

N° d'ordre : 40724

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE DE LILLE

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR

Spécialité : ELECTRONIQUE

Par

Hamid OUADDI

Contribution à la Modélisation HF du Comportement
Électromagnétique de l'Infrastructure d'Alimentation
Ferroviaire

Soutenue le 9 décembre 2011 devant la commission d'examen :

Président :	M. Marc HELIER	Professeur de l'Université de Paris VI
Rapporteurs :	Mme. Françoise PALADIAN	Professeur de l'Université Blaise Pascal
	Mme. Edith CLAVEL	Maître de conférences HDR à l'Université de Grenoble
Directeur de thèse :	Mme. Sylvie Baranowski	Maître de conférences HDR à l'Université de Lille 1
Encadrant:	M. Gérald Nottet	Expert CEM Alstom Transport
Examineurs :	M. Nadir IDIR	Professeur de l'Université de Lille 1
	Mme. Virginie DENIAU	Chargée de recherche à l'IFSTTAR
Invité :	M. Bernard DEMOULIN	Professeur de l'Université de Lille 1

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au laboratoire TELICE, en convention CIFRE avec la société Alstom Transport® et avec l'appui d'un nombre important de personnes ; aussi, je tiens à remercier chaleureusement :

Mon directeur de thèse, madame Sylvie BARANOWSKI, pour m'avoir guidé efficacement au cours de mes recherches de par sa pédagogie, sa disponibilité et la qualité de ses conseils.

Mesdames Edith CLAVEL et Françoise PALADIAN pour avoir accepté d'être rapporteurs de ma thèse.

Madame Virginie Deniau et Nadir IDIR pour avoir accepté d'assister à ma soutenance de thèse en qualité d'examineurs.

Monsieur Marc HELIER, professeur à l'université Paris VI, pour avoir présidé le jury. Mon encadrant, monsieur Gérard NOTTET, expert CEM, pour son suivi et ses conseils.

Monsieur Bernard DEMOULIN pour m'avoir fait l'honneur d'assister à ma soutenance de thèse.

Monsieur Lamine KONÉ dont l'aide et la disponibilité ont toujours été précieuses

Au sein de la société ALSTOM TRANSPORT, je remercie l'ensemble des collègues. Après toutes ces années passées au TELICE, je ne peux que remercier l'ensemble du personnel permanent et les autres étudiants pour leur accueil et la bonne humeur qu'ils ont contribué à maintenir au quotidien. J'adresse mes remerciements les plus chaleureux aux équipes CEM de l'IFSTTAR et du L2EP de Lille pour leur grande contribution dans le domaine des mesures expérimentales. Je remercie également le professeur Flavio CANAVERO pour son aide efficace.

Enfin, je remercie tous mes proches pour leur soutien permanent au cours de toutes ces années d'études.

Résumé

Titre : Contribution à la modélisation du comportement électromagnétique de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire

Mots clés : Compatibilité électromagnétique, infrastructure d'alimentation ferroviaire, sous-station d'alimentation, transformateur, modélisation, perturbations rayonnées

Résumé : Le monde ferroviaire connaît depuis un certain nombre d'années un intérêt marqué caractérisé par un déploiement important des lignes à grande vitesse et le développement des transports ferroviaires urbains notamment dans les grandes métropoles. Dans ce domaine, l'infrastructure d'alimentation joue un rôle majeur car elle permet l'acheminement de l'énergie nécessaire au fonctionnement du matériel roulant. Cette infrastructure comprend principalement la sous-station d'alimentation ferroviaire, la caténaire et les rails. Les composants de la sous-station d'alimentation dépendent du type d'électrification utilisée néanmoins elle se compose généralement de transformateurs de puissance et de convertisseurs statiques. Cette infrastructure contribue à véhiculer des courants d'amplitudes élevés qui engendrent des champs magnétiques dans l'environnement propre et extérieur au système ferroviaire. En effet, la nature de la ligne d'alimentation (caténaire+rails) est favorable au rayonnement de perturbations électromagnétiques. Cependant, ces champs électromagnétiques sont soumis à des tolérances encadrées par des normes internationales telles que la norme EN 50121.

La gestion et le contrôle du système ferroviaire est réalisée grâce à l'utilisation de systèmes électroniques de type sécuritaire. A proximité du système ferroviaire se trouve généralement des réseaux téléphoniques publics. Ces systèmes internes et externes au domaine ferroviaire peuvent présenter une certaine susceptibilité aux perturbations électromagnétiques engendrées par le courant d'alimentation. La problématique CEM associée à ces systèmes électroniques consiste à évaluer la contribution électromagnétique de l'infrastructure d'alimentation dans la bande fréquentielle 10 kHz – 30 MHz en faisant appel la simulation numérique via des modèles électriques appropriés et à la mesure sur site.

Dans un premier temps, nous décrivons l'infrastructure d'alimentation ferroviaire et plus particulièrement les sous-stations d'alimentation. De cette description ressort la nécessité de proposer un modèle électrique HF du transformateur de puissance. Pour ce faire, on a considéré certains phénomènes tels que les effets magnétiques et les capacités parasites. Ce

modèle a été appliqué à un transformateur de faible puissance. Par la suite, nous présentons une étude effectuée sur un banc d'essai représentatif d'une sous-station d'alimentation en tension continue qui comprend un transformateur, un redresseur à diodes et une résistance. Les résultats ont montré une bonne reproduction du courant redressé en simulation jusqu'à environ 1 MHz. Enfin, nous présentons des mesures de spectre de courant effectués aux bornes d'une sous-station en tension continue de 3 kV. Ensuite on a mis en place un banc d'essai composé d'un transformateur, d'une ligne de transmission et d'une charge. Cette étude a permis d'observer le comportement fréquentiel du courant lorsqu'on introduit des effets de propagation. Pour conclure, une méthode simulation d'une infrastructure d'alimentation est proposée. Celle-ci fait appel à des données de mesures directes aux bornes d'une sous-station et au modèle de ligne proposé par A. Cozza.

Table des matières :

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Présentation du contexte et de la problématique CEM de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire.....	5
Introduction.....	6
1.1. Contexte de l'étude : présentation de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire..	7
1.1.1. L'infrastructure d'alimentation ferroviaire	7
1.1.2. Les différentes électrifications dans le monde.....	8
1.1.3. Description de la voie de chemin de fer.....	9
1.1.4. Les sous-stations d'alimentation de traction ferroviaire	12
1.1.5. La sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue de 1,5 kV	14
1.1.6. La sous-station d'alimentation en tension monophasée 25 kV à la fréquence de 50 Hz.....	17
1.2. La compatibilité électromagnétique dans le domaine ferroviaire	20
1.2.1. Généralités	20
1.2.2. Les sources d'interférences électromagnétiques.....	21
1.2.3. Les victimes potentielles des perturbations EM	24
1.2.4. Les mécanismes de couplage des perturbations électromagnétiques dans le domaine ferroviaire.....	27
1.3. Les normes CEM dans le domaine ferroviaire	31
1.4. Problématiques de compatibilité électromagnétique rencontrées.....	32
1.4.1. L'infrastructure d'alimentation vue comme une ligne de transmission	32
1.4.2. Le problème CEM du point de vue industriel	36
1.5. Travaux antérieurs : la modélisation de la ligne d'énergie.....	37
Conclusion	39
Bibliographie du chapitre 1	40

Chapitre 2 : Modélisation hautes fréquences du transformateur de puissance..41

Introduction	43
I - Les phénomènes internes au transformateur et modélisation électrique	44
2.1. Etude de la sous-station d'alimentation ferroviaire	45
2.1.1. La sous-station : source d'énergie du système ferroviaire.....	45
2.1.2. Les principaux composants de la sous-station d'alimentation ferroviaire.....	46
2.1.3. Le transformateur de puissance	48
2.2. Vers une modélisation haute fréquence du transformateur de puissance	50
2.2.1. Modélisation d'un transformateur parfait	50
2.2.2. Inductance de magnétisation du transformateur	52
2.2.3. Les fuites dans le transformateur	53
2.3. Etudes des phénomènes HF dans les transformateurs	59
2.3.1. Les courants de Foucault dans le circuit magnétique	61
2.3.2. Les courants de Foucault dans les conducteurs des enroulements	63
2.3.3. Etude des capacités parasites dans les transformateurs	65
2.4. Modélisation basée sur la discrétisation des enroulements.....	68
2.5. Modélisation entrée-sortie ou « boîte noire » du transformateur de puissance	70
2.5.1. Généralités sur la méthode.....	70
2.5.2. Application de la méthode de « vector fitting » à un transformateur monophasé de 1,5 kVA.....	72
II - Modèle HF du transformateur de puissance	78
2.6. Etude des différents modèles HF du transformateur.....	78
2.7. Détermination d'un modèle équivalent du transformateur de puissance dans la bande 10 kHz-30 MHz	82
2.7.1. Mesures préliminaires sur un transformateur de forte puissance.....	82
2.7.2. Le modèle HF proposé.....	85
2.7.3. Caractérisation expérimentale du transformateur de puissance.....	92
2.7.4. Identification des paramètres du circuit équivalent : application au transformateur triphasé de 15 kVA	95
2.7.5. Efficacité du modèle	98
Conclusion	101
Bibliographie du chapitre 2 :.....	102

Chapitre 3 : Modélisation du système d'alimentation ferroviaire, dispositif expérimental homothétique	109
Introduction.....	110
3.1. Généralités sur les perturbations électromagnétiques engendrées par les convertisseurs	111
3.2. Les perturbations induites dans le réseau d'alimentation par des redresseurs à diodes	112
3.3. Présentation du dispositif expérimental	114
3.3.1. Le redresseur triphasé.....	116
3.3.2. Les charges de puissance.....	118
3.4. Les objectifs de l'étude du banc d'essai	119
3.5. Etude expérimentale et en simulation du banc d'essai	120
3.5.1. Etude dans le domaine temporel	122
3.5.2. Etude dans le domaine fréquentiel	124
Conclusion	132
Bibliographie du chapitre 3 :.....	133
Chapitre 4 : Contribution à la modélisation de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire.....	134
Introduction.....	135
4.1. Etude d'une infrastructure d'alimentation	136
4.1.1. Formalisme d'étude d'une infrastructure d'alimentation en tension monophasée	136
4.1.2. La ligne de transmission	138
4.1.3. Etude de l'association d'un transformateur et d'une ligne de transmission	143
4.2. Caractérisation par mesure d'une sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue de 3kV	145
4.2.1. Présentation de la sous-station d'alimentation	145
4.2.2. Principe de mesure	147
4.2.3. Spectre du courant réel débité par la sous-station	149
4.3. Intégration directe de la contribution de la sous-station d'alimentation ferroviaire.....	152
Conclusion	158
Bibliographie du chapitre 4 :.....	160
Conclusion générale	162
<u>Annexe 1</u> : Grandeurs caractéristiques du couplage entre deux enroulements.....	164
<u>Annexe 2</u> : L'algorithme « vector fitting »	168
<u>Annexe 3</u> : Caractérisation et estimation des capacités parasites	173

Introduction

Le monde ferroviaire connaît depuis un certain nombre d'années un intérêt marqué qui s'est caractérisé par un développement important des lignes à grande vitesse et le développement des transports ferroviaires entre les grandes métropoles. L'exemple le plus concret est le TGV¹ dont le développement et le déploiement sont en augmentation perpétuelle. Dans les grandes métropoles, les transports ferroviaires guidés (métro, tramway) apparaissent depuis plusieurs décennies comme une solution efficace face aux moyens de transport individuel tels que l'automobile. En effet les transports ferroviaires permettent de déplacer un grand nombre de personnes et la prise en compte des aspects écologiques a entraîné un engouement certain pour les transports ferroviaires notamment dans les grandes villes.

Les matériels roulants nécessitent une énergie électrique et l'infrastructure d'alimentation permet d'acheminer la puissance nécessaire à son fonctionnement. Cette infrastructure d'alimentation est principalement constituée de la sous-station d'alimentation ferroviaire, de la caténaire et des rails. La sous-station comprend essentiellement des composants de l'électronique de puissance comme le transformateur et des convertisseurs statiques (ex : redresseur à diodes). Ces composants peuvent engendrer des perturbations électromagnétiques qui sont propagées par la ligne d'alimentation (caténaire+rails). En effet, la nature de cette ligne est favorable au rayonnement d'interférences vers l'environnement propre et extérieur au système ferroviaire.

Ces perturbations sont susceptibles de mettre en défaut à la fois les systèmes sécuritaires qui équipent l'infrastructure ferroviaire et les systèmes électroniques et électriques environnants tels que les réseaux téléphoniques publics. En effet le développement des infrastructures d'alimentations s'est accompagné d'une forte intégration de systèmes électroniques sécuritaires pour la gestion et le contrôle. Généralement ces systèmes comportent des composants qui peuvent montrer une certaine sensibilité aux perturbations électromagnétiques engendrées par l'infrastructure d'alimentation. De plus, ce risque est accru du fait de l'amplitude relativement élevée du courant d'alimentation.

¹ TGV : Train à Grande Vitesse

Tous ces équipements, à savoir les systèmes électroniques de contrôle et de gestion, sont potentiellement soumis à des risques d'interférences obligeant leurs concepteurs à considérer des critères de compatibilité électromagnétique (CEM). Ils y parviennent par l'adoption de méthodes d'analyse, par le recours à des techniques de protection et par le respect d'une législation indiquant les tolérances de pollutions électromagnétiques ou d'insensibilité aux parasites. Dans le domaine ferroviaire, on a mis en place la norme EN 50121: « Railway applications – Electromagnetic Compatibility » qui encadre ainsi les aspects de la compatibilité électromagnétique.

Le système ferroviaire est confronté à une problématique externe qui se définit par un non respect des gabarits normalisés lors de mesures d'émissions rayonnées du matériel roulant à 10 m des rails.

Les matériels roulants (train, automotrice, métro, tramway) doivent être conformes aux limites d'émission en radiofréquence définies par les normes européennes spécifiques au domaine ferroviaire (EN 50121), notamment au titre de l'interopérabilité. On rappelle que l'interopérabilité dans le domaine ferroviaire en Europe vise à harmoniser les systèmes ferroviaires. Cette démarche consiste à mettre en places des normes communes en matière de systèmes de signalisation, de commande, d'exploitation et de gestion du trafic ferroviaire. L'objectif est de faciliter la mobilité des personnes et des marchandises en favorisant l'utilisation du rail comme mode de transport en Europe.

Lors des mesures d'émissions rayonnées, particulièrement en champ magnétique (prescriptions dans la bande de fréquence de 10kHz à 30MHz), on constate, selon la configuration de l'infrastructure environnante, des dépassements de la limite de champ électromagnétique. Ces dépassements se caractérisent par des phénomènes de résonance du champ magnétique à certaines fréquences du spectre.

De ce fait, la prise en compte et la compréhension des interférences engendrées par l'infrastructure d'alimentation est une nécessité. En entreprenant cette démarche, il est possible d'anticiper et de juger les risques potentiels d'interférences électromagnétiques qui peuvent s'avérer nuisibles au bon fonctionnement des systèmes de communications sécuritaires. Par conséquent, il est primordial de déterminer l'origine de ces phénomènes de résonances car ces constatations souvent tardives dans la conception du matériel entraînent des modifications qui peuvent s'avérer très coûteuses (développement d'un filtrage spécifique, coûts des essais).

Objectifs de la thèse :

Dans cette perspective, l'étude du comportement électromagnétique de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire a été effectuée. La détermination de la « signature électromagnétique » de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire passe par une modélisation des différents sous-systèmes qui la constituent. La sous-station d'alimentation et la ligne (caténaire+rails) sont les principaux sous-systèmes de cette infrastructure. L'étude a pour but la détermination des émissions rayonnées par une infrastructure d'alimentation ferroviaire en utilisant la mesure et la simulation numérique.

Des travaux de thèse antérieurs entrepris par A. Cozza [1] ont permis d'étudier et de modéliser le système composé de la caténaire et des rails. De ce fait, le travail de recherche présenté ici est consacré principalement à l'étude de la sous-station d'alimentation ferroviaire. Cette étude est axée d'une part sur la modélisation de la sous-station et d'autre part sur la validation expérimentale des résultats théoriques sur un banc d'essai représentatif.

La démarche mise en œuvre pour apporter une réponse à ces problématiques suit plusieurs étapes qui sont détaillées à travers les différents chapitres de cette thèse :

Le premier chapitre est consacré dans un premier temps à la présentation de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire dans laquelle nous verrons les différentes électrifications dans le monde. Par la suite, les sous-stations d'alimentation sont abordées notamment les sous-stations d'alimentation ferroviaire en tension continue 1,5 kV et en tension monophasée 25 kV.

De manière générale le domaine ferroviaire est confronté à des problèmes de compatibilité électromagnétique. Dans cette perspective, les mécanismes de couplage, les sources d'interférences électromagnétiques ainsi que les victimes potentielles des perturbations électromagnétiques sont précisés afin d'appréhender les risques CEM liés à l'environnement ferroviaire. Finalement, on abordera de manière détaillée la problématique rencontrée et la nécessité d'entreprendre la modélisation de la sous-station d'alimentation ferroviaire.

Le deuxième chapitre porte sur la modélisation en hautes fréquences (HF) du transformateur de puissance. En effet, c'est un composant majeur de la sous-station d'alimentation ferroviaire. Pour ce faire, la première partie de ce chapitre est consacrée à rappeler les principaux phénomènes physiques internes au transformateur. Dans une seconde partie, nous proposerons un modèle HF du transformateur en considérant les pertes dans le circuit magnétique, dans les conducteurs des

enroulements et les capacités parasites. Par la suite, on appliquera le modèle HF à un transformateur de laboratoire. Pour finir, un comparatif des résultats de mesure et de simulation est établi et commenté afin de valider le modèle HF du transformateur.

Le troisième chapitre vient compléter l'étude réalisée dans la deuxième partie du second chapitre. Ainsi nous étudierons le comportement d'une sous-station d'alimentation de laboratoire. Cette dernière est composée du transformateur de puissance modélisé au second chapitre, d'un redresseur à diodes et d'une charge de puissance. L'étude consistera à analyser le comportement électromagnétique du banc d'essai au travers de l'examen critique des grandeurs physiques que sont le courant et la tension en différents point topologiques.

Dans le dernier chapitre, une première partie a pour objectif l'étude d'un banc d'essai comprenant un transformateur de puissance connecté à une ligne de transmission, l'ensemble étant chargé par une résistance. Ce dispositif nous permettra d'étudier le comportement fréquentiel du courant provenant du transformateur lorsqu'on introduit les effets de propagation créés par la ligne de transmission. En effet ce banc d'expérimental permet de se rapprocher du cas réel puisque la ligne d'alimentation (caténaire+rails) se comporte de manière relative comme une ligne de transmission. La seconde partie portera sur l'analyse du comportement électromagnétique d'un cas réel de sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue de 3 kV. En effet, une procédure de mesure spécifique a été mise en place afin d'étudier le comportement fréquentiel du courant fourni par une sous-station principalement dans la bande fréquentielle 10 kHz - 30 MHz.

CHAPITRE 1 : PRESENTATION DU CONTEXTE ET DE LA PROBLEMATIQUE CEM DE L'INFRASTRUCTURE D'ALIMENTATION FERROVIAIRE

Sommaire :

Introduction	6
1.1. Contexte de l'étude : présentation de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire ...	7
1.1.1. L'infrastructure d'alimentation ferroviaire	7
1.1.2. Les différentes électrifications dans le monde	7
1.1.3. Description de la voie de chemin de fer	9
1.1.4. Les sous-stations d'alimentation de traction ferroviaire	12
1.1.5. La sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue de 1,5 kV	14
1.1.6. La sous-station d'alimentation en tension monophasée de 25 kV à la fréquence de 50 Hz	17
1.2. La compatibilité électromagnétique dans le domaine ferroviaire	20
1.2.1. Généralités	20
1.2.2. Les sources d'interférences électromagnétiques	21
1.2.3. Les victimes potentielles des perturbations EM	24
1.2.4. Les mécanismes de couplage des perturbations électromagnétiques dans le domaine ferroviaire	27
1.3. Les normes CEM dans le domaine ferroviaire	31
1.4. Problématiques de compatibilité électromagnétique rencontrées	32
1.4.1. L'infrastructure d'alimentation vue comme une ligne de transmission	32
1.4.2. Le problème CEM du point de vue industriel	36
1.5. Travaux antérieurs : la modélisation de la ligne d'énergie	37
Conclusion	39
Bibliographie du chapitre 1	40

Introduction

Ce chapitre est décomposé en deux parties. La première est consacrée à la description du système ferroviaire dans son ensemble (Figure 1.1). En effet, il nous a semblé utile de rappeler certaines notions se rapportant à cet environnement, permettant au lecteur de s'en imprégner.

Nous nous focaliserons sur l'infrastructure d'alimentation [1]. Celle-ci se compose principalement de sous-stations d'alimentation ferroviaire et de la ligne d'énergie (caténaire+rails). On s'intéressera plus particulièrement aux éléments qui composent les sous-stations dans une perspective de modélisation.

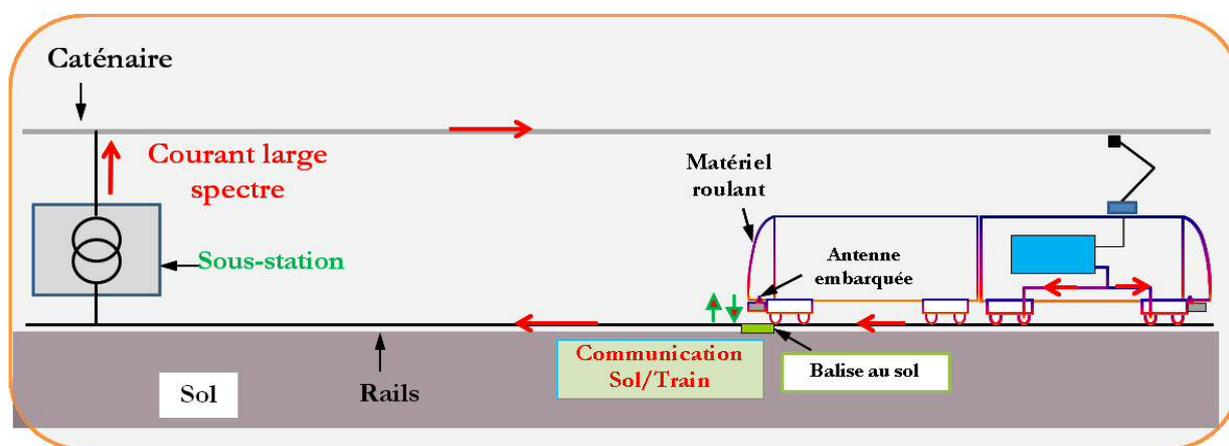


Figure 1.1 : Représentation simplifiée du système ferroviaire

La deuxième partie sera consacrée à la compatibilité électromagnétique (CEM) dans le domaine ferroviaire et aux problèmes rencontrés. On s'attachera à identifier les sources de perturbations électromagnétiques propres à ce système ainsi que les victimes potentielles par exemple : les systèmes de communications qui engagent la disponibilité et/ou la sécurité. Ces perturbations électromagnétiques (EM) mettent en jeu, dans l'environnement ferroviaire, des mécanismes de couplage et de rayonnement électromagnétique [2].

1.1. Contexte de l'étude : présentation de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire

1.1.1. L'infrastructure d'alimentation ferroviaire

Dans cette partie seront évoqués les principaux éléments constitutifs de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire. Celle-ci peut être scindée en deux parties, une première représentée par la sous-station d'alimentation, la deuxième étant la ligne d'alimentation constituée par la caténaire et les rails. D'autres systèmes d'alimentation existent tels que l'alimentation par le 3^{ème} rail [3] mais ce type d'alimentation ne fait pas partie de ce travail et ne sera pas présenté.

La voie de chemin de fer se compose de deux rails liés par des traverses et reposant sur le ballast (Figure 1.2). L'énergie électrique est acheminée par la caténaire suspendue le long de la voie. La captation du courant est réalisée par le contact glissant entre le pantographe du train et la caténaire. Le courant circulant via le matériel roulant retourne à la sous-station d'alimentation par les rails.

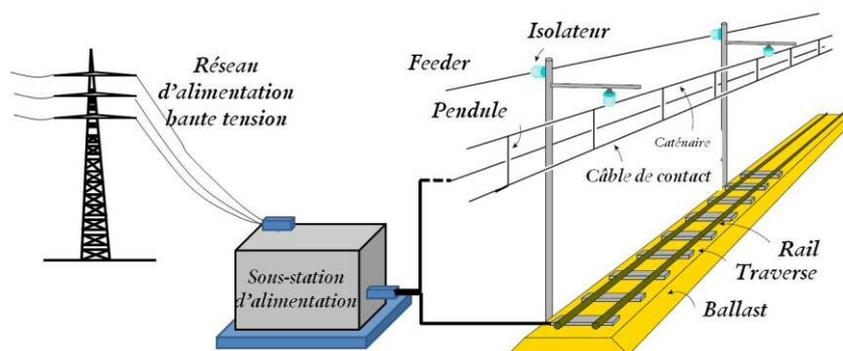


Figure 1.2 : Schéma de principe de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire [4]

1.1.2. Les différentes électrifications dans le monde

L'infrastructure ferroviaire a évolué de façon indépendante dans le monde entraînant la cohabitation de différents dispositifs d'électrification. Le système d'alimentation est de type alternatif ou

Chapitre 1 : Présentation du contexte et de la problématique CEM de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire

continu. Les électrifications en tension alternative utilisent des fréquences variées, à des amplitudes différentes. Quant à l'électrification en tension continue, celle-ci présente également une gamme de tension allant de 600 V à 3 kV. Le Tableau 1 résume l'ensemble des principaux systèmes dans le monde.

Tension continue				Tension monophasée	
600 V	750 V	1 500 V	3 000 V	15 kV 16 Hz 2/3	25 kV 50 Hz
Métros : — New York — Chicago — Tokyo — Nagoya	Métros Tramways Royaume-Uni (Sud Londres)	Australie Egypte France (1) Inde Indonésie Nouvelle-Zélande Pays-Bas USA	Algérie Afrique du Sud Belgique Brésil Chili Espagne Inde Italie Japon Maroc Pologne Russie	Allemagne Autriche Costa Rica (20 Hz) Norvège Suède Suisse	Australie Afrique du Sud Bulgarie Chine Congo Corée Costa Rica (60 Hz) Danemark Espagne (3) France (2) Grèce Hongrie Japon Inde Iran Malaisie Pakistan Portugal Roumanie Russie Serbie Taiwan Turquie Royaume-Uni Zimbabwe USA (60 Hz) (4)
<p>(1) France 1 500 V continu : Sud-est ; Sud-ouest ; Ouest (Paris Le Mans). (2) France 25 kV à 50 Hz : Nord ; Est Dole – Bâle Dole – Frasne – Pontarlier St Amour – Mouchard Marseille – Nice Bellegarde – Evian Annecy – St Gervais Le Mans – Brest Le Mans – Nantes. Lignes à grande vitesse. (3) Espagne 25 kV à 50 Hz : Lignes à grande vitesse. (4) USA : autres tensions : 11 kV à 25 Hz ; 12,5 kV à 60 Hz.</p>					

Tableau 1 : Système d'électrification ferroviaire dans le monde [3]

On peut préciser que de manière quasi-générale les transports urbains ou suburbains tels que les tramways, les métros et trolleybus fonctionnent à courant continu basse tension (600 V et 1000 V). On peut noter une convergence vers une utilisation de tensions normalisées à 750 V et 1,5 kV.

La grande traction (train régionaux, TGV...) opère généralement avec trois systèmes d'alimentation (Figure 1.3):

- le continu à 1,5 kV ou 3 kV ;
- le monophasé à fréquence spéciale (exemple : 16 ⅔ Hz) ;
- le monophasé à fréquence industrielle (50 Hz ou 60 Hz selon les pays).

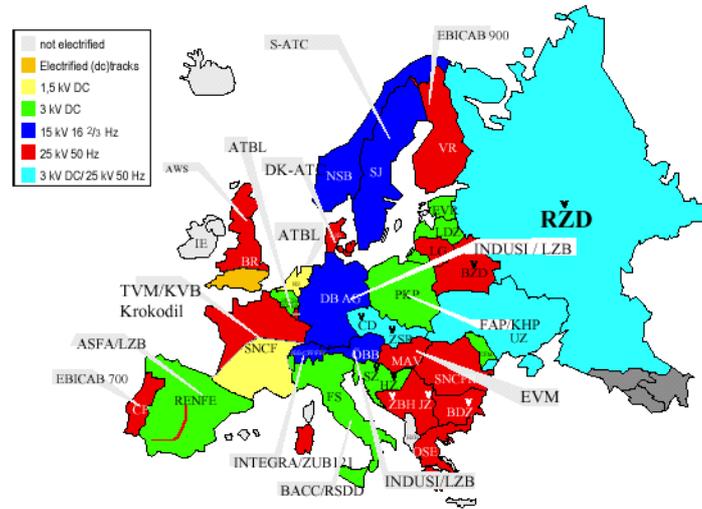


Figure 1.3 : Les électrifications ferroviaires en Europe [4]

1.1.3. Description de la voie de chemin de fer

La voie de chemin de fer est constituée de deux rails parallèles servant de support mécanique à la circulation du train. Ces deux rails sont posés sur des traverses ; l'ensemble repose sur un lit de pierres concassées appelées ballast servant ainsi d'assise. Le ballast est sélectionné avec une conductivité la plus faible possible de manière à isoler électriquement les rails du sol.

- Les rails

Les rails sont de longues barres d'acier profilées qui constituent le support mécanique et guident le matériel roulant. Ils servent également au retour du courant vers la sous-station d'alimentation. Il existe différents types de rails et le rail moderne est généralement un rail de type Vignole (Figure 1.4).

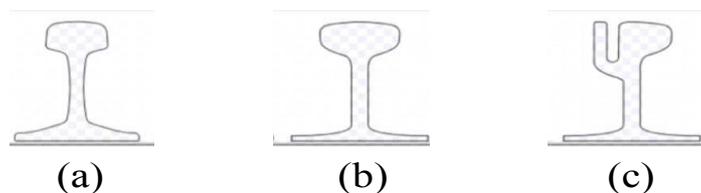


Figure 1.4 : Différentes structures de rail, (a) type de UIC 60, (b) type Vignole, (c) type Broca

- **Les captages de l'énergie**

L'acheminement du courant de la sous-station vers le matériel roulant s'effectue par voie aérienne par l'intermédiaire du pantographe (Figure 1.5).

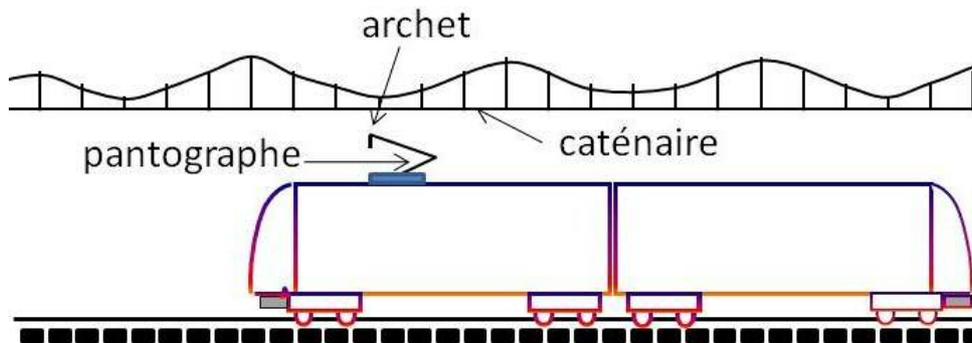


Figure 1.5 : Le captage aérien

Le captage aérien est réalisé par un archet porté par le pantographe comme il est illustré sur la Figure 1.6. Ce dernier permet un contact glissant permanent entre le matériel roulant et la ligne d'énergie en absorbant les variations de hauteur et les débattements verticaux et latéraux du véhicule qu'il équipe. Les décrochements brefs du pantographe peuvent donner naissance à des phénomènes transitoires sous forme d'arcs électriques.

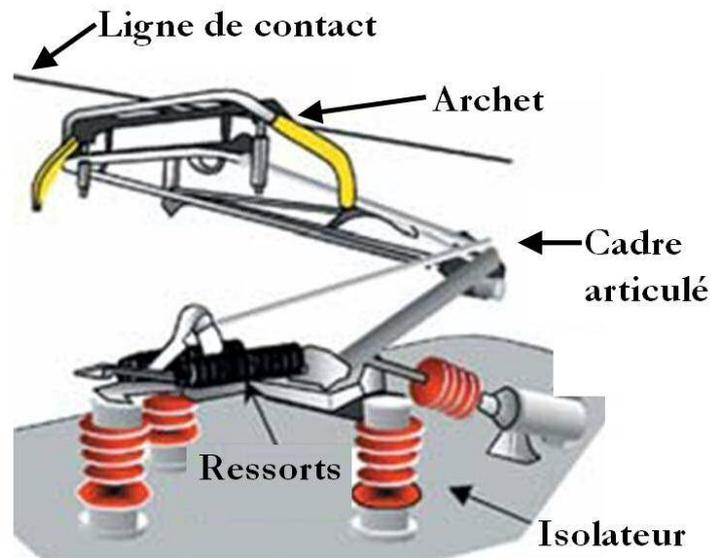


Figure 1.6 : Le pantographe [3]

La caténaire est maintenue par un câble porteur grâce à des pendules comme il est montré aux Figure 1.7 et Figure 1.8.

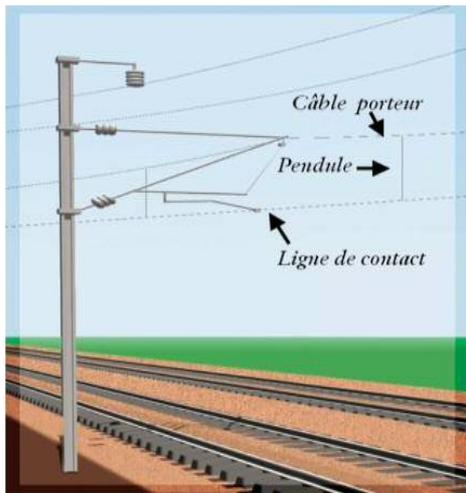


Figure 1.7 : Ligne de contact et le câble porteur [3]

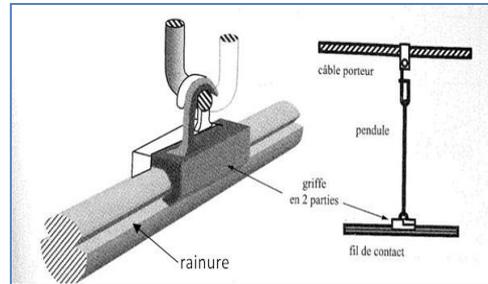


Figure 1.8 : Griffes de fil de contact et suspension [4]

La section de la caténaire dépend de la tension d'alimentation et de la puissance à fournir, de manière générale sa section varie de 107 mm² à 150 mm².

Afin d'éviter une usure trop importante de l'archet du pantographe par la caténaire, la ligne de contact est positionnée en zigzag par rapport à l'axe de la voie. De ce fait, elle est désaxée de manière périodique. Le désaxement de la caténaire est généralement de l'ordre de ± 20 cm par rapport à l'axe de voie situé au milieu des deux rails (Figure 1.9).

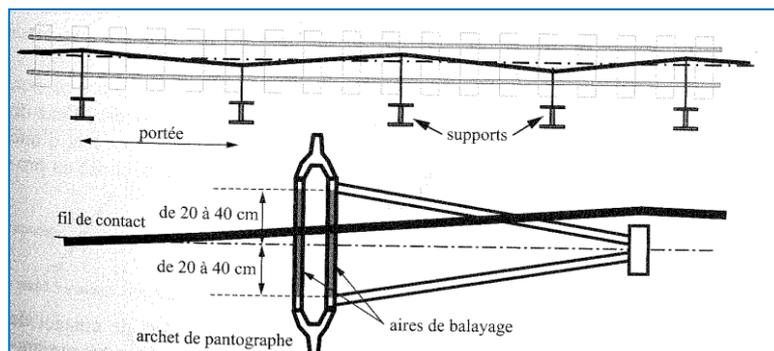


Figure 1.9 : Désaxement périodique en alignement [4]

Il existe d'autres systèmes de captage de courant, on peut citer le captage au sol par le 3^{ème} rail contigu à la voie, la captation à l'aide de perche comme dans le cas des trolleybus, l'alimentation par sol (APS) utilisée par le métro de la ville de Bordeaux mais ceux-ci n'entrent pas directement dans le cadre de cette étude et ne seront pas détaillés [4].

1.1.4. Les sous-stations d'alimentation de traction ferroviaire

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu que le train était alimenté via la caténaire et le retour du courant d'alimentation se faisait par les rails. L'énergie nécessaire aux engins de traction est fournie par des postes électriques disposés le long de la voie appelés sous-station d'alimentation.

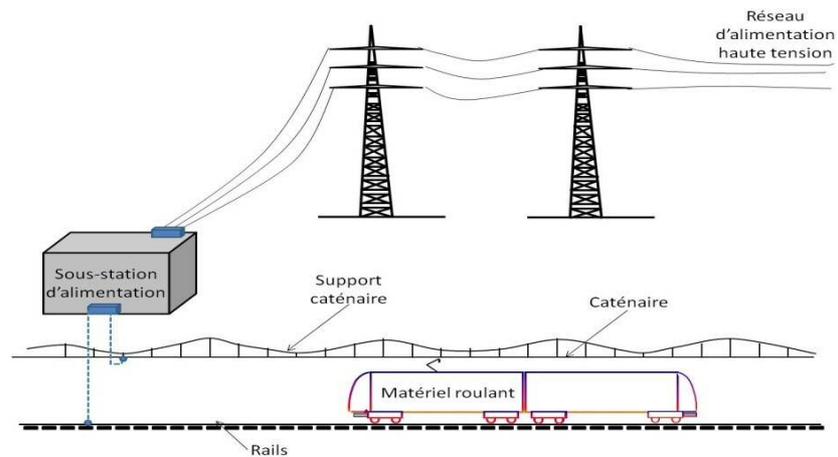


Figure 1.10 : Schéma de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire

Une sous-station d'alimentation ferroviaire permet de baisser la tension du réseau de moyenne tension en une tension définie pour chaque système d'alimentation (§ 1.1.2-Tableau 1) [4]. Elle permet également de convertir cette tension alternative en tension continue. Les sous-stations sont disposées à des intervalles bien précis le long de la voie afin de maintenir un niveau de puissance suffisante et d'éviter trop de pertes en ligne. Le Tableau 2 donne la distance entre les sous-stations selon le système d'alimentation.

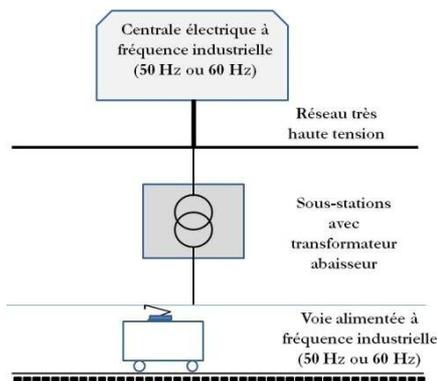
Type d'électrification	Distance entre deux sous-stations
Continu 1,5 kV	8-14 km
Monophasé 16⅔ Hz 15 kV	30-60 km
Monophasé 50 Hz 25 kV	30-60 km
Monophasé 50 Hz 2 x 25 kV	40-90 km

Tableau 2 : Distance moyenne entre deux sous-stations

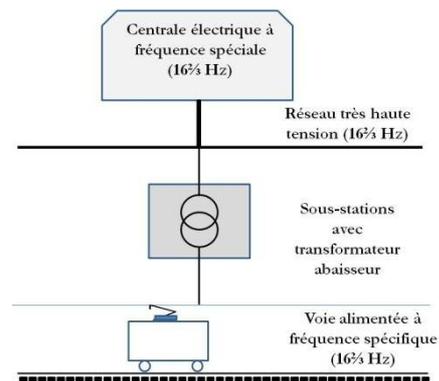
Selon le type d'électrification du train, il existe différentes architectures de sous-station :

- **Electrification de type alternatif de fréquence identique à celle du réseau électrique**

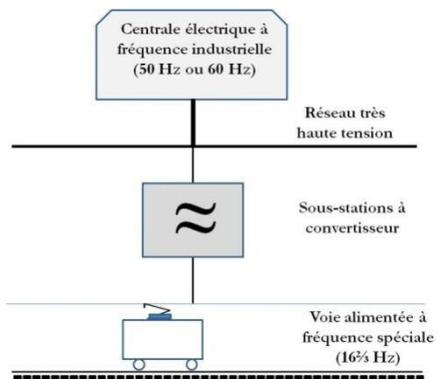
Dans cette configuration, un transformateur est utilisé pour ajuster la tension utilisée par le matériel roulant (Figure 1.11 (a) et (b)). Cette configuration se retrouve dans le cas des systèmes ferroviaires opérant à fréquence industrielle alimentés à partir du réseau électrique triphasé de moyenne tension.



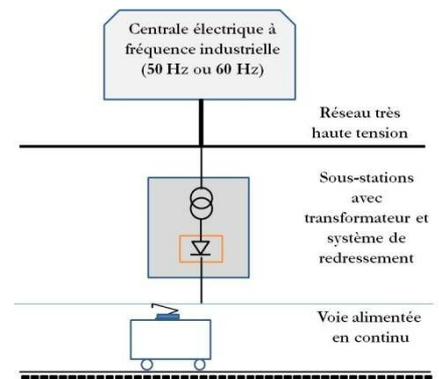
(a) Principe d'alimentation à fréquence industrielle avec électrification de la voie à fréquence industrielle



(b) Principe d'alimentation à fréquence spéciale avec électrification de la voie à fréquence spéciale



(c) Principe d'alimentation à fréquence industrielle avec électrification à fréquence spéciale (16 2/3 Hz)



(d) Principe d'alimentation à fréquence industrielle avec électrification en continu

Figure 1.11 : Les différentes architectures de sous-stations d'alimentation ferroviaire [3]

- **Electrification en alternatif à une fréquence spécifique (16 2/3 Hz)**

Dans cette configuration, il est nécessaire d'utiliser un transformateur et un convertisseur de fréquence (Figure 1.11 (c)).

Les principaux éléments de la sous-station sont interconnectés à l'aide de jeux de barres ou de câbles. Des dispositifs de contrôle équipent également la sous-station comme les appareils de mesure, de protection (disjoncteurs) et de commutation (sectionneur ou interrupteur).

- **Electrification en continu**

Dans ce cas de figure, l'alimentation est faite à partir du réseau électrique de haute tension à fréquence industrielle (Figure 1.11 (d)). Un transformateur abaisseur associé à un système de redressement est utilisé pour délivrer le signal requis.

Dans les paragraphes suivants, deux architectures d'alimentation usuelles en France seront vues de manière détaillée :

- La sous-station d'alimentation en tension continue de 1,5 kV ;
- La sous-station d'alimentation en tension monophasée de 25 kV à 50 Hz.

1.1.5. La sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue de 1,5 kV

Les sous-stations d'alimentation en tension continue sont généralement raccordées au réseau électrique de moyenne tension (réseau triphasé ERDF¹ 63 kV ou 90 kV à 50 Hz, en France). L'architecture de ce type de sous-station comprend principalement un transformateur triphasé constitué d'un primaire et deux secondaires. Un des deux secondaires est utilisé pour l'alimentation de la traction ferroviaire et l'autre pour les services auxiliaires. La Figure 1.12 donne le schéma de principe d'une sous-station d'alimentation ferroviaire de 1,5 kV. Pour des raisons de disponibilité maximale de l'installation, il est généralement nécessaire de doubler les groupes de conversion bien qu'un seul groupe (transformateur+redresseur) suffise à alimenter les caténaires [9].

¹ Électricité Réseau Distribution France

constituées d'un enroulement primaire et de deux enroulements secondaires. Ils présentent communément une puissance nominale de 7,4 MVA en 63 kV à 50 Hz.

- **Redresseurs 1,5 kV : ③**

Le groupe redresseur est constitué d'un double pont de Graëtz série à diodes et la puissance de ce système est généralement de 6 600 kW [9]. Le refroidissement des diodes s'effectue par ventilation naturelle. La Figure 1.13 présente un exemple de redresseur utilisé dans une sous-station d'alimentation en tension continue de 1,5 kV.



Figure 1.13 : Exemple de redresseur utilisé dans une sous-station en tension continue de 1,5 kV

- **Disjoncteurs 1,5 kV : ④**

Ces systèmes sont de type électromécanique ultrarapide à coupure dans l'air. L'intensité nominale du courant est de 4 kA ou 6 kA et le pouvoir de coupure d'un disjoncteur sur un défaut en court-circuit est de 60 kA avec un temps d'intervention de 20 ms.

1.1.6. La sous-station d'alimentation en tension monophasée de 25 kV à la fréquence de 50 Hz

La Figure 1.14 présente le schéma de principe d'une sous-station d'alimentation en tension alternative monophasée. L'alimentation des caténaires en tension monophasée s'effectue à partir de la haute tension prélevée entre deux phases du réseau électrique triphasé qui est abaissée à une tension de 25 kV. L'inconvénient du prélèvement de tension entre deux phases est qu'il entraîne un déséquilibre des phases du réseau électrique principal. La solution adoptée consiste à utiliser un schéma de captation dit en « V » [9]. Celui-ci consiste à utiliser dans la sous-station d'alimentation deux transformateurs qui sont branchés sur deux paires de phases différentes du réseau électrique triphasé. Cette solution implique d'installer sur les caténaires, au droit de la sous-station, des « sections de séparation » permettant d'isoler les alimentations de 25 kV qui ne sont pas en phases (Figure 1.14).

Les principaux composants de cette architecture sont les suivants (Figure 1.14) :

- **Disjoncteurs Haute Tension (HT) :** ①
- **Transformateurs :** ②

Ils sont constitués d'enroulements immergés dans un bain d'huile et refroidis naturellement. Les puissances usuelles sont fonction de la tension qui alimente la sous-station [9].

- 16,5 MVA sous 63 kV ou 90 kV
- 40-50 MVA sous 225 kV
- 60 MVA sous 400 kV

- **Disjoncteurs 25 kV :** ③

Ils assurent la coupure en cas de court-circuit

- **Interrupteurs 25 kV :** ④

Ces dispositifs permettent d'établir et de couper le courant dans les conditions normales d'utilisation des sous-stations d'alimentation ferroviaire.

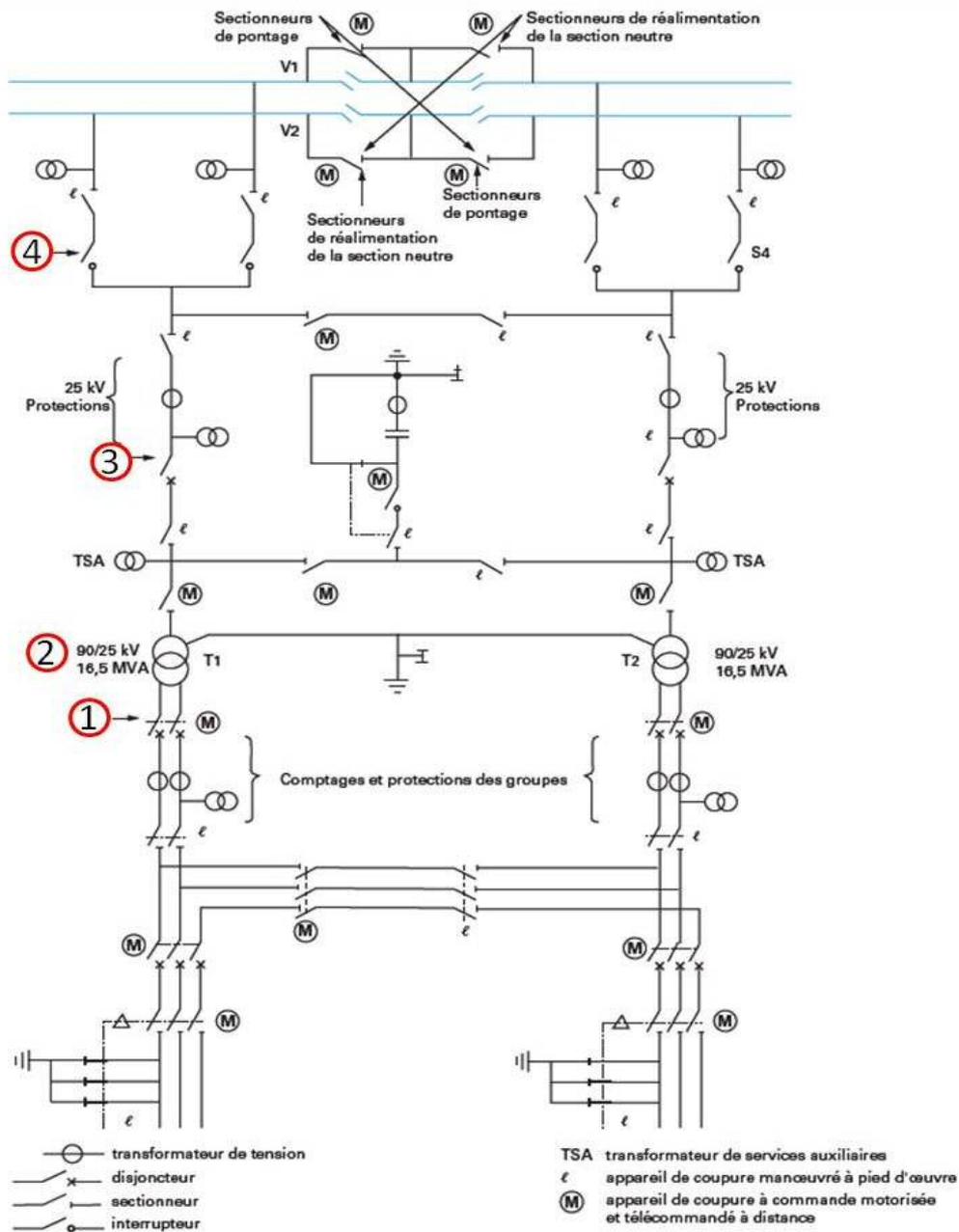


Figure 1.14 : Schéma de principe d'une sous-station d'alimentation ferroviaire en tension monophasée à 25 kV à 50 Hz [9]

❖ Variante : l'alimentation symétrique en 2x25 kV à 50 Hz

Une variante du système d'alimentation en tension monophasée 25 kV, consiste à transporter l'énergie sous une tension de 50 kV entre la caténaire et un feeder. Le feeder est une ligne de transport d'énergie utilisée pour le retour de courant d'alimentation. Une tension de 25 kV entre la caténaire et les rails est obtenue à l'aide d'un autotransformateur dont le point milieu est connecté

aux rails. La Figure 1.15 donne le schéma de principe de cette alimentation. La lettre A dans cette figure désigne l'autotransformateur [10]. Ce système d'alimentation permet de réduire les perturbations électromagnétiques émises grâce à la symétrisation du circuit de retour du courant avec l'usage du feeder. Cette caractéristique favorable sera détaillée dans le paragraphe § 1.2.4.

