	5.00	-	-
8	13.00	5.00	12.53	4.84	13.00	5.00	-	-
9	13.00	5.00	13.31	5.10	13.00	5.00	-	-
10	13.00	5.00	12.79	4.93	13.00	5.00	-	-

A.1.2 Analyse transitoire

Le même circuit de la figure A.1 est maintenant analysé dans le domaine temporel. où les sources de courants I_1 et I_2 sont exprimées maintenant par

$$I_1(t) = 21 \sin(100\pi t) \quad (\text{A.5})$$

$$I_2(t) = \sin(200\pi t) + 2 \sin(300\pi t) + \frac{1}{2} \sin(400\pi t) \quad (\text{A.6})$$

où t est le temps. L'étude est faite pour trois scénarios qui sont :

Scénario 1 : Les deux sources de courants des équations A.5 et A.6 sont considérées.

Scénario 2 : La source $I_1(t)$ est nulle dans l'intervalle de temps [10 ms, 20 ms].

Scénario 3 : Les sources $I_1(t)$ et $I_2(t)$ sont nulles dans l'intervalle de temps [10 ms, 20 ms].

Le circuit de la figure A.1b est adopté pour les méthodes M_1 et M_3 et le circuit de la figure A.1c est considéré pour la méthode M_2 . Les courbes des différents scénarios sont données ci-dessous pour la 3^{ième}, 5^{ième} et 7^{ième} itération et le tableau A.3 montre la robustesse des trois méthodes en fonction de la tolérance.

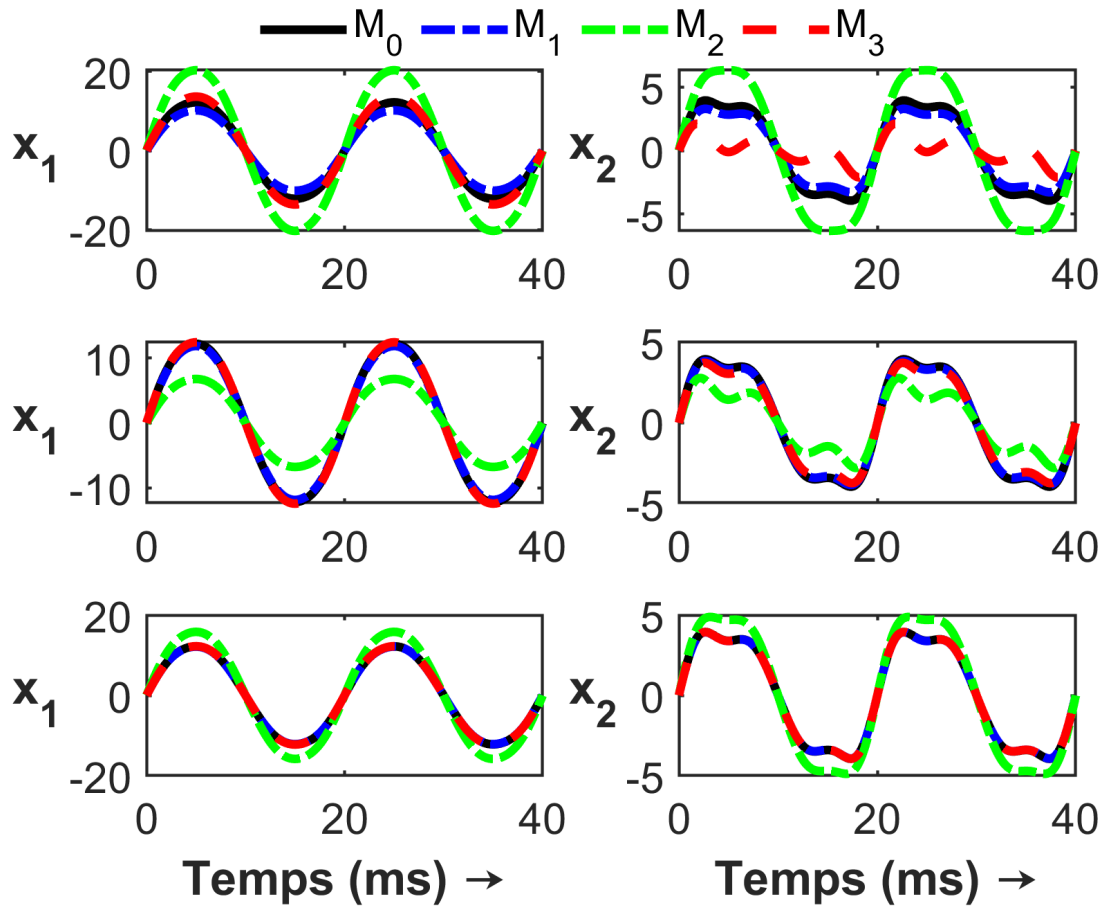
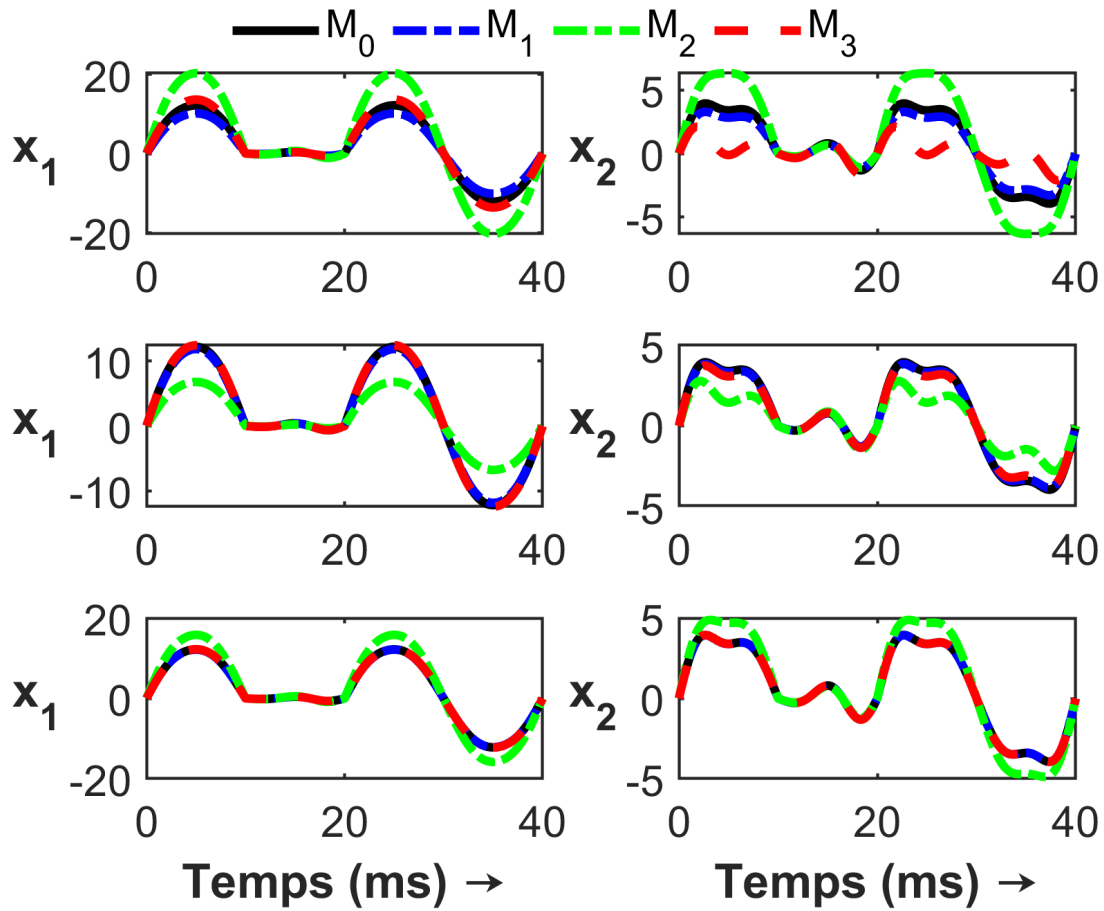