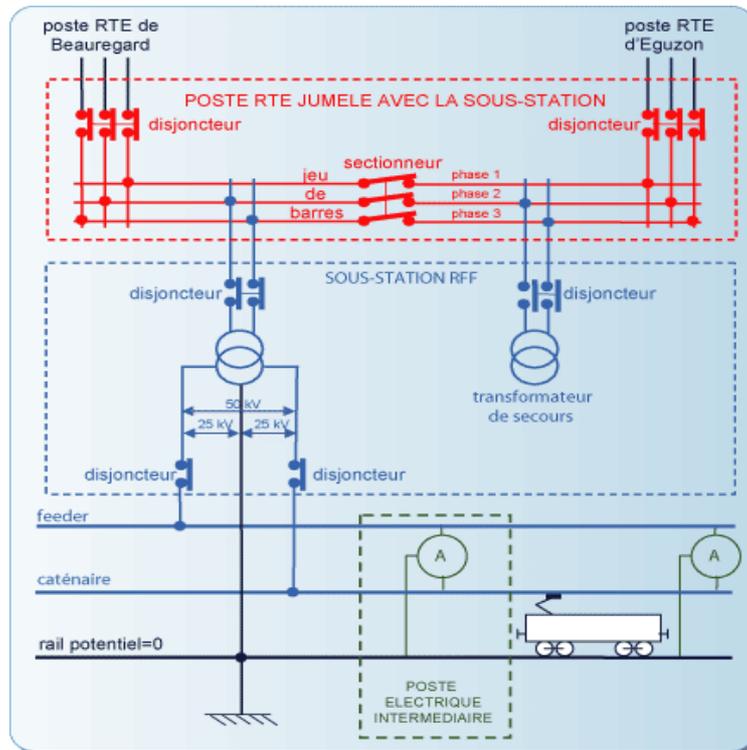


Figure 1.15 : Schéma de principe de l'alimentation en 2x25 kV à 50 Hz

❖ Section neutre

- Sectionnement électrique

Comme nous l'avons indiqué dans le paragraphe §1.1.6, la solution adoptée dans l'alimentation en tension monophasée de 25 kV consiste à brancher les sous-stations successives sur des phases différentes du réseau triphasé de très haute tension. Ainsi les zones de caténaires alimentées par des sous-stations successives doivent être isolées entre elles par l'intermédiaire de postes de sectionnement. Le franchissement de sectionnement doit s'effectuer sans risque de court-circuit des deux zones de caténaire par le ou les pantographes de l'engin de traction. De ce fait entre ces deux zones est aménagée une section neutre où l'alimentation du train est coupée (Figure 1.16).

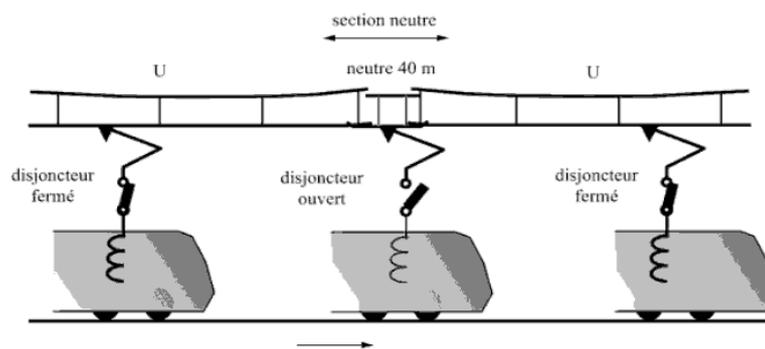


Figure 1.16 : Franchissement de sectionnement

- Séparation entre deux systèmes d'alimentation

Entre les deux sections de caténaire alimentées sous des tensions distinctes (par exemple : 1,5 kV et 25 kV), on dispose une section neutre qui est reliée à la terre comme le montre la Figure 1.17. Une diode placée du côté 1,5 kV permet d'éviter le retour du courant de traction via la ligne de contact.

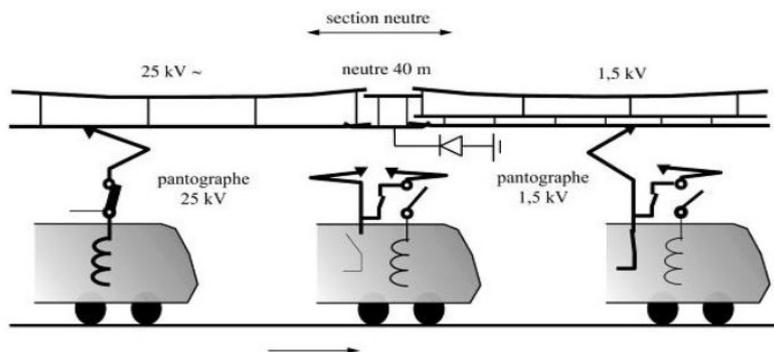


Figure 1.17 : Franchissement d'une zone de séparation entre deux systèmes d'alimentation différents

1.2. La compatibilité électromagnétique dans le domaine ferroviaire

1.2.1. Généralités

L'évolution technologique des équipements ferroviaires s'est accompagnée d'une augmentation des niveaux des perturbations électromagnétiques à haute fréquence jusqu'à 1 GHz. En effet les systèmes électroniques sécuritaires embarqués dans le matériel roulant ou disposés sur les voies de

chemin de fer sont très sensibles aux perturbations électromagnétiques puisqu'ils opèrent à des fréquences spécifiques avec des puissances relativement faibles et cohabitent avec des systèmes de puissance élevée. A ceci s'ajoute une augmentation des $\frac{di}{dt}$ et $\frac{dv}{dt}$ liés aux commutations des semiconducteurs de puissance présents dans les systèmes de conversion d'énergie du matériel roulant et des sous-stations d'alimentation.

Afin d'éviter des situations critiques et dans un but d'uniformiser les pratiques en matière de compatibilité électromagnétique, le CENELEC (Comité européen de normalisation électrotechnique) a mis en place des normes européennes dont la mise en œuvre est effective depuis le 1^{er} janvier 1996; notamment la norme EN 50121 [2] s'appliquant au domaine ferroviaire qui sera détaillée dans le paragraphe § 1.3.

On définit la compatibilité électromagnétique comme étant l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même de perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans son environnement. Cette définition implique de rappeler quelques terminologies permettant d'analyser un problème de compatibilité électromagnétique dans le domaine ferroviaire [7].

- *Source de perturbation EM*: tout émetteur de perturbation électromagnétique artificiel ou naturelle (foudre) ; cette source peut être intentionnelle ou non, permanente ou transitoire.
- *Couplage* : le mode de transmission (conduit et / ou rayonné) d'une perturbation électromagnétique de la source vers la victime.
- *Victime* : l'élément soumis à une perturbation électromagnétique.

Le système ferroviaire et l'environnement proche contiennent un certain nombre de sources de perturbations EM dont les principales seront détaillées dans le paragraphe suivant.

1.2.2. Les sources d'interférences électromagnétiques

Les interférences électromagnétiques se caractérisent dans le domaine ferroviaire par des tensions, des courants ou des champs électromagnétiques non désirés susceptibles d'être générés par un

système ou par un circuit et pouvant ainsi troubler le fonctionnement d'un circuit voisin ou d'un système proche. De part son architecture, le système ferroviaire va contribuer à propager ces perturbations soit vers son environnement propre, soit vers l'extérieur.

- **Propagation interne au système ferroviaire**

Dans le matériel roulant, on peut distinguer principalement les sources de perturbations suivantes :

- Le contact glissant pantographe/caténaire
- Les convertisseurs de puissance, les moteurs de traction, les disjoncteurs...

Le contact entre le pantographe et la caténaire est à l'origine d'arcs électriques de courte durée et de large spectre. Classiquement les perturbations engendrées par ces phénomènes transitoires ont des composantes spectrales supérieures à 30 MHz. Ces phénomènes ont fait l'objet d'une étude plus complète dans les travaux de thèse de Benslimen [5].

L'infrastructure d'alimentation comporte des systèmes de conversion d'énergie qui sont générateurs d'harmoniques comme par exemple les redresseurs à diodes ou à thyristors. A noter que la présence ou non de redresseurs de puissance dépend du type de sous-station ; en effet dans les sous-stations de traction monophasée, le principal composant est le transformateur de puissance alors que dans les sous-stations de tension continue on retrouve un groupe de redressement en plus du transformateur.

Dans le cas des sous-stations d'alimentation monophasées équipées uniquement de transformateurs, les phénomènes de distorsions peuvent être engendrés par la charge non linéaire constituée par le matériel roulant (essentiellement les engins de traction comportant des systèmes de conversion d'énergie).

La caténaire, support de propagation du courant d'alimentation, va essentiellement véhiculer les harmoniques générées par les trains et/ou par la sous-station d'alimentation. La caténaire peut se comporter comme une antenne et émettre essentiellement un champ magnétique parasite dans la bande fréquentielle 10 kHz – 30 MHz.

- **Sources extérieures au système ferroviaire**

On peut noter la présence de sources de perturbations électromagnétiques externes au système ferroviaire [7] :

- Les différents émetteurs de radiocommunication : émetteur radio/TV, radar, signaux GSM ;
- Les phénomènes naturels tels que la foudre, les décharges électrostatiques ;
- Les bruits industriels avec un impact moindre.

Une classification pratique des phénomènes des perturbations en cinq catégories est donnée comme suivant :

- Décharge électrostatique ;
- Perturbation conduite en mode différentiel et/ou en mode commun ;
- Effet lié au champ électrique E en champ proche ;
- Effet lié au champ magnétique H en champ proche ;
- Rayonnement électromagnétique du champ électrique E et du champ magnétique H en champ lointain.

Le champ est appelé « champ proche » lorsque la distance D entre la source de perturbations et la victime est définie par la relation suivante :

$$D < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (1.1)$$

Où λ est la longueur d'onde dans l'air.

Le champ est appelé « champ lointain » lorsque la distance D est très supérieure au terme de droite de la relation (1.1).

1.2.3. Les victimes potentielles des perturbations EM

Le paragraphe précédent donne les principales sources de perturbations EM du système ferroviaire. Leur présence est potentiellement néfaste pour les équipements électroniques sensibles regroupés sous la terminologie de « victimes potentielles ». Parmi celles-ci, on peut distinguer :

- Les équipements embarqués ou présents dans le matériel roulant :
 - L'électronique de commande
 - Les antennes embarquées
 - La radio sol-train
 - Les téléphones portables embarqués (GSM² et GSM-R³)
 - Les calculateurs embarqués
 - Les dispositifs électroniques médicaux implantés (pacemakers)
- Les équipements ferroviaires au sol et environnement immédiat des voies :
 - Signalisation ferroviaire
 - Les systèmes de télécommunications sécuritaires (ERTMS⁴)
 - Les circuits de voie
 - Le réseau télécom riverain
 - Les systèmes ferroviaires voisins
 - Les appareillages extérieurs au domaine ferroviaire (téléphone, récepteur TV et radio)

Le système ferroviaire est doté d'un certain nombre de dispositifs de contrôle, de positionnement, de communication et de sécurité. Ces derniers sont présents dans l'infrastructure sous la forme de capteurs, d'antennes émettrices et de récepteurs et ils sont soit embarqués soit disposés sur la voie de chemin de fer. Les conséquences d'éventuels problèmes de CEM sont importantes puisque le dysfonctionnement de l'un de ces dispositifs peut sérieusement compromettre la sécurité du système. Quelques uns de ces dispositifs sont détaillés ci-dessous :

² GSM : Global System for Mobile Communications

³ GSM-R : Global System for Mobile Communication- Railways

⁴ ERTMS : European Rail Traffic Management System

❖ **Les Circuits de Voie**

Les circuits de voie (CdV) assurent la détection des trains au niveau de la voie. Ces systèmes sont répartis selon une subdivision de la ligne en intervalles fixes appelés cantons.

A chaque canton correspond un CdV essentiellement constitué d'une source, d'une partie de la voie utilisée comme ligne de transmission et d'un récepteur. La source est raccordée à une extrémité du canton, elle délivre un signal électrique modulé ou non en fréquence et le récepteur est placé à l'autre extrémité du canton (Figure 1.18).

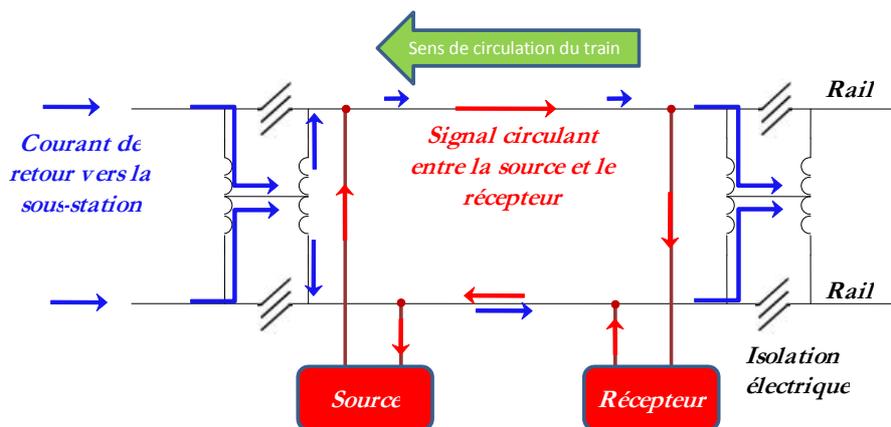


Figure 1.18 : Principe de détection du train dans un canton équipé de CdV

Chaque canton est isolé du canton adjacent soit mécaniquement (joint isolant entre les deux portions de rail) soit électriquement (utilisation de différentes fréquences pour chaque canton). Le matériel roulant qui se trouve sur le canton réalise un court-circuit si bien que le signal ne sera pas détecté au niveau du récepteur ce qui entrainera la détection de ce matériel roulant. La procédure de détection du train dans le canton permet également de déclencher des éléments de signalisation informant sur l'état d'occupation du tronçon qui va être emprunté.

❖ **Radio sol-train analogique (RST)**

La radio est un moyen de communication entre le sol et les trains. Selon les pays, elle utilise les ondes VHF dans la bande 70-88 MHz ou dans la bande 155-220 MHz et les ondes UHF dans la bande 420-470 MHz. Dans le système ferroviaire hexagonal, la radio sol train analogique utilise une fréquence de 450 MHz pour les communications vocales.

❖ **Le sous-système Eurobalise**

Le principe de fonctionnement repose sur la télé-alimentation de balises au sol par une antenne embarquée sous le train. Cette dernière capte les signaux électromagnétiques envoyés par la balise afin de calculer la position du train. L'antenne embarquée émet une trame continue binaire dans la bande 27,09 MHz - 27,1 MHz. Au passage du train la balise au sol est activée et en retour réagit en envoyant des informations à une fréquence de 4,23 MHz [5] [6].

❖ **Le sous-système GSM-R**

Ce système de communication numérique sans fil, basé sur le système GSM public, permet la transmission de la voix et des informations de signalisation ferroviaire entre le centre de contrôle et le train. La fréquence du lien montant (train vers les stations de base) est comprise dans la bande de fréquence 876 MHz - 880 MHz. Pour le lien descendant, la fréquence d'utilisation se situe dans la bande allant de 921 MHz à 925 MHz [5] [6].

❖ **Le système ERTMS**

Ce système de télécommunication propre aux pays de L'Union Européenne a été développé afin d'assurer l'interopérabilité des trains. Il permet la communication entre des équipements de constructeurs différents et dans des pays différents. Ce système standardisé qui permet la gestion du trafic ferroviaire, utilise les sous-systèmes Eurobalise et GSM-R présentés précédemment. La Figure 1.19 présente de manière simplifiée le schéma de principe du système ERTMS [5] [6].

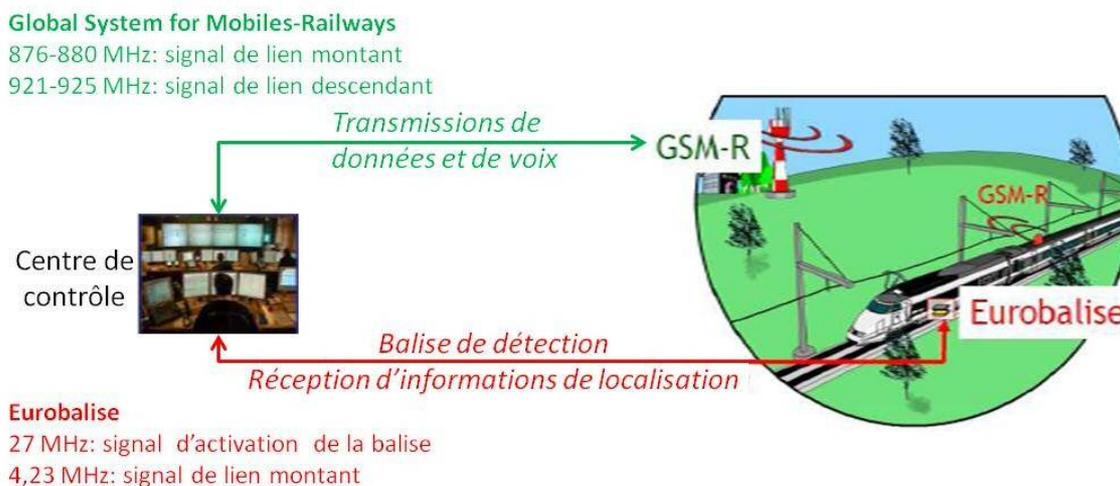


Figure 1.19 : Schéma de principe du fonctionnement du système ERTMS

1.2.4. Les mécanismes de couplage des perturbations électromagnétiques dans le domaine ferroviaire

Les sources de perturbations électromagnétiques de l'environnement ferroviaire, présentées dans le paragraphe § 1.2.2 , peuvent être classées en trois catégories :

- Couplage par champ magnétique à basse fréquence ($f < 5$ kHz),
- Perturbations conduites à basse fréquence ($f < 20$ kHz),
- Rayonnement électromagnétique radiofréquence (jusqu'à 1 GHz).

- **Le couplage par champs magnétique ($f < 5$ kHz)**

Les lignes de télécommunications sont généralement disposées aux abords des voies de chemin de fer et sont sensibles au couplage par champ magnétique. Ce couplage est d'autant plus important que le spectre du courant d'alimentation, issu de la sous-station de ferroviaire, est large. Dans le cas d'une alimentation sous une tension de 25 kV monophasé, la situation s'en trouve plus critique.

Ce type de couplage par champ magnétique induit des tensions parasites sur les conducteurs à courants faibles ; celles-ci peuvent être à l'origine de danger pour le personnel et engendrer des anomalies de fonctionnement sur le matériel. Habituellement les lignes susceptibles d'être perturbées sont des lignes de télécommunications anciennes mal immunisées qui longent les lignes classiques SNCF⁵ [7].

L'infrastructure d'alimentation en 2x25 kV, utilisée sur les lignes à grande vitesse et faisant appel à des autotransformateurs, permet de réduire les perturbations. Avant de voir l'intérêt présenté par ce système d'alimentation, on rappelle les effets des perturbations engendrées dans un premier temps par les courants conduits dans le système monophasé 25 kV.

Ces courants issus du retour traction sont la conséquence du faible isolement des voies et d'un phénomène de couplage avec le sol. Ces courants de retour empruntent la terre dans des proportions

⁵ SNCF : Société Nationale des Chemins de fer Français

variables en fonction de la conductivité des sols pour rejoindre la sous-station. Une solution consiste à employer des autotransformateurs, connectés entre le circuit caténaire et le circuit de retour, qui obligent le courant de retour à passer par le feeder (ligne de transport d'énergie pour le retour de courant).

L'infrastructure d'alimentation en 2x25kV permet de réduire les nuisances sur les lignes de télécommunications voisines de ces lignes d'énergie. Cette réduction se caractérise par une diminution de la zone perturbatrice comme le montre la Figure 1.20.

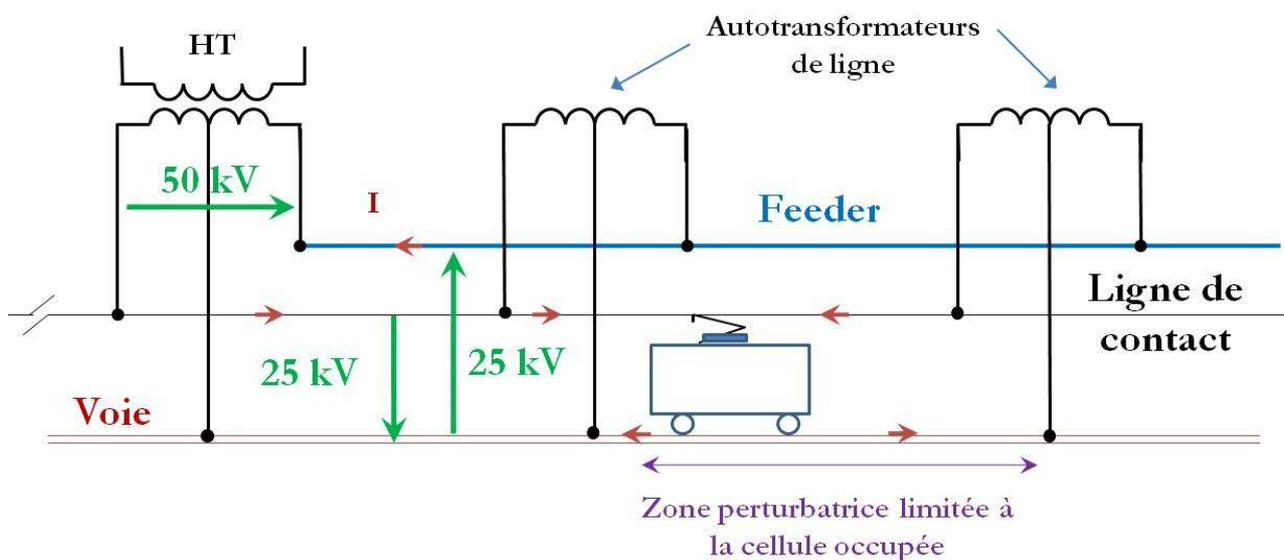


Figure 1.20 : Schéma de principe de l'alimentation à autotransformateur permettant une réduction de la zone perturbatrice

Remarque : La répartition des courants indiquée dans la Figure 1.20 est théorique.

- **Les perturbations EM conduites ($f < 20$ kHz)**

Dans le domaine de la compatibilité électromagnétique du système ferroviaire, les perturbations EM conduites constituent une problématique majeure. Les sources principales de ces perturbations sont les convertisseurs d'entrée des engins de traction ou ceux des sous-stations d'alimentation lorsque celles-ci en sont équipées (par exemple sous-station d'alimentation en tension continue de 1,5 kV ou de 3 kV).

Les perturbations générées par ces convertisseurs se combinent au courant d'alimentation et sont susceptibles de présenter un risque de dysfonctionnement pour les circuits de voie évoqués au paragraphe § 1.2.3. En effet, ces systèmes, utilisant les rails comme ligne de transmission, participent dans une grande partie à la sécurité de la circulation du matériel roulant. La présence, d'un harmonique de courant de traction à une fréquence utilisée par les circuits de voies (CdV), peut entraîner une non-détection d'un train à l'intérieur d'un canton.

A titre d'exemple, la SNCF définit entre autre quelques prescriptions pour le réseau de traction [7] :

- Basse fréquence spécifique :
 - Alimentation 1,5 kV continue : la fréquence du signal du circuit de voie (CdV) est égale à 50 Hz
 - ➔ Le courant harmonique à 50 Hz doit être inférieur à 1,2 A.
 - Alimentation 25 kV à 50 Hz : la fréquence du signal du CdV est égale à 83 Hz
 - ➔ Le courant harmonique à 83 Hz doit être inférieur à 0,7 A.

Il existe également des circuits de voies, utilisés principalement dans les systèmes d'électrification en tension alternative, qui utilisent des fréquences allant de 300 Hz à quelques kHz. La séparation entre les circuits de voies successifs est réalisé à l'aide de joints électriques constitués de circuits bouchons accordés [4].

- **Les perturbations engendrées par rayonnement électromagnétique radiofréquence (< 1 GHz)**

Dans cette catégorie on peut distinguer deux sources de perturbations, la première est constituée par les courants harmoniques générés par les composants du matériel roulant et de la sous-station d'alimentation ferroviaire. La bande fréquentielle se rapportant à ces perturbations va de 9 kHz à 30 MHz [7]. Ces perturbations sont principalement rayonnées par la caténaire qui se comporte comme une antenne.

L'autre source est constituée par les arcs électriques produits lors du contact glissant réalisé entre le pantographe et la caténaire. La bande fréquentielle propre à ces phénomènes transitoires se situe entre 30 MHz et 1 GHz. Les perturbations produites par ces arcs électriques sont à l'origine d'un champ électrique non désiré. La référence [5] consacre une large étude à ces phénomènes potentiellement perturbateurs.

Au-delà de la fréquence de 1 GHz, les niveaux d'émissions rayonnées sont généralement faibles et rapidement atténués avec la distance.

Des procédures normalisées [2] permettent de quantifier ce rayonnement dans une gamme de fréquence allant de 9 kHz à 1 GHz. La procédure classique d'essai de conformité se caractérise par des mesures du champ magnétique H dans la bande fréquentielle 9 kHz – 30 MHz et de champ électrique E entre 30 MHz et 1 GHz. Ces mesures s'effectuent à une distance normalisée de 10 m du centre de symétrie des rails. Les champs magnétique et électrique sont mesurés avec une antenne adaptée à la bande fréquentielle de mesure et généralement placée à une hauteur comprise entre 2 et 3 mètres du sol. Afin de balayer la bande fréquentielle 9 kHz – 1 GHz, on utilise habituellement trois types d'antennes :

- Antenne boucle magnétique : mesure du champ magnétique dans la bande fréquentielle 9 kHz - 30 MHz
- Antenne biconique : mesure du champ électrique dans la bande fréquentielle 30 MHz - 300 MHz
- Antenne log-période : mesure du champ électrique dans la bande fréquentielle 300 MHz – 1 GHz

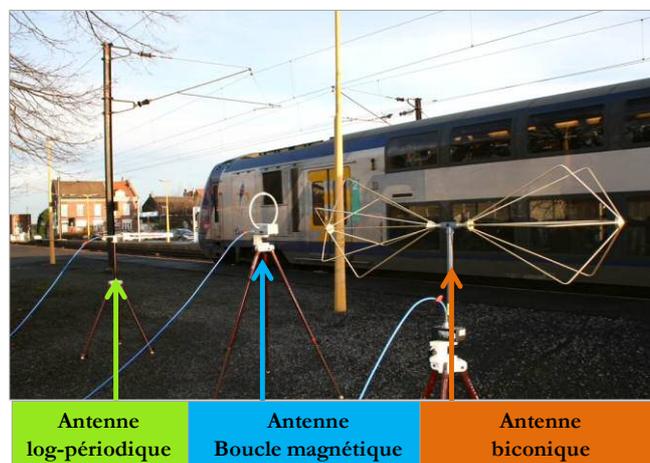


Figure 1.21 : Exemple de mesure de rayonnement électromagnétique radiofréquence entre 9 kHz et 1 GHz sur la commune de Lesquin

Les champs magnétiques et électriques sont quantifiés dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un analyseur de spectre ou en utilisant un récepteur de champ [2]. Les détecteurs crête et quasi-crête sont utilisés avec une résolution spécifique du filtre de l'analyseur de spectre pour chacune des bandes fréquentielles balayées.

De plus la norme EN 50121 [2] préconise d'effectuer initialement une mesure de bruit ambiant caractérisé par l'absence de source mobile ferroviaire. En effet cette mesure permet de discriminer les émissions intentionnelles provenant par exemple des émetteurs radiofréquences à proximité.

1.3. Les normes CEM dans le domaine ferroviaire

En Europe, le CENELEC a mis en place une série de normes EN 50121 [2] « Applications ferroviaires – Compatibilité électromagnétique » qui s'appliquent au monde ferroviaire dans le domaine de la compatibilité électromagnétique. Cette série de normes comprend cinq parties :

❖ EN 50121-1 : Généralités

Cette partie donne une description du comportement électromagnétique du système ferroviaire. Elle spécifie les critères d'aptitude à la fonction pour l'ensemble de la série notamment pour les essais d'immunité sur les équipements.

❖ EN 50121-2 : Emission du système ferroviaire dans son ensemble vers le monde extérieur

Cette partie définit les limites d'émission du système ferroviaire vers le monde extérieur dans la gamme de fréquence 9 kHz – 1GHz quelle que soit la tension d'alimentation.

❖ EN 50121-3-1 : Matériels roulant et véhicules complets

Cette partie définit les prescriptions d'émission pour tout types de matériel roulant quelque soit la tension d'alimentation.

❖ EN 50121-3-2 : Matériels roulant-Appareils

Elle s'applique aux aspects émission et immunité pour les appareils électriques et électroniques destinés à être utilisés à bord du matériel roulant ferroviaire.

❖ EN 50121-4 : Emission et immunité des appareils de signalisation et de télécommunications

Dans cette partie, il est spécifié les limites d'émission électromagnétique et d'immunité pour les appareils de signalisation et de télécommunications.

❖ **EN 50121-5 : Emission et immunité des installations fixes d'alimentation de puissance et des équipements associés**

Elle s'applique aux aspects d'émission et d'immunité de la CEM pour les appareils et les composants électriques et électroniques destinés à être utilisés dans les installations ferroviaires fixes associées à l'alimentation.

1.4. Problématiques de compatibilité électromagnétique rencontrées

1.4.1. L'infrastructure d'alimentation vue comme une ligne de transmission

Les sources de pollution électromagnétique, autres que les phénomènes introduits par conduction, viennent de champs électromagnétiques. Ce type de perturbation est le résultat de trois contributions physiques suivantes [12] :

- La source génératrice du rayonnement est constituée de signaux dont les propriétés spectrales jouent un rôle déterminant. En effet, l'émission apportera une pollution différente suivant que la source produit une fréquence sinusoïdale pure ou des impulsions récurrentes ou pseudo aléatoires à large spectre. Cet aspect a été abordé dans le cadre du paragraphe § 1.2.2,
- Les dimensions des conducteurs utilisés dans la propagation du signal utile ainsi que leurs conditions d'environnement. En effet, dans le cas du système ferroviaire la ligne de transmission constituée de la caténaire et des rails va générer des phénomènes de résonance. Ce point va être discuté à la suite de ce paragraphe,
- La position des circuits victimes vis-à-vis de ces conducteurs détermine la nature du champ électromagnétique (champ proche ou lointain) perçu à cet endroit.

Le système ferroviaire de part son architecture peut être considéré en première approximation comme une ligne de transmission (caténaire+rails), laquelle est alimentée par un générateur (la

sous-station d'alimentation) et chargée par une impédance (le train). Cette analogie primaire est illustrée par la Figure 1.22.

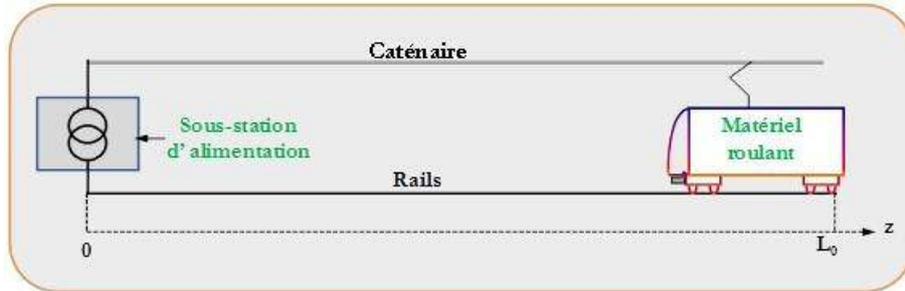


Figure 1.22 : L'infrastructure d'alimentation vue comme une ligne de transmission

Dans le but de montrer l'impact de la longueur des conducteurs et des impédances de la source et de la charge dans l'infrastructure d'alimentation ferroviaire, nous allons dans un premier temps voir le comportement d'une simple ligne de transmission (Figure 1.23).

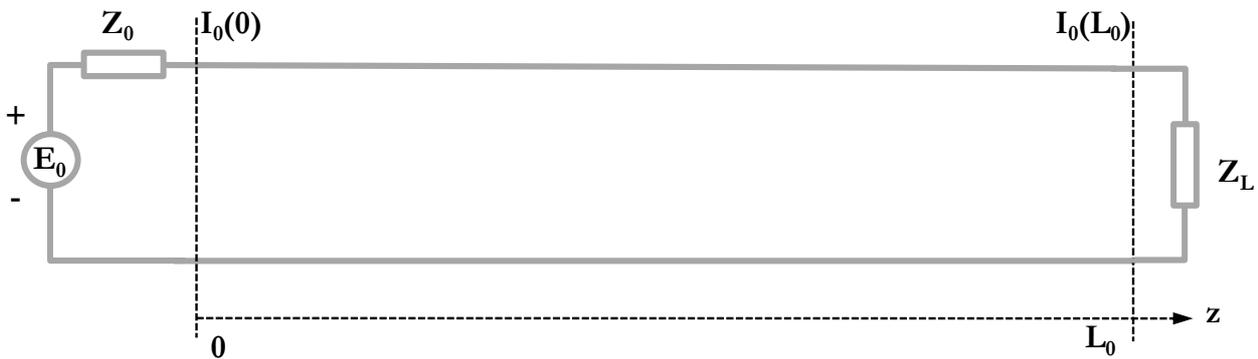


Figure 1.23 : Ligne de transmission

Une source de f.e.m.⁶ possédant une impédance interne Z_0 est connectée à l'entrée d'une ligne L_0 . Cette dernière est chargée par une impédance Z_L . En résolvant l'équation d'ondes et en appliquant les conditions aux limites, il est possible de déterminer les expressions du courant en fonction de la coordonnée longitudinale z . La relation (1.2) donne l'expression du courant [12].

$$I(z) = \frac{E_0}{Z_0 + Z_c} \left(\frac{e^{-\gamma z} - \rho_L e^{-2\gamma L_0} e^{\gamma z}}{1 - \rho_0 \rho_L e^{-2\gamma L_0}} \right) \quad (1.2)$$

⁶ f.e.m= force électromotrice

$$\rho_0 = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} \quad (1.3)$$

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (1.4)$$

Remarque : Dans un souci de clarté, nous n'entrons pas dans les justificatifs théoriques précis qui gouvernent l'application de la théorie des lignes. On rappelle que les dimensions transversales doivent être très inférieures à la dimension longitudinale. De plus la longueur d'onde doit être très supérieure aux dimensions transversales.

Dans la relation précédente (1.2), le terme Z_c représente l'impédance caractéristique de la ligne, ρ_0 et ρ_L sont respectivement les coefficients de réflexion attachés respectivement aux impédances Z_0 et Z_L et γ est la constante de propagation.

La relation (1.2) peut être mise sous une forme plus compacte dans laquelle I_0 (relation (1.6)) détermine l'amplitude de l'onde :

$$I(z) = I_0(e^{-jk(L_0-z)} - \rho_L e^{-jk(L_0-z)}) \quad (1.5)$$

Où k est le nombre d'onde relié à la constante de propagation par la relation $\gamma = jk$ (j est l'opérateur complexe).

$$I_0 = \frac{E_0}{Z_0 + Z_c} \left(\frac{e^{-jkL_0}}{1 - \rho_0 \rho_L e^{-2jkL_0}} \right) \quad (1.6)$$

La relation (1.5) peut également s'écrire en faisant figurer une fonction d'onde $\Psi(z)$ qui caractérise la superposition de l'onde progressive et l'onde rétrograde [12].

$$\Psi(z) = (e^{-jk(L_0-z)} - \rho_L e^{-jk(L_0-z)}) \quad (1.7)$$

On associe à ce type de ligne des phénomènes de résonance caractérisés par un accroissement de l'amplitude de I_0 localisé à certaines fréquences. Ces fréquences de résonance sont déterminées à partir de l'étude de la fonction donnant l'amplitude de I_0 (relation (1.6)). Ainsi les fréquences de résonance f_n de la ligne s'expriment par [12]:

$$f_n = \frac{k_n v_0}{2\pi} = \frac{v_0}{2L_0} \left(n + \frac{\phi_0 + \phi_L}{2\pi} \right) \quad (1.8)$$

Où n est un entier naturel, v_0 est la vitesse de propagation des ondes et, ϕ_0 et ϕ_L sont les arguments des coefficients de réflexion ρ_0 et ρ_L . Théoriquement l'amplitude des résonances est infinie mais en réalité les effets de dissipation d'énergie contribuent à limiter leur amplitude (conductivité électrique finie des conducteurs).

Au travers de cet exemple simple de ligne de transmission, nous avons mis en évidence les phénomènes de résonances de la ligne qui se produisent à certaines fréquences comme le précise la relation (1.8). Ces fréquences de résonance dépendent des paramètres suivants :

- La dimension longitudinale de la ligne L_0 et son impédance au travers de la vitesse de propagation v_0
- L'impédance du générateur : Z_0
- L'impédance de la charge : Z_L

L'infrastructure d'alimentation ferroviaire peut être vue comme une ligne de transmission dans laquelle la sous-station est la source avec son impédance propre. Le courant généré par cette source est acheminé vers le train par l'intermédiaire de la caténaire et des rails. La modélisation de cette ligne (caténaire+rails) a été effectuée dans les travaux de thèse de Cozza [1]. La méthode de modélisation de cette ligne d'énergie ainsi que ces résultats seront détaillés dans le paragraphe 1.5§.

Comme nous l'avons précisé précédemment, l'impédance de la source (sous-station d'alimentation) intervient dans les fréquences de résonance de la ligne. La modélisation de cette source constitue l'objet du travail de thèse présenté dans ce manuscrit.

La problématique du point de vue industriel sera également abordée. En effet les perturbations électromagnétiques, susceptibles d'être générées par les systèmes de conversion d'énergie et propagées via la ligne (caténaire+rails), peuvent être accentuées par les résonances de la ligne. La conséquence du point de vue de l'industriel est la présence potentielle de dépassements des gabarits normalisés.

Remarque : Dans le cadre de ce travail, la modélisation du train n'est pas abordée. Le train qui circule sur la voie de chemin de fer est vu comme une charge variable non linéaire; une étude dédiée devra être réalisée car la modélisation n'est pas immédiate.

1.4.2. Le problème CEM du point de vue industriel

L'aspect normatif en termes de CEM dans le domaine ferroviaire joue un rôle primordial du fait du développement de systèmes de communications sécuritaires. Ces derniers opèrent avec des puissances relativement faibles dans une bande fréquentielle allant principalement de 10 kHz à 30 MHz comme le résume la Figure 1.24.

Circuits de détection des trains ou Circuit de voie	Systèmes de communications sécuritaires
Gamme de fréquences : DC – 10 kHz	Gamme de fréquences : 10 kHz – 30 MHz
SNCF : 83 Hz, 1,7 – 2,6 kHz RATP : 1,7 kHz – 12 kHz Métro Lausanne : 8 kHz – 12 kHz...	<ul style="list-style-type: none"> • Systèmes ATC (Automatic Train Control) : Plusieurs systèmes existants : 10 kHz – 20 kHz ; 90 kHz – 100kHz... • Pilotes automatiques : 135 kHz... • Système ERTMS : 4 MHz et 27 MHz

Figure 1.24 : Principaux systèmes de détection et de communications dans le monde ferroviaire

Le résultat potentiellement néfaste se caractérise par le rayonnement d'un champ magnétique ou électrique pouvant perturber l'environnement propre d'évolution du matériel roulant (système de communication et de sécurité) ou l'environnement extrinsèque au système ferroviaire (émetteurs radio, de télécommunication...).

Les tests de compatibilité électromagnétique sont effectués en amont par l'industriel dans des centres d'essais dédiés ou en ligne. Durant ces essais le matériel roulant est validé d'un point de vue CEM par le fabricant et le cas échéant des améliorations sont effectuées afin de garantir la conformité aux normes. La difficulté repose sur la validation du matériel roulant dans des conditions d'utilisation normale et donc dans l'infrastructure d'alimentation du client et celle-ci peut être la source de perturbations en termes de compatibilité électromagnétique.

Les mesures de champ magnétique préconisées par la norme [2], c'est-à-dire, effectuées à une hauteur de 1,5 m et sur un axe situé à 10 m de la ligne centrale de la voie sur laquelle se déplace le

véhicule, peuvent s'avérer non conformes au gabarit normalisé. La Figure 1.25 montre un résultat de mesure auquel on a appliqué le gabarit dans la bande fréquentielle 10 kHz-1MHz. Sur ce graphe, on constate la présence d'un phénomène de résonance se produisant pour une fréquence donnée (60 kHz). Cette valeur importante prise par le champ magnétique à cette fréquence est très proche de la limite fixée par la norme et ceci pourrait entraîner la non-conformité du matériel roulant.

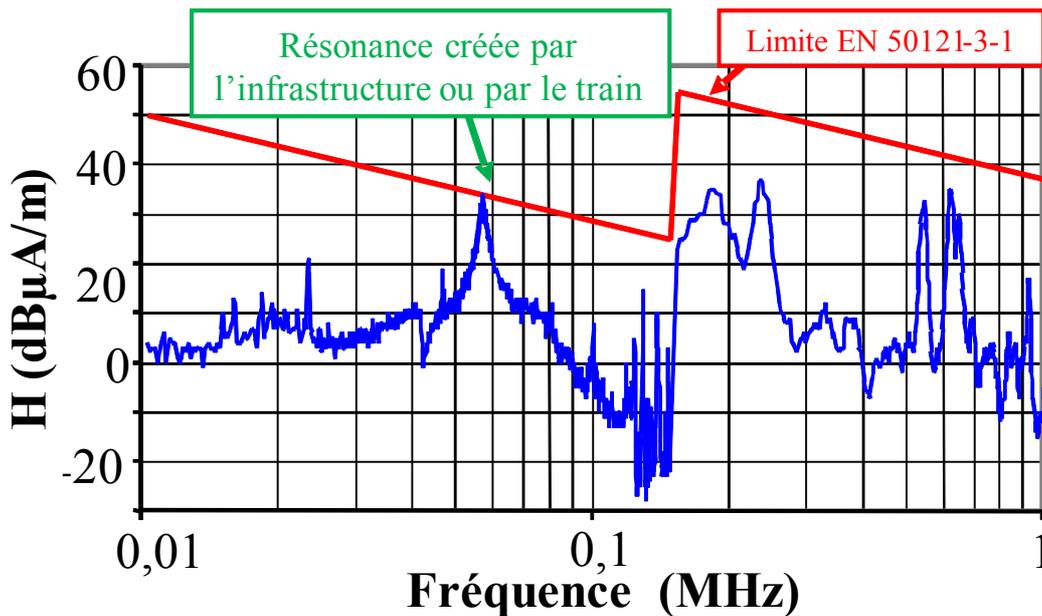


Figure 1.25 : Exemple de résultat de mesure comparé au gabarit normalisé : (champ magnétique à 10 m de la ligne centrale de la voie)

1.5. Travaux antérieurs : la modélisation de la ligne d'énergie

Une première phase d'étude réalisée par Cozza [1] a permis d'étudier le comportement fréquentiel de la ligne d'alimentation ferroviaire qui se compose de la caténaire et des rails. La ligne est modélisée de façon à estimer la composante latérale du champ magnétique dans la région de champ proche et ce le long de la ligne d'alimentation. Le champ magnétique est estimé au moyen d'un modèle issu de la théorie des antennes proposé par J. R. Wait [13].

La distribution du courant le long des conducteurs de la ligne d'alimentation est calculée à l'aide d'une approche réseau électrique décrivant l'ensemble du système comme un ensemble d'éléments localisés et distribués. La ligne d'énergie est modélisée en adoptant une approximation quasi-TEM, en appliquant la théorie des lignes de transmissions et la théorie modale.

Les éléments pris en compte dans la modélisation de la ligne d'énergie sont les suivants :

- L'impédance du sol
- La position des rails
- La caténaire
- Les supports de la ligne (poteaux)
- Les isolateurs

L'ensemble de la ligne d'énergie est décrit sous la forme d'un réseau comme le montre le schéma de la Figure 1.26 représentatif d'un exemple d'une ligne d'énergie. Cet exemple se compose d'une ligne multiconducteur uniforme comprenant une ligne aérienne à trois conducteurs et deux rails.

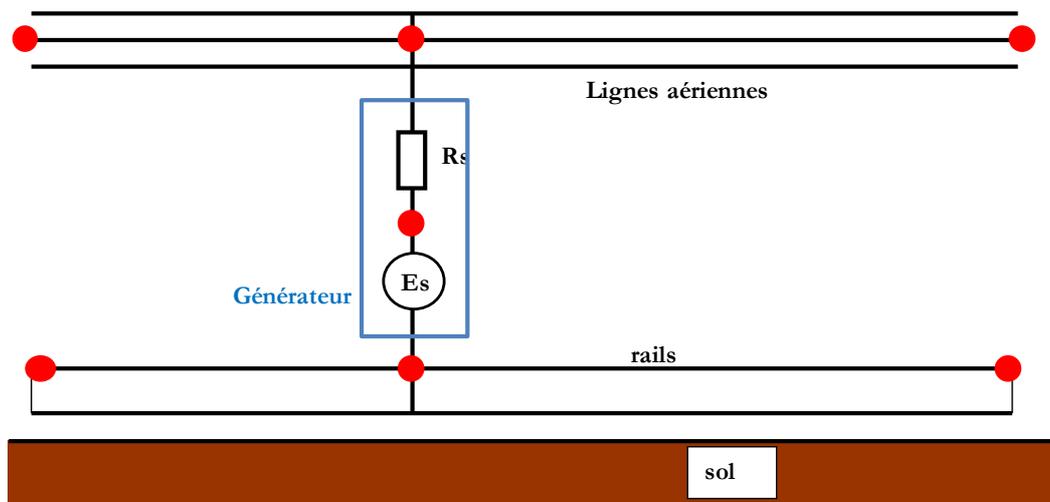


Figure 1.26 : Exemple de modélisation d'une ligne d'énergie (vue de profil)

La ligne analysée est excitée par un générateur de tension E_s d'impédance interne R_s et celle-ci est connectée entre les rails (les deux rails sont reliés ensemble) et la ligne aérienne. L'amplitude de la source est portée à 1 V et son impédance interne à 50 Ω . De ce fait, le modèle de la ligne ainsi élaboré a montré son efficacité jusqu'à la fréquence de 2 MHz.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit le système ferroviaire dans son ensemble, celui-ci fait face à des problèmes de compatibilité électromagnétique qui se caractérisent par la présence de phénomènes de résonance à certaines fréquences du courant d'alimentation ferroviaire. Ces résonances peuvent entraîner la perturbation des systèmes de télécommunications sécuritaires qui opèrent principalement dans la bande fréquentielle allant de 10 kHz – 30 MHz. Et de plus, elles sont susceptibles d'entraîner des dépassements de gabarits normalisés durant les essais de conformité CEM du matériel roulant.

L'anticipation de ces problèmes de compatibilité électromagnétique du point de vue de l'industriel comme Alstom transport passe par une étude de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire. Les travaux de Cozza ont permis de disposer d'un modèle de la ligne d'énergie (caténaire+rails). L'étude d'une simple ligne de transmission a montré l'influence de l'impédance de source et de la charge sur ces phénomènes de résonances. De ce fait, il est nécessaire de mener une étude sur la source d'alimentation de ce système constituée par la sous-station d'alimentation ferroviaire. Le principal composant d'une sous-station est le transformateur de puissance. Dans la perspective de modélisation des sous-stations d'alimentation, nous avons entrepris une étude visant à déterminer un modèle HF du transformateur de puissance.

Bibliographie du chapitre 1

- [1] A. Cozza, « Railways EMC: Assesment of Infrastructure Impact », Doctorate Thesis in Electronics, USTL and Politecnico Di Torino, June 2005.
- [2] European Standards EN 50121: 2006 Railway applications – Electromagnetic Compatibility.
- [3] P. Chapas, M. Debruyne, « Composants de l'électrotechnique en traction ferroviaire », Technique de l'ingénieur, D 5 530.
- [4] J.M. Allenbach, M. Comte, R. Kaller, Traction électrique, deuxième édition, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes 2008.
- [5] M. N. Ben Slimen, « Recherche de procédures de caractérisation de l'environnement électromagnétique ferroviaire adaptées au contexte des systèmes de communications embarqués », Thèse de doctorat de l'université de Lille, décembre 2009.
- [6] Y. Balghiti, « Caractérisation et modélisation du comportement radioélectrique du système de signalisation Eurobalise en environnement ferroviaire », Thèse de doctorat de l'INSA de Rennes, octobre 2009.
- [7] V. Sabaté, Traction électrique ferroviaire - Convertisseurs et moteur, Technique de l'ingénieur, D 5502, Traité de Génie électrique.
- [8] R. J. Hill, « Electric railway traction. VI. Electromagnetic compatibility disturbance-sources and equipment susceptibility », IEEE Transactions, Power Engineering Journal, February 1997.
- [9] C. Courtois, J. Coumel, « Traction électrique ferroviaire - Dynamique ferroviaire et sous-station », Technique de l'ingénieur, D 5 501, 1998.
- [10] <http://groupesig.sncf.com/vierzon/C3.html>
- [11] D.F Warne, Génie Electrotechnique, Dunod, Paris 2007 pour la traduction française.
- [12] B. Demoulin, «Initiation à la compatibilité électromagnétique», cours pour les électriciens, Lille 1, septembre 2004.
- [13] J.R. Wait, «Theory of Wave Propagation Along a Thin Wire Parallel to an Interface», Radio Science, Vol. 7, No. 6, June 1972

CHAPITRE 2 : MODELISATION HAUTES FREQUENCES DU TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE

Sommaire :

Introduction	43
I - Les phénomènes internes au transformateur et modélisation électrique	44
2.1. Etude de la sous-station d'alimentation ferroviaire	45
2.1.1. La sous-station : source d'énergie du système ferroviaire	45
2.1.2. Les principaux composants de la sous-station d'alimentation ferroviaire	46
2.1.3. Le transformateur de puissance	48
2.2. Vers une modélisation haute fréquence du transformateur de puissance	50
2.2.1. Modélisation d'un transformateur parfait	50
2.2.2. Inductance de magnétisation du transformateur	52
2.2.3. Les fuites dans le transformateur	53
2.3. Etudes des phénomènes HF dans les transformateurs	59
2.3.1. Les courants de Foucault dans le circuit magnétique	61
2.3.2. Les courants de Foucault dans les conducteurs des enroulements	63
2.3.3. Etude des capacités parasites dans les transformateurs	65
2.4. Modélisation basée sur la discrétisation des enroulements	68
2.5. Modélisation entrée-sortie ou « boîte noire » du transformateur de puissance	70
2.5.1. Généralités sur la méthode	70
2.5.2. Application de la méthode de « vector fitting » à un transformateur monophasé de 1,5 kVA	72
II - Modèle HF du transformateur de puissance	78
2.6. Etude des différents modèles HF du transformateur	78
2.7. Détermination d'un modèle équivalent du transformateur de puissance dans la bande 10 kHz-30 MHz	82
2.7.1. Mesures préliminaires sur un transformateur de forte puissance	82
2.7.2. Le modèle HF proposé	85

2.7.3. Caractérisation expérimentale du transformateur de puissance	92
2.7.4. Identification des paramètres du circuit équivalent : application au transformateur triphasé de 15 kVA	95
2.7.5. Efficacité du modèle	98
Conclusion	101
Bibliographie du chapitre 2 :	102

Introduction

Dans le premier chapitre, nous nous sommes attachés à présenter l'infrastructure d'alimentation et plus particulièrement la sous-station d'alimentation ferroviaire. Cette dernière apparaît comme la source du système ferroviaire dont l'architecture est tributaire du matériel roulant à alimenter. En effet il existe principalement deux types de système d'alimentation, le premier regroupe les sous-stations d'alimentation fournissant une tension (ou un courant) continue alors que le deuxième englobe les sous-stations d'alimentation produisant une tension alternative.