FIGURE A.5 – Scénario 1. 3^{ème}, 5^{ème} et 7^{ème} itération de haut en bas.

TABLEAU A.3 – Itération maximale en fonction de la tolérance *RelTol*.

Tolérance	Itération Maximale		
	M_1	M_2	M_3
10^{-3}	9	39	9
10^{-4}	13	51	11
10^{-5}	15	61	13
10^{-6}	17	73	15
10^{-9}	25	107	21

FIGURE A.6 – Scénario 2. 3^{ième}, 5^{ième} et 7^{ième} itération de haut en bas.

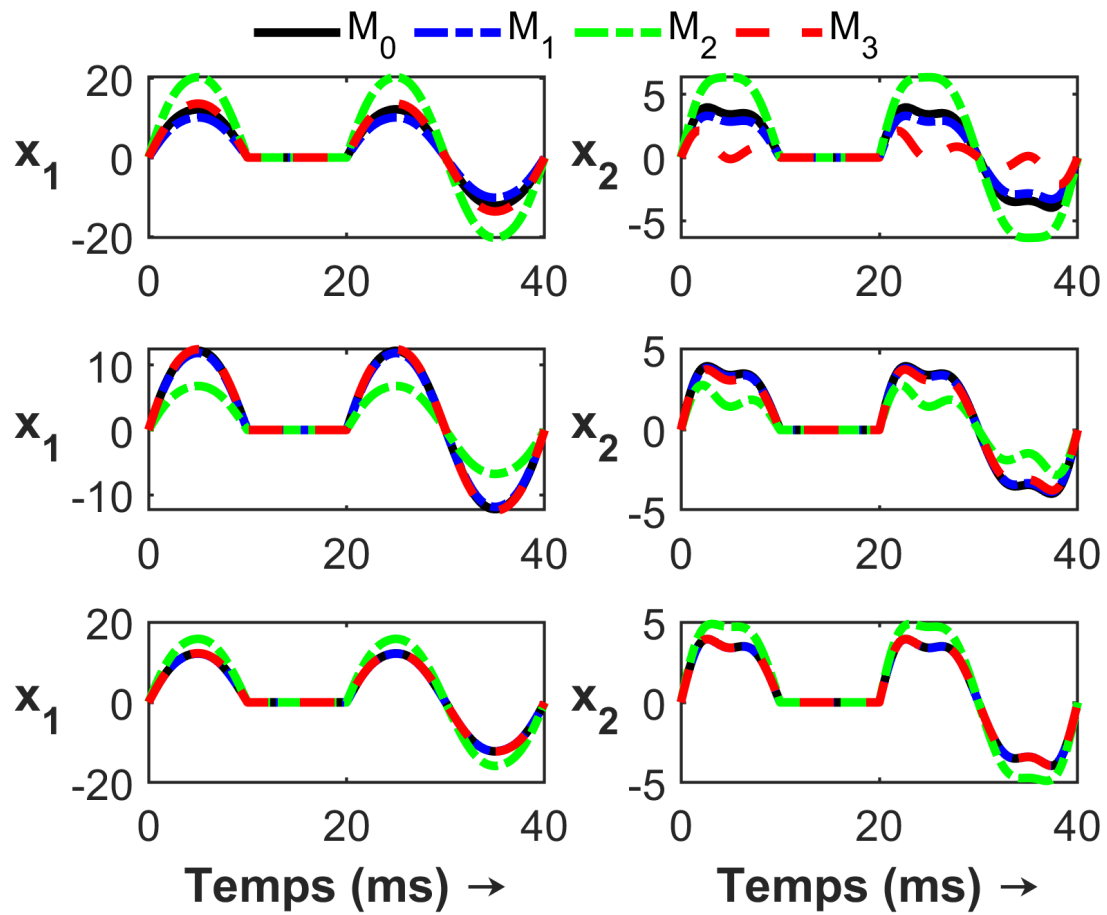


FIGURE A.7 – Scénario 3. 3^{ème}, 5^{ème} et 7^{ème} itération de haut en bas.

A.1.3 Conclusion

Pour conclure, on constate que la méthode M_3 proposée est très robuste pour cet exemple pour l'analyse DC et transitoire, le tableau A.3 montre que les méthodes M_1 et M_3 surpassent de loin la méthode M_2 . Enfin, la méthode M_3 est très générique et est applicable pour tous les sous-circuits de la figure A.1, ce qui n'est pas le cas pour la méthode M_1 qui nécessite un élément à travers lequel on découpe le circuit (figure A.1).