Quel que soit le type de sous-station continue ou alternative, on retrouve dans ces deux systèmes des transformateurs de puissance. De ce fait il est naturel au premier abord d'entamer l'étude par la caractérisation de ce composant incontournable des sources du système ferroviaire. Cette étude du transformateur de puissance s'inscrit dans une perspective globale de la modélisation et de la caractérisation du comportement électromagnétique de l'infrastructure ferroviaire.

La détermination de la contribution du transformateur en termes de perturbations électromagnétiques passe par une modélisation sous la forme de circuit électrique équivalent large bande. En effet la modélisation prédictive est un outil efficace dont l'utilisation est croissante puisqu'elle permet de simuler le comportement des équipements et comparativement aux mesures sur site elle apparaît plus intéressante économiquement. L'intégration d'un modèle large bande du transformateur offrira en plus des autres modèles des composants de la sous-station une amélioration accrue de l'analyse du comportement électromagnétique de l'infrastructure d'alimentation dont la modélisation actuelle [1] se limite à celle des phénomènes de propagation dans la ligne d'alimentation (caténaire et rails).

Pour des raisons de clarté pour le lecteur, ce chapitre est divisé en deux parties. La première partie est consacrée à rappeler les phénomènes physiques pris en compte pour l'élaboration du modèle du transformateur. La seconde partie est dédiée à la description du modèle HF (Hautes Fréquences) proposé d'un transformateur de puissance. La détermination des paramètres du schéma électrique équivalent sera effectuée à partir de mesures faites dans le domaine fréquentiel.

I - Les phénomènes internes au transformateur et modélisation électrique

Le point clé de la modélisation en hautes fréquences du transformateur de puissance repose sur l'étude des phénomènes physiques internes. Une fois les phénomènes physiques pertinents identifiés, il est nécessaire de les représenter à l'aide de circuits électriques équivalents. Ainsi cette première partie de ce chapitre est consacrée à rappeler les phénomènes et les équations majeures qui régissent le principe de fonctionnement du transformateur de puissance. A partir de ces équations, on détermine le circuit classique à la fréquence de 50 Hz. Ce circuit BF (Basses Fréquences) s'avère insuffisant pour une étude menée pour des fréquences élevées (10 kHz – 30 MHz), de ce fait on s'intéressera aux phénomènes physiques qui apparaissent en HF dans le transformateur afin de déterminer un circuit équivalent valable dans la bande fréquentielle d'étude.

2.1. Etude de la sous-station d'alimentation ferroviaire

2.1.1. La sous-station : source d'énergie du système ferroviaire

La sous-station d'alimentation est la principale source d'énergie de l'infrastructure ferroviaire. Celle-ci permet d'alimenter des sections de lignes d'énergie fournissant au matériel roulant la puissance nécessaire à son fonctionnement. Comme nous l'avons précisé au Chapitre 1, on en distingue principalement deux types :

- Sous-station en tension continue,
- Sous-station en tension alternative monophasée.

Dans le Chapitre 1, l'étude d'une simple ligne de transmission a montré que celle-ci peut être le lieu de phénomènes de résonances à des fréquences données. Ces dernières dépendent des caractéristiques physiques de la ligne ainsi que des impédances de la source alimentant cette ligne et de la charge. De plus, ces résonances du système d'alimentation sont susceptibles d'engendrer des problèmes de non-conformité du matériel roulant lors d'essais CEM.

Afin de discerner la contribution en termes de perturbations électromagnétique de l'infrastructure d'alimentation (sous-station, caténaire et rails) de celle du matériel roulant, on entreprendra une démarche de modélisation. La ligne d'énergie (caténaire+rails) a été antérieurement modélisée par Cozza [1] de ce fait le travail de modélisation portera sur la sous-station d'alimentation ferroviaire (Figure 2.1).

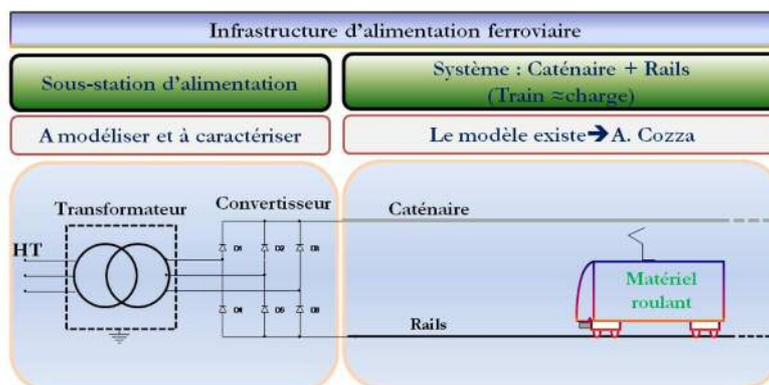


Figure 2.1 : Modélisation de l'infrastructure d'alimentation

Remarque : La sous-station est la principale source d'énergie dans le système ferroviaire hormis le cas où l'injection d'énergie est réalisée lors des phases de freinage du matériel roulant grâce à des systèmes de conversion d'énergie réversibles.

L'énergie électrique est fournie par le système haute tension (HT) triphasé. On suppose que ce réseau triphasé alimente la sous-station avec un signal parfait et qu'il pourra être représenté par des sources de tension idéales. Dans la perspective de modélisation, les composants de la sous-station seront considérés via leur schéma électrique équivalent respectif. Avant cela, on s'intéressera aux principaux composants constituant les sous-stations (transformateur, convertisseurs, les filtres, les barres, le câblage...etc.).

2.1.2. Les principaux composants de la sous-station d'alimentation ferroviaire

De par son architecture, la sous-station d'alimentation est constituée de composants qui sont fonction du type d'électrification (Chapitre 1 § 1.1). Les sous-stations, dans leur globalité, sont constituées principalement :

- de transformateurs de puissance,
- le cas échéant de convertisseurs statiques (redresseur à diodes ou thyristors, hacheurs, onduleurs),
- des éléments de connexion (câbles, jeu de barres...),
- des dispositifs de contrôle (disjoncteurs, sectionneurs, interrupteurs).

A la suite nous allons donner succinctement quelques caractéristiques des transformateurs de puissance utilisés dans les sous-stations d'alimentation.

❖ Le transformateur de puissance : Généralités

Dans le système sous-station d'alimentation ferroviaire, le transformateur est le composant essentiel de la chaîne de conversion. Leur puissance nominale apparente dépend de l'amplitude de la tension du réseau triphasé et du type d'électrification. Le Tableau 1 donne quelques caractéristiques en termes de puissance des transformateurs des sous-stations en France (SNCF- RFF).

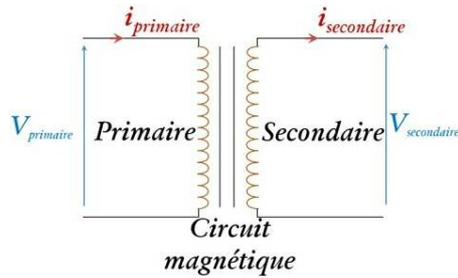


Figure 2.2 : Schéma simple d'un transformateur monophasé

	Primaire	Secondaire	Puissance
Ligne classique 25 kV/50 Hz	63/220 kV	25 kV	16,5 MVA
Ligne à grande vitesse 50 Hz/2x25 kV	400 kV	50 kV	50/60 MVA

Tableau 1 : Caractéristiques de puissance des transformateurs des sous-stations en France [3]

❖ Les convertisseurs statiques

Les convertisseurs de puissance, utilisés dans les sous-stations d'alimentation, sont principalement des redresseurs à diodes ou à thyristors, des onduleurs et des hacheurs. Le redresseur à diodes ou à thyristors se trouve principalement dans les sous-stations en tension continue. On précise que les convertisseurs seront vus plus amplement dans le cadre du Chapitre 3.

Remarque : On fait appel à des systèmes de conversion d'énergie (AC-DC-AC) tels que les onduleurs et les hacheurs dans certaines configurations spécifiques comme l'illustre la Figure 2.3. Cette architecture spécifique permet de générer une tension monophasée à $16\frac{2}{3}$ Hz à partir d'un réseau triphasé à la fréquence de 50 Hz.

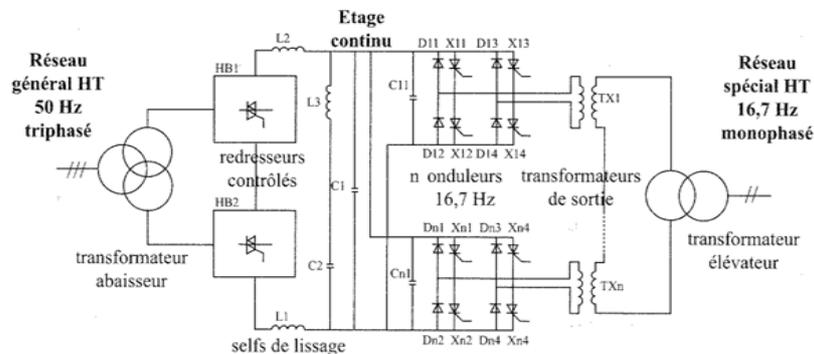


Figure 2.3 : Couplage entre réseau haute tension et un réseau à fréquence spéciale par convertisseur statique [3]

2.1.3. Le transformateur de puissance

Précédemment, on a vu que le transformateur de puissance est un composant essentiel dans les sous-stations d'alimentation ferroviaire. En effet, il est utilisé à la fois dans les sous-stations en tension alternative et en tension continue.

❖ Les principaux types de transformateur

Le transformateur de puissance est constitué d'un circuit magnétique sur lequel sont bobinés les enroulements. Le circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles magnétiques de faible épaisseur et bien isolées les unes des autres. Cette constitution du noyau permet de limiter l'influence de phénomènes non désirés tels que les courants de Foucault. L'effet de ces courants sera abordé par la suite dans le paragraphe § 2.3.1.

Les transformateurs monophasés possèdent généralement un circuit magnétique à trois branches (Figure 2.4). Les enroulements de haute et de basse tension sont montés de façon concentrique sur la branche centrale du circuit magnétique afin de réduire les flux de fuites et de minimiser l'impédance des enroulements [4]. Les branches externes forment le chemin de retour pour le flux magnétisant. Ce type de transformateur est appelé « transformateur cuirassé ».

Il existe également des transformateurs monophasés à deux branches illustrés par la Figure 2.5. Ce type de transformateur est souvent désigné par le terme « transformateur à colonnes ». Chaque colonne porte la moitié des deux enroulements (primaire et secondaire).

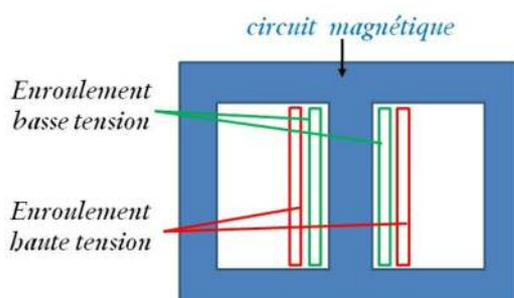


Figure 2.4 : Transformateur monophasé à trois branches

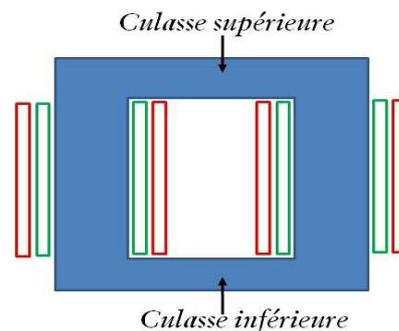


Figure 2.5 : Transformateur monophasé à deux branches

Les transformateurs triphasés, peuvent présenter un circuit magnétique constitué de trois ou cinq branches pour les plus usuels (Figure 2.6 et Figure 2.7). Les enroulements de haute et de basse

tension de chaque phase sont également montés de façon concentrique, avec une phase sur chacune des trois branches.

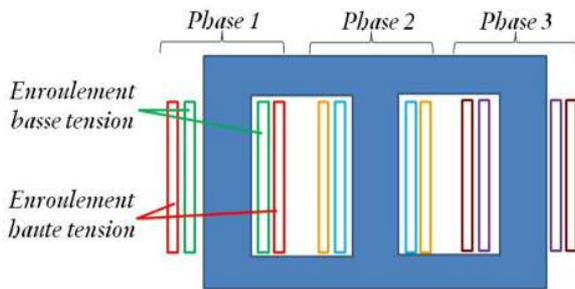


Figure 2.6 : Transformateur triphasé à trois branches

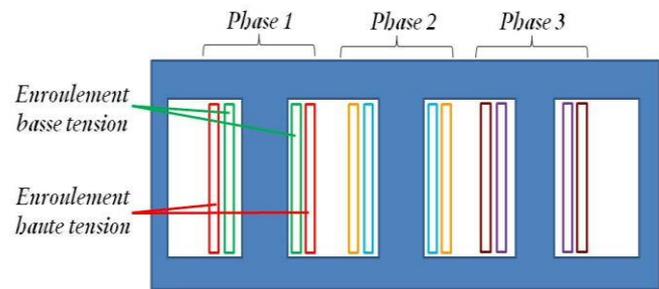


Figure 2.7 : Transformateur triphasé à cinq branches

❖ Les couplages des enroulements et l'indice horaire

Dans les transformateurs triphasés, les trois enroulements peuvent être connectés de différentes manières. Les couplages les plus usuels sont :

- en étoile (avec ou sans fil neutre N) (Figure 2.8),
- en triangle (Figure 2.9),
- en zig-zag (Figure 2.10)...

Par convention, on utilise des lettres pour désigner les différents couplages :

- Etoile : Y (au primaire) ; y (au secondaire).
- Triangle : D (au primaire) ; d (au secondaire).
- Zig-zag : Z (au primaire) ; z (au secondaire).

L'indice horaire qui est compris entre 1 et 12 (ou zéro), indique le déphasage de la basse tension par rapport à la haute tension et celui-ci est compté par pas de 30°. A titre d'exemple, Yd1 désigne un couplage étoile-triangle où la basse tension est en retard de 30° par rapport à la haute tension.

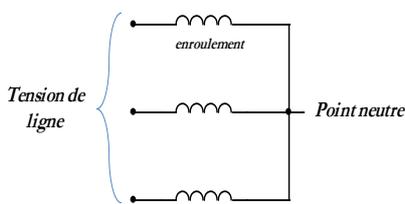


Figure 2.8 : Branchement en étoile

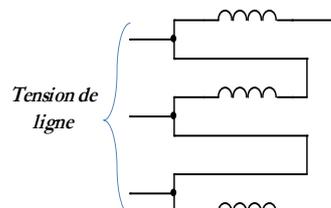


Figure 2.9 : Branchement en triangle

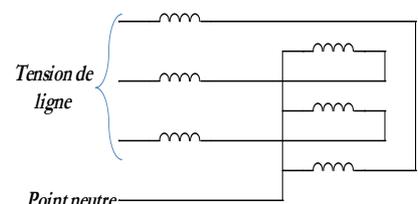


Figure 2.10 : Branchement en zig-zag

2.2. Vers une modélisation haute fréquence du transformateur de puissance

Les différents modèles de transformateur sont fonction des applications dans lesquelles ils sont utilisés et de l'importance de leur rôle dans ces applications. Ainsi, la représentation du transformateur dans son environnement est tributaire du degré de précision que l'on souhaite atteindre dans la modélisation. On fait généralement appel à deux catégories de modèle selon que l'on désire étudier les contraintes engendrées à l'intérieur du transformateur au niveau des enroulements ou à l'extérieur sur sa contribution électromagnétique dans une chaîne de conversion d'énergie comme dans le cas de la sous-station d'alimentation ferroviaire. La première catégorie passe par une représentation fine des enroulements par une discrétisation à l'aide d'un nombre conséquent d'éléments résistifs, inductifs et capacitifs.

Pour la seconde, le transformateur est représenté par des circuits à éléments localisés. Par la suite nous utiliserons cette seconde représentation dans le processus d'élaboration d'un modèle large bande du transformateur. Auparavant, on présentera le modèle du transformateur à la fréquence industrielle (50 Hz ou 60 Hz) ainsi que certaines notions essentielles dans l'étude en hautes fréquences du transformateur.

La démarche employée dans l'élaboration du modèle HF du transformateur consiste à faire évoluer le schéma électrique équivalent de manière progressive en partant du transformateur parfait.

2.2.1. Modélisation d'un transformateur parfait

Le rôle principal du transformateur est de modifier les tensions et les courants dans un rapport donné. Le transformateur parfait correspond à la situation idéale où la transformation est opérée de manière rigoureuse. Il est basé sur les hypothèses suivantes :

- Les résistances des enroulements sont négligeables,
- La perméabilité du circuit magnétique est infiniment grande (réductance nulle),
- Les fuites magnétiques entre le primaire et le secondaire sont nulles, c'est-à-dire que tout le flux produit par un enroulement passe par l'autre enroulement.

Le transformateur idéal est formé de deux enroulements parfaitement couplés, un primaire de n_1 spires et un secondaire de n_2 spires (Figure 2.11).

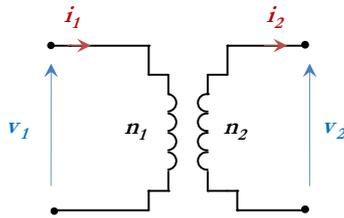


Figure 2.11 : Transformateur parfait

Le transformateur parfait est un quadripôle vérifiant les équations suivantes :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{n_2}{n_1} \tag{2.1}$$

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{n_1}{n_2} \equiv n_1 i_1 - n_2 i_2 = 0 \tag{2.2}$$

Le rapport $\eta = \frac{n_2}{n_1}$ est appelé rapport de transformation. La relation (2.2) provient de l'égalité des puissances instantanées $v_1 i_1$ au primaire et $v_2 i_2$ au secondaire. Il en résulte que le transformateur parfait transmet intégralement au secondaire la puissance reçue au primaire (et inversement).

Dans le processus de modélisation, on est amené généralement à vérifier l'efficacité du modèle élaboré via des simulateurs de circuit électrique tel que Pspice®. Ce composant peut se trouver directement dans la bibliothèque de composants du logiciel et également être construit en utilisant une source de tension contrôlée en tension E1 et une source de courant contrôlée en courant F1 comme le présente la Figure 2.12.

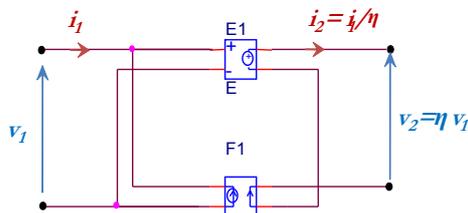


Figure 2.12 : Transformateur parfait sous PSpice®

2.2.2. Inductance de magnétisation du transformateur

Comme nous l'avons évoqué dans les généralités, le transformateur monophasé à deux enroulements est constitué d'un circuit magnétique. Ce dernier est composé de tôles magnétiques fines qui sont empilées et autour desquelles sont disposés les enroulements. Le rôle du circuit magnétique consiste à canaliser les lignes de champ magnétique. De ce fait les matériaux constitutifs du circuit magnétique doivent présenter une perméabilité relative μ_r élevée (ou faible réluctance \mathfrak{R}). Comme dans le cas du transformateur parfait la relation qui lie les tensions v_1 et v_2 respectivement du primaire et du secondaire est la même mais la force magnétomotrice est donnée par la relation (2.3) [15] :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = \mathfrak{R} \varphi \quad (2.3)$$

Où φ est le flux commun aux spires du primaire et du secondaire auquel est associée la réluctance \mathfrak{R} . On rappelle que la réluctance est un paramètre analogue à une résistance dans un circuit électrique (analogie circuit magnétique et circuit électrique) et celle-ci caractérise l'aptitude du circuit magnétique à s'opposer à sa pénétration par un champ magnétique

Afin de tenir compte de la valeur non nulle de la réluctance \mathfrak{R} , on branche généralement une inductance $L_\mu = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}}$ en parallèle au primaire (Figure 2.13). L'inductance L_μ est définie comme étant l'inductance de magnétisation. L'indice 1 apparaissant dans L_μ indique que cette inductance est placée au primaire. Cette inductance L_μ est traversée par un courant i_μ tel que [15]:

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = n_1 i_\mu \quad (2.4)$$

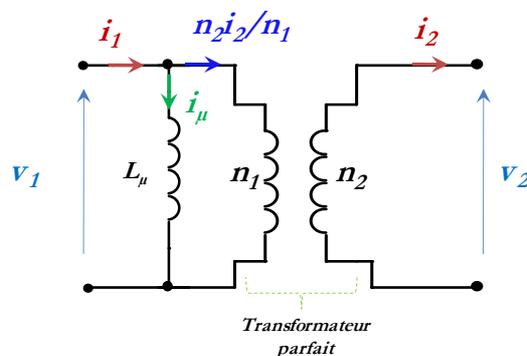


Figure 2.13 : Transformateur avec l'inductance magnétisante

Dans le paragraphe suivant, on va introduire la notion d'inductances de fuites au primaire et au secondaire. En effet toutes les lignes d'inductions ne traversent pas les enroulements et une partie se referment dans l'air. L'introduction des fuites dans le modèle du transformateur nécessite de définir certaines grandeurs caractéristiques du couplage entre les enroulements. De ce fait, l'Annexe 1 donne les grandeurs nécessaires.

2.2.3. Les fuites dans le transformateur

L'Annexe 1 donne les différentes grandeurs caractéristiques du couplage entre deux enroulements. L'alimentation de l'enroulement du primaire qui est parcouru par un courant i_1 , induit un courant i_2 dans l'enroulement du secondaire (Figure 2.14). Dans ces conditions, les spires du primaire sont traversées par un flux magnétique φ_1 tandis que celles du secondaires par un flux magnétique φ_2 . Chacun des deux flux magnétiques précédents (φ_1 et φ_2) se décompose en la somme d'un flux commun φ traversant les spires des bobinages primaire et secondaire et d'un flux de fuites φ_{f1} et φ_{f2} respectivement au primaire et au secondaire. Dans cette démonstration, on suppose que les fuites sont séparées, ce qui est en réalité très difficilement vérifiable [25].

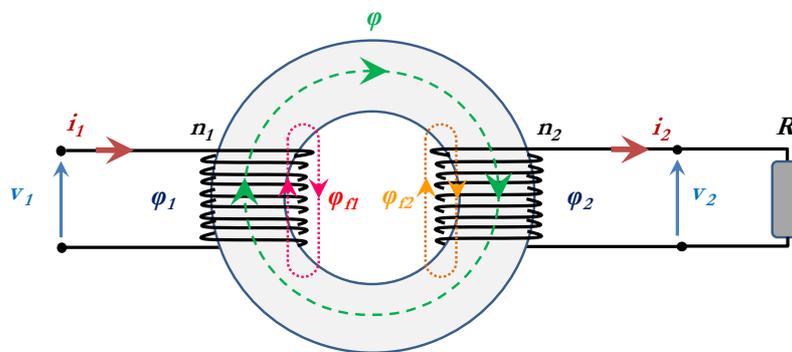


Figure 2.14 : Transformateur monophasé à deux enroulements alimenté au primaire

La description du comportement électrique de l'enroulement du primaire en tenant compte de la résistance de l'enroulement primaire R_1 et de la f.e.m d'induction dérivée par rapport au temps du flux d'enroulement φ_1 ($\varphi_1 = \varphi + \varphi_{f1}$) peut s'écrire comme suit :

$$v_1 = R_1 i_1 + n_1 \frac{d\varphi_1}{dt} = R_1 i_1 + n_1 \frac{d\varphi_{f1}}{dt} + n_1 \frac{d\varphi}{dt} \quad (2.5)$$

De même au niveau du secondaire, on obtient la relation (2.6).

$$v_2 = R_2 i_2 + n_2 \frac{d\phi_2}{dt} = R_2 i_2 + n_2 \frac{d\phi_{f2}}{dt} + n_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.6)$$

Or, il est possible d'exprimer le flux de fuite ϕ_{f1} du primaire en fonction de l'inductance de fuite du primaire l_1 (Annexe 1). Il en est de même pour le flux de fuite du secondaire ϕ_{f2} qui peut être formulé à l'aide de l'inductance de fuite du secondaire l_2 .

Compte tenu de ce qui précède les relations (2.5) et (2.6) peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_1 = R_1 i_1 + l_1 \frac{di_1}{dt} + n_1 \frac{d\phi}{dt} \\ v_2 = -R_2 i_2 - l_2 \frac{di_2}{dt} + n_2 \frac{d\phi}{dt} \end{cases} \quad (2.7)$$

Remarque : le signe (-) apparaissant devant le terme $l_2 \frac{di_2}{dt}$ et $R_2 i_2$ résulte de la convention utilisée pour le courant i_2 dans la Figure 2.14.

Le système d'équations précédent (relation 2.7) peut être représenté d'une manière plus explicite à l'aide du schéma de la Figure 2.15, qui comprend au primaire la résistance de l'enroulement R_1 et l'inductance de fuite l_1 . La f.e.m u_1 représente le terme $n_1 \frac{d\phi}{dt}$ de la relation. Pareillement, le secondaire comprend l'inductance de fuite l_2 , la résistance de l'enroulement R_2 et la f.e.m u_2 représentant $n_2 \frac{d\phi}{dt}$. De ce fait les deux f.e.m u_1 et u_2 sont liées par la relation $u_2 = \frac{n_2}{n_1} u_1$.

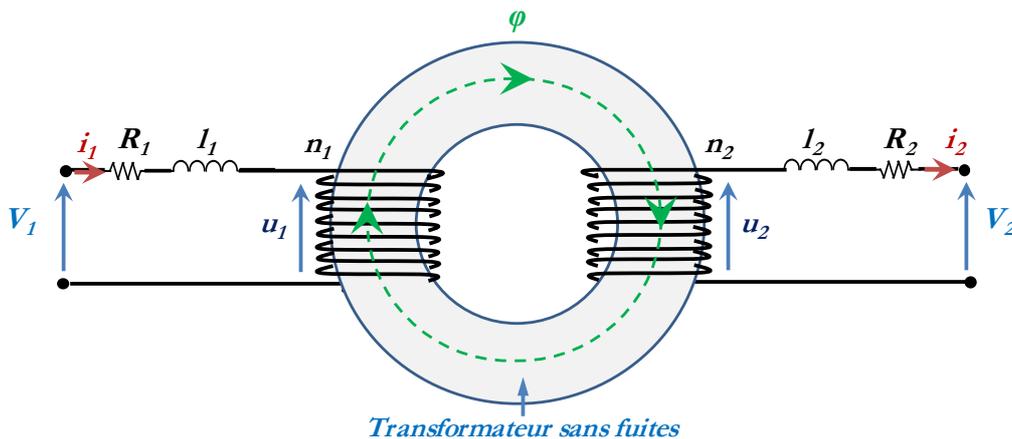


Figure 2.15 : Schéma intuitif d'un transformateur monophasé décrit par les équations du système de la relation (2.7)

Le transformateur sans fuites de la Figure 2.15 est parfait du point de vue des tensions ($u_2 = \frac{n_2}{n_1}u_1$) mais pas en ce qui concerne les courants (relation (2.3)). En effet la réluctance du circuit magnétique est non nulle.

Il est possible de caractériser l'écart entre le transformateur sans fuites (Figure 2.15) et le transformateur parfait (§ 2.2.1) en utilisant la f.e.m u_1 ainsi que la relation (2.3) comme suit :

$$u_1 = n_1 \frac{d\phi}{dt} = n_1 \frac{d}{dt} \left(\frac{n_1 i_1 - n_2 i_2}{\mathfrak{R}} \right) = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}} \frac{d}{dt} \left(i_1 - \frac{n_2 i_2}{n_1} \right) = L_\mu \frac{di_\mu}{dt} \quad (2.8)$$

Le terme $i_1 - \frac{n_2 i_2}{n_1}$ est égal à i_μ (relation (2.4)), il caractérise la différence en termes de courant entre le transformateur sans fuites et le transformateur parfait. On rappelle que le terme $\frac{n_1^2}{\mathfrak{R}}$ représente l'inductance de magnétisation L_μ vue du primaire (paragraphe § 2.2.2.). La prise en compte de cet écart est réalisée en intégrant au primaire une inductance en parallèle comme nous l'avons précisé précédemment dans le paragraphe § 2.2.2.

Finalement on aboutit au schéma électrique de la Figure 2.16 comprenant ainsi l'inductance de magnétisation L_μ , les résistances des enroulements R_1 et R_2 ainsi que les inductances de fuites l_1 et l_2 respectivement des enroulements du primaire et du secondaire.

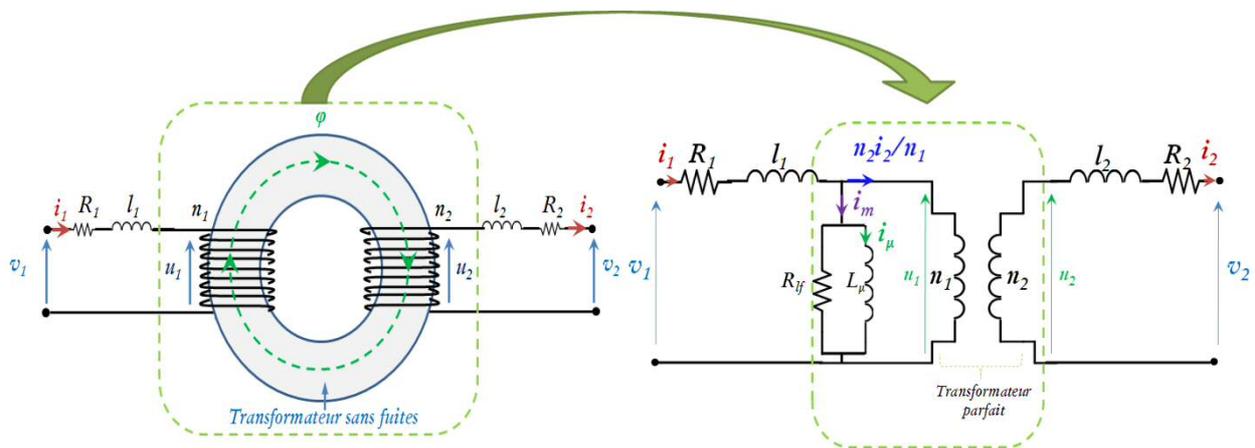


Figure 2.16 : Circuit équivalent du transformateur monophasé en basse fréquence

Le circuit électrique de la Figure 2.16 comprend également les pertes fer qui sont pris en compte via une résistance R_{lf} en parallèle avec l'inductance de magnétisation L_μ . Le courant i_m est appelé courant de magnétisation. Du fait de la valeur généralement élevée de la résistance R_{lf} , la différence entre les courants i_μ et i_m est faible. Dans ces conditions le schéma final peut être décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_1 = R_1 i_1 + l_1 \frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{d}{dt} \left(i_1 - \frac{n_2 i_2}{n_1} \right) \\ v_2 = R_2 i_2 - l_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{n_2}{n_1} L_\mu \frac{d}{dt} \left(i_1 - \frac{n_2 i_2}{n_1} \right) \end{cases} \quad (2.9)$$

Lorsqu'on soumet le circuit magnétique à un flux variable, celui-ci est le siège de deux phénomènes majeurs dissipatifs qui sont le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault.

❖ Le phénomène d'hystérésis

Le phénomène d'hystérésis se traduit par le fait que, d'une part, l'induction magnétique \vec{B} n'est pas rigoureusement proportionnelle au champ magnétique et d'autre part, elle n'est pas déterminée par la seule valeur instantanée du champ magnétique \vec{H} , mais dépend des valeurs qu'il a pris antérieurement [5]. Le phénomène d'hystérésis est généralement illustré à l'aide du diagramme B(H) dont un exemple est donné par la Figure 2.17. En effet, le cycle d'hystérésis n'est pas statique, mais change en fonction des conditions d'excitation appliquées au circuit magnétique. Afin de modéliser le cycle d'hystérésis, on doit exprimer la valeur instantanée de l'induction en fonction de deux variables, à savoir le champ magnétique instantané, et la valeur maximale du champ magnétique qu'il prend quand le cycle est décrit complètement.

La représentation du phénomène d'hystérésis est complexe en termes de modélisation et peut être abordé de différentes manières. On peut par exemple s'intéresser au comportement microscopique du circuit magnétique ou adopter une approche macroscopique faisant appel à un circuit équivalent représentant le diagramme B(H).

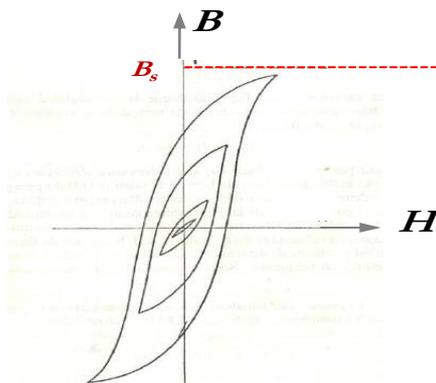


Figure 2.17 : Cycles d'hystérésis

Lorsque les cycles sont relativement petits et que la saturation ne se manifeste pas, Rayleigh a réussi à obtenir un modèle en supposant que chacun des cycles est formé de deux arcs de parabole

symétriques par rapport à l'origine [5]. Il fait appel à des fonctions hyperboliques et des fonctions polynomiales pour approximer le phénomène d'hystérésis [7].

La saturation magnétique est caractérisée un accroissement de la réluctance \mathfrak{R} du circuit magnétique et une diminution de l'inductance de magnétisation. De manière générale, nous négligerons cet aspect du fait de la faible valeur du courant de magnétisation. De plus on suppose que le transformateur opère dans son fonctionnement nominal.

❖ **Les courants de Foucault**

Les pertes dans les enroulements sont principalement dues à deux phénomènes physiques : l'effet de peau et l'effet de proximité. Ces phénomènes découlent des courants de Foucault et ils seront abordés de manière détaillée par la suite. Ainsi les effets de peau et de proximité vont entraîner, avec l'accroissement de la fréquence, une augmentation de la résistance apparente des conducteurs constituant les enroulements. Par la suite, ce phénomène sera considéré lors du processus de modélisation du transformateur en hautes fréquences.

❖ **Schéma du transformateur avec les fuites totales**

Le schéma électrique du transformateur de puissance admet de nombreuses variantes qui sont généralement fonction de l'application. De ce fait il est généralement plus aisé de travailler avec un modèle qui comprend une inductance de fuite totale. Pour ce faire, on rappelle que le couplage magnétique des enroulements est caractérisé par les inductances propres L_1 , L_2 et M .

En partant des équations du système données par la relation (2.9), en utilisant les relations (A1.1) à (A1.9) de l'Annexe 1, on constate les égalités suivantes $L_1 = l_1 + L_\mu$, $L_2 = l_2 + (\frac{n_2}{n_1})^2 L_\mu$ et $M = \frac{n_2}{n_1} L_\mu$ et l'emploi de celles-ci permet d'obtenir le système d'équations de la relation (2.10) [15]:

$$\begin{cases} v_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \\ v_2 = R_2 i_2 + M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} \end{cases} \quad (2.10)$$

L'obtention d'un schéma équivalent comprenant une inductance de fuites totales consiste à réécrire le système d'équation (2.10). Pour ce faire, on utilise un terme L_T qui représente l'inductance totale :

$$L_T = L_1 - \frac{M^2}{L_2} \quad (2.11)$$

L'introduction du terme L_T dans le système d'équation (relation (2.10)) donne :

$$\begin{cases} v_1 = R_1 i_1 + L_T \frac{di_1}{dt} + (L_1 - L_T) \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \\ v_2 = R_2 i_2 + M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} \end{cases} \quad (2.12)$$

En posant $p_1 = (L_1 - L_T) \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt}$ et $p_2 = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt}$, on constate que p_1 et p_2 sont proportionnelles dans le rapport $\frac{L_2}{M}$ ($p_2 = p_1 \frac{L_2}{M}$). La traduction en termes de circuit électrique équivalent des équations (relation (2.12)) est présentée à la Figure 2.18 .

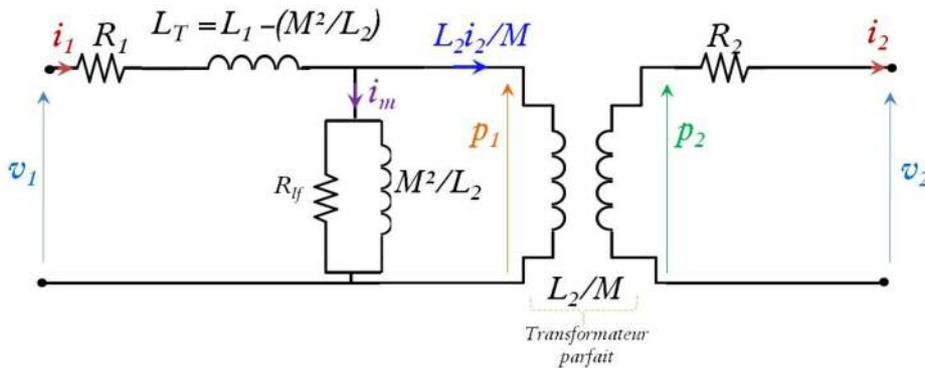


Figure 2.18 : Modèle du transformateur monophasé à deux enroulements avec les fuites totales

Dans le circuit équivalent de la Figure 2.18, le rapport de transformation du transformateur parfait est égal à $\frac{L_2}{M}$, l'inductance de fuite totale ramenée au primaire s'écrit $L_1 - \left(\frac{M^2}{L_2}\right)$ et l'inductance de magnétisation est égale $\frac{M^2}{L_2}$. Le rapport de transformation $\frac{L_2}{M}$ (Figure 2.18) sans dimension est généralement très peu différent du rapport $\frac{n_2}{n_1}$ dans la plupart des cas par conséquent $\frac{L_2}{M}$ peut être remplacé par le rapport de spires (hypothèse de faibles fuites).

L'utilisation principale du transformateur de puissance est réalisée en régime sinusoïdale à la fréquence industrielle de 50 Hz ou 60 Hz. Pour ce faire l'opérateur $\frac{d}{dt}$ est remplacé par $j\omega$ (ω est la

pulsation) dans les différentes relations. De ce fait on adopte le circuit de la Figure 2.19 dans lequel la résistance R_T regroupe la résistance du primaire et la résistance du secondaire ramenée au primaire, la réactance X_l remplace le terme $\omega \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)$ et la réactance X_μ représente $\omega \frac{M^2}{L_2}$. Le transfert de la résistance de l'enroulement du secondaire à gauche de la branche se justifie par le fait que le courant de magnétisation est très faible devant le courant $\frac{L_2 i_2}{M}$ (Figure 2.18).

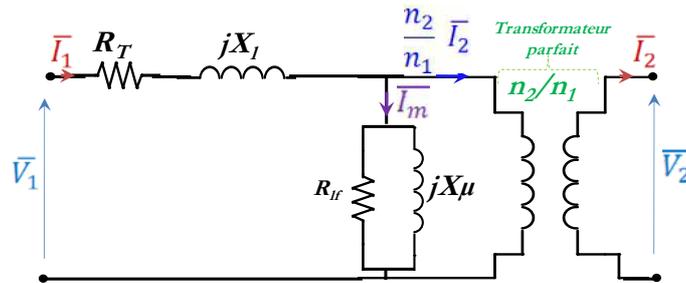


Figure 2.19 : Modèle du transformateur en régime sinusoïdale

C'est sur le schéma de la Figure 2.19 que nous nous baserons pour proposer un modèle HF du transformateur de puissance. En effet, ce schéma apparait assez commode du fait qu'il regroupe au primaire l'inductance de fuite totale ainsi que les résistances des enroulements. Par la suite, on viendra greffer sur celui-ci les capacités parasites qui existent entre les différentes parties isolées du transformateur, et dont les effets se manifestent en hautes fréquences.

2.3. Etudes des phénomènes HF dans les transformateurs

Le schéma de la Figure 2.19 utilisé en basse fréquence n'est plus approprié pour des études en hautes fréquences du fait de l'existence de phénomènes physiques dépendant de la fréquence dans le transformateur de puissance. Parmi les phénomènes physiques prédominants en haute fréquence on trouve :

- Les courants de Foucault dans les enroulements et dans le circuit magnétique,
- Les capacités parasites entre les différentes parties du transformateur,
- Et dans une certaine mesure les phénomènes de propagation.

Afin d'illustrer les effets de ces phénomènes, une mesure d'impédance a été effectuée sur un transformateur monophasé de puissance nominale égale à 1,5 kVA. Les graphes de la Figure 2.20 représentent l'impédance du primaire lorsque le secondaire est court-circuité. Cette mesure a été réalisée à l'aide d'analyseur d'impédance (HP4294A) entre 40 Hz et 40 MHz. Sous une telle configuration, on mesure la résistance totale des deux enroulements ainsi que l'inductance de fuite totale du transformateur.

Une décomposition à chaque fréquence de cette impédance est réalisée sous la forme d'un circuit $R_s - L_s$ série équivalent comme le montre la Figure 2.20. On constate ainsi une augmentation de la résistance et une faible diminution de l'inductance avec la fréquence. De plus, on constate un phénomène de résonance à la fréquence de 600 kHz dans les deux courbes de la Figure 2.20. La résonance résulte d'un couplage entre l'inductance et une capacité du transformateur.

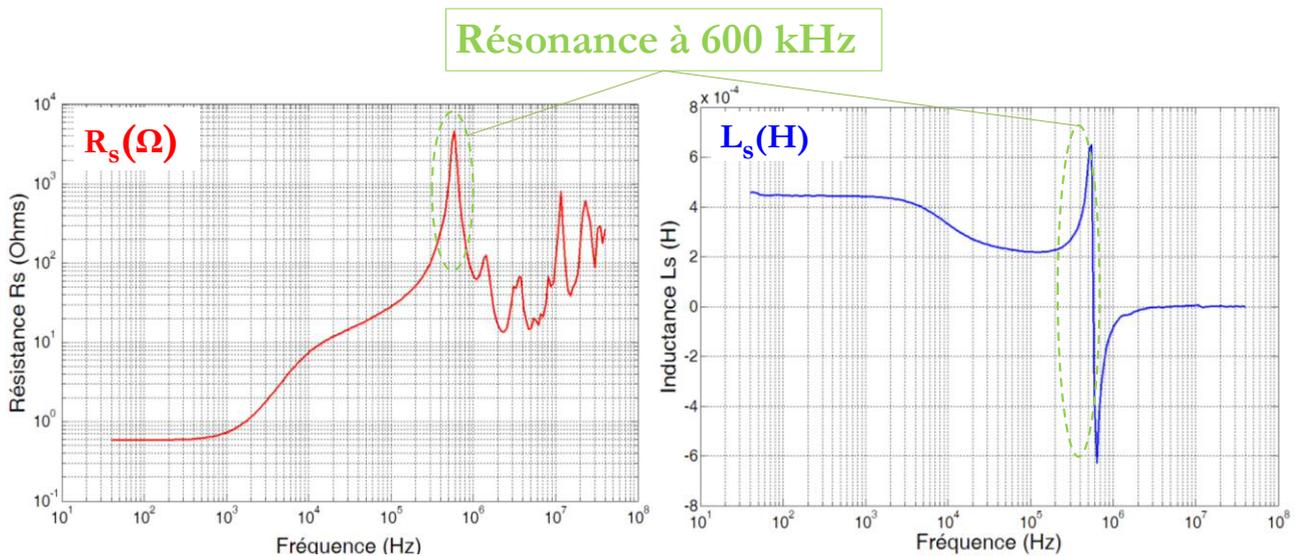


Figure 2.20 : Impédance du primaire d'un transformateur monophasé de 1,5 kVA, avec le secondaire court-circuité et décomposée sous la forme d'un circuit $R_s - L_s$ série

Les courants de Foucault dans les enroulements entraînent principalement un accroissement de la résistance de ceux-ci. Leur effet est également notable dans le circuit magnétique comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

2.3.1. Les courants de Foucault dans le circuit magnétique

Pour illustrer le phénomène des courants de Foucault dans le circuit magnétique, on considérera dans un premier temps le circuit magnétique massif représenté à la Figure 2.21. Autour de ce circuit magnétique massif, on a bobiné un enroulement dans lequel circule un courant alternatif qui va engendrer un flux magnétique alternatif φ à l'intérieur de celui-ci.

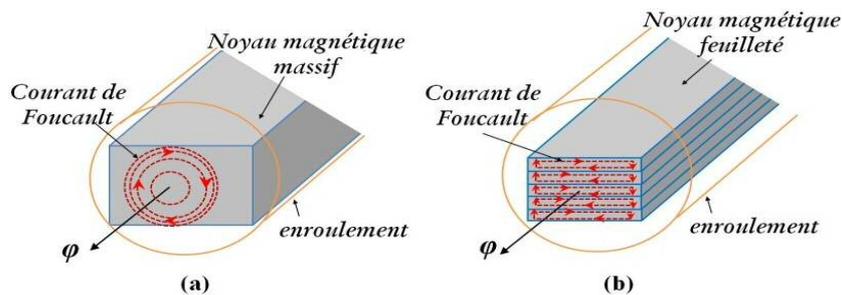


Figure 2.21 : (a) Courants de Foucault dans un circuit magnétique massif - (b) et dans un circuit magnétique feuilleté

Ce même flux φ va induire des tensions alternatives dans les chemins circulaires à travers le métal du circuit magnétique (Figure 2.21) [5]. Les chemins, situés à proximité de la surface, embrassent la plus grande partie du flux, ils sont donc le siège de tensions plus importantes que ceux situés au cœur de ce circuit magnétique qui n'embrassent qu'une faible partie du flux. Les courants, dus aux tensions alternatives induites à l'intérieur du circuit magnétique, sont appelés courants de Foucault et leur intensité est fonction de la résistivité de celui-ci.

Dans le circuit magnétique, les courants de Foucault génèrent un champ magnétique dans l'espace qu'ils entourent et qui se retranche au champ magnétique initial engendré par le courant créé par le courant circulant dans l'enroulement du transformateur. Aux très hautes fréquences, (notre étude se positionne dans la gamme de fréquences : qq10kHz – qq10MHz) la diminution qui en résulte est telle que le champ est pratiquement nul à l'intérieur du circuit magnétique. Il ne circule plus qu'un courant de Foucault très intense tout près de la surface, et dans ces conditions le circuit magnétique semble dépourvu de propriétés magnétiques. Cette caractéristique du circuit magnétique est très largement utilisée pour négliger son influence plus particulièrement en hautes fréquences. De ce fait, pour la modélisation HF du transformateur, on utilisera le circuit classique comprenant une résistance avec une inductance en parallèle pour tenir compte de l'effet du circuit magnétique [5].

Remarque : Afin d'atténuer les pertes fer des courants de Foucault dans le circuit magnétique pour un fonctionnement normal à 50 Hz ou 60 Hz, on adopte une structure feuilletée qui consiste à empiler des tôles de faible épaisseur et bien isolées entre elles comme le montre la Figure 2.21. Cette structure feuilletée fait en sorte qu'il n'existe aucun trajet conducteur fermé embrassant la totalité ou une fraction importante du flux. Néanmoins il persiste à l'intérieur des tôles des chemins fermés où circulent les courants de Foucault. Chaque chemin n'embrasse qu'une petite partie du flux total et le courant qui le parcourt est réduit dans la même proportion.

L'action des courants de Foucault peut être caractérisée d'une manière quantitative par l'introduction d'un paramètre qui est la fréquence critique f_c [5]. Au dessus de cette fréquence, l'effet de ces courants est assez peu prononcé. Celle-ci est définie en fonction de la résistivité ρ et de la perméabilité initiale relative μ_i du matériau et de l'épaisseur de la tôle s par la relation (2.24).

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{8\rho}{\mu_i \mu_0 s^2} \quad (2.13)$$

Remarque : La pente de la tangente au point d'origine de la courbe d'aimantation initiale est appelée perméabilité initiale relative (Figure 2.22).

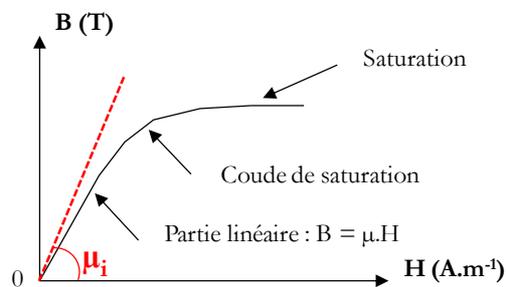


Figure 2.22 : Courbe d'aimantation initiale d'un corps ferromagnétique

Dans la référence [5], on donne la fréquence critique f_c de 14 kHz pour une tôle ayant une épaisseur de 0,35 mm, une perméabilité initiale de 300 et une résistivité de 60 $\mu\Omega/cm$. Dans ce cas, l'effet des courants de Foucault peut être considéré comme négligeable au-dessus de cette fréquence.

2.3.2. Les courants de Foucault dans les conducteurs des enroulements

Les conducteurs des enroulements peuvent être constitués de cuivre ou d'aluminium [4], être sous forme de feuilles, ou présenter une section circulaire ou rectangulaire. Les conducteurs circulaires ou rectangulaires sont généralement recouverts d'un isolant. Dans les transformateurs de fortes puissances, on a recours à des conducteurs en brins pour réduire les effets des courants de Foucault.

Les courants de Foucault engendrent une augmentation des pertes et une réduction du flux magnétique dans le circuit magnétique et ce en fonction de la fréquence. L'effet des courants Foucault dans l'enroulement est généralement dû à deux phénomènes [12] :

- Effet peau : a pour action la redistribution du courant dans le conducteur et ceci sous l'action d'un champ magnétique induit par le courant parcourant ce conducteur (Figure 2.23).
- Effet de proximité : les courants de Foucault induits par le champ magnétique dans les autres conducteurs de l'enroulement (Figure 2.24).

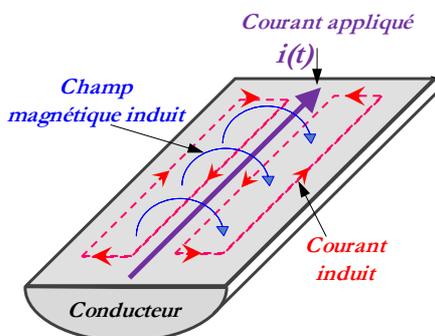


Figure 2.23 : Effet de peau dans un conducteur seul

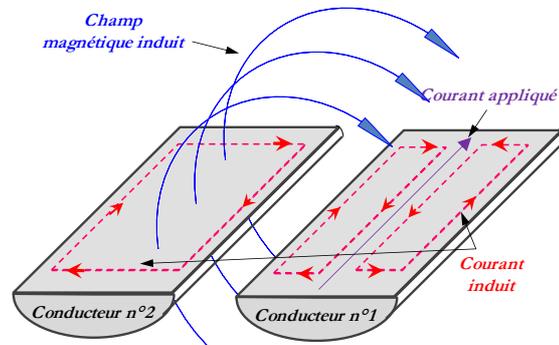


Figure 2.24 : Effet de proximité

Pour illustrer le phénomène de l'effet de peau, on va s'appuyer sur la Figure 2.23 dans lequel on applique un courant sinusoïdal à un conducteur. Ce courant appliqué va induire un champ magnétique perpendiculaire à l'axe longitudinal du conducteur. A fréquence suffisante, ce champ magnétique induit un courant dans le conducteur qui tend à s'opposer au courant appliqué. Le

résultat est une réduction de la densité de courant au centre du conducteur ainsi la densité de courant a tendance à se concentrer sur la périphérie du conducteur.

L'effet de proximité peut être expliqué en se basant cette fois sur la Figure 2.24 dans laquelle un second conducteur (conducteur n°2) se trouve à proximité du conducteur (conducteur n°1) parcouru par un courant sinusoïdal. Dans ces conditions un courant est induit dans le conducteur n°2 puisque celui-ci est également traversé par un champ magnétique variable généré par le courant appliqué au conducteur n°1. Dans le conducteur n°2, il circule deux densités de courant de sens opposés car le courant global de conducteur doit rester nul.

Les effets de peau et de proximité entraînent une augmentation de la résistance et une légère diminution de l'inductance de l'enroulement (impédance de l'enroulement sous la forme d'un circuit $R_s - L_s$) [14] comme cela a été montré dans la Figure 2.20. De manière générale ces pertes dans les enroulements sont modélisées par un circuit électrique comprenant la résistance, mesurée en continu, en série avec une succession de cellules constituées d'une résistance en parallèle avec une inductance. Les Figure 2.25 et Figure 2.26 présentent deux exemples de circuit utilisés pour tenir compte des pertes dans les enroulements. Dans le cadre de la modélisation en hautes fréquences du transformateur de puissance, on utilisera le circuit de la Figure 2.26 pour représenter la variation de l'impédance série vue du primaire lorsque le secondaire est court-circuité.

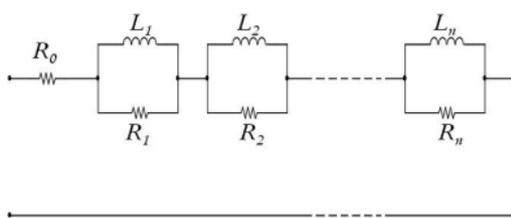


Figure 2.25 : Modélisation des pertes dans un enroulement avec un circuit série du type Foster [12]

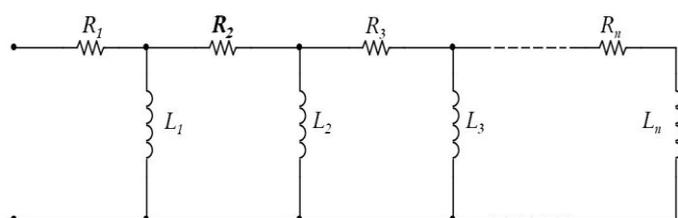


Figure 2.26 : Circuit en échelle représentant les pertes dans un enroulement [12]

2.3.3. Etude des capacités parasites dans les transformateurs

Cette partie est consacrée à l'étude des effets des capacités parasites qui gouvernent le comportement du transformateur en hautes fréquences. En effet, leur action est très importante puisque ces capacités parasites peuvent donner lieu à des phénomènes de résonance en présence de différentes inductances du transformateur. Afin d'appréhender de manière simple la contribution des capacités parasites, on va s'intéresser dans un premier temps au comportement HF d'une bobine.

Une bobine peut être représentée en basses fréquences par une inductance en série avec une résistance. Ce schéma devient incomplet dès que la fréquence augmente et ceci est lié aux capacités parasites apparaissant entre les spires le long de l'enroulement. L'ensemble de ces capacités peut se modéliser par une capacité mise en parallèle avec une inductance dont le schéma équivalent devient celui d'un circuit résonant parallèle. Ce raisonnement peut s'appliquer aux enroulements d'un transformateur de puissance, mais la disposition de ses enroulements peut être complexe (§2.1.3). Les capacités parasites des enroulements du transformateur sont physiquement distribuées et il est généralement fastidieux de les modéliser en détails. Ainsi, pour des raisons pratiques on se limite à des capacités critiques afin de restreindre le nombre de capacités à considérer.

En partant d'une démarche rigoureuse, on peut raisonner sur la nature purement électrostatique du transformateur de puissance. En effet, il concerne uniquement la répartition du champ électrique et de celle du potentiel électrique dans le transformateur. Ainsi les enroulements peuvent être considérés comme des conducteurs proches portés à des potentiels différents [14] et de ce fait ils introduisent des effets capacitifs. Afin d'illustrer cette démarche basée sur le comportement électrostatique du transformateur, on va s'appuyer sur le schéma de la Figure 2.27 représentant un transformateur à deux enroulements.

Le choix de cette approche se justifie d'une part par le fait que le travail de modélisation peut s'appliquer à des transformateurs anciens dont les données physiques ne sont pas disponibles (géométrie exacte). De ce fait cette approche électrostatique, qui fait intervenir les entrées et sorties du transformateur, est plus pratique.

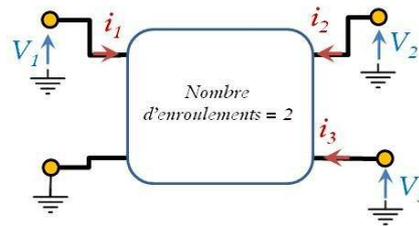


Figure 2.27 : Représentation à 3 ports en électrostatique d'un transformateur à 2 enroulements

D'après la Figure 2.27, les effets capacitifs nécessitent trois courants (i_1 , i_2 et i_3) et ce en considérant une des bornes au potentiel de référence. Dans ces conditions, le comportement électrostatique est régi par trois terminaisons. L'état d'un transformateur à n enroulements se décrit par $2n - 1$ différences de potentiels indépendantes et dans ce cas la matrice capacité du système contiendra $n(2n - 1)$ éléments indépendants [26]. En conséquence le transformateur de la Figure 2.27 est régi par le système d'équation électrostatique (2.14).

$$\begin{cases} i_1 = C_{11} \frac{dv_1}{dt} + C_{12} \frac{dv_2}{dt} + C_{13} \frac{dv_3}{dt} \\ i_2 = C_{21} \frac{dv_1}{dt} + C_{22} \frac{dv_2}{dt} + C_{23} \frac{dv_3}{dt} \\ i_3 = C_{31} \frac{dv_1}{dt} + C_{32} \frac{dv_2}{dt} + C_{33} \frac{dv_3}{dt} \end{cases} \quad (2.14)$$

S'agissant d'un transformateur de puissance à deux enroulements il sera nécessaire de déterminer 6 capacités ; dans le cas d'un transformateur à 6 enroulements (transformateur triphasé classique) 66 capacités sont à déterminer. On comprend mieux dès lors l'intérêt de l'utilisation d'un nombre réduit de capacités. Pour ce faire on utilise généralement des schémas simplifiés comme celui présenté à la Figure 2.28 pour décrire les effets capacitifs. Il est à noter que pour l'application du modèle électrostatique de la Figure 2.28 à un transformateur triphasé, le nombre de capacités à considérées serait de dix-huit (6x3 capacités (3 phases)) dans le cas où on aurait négligé les éventuels couplages capacitifs entre les phases.

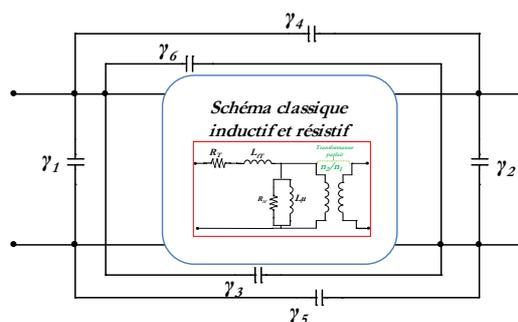


Figure 2.28 : Schéma équivalent à six capacités [14]

Dans la littérature, il est commun d'opérer une démarche intuitive basée sur la structure physique du transformateur pour dégager les capacités les plus critiques. Ainsi Chimklai et Marti [13] tiennent compte de quatre types de capacités dans le cas de la modélisation d'un transformateur triphasé à trois enroulements par phase comme l'illustre la Figure 2.29 :

1. Les capacités entre les enroulements et la masse (boîtier)
2. Les capacités entre les enroulements d'une même phase
3. Les capacités inter-spires
4. Les capacités entre l'enroulement extérieur d'une phase et celui des autres phases (cas du transformateur triphasé).

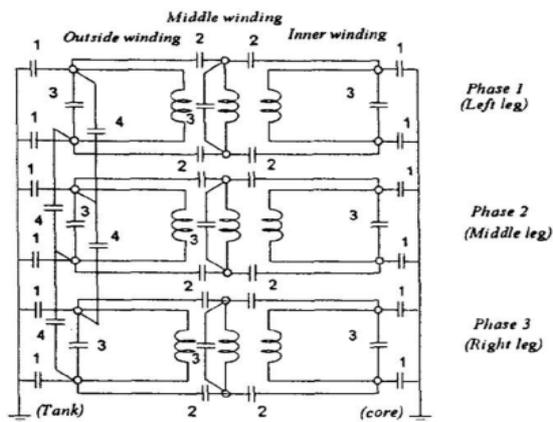


Figure 2.29 : Les capacités considérées dans la modélisation du transformateur par Chimklai et Marti [13]

Le premier type de capacité se justifie du fait que le circuit magnétique est toujours mis à la terre. Cette mise à la terre est effectuée généralement par l'intermédiaire d'un boîtier métallique qui a pour rôle de protéger le transformateur contre les champs parasites d'origine externe.

En hautes fréquences le couplage électrostatique entre les enroulements d'une même phase n'est plus négligeable. La prise en compte de ce couplage est réalisée à l'aide de capacités parasites notées 2 sur la Figure 2.29.

Les capacités entre spires de l'enroulement, notées 3 sur la Figure 2.29, sont prises en compte à l'aide d'une seule capacité équivalente qui est la capacité inter-spires. Le quatrième type de capacité permet de tenir compte des capacités parasites entre les phases plus particulièrement dans le cas des transformateurs triphasés.

La détermination des différentes capacités s'opère habituellement en effectuant des mesures d'impédances aux bornes du transformateur et ce dans une large gamme de fréquence [13] [18]. Ainsi selon les configurations d'essai, il est possible de tenir compte ou non de certaines capacités. L'annulation de l'effet d'une capacité est réalisée en utilisant des courts-circuits bien déterminés. Par la suite nous verrons dans le paragraphe §2.7.4 que cette méthodologie de mesure sera choisie pour déterminer les valeurs des capacités du modèle HF du transformateur (§ 2.7.3).

Bien évidemment, il existe d'autres méthodes de détermination des capacités qui reposent principalement sur un choix intuitif des capacités qui sont par la suite déterminées via des mesures d'impédances.

Il existe aussi des méthodes plus rigoureuses dont le principe consiste à travailler avec l'énergie électrostatique. La méthodologie consiste à déterminer des équivalences entre les capacités apparaissant dans les équations électrostatiques du transformateur avec celles d'un schéma classique (Figure 2.28). L'établissement de l'énergie électrostatique permet d'établir les relations entre les capacités et pour le lecteur intéressé les références [19][20][21][22][23][24] détaillent cette méthode.

Après avoir évoqué les principaux phénomènes qui se manifestent dans le transformateur, on va s'intéresser aux différentes méthodes de modélisation du transformateur.

2.4. Modélisation basée sur la discrétisation des enroulements

Cette partie traite de la représentation des enroulements d'un transformateur par un réseau d'inductances, de capacités, de résistances et de conductances. Ce circuit est constitué de la mise en cascade de cellules de base (Figure 2.30) réalisées à partir d'une discrétisation des spires de l'enroulement sous la forme de cellules élémentaires. Cette dernière comprend une inductance L_i , une capacité entre les spires C_i et une capacité entre la spire et la masse C_{gi} .

De ce fait un enroulement constitué de N spires pourra être représenté par N cellules mais en pratique on a recours à une réduction du nombre de cellules par un regroupement de plusieurs spires [29][30][31][32]. Cette simplification s'opère en supposant que l'enroulement est totalement uniforme. De plus, on tient généralement compte du couplage entre les inductances d'un même

enroulement ($M_{i,i+1}$) ou entre celles de deux enroulements ($M_{i,j}$) à l'aide de l'inductance mutuelle (i pour un enroulement et j pour le second enroulement).

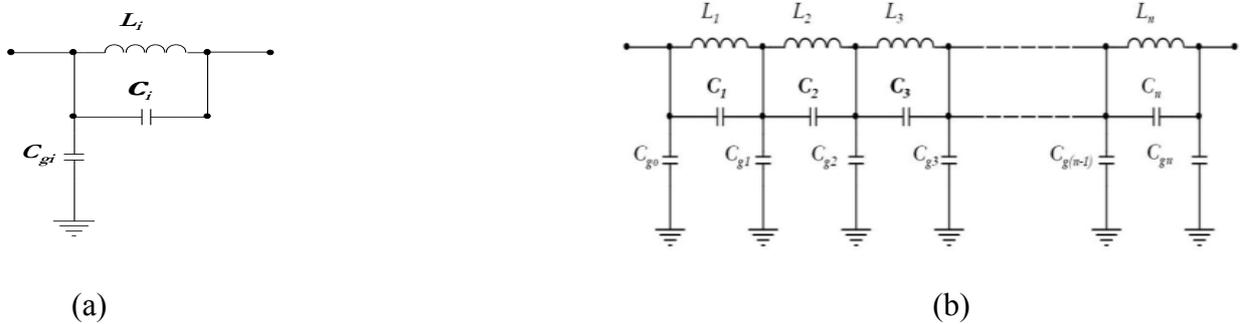


Figure 2.30: (a)- Cellule de base - (b) un circuit équivalent en cascade d'un enroulement de transformateur [17]

Remarque : Généralement dans les modèles de hautes fréquences passant par une discrétisation des enroulements, les phénomènes liés au circuit magnétique sont ignorés. En effet, le flux magnétique dans le circuit magnétique est inversement proportionnel à la fréquence du signal appliqué [39]. Néanmoins il existe des méthodes qui proposent d'intégrer l'effet du circuit magnétique comme dans la référence [40].

L'utilisation de la méthode basée sur la discrétisation des enroulements requiert la détermination d'un grand nombre d'éléments qui sont obtenus par une résolution d'équations qui nécessitent de disposer de données physiques des matériaux constituant l'enroulement et de la géométrie des composants du transformateur [32][33][34][35][36][37][38].

Dans la perspective de modélisation des transformateurs de sous-stations ferroviaire, cette technique de modélisation est difficilement applicable car les transformateurs utilisés fonctionnent souvent depuis un certain temps et leurs caractéristiques physiques sont peu ou pas connues (usure naturelle par exemple). De ce fait cette méthode de modélisation ne sera pas utilisée dans le cadre de cette thèse ; nous lui préférons un circuit à constantes localisées présenté dans le paragraphe § 2.7.2.

2.5. Modélisation entrée-sortie ou « boîte noire » du transformateur de puissance

2.5.1. Généralités sur la méthode

Une alternative à la méthode présentée au paragraphe § 2.4. consiste à modéliser le transformateur en considérant uniquement les entrées et sorties de celui-ci. Cette méthode de modélisation est communément appelée modélisation « boîte de noire ». Elle emploie des paramètres de caractérisation tels que les paramètres S (Scattering), les paramètres impédances Z , les paramètres admittances Y ou la fonction de transfert pour modéliser un système. Pour ce faire, on a recourt généralement à une estimation des paramètres du système à l'aide de mesures dans le domaine fréquentiel. Ensuite les composants d'un schéma électrique équivalent peuvent être déterminés à l'aide d'algorithmes mathématiques comme la méthode du moindre carré ou l'algorithme de « vector fitting » [41]. L'application de cette méthode permet de modéliser un transformateur sans connaître ses caractéristiques physiques puisque elle présente l'avantage remarquable de ne nécessiter que des mesures aux bornes du transformateur pour déterminer les paramètres du schéma équivalent.

La modélisation « boîte noire » repose essentiellement sur la représentation du transformateur comme un réseau à n bornes. Morched [44] a appliqué cette méthode à un transformateur possédant n bornes de haute et de basse tension. La Figure 2.31 montre les grandeurs à mesurer et la relation matricielle entre ces différents paramètres est donnée par la relation (2.15).

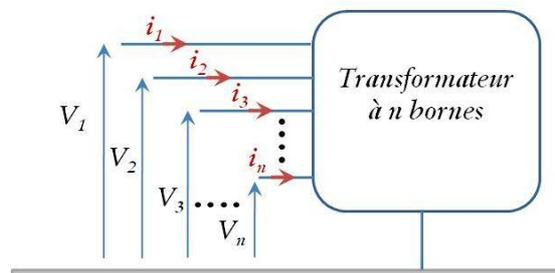


Figure 2.31 : Modélisation boîte noire d'un transformateur à n bornes [44]

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & \cdots & Y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \cdots & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[\mathbf{Y}][\mathbf{V}] = [\mathbf{I}]$$

Les paramètres de la matrice admittance sont complexes et dépendent de la fréquence. Les éléments de cette matrice sont approximés par une fonction rationnelle ou par un réseau électrique RLC équivalent. Afin de diminuer le nombre de calculs, on fait une hypothèse simplificatrice sur la symétrie de la matrice $[\mathbf{Y}]$, ce qui n'est pas toujours vérifié en pratique.

Une difficulté provient de la détermination des éléments de la matrice $[\mathbf{Y}]$ en hautes fréquences. En effet la détermination des paramètres nécessite d'annuler une tension ce qui impose de réaliser un court-circuit durant la mesure. Rappelons qu'un court-circuit est caractérisé par une résistance nulle ($R=0 \Omega$ et un coefficient de réflexion de -1). Or, en pratique, on utilise généralement des conducteurs de faible longueur pour réaliser un court-circuit sur un transformateur. L'impédance d'un conducteur peut s'écrire sous la forme d'une résistance R_{fil} en série avec une inductance L_{fil} . Avec l'accroissement de la fréquence, la résistance apparente va augmenter puisque la résistance s'accroît avec la fréquence (effet peau) ainsi que la réactance $X_{fil} = \omega L_{fil}$ (où ω est la pulsation). Dès lors, il est aisé de comprendre que le conducteur de faible longueur ne remplit plus le rôle de court-circuit puisqu'à des fréquences assez élevées la résistance présentée par ce bout de conducteur n'est plus négligeable. Il est en de même lorsqu'on veut annuler le courant via un circuit ouvert. En effet, en hautes fréquences, les capacités parasites viennent perturber le circuit ouvert du fait qu'elles présentent une impédance apparente faible.

Néanmoins il est possible de rapprocher de manière relative d'un court circuit en prenant quelques précautions telles que l'utilisation de fil de longueur la plus faible possible et de section la plus élevée. Par la suite, dans la démarche de caractérisation en hautes fréquences, on tiendra compte de ces différentes remarques lors des essais de court-circuit et de circuit ouvert.

En supposant les difficultés de mesure surmontées, il est possible de modéliser par un circuit électrique global tous les types de transformateur mais bien évidemment chaque partie du modèle obtenu n'est pas directement lié à un phénomène physique particulier.

Dans un premier temps, on considère le transformateur comme une « boîte noire ». Le choix s'est porté sur cette méthode d'une part pour sa facilité de mise en œuvre puisqu'il s'agit de mesurer les

paramètres S (Scattering) aux bornes du transformateur en utilisant dans notre cas un analyseur de réseau. Ensuite les paramètres S mesurés sont utilisés dans le logiciel IdEM[®] [55] qui utilise l'algorithme « vector fitting » [48] pour approximer les paramètres mesurés. A partir de la matrice S approximée, le logiciel permet la synthèse d'un circuit électrique équivalent du transformateur utilisable dans les logiciels de simulation électrique. La référence [56] donne un exemple de synthèse de circuit équivalent à partir de la mesure de paramètres admittance.

2.5.2. Application de la méthode de « vector fitting » à un transformateur monophasé de 1,5 kVA

L'algorithme de « vector fitting » [46] permet d'approximer un nombre de points de mesure N dans le domaine fréquentiel par une fonction rationnelle $f(s)$ définie par la relation (2.16). Les points de mesure sont regroupés sous une fonction $\tilde{f}(s) \{ \tilde{f}(j\omega_k), k = 1 \dots N \}$. Le terme s est égal $j\omega$ (j et ω représente respectivement l'opérateur complexe et la pulsation).

$$f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + s.h \quad (2.16)$$

Où c_n sont les résidus complexes, a_n les pôles complexes, d et h sont des quantités réelles optionnelles de la fonction d'approximation $f(s)$, le but étant de satisfaire la relation donnée par (2.17).

$$\tilde{f}(s) \approx f(s) \quad (2.17)$$

L'Annexe 2 donne en détail les principales étapes utilisées par l'algorithme pour établir une approximation des paramètres mesurés. La série de points mesurés peut être les éléments des matrices S, Z, Y... mesurés aux bornes du transformateur.

L'algorithme de « vector fitting » a été implémenté sous la forme d'un logiciel IdEM[®] développé par l'équipe CEM de l'école polytechnique de Turin [53][55]. Ce logiciel, utilisant le principe des « vector fitting », permet de générer un macro-modèle sous la forme d'une « boîte noire » pouvant être intégré dans des logiciels de simulation de type Pspice. Le logiciel utilise les données des paramètres S (Scattering parameter) mesurées aux bornes du transformateur pour déterminer un modèle « boîte noire » d'un transformateur monophasé de laboratoire de puissance nominale apparente de 1,5 kVA (Figure 2.32). Ce transformateur possède un primaire de tension nominale

220 V et quatre enroulements au secondaire, de tension nominale de 55 V. On précise que les quatre enroulements du secondaire ont été mis en série afin de constituer un seul enroulement comme le montre le schéma de principe de la Figure 2.32-(b).

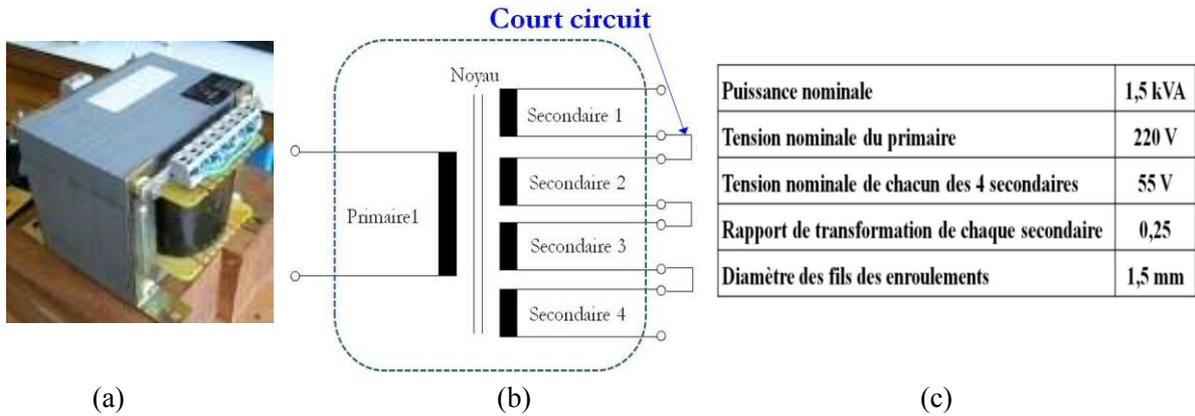


Figure 2.32 : (a) Transformateur monophasé – (b) Schéma de principe – (c) Caractéristiques électriques

Le comportement en mode différentiel du transformateur est caractérisé à l'aide des quatre paramètres de la matrice $[S]$ donnés par la relation (2.18). Le transformateur est ainsi considéré comme un composant à deux ports caractérisé par deux tensions V_A et V_B comme le présente la Figure 2.33. De ce fait, il est nécessaire de mesurer quatre paramètres.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

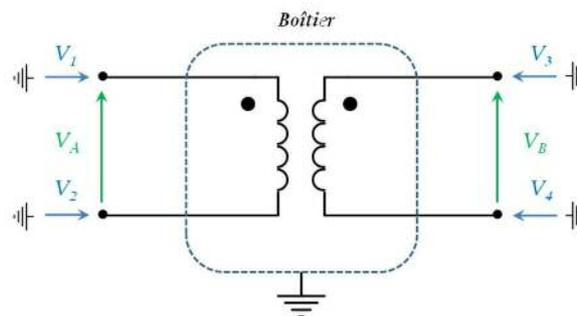


Figure 2.33 : Convention utilisée pour l'étude du transformateur de puissance : 2 ports ou 4 ports

Il est possible aussi de dissocier le mode différentiel et le mode commun. Dans la configuration mode de commun, un transformateur monophasé apparaît comme un système à 4 ports (Figure 2.33). En effet il est nécessaire de tenir compte des capacités parasites qui prennent place entre les différentes parties isolées du système en hautes fréquences. Ainsi on considère les quatre potentiels

(V_1 , V_2 , V_3 et V_4). La référence est le boîtier de protection du transformateur qui est généralement connecté à la terre.

De ce fait le comportement du transformateur peut être représenté selon deux modèles :

- Le modèle différentiel caractérisé par les tensions V_A et V_B qui prend en compte principalement les effets magnétiques basse fréquence,
- Le modèle global basé sur la mesure de V_1 , V_2 , V_3 et V_4 qui prend en compte les effets magnétiques basse fréquence et la contribution des capacités parasites [56].

En considérant le transformateur comme un système à deux ports, les quatre paramètres S ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel comme le montre la Figure 2.34. La mesure est réalisée à l'aide de deux câbles BNC qui sont connectés à deux connecteurs SMA. Des fils de faible longueur, soudés aux connecteurs SMA, permettent de se connecter au transformateur (Figure 2.34). La puissance utilisée durant cette mesure est égale à 0 dBm et une procédure d'étalonnage a été effectuée afin de s'affranchir des pertes des câbles BNC utilisés au cours de la mesure.

On rappelle que les fils de connexion (Figure 2.34) contribuent à perturber la mesure via leur impédance qui n'est plus négligeable dès lors que l'on travaille en hautes fréquences. De ce fait leur longueur est choisie la plus faible possible pour réaliser la mesure.

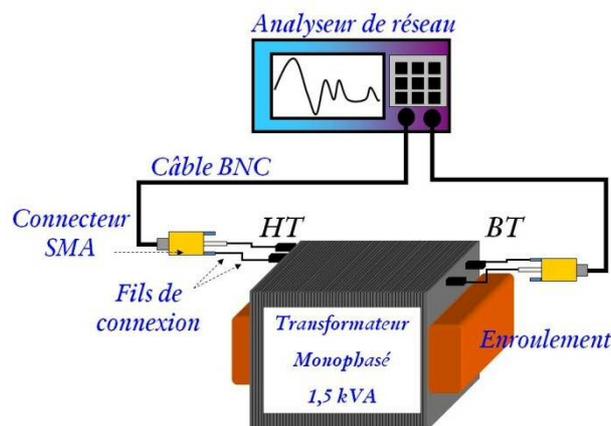


Figure 2.34 : Principe de mesure des paramètres S du transformateur de puissance de 1,5 kVA

Les résultats de mesure sont traités par le logiciel IdEM[®] [55] dans le but d'élaborer un macro-modèle du transformateur monophasé (Figure 2.35). Une fois le macro-modèle généré, des outils mathématiques intégrés au logiciel, permettent de vérifier et le cas échéant de compenser la passivité

du macro-modèle. En effet, dans le cas du transformateur il est primordial que le macro-modèle ainsi défini soit passif car le transformateur est par définition un système passif.



Figure 2.35 : Macro-modèle du transformateur monophasé de 1,5 kVA

Le logiciel IdEM[®] permet également de synthétiser le circuit équivalent sous une architecture compatible avec le logiciel de simulation tel que Pspice. Le logiciel opère une conversion des paramètres approximatifs en réseau électrique équivalent dont le principe peut être trouvé dans les références [49] [58].

Par la suite, l'efficacité du modèle « boîte noire » du transformateur monophasé de 1,5 kVA utilisé est vérifiée en utilisant le logiciel OrCAD Capture[®]. Pour ce faire, une comparaison d'impédances obtenues en simulation et en mesure dans différentes conditions est réalisée. Les impédances utilisées dans la comparaison sont les suivantes :

- Impédance vue de l'enroulement primaire avec le secondaire court-circuité,
- Impédance vue de l'enroulement primaire avec le secondaire en circuit ouvert,
- Impédance vue de l'enroulement secondaire avec le primaire court-circuité,
- Impédance vue de l'enroulement secondaire avec le primaire en circuit ouvert.

La comparaison est effectuée en considérant le module des impédances dans la bande fréquentielle allant de 30 kHz à 30 MHz. Les résultats sont portés sur les Figure 2.36 et Figure 2.37. Globalement, on constate que les impédances ont des évolutions relativement similaires indiquant que le modèle « boîte noire » du transformateur monophasé rapporte bien le comportement fréquentiel du transformateur monophasé de 1,5 kV (Figure 2.32). Cependant dans le cas des impédances obtenues dans les configurations en circuit ouvert on remarque un écart assez conséquent entre 30 kHz et 300 kHz environ.

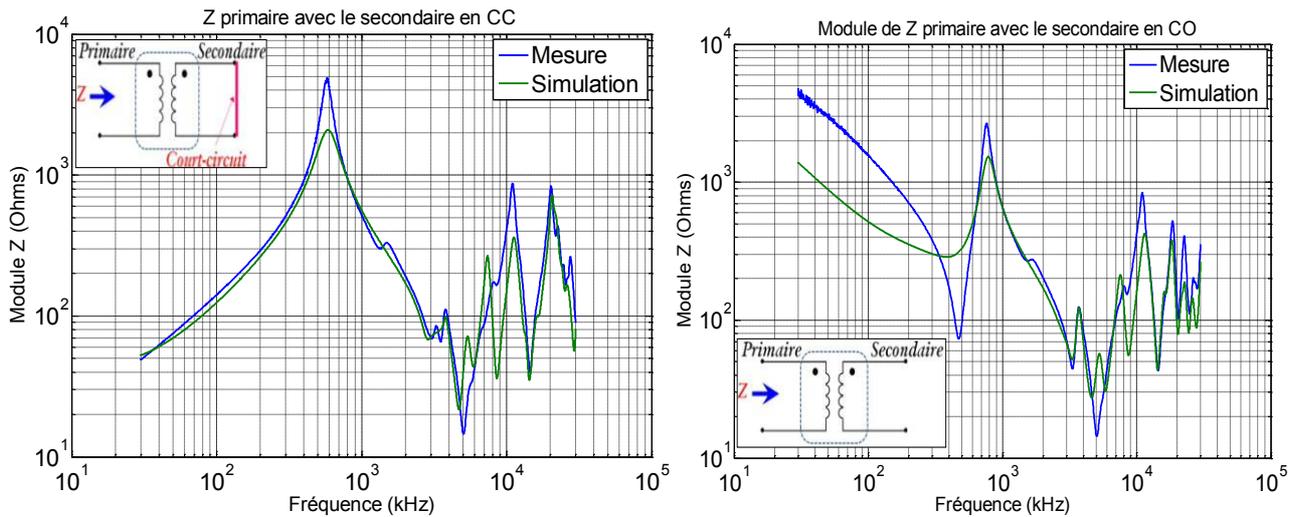


Figure 2.36 : Impédance du primaire avec le secondaire en court-circuit (graphe de droite) et en circuit ouvert (graphe de gauche)

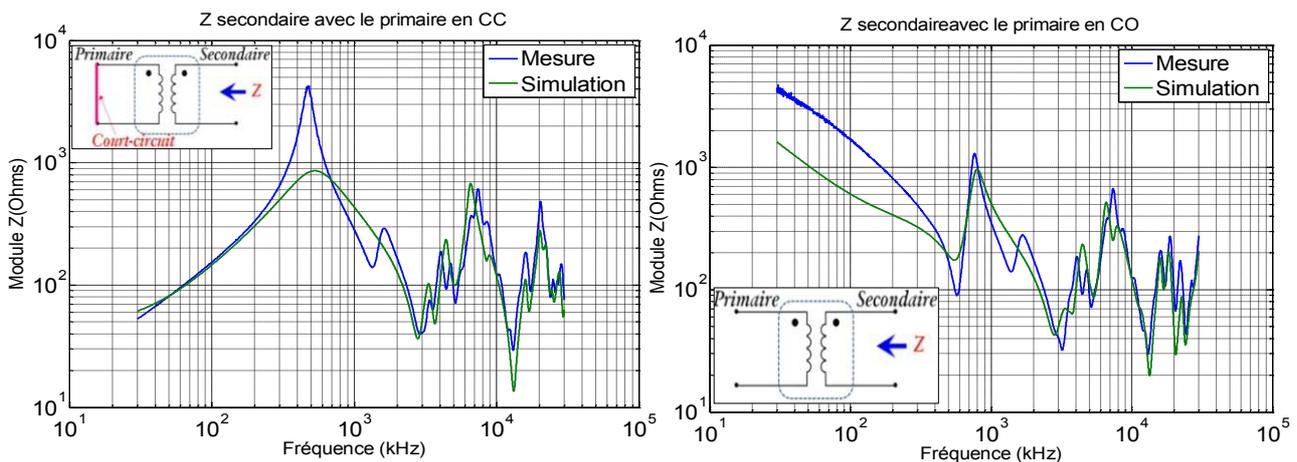


Figure 2.37 : Impédance du secondaire avec le primaire en court-circuit (graphe de droite) et en circuit ouvert (graphe de gauche)

Cette différence s'explique par le fait que le macromodèle du transformateur est obtenu en approximant les éléments de matrice S mesurés à l'aide de fonctions rationnelles. Or ce macromodèle peut devenir instable (oscillation du système) si le système n'est pas passif. En effet, un système stable et non passif peut devenir instable en fonction des conditions de charge. Afin d'éviter les problèmes d'instabilité, la passivité du macromodèle est forcée en opérant une « relocalisation » des pôles. Les références [50][51][52][53][54] donnent les détails sur la technique employée. Or la « relocalisation » des pôles implique des changements dans la fonction rationnelle d'approximation entraînant des écarts comme ceux constatés dans le cas des configurations en circuit ouvert (Figure 2.36 et Figure 2.37).

Le modèle « boîte noire » utilisant la méthode de « vector fitting » [41] donne un modèle assez satisfaisant du transformateur de puissance en modélisant correctement les principaux phénomènes de résonance et antirésonance qui apparaissent dans les impédances mesurées aux bornes du transformateur. En effet ces résonances et antirésonances peuvent être à l'origine de perturbations électromagnétique (Chapitre 1). Néanmoins, dans le cadre de l'étude de la modélisation de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire, il serait intéressant de disposer d'un modèle électrique non figé et permettant d'évaluer l'influence éventuelle des phénomènes intrinsèque au transformateur comme par exemple les capacités parasites, les pertes... De ce fait, on s'attachera à modéliser le transformateur sous la forme d'un schéma électrique équivalent.

II - Modèle HF du transformateur de puissance

Cette partie de ce chapitre est dédiée à la modélisation HF d'un transformateur de puissance réel. La détermination des paramètres du schéma électrique équivalent sera effectuée à partir de mesures faites dans le domaine fréquentiel. De plus une méthode rigoureuse de mesure est nécessaire et sera détaillée. Pour finir, une confrontation entre les résultats du modèle et la mesure est opérée.

2.6. Etude des différents modèles HF du transformateur

Cette section donne une sélection de modèles HF de transformateurs à constantes localisées disponibles dans la littérature. Ces modèles résultent d'une construction intuitive principalement basée sur la démarche du fonctionnement du transformateur en basses fréquences. Les modèles élaborés tendent à tenir compte des effets HF se produisant dans les transformateurs par la prise en compte de l'évolution fréquentielle des paramètres du schéma et par conséquent des phénomènes intrinsèques au transformateur. A ce modèle on vient généralement greffer des capacités afin de tenir compte des couplages électrostatiques parasites HF entre les différentes parties isolées du transformateur. La Figure 2.38 est un exemple de modèle de transformateur auquel les capacités localisées de chaque enroulement ont été ajoutées ainsi que la capacité entre les enroulements [66].

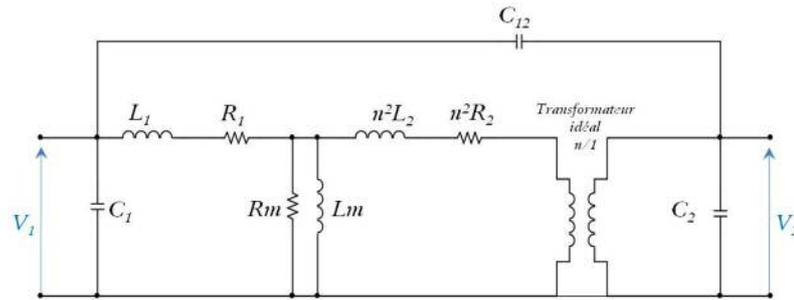


Figure 2.38 : Modèle du transformateur tenant compte des capacités inter-spis des enroulements et de la capacité entre les enroulements du primaire et du secondaire

A la suite, quelques modèles HF de transformateurs de puissance sont présentés ainsi que les phénomènes pris en compte dans le processus de modélisation. La méthode de caractérisation des phénomènes physiques est également donnée.

- **Le modèle proposé par Noda [18]**

Le modèle est déterminé pour un transformateur ayant une puissance nominale de 10 kVA. Ce modèle est plutôt destiné à l'analyse de phénomènes d'amorçage survenant lors des surtensions (Figure 2.39).

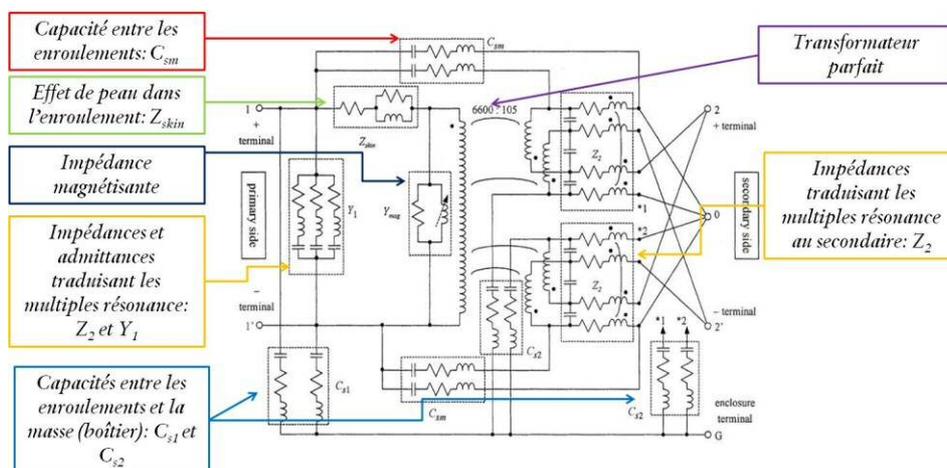


Figure 2.39 : Modèle proposé par Noda [18]

Les éléments composant ce modèle sont :

- C_{sm} : capacité entre les enroulements,
- C_{s1} et C_{s2} : Capacités entre les enroulements et la terre (boîtier du transformateur),
- Z_{skin} : Impédance traduisant l'effet de peau du conducteur de l'enroulement,

- Z_2 et Y_1 : Impédances et admittances traduisant les multiples résonances créées par les inductances des enroulements (primaire et secondaire) et les capacités parasites,
- Y_{mag} : Admittance traduisant les effets de la saturation et de l'hystérésis dans le circuit magnétique

Le modèle proposé reproduit les caractéristiques d'impédances vues aux entrées de chaque port pour une fréquence variant de la fréquence de travail (50 Hz) à quelques MHz. La détermination des paramètres s'effectue dans le domaine fréquentiel et ce grâce à un analyseur d'impédance.

- **Modèle proposé par Brozio [66]**

La modélisation est appliquée à un transformateur monophasé de puissance apparente nominale de 16 kVA dans la gamme de fréquence allant de 10 Hz à 100 kHz. Une caractérisation dans le domaine fréquentiel est utilisée pour déterminer les valeurs des éléments du circuit équivalent dont le schéma est porté à la Figure 2.40.

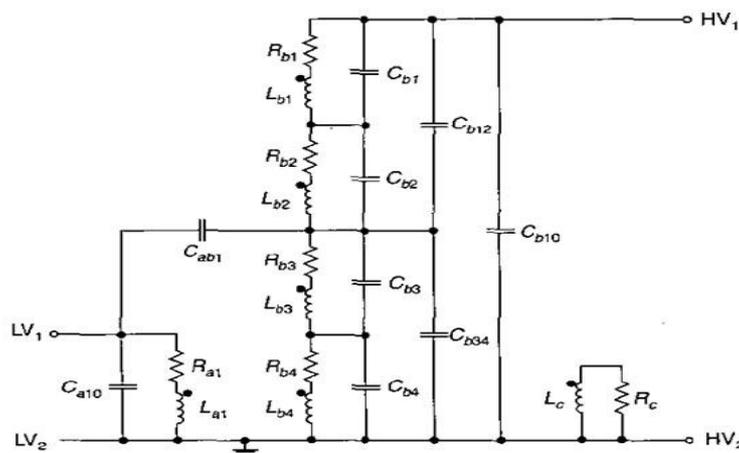


Figure 2.40 : Schéma électrique équivalent HF du transformateur proposé par Brozio [66]
(LV=Low Voltage, HV=High Voltage)

Les éléments qui composent ce modèle sont :

- Les inductances L_{b1} - L_{b4} représentent l'enroulement de haute tension,
- L'inductance L_{a1} modélise l'enroulement de basse tension,
- La résistance R_c et l'inductance L_c modélisent le circuit magnétique,
- Les résistances R_{a1} s et R_{b1} - R_{b4} représentent les résistances des enroulements
- Les capacités C_{a10} , C_{b10} , C_{b12} , C_{b34} , C_{b1-Cb4} et C_{ab1} représentent les capacités entre les spires des enroulements et la capacité entre les enroulements.

Remarque : L'enroulement de haute tension (HV) est modélisé avec un plus grand nombre d'élément *RLC* que l'enroulement de basse tension (LV) car ce dernier comporte un nombre de spires plus faible. De ce fait, l'enroulement du primaire est plus disposé à engendrer les phénomènes de résonance.

- **Le modèle proposé par Chimklai [13]**

Le circuit proposé (Figure 2.41) repose sur le modèle du transformateur BF dans lequel on considère la dépendance fréquentielle de la résistance série (résistance totale des deux enroulements) et de l'inductance de fuite totale. L'évolution fréquentielle de la résistance totale et de l'inductance de fuite est modélisée à l'aide un circuit équivalent ($Z_{winding}$) donné à la Figure 2.42. Dans le circuit de la Figure 2.41, Z_m représente l'impédance de magnétisation, N_1 et N_2 indiquent le nombre de spires respectivement du primaire et du secondaire, C'_{11} et C'_{22} représentent les capacités entre les spires de chaque enroulement et C_{w-g} représente les capacités qui existent entre les enroulements et la terre.

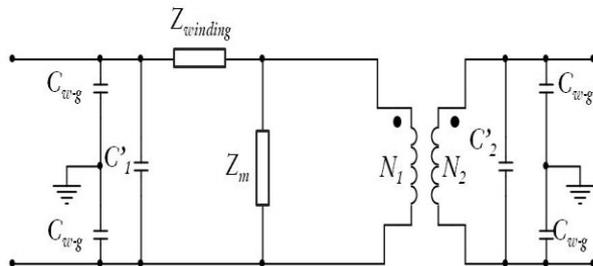


Figure 2.41 : Modèle HF simplifié du transformateur de puissance de Chimklai [13]

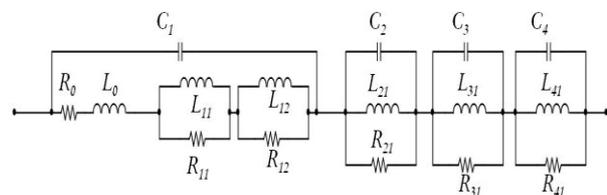


Figure 2.42 : Circuit équivalent de $Z_{winding}$ [13][13]

L'estimation des éléments du circuit équivalent repose sur des mesures d'impédances aux bornes du transformateur selon des configurations en court-circuit et circuit ouvert. Le modèle est valable dans une gamme de fréquence allant de 100 Hz à 100 kHz.

- **Conclusion**

L'analyse de ces différents modèles sera utilisée comme base pour la détermination d'un modèle HF équivalent au transformateur de puissance d'une station d'alimentation ferroviaire.

2.7. Détermination d'un modèle équivalent du transformateur de puissance dans la bande 10 kHz-30 MHz

2.7.1. Mesures préliminaires sur un transformateur de forte puissance

La démarche consistant à proposer un modèle dans la bande 10 kHz – 30 MHz vise à étudier la contribution en termes de perturbations électromagnétiques éventuelles du transformateur de puissance équipant les sous-stations d'alimentation ferroviaire. Cependant il apparaît très difficile de disposer entièrement d'une sous-station d'alimentation ferroviaire typique (1,5 kV DC ou 25 kV AC) pour effectuer les mesures nécessaires à sa caractérisation et plus particulièrement dans le cas du transformateur de puissance. De ce fait, la démarche de modélisation a consisté à s'appuyer sur un transformateur de laboratoire. Cependant, il a été jugé nécessaire d'entreprendre une caractérisation sur un transformateur présentant des caractéristiques de puissance relativement proches des transformateurs utilisés dans une sous-station d'alimentation ferroviaire.

Pour ce faire une série de mesures a été menée sur un transformateur de rame automotrice de Train Express Régionale (TER) ayant une puissance nominale apparente au primaire de 2,3 MVA dont une photo, un schéma de principe et les principales caractéristiques électriques sont portés à la Figure 2.43. Ce transformateur comporte un enroulement primaire noté A0-A1 et trois enroulements secondaires notés a31-a32, a11-a12 et a21-a22.

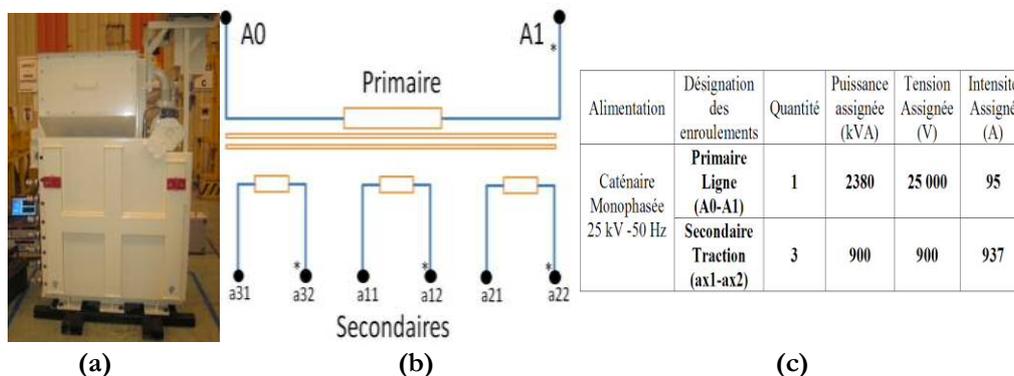


Figure 2.43 : Transformateur monophasé d'une rame automotrice de TER- (a) Photo - (b) Schéma de principe- (c) Caractéristiques électriques

La Figure 2.44 présente l'impédance (module et phase) vue aux bornes de l'enroulement du secondaire a31-a32 (Figure 2.43) lorsque l'enroulement du primaire est en circuit ouvert et ce dans la gamme de fréquence allant de 100 Hz à 40 MHz. Cette mesure a été réalisée avec deux analyseurs de réseau (respectivement 100 Hz à 30 kHz et de 30 kHz à 40 MHz).

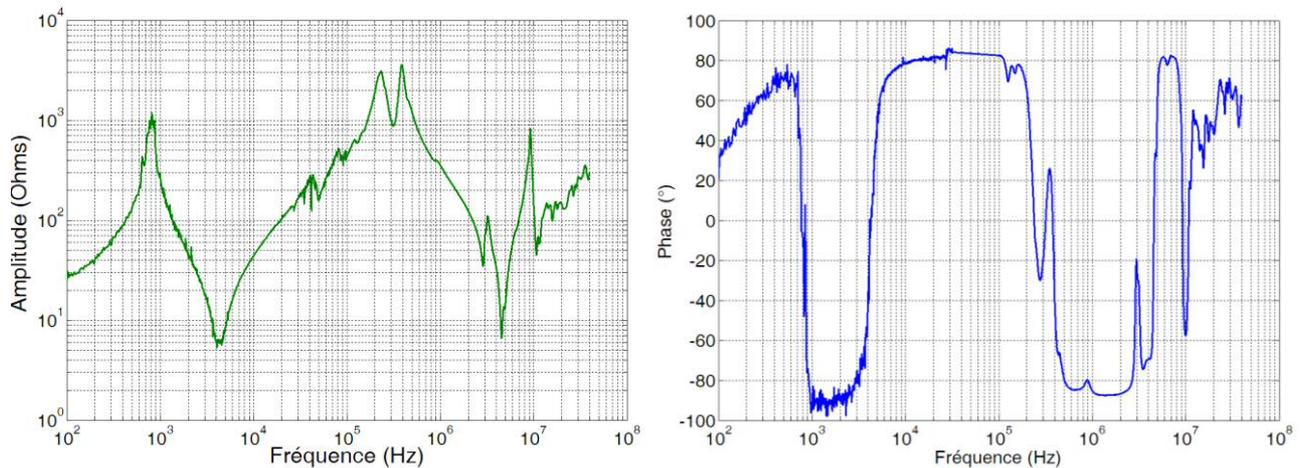


Figure 2.44 : Impédance vue du secondaire a31-a32 (Figure 2.43) lorsque le primaire est en circuit ouvert

Dans cette configuration (enroulement du primaire ouvert), on mesure l'effet de l'impédance de magnétisation en basse fréquence (100 Hz – 3 kHz) qui donne lieu à une résonance ($f = 800$ Hz) du fait de la formation d'un circuit résonant entre cette inductance de magnétisation et une capacité parasite. Au-delà de la fréquence de 10 kHz et jusqu'à la fréquence d'environ 200 kHz, on mesure les effets de l'évolution de la résistance totale des enroulements combinée avec l'inductance de fuite totale. Ensuite, les effets des capacités parasites se manifestent caractérisés par deux résonances ($f_1 \approx 234$ kHz et $f_2 \approx 395$ kHz) jusqu'à environ 5 MHz.