A.2 Code MATLAB de l'algorithme 3 de co-simulation

```
% Paramètres des lignes de transmission *****
len1 = 11.0;
R1 = 60;
L1 = 3.4*1e3;
C1 = 130;
G1 = 6.0*1e3;

len2 = 12.0;
R2 = 45;
L2 = 4.7*1e3;
C2 = 110;
G2 = 6.0*1e3;

Fmax = 10e9;
v1 = 1/sqrt(L1*C1*1e-9*1e-12);
v2 = 1/sqrt(L2*C2*1e-9*1e-12);
N1 = round(Fmax*4*len1*1e-2/v1)+1;
N2 = round(Fmax*4*len2*1e-2/v2)+1;
Tend = 24e-9;
dtmax = 1/(Fmax*10);
save('Parameters.mat')
Nmm = round(Tend/dtmax)+1;
Tree = 1;
Level = 6;
NumbersOfSubsystem = Level;
% Initialisation de la co-simulation*****
[Subcircuits,W,Resistances,~,~,Sources,Np] = Initialization(NumbersOfSubsystem,...
    Tend,dtmax,Tree,Level);

OldVoltages = cell(Level,2^(Level-2),3);
OldCurrent = cell(Level,2^(Level-2),3);
RelNAN = OldCurrent;
[OldVoltages{:}] = deal(zeros(1,Nmm));
[RelNAN{:}] = deal(1e-15*ones(1,Nmm));
OldCurrent = OldVoltages;
Current = OldVoltages;
Voltages = OldVoltages;
```

```
RelTolmax = 1e-5; %Erreur relative
Kmax = 10;          %Maximum d'itération
Nmax = Kmax;
k = 1;
Serial = 1;
LTV = 1;
RelToli(1,1) = 1;
delete(gcf('nocreate'));
NumberOfPool = IterationNumberOfPool;
parpool('local',NumberOfPool); %Ouverture des Processeurs
mdlinit = 'vdp';
for idx = 1:NumberOfPool
    in(idx) = Simulink.SimulationInput(mdlinit);
end
SimulationParallel_Initialisation = parsim(in,'ShowProgress','on',...
                                            'RunInBackground','off');

tfinalinit = toc;
clc
fprintf('*****Initiation duration is %0.2f Seconds*****\n',tfinalinit);
fprintf('*****Cosimulation start*****\n');

while(k<=Kmax)
    Number = 0;
    Time = {};
    Iteration = 0;
    for Iteration = 1 : NumbersOfSubsystem
        if(Iteration == 1)
            Nb = 1;
            Output{Iteration,1} = sim(Subcircuits{Iteration,1});

            [Time{Iteration,1},Voltages{Iteration,1,2}] = Interpolation(Tend,...
                                dtmax, Output{Iteration,1}.Vcosim.Time,...
                                Output{Iteration,1}.Vcosim.Data);

            [~,Current{Iteration,1,2}] = Interpolation(Tend, dtmax, ...
                                Output{Iteration,1}.Icosim.Time,...
                                Output{Iteration,1}.Icosim.Data);
            if(k<Nmax)
                Resistances{Iteration,1,2} = rms( Voltages{Iteration,1,2}...
                    - OldVoltages{Iteration,1,2} + 1e-12)/...,
                    rms(Current{Iteration,1,2} - OldCurrent{Iteration,1,2} + 1e-12);
            end
            W = Voltages{Iteration,1,2}/Resistances{Iteration,1,2}...
                - Current{Iteration,1,2};
            Sources{Iteration,1,2} = [Time{Iteration,1}, W'];
        elseif(Iteration == NumbersOfSubsystem)
```



```
clear in OutParsimx OutParsim;
for Nb = 1:2^(Iteration-2)

    save('WorkspaceVariable.mat','Iteration','Nb','Np','Sources'...
        , 'Resistances','len1','len2','L1','L2','R1','R2','C1','C2'...
        , 'G1','G2','N1','N2','dtmax','Fmax','Tend');

    in(Nb) = Simulink.SimulationInput(Subcircuits{Iteration,Nb});
    in(Nb) = in(Nb).loadVariablesFromMATFile('WorkspaceVariable.mat');
end
OutParsim = parsim(in, 'ShowProgress', 'off','RunInBackground','off');

for Nb = 1:2^(Iteration-2)

    Output{Iteration,Nb} = OutParsim(Nb);
    %IN
    [Time{Iteration,Nb},Voltages{Iteration,Nb,1}] = ...
    Interpolation(Tend,...
    dtmax, Output{Iteration,Nb}.Vcosim.Time,...
    Output{Iteration,Nb}.Vcosim.Data);

    [~,Current{Iteration,Nb,1}] = Interpolation(Tend, dtmax,...
    Output{Iteration,Nb}.Icosim.Time,...
    Output{Iteration,Nb}.Icosim.Data);
    %Resistances calculation
    if(k<Nmax)

        Resistances{Iteration,Nb,1} = rms( Voltages{Iteration,Nb,1}...
            - 1*OldVoltages{Iteration,Nb,1})/...,
        rms(Current{Iteration,Nb,1} - 1*OldCurrent{Iteration,Nb,1});
    end

    W = Voltages{Iteration,Nb,1}/Resistances{Iteration,Nb,1} -...
        Current{Iteration,Nb,1};
    Sources{Iteration,Nb,1} = [Time{Iteration,1}, W'];
end
else %COMPUTE MOTIF
    if(Iteration>3)
        clear in OutParsimx OutParsim;
        for Nb = 1:2^(Iteration-2)

            save('WorkspaceVariable.mat','Iteration','Nb','Np','Sources',...
                'Resistances','len1','len2','L1','L2','R1','R2','C1','C2',...
                'G1','G2','N1','N2',...
                'dtmax','Fmax','Tend');
```

```
in(Nb) = Simulink.SimulationInput(Subcircuits{Iteration,Nb});
in(Nb) = in(Nb).loadVariablesFromMATFile('WorkSpaceVariable.mat');

end
OutParsim = parsim(in, 'ShowProgress', 'off','RunInBackground','off');
end
for Nb = 1:2^(Iteration-2)
    if(Iteration>3)
        Output{Iteration,Nb} = OutParsim(Nb);
    else
        Output{Iteration,Nb} = sim(Subcircuits{Iteration,Nb});
    end
    %IN
    [Time{Iteration,Nb},Voltages{Iteration,Nb,1}] = ...
    Interpolation(Tend,...
    dtmax, Output{Iteration,Nb}.Vcosim.Time,...
    Output{Iteration,Nb}.Vcosim.Data);

    [~,Current{Iteration,Nb,1}] = Interpolation(Tend, dtmax, ...
        Output{Iteration,Nb}.Icosim.Time,...
        Output{Iteration,Nb}.Icosim.Data);
    %UP
    [~,Voltages{Iteration,Nb,2}] = Interpolation(Tend, dtmax,...
        Output{Iteration,Nb}.VcosimUP.Time,...
        Output{Iteration,Nb}.VcosimUP.Data);

    [~,Current{Iteration,Nb,2}] = Interpolation(Tend, dtmax,...
        Output{Iteration,Nb}.IcosimUP.Time,...
        Output{Iteration,Nb}.IcosimUP.Data);
    %Down
    [~,Voltages{Iteration,Nb,3}] = Interpolation(Tend, dtmax,...
        Output{Iteration,Nb}.VcosimDOWN.Time,...
        Output{Iteration,Nb}.VcosimDOWN.Data);

    [~,Current{Iteration,Nb,3}] = Interpolation(Tend, dtmax,...
        Output{Iteration,Nb}.IcosimDOWN.Time,...
        Output{Iteration,Nb}.IcosimDOWN.Data);

    for IterIndex = 1:3

        if(k<Nmax)

            Resistances{Iteration,Nb,IterIndex} = ...
                rms( Voltages{Iteration,Nb,IterIndex} -...
                OldVoltages{Iteration,Nb,IterIndex} + 1e-12)/...,
                rms(Current{Iteration,Nb,IterIndex} - ...
```

```

                                OldCurrent{Iteration,Nb,IterIndex} + 1e-12);
                                end
                                W = Voltages{Iteration,Nb,IterIndex}/Resistances{...
                                Iteration,Nb,IterIndex} - Current{Iteration,Nb,IterIndex};
                                Sources{Iteration,Nb,IterIndex} = [Time{Iteration,Nb}, W'];
                                end
                                end
                                end
                                RelToli(k+1,:) = max(abs((Voltages{Iteration,Nb,1} - OldVoltages{...
                                Iteration,Nb,1} + 1e-15)/(Voltages{Iteration,Nb,1} + 1e-15)));
                                RelTol = RelToli(k+1,:);
                                fprintf('Iteration = %1d and Tolerance %1.3e \n',k,RelTol);
                                OldCurrent = Current;
                                OldVoltages = Voltages;
                                if( (2*RelTol<=RelTolmax || k>=Kmax) )
                                end
                                Vout{k} = Output{Iteration,Nb}.NodeA;
                                k = k + 1;
                                end
end