Au-delà de 10 MHz, le comportement de l'impédance tend à être inductif. Cette évolution est probablement liée aux dispositifs de mesure (inductance des fils de connexion et capacité entre ces fils). Ainsi l'évolution de l'impédance mesurée aux bornes du transformateur est dominée par des effets magnétiques en basses fréquences et par des effets capacitifs en hautes fréquences.

Afin de vérifier la possibilité de réaliser un banc expérimental à faible puissance, il apparaît utile de confronter l'évolution de l'impédance mesurée aux bornes du transformateur de 2,3 MVA (Figure 2.43) avec celle d'un transformateur de faible puissance. Pour ce faire, on a procédé à la mesure de l'impédance aux bornes d'un transformateur de 15 kVA dont une photo est portée à la Figure 2.45.

Quand à la Figure 2.46, celle-ci présente l'évolution de l'impédance (en module et en phase) d'un des trois secondaires lorsque l'enroulement primaire est laissé en circuit ouvert.



Figure 2.45 : Photo du transformateur triphasé de 15 kVA

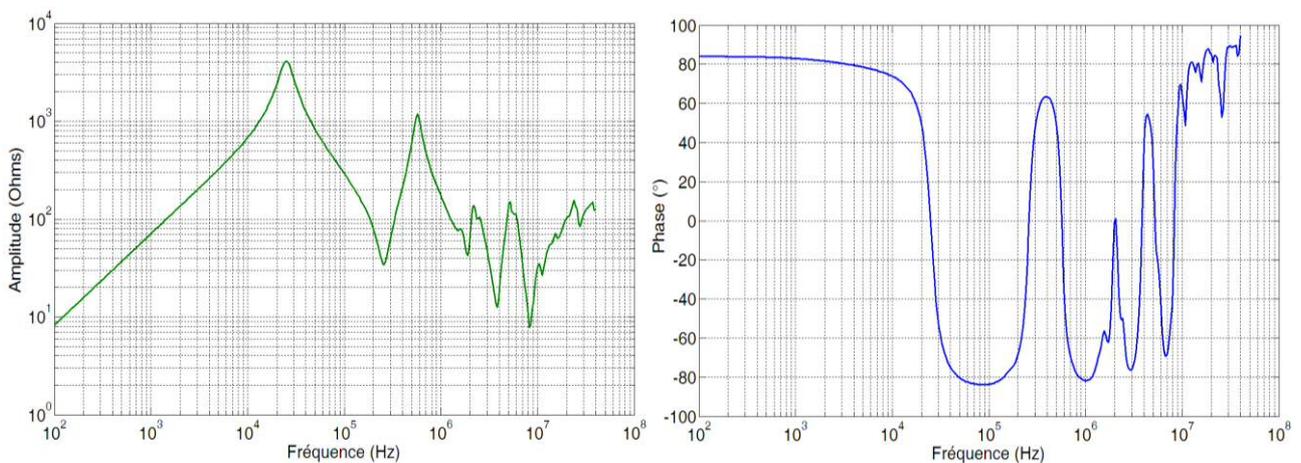


Figure 2.46 : Impédance vue aux bornes d'un secondaire du transformateur triphasé de 15 kVA avec l'enroulement primaire laissé en circuit ouvert

L'impédance aux bornes d'un secondaire (Figure 2.46) du transformateur de 15 kVA a été mesurée dans la même configuration que dans le cas du transformateur de 2,3 MVA (Figure 2.43 et Figure 2.44), c'est-à-dire au secondaire avec l'enroulement du primaire laissé en circuit ouvert.

On remarque que l'évolution de l'impédance est gouvernée principalement par les mêmes effets magnétiques et capacitifs que dans le cas du transformateur 2,3 MVA (Figure 2.43 et Figure 2.44) avec la présence des mêmes phénomènes de résonances. De ce fait, l'étude de la modélisation HF peut être effectuée sur un transformateur de puissance relativement faible tel que le transformateur triphasé de 15 kVA (Figure 2.46), en procédant par homothétie géométrique et physique dans un premier temps. L'étape suivante consiste à proposer un modèle HF du transformateur de puissance qui par la suite sera utilisé dans l'étude d'une sous-station d'alimentation ferroviaire par homothétie.

2.7.2. Le modèle HF proposé

Comme, nous l'avons vu précédemment, le modèle du transformateur (50 Hz ou 60 Hz) ne reproduit pas le comportement en hautes fréquences. En effet les phénomènes physiques (résistance des enroulements, inductance de fuite), considérés à la fréquence industrielle (50 Hz ou 60 Hz), ne sont plus constants avec l'évolution de la fréquence (§ 2.3.2). A ceux-ci viennent s'ajouter les effets des capacités parasites entre les différentes parties isolées du transformateur comme les capacités inter-spires ou les capacités entre les enroulements (§ 2.3.3).

L'inductance de magnétisation, caractérisant l'impact du circuit magnétique, varie également mais on considère généralement que le comportement du circuit magnétique devient linéaire aux environs de 10 kHz et de ce fait il est généralement négligé [5][7][12][13][18][30][43]. Compte tenu de la gamme de fréquence étudiée (au delà de 10kHz), nous négligerons l'effet du circuit magnétique en hautes fréquences. Cependant on gardera le circuit équivalent $R_m - L_m$ employé dans le circuit classique à 50 Hz puisque par la suite nous utiliserons le modèle HF dans le banc d'essai opérant à la fréquence de 50 Hz. Ce banc d'essai sera vu de manière détaillée dans le Chapitre 3.

Après avoir étudié les différents modèles HF de transformateur de puissance de la littérature et avoir réalisé différents essais sur des transformateurs, nous proposons à la Figure 2.47 le schéma électrique équivalent hautes fréquences du transformateur de puissance que nous avons retenu.

La construction des circuits équivalents rapportés à chacune des phases a été établie sur le critère rapporté ci-dessous :

- La première phase est représentée par les points $A_0A_1 - a_0a_1$, où les points A_0A_1 décrivent l'enroulement du primaire et les deux points a_0a_1 l'enroulement du secondaire,
- La deuxième phase est représentée par les points $B_0B_1 - b_0b_1$, où les points B_0B_1 décrivent l'enroulement du primaire et les deux points b_0b_1 l'enroulement du secondaire,
- La troisième phase est représentée par les points $C_0C_1 - c_0c_1$, où les points C_0C_1 décrivent l'enroulement du primaire et les deux points c_0c_1 l'enroulement du secondaire.

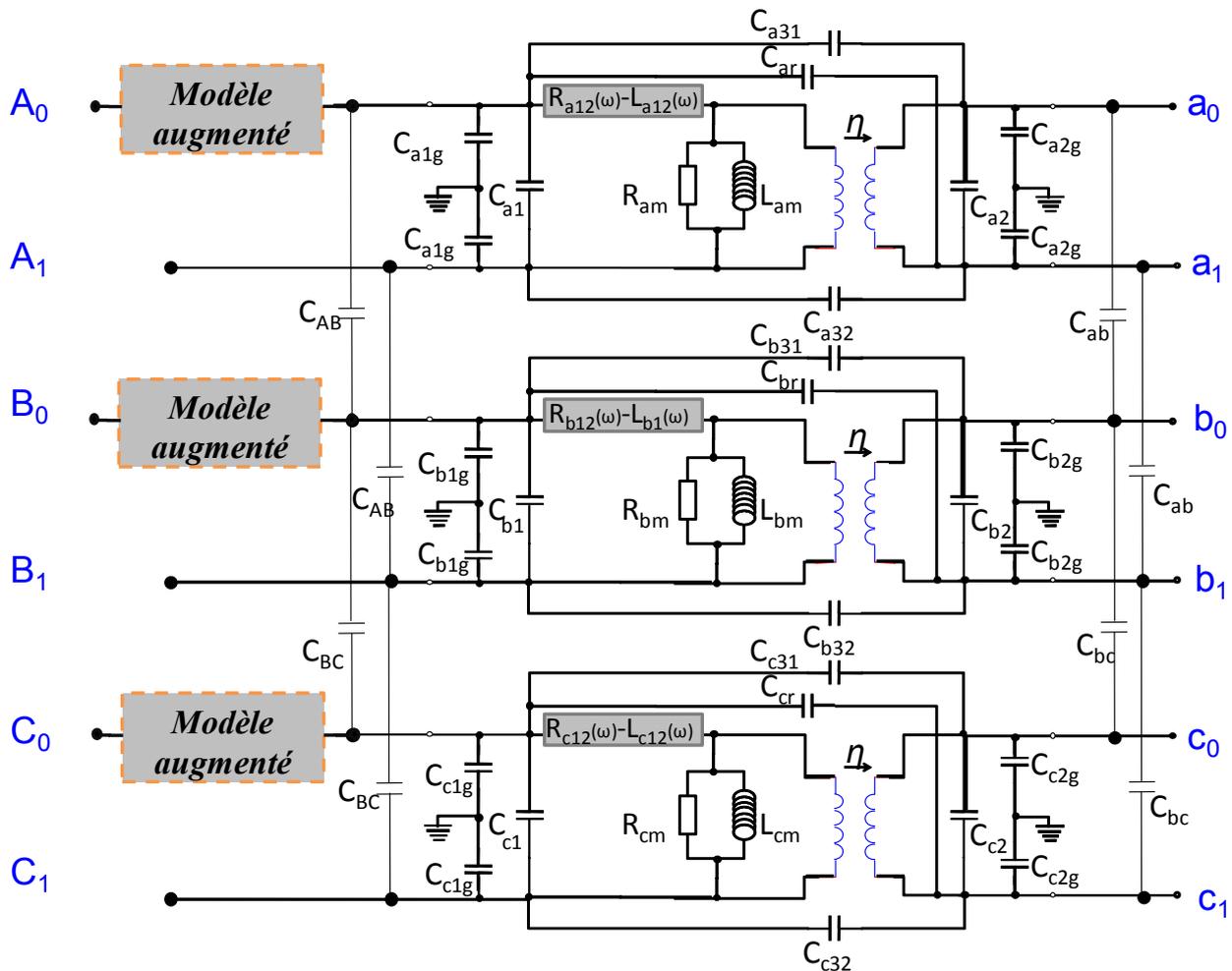


Figure 2.47 : Circuit équivalent hautes fréquences proposé pour un transformateur de puissance triphasé

Les trois phases constituant le circuit électrique comportent un certain nombre d'éléments que nous allons décrire par la suite. Il est à noter que, même si le transformateur n'est pas symétrique, les trois phases du modèle HF du transformateur triphasé comportent les mêmes éléments de modélisation (mais selon les cas, leurs valeurs sont différentes). De ce fait la description d'une seule phase sera entreprise.

❖ Description de la phase représentée par les points $A_0A_1 - a_0a_1$

La description qui est réalisée par la suite consistera dans un premier temps à exposer les effets magnétiques qui dominent principalement le comportement du transformateur pour des fréquences inférieures à quelques centaines de kiloHertz. Au-delà de cette fréquence, les effets capacitifs sont

dominants et interagissent avec les éléments inductifs du transformateur pour donner lieu à des phénomènes de résonance.

Nous rappelons que la première phase du transformateur est représentée par les points A_0A_1 et a_0a_1 décrivant respectivement l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire (Figure 2.48).

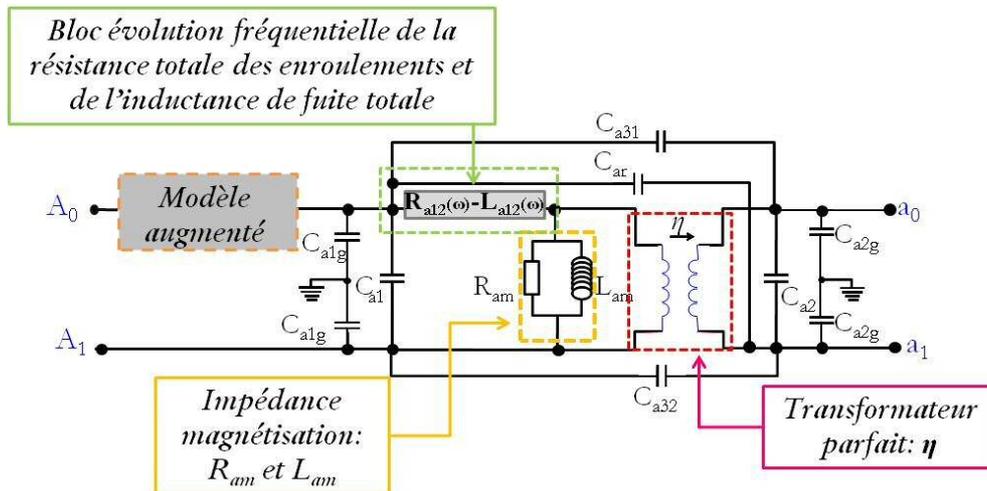


Figure 2.48 : modèle HF de la phase représentée par les points $A_0A_1 - a_0a_1$

Les éléments constitutifs du circuit équivalent, détaillés par la suite, sont les suivants (Figure 2.48) :

- Un transformateur idéal de rapport de transformation η ,
- La dépendance fréquentielle de la résistance totale des enroulements et de l'inductance de fuite totale,
- L'impédance de magnétisation,
- Des capacités parasites.

- **Dépendance fréquentielle de la résistance totale des enroulements et de l'inductance de fuite totale :**

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe §2.3.2, les effets de peau et de proximité tendent à modifier la densité de courant dans un conducteur seul ou en présence d'autres conducteurs. Ainsi le courant, avec l'accroissement de la fréquence, a tendance à se répartir à proximité de la surface du conducteur. Ainsi en décrivant l'impédance aux bornes d'un enroulement comme étant une résistance en série avec une inductance, on observe une augmentation considérable de la résistance apparente du conducteur et une légère diminution de l'inductance apparente.

On tient compte de l'évolution fréquentielle de cette impédance série (résistance et inductance de fuite totales des enroulements) en employant un circuit bloc $R_{a12} - L_{a12}$ dont le schéma électrique est porté à la Figure 2.49. Le réseau R-L de la Figure 2.49 comporte huit résistances et huit inductances, le choix du nombre d'éléments composant le circuit équivalent (Figure 2.49) repose sur des critères d'efficacité. Une étude paramétrique, par simulation et expérimentation, nous a permis de constater qu'un nombre de huit résistances et inductances donnait une approximation satisfaisante. De plus cette représentation est compatible avec le fonctionnement basses fréquences et plus particulièrement à 50 Hz.

Par la suite, nous verrons qu'une mesure, aux bornes de l'enroulement primaire en court-circuitant l'enroulement du secondaire, permet de relever l'évolution de la résistance totale et de l'inductance de fuite totale.

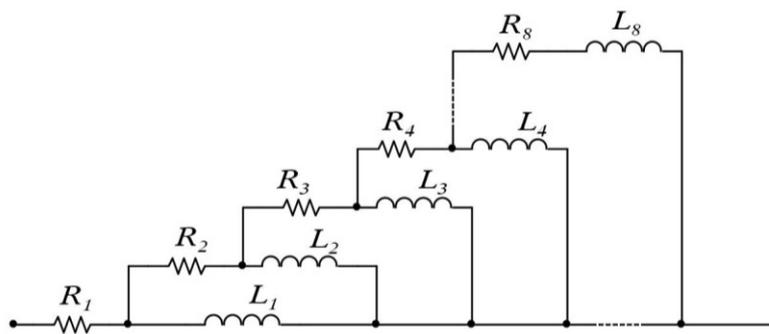


Figure 2.49 : Circuit équivalent tenant compte de l'évolution fréquentielle de l'impédance série (résistance totale et inductance de fuite totale des enroulements)

- **Impédance de magnétisation :**

Celle-ci est composée d'une résistance R_{am} (pertes fer du circuit magnétique) en parallèle avec l'inductance de magnétisation L_{am} (Figure 2.50) vue du primaire. Ce circuit équivalent est identique au circuit utilisé classiquement dans le modèle de basses fréquences (50 Hz).

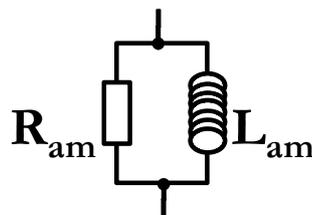


Figure 2.50 : Circuit équivalent de l'impédance magnétisation

En effet, le circuit magnétique est habituellement négligé lorsqu'il s'agit d'étudier le transformateur de puissance [7][13][14][17][18][39][42] en hautes fréquences. De ce fait, on néglige l'effet du circuit magnétique à partir de 10 kHz [17].

• **Les capacités parasites :**

Le modèle électrique HF du transformateur tient compte des effets capacitifs qui dominent le comportement du transformateur au-delà de quelques centaines de kiloHertz. Comme nous l'avons précisé dans le paragraphe §2.3.3, il est fastidieux de tenir compte de l'ensemble des capacités d'un transformateur dès qu'il s'agit de transformateur triphasé comme celui utilisé pour étudier le comportement électromagnétique d'une sous-station d'alimentation à échelle réduite (Chapitre 3). En effet dans le cas d'un transformateur triphasé à deux enroulements par phase, le comportement électrostatique nécessite de déterminer soixante six capacités. Ainsi il est nécessaire de limiter le nombre de capacités en considérant uniquement les capacités parasites qui jouent un rôle prédominant en hautes fréquences. Le choix de sept capacités a été fait pour tenir compte des principaux couplages (Figure 2.51).

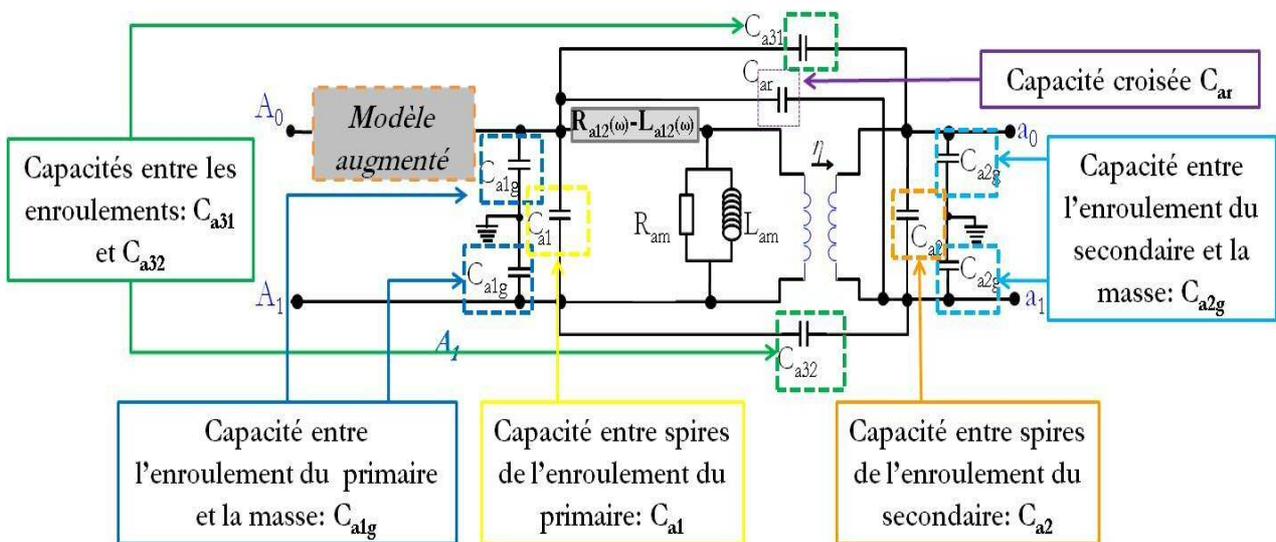


Figure 2.51 : Les sept capacités considérées dans le modèle électrique HF du transformateur

Les sept capacités qui figurent dans la Figure 2.51 correspondent à :

- La capacité C_{a1} représente la capacité inter-spires de l'enroulement primaire (A_0A_1). Celle-ci est une capacité équivalente de l'ensemble des capacités entre les spires de l'enroulement,
- La capacité C_{a2} est la capacité inter-spires de l'enroulement secondaire (a_0a_1). Elle permet au même titre que C_{a1} de tenir compte les capacités entre les spires de l'enroulement,

- Le couplage entre les deux enroulements est pris en compte par deux capacités C_{a31} et C_{a32} . Ces deux capacités découlent d'une seule capacité mesurable expérimentalement qui est répartie de manière égale entre les entrées et les sorties des deux enroulements,
- La capacité C_{ar} représente la capacité croisée qui prend en compte l'effet capacitif entre les deux extrémités opposées des enroulements,
- La capacité C_{a2g} prend en compte la capacité entre l'enroulement du secondaire et la terre (boîtier de protection et circuit magnétique). Cette capacité est répartie en deux capacités égales et de manière homogène entre l'entrée et la sortie de l'enroulement secondaire,
- La capacité C_{a1g} modélise la capacité entre l'enroulement du primaire et la terre. Comme C_{a2g} elle est issue d'une seule capacité répartie de manière homogène entre l'entrée et la sortie de l'enroulement primaire.

Ces sept capacités suffisent à caractériser, dans le cas étudié, les couplages au niveau de chaque phase ou entre phase et terre, mais à cela il faut rajouter des capacités caractérisant les couplages interphase. En effet, dans les transformateurs de puissance plus particulièrement dans le cas des transformateurs triphasés, il peut exister des couplages capacitifs entre les phases puisque les enroulements (primaire et secondaire) sont généralement disposés sur une colonne du circuit magnétique. Pour tenir compte de ces couplages capacitifs on a choisi quatre capacités (représentées dans le schéma de la Figure 2.47) :

- La capacité C_{AB} représente la capacité entre les enroulements primaire des phases $A_0A_1 - a_0a_1$ et $B_0B_1 - b_0b_1$,
- La capacité C_{BC} représente la capacité entre les enroulements primaire des phases $B_0B_1 - b_0b_1$ et $C_0C_1 - c_0c_1$,
- La capacité c_{ab} représente la capacité entre les enroulements secondaire des phases $A_0A_1 - a_0a_1$ et $B_0B_1 - b_0b_1$,
- La capacité c_{bc} représente la capacité entre les enroulements secondaire des phases $B_0B_1 - b_0b_1$ et $C_0C_1 - c_0c_1$.

- **Effets inductifs parasites de hautes fréquences :**

Par la suite nous verrons que la caractérisation du transformateur est réalisée dans le domaine fréquentiel via des mesures d'impédances aux bornes du transformateur. Or, au-delà d'une certaine

fréquence (≈ 3 MHz dans le cas transformateur de 15 kVA), les impédances mesurées tendent à avoir globalement un comportement inductif avec une variation irrégulière comme le montre la Figure 2.52. L'impédance portée sur le graphique de la Figure 2.52, représente l'impédance mesurée aux bornes de la phase $A_0A_1 - a_0a_1$ du transformateur de 15 kVA lorsque le secondaire est en circuit-ouvert.

L'origine de ces effets inductifs de hautes fréquences provient probablement des fils de faible longueur utilisés pour réaliser la connexion entre le dispositif de mesure et le transformateur. L'inductance des fils de connexions combinés avec les capacités parasites du transformateur donnent lieu à ces variations irrégulières de l'impédance (Figure 2.52).

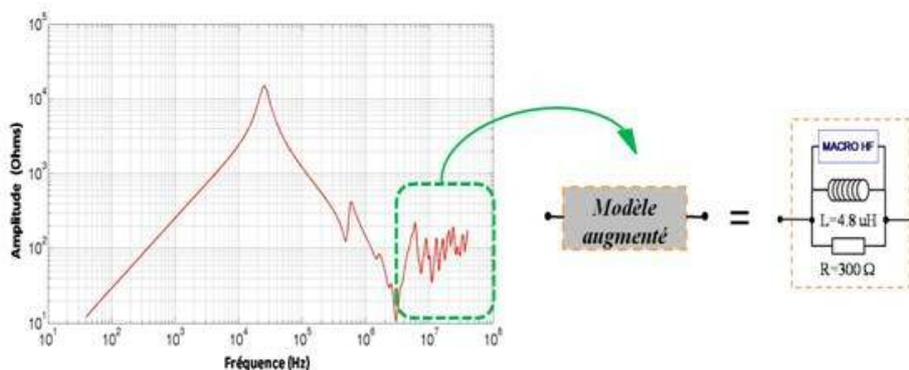


Figure 2.52 : Circuit équivalent du comportement de hautes fréquences : « modèle augmenté » pour une fréquence $f > 5$ MHz

Pour tenir compte de ces effets inductifs introduits par le dispositif de mesure, nous avons opté pour une modélisation faisant appel à un «modèle augmenté » [73][74] présenté à la Figure 2.52, puisque une représentation de ces effets parasites des fils de connexion à l'aide de circuit RLC serait coûteuse en temps. Ce circuit est composé de trois éléments en parallèles suivants :

- Une résistance R de 300Ω ,
- Une inductance L de $4,8 \mu\text{H}$,
- Un macro-modèle noté « MACRO HF ».

Un macro-modèle « MACRO HF » vient se greffer en parallèle à la résistance R et à l'inductance L (Figure 2.52). Le macro-modèle s'obtient en exploitant les données de mesures au-delà de la fréquence où les effets inductifs parasites des fils de connexion se manifestent. Dans le cas du dispositif de mesure utilisé pour caractériser le transformateur de 15 kVA, les effets inductifs de hautes fréquences se manifestent autour de 5 MHz environ. Les valeurs d'impédance au-dessus de

cette fréquence sont collectées afin de les traiter dans le logiciel IdEM[®] permettant de réaliser la synthèse du macro-modèle [55].

Dans le modèle HF du transformateur proposé, les deux autres phases $B_0B_1 - b_0b_1$ et $C_0C_1 - c_0c_1$ de la Figure 2.47 sont décrites de la même manière que la phase $A_0A_1 - a_0a_1$ détaillée ci-dessus.

2.7.3. Caractérisation expérimentale du transformateur de puissance

Les éléments du modèle hautes fréquences du transformateur (Figure 2.47) sont déterminés à partir de mesures effectuées aux bornes du transformateur.

L'évolution fréquentielle de l'impédance de magnétisation (Figure 2.50) est déterminée au travers de l'étude du fonctionnement du transformateur en circuit ouvert (à vide). Le fonctionnement à vide consiste à alimenter sous tension le primaire, le secondaire étant à circuit ouvert.

La dépendance fréquentielle de l'impédance série (bloc $R_{a12} - L_{a12}$ Figure 2.48), prenant en compte l'évolution fréquentielle de la résistance totale des enroulements et de l'inductance de fuite totale, peut être caractérisée par une mesure en court-circuit. Le fonctionnement en court-circuit consiste à alimenter sous tension l'enroulement primaire lorsque l'enroulement secondaire est shunté.

❖ **Dépendance fréquentielle de la résistance totale et de l'inductance de fuite totale : bloc $R_{a12} - L_{a12}$ (Figure 2.48)**

Afin d'illustrer le principe utilisé pour caractériser la dépendance fréquentielle de la résistance totale et de l'inductance de fuite totale, nous allons uniquement considérer le schéma d'une phase $A_0A_1 - a_0a_1$ du modèle du transformateur triphasé puisque les deux autres sont décrites de la même manière. De plus, nous considérons qu'en basses fréquences l'influence des capacités parasites n'est pas prédominante dans le comportement du transformateur et que seuls les effets magnétiques dominent.

Dans ces conditions le circuit équivalent de la phase est présenté à la Figure 2.53. L'effet de l'impédance de magnétisation est négligeable dans cette configuration.

La caractérisation fréquentielle du bloc $R_{a12} - L_{a12}$ (Figure 2.53) est obtenue avant la première résonance de l'impédance mesurée en court-circuit comme le montre la Figure 2.54.

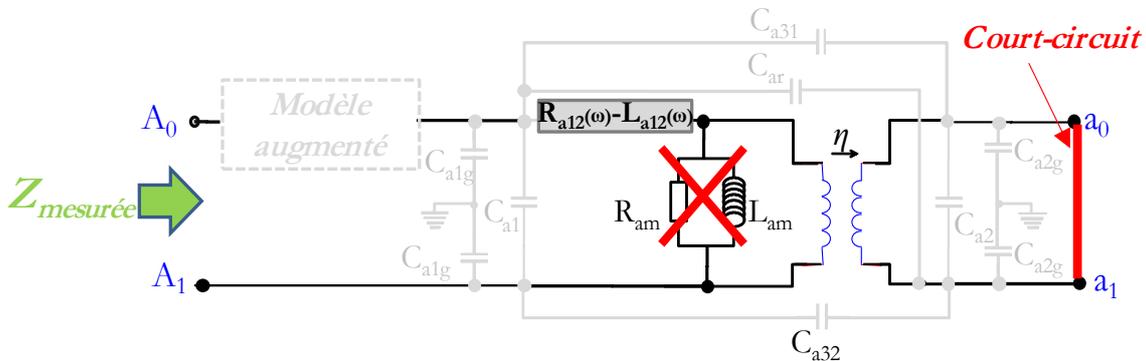


Figure 2.53 : Caractérisation de la dépendance fréquentielle de la résistance totale et de l'inductance fuite totale : bloc $R_{a12} - L_{a12}$ (Figure 2.48)

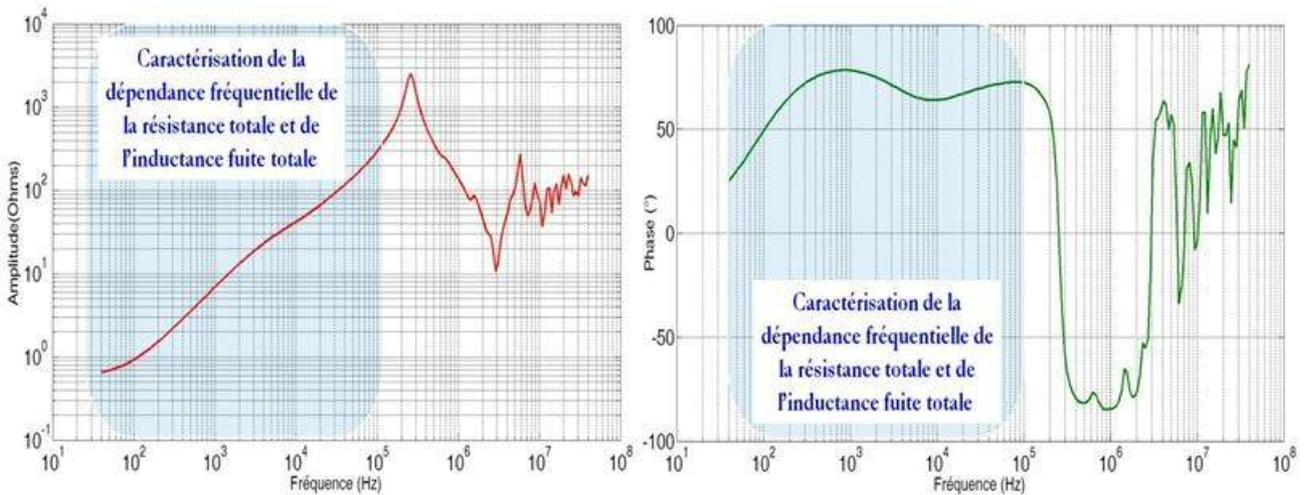


Figure 2.54 : Impédance vue du primaire de la phase notée $A_0A_1 - a_0a_1$ (secondaire court-circuité) du transformateur triphasé de 15 kVA mesurée en module et en phase

La Figure 2.54 donne l'évolution fréquentielle en module et phase de l'impédance mesurée au primaire lorsque le secondaire est court-circuité dans la bande fréquentielle 40 Hz – 40 MHz. La caractérisation des effets liés de la dépendance fréquentielle de la résistance totale et de l'inductance fuite totale s'effectue avant le premier pic de résonance comme il est illustré sur les graphes de la Figure 2.54.

❖ Impédance de magnétisation

Le fonctionnement consistant à alimenter l'enroulement primaire lorsque le secondaire est en circuit-ouvert permet de caractériser l'impédance de magnétisation. Dans cette configuration :

- le courant principal circulant dans la branche primaire est le courant de magnétisation,
- la branche prenant en compte l'évolution fréquentielle de la résistance totale des enroulements et de l'inductance de fuite totale peut être considérer comme négligeable devant l'impédance de magnétisation (Figure 2.55).

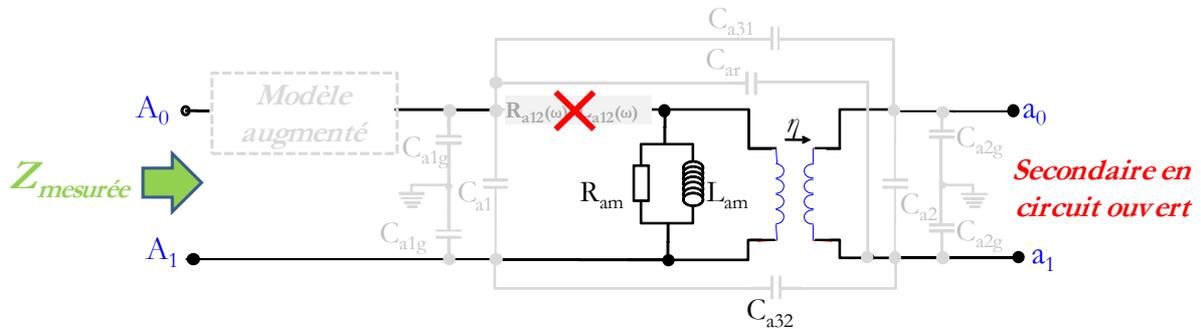


Figure 2.55 : Caractérisation de l'impédance de magnétisation (Figure 2.48)

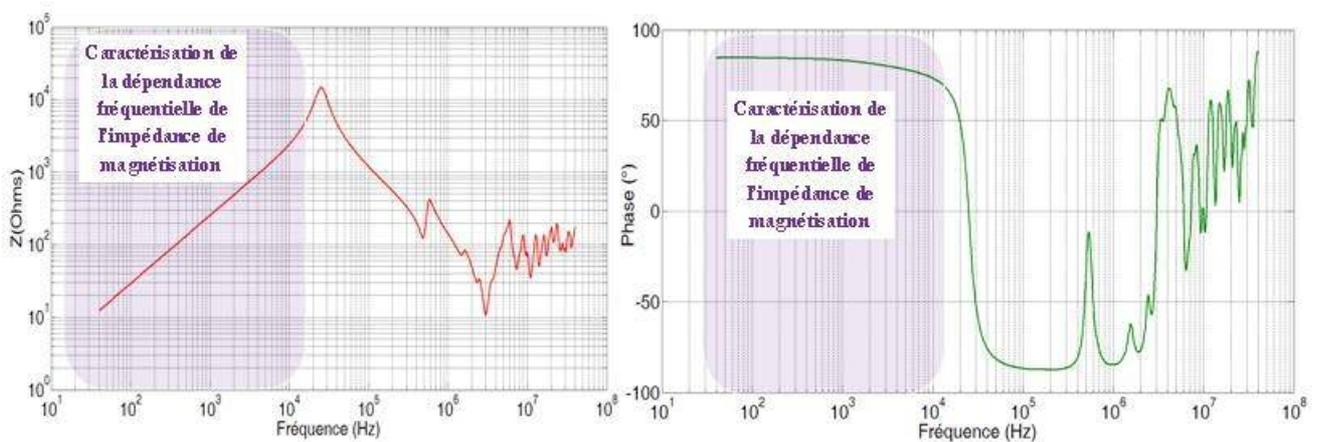


Figure 2.56 : Impédance vue du primaire de la phase notée $A_0A_1 - a_0a_1$ (secondaire en circuit ouvert) du transformateur triphasé de 15 kVA (Figure 2.45) mesurée en module et en phase

Tout comme dans le cas dans le cas précédent, l'effet de l'impédance de magnétisation est déterminé avant le premier pic de résonance (Figure 2.56). Cette dernière résulte du couplage entre une inductance du système et une capacité parasite.

❖ Les capacités parasites

Dans le cas de la phase ($A_0A_1-a_0a_1$) que nous considérons comme une « boîte noire », les effets des capacités parasites (C_{a1} , C_{a2} , C_{a31} , C_{a32} , C_{ar} , C_{a1g} et C_{a1g}) influencent le comportement du transformateur en hautes fréquences (au-delà de 100 kHz par exemple pour le transformateur triphasé de 15 kVA (Figure 2.45)).

Dans notre étude les capacités de chaque phase sont estimées séparément. Certaines précautions sont prises comme le fait de court-circuiter les deux autres phases lors de la caractérisation de la première afin de limiter leur influence. La détermination de ces sept capacités nécessite d'effectuer sept mesures différentes aux bornes de la phase considérée. Ainsi on disposera d'un système de sept équations dont les inconnues sont les sept capacités. La résolution du système est effectuée en utilisant des outils mathématiques.

2.7.4. Identification des paramètres du circuit équivalent : application au transformateur triphasé de 15 kVA

Le processus d'identification est appliqué au transformateur triphasé de puissance nominale apparente de 15 kVA présenté à la Figure 2.45. Le modèle HF de ce transformateur sera utilisé par la suite dans le Chapitre 3 afin d'étudier le comportement électromagnétique d'une sous-station d'alimentation par homothétie géométrique et physique.

❖ Dépendance fréquentielle de la résistance totale et de l'inductance de fuite totale :

L'évolution fréquentielle de l'impédance comprenant la résistance totale des enroulements ainsi que l'inductance de fuite totale est simulée à l'aide du circuit $R - L$ en échelle (Figure 2.49).

L'identification est réalisée en utilisant l'impédance complexe mesurée en court-circuit (dont le module et la phase sont portés sur la Figure 2.54) et l'impédance complexe du circuit de la Figure 2.49. Un algorithme des moindres carrés est employé pour déterminer les paramètres du circuit équivalents. Le 0 présente les valeurs obtenues pour les phases A ($A_0A_1 - a_0a_1$) et B ($B_0B_1 - b_0b_1$). En effet dans le cas du transformateur triphasé de 15 kVA, les phases A ($A_0A_1 - a_0a_1$) et la phase C ($C_0C_1 - c_0c_1$) possèdent les mêmes propriétés physiques [26] par conséquent elles sont considérées identiques.

L'impédance de magnétisation est déduite de la caractéristique d'impédance en circuit ouvert (Figure 2.56). Une résistance et une inductance en parallèle sont utilisées pour simuler l'effet magnétisant. Par exemple les valeurs pour les phases A et B sont respectivement : $R_{mA} = 13,44 \text{ k}\Omega$, $L_{mA} = 31,19 \text{ mH}$, $R_{mB} = 15,87 \text{ k}\Omega$ and $L_{mB} = 32,14 \text{ mH}$.

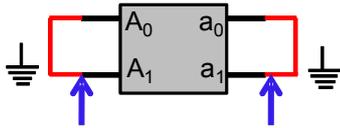
	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8
Phase A	0,6	58,4	48,6	132	49	471	746,4	679,4
Phase B	0,6	58,4	1e-3	33	365	1082	15	38,8
	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8
Phase A	1,1	1,08	3,64	100	13	12	54	13,9
Phase B	1,1	2,33	2,4	2,5	8,3	11,3	35,9	69,4

Tableau 2 : Valeurs des résistances en ohms et des inductances en mH du circuit équivalent du circuit $R - L$ en échelle de la Figure 2.49

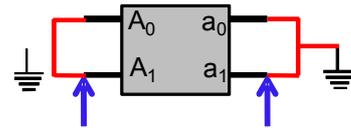
❖ **Identification des capacités parasites**

Afin de déterminer les capacités parasites, des mesures d'impédances sont effectuées dans le domaine fréquentiel avec plusieurs configurations de mesure dont une partie est présentée sur la Figure 2.57. L'amplitude et la phase des impédances mesurées sont relevées pour une meilleure caractérisation. De plus, les phases A et C possède les mêmes propriétés physiques.

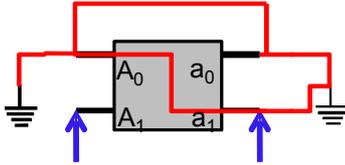
Par exemple dans le cas de la phase A ($A_0A_1 - a_0a_1$), la Figure 2.57 présente sept configurations de mesure utilisées et leurs équations associé pour déterminer les capacités. Les flèches bleues représentent les points de connexions de l'analyseur d'impédance, les lignes rouges représentent les courts-circuits employés et le terme C_{me} est la capacité ainsi mesurée. Ces différentes mesures fournissent un système d'équations non linéaire dont les inconnues sont les capacités de la phase étudiée. La résolution du système s'effectue à l'aide d'algorithmes tels que Gauss-Newton. Le 0 présente les valeurs des capacités obtenues après résolution du système pour les phases A et B. Les capacités C_{AB} et C_{BC} sont égales à 20 pF et les capacités C_{ab} et C_{bc} , 25pF.



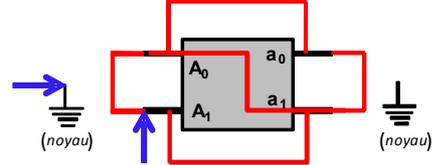
$$C_{me} = C_{ar} + C_{a32} + C_{a31} + \frac{2C_{a1g}C_{a2g}}{C_{a1g} + C_{a2g}} \quad (1)$$



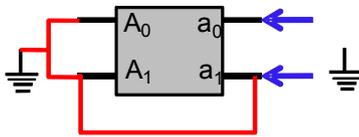
$$C_{me} = C_{ar} + C_{a32} + C_{a31} + 2C_{a1g} \quad (2)$$



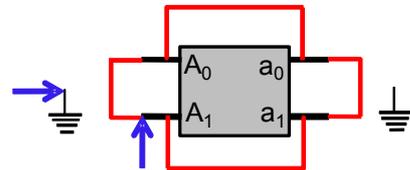
$$C_{me} = C_{a32} + \frac{(C_{a1g} + C_{a1})C_{a2}}{C_{a1g} + C_{a1} + C_{a2}} \quad (3)$$



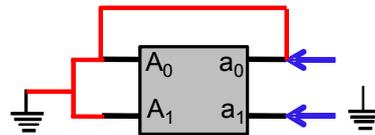
$$C_{me} = 2C_{a2g} + 2C_{a1g} \quad (4)$$



$$C_{me} = C_{a2} + C_{a31} + \frac{C_{a2g}}{2} \quad (5)$$



$$C_{me} = 2C_{a1g} + \frac{C_{ar}C_{a2g}}{C_{ar} + C_{a2g}} \quad (6)$$



$$C_{me} = C_{a2} + C_{a32} + \frac{C_{a2g}}{2} \quad (7)$$

Figure 2.57 : Exemple de configurations de mesures pour déterminer les capacités dans le cas de la phase A

	C_{a1}	C_{a2}	C_{a31}	C_{a32}	C_{ar}	C_{a1g}	C_{a2g}
Phase A	1,25	0,59	0,8	0,46	-0,1	0,11	0,03
	C_{b1}	C_{b2}	C_{b31}	C_{b32}	C_{br}	C_{b1g}	C_{b2g}
Phase B	1,08	0,9	0,82	0,44	0,03	0,03	-0,02

Tableau 3 : Valeurs des capacités du circuit équivalent en nanofarad

L'Annexe 3 détaille le principe de détermination des capacités du schéma équivalent hautes fréquences.

2.7.5. Efficacité du modèle

L'efficacité du modèle électrique hautes fréquences du transformateur de puissance de 15 kVA est vérifiée en utilisant le logiciel de simulation électrique Pspice®. Une comparaison est faite entre l'impédance mesurée et simulée dans deux configurations extrêmes que sont le court-circuit et le circuit ouvert. L'étude comparative est appliquée à la phase A ($A_0A_1 - a_0a_1$). Les Figure 2.58 et Figure 2.59 donnent l'impédance vue du primaire de la phase A respectivement en module et en phase dans la gamme de fréquence allant de 40 Hz à 40 MHz lorsque le secondaire de la même phase est court-circuité. Les Figure 2.60 et Figure 2.61 donnent la même impédance en module et en phase lorsque le secondaire est en circuit ouvert (les deux autres phases sont court-circuitées).

Les comparaisons entre la mesure et la simulation montrent un bon accord dans une large gamme de fréquence et dans les deux conditions de charge extrême (court-circuit et circuit ouvert). Les principales résonances sont bien rapportées ainsi que les pertes des enroulements en basses fréquences (40 Hz - 100 kHz) comme le montre la Figure 2.58.

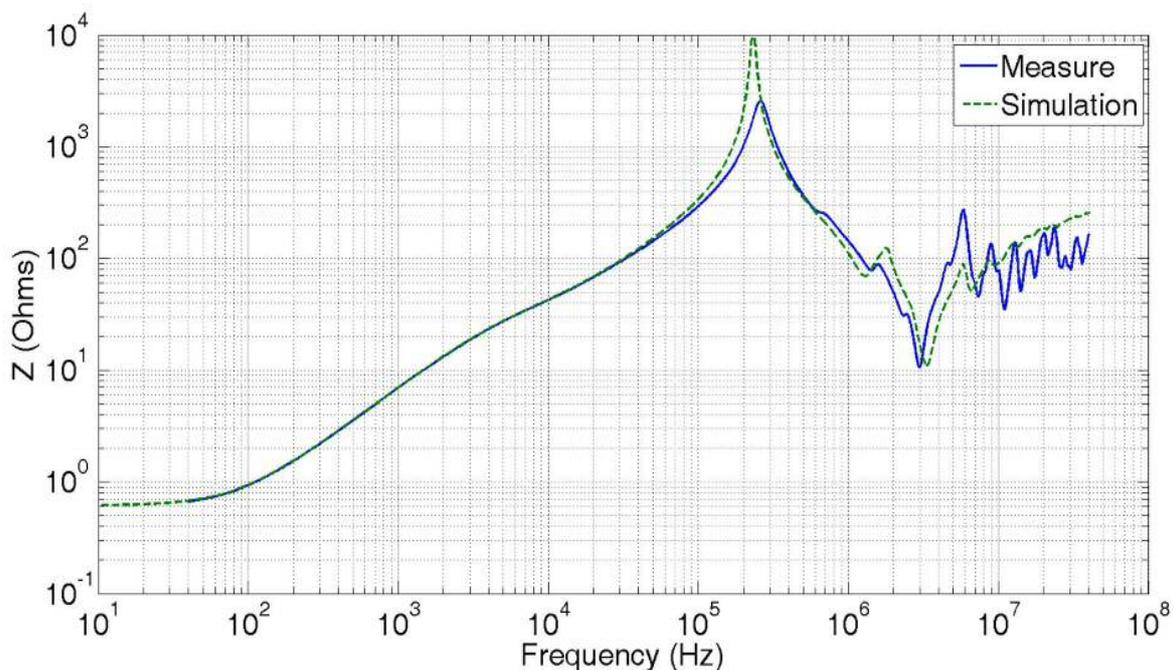


Figure 2.58 : Impédance du primaire avec le secondaire en court-circuit en amplitude (Phase A)

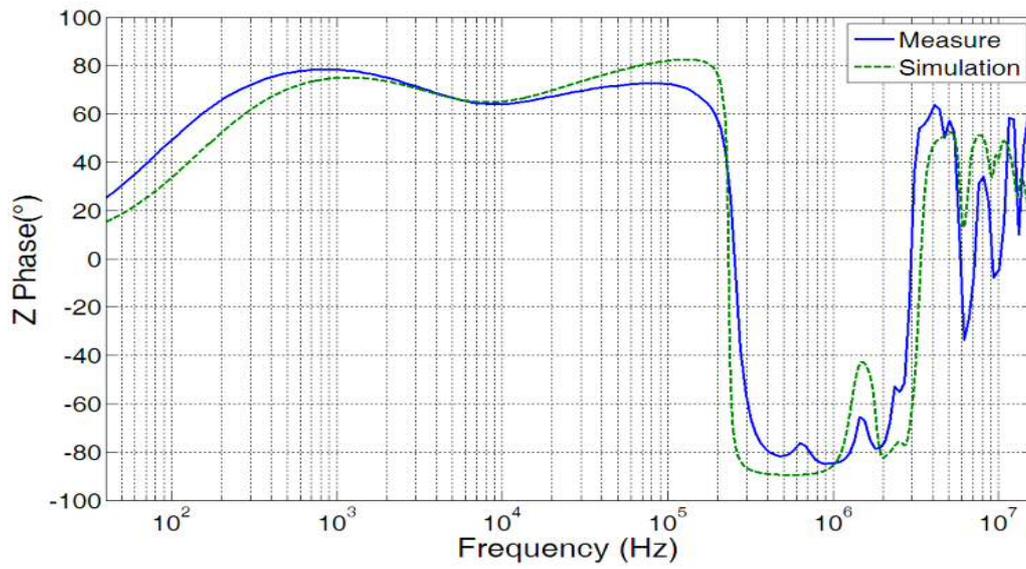


Figure 2.59 : Phase de l'impédance du primaire avec le secondaire en court-circuit (Phase A)

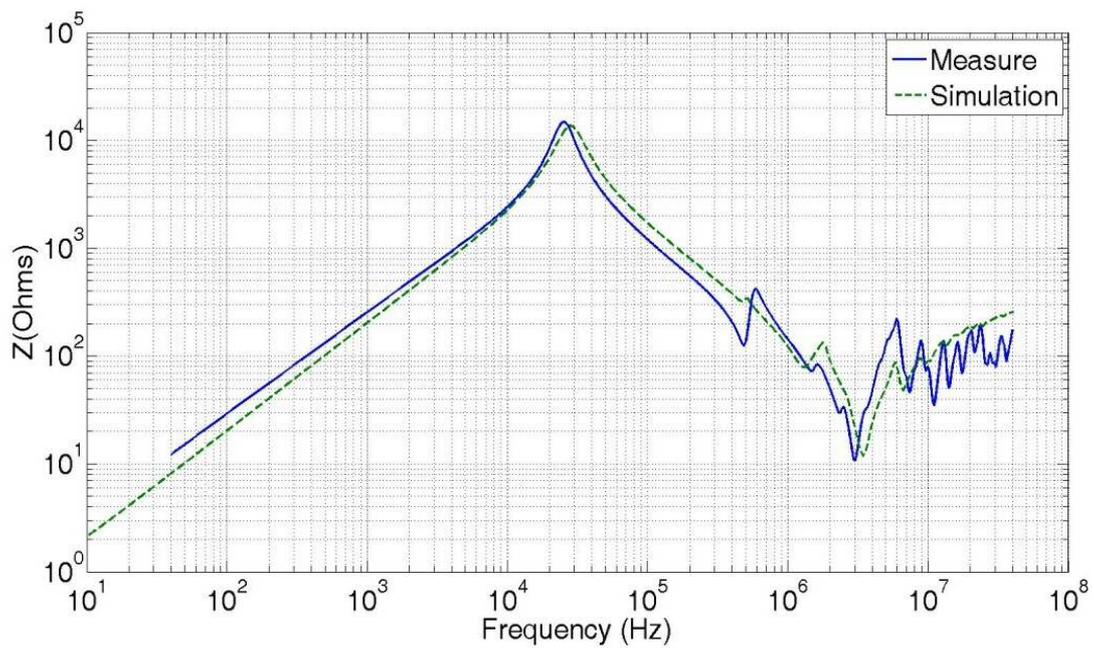


Figure 2.60 : Impédance du primaire avec le secondaire en circuit ouvert en amplitude (Phase A)

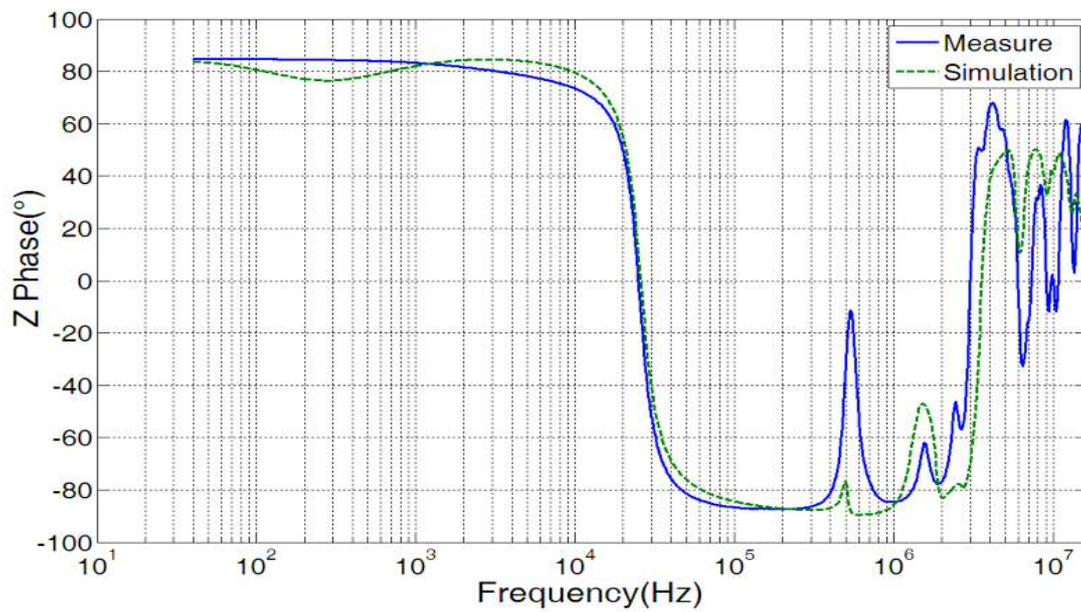


Figure 2.61 : Phase de l'impédance du primaire avec le secondaire en circuit ouvert (Phase A)

Aux vues des résultats de comparaison précédents, le modèle HF du transformateur de puissance élaboré et appliqué au transformateur triphasé de 15 kVA sera utilisé dans l'étude du comportement électromagnétique d'une sous-station en tension continue à petite échelle. Comme nous le verrons en détails dans le Chapitre 3, cette sous-station comprend le transformateur triphasé 15 kVA modélisé, un redresseur triphasé à douze diodes et une charge résistive.

CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté les phénomènes physiques principaux qui régissent le comportement du transformateur en fonction de la fréquence. En basses fréquences, le comportement physique est gouverné principalement par les effets magnétiques. Au-delà de quelques kiloHertz, les capacités parasites ne sont plus négligeables et celles-ci dominent le fonctionnement du transformateur. Dans une perspective de l'étude et de l'analyse de la sous-station d'alimentation, nous avons proposé un modèle large bande du transformateur en tenant compte des phénomènes remarquables définis dans la première partie.

Le modèle électrique proposé tient compte de l'évolution de l'impédance des enroulements en fonction de la fréquence et des capacités parasites. Le modèle électrique tel que nous l'avons présenté peut être facilement introduit dans logiciel de type circuit. En effet, ce modèle comprend un nombre d'éléments relativement faibles qui sont facilement mesurables sur un transformateur réel. En hautes fréquences, les capacités parasites gouvernent fortement le comportement du transformateur et nous avons proposé un modèle capacitif comprenant les capacités les plus pertinentes. Une méthode de caractérisation a été également proposée et celle-ci est basé sur une caractérisation aux entrées et sorties du transformateur. Cette méthodologie ne nécessite pas la connaissance détaillée de la structure physique et géométrique du transformateur. De ce fait, on peut caractériser des transformateurs qui opèrent dans les sous-stations avec un minimum de données physique.

Le modèle électrique du transformateur a été appliqué à un transformateur de laboratoire de 15 kVA. Ce circuit électrique équivalent a été validé jusqu'à environ 20 MHz. Au-delà de cette fréquence, le modèle présente une certaine faiblesse et ce du fait de la limite du modèle capacitif. Cependant le domaine de validé du modèle est suffisant pour aborder les phénomènes de perturbations conduites dans les sous-stations d'alimentation ferroviaire. De plus le modèle est satisfaisant pour une utilisation dans le logiciel de simulation de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire et plus particulièrement dans le cadre d'une assistance à l'analyse du système.

Bibliographie du chapitre 2 :

- [1] A. Cozza, « Railways EMC: Assesment of Infrastructure Impact », Doctorate Thesis in Electronics, USTL and Politecnico Di Torino, June 2005.
- [2] European Standards EN 50121: 2006 Railway applications – Electromagnetic Compatibility.
- [3] J.M. Allenbach, P. Chapas, M. Comte, R. Kaller, Traction électrique, deuxième édition, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes 2008.
- [4] D.F Warne, Génie Electrotechnique, Dunod, Paris 2007 pour la traduction française.
- [5] R. Feldtkeller, « Bobines et transformateurs en électronique et télécommunications », Dunod, Paris 1969.
- [6] T. Wildi, Electrotechnique, 3^{ième} édition, De Boeck Université, 2000.
- [7] C. C. Brozio, « Wideband modelling an parameter estimation of two-winding transformers », Doctorate Thesis in Electrical Engineering at University of Stellenbosch, December 1998.
- [8] H. W. Dommel, EMTP Theory Book. Microtran Power Systems Analysis Corporation, 1992.
- [9] X. Chen, « A three-phase multi-legged transformer model in ATP using the directly formed inverse inductance matrix », IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, No. 3, pp. 1554–1562, July 1996.
- [10] J. Avila Rosales, F.L. Alvarado, « Nonlinear frequency dependent transformer model for electromagnetic transient studies in power systems », IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, Vol.PAS-101, No.11, November 1982.
- [11] J. Avila Rosales, F.L. Alvarado, « Nonlinear frequency dependent transformer model for electromagnetic transient studies in power systems », IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, Vol.PAS-101, No.11, November 1982.
- [12] F. De Leon, A. Semlyen, « Complete transformer model for electromagnetic transient », Transactions on Power Delivery, vol. 9, No. 1, pp. 231–238, January 1994.
- [13] S. Chimklai, J.R. Marti, « Simplified Three-Phase Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.10, . 3, July 1995.

- [14] F. Robert, «Modélisation et simulation de transformateurs pour alimentations à découpage », Thèse de doctorat en Sciences Appliquées de Université Libre de Bruxelles, 1999-2000.
- [15] J.L Ranson, « Influence des capacités parasites du transformateur et des interrupteurs dans les convertisseurs continu-continu isolés : Application au montage Forward », Thèse de doctorat de l'USTL de Lille en Génie Electrique, février 1999.
- [16] R. D. Vecchio, B. Poulin, P.T. Feghali , D. M. Shah, R. Ahuja, « Transformer design principles, with applications to Core-Form Power Transformers », CR Presss, 2001.
- [17] E. Bjerkan, « High Frequency Modelling of Power Transformers: Stresses and Diagnostics », Doctoral Thesis, NTNU, Departement for Electrical Power Engineering,Trondheim, may 2005.
- [18] T. Noda, H. Nakamoto, S. Yokoyama, « Accurate modeling of core-type distribution transformers for electromagnetic transient studies », IEEE transactions on power delivery, Vol.17, October 2002
- [19] E. Laveuve, J.p Kéradec, M. Bensoam, « Electrostatic of wound components: analytical results, simulation and experimental validation of the parasitic capacitance », IEEE transactions, Industry Applications Society Annual Meeting, 1991.
- [20] F. Blache, J. P. Kéradec, B. Cogitore, « Stray capacitance of two winding transformers: equivalent circuit, measurements, calculation and lowering », IEEE transactions, 1994.
- [21] B. Cogitore, J. P. Kéradec, «The two-winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit », IEEE transactions on instrumentation and measurement, Vol. 43, No. 2, April 1994.
- [22] A. Schellmanns, K. Berrouche, J. P. Kéradec, « Multiwinding transformers: a successive refinement method to characterize a general equivalent circuit », IEEE transactions on instrumentation and measurement, Vol. 47, No. 5, October 1998.
- [23] K. Laouamri, J.P. Keradec, J.P. Ferrieux, S. Catellani, « Design and Identification of an equivalent Circuit for an LCT Component: Inventory and Representation of Losses », IEEE transactions on instrumentation and measurement, Vol. 53, No. 5, October 2004.
- [24] J. Biela, J. W. Kolar, « Using Transformer Parasitic for Resonant Converters- A Review of the Calculation of the Stray Capacitance of Transformers », Industry Applications Conference, Fortieth IAS Annual Meeting, 2005.

- [25] J.P. Keradec, B. Cogitore, E. Laveuve, M. Bensoam, « Des schemas equivalents pour les circuits couples multienroulements », Journal de physique III, n°4, avril 1994, pp.751-773.
- [26] X. Margueron, «Elaboration sans prototypage du circuit equivalent de transformateurs de type planar», Thèse de doctorat de L'Univeristé Joseph Fourier, Génie Electrique, Octobre 2006.
- [27] R. Prieto, R. Asensi, J.A. Cobos, O. Garcia, J. Uceda, Model of the capacitive effects in magnetic components", IEEE 1995
- [28] H.Y. Lu, J.G. Zhu, V.S. Ramsden, S.Y.R. Hui, «Measurement and modeling of stray capacitance in high frequency transformers», IEEE transactions on Powers Electronics Specialists Conference, Vol. 2, Page(s): 763 – 768, 1999.
- [29] W. J. McNutt, T. J. Blalock, R. A. Hinton, «Response of transformer windings to system transient voltages», IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-93, pp. 457–467, March 1974.
- [30] F. de Léon and A. Semlyen, «Reduced order model for transformer transients», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 7, No. 1, pp. 361–369, January 1992.
- [31] R. J. Galarza, J. H. Chow and R. C. Degeneff, «Transformer model reduction using time and frequency domain sensitivity techniques», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 10, No. 2, pp. 1052–1059, April 1995.
- [32] R. C. Degeneff, M. R. Gutierrez and M. Vakilian, «Nonlinear, lumped parameter transformer model reduction technique», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 10, No. 2, pp. 862–868, April 1995.
- [33] K. Heuck, R. Kegel, K. Voußem and K. Brodersen, «Simulation von einpoligisolierten induktiewen Nieder- und Mittelspannungswandlern», ETZ Archiv, vol. 5, No. 6, pp. 189–196, June 1983.
- [34] D. J. Wilcox, W. G. Hurley and M. Conlon, «Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings», IEE Proceedings, vol. 136, Part C, No. 5, pp. 308–314, 1989.
- [35] D. Wilcox, M. Conlon and W. G. Hurley, «Calculation of self and mutual impedances for coils on ferromagnetic cores», IEE Proceedings, vol. 135, Part A, No. 7, pp. 470–476, September 1988.

- [36] M. Condon and D. J. Wilcox, «Capacitance calculations in transformer windings», Proc. 31st Universities Power Engineering Conference, Iraklio, Greece, pp. 1107–1080, 18–20 September 1996.
- [37] R. C. Degeneff, M. R. Gutierrez and P. J. McKenny, «A method for constructing reduced order transformer models from detailed lumped parameter models», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 7, No. 2, pp. 649–655, April 1991.
- [38] F. de Léon, A. Semlyen, «Efficient calculation of elementary parameters of transformers», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 7, No. 1, pp. 376–383, January 1992.
- [39] A. Morched, L. Marti, J. Ottevangers, «A high frequency transformer model for the EMTP», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, No. 3, pp. 1615–1626, July 1993.
- [40] K. Heuck, R. Kegel, K. VouBem, K. Brodersen, «Simulation von einpoligisolierten induktiewen Nieder- und Mittelspannungswandlern», ETZ Archiv, vol. 5, No. 6, pp. 189–196, June 1983.
- [41] B. Gustavsen, «Application of vector fitting to high frequency transformer modeling», international conference on power systems transients, SINTEF Energy Research, IPST 2003, New Orleans, USA.
- [42] A. Oguz Soysal, «A method for wide frequency range modelling of power transformers and rotating machines», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, No. 4, pp. 1802–1810, October 1993.
- [43] A. Oguz Soysal and A. Semlyen, «Practical transfer function estimation and its application to wide frequency range representation of transformers», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, No. 3, pp. 1627–1633, July 1993.
- [44] A. Morched, L. Marti and J. Ottevangers, «A high frequency transformer model for the EMTP», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, No. 3, pp. 1615–1626, July 1993
- [45] R. Caldecott, Y. Liu, S. A. Sebo, D. G. Kasten and S. E. Wright, «Measurement of the frequency dependent impedance of major station equipment», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 5, No. 1, pp. 474–480, January 1990.
- [46] B. Gustavsen and A. Semlyen, «Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients», IEEE Transactions on power delivery, vol.13, No.3, January 2004.

- [47] B. Gustavsen, «Wide band modeling of power transformers», IEEE Transactions on power delivery, vol.19, No.1, January 2004.
- [48] B. Gustavsen and A. Semlyen, «Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting», IEEE Transactions on power delivery, vol.14, No.3, July 1999.
- [49] S. Grivet-Talocia, «Characterization and macromodelling of 3D interconnects», Politecnico di Torino, 2004.
- [50] B. Gustavsen and A. Semlyen, «Enforcing passivity for admittance matrices approximated by rational functions», IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 16, No. 1, February 2001.
- [51] C. P. Coelho, J. Phillips, L. M. Silveira, «A convex programming approach for generating guaranteed passive approximations to tabulated frequency-data», IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Vol. 23, 2004.
- [52] D. Saraswat, R. Achar, M. Nakhla, «Enforcing passivity for rational functions based on macromodels of tabulated data», Proceedings EPEP, 2003.
- [53] S. Grivet-Talocia, «Generation of passive macromodels for transient port responses», Proceedings SPI, 2003 and IEEE Transactions CAS.
- [54] S. Grivet-Talocia, «Passivity enforcement via Perturbation of Hamiltonian Matrices», IEEE Transactions on circuits and systems, Vol.51, n°9, September 2004.
- [55] www.emc.polito.it section IDEM®
- [56] Y. Liang, Y. Wang, L. Lei. « Rational modeling of on-chip inductor by vector fitting», Analog Integr Circ Sig Process, March 2010, Springer
- [57] I. A. Maio, P. Savin, I. S. Stievano, F. Canavero, «Augmented models of high frequency transformers for SMPS», Proceeding, 20th Int. Zurich Symposium on EMC, Zurich 2009.
- [58] R. Caporali, «Modelling of single-phase railway substation transformers for conducted emissions assessment», Tesi de Laurea, Polytechnique de Milan et USTL laboratoire Telice, 2007
- [59] H. J. Vermeulen, R. G. Koch and W. L. Rawlins, «Frequency-domain characteristics of high-ratio step-up transformers for high voltage test applications», Proc. 6th International Symposium on High Voltage Engineering, New Orleans, 1989.

- [60] S. Kim, D.P. Neikirk, «Compact equivalent circuit for the skin effect», in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., San Francisco, CA, USA, 1996, pp. 1815–1818
- [61] R. Malewski and J. Douville, «Measuring properties of voltage and current transformers for the higher harmonic frequencies», Proc. IEEE Canadian Communications and Power Conference, Montreal, pp. 327–329, 1976, Paper 76 CH1126-2 REG 7.
- [62] D. A. Bradley, P. S. Bodger and P. R. Hyland, «Harmonic response tests on voltage transducers for the New Zealand power system », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-104, no. 7, pp. 1750–1756, July 1985.
- [63] L.O. Chua et K.A Stromsmoe, « Lumped-circuit models for nonlinear inductors exhibiting hysteresis loops », IEEE trans. Circuit Theory, vol. CT-17,pp. 564-574, 1970.
- [64] W. L. A. Neves and H. W. Dommel, « On modeling iron core nonlinearities », IEEE Trans. Power Syst., vol. 8, pp. 417–425, May 1993.
- [65] F. de León and A. Semlyen, « A simple representation of dynamic hysteresis losses in power transformers », IEEE Trans. Power Delivery, vol.10, pp. 315–321, Jan. 1995.
- [66] C.C. Brozio and H.J Vermeulen, »Wideband equivalent circuit modelling and parameter estimation methodology for two-winding transformers», IEE Proc.- Transmission and *Distribution*, Vol.150, No.4, July 2003.
- [67] H. Ouaddi, S. Baranowski, N Idir, «High frequency modelling of power transformer: Application to railway substation in scale model »: Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review) ISSN 0033-2097, R 86NR 5/2010, pp165-169, mai 2010
- [68] H. Ouaddi, S. Baranowski, G. Nottet, B. Demoulin, L. Koné, « Study of HF Behaviour of Railway Power Substation in Physical and Geometrical Scale », European Physical Journal. Applied Physics.
- [69] C. Vermaelen « Contribution à la Modélisation et à la Réduction des Perturbations Conduites dans les Systèmes d’Entraînement à Vitesse Variable », Thèse de Doctorat de l’Ecole Normal Supérieur de Cachan (SATIE), 2003.
- [70] D. A. Douglass, «Potential transformer accuracy at 60 Hz voltages above and below rating and at frequencies above 60 Hz», IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, no. 3, pp. 1370–1375, March 1981.

- [71] J. Kolstad, C. Blevins, J. Dunn, A. Weisshaar, «New Circuit Augmentation Method for Modeling of Interconnects and Passive Components», IEEE Trans, Advanced packaging, Vol. 29, no.1, February 2006.
- [72] F. Louage, B. Demoulin, J. Baudet," Measurement of the transfer impedance of the shielded cable by impulse current method using a Fourier processor", Traitement du signal, Volume 3-n°1, 1986.
- [73] J. Kolstad, C. Blevins, J. M. Dunn, A. Weisshaar, «A New Circuit Augmentation Method for Modeling of Interconnects and Passive Components», IEEE Transactions on Advanced Packaging, Vol.29, No. 1, February 2006.
- [74] J. Kolstad, C. Blevins, J. M. Dunn, A. Weisshaar, «A new modelling methodology for passive components based on black box augmentation combined with equivalent circuit perturbation», Electrical Performance of Electronic Packaging, 2004, IEEE 13th Topical Meeting on.

CHAPITRE 3 : MODELISATION DU SYSTEME D'ALIMENTATION FERROVIAIRE, DISPOSITIF EXPERIMENTAL HOMOTHETIQUE

Sommaire :

Introduction	110
3.1. Généralités sur les perturbations électromagnétiques engendrées par les convertisseurs	111
3.2. Les perturbations induites dans le réseau d'alimentation par des redresseurs à diodes	112
3.3. Présentation du dispositif expérimental	114
3.3.1. Le redresseur triphasé	116
3.3.2. Les charges de puissance	118
3.4. Les objectifs de l'étude du banc d'essai	119
3.5. Etude expérimentale et en simulation du banc d'essai	120
3.5.1. Etude dans le domaine temporel	122
3.5.2. Etude dans le domaine fréquentiel	124
Conclusion	132
Bibliographie du chapitre 3 :	133

Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier le comportement électromagnétique d'une sous-station ferroviaire. En effet, cette étude a été entamée dans le chapitre précédent par la proposition d'un modèle HF du transformateur de puissance qui a été appliqué à un transformateur triphasé de 15 kVA. Le transformateur de puissance est un composant essentiel des sous-stations ferroviaires car il se trouve à la fois dans les sous-stations d'alimentation en tension alternative de fréquence industrielle (50 Hz ou 60 Hz) et dans les sous-stations fournissant une tension continue. Ces dernières comprennent en plus du transformateur des convertisseurs statiques de puissance tels que les redresseurs à diodes.

Pour des raisons que nous donnerons par la suite, l'étude des sous-stations d'alimentation ferroviaire a été effectuée au travers de l'étude d'une sous-station d'alimentation par homothétie physique et géométrique. En effet, l'expérimentation sur des sous-stations réelles impose des contraintes de disponibilité et de sécurité. Pour pallier à cette difficulté d'accès, nous avons mis en place une maquette de sous-station d'alimentation en tension continue qui comprend un transformateur triphasé de puissance nominale 15 kVA dont le modèle HF a été déterminé dans le Chapitre 2, un redresseur triphasé à douze diodes de puissance et une charge résistive variable.

L'étude des perturbations électromagnétiques susceptibles d'être générées par cette sous-station de laboratoire sera précédée d'une première partie abordant les mécanismes de génération d'harmoniques par des redresseurs à diodes. En effet le courant continu fourni par le redresseur est obtenu grâce à des composants semiconducteurs dont la commutation imparfaite est source de perturbations de hautes fréquences.

Par la suite, l'étude consistera à analyser le comportement électromagnétique du banc d'essai au travers de l'examen critique des grandeurs physiques que sont le courant et la tension en différents points topologiques. Pour ce faire, on procédera à son étude expérimentale et théorique via l'utilisation des modèles électriques de chacun des éléments dans la gamme de fréquence 10 kHz - 30 MHz.

3.1. Généralités sur les perturbations électromagnétiques engendrées par les convertisseurs

La sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue est équipée de montages redresseurs composés d'éléments semiconducteurs qui peuvent être commandés ou pas. Dans ce travail, nous allons nous focaliser sur le redresseur triphasé à diodes. De plus il est commun de trouver dans les sous-stations en tension continue des redresseurs à diodes : le redresseur triphasé à diodes de la Figure 3.1 d'une puissance nominale de 6 600 kW est constitué d'un double pont de Graëtz série [5]. Par exemple dans le cas des sous-stations en tension continue de 1,5 kV, le redresseur triphasé à diodes est généralement alimenté en amont par un transformateur triphasé abaisseur de tension. En sortie, le redresseur alimente en courant le matériel roulant via le système composé principalement de la caténaire et des rails.

Les commutations des diodes sont dites naturelles puisque leurs commutations sont dépendantes de l'amplitude des signaux extérieurs qui les alimentent. De part leurs commutations imparfaites, les montages redresseurs à diodes sont à l'origine de perturbations hautes fréquences dont on va préciser par la suite les mécanismes.

De manière générale, les systèmes de conversion composés d'éléments semi-conducteurs sont considérés comme des sources d'harmoniques dont les effets néfastes peuvent être caractérisés par [6] :

- Une augmentation des pertes dans les transformateurs (échauffement supplémentaire),
- Des phénomènes de résonances séries ou parallèles entre une inductance du transformateur et une capacité du transformateur (ou du système proche du transformateur (capacités du câble)),



Figure 3.1 : Redresseur de sous-station d'alimentation en tension continue de 1,5 kV [5]

3.2. Les perturbations induites dans le réseau d'alimentation par des redresseurs à diodes

Les redresseurs à diodes se comportent comme des systèmes non-linéaires qui peuvent être à l'origine de perturbations électromagnétiques susceptibles d'être injectées dans le réseau sous la forme d'harmoniques. Les harmoniques sont définies comme étant les ondes sinusoïdales dont la fréquence est un multiple de la fréquence fondamentale (50 Hz ou 60 Hz). La conséquence directe de ces harmoniques réinjectées est une perturbation potentielle des récepteurs connectés au même réseau. En effet ces derniers sont soumis à une tension déformée du fait de l'enrichissement néfaste apporté par les harmoniques du convertisseur pollueur. Ainsi on utilise généralement le terme de distorsion de tension ou de courant.

Dans le cas de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire, dans laquelle les niveaux de tension et de courant sont élevés, les perturbations électromagnétiques issues de convertisseurs polluants tels que le redresseur à diodes peuvent engendrer des phénomènes de résonances (série ou parallèle) en excitant un circuit composé d'une inductance et d'une capacité du système.

Nous avons vu auparavant (lors de la modélisation du transformateur de puissance) que son comportement fréquentiel était caractérisé par des éléments inductifs et des capacités parasites. De plus, si nous considérons le schéma très simplifié de la Figure 3.2, d'une sous-station d'alimentation

en tension continue comportant un redresseur à diodes, un transformateur et une charge inductive auxiliaire, il est aisé de comprendre que les éventuelles harmoniques produites par le redresseur sont susceptibles de générer une résonance en excitant par exemple le circuit formé par L_s et C_s .

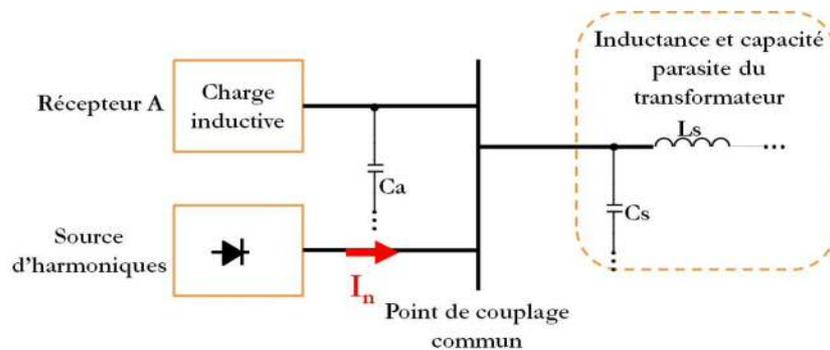


Figure 3.2 : Schéma mettant évidence une résonance parallèle

Parmi les chemins de propagation des harmoniques, il faut noter l'importance et le rôle des capacités du système. En effet, ces dernières apparaissent entre les enroulements des différentes phases, entre les enroulements et la masse des transformateurs. La présence de ces capacités est susceptible d'engendrer des phénomènes de résonances avec les inductances.

Ce phénomène de résonance peut être facilement propagé via les lignes d'énergie comme la caténaire. La conséquence probable est le non respect des gabarits normalisés en matière de champ magnétique rayonné et un risque de perturbation des systèmes de télécommunication sécuritaire du monde ferroviaire.

D'autres effets néfastes dus aux harmoniques existent comme l'augmentation des pertes dans les transformateurs (échauffement supplémentaire) [6]. Cependant on se limitera pour cette étude aux effets des harmoniques en termes de résonances.

Pour pallier aux effets perturbants des harmoniques, on positionne généralement des filtres LC série qui atténuent la propagation des premières harmoniques dont les amplitudes sont considérables [3][4].

Bien que la mise en place de filtres permette d'affaiblir les effets de certaines composantes spectrales du courant, il n'est pas possible de filtrer toutes les perturbations comme celles qui sont issues des commutations imparfaites des composants de puissance.

3.3. Présentation du dispositif expérimental

Le dispositif expérimental utilisé est présenté à la Figure 3.3. Ce banc comprend les composants suivants :

- Un autotransformateur,
- Un transformateur triphasé de puissance nominale de 15 kVA,
- Un redresseur triphasé comprenant 12 diodes,
- Une charge variable,
- L'ensemble repose sur un plan de masse connecté à la terre.

Le schéma associé au banc d'essai présenté à la Figure 3.3 est présenté à la Figure 3.4.

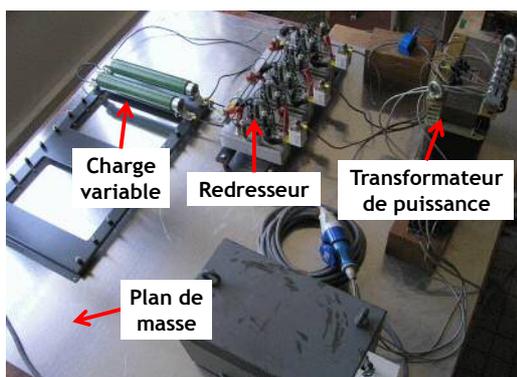


Figure 3.3 : Photographie du banc d'essai expérimental

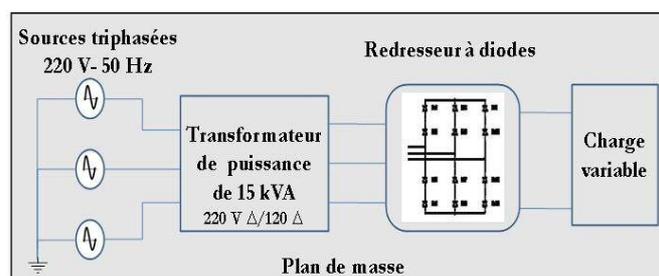


Figure 3.4 : Schéma du dispositif expérimental

A la suite nous allons présenter les différents éléments constituant ce banc d'essai :

- L'autotransformateur

Ce composant est utilisé pour abaisser la tension de 380 V fournie par le réseau électrique à une tension de 220 V utilisée au primaire du transformateur de 15 kVA. L'ensemble constitué du réseau électrique et de l'autotransformateur constituera la source du banc d'essai. Par hypothèse, nous considérons cette source comme étant parfaite.

- Le transformateur de puissance de 15 kVA

Ce transformateur, qui a fait l'objet d'une modélisation dans le Chapitre 2, est un transformateur triphasé de 15 kVA. Il comporte un circuit magnétique à trois colonnes sur lesquelles sont disposés

les enroulements de haute et de basse tension des trois phases. Les enroulements du primaire et du secondaire sont connectés en triangle. Ce transformateur abaisse une tension d'environ 220 V à une tension d'environ 120 V au secondaire.

- Le redresseur triphasé

Ce dispositif comporte un ensemble de 12 diodes de puissance Semikron® SKR130 pouvant conduire un courant direct moyen de 130 A et ayant une tension inverse maximale de 1200 V. Un snubber constitué d'une résistance R_1 de 47 Ω en série avec une capacité C_1 de 220 nF avec une résistance R_2 de 22 k Ω est ajouté en parallèle sur chaque diode (Figure 3.5).

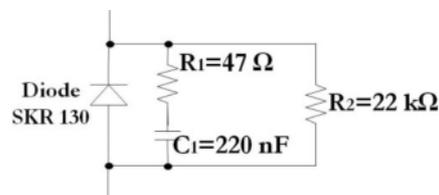


Figure 3.5 : Diode SKR 130 avec le snubber en parallèle

Le modèle Pspice® de la diode SK130 (Figure 3.5) équipant le redresseur de puissance étant indisponible dans la bibliothèque des composants, celle-ci sera remplacée par une diode de puissance présentant des paramètres physiques proches tels que le courant direct ou la tension inverse maximale. De ce fait le choix s'est porté sur la diode HFA140NH60R de chez IRF® (International Rectifier)

- La charge variable

Cette charge variable est constituée de plusieurs résistances de puissance de 47 Ω en basses fréquences. Ces résistances sont constituées de fil bobiné. Leur comportement en hautes fréquences est inductif.

- Les câbles

Les composants du banc sont connectés entre eux à l'aide de câbles électriques multibrins de 3 mm de diamètre. La longueur des câbles est d'environ 1 m.

- Le plan de masse

Les composants du banc d'essai sont disposés sur un plan de masse connecté à la terre. Ses dimensions sont de 2 m x 2 m x 3 mm respectivement longueur, largeur et épaisseur.

Dans les paragraphes suivants, on donnera les caractéristiques du redresseur triphasé ainsi que celles des résistances de charge. Les caractéristiques du transformateur ont été présentées au Chapitre 2.

3.3.1. Le redresseur triphasé

La conversion du signal alternatif en signal continu est effectuée à l'aide d'un redresseur triphasé composé de douze diodes de puissance présenté à la Figure 3.6. Chacun des trois bras comprend quatre diodes de puissance dont deux en série comme on peut le voir sur le schéma de la Figure 3.7.



Figure 3.6 : Redresseur triphasé à 12 diodes

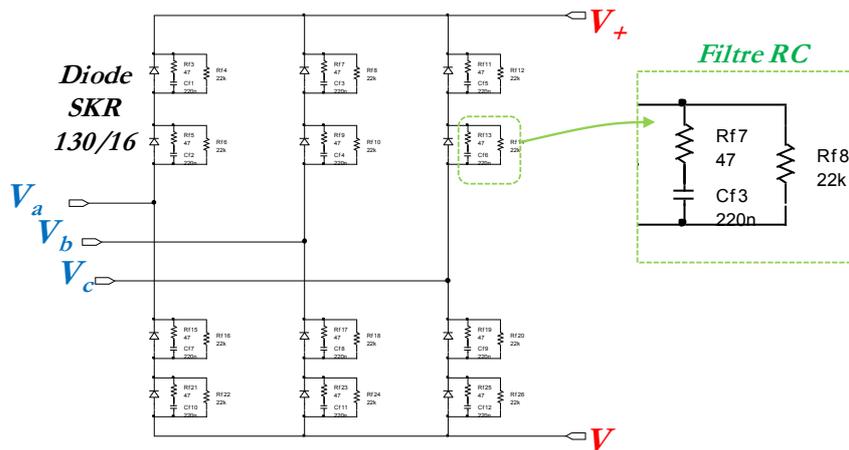


Figure 3.7 : Schéma électrique du redresseur triphasé

Précédemment nous avons indiqué qu'un filtre de type RC était placé en parallèle sur chacune des diodes (Figure 3.7). Ces filtres permettent d'atténuer les effets des surtensions internes aux diodes.

La surtension interne est un phénomène qui se produit lors de l'annulation du courant dans un élément de redressement (diode, thyristor). La Figure 3.8 donne une description simplifiée de l'annulation du courant dans trois types de circuit :

- un redresseur idéal,
- un redresseur réel,
- un redresseur réel avec un circuit RC.

Le composant choisi pour illustrer ce phénomène de surtension interne est une diode de puissance.

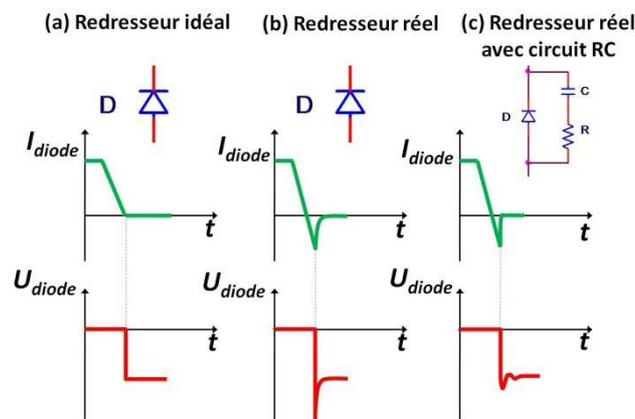


Figure 3.8 : Représentation simplifiée de l'annulation du courant dans un élément de redressement : cas d'une diode [3]

Pour ces trois types de circuit, on donne l'évolution du courant et la tension en fonction du temps durant la phase d'annulation du courant. Les termes I_{diode} et U_{diode} des graphiques de la Figure 3.8 désignent respectivement le courant dans l'élément redresseur et la tension à ses bornes.

Dans un élément redresseur idéal le courant I_{diode} s'annule lors de son passage par zéro et la tension U_{diode} entre l'anode et la cathode chute comme on peut le constater à la Figure 3.8. Or un élément de redressement réel ne peut pas bloquer instantanément le courant à cause de l'effet de l'accumulation de charge. Ainsi la phase de blocage va donc s'accompagner de l'évacuation des porteurs stockés. Le courant devient négatif pendant un temps relativement court et par la suite il s'annule rapidement, comme le montre le graphe du courant de la diode réelle (Figure 3.8). Cette variation rapide du courant durant la phase de blocage induit pendant un temps bref des surtensions très élevées dans les inductances des lignes. Il apparaît aussi aux bornes de l'élément redresseur des surtensions très élevées qui peuvent entraîner sa destruction. Une solution permettant d'atténuer

l'effet de la surtension consiste à placer un circuit RC en parallèle avec l'élément redresseur (Figure 3.8).

3.3.2. Les charges de puissance

Le banc expérimental est équipé de résistances de 47Ω avec une tolérance standard de $\pm 5 \%$ à la fréquence de travail (Figure 3.9-(a)). Les résistances sont disposées sur un châssis pouvant accueillir une dizaine de résistances (Figure 3.9-(b)). Le châssis donne la possibilité de faire varier la charge du banc puisque les résistances peuvent être mises en série ou en parallèle.



Figure 3.9 : (a) Résistance de puissance 47Ω - (b) Châssis avec 10 résistances

Les résistances bobinées de la Figure 3.9 sont faites d'un tube en céramique de surface lisse d'environ 36 cm de longueur sur lequel un fil résistif est bobiné. Les spires de fil résistif sont maintenues à l'aide d'un enrobage permettant d'en assurer le maintien et également de favoriser la dissipation thermique. Les extrémités de la résistance sont dotées de pattes permettant d'effectuer les connexions.

Une mesure de l'impédance aux bornes d'une résistance (Figure 3.10), dans la bande fréquentielle 10 kHz – 30 MHz, montre que l'impédance tend à avoir un comportement inductif jusqu'à une fréquence d'environ 200 kHz et au-delà l'impédance est dominée par les effets des capacités parasites entre les spires du fil résistif.

Afin de tenir compte de l'évolution fréquentielle de l'impédance des charges, on a entrepris une modélisation de celle-ci au travers d'un macromodèle élaboré en utilisant le logiciel IdEM[®]. Cette méthode de modélisation a été présentée dans le Chapitre 2 (§ 2.7.2). Cette modélisation consiste à approximer la réponse fréquentielle à l'aide de fonctions rationnelles. Ensuite, on détermine un modèle « boîte noire » utilisable dans les logiciels de simulation électrique tels que Pspice[®]. La

Figure 3.11 donne le macromodèle résultant de la modélisation d'une charge dans l'environnement du logiciel Spice®.

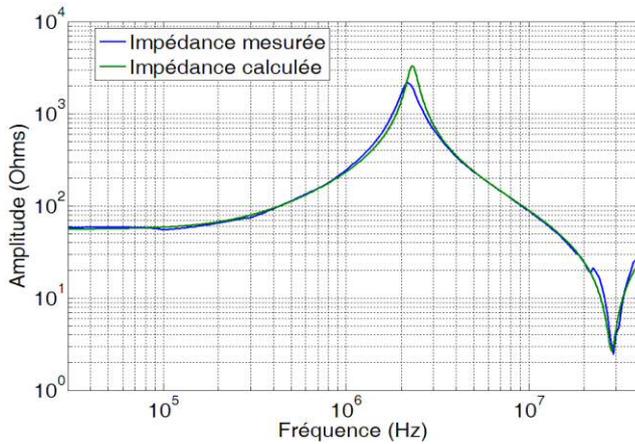


Figure 3.10 : Module de l'impédance de la charge mesuré et simulé

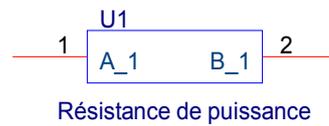


Figure 3.11: Représentation du macromodèle de la charge sous Spice®

Le modèle de la charge a été validé au travers de la comparaison entre l'impédance vue aux bornes de la charge réelle et celle présentée par le macromodèle (Figure 3.11) dans la bande fréquentielle allant de 30 kHz et 40 MHz. La Figure 3.10 présente deux courbes, dans laquelle la courbe bleue représente le module de l'impédance mesurée tandis que la courbe verte représente le module de l'impédance du macromodèle. La Figure 3.10 montre que le macromodèle rapporte correctement le comportement de la charge.

3.4. Les objectifs de l'étude du banc d'essai

A ce stade de l'étude, il est possible d'étudier le comportement du banc à partir de mesures directes dans un premier temps et de les confronter ensuite aux données obtenues en simulation.

L'étude du banc d'essai consistera à étudier les variables de tension et de courant aux différents points topologiques du banc d'essai. L'observation de ces données physiques s'effectuera aussi bien dans le domaine temporel que le domaine fréquentiel. L'étude fréquentielle permettra d'identifier les éventuelles perturbations et plus particulièrement les phénomènes de résonances. Une fois les perturbations identifiées, l'étape suivante consistera à déterminer leur origine.

Dans les perspectives de l'étude de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire, on se focalisera sur la tension et le courant redressés puisque ceux-ci fournissent les informations sur le contenu spectral engendré par le système sous-station ferroviaire. On s'intéressera également aux courants de ligne entre le transformateur et le redresseur à diodes afin d'examiner le comportement du transformateur face à une charge non linéaire.

Les tensions seront mesurées avec une sonde de tension différentielle pouvant mesurer une tension du continu jusqu'à 100 MHz. Le relevé de la forme d'onde temporelle est réalisé à l'aide d'un oscilloscope numérique de bande passante de 1,5 GHz avec un taux d'échantillonnage de 20 Gsamples/s. Le cas échéant le spectre des signaux est déterminé à l'aide d'une transformée de Fourier discrète (TFD). L'impédance de sortie de la sonde de tension différentielle est de 1 M Ω , ce qui ne permet un relevé du spectre à l'aide de l'analyseur dont l'impédance interne est de 50 Ω . Les courants du banc d'essai seront mesurés en utilisant une sonde de courant large bande (DC-100 MHz) qui opèrent sous 50 Ω . La forme d'onde temporelle sera également relevée par le même oscilloscope.

Le prochain paragraphe consistera à exposer les résultats de tensions et de courant issus d'une part de la mesure directe sur le banc d'essai et d'autre part de la simulation de ce banc.

3.5. Etude expérimentale et en simulation du banc d'essai

Dans ce paragraphe, une première partie sera consacrée aux formes d'ondes temporelles des tensions et courants étudiés afin de valider dans un premier temps le comportement du modèle électrique à la fréquence de travail qui est dans notre cas de 50 Hz. Ensuite, au travers de l'analyse fréquentielle des courants et des tensions, on étudiera le comportement électromagnétique du banc aussi bien en mesure qu'en simulation.

Dans le cadre de la simulation, le modèle du transformateur triphasé de 15 kVA utilisé est celui qui a été déterminé au Chapitre 2. Le redresseur à diodes est composé de six diodes de puissance

HFA140NH60R présentes dans la bibliothèque de composants du logiciel OrCAD[®]. La puissance délivrée est dissipée dans des charges de puissance modélisées (Figure 3.9). Les sources de tensions du modèle du banc d'essai sont notées V1, V2 et V3 comme le précise le schéma de la Figure 3.12, celles-ci délivrent une tension sinusoïdale à la fréquence 50 Hz d'amplitude respective de 218 V, 195 V et 224 V et sont déphasées entre elles de 120°. Ces valeurs d'amplitude ont été affectées en tenant compte des valeurs d'amplitude des signaux réels comme le montre la Figure 3.13. L'étude théorique a été réalisée à l'aide du logiciel OrCAD Capture 16.0. En simulation, les signaux sont observés sur un temps de 40 ms et selon un pas temporel de 10 ns.

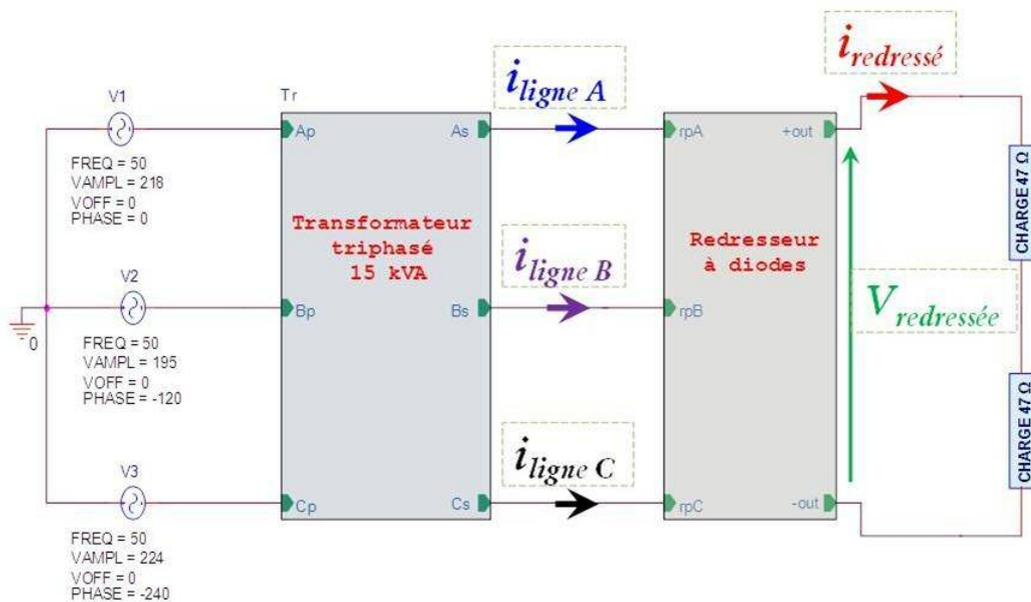


Figure 3.12 : Schéma électrique du banc d'essai de laboratoire

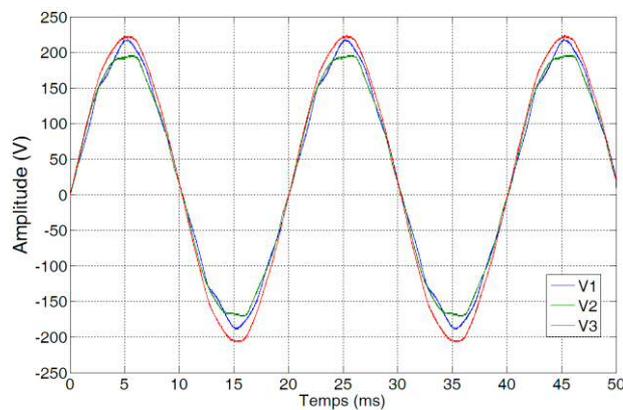


Figure 3.13 : Amplitude des tensions simples alimentant le transformateur à vide

3.5.1. Etude dans le domaine temporel

Une première étape a consisté à étudier les formes temporelles des signaux utiles avant de procéder à l'étude des signaux dans le domaine fréquentiel. Dans un premier temps, on s'est intéressé aux formes d'onde des signaux temporels du courant et de la tension redressés mesurés et simulés. Les Figure 3.14 et Figure 3.15 présentent les formes d'onde temporelles du courant redressé respectivement obtenues en simulation et en mesure.

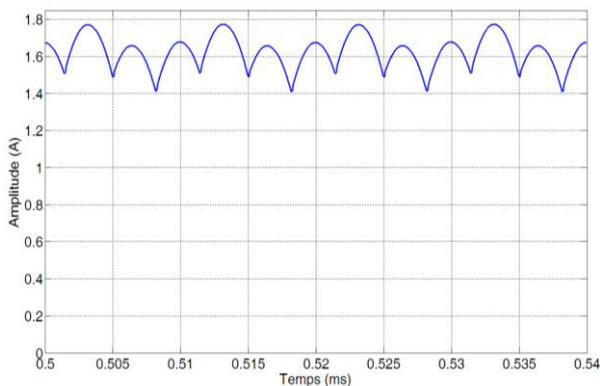


Figure 3.14 : Courant redressé calculé

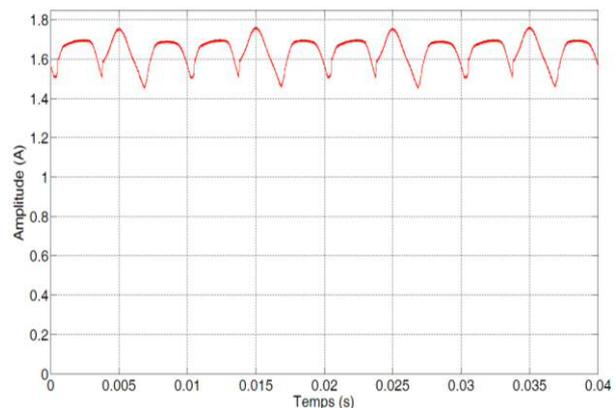


Figure 3.15 : Courant redressé mesuré

Nous pouvons constater une assez bonne corrélation entre le courant redressé mesuré et simulé. En effet, les courants redressé mesuré et simulé présentent un niveau d'amplitude d'environ 1,6 A. De même, les tensions redressées mesurée et issue de la simulation sont présentées respectivement dans les Figure 3.16 et Figure 3.17. La confrontation des deux signaux temporels montre que l'amplitude de la tension redressée mesurée est plus faible que celle simulée. La tension redressée simulée possède une amplitude moyenne qui est d'environ 180 V tandis que la tension redressée mesurée présente une tension moyenne redressée de 160 V continue. Cet écart de tension s'explique par le fait que le modèle du banc d'essai n'a pas pris en compte l'ensemble des pertes en continu (résistance des câbles, échauffement...).

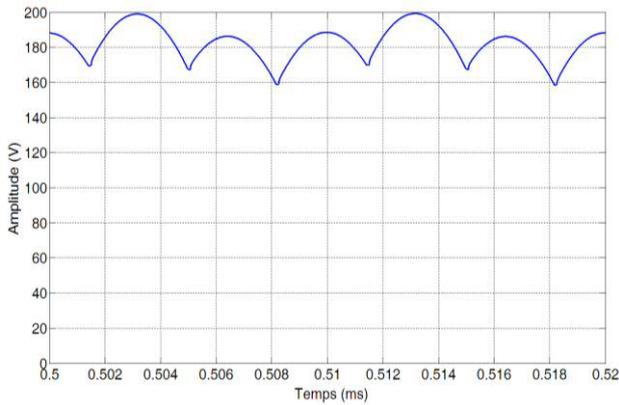


Figure 3.16 : Tension redressée calculée

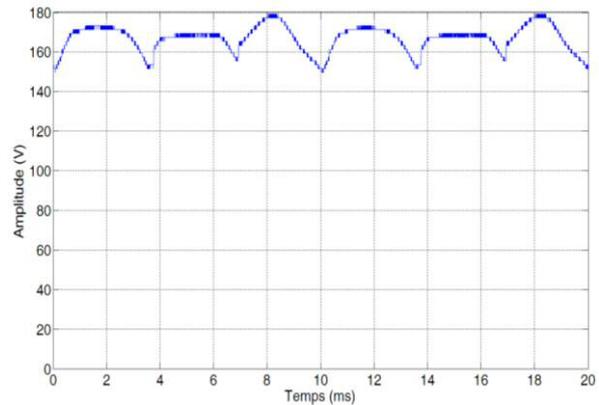


Figure 3.17 : Tension redressée mesurée

Par la suite, les formes d'onde des courants de ligne entre le transformateur et le redresseur sont mesurées (respectivement la Figure 3.18 et la Figure 3.19). Il est à noter que les courants mesurés sont donnés sans tenir compte du déphasage car ceux-ci ne sont pas mesurés simultanément. Le temps d'observation des courants de ligne est de 40 ms dans les deux cas (Figure 3.18 et la Figure 3.19). On précise également, que les courbes de mesure résultent d'une moyenne sur 100 acquisitions à l'oscilloscope numérique réalisées avec un taux échantillonnage de 10 Msamples/s.

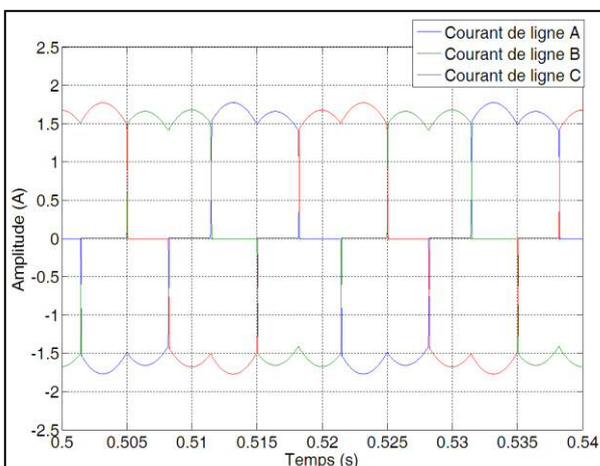


Figure 3.18 : Courants de ligne entre le transformateur et le redresseur issus de la simulation

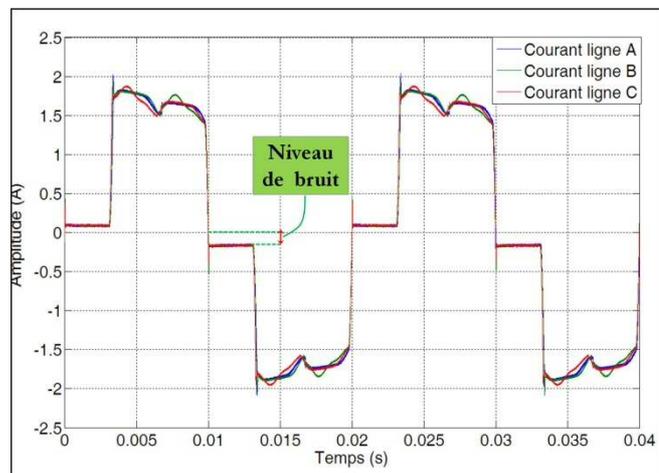


Figure 3.19 : Courants de ligne entre le transformateur et le redresseur issus de la mesure

Les courbes des courants de ligne mesurés et simulés montrent l'effet classique de la distorsion engendrée par la charge non linéaire constituée par le redresseur à diodes et les charges de puissance. Cependant les courants réels présentent des phénomènes transitoires remarquables se

produisant durant les phases de commutation des diodes (blocage et conduction des diodes). Les effets de la commutation se retrouvent également en simulation néanmoins leur amplitude est plus faible. Ceci s'explique par le fait que le modèle de diode utilisé en simulation possède un temps de recouvrement inverse plus faible que la diode SKR 130 qui équipe le banc d'essai. Le temps de recouvrement inverse est défini comme étant le temps nécessaire au blocage de la diode. En effet, lorsqu'on applique brusquement une tension inverse aux bornes d'une diode en conduction, on constate qu'elle ne se bloque pas instantanément. Le blocage non instantané de la diode est du à la présence d'une certaine quantité de charges (charge recouvrée Q_R) emmagasinée dans la diode. L'évacuation de cette charge s'effectue par la circulation d'un courant inverse dans la diode.

On constate également un niveau de bruit relativement important en mesure lorsque les courants s'annulent (Figure 3.19) comparativement aux courants obtenus par le calcul. Ce bruit aura pour conséquence de limiter les niveaux des spectres des courants plus particulièrement en hautes fréquences.

Après avoir validé le comportement du banc d'essai à la fréquence de travail à savoir la fréquence de 50 Hz, on va s'intéresser à l'étude majeure du comportement fréquentiel de cette maquette de sous-station d'alimentation. En effet, l'objectif principal est de déterminer les perturbations potentielles générées par le banc d'essai.

3.5.2. Etude dans le domaine fréquentiel

Comme nous l'avions indiqué précédemment, les tensions et courants qui feront l'objet d'une étude dans le domaine fréquentiel sont les suivants (Figure 3.12) :

- Le courant redressé,
- La tension redressée,
- Les courants entre le transformateur et le redresseur notés : I_{ligneA} , I_{ligneB} et I_{ligneC} comme indiqué sur la Figure 3.12.

Dans un premier temps, on va s'intéresser aux spectres des courants et des tensions redressés puisque ceux-ci représentent la principale source potentielle de perturbations de la sous-station d'alimentation. La Figure 3.20 donne le spectre du courant redressé mesuré à l'analyseur de spectre et calculé dans la bande fréquentielle allant de 10 Hz à 20 MHz. En basse fréquence, on constate une très bonne corrélation entre les spectres obtenus en mesure et en simulation. Cependant, on va

ôter les résultats obtenus dans la bande fréquentielle allant de 10 Hz - 10 kHz puisque cette bande ne fait pas partie de l'étude. De ce fait, un deuxième graphe de la Figure 3.20 donne la comparaison entre le spectre du courant redressé mesuré et simulé dans la bande fréquentielle allant de 10 kHz – 20 MHz.

Les courbes du courant redressé mesuré et simulé présentent une allure similaires de 10 Hz à environ 1 MHz ce qui indique que le modèle complet de la sous-station est très satisfaisant pour cette bande de fréquence.

Cependant, au-delà de la fréquence de 1 MHz, les allures des courants mesuré et simulé sont assez différentes. Ceci s'explique par le fait que le spectre du courant redressé mesuré est limité dans la bande fréquentielle allant de 1 MHz à 20 MHz par un plancher de bruit d'environ $1\mu\text{A}$, alors que le courant simulé possède un plancher de bruit qui est autour de 1 nA. La différence entre la mesure et la simulation s'explique aussi en partie par le fait que les tensions du banc d'essai réel sont affectées par le bruit issu des différentes conversions.

Sur les courbes du courant redressé obtenu en mesure et en simulation apparaissent des phénomènes de résonance qui ont été marqués sur le deuxième graphe la Figure 3.20. Pour le courant redressé obtenu en simulation, les fréquences de résonances remarquables sont les suivantes : $F_{m0} \approx 90 \text{ kHz}$, $F_{m1} \approx 502 \text{ kHz}$ et $F_{m2} \approx 754 \text{ kHz}$. Quant au courant redressé calculé les résonances remarquables sont aux fréquences suivantes : $F_{s0} \approx 310 \text{ kHz}$, $F_{s1} \approx 503 \text{ kHz}$ et $F_{m2} \approx 800 \text{ kHz}$.

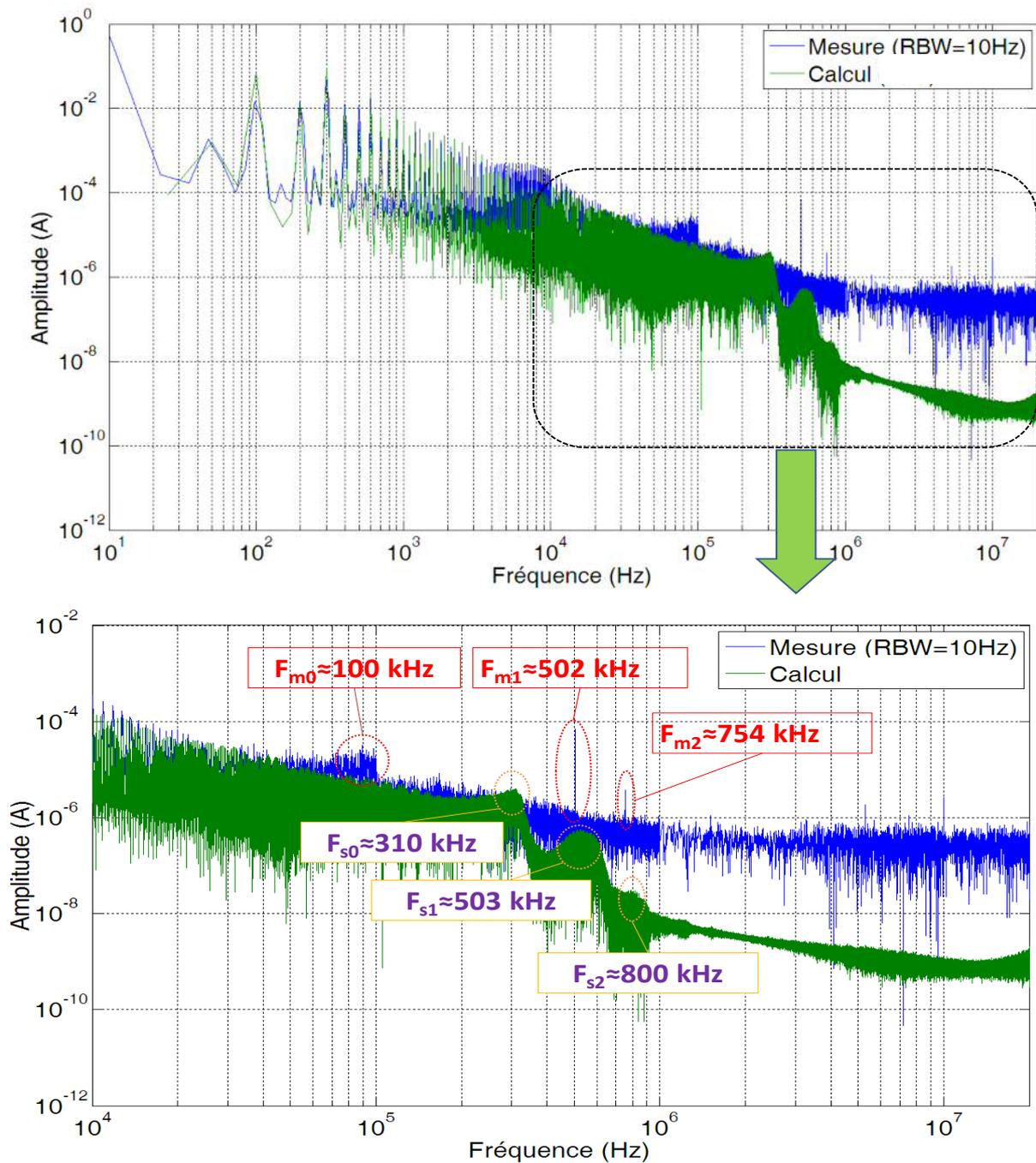


Figure 3.20 : Spectre du courant redressé obtenu par simulation (par TFD des signaux temporels) et par mesure à l'analyseur de spectre (RBW=10 Hz)

Au travers de la comparaison effectuée (Figure 3.20), il apparaît nécessaire d'expliquer les origines des résonances remarquables citées précédemment qui apparaissent dans les spectres du courant redressé issu de la mesure et de la simulation. Par la suite, nous essayerons de voir si certaines résonances ont la même la nature.

- Détermination de l'origine de la résonance notée F_{m0}

L'étude du courant redressé mesuré montre que le signal est modulé par un signal de fréquence d'environ 100 kHz (graphe de droite de la Figure 3.21). Ce signal modulant est probablement issu d'un bruit provenant du signal d'alimentation. En effet, le banc d'essai est alimenté par le réseau électrique public qui est peut être potentiellement perturbé par les différents processus de conversion et par les dispositifs proches connectés sur la même ligne.

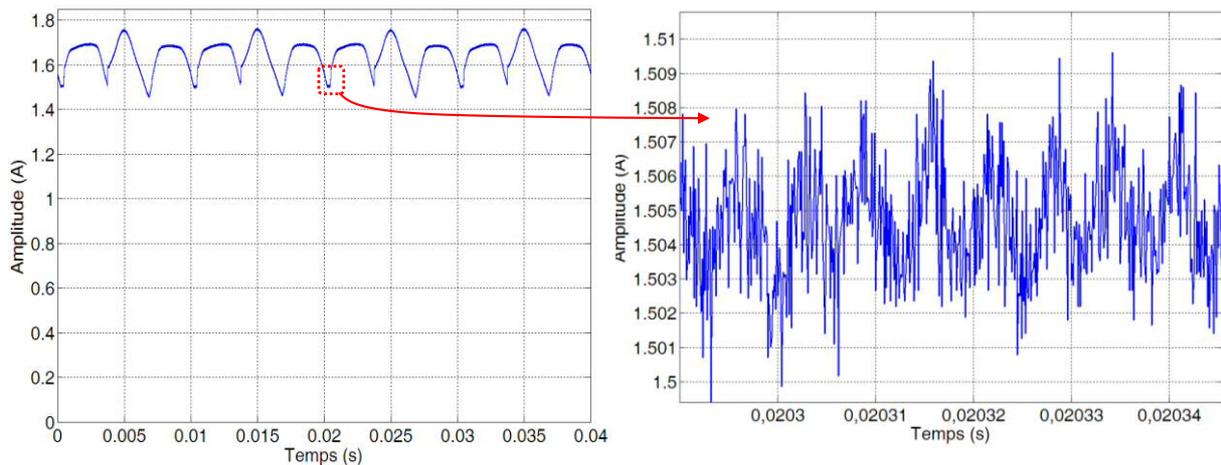


Figure 3.21 : Mise en évidence de la modulation du courant redressé mesuré par un signal de fréquence d'environ 100 kHz

Contrairement au courant redressé en simulation, le courant redressé mesuré est très peu affecté par l'effet d'empiètement des diodes du fait de la présence en parallèle de filtre RC (Figure 3.5) sur celles-ci. Comme le présente les graphes de la Figure 3.22, la variation du courant rapide est amortie.

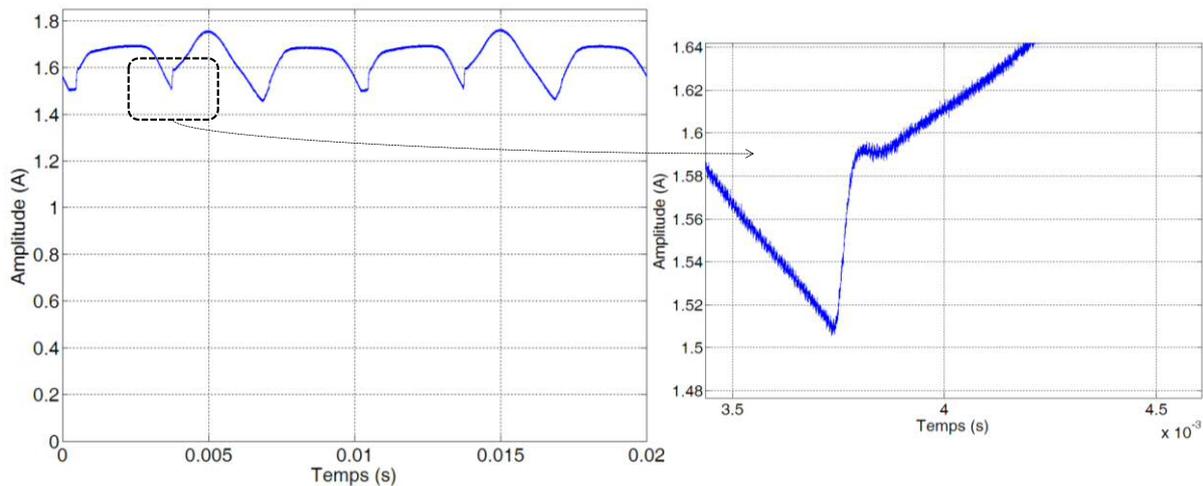


Figure 3.22 : Effet de la commutation des diodes sur la forme d'onde du courant redressé mesuré

- **Détermination de l'origine de la résonance notée F_{s0}**

Dans le graphe de la Figure 3.20, donnant l'amplitude du spectre du courant redressé, il apparaît sur la courbe obtenue en simulation une résonance à la fréquence d'environ 310 kHz notée F_{s0} . Pour expliquer cette résonance, on va s'intéresser à la forme d'onde temporelle du courant redressé simulé (Figure 3.23). De ce fait, on remarque que durant la phase d'empiètement des diodes, le courant redressé rejoint l'évolution du courant de ligne brusquement (graphe de droite de la Figure 3.23).

On constate sur cette figure que l'évolution rapide du courant redressé est caractérisée par une oscillation amortie. La pseudo-période de ce signal a été déterminée et celle-ci est d'environ 3,28 μ s. Dans le domaine fréquentiel, cette oscillation du courant redressé va engendrer un signal à la fréquence d'environ 310 kHz qui se trouve être la fréquence de la résonance F_{s0} . Ainsi cette dernière résonance est imputée au phénomène d'empiètement se produisant lors de la commutation entre les diodes.

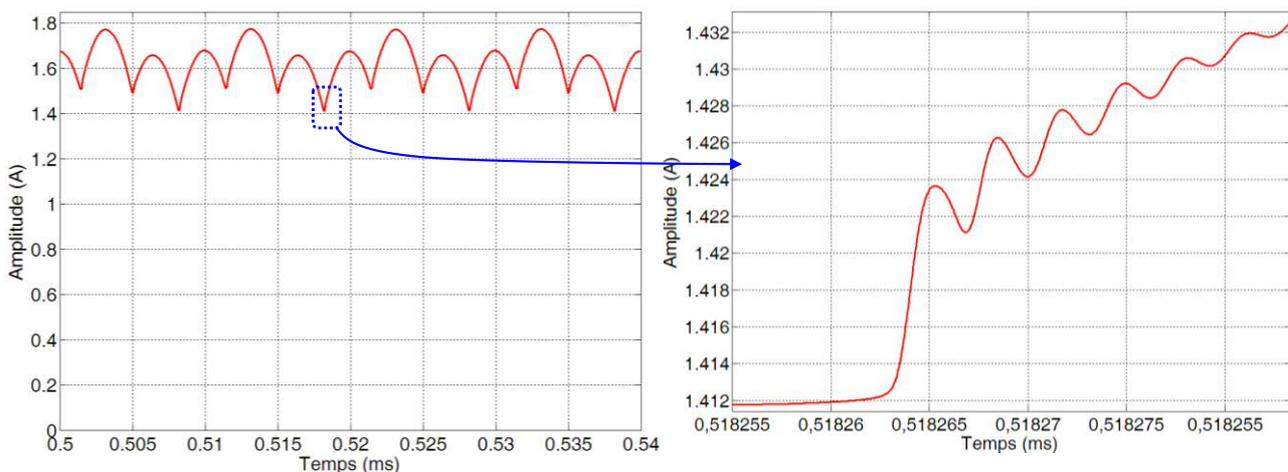


Figure 3.23 : Effet de la commutation des diodes sur la forme d'onde du courant redressé simulé

- **Détermination de l'origine de la résonance notée F_{m1}**

Lors de mesures antérieures d'impédances aux bornes des enroulements du transformateur, on a remarqué que ceux-ci présentent à certaines fréquences des résonances (antirésonances) qui peuvent potentiellement générer des perturbations. Dans cette perspective, une investigation du comportement du transformateur a été réalisée dans le domaine temporel.

Pour ce faire, le transformateur triphasé a été isolé afin de le caractériser dans le domaine temporel en utilisant des créneaux de tension injectés aux entrées ou sorties du transformateur. Pour cette étude, un générateur de créneau a été utilisé et celui-ci fournit un signal d'amplitude de 40 V et de période 30 μ s. La durée de l'état haut est de 15 μ s et un temps de montée est de 10 ns. Une sonde de tension différentielle ayant une bande passante 100 MHz est utilisée pour relever la tension. Le courant est estimé à l'aide d'une sonde de courant à effet Hall dont la bande passante est de 100 MHz. Le câblage entre le générateur et l'enroulement est le plus court possible afin de minimiser les effets parasites (inductance et capacité). La Figure 3.24 (schéma de droite) donne le protocole de mesure utilisé. Les variations temporelles des courants et des tensions sont analysées à l'aide d'un oscilloscope. La fréquence d'échantillonnage utilisée durant l'acquisition est de 125 Msamples/s.

L'objectif de cette étude est la mise en évidence des résonances engendrées par le transformateur. La procédure consiste à isoler une phase du transformateur et à injecter un créneau de tension dans l'enroulement du primaire. Par la suite, on observe le signal résultant au secondaire. En effet, l'injection d'un créneau permet d'exciter les phénomènes de résonances potentiels.

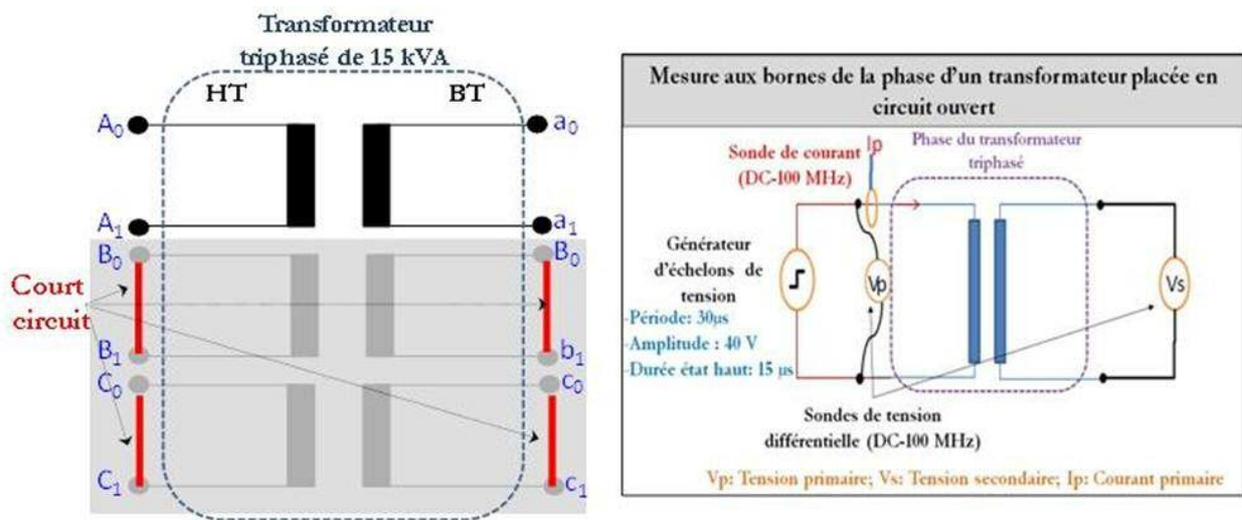


Figure 3.24 : Protocole de mesure par injection d'un créneau de tension au primaire d'une phase lorsque le secondaire est en circuit ouvert

Le graphe de gauche de la Figure 3.25 présente la forme d'onde temporelle du créneau de tension injectée au primaire et mesuré au secondaire sur un temps de 40 μ s et ce dans le cas de la phase notée A_0A_1 - a_0a_1 . Le graphe de droite de la Figure 3.25 donne le spectre de ces deux tensions précédentes obtenu par le calcul de la FFT en employant la méthode de Nicholson [9].

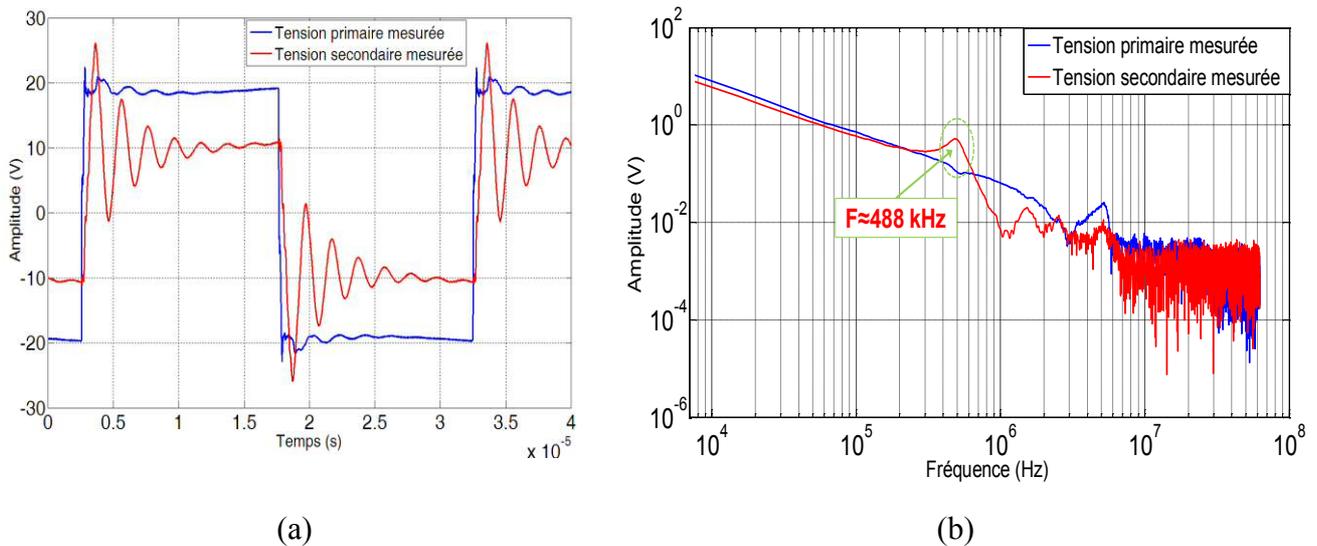


Figure 3.25 : (a)-Forme d'onde temporelle de la tension au primaire et au secondaire mesurées de la phase notée $A_0A_1-a_0a_1$ (b)-Spectres associés (obtenus par calcul de la FFT)

L'étude spectrale de la tension de sortie mesurée montre que la tension de sortie contient une résonance large bande centrée à la fréquence d'environ de 488 kHz (Figure 3.25). Le même protocole de mesure a été appliqué à la phase notée $B_0B_1-b_0b_1$ (Figure 3.25) et l'analyse du spectre de la tension au secondaire montre également la présence d'une résonance à la fréquence de 427 kHz. L'analyse de la troisième phase ($C_0C_1-c_0c_1$) du transformateur n'a pas été effectuée puisque par hypothèse on la considèrerait comme étant identique à la phase $A_0A_1-a_0a_1$ (Chapitre 2).

D'après l'investigation expérimentale entreprise, il est possible que l'origine de la résonance notée F_{m1} soit engendrée par le transformateur.

- **Détermination de l'origine de la résonance notées F_{s1}**

Précédemment au travers de mesures dans le domaine temporel, on a vu que la fréquence de résonance F_{m1} est créée au sein du transformateur de puissance. Cette fréquence F_{m1} est à relier à la fréquence F_{s1} puisque ces deux fréquences sont proches. De ce fait, une démarche similaire à celle employée dans le paragraphe précédent qui a consisté à étudier le comportement du transformateur réel face à un échelon de tension, a été entreprise.

L'étude a été appliquée au modèle électrique du transformateur triphasé de 15 kVA et ce en appliquant un échelon de tension ayant les mêmes caractéristiques que celui appliqué au transformateur réel. Les résultats de cette simulation sont portés à la Figure 3.26. On constate dans

la caractérisation de la phase notée $A_0A_1-a_0a_1$, qu'il apparait une résonance à la fréquence de d'environ 483 kHz (graphe de droite de la Figure 3.26).

Dans le cas de la phase notée $B_0B_1-b_0b_1$, le spectre de la tension du secondaire, non représenté ici, est affecté par une résonance remarquable à la fréquence de 416 kHz.

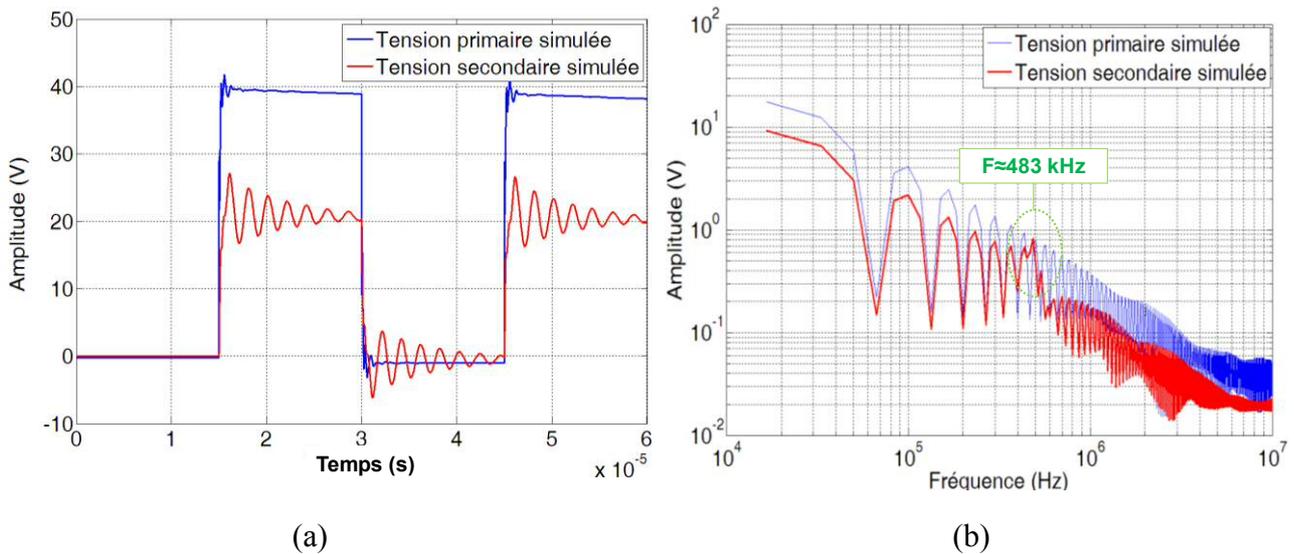


Figure 3.26 : (a)-Forme d'onde temporelle de la tension au primaire et au secondaire simulée de la phase notée $A_0A_1-a_0a_1$ ((b)-Spectres associés (calcul de la FFT)

Finalement, la présence de la résonance large bande apparaissant (400 kHz à 500 kHz) dans le spectre du courant redressé est imputée au transformateur de puissance. En effet, on a vu précédemment que les trois phases sont le siège de résonances large bande centrées pour la phase $A_0A_1-a_0a_1$ à la fréquence d'environ 480 kHz et d'environ 420 kHz pour la phase $B_0B_1-b_0b_1$.

- **Détermination de l'origine des résonances notées F_{m2} et F_{s2}**

Le spectre du courant redressé issu de la mesure présente une résonance notée F_{m2} à la fréquence de 754 kHz. Cette résonance présente une amplitude relativement faible.

Dans le cas du courant redressé simulé, on remarque également la présence d'une résonance notée F_{s2} à la fréquence de 800 kHz et dont l'amplitude est très faible.

L'investigation consistant à déterminer l'origine des résonances F_{s2} et F_{m2} n'a pas permis pointer leur origine. Ces deux résonances sont probablement issues du couplage entre le transformateur et le redresseur à diodes.

CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté les principaux phénomènes de perturbation qui peuvent être générés par les convertisseurs de puissance plus particulièrement le redresseur à diodes. Dans le cadre de l'étude de la « signature » électromagnétique de la sous-station d'alimentation, nous avons associé dans un banc d'essai le transformateur de puissance et un redresseur à diodes. Ce banc a permis l'étude d'une sous-station d'alimentation en tension continue dans un contexte de laboratoire. L'association du transformateur et du redresseur permet également de charger le transformateur avec une charge non linéaire. Le but de ce banc expérimental a été d'une part la validation du modèle du transformateur de puissance au travers d'une analyse fréquentielle du courant redressé dans la gamme de fréquence 10 kHz – 30 MHz.

Des mesures ont donc été réalisées sur le banc d'essai composé du transformateur, d'un redresseur à diodes et de la charge. Les mesures ont été effectuées dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Les mesures dans le domaine temporel ont permis de valider le modèle du banc d'essai à la fréquence industrielle (50 Hz) en confrontant les tensions et les courants redressés ainsi que les courants de ligne (entre le transformateur et le redresseur à diodes). Les comparaisons, entre la mesure et la simulation à la fréquence industrielle, ont montré une bonne cohérence. Ensuite, l'étape cruciale a consisté à analyser le spectre du courant redressé en mesure et en simulation. Les résultats issus de la simulation et de la mesure ont montrés une bonne cohérence sur l'ensemble de la bande fréquence 10 kHz à 1 MHz. Au-delà de 1 MHz, le courant redressé mesuré à l'analyseur de spectre est affecté par un bruit ambiant qui peut être issu du réseau électrique.

Les résultats montrent également la présence de phénomènes de résonances engendrées par le transformateur de puissance. Dans le contexte de ce travail de recherche, on a montré que le système sous-station d'alimentation peut engendrer des perturbations électromagnétiques. De plus, les sous-stations d'alimentation sont connectées à la ligne d'énergie et ces résonances peuvent potentiellement exciter les résonances de la ligne d'énergie (caténaire+rails).

Bibliographie du chapitre 3 :

- [1] A. Cozza, « Railways EMC Assesment of Infrastructure Impact », Doctorate Thesis in Electronics, USTL and Politecnico Di Torino, June 2005.
- [2] P. Chapas « Composantes et applications électriques du système ferroviaire », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, TI-D 5510.
- [3] H. Bühlerl, Electronique de puissance, Traité d'électronique et d'électrotechnique, Presses polytechniques romandes, 1987.
- [4] H. Bühlerl, Convertisseurs statiques, Presses polytechniques et universitaires romandes, 1991.
- [5] C. Courtois, J.Coumel, « Traction électrique ferroviaire-Dynamique ferroviaire et sous-stations », Technique de l'ingénieur, TI- D 5501, 1998.
- [6] J. Arrillaga, N.R Watson, Power system harmonics, Second edition, J. Wiley & Sons, Ltd, 2004
- [7] J. L Cocquerelle, C.E.M et Electronique de puissance 1999.
- [8] G. Séguier, Les convertisseur de l'électronique de puissance, « la conversion alternatif-continu », 2^{ème} édition, Lavoisier.
- [9] F. Louage, B. Demoulin, J. Baudet, « Measurement of the transfer impedance of the shielded cable by impulse current method using a Fourier processor », Traitement du signal, Volume 3-n°1, 1986.

CHAPITRE 4 : CONTRIBUTION A LA MODELISATION DE L'INFRASTRUCTURE D'ALIMENTATION FERROVIAIRE

Sommaire :

Introduction	135
4.1. Etude d'une infrastructure d'alimentation	136
4.1.1. Formalisme d'étude d'une infrastructure d'alimentation en tension monophasée	136
4.1.2. La ligne de transmission	138
4.1.3. Etude de l'association d'un transformateur et d'une ligne de transmission	143
4.2. Caractérisation par mesure d'une sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue de 3kV	145
4.2.1. Présentation de la sous-station d'alimentation	145
4.2.2. Principe de mesure	147
4.2.3. Spectre du courant réel débité par la sous-station	149
4.3. Intégration directe de la contribution de la sous-station d'alimentation ferroviaire	152
Conclusion	158
Bibliographie du chapitre 4 :	160

Introduction

Ce dernier chapitre est consacré à l'étude de l'ensemble de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire qui se compose principalement de deux parties : la sous-station d'alimentation ferroviaire et la ligne d'énergie constituée des rails et de la caténaire. L'objectif de ce chapitre est de présenter le formalisme nécessaire à l'étude et à la modélisation de l'infrastructure d'alimentation dans son ensemble. En effet, le travail antérieur de Cozza [1] a abouti à la proposition d'un modèle de la ligne d'énergie (caténares+rails) mais celui-ci ne tient pas compte de la contribution de la sous-station d'alimentation ferroviaire. En effet dans ce modèle, la ligne est alimentée à l'aide d'un générateur de tension. L'intégration de la contribution électromagnétique du système sous-station peut être effectuée directement à partir de la détermination d'un modèle HF des dispositifs électriques qui la composent. L'autre possibilité, qui permet de prendre en compte la contribution de la sous-station d'alimentation, est une caractérisation directe à ses bornes lorsque celle-ci est connectée à une charge de référence.

La première partie de ce chapitre a pour objectif l'étude du comportement d'un système comprenant un transformateur de puissance connecté à une ligne de propagation, l'ensemble étant chargé par une résistance de puissance. Ainsi, ce dispositif de laboratoire nous permettra d'étudier le comportement fréquentiel du courant provenant du transformateur lorsqu'une ligne est associée au transformateur. En effet, dans l'étude du comportement électromagnétique de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire, les effets de propagation interviennent via la ligne d'énergie composée par la caténaire et les rails. La seconde partie porte sur l'étude du comportement électromagnétique d'un cas réel de sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue de 3 kV. En effet, une procédure de mesure spécifique a été mise en place afin d'étudier le comportement fréquentiel du courant fourni par la sous-station d'alimentation principalement dans la bande fréquentielle de 10 kHz à 30 MHz.

4.1. Etude d'une infrastructure d'alimentation

Cette partie a pour objectif majeur l'étude du comportement d'un système comprenant un transformateur de puissance connecté à une ligne de propagation, l'ensemble étant chargé par une résistance de puissance. En effet, dans l'étude du comportement électromagnétique de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire, les effets de propagation interviennent via la ligne d'énergie composée par la caténaire et les rails.

4.1.1. Formalisme d'étude d'une infrastructure d'alimentation en tension monophasée

Dans les deux chapitres précédents nous avons, dans un premier temps, proposé un modèle HF du transformateur de puissance et celui-ci a été validé avec un transformateur de laboratoire. Ensuite ce transformateur a été intégré dans un système représentant une sous-station d'alimentation en tension continue. La suite logique de cette étude a consisté à intégrer une ligne de transmission d'énergie permettant d'introduire les phénomènes de propagation tels que ceux qui peuvent être engendrer par la caténaire et les rails.

Dans cette perspective, on a mis en place en laboratoire un banc d'essai qui comporte :

- un transformateur de puissance,
- une ligne de transmission,
- une charge.

Le banc d'essai est représentatif d'une infrastructure d'alimentation en tension monophasée . La Figure 4.1 donne le schéma relativement simplifié d'une infrastructure d'alimentation ferroviaire en tension monophasée qui comprend une sous-station d'alimentation constituée principalement d'un transformateur et la ligne (caténaire + rails).

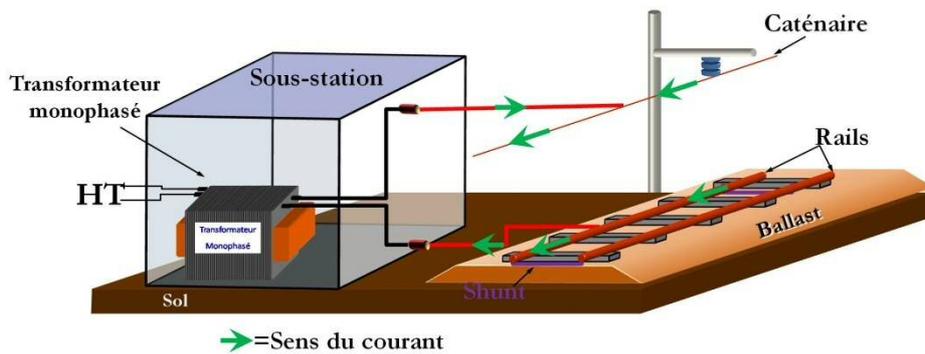


Figure 4.1 : Schéma simplifié d'une infrastructure d'alimentation ferroviaire en tension monophasée

Pour entreprendre cette étude, on s'appuiera sur le schéma équivalent HF proposé dans le Chapitre 2. La Figure 4.2 donne le schéma de principe dans lequel est intégré le modèle HF du transformateur et le système caténaire et rails. Dans ce schéma, les rails sont représentés par un seul conducteur.

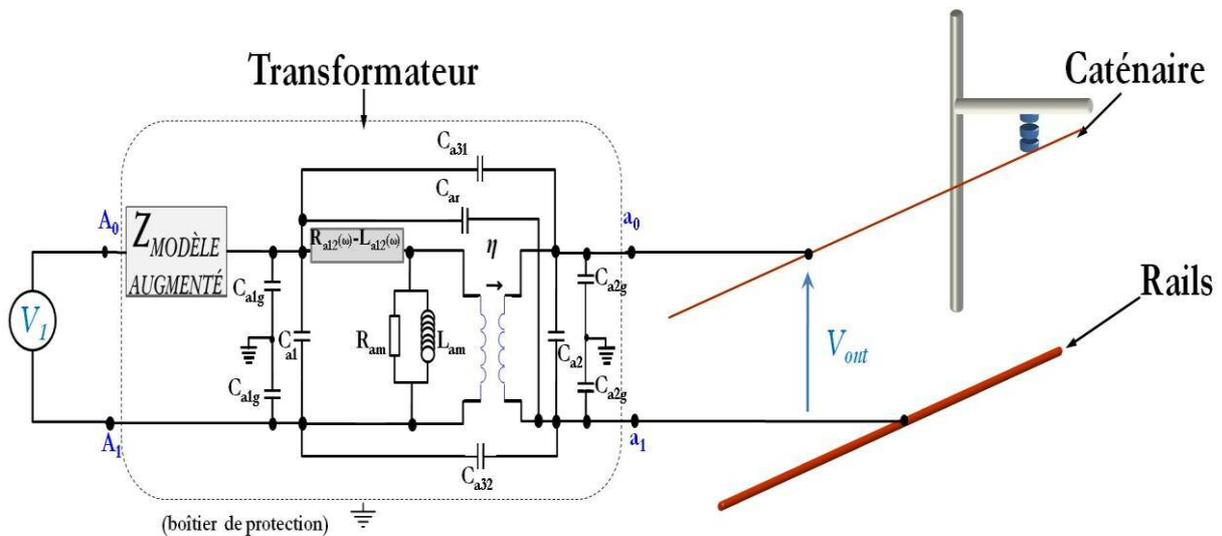


Figure 4.2 : Schéma de principe de l'étude d'une infrastructure d'alimentation ferroviaire en tension monophasée

Les éléments du circuit équivalent du transformateur ont été explicités dans le Chapitre 2. Ce circuit prend en compte l'évolution fréquentielle de l'impédance série ($R_{a12}(\omega) - L_{a12}(\omega)$), l'impédance de magnétisation (R_{am} et L_{am}), les capacités parasites ($C_{a1}, C_{a2}, C_{a31}, C_{a32}, C_{ar}, C_{ag1}, C_{ag2}$) et les effets inductifs parasites de hautes fréquences ($Z_{modèle\ augmenté}$).

L'ensemble du système est alimenté par une source de tension V_1 . La sous-station délivre une tension de sortie V_{out} .

Pour des raisons pratiques, il n'était pas possible de mener l'étude consistant à connecter un transformateur à une ligne d'énergie réelle (caténaire+rails). Dans ces conditions, on a mis en place un banc d'essai en laboratoire composé du transformateur étudié au Chapitre 2, d'une ligne de transmission et une charge. Dans un premier temps, nous aborderons le cas de la ligne de transmission.

4.1.2. La ligne de transmission

La ligne de transmission comporte deux conducteurs en cuivre de longueur 5,6 m et de diamètre 1,8mm. Les conducteurs 1 et 2 sont situés respectivement à une hauteur de 2 cm et 30 cm par rapport au plan de masse (qui représente le sol). La Figure 4.3 illustre cette ligne de transmission avec les principaux paramètres physiques.

On rappelle que le système de la Figure 4.3 respecte le critère de ligne de transmission puisque la longueur des conducteurs ($L=5,6$ m) est très grande en comparaison de la distance qui les sépare de la référence ($h_1 = 2$ cm et $h_2 = 30$ cm)

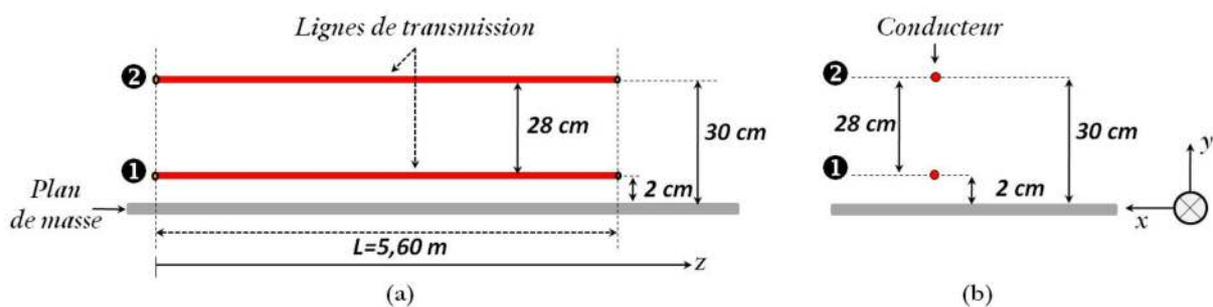


Figure 4.3 : Lignes de transmission (a) Vue de côté (b) Coupe transversale

Sur le plan phénoménologique, les lignes de transmission obéissent à l'approximation de la propagation TEM, c'est-à-dire que l'énergie électromagnétique transportée entre le conducteur et la référence est uniquement dirigée longitudinalement. Les théories montrent que l'hypothèse TEM est satisfaite si l'espacement entre le conducteur et le plan de masse (référence de potentiel) reste très inférieur à la longueur d'onde. Dans le cas de la ligne étudiée, l'hypothèse d'une propagation de type TEM est vérifiée puisque nous avons $h \leq \frac{\lambda}{10}$. L'étude menée est bornée à une fréquence

maximale de 30 MHz ce qui donne une longueur d'onde de 10 m en considérant une vitesse de propagation égale à celle de la lumière. Il faut préciser que la vitesse de propagation v se situe généralement à des valeurs comprises entre $0,5.c$ et $0,8.c$ (c =vitesse de la lumière dans le vide).

A partir d'un formalisme mathématique dans lequel est prise pour base une section infinitésimale dz de la ligne, il est possible de représenter celle-ci à l'aide d'un circuit électrique comme le montre la Figure 4.4.

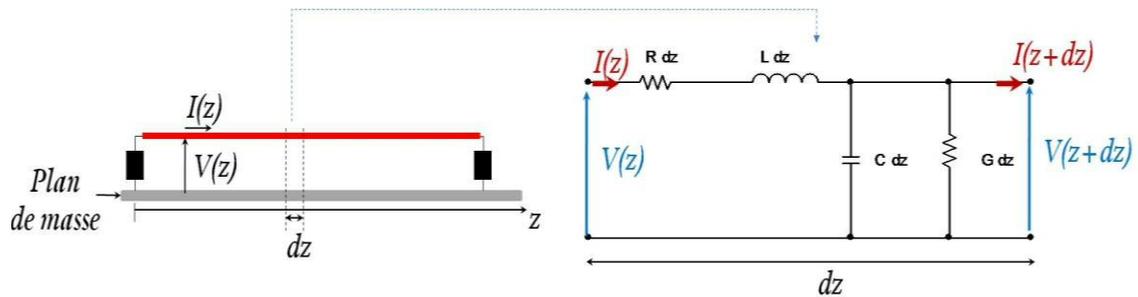


Figure 4.4 : Modélisation d'une section infinitésimale de la ligne de transmission

Où,

- R représente la résistance linéique de la ligne due aux pertes ohmiques dans les conducteurs ($\Omega.m^{-1}$),
- L l'inductance linéique ($H.m^{-1}$),
- C la capacité linéique ($F.m^{-1}$),
- G la conductance linéique de la ligne due aux pertes éventuelles engendrées dans le diélectrique entre les deux conducteurs ($\Omega^{-1}.m^{-1}$),
- $I(z)$ et $V(z)$ sont respectivement le courant et la tension définis avec les conventions d'orientation de cette figure. L'amplitude de ces deux grandeurs physiques dépend de la position z d'un observateur situé sur ce repère.

Les paramètres linéiques des lignes de transmission utilisées dans le cadre cette étude (Figure 4.3) ont été calculés en utilisant la référence [9]. Il est à noter que nous négligeons les pertes ohmiques dans les conducteurs ainsi que les pertes diélectriques.

Ces paramètres sont les suivants :

$$C = \begin{bmatrix} 14,67 & -0,28 \\ -0,28 & 8,48 \end{bmatrix} pF.m^{-1}$$

$$L = \begin{bmatrix} 0,759 & 0,025 \\ 0,025 & 1,31 \end{bmatrix} \mu H.m^{-1}$$
(4.1)

L'étude en simulation de la ligne de transmission est réalisée en utilisant deux modèles de lignes couplées (Figure 4.5).

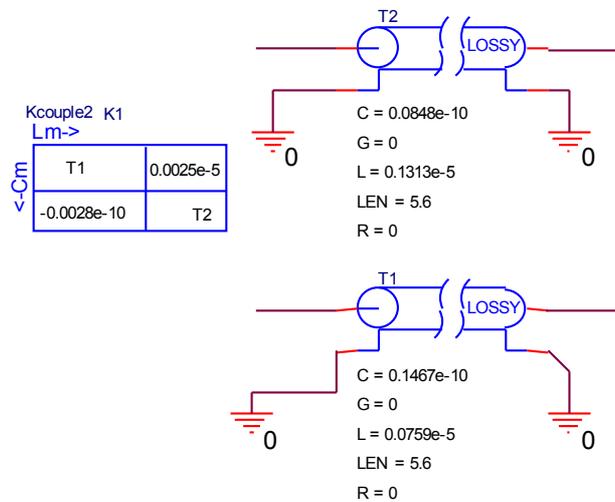


Figure 4.5 : Modèle électrique de la ligne de transmission

La validation du modèle de la ligne de transmission a été effectuée via une comparaison entre les valeurs de courants mesurées en $z=0$ m selon trois conditions de charge de la ligne ($z=L$) :

- ligne court-circuitée,
- ligne en circuit ouvert,
- ligne connectée sur 50Ω

La ligne réelle est alimentée à l'aide d'un GBF via un coupleur ayant un rapport de transformation égale à 1. On précise que la fréquence minimale d'utilisation du coupleur est de 500 kHz. Le courant est mesuré en $z=0$ à l'aide d'une sonde courant et d'un analyseur de spectre. La Figure 4.6 donne les résultats de comparaison entre la mesure et la simulation pour les trois configurations de charge entre 500 kHz et 30 MHz.