```

A.3 Calcul analytique des sources de PEM Conduites du modèle de la figure 3.8c

Le calcul des sources de PEM conduites V_{MC} et I_{MD} se fait grâce au théorème de superposition en désactivant successivement la source de tension et la source de courant de la figure A.8. Soient I'_1 et I'_2 , les courants de la contribution de la tension de MC et I''_1 et I''_2 les courants de la contribution du courant de MD. Par superposition :

$$I_1 = I'_1 + I''_1 \quad I_2 = I'_2 + I''_2 \quad (\text{A.7})$$

A.3.1 Désactivation de la source de courant

En désactivant la source de courant de MD, l'impédance Z_{MD} est soumise à une différence de potentiel nulle car le modèle est symétrique, l'expression de la tension de MC en fonction des courants I'_1 et I'_2 est donnée par :

$$V_{MC} = (2Z_{MC} + Z_{RSIL})I'_1 = (2Z_{MC} + Z_{RSIL})I'_2 \quad (\text{A.8})$$

ce qui implique que :

$$I'_1 = I'_2 = \frac{V_{MC}}{2Z_{MC} + Z_{RSIL}} \quad (\text{A.9})$$

A.3.2 Désactivation de la source de tension

Les expressions des courants I''_1 et I''_2 sont données par :

$$I_1'' = -I_2'' = \frac{\frac{4Z_{MC}Z_{MD}}{4Z_{MC} + Z_{MD}}}{2Z_{RSIL} + \frac{4Z_{MC}Z_{MD}}{4Z_{MC} + Z_{MD}}} \times I_{MD} \quad (\text{A.10})$$

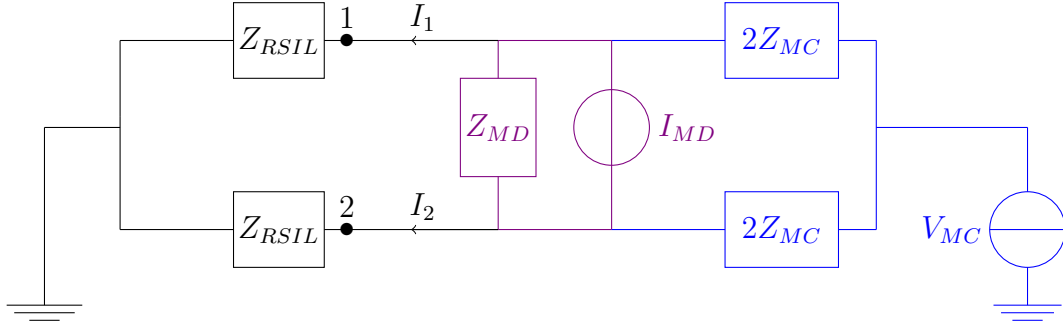


FIGURE A.8 – Modèle comportemental. Circuit équivalent des PEM conduites.

Par conséquent, la nouvelle expression de l'équation A.7 est :

$$I_1 = \frac{V_{MC}}{2Z_{MC} + Z_{RSIL}} + \frac{\frac{4Z_{MC}Z_{MD}}{4Z_{MC} + Z_{MD}}}{2Z_{RSIL} + \frac{4Z_{MC}Z_{MD}}{4Z_{MC} + Z_{MD}}} \times I_{MD} \quad (\text{A.11})$$

et

$$I_2 = \frac{V_{MC}}{2Z_{MC} + Z_{RSIL}} - \frac{\frac{4Z_{MC}Z_{MD}}{4Z_{MC} + Z_{MD}}}{2Z_{RSIL} + \frac{4Z_{MC}Z_{MD}}{4Z_{MC} + Z_{MD}}} \times I_{MD} \quad (\text{A.12})$$

En additionnant les équations A.11 et A.12, on obtient :

$$I_1 + I_2 = 2 \left(\frac{V_{MC}}{2Z_{MC} + Z_{RSIL}} \right) \quad (\text{A.13})$$

et en les substituant

$$I_1 - I_2 = 2 \times \frac{\frac{4Z_{MC}Z_{MD}}{4Z_{MC} + Z_{MD}}}{2Z_{RSIL} + \frac{4Z_{MC}Z_{MD}}{4Z_{MC} + Z_{MD}}} \times I_{MD} \quad (\text{A.14})$$

Après simplification, les sources de perturbation conduites du modèles sont données par :

$$V_{MC} = (I_1 + I_2) \left(\frac{Z_{RSIL} + 2Z_{MC}}{2} \right) \quad (\text{A.15})$$

$$I_{MD} = (I_1 - I_2) \left(\frac{Z_{RSIL}}{4Z_{MC}} + \frac{Z_{RSIL}}{Z_{MD}} + \frac{1}{2} \right) \quad (\text{A.16})$$

Bibliographie

- [1] F. Schloegl, S. Rohjans, S. Lehnhoff, J. Velasquez, C. Steinbrink, and P. Palensky, “Towards a classification scheme for co-simulation approaches in energy systems,” in *2015 International Symposium on Smart Electric Distribution Systems and Technologies (EDST)*, pp. 516–521, 2015.
- [2] C. Steinbrink, S. Lehnhoff, S. Rohjans, T. I. Strasser, E. Widl, C. Moyo, G. Lauss, F. Lehfuss, M. Faschang, P. Palensky, A. A. van der Meer, K. Heussen, O. Gehrke, E. Guillo-Sansano, M. H. Syed, A. Emhemed, R. Brandl, V. H. Nguyen, A. Khavari, Q. T. Tran, P. Kotsampopoulos, N. Hatziaargyriou, N. Akroud, E. Rikos, and M. Z. Degefa, “Simulation-based validation of smart grids – status quo and future research trends,” in *Industrial Applications of Holonic and Multi-Agent Systems* (V. Mařík, W. Wahlster, T. Strasser, and P. Kadera, eds.), (Cham), pp. 171–185, Springer International Publishing, 2017.
- [3] C. Gomes and H. Vangheluwe, “Co-simulation of continuous systems : A hands-on approach,” in *2019 Winter Simulation Conference (WSC)*, pp. 1469–1481, 2019.
- [4] C. Gomes, C. Thule, D. Broman, P. G. Larsen, and H. Vangheluwe, “Co-simulation : State of the art,” *ArXiv*, vol. abs/1702.00686, 2017.
- [5] W. Chen, M. Klomp, and S. Ran, “Real-time co-simulation method study for vehicle steering and chassis system,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, no. 9, pp. 273–278, 2018. 15th IFAC Symposium on Control in Transportation Systems CTS 2018.
- [6] T. Strasser, M. Stifter, F. Andrén, and P. Palensky, “Co-simulation training platform for smart grids,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 29, no. 4, pp. 1989–1997, 2014.
- [7] V. Dmitriev-Zdorov, “Generalized coupling as a way to improve the convergence in relaxation-based solvers,” in *Proceedings EURO-DAC '96. European Design Automation Conference with EURO-VHDL '96 and Exhibition*, pp. 15–20, 1996.
- [8] M. Toure, *Contribution à la modélisation CEM d’une chaîne d’actionnement pour une application automobile*. Theses, Université Clermont Auvergne [2017-2020], Mar. 2019.
- [9] F. A. Kharanaq, A. Emadi, and B. Bilgin, “Modeling of conducted emissions for emi analysis of power converters : State-of-the-art review,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 189313–189325, 2020.
- [10] A. Caillierez, *Etude et mise en oeuvre du transfert de l’énergie électrique par induction : application à la route électrique pour véhicules en mouvement*. PhD thesis,

- Université Paris-Saclay, 2016. Thèse de doctorat dirigée par Sadarnac Daniel et Jaafari Alain.
- [11] Y. J. Hwang and J. Y. Jang, “Design and analysis of a novel magnetic coupler of an in-wheel wireless power transfer system for electric vehicles,” *Energies*, vol. 13, no. 2, 2020.
 - [12] I. C. on Non-Ionizing Radiation Protection *et al.*, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 hz to 100 khz),” *Health physics*, vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010.
 - [13] K. Kadem, *Modélisation et optimisation d’un coupleur magnétique pour la recharge par induction dynamique des véhicules électriques*. PhD thesis, Université Paris-Saclay, 2020. Thèse de doctorat dirigée par Labouré Eric en Génie électrique.
 - [14] K. Kadem, M. Bensetti, Y. Le Bihan, E. Labouré, and M. Debbou, “Optimal coupler topology for dynamic wireless power transfer for electric vehicle,” *Energies*, vol. 14, no. 13, 2021.
 - [15] C. Gomes, C. Thule, P. G. Larsen, J. Denil, and H. Vangheluwe, “Co-simulation of continuous systems : A tutorial,” *ArXiv*, vol. abs/1809.08463, 2018.
 - [16] A. Bouscayrol, “Different types of hardware-in-the-loop simulation for electric drives,” in *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2146–2151, 2008.
 - [17] X. Wu, S. Lentijo, and A. Monti, “A novel interface for power-hardware-in-the-loop simulation,” in *2004 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2004. Proceedings.*, pp. 178–182, 2004.
 - [18] L. Shengqin and H. Le, “Co-simulation study of vehicle esp system based on adams and matlab,” *J. Softw.*, vol. 6, pp. 866–872, 2011.
 - [19] Z. Zhenkai, E. Emeka, K. Xenofon, P. Joseph, K. Gabor, and S. Janos, “A co-simulation framework for design of time-triggered automotive cyber physical systems,” *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 43, pp. 16–33, 2014.
 - [20] J. Brembeck, A. Pfeiffer, M. Fleps-Dezasse, M. Otter, K. Wernersson, and H. Elmqvist, “Nonlinear state estimation with an extended fmi 2.0 co-simulation interface,” in *the 10th International Modelica Conference*, pp. 53–62, 03 2014.
 - [21] B. K. Abir, G. Mongi Ben, P. Nicolas, and S. Daniel, “Fast multi-core co-simulation of cyber-physical systems : Application to internal combustion engines,” *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 47, pp. 79–91, 2014.
 - [22] M. Zeller, G. Weiss, D. Eilers, and R. Knorr, “Co-simulation of self-adaptive automotive embedded systems,” in *2010 IEEE/IFIP International Conference on Embedded and Ubiquitous Computing*, pp. 73–80, 2010.
 - [23] A. Ibrahim, C. B. Math, D. Goswami, T. Basten, and H. Li, “Co-simulation framework for control, communication and traffic for vehicle platoons,” in *2018 21st Euromicro Conference on Digital System Design (DSD)*, pp. 352–356, 2018.
 - [24] Z. Zhong, B. Wu, X. Chen, and X. Chen, “Automotive powertrain co-simulation with modelica and simulink,” in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pp. 1–5, 2014.

- [25] M. Mews, J. Svacina, and S. Weißleder, "From autosar models to co-simulation for mil-testing in the automotive domain," in *2012 IEEE Fifth International Conference on Software Testing, Verification and Validation*, pp. 519–528, 2012.
- [26] S. Sadjina, L. Kyllingstad, S. Skjong, and E. Pedersen, "Energy conservation and power bonds in co-simulations : Non-iterative adaptive step size control and error estimation," *Engineering with Computers*, vol. 33, p. 607–620, 10 2017.
- [27] T. K. Mersha and C. Du, "Co-simulation and modeling of pmsm based on ansys software and simulink for evs," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 13, no. 1, 2022.
- [28] A. A. S. Mohamed and O. Mohammed, "Physics-based co-simulation platform with analytical and experimental verification for bidirectional ipt system in ev applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp. 275–284, 2018.
- [29] V. Varvolik, D. Prystupa, G. Buticchi, S. Peresada, M. Galea, and S. Bozhko, "Co-simulation analysis for performance prediction of synchronous reluctance drives," *Electronics*, vol. 10, no. 17, 2021.
- [30] L. Di Leonardo, M. Popescu, M. Tursini, and M. Villani, "Finite elements model co-simulation of an induction motor drive for traction application," in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp. 1059–1065, 2019.
- [31] <https://www.enedis.fr/>, 2022 (accès le 29/11/2022).
- [32] W. Wang, X. Fang, H. Cui, F. Li, Y. Liu, and T. J. Overbye, "Transmission-and-distribution dynamic co-simulation framework for distributed energy resource frequency response," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 13, no. 1, pp. 482–495, 2022.
- [33] F. Lehfuss, G. Lauss, C. Seitzl, F. Leimgruber, M. Noehrer, and T. I. Strasser, "Coupling of real-time and co-simulation for the evaluation of the large scale integration of electric vehicles into intelligent power systems," in *2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1–5, 2017.
- [34] C. D. Dimas Caro, G. R. López, and A. C. Luna, "Fast co-simulation methodology to assess electric vehicle penetration in distribution networks," in *2019 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1–5, 2019.
- [35] A.-j. G. C. Abad, L. M. Faeda G. Guerrero, J. K. M. Ignacio, D. C. Magtibay, M. A. C. Purio, and E. Q. Raguindin, "A simulation of a power surge monitoring and suppression system using labview and multisim co-simulation tool," in *2015 International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment and Management (HNICEM)*, pp. 1–3, 2015.
- [36] D. Bian, M. Kuzlu, M. Pipattanasomporn, S. Rahman, and Y. Wu, "Real-time co-simulation platform using opal-rt and opnet for analyzing smart grid performance," in *2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, pp. 1–5, 2015.
- [37] A. Elsheikh, M. U. Awais, E. Widl, and P. Palensky, "Modelica-enabled rapid prototyping of cyber-physical energy systems via the functional mockup interface," in *2013 Workshop on Modeling and Simulation of Cyber-Physical Energy Systems (MSCPES)*, pp. 1–6, 2013.

- [38] H. Lin, S. Sambamoorthy, S. Shukla, J. Thorp, and L. Mili, "Power system and communication network co-simulation for smart grid applications," in *ISGT 2011*, pp. 1–6, 2011.
- [39] B. Pesendorfer, E. Widl, W. Gawlik, and R. Hofmann, "Co-simulation and control of power-to-heat units in coupled electrical and thermal distribution networks," in *2018 Workshop on Modeling and Simulation of Cyber-Physical Energy Systems (MSCPES)*, pp. 1–6, 2018.
- [40] I. Hafner, B. Heinzl, and M. Rößler, "An investigation on loose coupling co-simulation with the bcvtb," *SNE Simulation Notes Europe*, vol. 23, 01 2013.
- [41] X. Pang, M. Wetter, P. Bhattacharya, and P. Haves, "A framework for simulation-based real-time whole building performance assessment," *Building and Environment*, vol. 54, pp. 100–108, 2012.
- [42] K. Pierce, C. Gamble, Y. Ni, and J. F. Broenink, "Collaborative modelling and co-simulation with destecs : A pilot study," in *2012 IEEE 21st International Workshop on Enabling Technologies : Infrastructure for Collaborative Enterprises*, pp. 280–285, 2012.
- [43] A. Meriem, *Maîtrise des Emissions Conduites des Electroniques de Puissance*. PhD thesis, Ecole Centrale de Lyon, 2019.
- [44] A. I. Levykin, A. E. Novikov, and E. A. Novikov, "Third order (m, k)-method for solving stiff systems of odes and daes," in *2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE)*, pp. 158–163, 2018.
- [45] S. Kumari and S. K. Rath, "Performance comparison of soap and rest based web services for enterprise application integration," *2015 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI)*, pp. 1656–1660, 2015.
- [46] IEEE, "Ieee standard for modeling and simulation (m&s) high level architecture (hla)– object model template (omt) specification," *IEEE Std 1516.2-2010 (Revision of IEEE Std 1516.2-2000)*, pp. 1–110, 2010.
- [47] E. F. Abir BEN KHALED, *Simulation temps-réel distribuée de modèles numériques : application au groupe motopropulseur*. PhD thesis, Université de Grenoble, 2014.
- [48] M. Trcka, *Co-simulation for performance prediction of innovative integrated mechanical energy systems in buildings*. PhD thesis, Built Environment, 2008. Proefschrift.
- [49] Z. Yongchang, Z. Zhengming, Baihua, Y. Liqiang, and Z. Haitao, "Psim and simulink co-simulation for three-level adjustable speed drive systems," in *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 1, pp. 1–5, 2006.
- [50] B. Lozano-Hernandez, J. J. Vasquez-Sanjuan, J. De J. Rangel-Magdaleno, and L. I. Olivos Pérez, "Simulink/psim/active-hdl co-simulation of passivity-based speed control of pmsm," in *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, pp. 7–11, 2016.
- [51] G. Acciani, F. Vacca, and S. Vergura, "Time domain analysis of switching circuits by using the simulink-based co-simulation," in *IEEE EUROCON 2009*, pp. 256–263, 2009.

- [52] V. Díaz, A. Barrado, C. M. Sanz, and A. Lázaro, “Comparison between various types of electrical co-simulation applied to the power distribution system of a hybrid electric vehicle,” in *2022 IEEE 16th International Conference on Compatibility, Power Electronics, and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, pp. 1–6, 2022.
- [53] A. Munteanu, “Flux - simulink co-simulations for blac motor control with magnetoresistive angle sensor analysis,” in *2020 International Conference and Exposition on Electrical And Power Engineering (EPE)*, pp. 265–268, 2020.
- [54] I. Talebian and N. Rostami, “Co-simulation of a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive using finite element method,” in *2021 IEEE International Power and Renewable Energy Conference (IPRECON)*, pp. 1–6, 2021.
- [55] F. González, M. A. Naya, A. Luaces, and M. González, “On the effect of multirate co-simulation techniques in the efficiency and accuracy of multibody system dynamics,” in *Multibody System Dynamics*, p. 461–483, 2011.
- [56] M. Benedikt, D. Watzenig, and A. Hofer, “Modelling and analysis of the non-iterative coupling process for co-simulation,” *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*, vol. 19, no. 5, pp. 451–470, 2013.
- [57] M. Arnold, “Multi-rate time integration for large scale multibody system models,” in *IUTAM Symposium on Multiscale Problems in Multibody System Contacts* (P. Eberhard, ed.), (Dordrecht), pp. 1–10, Springer Netherlands, 2007.
- [58] M. Benedikt and F. R. Holzinger, “Automated configuration for non-iterative co-simulation,” in *2016 17th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE)*, pp. 1–7, 2016.
- [59] W. Chen, S. Ran, C. Wu, and B. Jacobson, “Explicit parallel co-simulation approach : analysis and improved coupling method based on h-infinity synthesis,” *Multibody System Dynamics*, vol. 19, no. 52, pp. 255–279, 2021.
- [60] Y. Éguillon., B. Lacabanne., and D. Tromeur-Dervout., “Ifosmondi : A generic co-simulation approach combining iterative methods for coupling constraints and polynomial interpolation for interfaces smoothness,” in *Proceedings of the 9th International Conference on Simulation and Modeling Methodologies, Technologies and Applications - SIMULTECH*, pp. 176–186, INSTICC, SciTePress, 2019.
- [61] M. Gander and A. Ruehli, “Optimized waveform relaxation methods for rc type circuits,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 51, no. 4, pp. 755–768, 2004.
- [62] L. W. Nagel, *SPICE2 : A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits*. PhD thesis, EECS Department, University of California, Berkeley, May 1975.
- [63] J. Yao, T. Wang, and J. Roychowdhury, “An efficient time step control method in transient simulation for dae system,” in *2014 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 44–47, 2014.
- [64] C.-W. Ho, A. Ruehli, and P. Brennan, “The modified nodal approach to network analysis,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 22, no. 6, pp. 504–509, 1975.

- [65] N. Nakhla, A. Ruehli, M. Nakhla, and R. Achar, "Simulation of coupled interconnects using waveform relaxation and transverse partitioning," in *Electrical Performance of Electronic Packaging - 2004*, pp. 25–28, 2004.
- [66] R. Saleh, K. Gallivan, M.-C. Chang, I. Hajj, D. Smart, and T. Trick, "Parallel circuit simulation on supercomputers," *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 12, pp. 1915–1931, 1989.
- [67] I. Onyuksel and S. Hosseini, "Amdahl's law : a generalization under processor failures," *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 44, no. 3, pp. 455–462, 1995.
- [68] E. Lelarsmee, A. Ruehli, and A. Sangiovanni-Vincentelli, "The waveform relaxation method for time-domain analysis of large scale integrated circuits," *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 1, no. 3, pp. 131–145, 1982.
- [69] E. Lelarsmee and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Relax : A new circuit simulator for large scale mos integrated circuits," in *19th Design Automation Conference*, pp. 682–690, 1982.
- [70] K. Burrage, C. Dyke, and B. Pohl, "On the performance of parallel waveform relaxations for differential systems," *Applied Numerical Mathematics*, vol. 20, no. 1, pp. 39–55, 1996. Method of Lines for Time-Dependent Problems.
- [71] M. Gander and A. Ruehli, "Optimized waveform relaxation methods for rc type circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 51, no. 4, pp. 755–768, 2004.
- [72] T. Menkad and A. Dounavis, "Resistive coupling-based waveform relaxation algorithm for analysis of interconnect circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 64, no. 7, pp. 1877–1890, 2017.
- [73] T. Menkad and A. Dounavis, "Convergence of the resistive coupling-based waveform relaxation method for chains of identical and symmetric circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 68, no. 12, pp. 5120–5133, 2021.
- [74] M. Gander and A. Ruehli, "Solution of large transmission line type circuits using a new optimized waveform relaxation partitioning," in *2003 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No.03CH37446)*, vol. 2, pp. 636–641 vol.2, 2003.
- [75] M. J. Gander and A. E. Ruehli, "Optimized waveform relaxation solution of electromagnetic and circuit problems," in *19th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems*, pp. 65–68, 2010.
- [76] Q. Lin, H. Wu, and G. Jia, "Review of the global trend of interconnect reliability for integrated circuit," *Circuits and Systems*, vol. 09, pp. 9–21, 01 2018.
- [77] R. Achar and M. Nakhla, "Simulation of high-speed interconnects," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 5, pp. 693–728, 2001.
- [78] S.-C. Wong, G.-Y. Lee, and D.-J. Ma, "Modeling of interconnect capacitance, delay, and crosstalk in vlsi," *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing*, vol. 13, no. 1, pp. 108–111, 2000.

-
- [79] K. Agarwal, D. Sylvester, and D. Blaauw, "Modeling and analysis of crosstalk noise in coupled rlc interconnects," *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 25, no. 5, pp. 892–901, 2006.
 - [80] F. Zahedi, E. Mehrshahi, and A. Jahanian, "A closed-form transient response of coupled transmission lines," *IEEE Systems Journal*, vol. 16, no. 1, pp. 801–809, 2022.
 - [81] A. R. J. Araújo, R. C. Silva, and S. Kurokawa, "Comparing lumped and distributed parameters models in transmission lines during transient conditions," in *2014 IEEE PES T&D Conference and Exposition*, pp. 1–5, 2014.
 - [82] M. A. Farhan, N. M. Nakhla, M. S. Nakhla, and R. Achar, "Fast transient analysis of tightly coupled interconnects via overlapping partitioning and model-order reduction," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 10, pp. 1648–1656, 2014.
 - [83] G. Antonini and A. E. Ruehli, "Waveform relaxation time domain solver for subsystem arrays," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 33, no. 4, pp. 760–768, 2010.
 - [84] F.-Y. Chang, "Waveform relaxation analysis of rlcg transmission lines," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, no. 11, pp. 1394–1415, 1990.
 - [85] B. MARTIN, "Mesures en compatibilité électromagnétique," *Techniques de l'ingénieur Conversion de l'énergie électrique*, vol. base documentaire : TIP301WEB., no. ref. article : r930, 2009. fre.
 - [86] D. Su, H. Xu, Z. Zhou, and Y. Liu, "An improved method of trapezoidal waves time-domain parameters extraction from emi spectrum," in *2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES)*, vol. 1, pp. 1–2, 2019.
 - [87] Q. Liu, F. Wang, and D. Boroyevich, "Frequency-domain emi noise emission characterization of switching power modules in converter systems," in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, vol. 2, pp. 787–792 Vol. 2, 2005.
 - [88] Q. Liu, W. Shen, F. Wang, D. Boroyevich, V. Stefanovic, and M. Arpilliere, "Experimental evaluation of igbts for characterizing and modeling conducted emi emission in pwm inverters," in *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, vol. 4, pp. 1951–1956 vol.4, 2003.
 - [89] Q. Liu, F. Wang, and D. Boroyevich, "Model conducted emi emission of switching modules for converter system emi characterization and prediction," in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, vol. 3, pp. 1817–1823 vol.3, 2004.
 - [90] Q. Liu, F. Wang, and D. Boroyevich, "Modular-terminal-behavioral (mtb) model for characterizing switching module conducted emi generation in converter systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1804–1814, 2006.
 - [91] A. C. Baisden, D. Boroyevich, and F. Wang, "Generalized terminal modeling of electromagnetic interference," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 5, pp. 2068–2079, 2010.
-

- [92] H. Bishnoi, P. Mattavelli, and D. Boroyevich, “Un-terminated common-mode emi model of dc-fed motor drives,” in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. DS2a.15–1–DS2a.15–8, 2012.
- [93] M. Ali, *Nouvelles architectures intégrées de filtre CEM hybride*. PhD thesis, Ecole normale supérieure, 2012. Thèse de doctorat dirigée par Costa, François Électro-Électrotechnique Automatique, Cachan.
- [94] M. Ali, E. Labouré, F. Costa, and B. Revol, “Design of a hybrid integrated emc filter for a dc–dc power converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4380–4390, 2012.
- [95] C. Cuellar, N. Idir, A. Benabou, and X. Margueron, “High frequency current probes for common-mode impedance measurements of power converters under operating conditions,” in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–8, 2013.
- [96] A. Nejadpak and O. A. Mohammed, “Physics-based modeling of power converters from finite element electromagnetic field computations,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 1, pp. 567–576, 2013.
- [97] Y. Liu, K. Y. See, S. Yin, R. Simanjorang, A. K. Gupta, and J.-S. Lai, “Equivalent circuit model of high power density sic converter for common-mode conducted emission prediction and analysis,” *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 67–74, 2019.
- [98] G. Dadanema, M. Delhommais, F. Costa, J. L. Schanen, Y. Avenas, and C. Vollaïre, “Analytical model for sic based power converter optimization including emc and thermal constraints,” in *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, pp. 1–6, 2017.
- [99] W. Belloumi, A. Bréard, O. Hajji, C. Vollaïre, and J. B. H. Slama, “Automatic pcb layout optimization of a dc-dc converter through genetic algorithm regarding emc constraints,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 149870–149882, 2021.
- [100] J. Taki, *Contribution aux modèles des perturbations électromagnétiques émises par les convertisseurs de l’électronique de puissance*. Theses, Université Paris Saclay (COMUE), Oct. 2017.
- [101] X. Fang, S. Li, and D. Jiandong, “Prediction model of conducted common-mode emi in pwm motor drive system,” in *2010 First International Conference on Pervasive Computing, Signal Processing and Applications*, pp. 1298–1301, 2010.
- [102] X. Fang, S. Li, and D. Jiandong, “Prediction model of conducted common-mode emi in pwm motor drive system,” in *2010 First International Conference on Pervasive Computing, Signal Processing and Applications*, pp. 1298–1301, 2010.
- [103] L. Wang, C. Ngai-Man Ho, F. Canales, and J. Jatskevich, “High-frequency modeling of the long-cable-fed induction motor drive system using tlm approach for predicting overvoltage transients,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 10, pp. 2653–2664, 2010.
- [104] S. Li and C. C. Mi, “Wireless power transfer for electric vehicle applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, 2015.

-
- [105] V. Etacheri, R. Marom, R. Elazari, G. Salitra, and D. Aurbach, "Challenges in the development of advanced li-ion batteries : A review," *Energy & Environmental Science*, vol. 4, 01 2011.
 - [106] Y. J. Hwang and J. Y. Jang, "Design and analysis of a novel magnetic coupler of an in-wheel wireless power transfer system for electric vehicles," *Energies*, vol. 13, no. 2, 2020.
 - [107] Y. Li, J. Hu, T. Lin, X. Li, F. Chen, Z. He, and R. Mai, "A new coil structure and its optimization design with constant output voltage and constant output current for electric vehicle dynamic wireless charging," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, pp. 5244–5256, 2019.
 - [108] P.-P. Ding, L. Bernard, L. Pichon, and A. Razek, "Evaluation of electromagnetic fields in human body exposed to wireless inductive charging system," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 2, pp. 1037–1040, 2014.
 - [109] I. C. on Non-Ionizing Radiation Protection *et al.*, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 ghz)," *Health physics*, vol. 74, no. 4, pp. 494–522, 1998.
 - [110] R. Anderson and D. G. King-Hele, "The referees' assessment of faraday's electromagnetic induction paper of 1831," *Notes and Records of the Royal Society of London*, vol. 47, no. 2, pp. 243–256, 1993.
 - [111] J. Friedmann, F. Groedl, and R. Kennel, "Transcutaneous energy transmission for medical implants," in *Energy self-sufficient Sensors ; 7th GMM-Workshop*, pp. 1–6, 2014.
 - [112] K. N. Poudel and M. Pant, "Wireless power transfer for medical implants," in *2019 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*, pp. 57–58, 2019.
 - [113] K. Agarwal, R. Jegadeesan, Y.-X. Guo, and N. V. Thakor, "Wireless power transfer strategies for implantable bioelectronics," *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, vol. 10, pp. 136–161, 2017.
 - [114] E. Plumed, I. Lope, and J. Acero, "Modeling and design of cookware for induction heating technology with balanced electromagnetic and thermal characteristics," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 83793–83801, 2022.
 - [115] L. Wang, M. Chen, and D. Xu, "Increasing inductive power transferring efficiency for maglev emergency power supply," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–7, 2006.
 - [116] B.-M. Song, R. Kratz, and S. Gurol, "Contactless inductive power pickup system for maglev applications," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, vol. 3, pp. 1586–1591 vol.3, 2002.
 - [117] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, and Q. Chen, "Design for efficiency optimization and voltage controllability of series-series compensated inductive power transfer systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 191–200, 2014.
 - [118] J. L. Villa, J. Sallan, J. F. Sanz Osorio, and A. Llombart, "High-misalignment tolerant compensation topology for icpt systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 945–951, 2012.
-

- [119] C. Auvigne, P. Germano, Y. Perriard, and D. Ladas, "About tuning capacitors in inductive coupled power transfer systems," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–10, 2013.
- [120] Y. Li, J. Zhao, Q. Yang, L. Liu, J. Ma, and X. Zhang, "A novel coil with high misalignment tolerance for wireless power transfer," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, no. 6, pp. 1–4, 2019.
- [121] Y. Fang and M. H. Pong, "Multiple harmonics analysis for variable frequency variable duty-cycle controlled inductive power transfer systems," in *2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies : Wireless Power Transfer (Wow)*, pp. 1–6, 2018.
- [122] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, and C. C. Mi, "A double-sided lcc compensation network and its tuning method for wireless power transfer," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 6, pp. 2261–2273, 2015.
- [123] C.-T. Truong and S.-J. Choi, "Investigation of scale conversion for inductive power transfer in series-series configuration," *Electronics*, vol. 9, no. 11, 2020.
- [124] H. Sumiya, E. Takahashi, N. Yamaguchi, K. Tani, S. Nagai, T. Fujita, and H. Fujimoto, "Coil scaling law of wireless power transfer systems for electromagnetic field leakage evaluation for electric vehicles," *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 10, no. 5, pp. 589–597, 2021.
- [125] Y. Zhang, S. Chen, X. Li, Z. She, F. Zhang, and Y. Tang, "Coil comparison and downscaling principles of inductive wireless power transfer systems," in *2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies : Wireless Power Transfer (WoW)*, pp. 116–122, 2020.
- [126] I. Hussain and D.-K. Woo, "Self-inductance calculation of the archimedean spiral coil," *Energies*, vol. 15, no. 1, 2022.
- [127] MATLAB, *version 9.8.0.1873465 (R2020a)*. Natick, Massachusetts : The MathWorks Inc., 2022. <https://www.comsol.com/livelink-for-MATLAB>. Accessed : Nov. 3, 2022.
- [128] N. Abe, J. Cardoso, and A. Foggia, "Coupling electric circuit and 2d-fem model with dommel's approach for transient analysis [of em devices]," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 34, no. 5, pp. 3487–3490, 1998.
- [129] A. Nicolet, F. Delince, N. Bamps, A. Genon, and W. Legros, "A coupling between electric circuits and 2d magnetic field modeling," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 2, pp. 1697–1700, 1993.