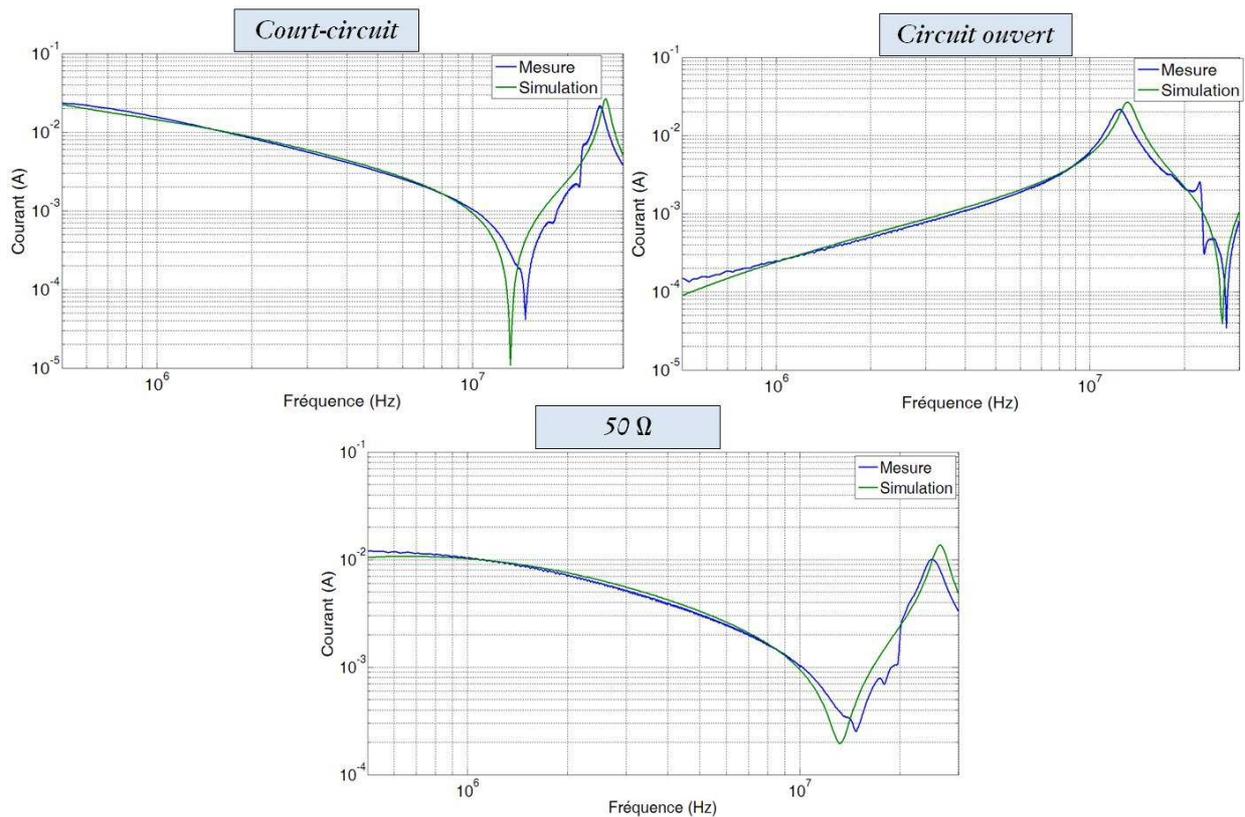


Figure 4.6 : Courant mesuré en $z=0$ lorsque la ligne de transmission est court-circuitée, en circuit ouvert et connectée sur une charge de 50Ω

A l'examen de ces courbes, on constate un léger décalage des fréquences de résonance. Ce décalage de la position des fréquences de résonance s'explique par le fait qu'en simulation la vitesse de propagation est déduite de la formule $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Par conséquent un accord entre la mesure et la simulation peut être obtenu en utilisant la vitesse de propagation mesurée pour la simulation. Cependant, les résultats de comparaison sont globalement satisfaisants dans le cadre de cette étude.

Dans le banc d'essai étudié, la ligne de transmission est chargée par une résistance dont l'impédance varie en fonction de la fréquence. L'impédance de celle-ci est portée à la Figure 4.7. Le comportement de cette charge est modélisé via un macromodèle. Ce dernier est intégré dans le logiciel de simulation électrique.

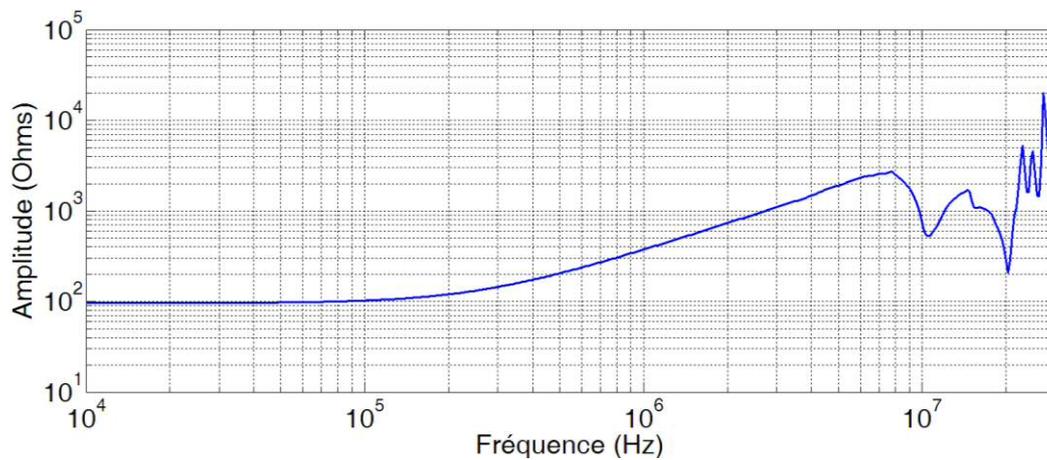


Figure 4.7 : Evolution fréquentielle de l'impédance de la charge

A la suite nous donnons l'évolution du courant mesuré en $z=0$ lorsque la ligne est connectée à la charge de puissance (Figure 4.8).

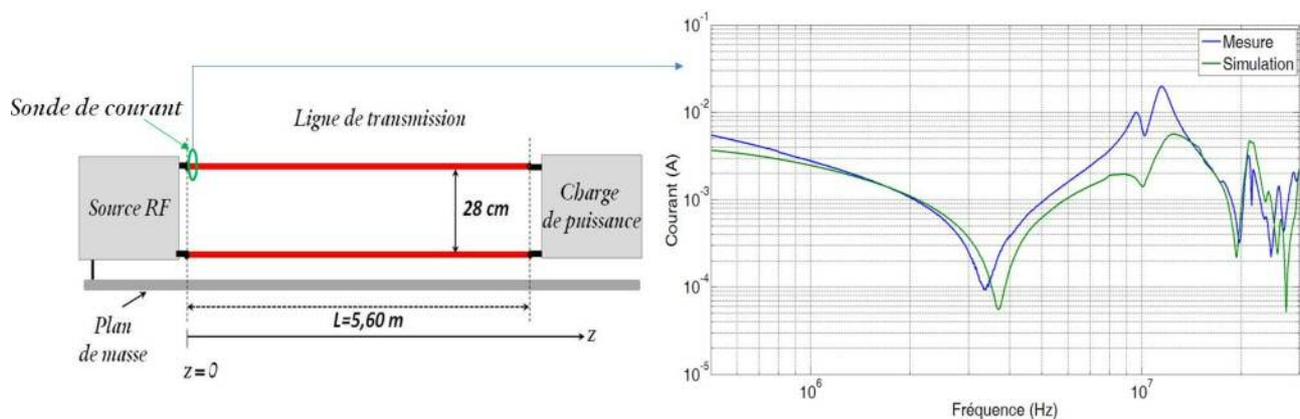


Figure 4.8 : Courant mesuré en $z=0$ lorsque la ligne de transmission est connectée à la charge de puissance

L'examen de la courbe du courant mesuré et simulé en $z=0$ montre un léger décalage en fréquence en simulation notamment pour la première résonance. De plus, on note également un écart d'amplitude entre le courant mesuré et simulé entre 4 MHz et 10 MHz environ. Néanmoins, on constate une très bonne corrélation entre les résonances du courant mesuré et simulé.

Cette partie a permis de valider le modèle de la ligne de transmission et de la charge de puissance. A la suite, nous allons entreprendre l'étude de l'association d'un transformateur, de la ligne de transmission et de la charge.

4.1.3. Etude de l'association d'un transformateur et d'une ligne de transmission

Cette partie est consacrée à l'étude de l'association d'un transformateur de puissance, d'une ligne de transmission et d'une charge de puissance. L'objectif de ce montage consiste à valider le modèle du transformateur lorsque celui-ci est connecté à une ligne de transmission. L'intégration de la ligne de transmission permettra d'ajouter les effets de propagation notamment les résonances de la ligne. Le dispositif utilisé est celui présenté à la Figure 4.9.

Le banc d'essai comprend :

- Un analyseur de réseau,
- Le transformateur triphasé de 15 kVA utilisé en monophasé (les enroulements des deux autres phases non utilisés sont court-circuités),
- La ligne de transmission de longueur 5,6 m,
- Une charge de puissance.

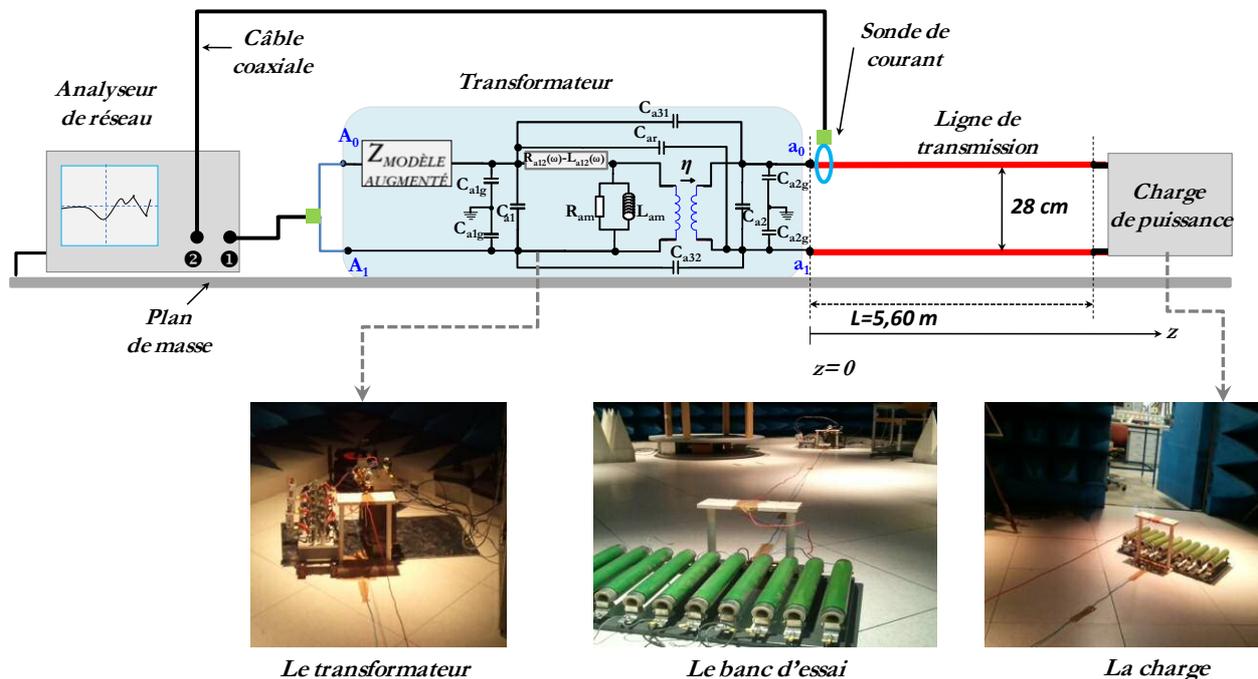


Figure 4.9 : Banc d'essai : association d'un transformateur et d'une ligne de transmission

Le dispositif de la Figure 4.9 est relativement proche d'un système d'alimentation ferroviaire en tension monophasée (infrastructure d'alimentation en tension monophasée de 50 Hz /25 kV).

Pour des raisons pratiques, il ne nous était pas possible d'accéder à une ligne réelle (caténaire+rails) aux bornes de laquelle on aurait pu connecter le transformateur de puissance dont nous avons fait l'étude. Cependant le banc de laboratoire mis en place est satisfaisant pour valider le modèle d'une infrastructure d'alimentation ferroviaire puisque la longueur de la ligne utilisée permet d'introduire les phénomènes de propagation.

L'injection du signal RF s'effectue en utilisant le port1 de l'analyseur de réseau et on mesure le courant de ligne à l'aide d'une sonde de courant connectée au port 2 de l'analyseur de réseau. Le relevé du courant s'effectue via la mesure du paramètre S21 comme il est indiqué dans la Figure 4.9.

Le courant a été mesuré en deux positions à savoir $z=0$ m et $z=5,6$ m. En effet, seules deux positions précédemment données sont accessibles en simulation du fait du modèle électrique utilisé. De plus, il est à noter que la mesure débute à la fréquence de 30 kHz car l'analyseur réseau utilisé fonctionne à partir 30 kHz. La Figure 4.10 présente l'évolution du courant en mesure et en simulation relevé sur la ligne de transmission en $z=0$ m et $z=5,6$ m.

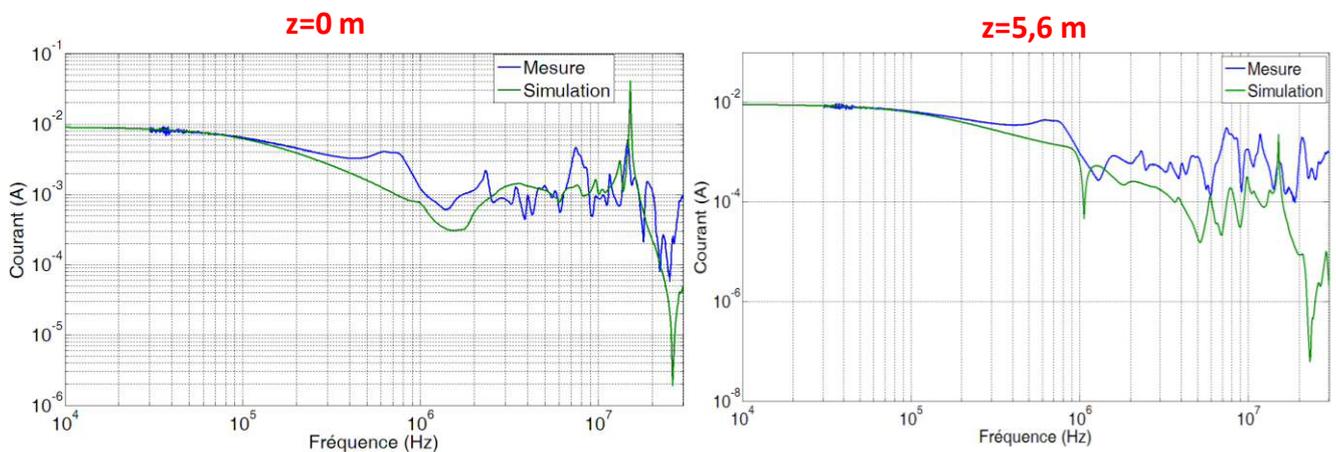


Figure 4.10 : Evolution fréquentielle du courant mesuré et simulé en $z=0$ m et $z=5,6$ m

Ces confrontations montrent dans un premier temps une cohérence entre le courant mesuré et simulé pour les deux positions. La comparaison de courant obtenu en $z=0$ m montre que le modèle électrique du banc rapporte de manière satisfaisante le comportement fréquentiel du courant jusqu'à quelques MHz. L'évolution du courant simulé en $z=5,6$ m restitue les résonances cependant on note une imprécision sur les amplitudes accompagnées d'un décalage fréquentiel.

De manière générale, au travers de cette étude, on a pu montrer l'efficacité du modèle de transformateur lorsque celui est associé à un dispositif de propagation.

Le paragraphe suivant est consacré à l'étude du comportement électromagnétique d'un cas réel de sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue de 3 kV.

4.2. Caractérisation par mesure d'une sous-station d'alimentation ferroviaire en tension continue de 3kV

Cette partie est consacrée à l'étude d'une sous-station d'alimentation d'essais qui délivre une tension continue de 3 kV. Elle appartient à l'entreprise ferroviaire italienne Trenitalia et se situe dans la ville d'Empoli. L'objectif de cette caractérisation est d'étudier le spectre du courant qui est représentatif d'un cas réel. Dans un premier temps, une présentation succincte de ce système est faite, ensuite la procédure de mesure employée et quelques résultats seront exposés.

4.2.1. Présentation de la sous-station d'alimentation

Le schéma de la Figure 4.11 donne de manière assez simple l'architecture de la sous-station d'essai ferroviaire. Elle est alimentée par un réseau triphasé de tension délivrant une tension de 132 kV. Cette sous-station est constituée d'un transformateur triphasé abaisseur de tension, composé d'un primaire et de deux secondaires. Les enroulements du primaire sont couplés en étoile tandis que les enroulements des deux secondaires sont couplés respectivement en étoile et en triangle.

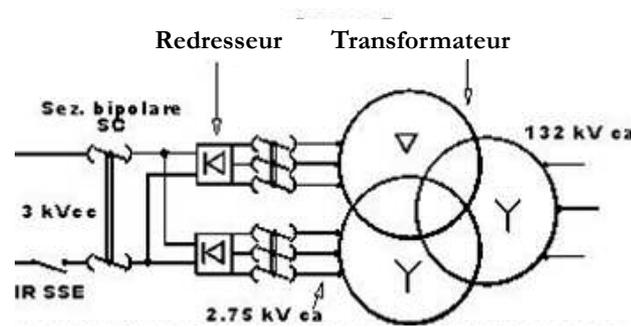


Figure 4.11 : Schéma simple de la sous-station d'alimentation ferroviaire d'essai d'Empoli (Italie)

Le redressement est réalisé à l'aide d'un double pont de Graëtz triphasé série et finalement on dispose d'une tension continue de 3 kV.

De plus cette infrastructure d'essai comprend un réseau d'inductances qui permet de simuler différentes longueurs de ligne électrique. Un jeu de charges résistives variables présent sur le site permet de faire varier l'amplitude du courant nominal débité par la sous-station.

Cette sous-station d'alimentation ferroviaire est équipée d'une salle haute tension et d'une salle de contrôle comme le montre le schéma de la Figure 4.12.

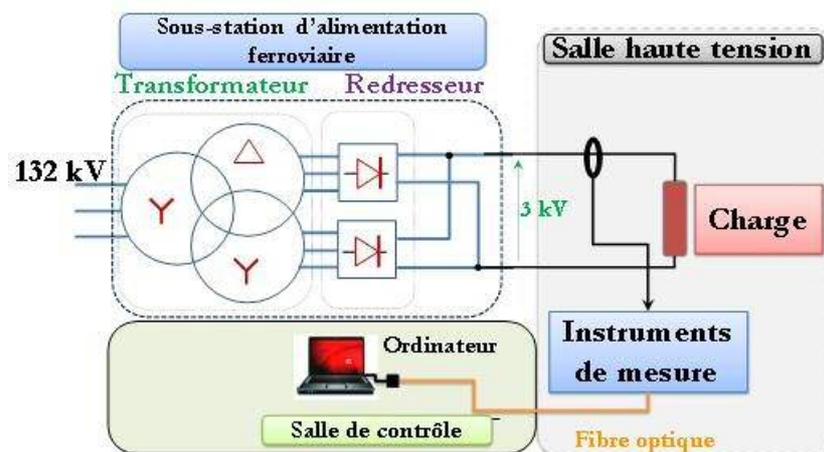


Figure 4.12 : Schéma de la sous-station d'alimentation ferroviaire d'Empoli

4.2.2. Principe de mesure

La procédure de caractérisation a consisté à mesurer le courant débité par la sous-station dans le domaine fréquentiel à l'aide d'une sonde de courant appropriée et d'un analyseur de spectre.

Durant les mesures, le réseau de résistances de charge est placé dans la salle de haute tension (Figure 4.14) ainsi que l'instrumentation. Les instruments de mesure sont placés dans une cage protectrice connectée à la terre (Figure 4.13). Cette cage permet d'atténuer les effets des perturbations rayonnées qui se manifestent par exemple durant les manœuvres d'alimentation ou de coupure du courant.

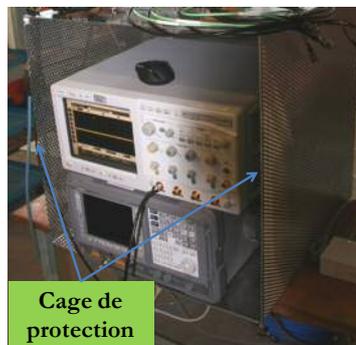


Figure 4.13 : Dispositif de protection des instruments

Le courant est mesuré à l'aide d'une sonde de courant à ferrite qui est disposée autour du câble alimentant les résistances. Le pilotage des instruments de mesure est effectué par un ordinateur placé dans la salle de contrôle via une liaison GPIB¹/Fibre optique (Figure 4.14).

¹ GPIB (General Purpose Interface Bus) : bus de communications numériques à courte distance

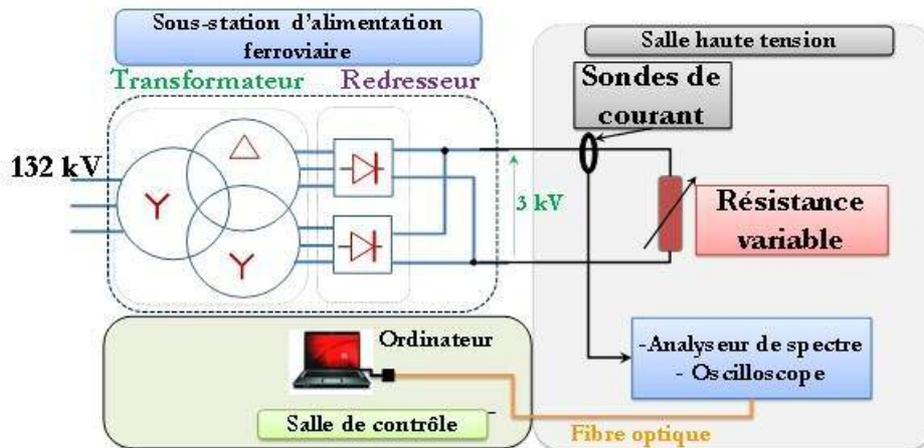


Figure 4.14 : Procédure de caractérisation électromagnétique de la sous-station d'alimentation

❖ Paramètres principaux de la mesure

La caractérisation de la sous-station est opérée principalement dans une bande fréquentielle 10 kHz-30 MHz.

- Mesure dans le domaine fréquentiel

Le courant est analysé à l'aide d'un analyseur de spectre. La bande fréquentielle (10 kHz – 30 MHz) d'étude est découpée en sous-bandes durant les essais. Le découpage de la bande principale est inspiré de la norme ferroviaire EN 50121[2] traitant des émissions rayonnées par l'infrastructure d'alimentation ferroviaire. Les paramètres principaux réglés sur l'analyseur de spectre sont :

- La bande passante du filtre d'observation ou encore est RBW (Resolution Band Width)
- Le temps de balayage (Sweep Times)

❖ Les sondes de courant

Le courant provenant de la sous-station est mesuré à l'aide de sondes à ferrite qui sont placées autour du câble conducteur comme il est illustré dans la Figure 4.15. La sonde de courant a une bande d'utilisation de 10 kHz – 30 MHz et une impédance de transfert de 2 Ohms (Figure 4.15).

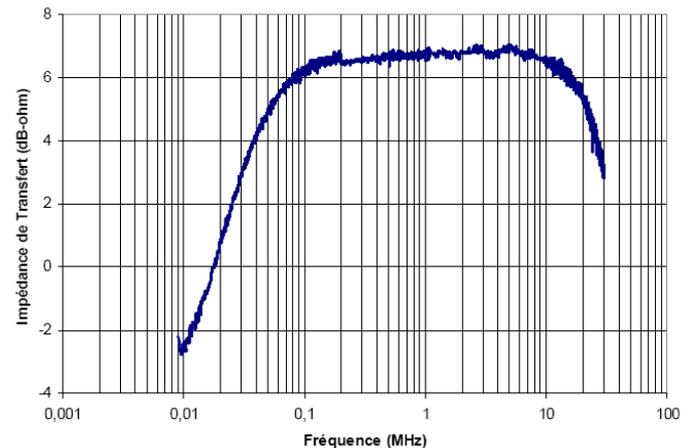
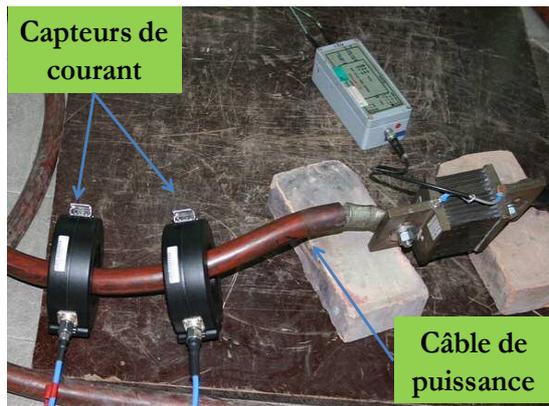


Figure 4.15 : Capteur de courant et son impédance de transfert

Le paragraphe suivant sera consacré à la présentation de résultats de la mesure dans le domaine fréquentiel du courant débité par la sous-station d'alimentation.

4.2.3. Spectre du courant réel débité par la sous-station

L'objectif de ce paragraphe consiste à analyser l'évolution spectrale du courant fourni par la sous-station dans des conditions réelles. Pour ce faire, on présentera le spectre du courant lorsque la sous-station débite trois niveaux de courant :

- Courant continu de 90 A,
- Courant continu de 177 A,
- Courant continu de 500 A.

Les spectres des courants ont été mesurés directement à l'analyseur de spectre avec une RBW=200Hz entre 10 kHz et 150 kHz et une RBW=10 kHz dans la bande 150 kHz – 30 MHz. On rappelle que les valeurs de RBW sont inspirées de la norme EN 50121[2].

La Figure 4.16 présente le spectre du courant continu de 90 A entre 10 kHz et 30 MHz. La courbe verte donne le spectre du courant mesuré avec une RBW de 200 Hz. Tandis que la courbe rouge montre l'évolution du spectre entre 150 kHz et 30 MHz mesuré avec une RBW de 10 kHz.

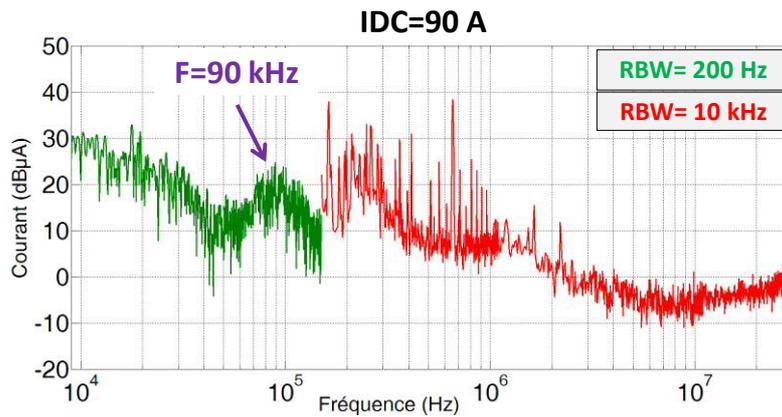


Figure 4.16 : Spectre du courant continu de 90 A

L'analyse de l'évolution du courant montre la présence d'une résonance large bande centrée autour de 90 kHz. Cette résonance est probablement engendrée par le transformateur de puissance au travers de son impédance. En effet, on a constaté que l'impédance présentée par le transformateur possède en hautes fréquences des antirésonances caractérisées par une impédance relativement faible. Cette caractéristique d'impédance est favorable à l'apparition de résonance de courant.

Dans la bande fréquentielle 150 kHz – 1MHz apparaît une série de pics fréquentiels bien localisés qui sont probablement engendrés par des systèmes électroniques de la sous-station. En effet une mesure de bruit ambiant entre 150 kHz et 1 MHz a montré la présence de ces fréquences (Figure 4.17).

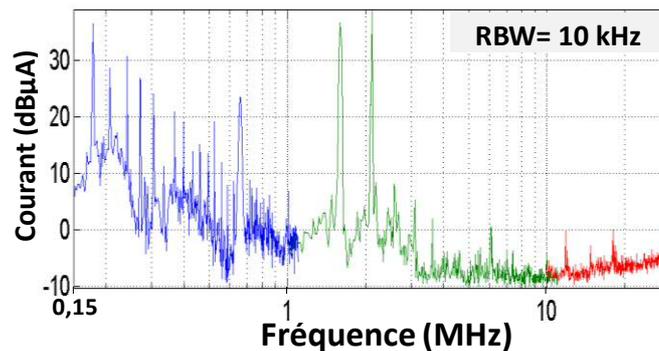


Figure 4.17 : Bruit ambiant mesuré à l'analyseur de spectre entre 150 kHz et 30 MHz
(RBW=10kHz)

Les spectres des courants continus de 177 A et 500 A sont donnés par la Figure 4.18. Ils comportent également des phénomènes de résonance remarquables qui sont pointés à l'aide de flèches sur les deux graphes. Ainsi, on retrouve dans le cas du courant continu de 177 A, une résonance large

bande centrée à la fréquence de 90 kHz. Cette résonance est identique à celle constatée dans le cas où la sous-station débite un courant continu de 90 A.

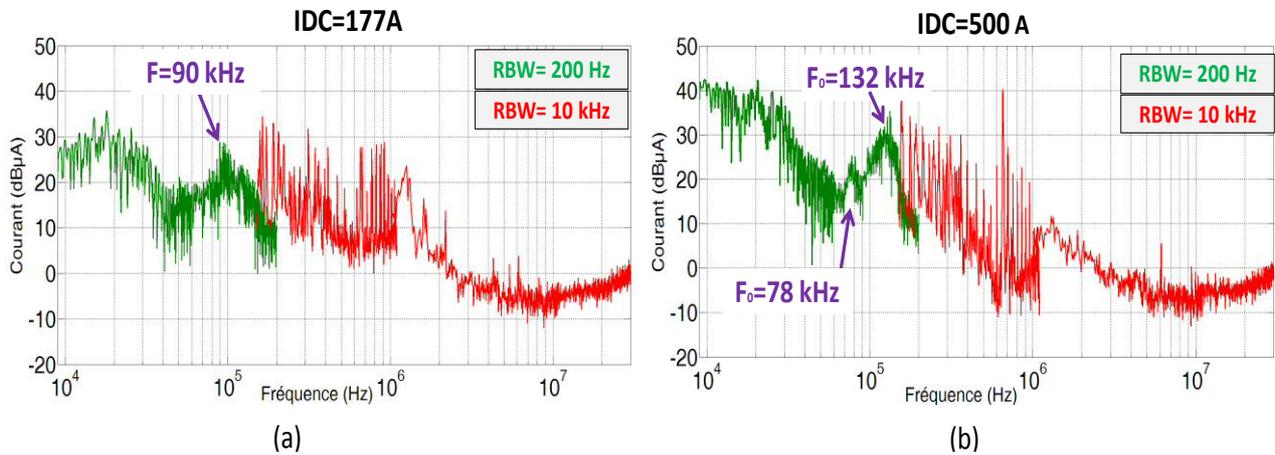


Figure 4.18 : Spectre du courant continu dans le cas où la sous-station débite un courant de 177 A et de 500 A

Le spectre du courant continu de 500 A comprend deux résonances remarquables à la fréquence de 78 kHz et de 132 kHz. L'augmentation du niveau de courant continu débité par la sous-station entraîne un décalage de la fréquence centrale de la résonance à 90 kHz constatée dans le spectre des courants continu de 90 A et 177 A. De plus, le spectre du courant continu de 500 A fait apparaître distinctement une résonance centrée à la fréquence de 78 kHz. On constate également sur les spectres de la Figure 4.18 la présence des harmoniques issus du bruit ambiant entre 150 kHz et 1 MHz. En outre, les spectres des trois courants continus présentent une allure quasi-monotone avec des niveaux de courant très faibles dans la bande 1 MHz – 30 MHz. En effet, les niveaux sont assez proches des niveaux du bruit ambiant (Figure 4.17).

Dans cette partie, nous avons montré que le courant issu de la sous-station comporte des résonances qui peuvent occuper une bande fréquentielle relativement étendue. Le paragraphe suivant est consacré à l'intégration directe de la contribution électromagnétique de la sous-station d'alimentation dans le logiciel RSIM [1]. On rappelle que le logiciel RSIM permet de simuler uniquement le comportement électromagnétique de la ligne d'alimentation ferroviaire (caténaire+rails).

4.3. Intégration directe de la contribution de la sous-station d'alimentation ferroviaire

La méthode consiste à caractériser dans le domaine fréquentiel la sous-station d'alimentation seule lorsque celle-ci est connectée à une charge résistive comme il est représenté dans la Figure 4.19.

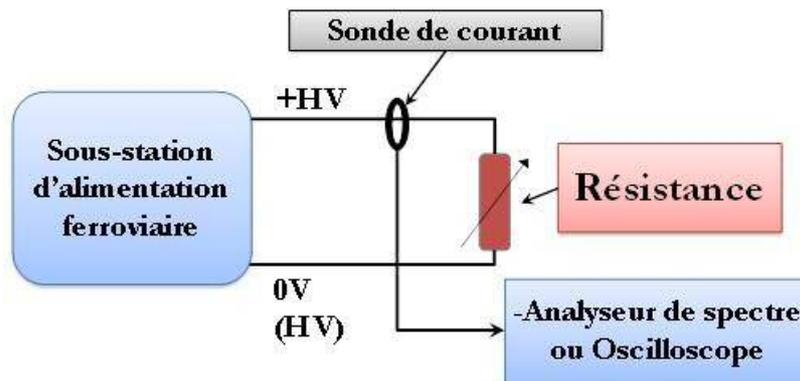


Figure 4.19 : Caractérisation de la sous-station d'alimentation ferroviaire

Dans ces conditions, le spectre du courant débité par la sous-station est relevé dans la gamme de fréquences d'étude. Ce procédé a été appliqué à la sous-station d'Empoli (Italie) qui a été présenté dans le paragraphe 4.2.1. Le courant relevé est utilisé pour alimenter le modèle de la ligne d'alimentation dont nous allons rappeler succinctement le principe [1].

Le modèle ligne a été mis en place dans le but d'estimer (caténaire+caténaire) le champ magnétique le long de la ligne. Dans le modèle utilisé, le champ magnétique est déterminé en faisant appel au modèle théorique des antennes proposé par J. R Wait [2]. De plus, ce modèle permet de tenir compte de l'imperfection du sol.

La distribution du courant le long de la ligne d'alimentation est calculée en modélisant la ligne à l'aide d'un réseau électrique composé de résistances, d'inductances et de capacités. De plus, la ligne d'alimentation est modélisée en utilisant une approche quasi-TEM.

A la suite nous donnons un exemple d'infrastructure d'alimentation ferroviaire modélisée (Figure 4.20-(a)). La description de la structure étudiée est faite en utilisant des nœuds. Ces derniers sont

indiqués sur le schéma de la Figure 4.20-(a) par des numéros. La Figure 4.20-(b) précise la position de l'antenne de mesure.

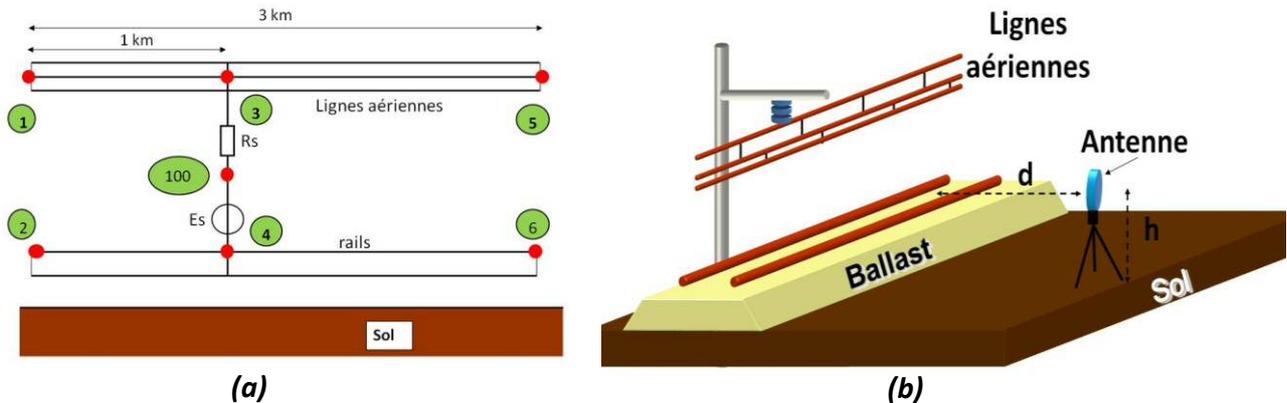


Figure 4.20 : (a) Exemple d'infrastructure d'alimentation modélisée (vu de profil) - (b) Position de l'antenne

Dans cet exemple, l'infrastructure d'alimentation comprend trois lignes aériennes, les rails, le sol et un générateur de tension connecté entre les nœuds 3 et 4.

Le générateur de tension fournit une tension E_s d'amplitude constante de 1 V sur la bande fréquence d'étude. La résistance R_s représente la résistance du générateur de tension utilisé pour alimenter la ligne.

Les mesures de courant dans le domaine temporel fournissent également après un traitement (FFT) des données de signaux dans le domaine fréquentiel. Les détails du traitement sont explicités dans la référence [13]. Dans cette perspective, nous allons utiliser des modèles de bruits transitoires (Figure 4.21) obtenus à partir des mesures effectuées pour différents niveaux de courant et ce en utilisant un outil de détection automatique [13]. Cet outil a été développé par l'équipe CEM de l'IFSTTAR. Nous tenons à remercier les membres de cette équipe pour leur grande contribution dans la mise en place de la procédure de mesure et de traitement des données temporelles.

On rappelle que ces modèles de bruits transitoires ont été obtenus à partir des mesures de courant aux bornes de la sous-station d'alimentation d'Empoli.

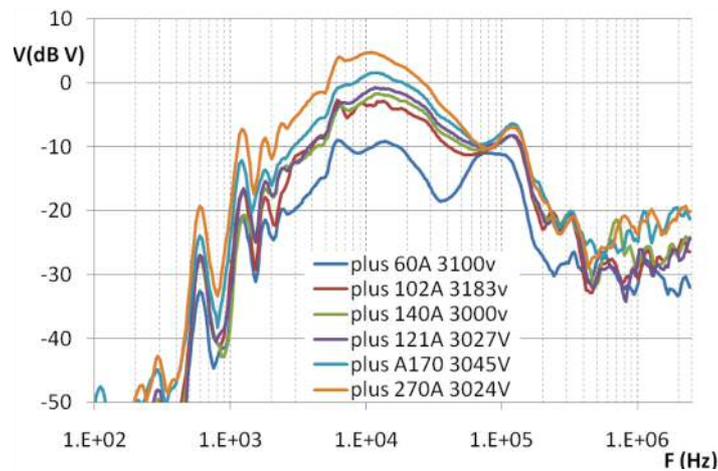


Figure 4.21 : Modèles des bruits transitoires pour différents niveaux de courant débité

Ces modèles sont donnés pour les différents courants débités par la sous-station d'alimentation dans la bande fréquentielle allant de 100 Hz à 2,4 MHz. Les modèles de bruit transitoire sont représentés sous forme de tension équivalente aux bornes d'une charge de 50 Ω afin de les utiliser pour alimenter le modèle de la ligne (Figure 4.21).

Les modèles de bruits transitoires ont été appliqués à une ligne d'alimentation présentée à la Figure 4.22. Cette ligne d'alimentation d'une longueur totale de 835 m est composée de deux tronçons de longueur respective 285 m et 550 m. Le diamètre des conducteurs de la ligne aérienne est de 12 mm. La ligne aérienne est située à une hauteur 6 m par rapport au sol. Les deux rails, situés à 50 cm du sol, constituent la deuxième partie de cette ligne et leur rayon équivalent est de 75 mm. On rappelle que les deux rails sont isolés en partie du sol par l'intermédiaire du ballast. Il est noté que les deux rails sont interconnectés. Le sol est considéré comme non parfaitement conducteur et celui-ci est caractérisé par une conductivité moyenne de $\sigma=10$ mS/m et une permittivité relative $\epsilon_r=10$. L'injection du signal est effectuée entre la ligne aérienne et les rails au point de coordonnée longitudinale $z=285$ m (Figure 4.22).

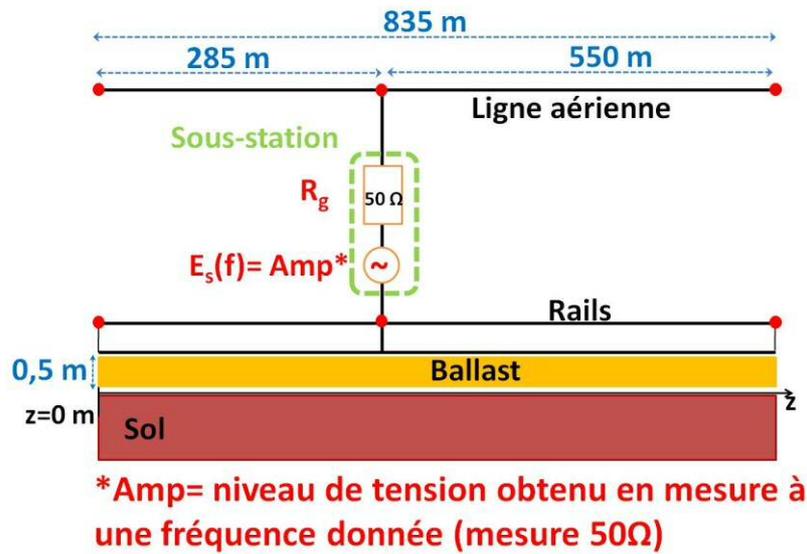


Figure 4.22 : Infrastructure d'alimentation étudiée

Par la suite le comportement électromagnétique de cette infrastructure d'alimentation a été simulé avec le logiciel RSIM, initialement développé par A Cozza au cours de sa thèse [1] et qui a été modifié afin d'incorporer un générateur issu des mesures plutôt qu'un générateur parfait. Les résultats de la simulation portent sur la détermination du champ magnétique H (A/m) rayonné par cette même infrastructure le long de l'axe longitudinal z à une distance de 10 m du centre de symétrie des rails. Pour cette simulation, l'antenne est située à une hauteur de 2 m par rapport au sol. La distance de 10 m est inspirée de la norme ferroviaire EN 50121. Le champ magnétique a été déterminé pour deux positions d'antenne $z_a = 0$ m et $z_b = 800$ m (Figure 4.23). Le choix de ces positions est arbitraire. On précise que l'antenne est située à une hauteur de 2 m par rapport au sol.

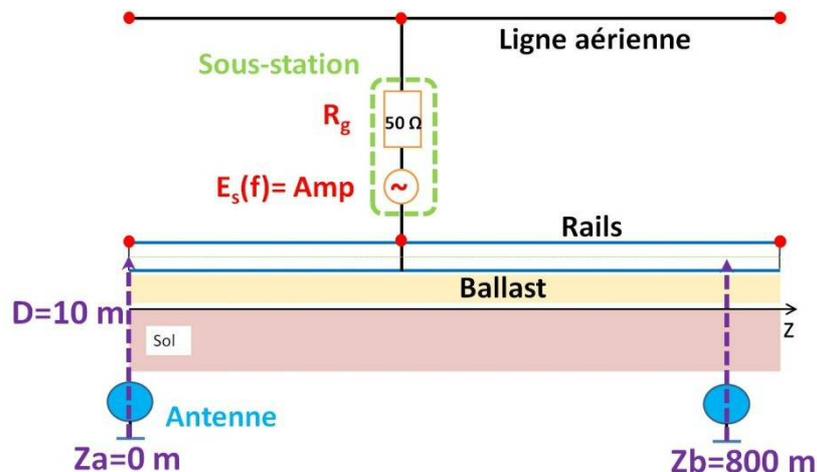


Figure 4.23 : Positions de l'antenne le long l'axe longitudinal

Les résultats de la simulation de cette infrastructure ont consisté à comparer le module du champ magnétique H rayonné dans la bande fréquentielle 100 Hz - 2,4 MHz dans quatre cas :

1. Avec une source de tension injectant 500 mV sur toute la bande fréquentielle étudiée,
2. Avec une source de tension équivalente au modèle de bruit issu du post-traitement lorsque la sous-station débite un courant de 60 A (Figure 4.21),
3. Avec une source de tension équivalente au modèle de bruit issu du post-traitement lorsque la sous-station débite un courant de 170 A (Figure 4.21),
4. Avec une source de tension équivalente au modèle de bruit issu du post-traitement lorsque la sous-station débite un courant de 270 A (Figure 4.21).

Remarque : le premier cas ne prend pas en compte de la contribution réelle de la sous-station d'alimentation ferroviaire.

Les résultats de la simulation donnant le module du champ magnétique H (A/m) à 10 m du centre de symétrie des rails respectivement pour $z_a = 0$ m et $z_b = 800$ m sont portés dans la Figure 4.24.

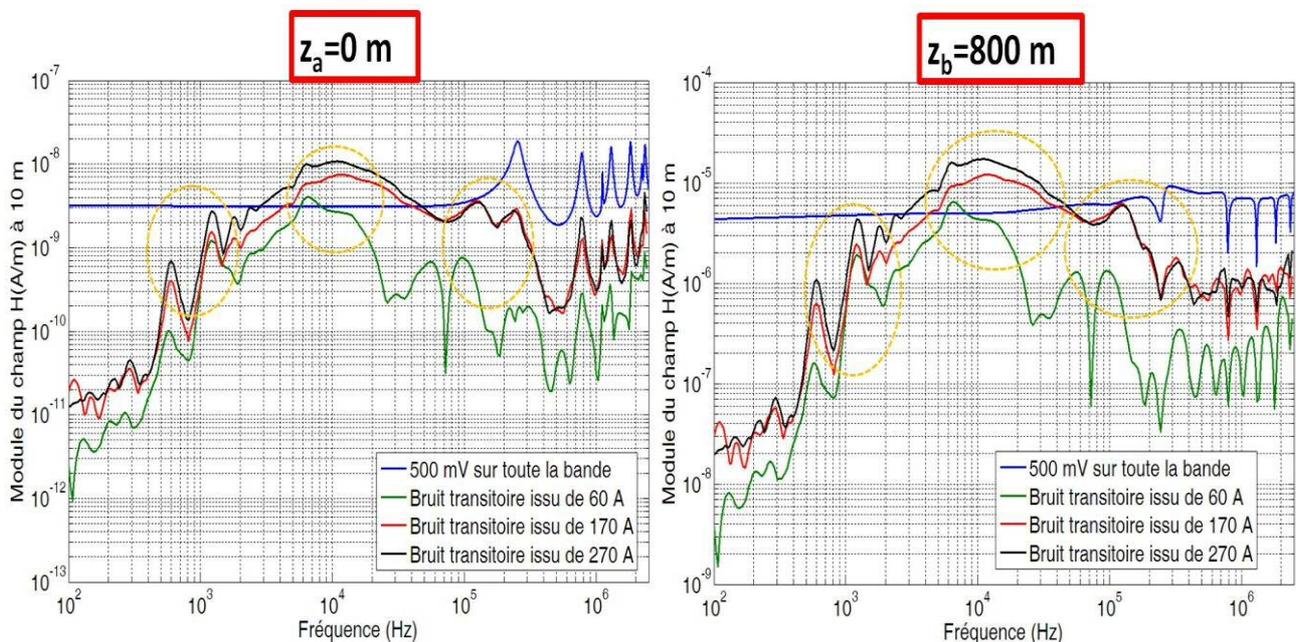


Figure 4.24 : Champ magnétique H (A/m) rayonné à $z=0$ m et $z=800$ m lorsque l'antenne est placée à 10 m du centre de symétrie des rails

Les graphes de la Figure 4.24 montrent nettement que l'utilisation des modèles de bruit, issus du post-traitement des courants à 60 A, 170 A et 270 A, permet de distinguer des phénomènes de résonances pour les deux positions d'antenne (zone cerclée). Tandis que dans le cas où un signal à amplitude constante est injecté, on constate que les résonances ne sont pas mises en évidence puisque le champ magnétique a une allure monotone ($f < 100$ kHz). Au-delà de 100 kHz environ, on retrouve des similitudes en termes de résonances et antirésonances pour les quatre cas considérés.

Au travers de cette comparaison de champ magnétique obtenu pour les quatre cas de figure cités précédemment, on a pu mettre en évidence l'influence de la sous-station d'alimentation en termes de perturbations électromagnétiques. En effet l'utilisation des modèles de bruits transitoires a mis en exergue la présence de phénomènes de résonances. De plus ces dernières ne sont pas observables lorsque la ligne (caténaire+rails) est alimentée avec un générateur de tension d'amplitude constante sur toute la bande fréquentielle étudiée.

CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, le banc d'essai mis en place a permis d'étudier le comportement électromagnétique d'un système d'alimentation ferroviaire complet à échelle réduite comprenant un transformateur de laboratoire, une ligne de transmission et une résistance. L'étude a été réalisée en observant le comportement fréquentiel du courant de ligne. La simulation de ce dispositif d'essai a été effectuée en utilisant le modèle HF du transformateur développé dans le second chapitre. La ligne a été simulée en considérant ces paramètres linéiques et la résistance a été modélisée à l'aide d'un macromodèle. La comparaison entre le spectre du courant mesuré et simulé dans la bande fréquentielle 10 kHz – 30 MHz a montré une bonne cohérence jusqu'à quelques MHz. Les résultats obtenus par simulation sont encourageants. En effet, ils ont permis de simuler de manière satisfaisante le comportement électromagnétique d'une sous-station d'alimentation ferroviaire en tension alternative.

Dans la seconde partie, nous avons présenté une étude réalisée sur le comportement fréquentiel du courant d'une sous-station d'alimentation réelle en tension continue de 3 kV. Ainsi, une procédure de mesure spécifique a été mise en place pour cet environnement où les niveaux de courant sont relativement élevés. La caractérisation électromagnétique a été effectuée en considérant trois niveaux de courant à savoir 90 A, 177 A et 500 A. Ces trois courants sont représentatifs d'un fonctionnement nominal de la sous-station. L'analyse des spectres de ces courants montrent la présence de phénomènes de résonance large bande qui occupent principalement la bande fréquentielle 10 kHz - 1MHz. Au-delà de cette bande ($f > 1$ MHz), il n'apparaît aucun phénomène de résonance remarquable. Cependant les fréquences centrales des résonances constatées varient avec les niveaux des courants. Ainsi, cette caractérisation confirme d'une part la présence potentielle de phénomènes de résonance et d'autre part celles-ci sont principalement localisées dans la bande fréquentielle 10 kHz - 1MHz. Ainsi, la sous-station d'alimentation peut être la source de perturbations électromagnétiques jusqu'à environ 1 MHz.

Enfin, dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons détaillé une méthode alternative permettant d'utiliser directement des données de caractérisation d'une sous-station afin d'en simuler le comportement électromagnétique. Cette méthode fait appel dans un premier temps à une caractérisation de la sous-station puis dans un deuxième temps à un traitement des données de mesures. Et finalement, on détermine un modèle de bruit transitoire qui est représenté sous la forme de tension équivalente afin de l'utiliser comme la source dans le modèle de ligne élaboré par A. Cozza.

Bibliographie du chapitre 4 :

- [1] A. Cozza, « Railways EMC Assessment of Infrastructure Impact », Doctorate Thesis in Electronics, USTL and Politecnico Di Torino, June 2005.
- [2] J.R. Wait, « Theory of Wave Propagation Along a Thin Wire Parallel to an Interface », Radio Science, Vol. 7, No. 6, June 1972
- [3] European Standards EN 50121: 2006 Railway applications – Electromagnetic Compatibility.
- [4] P. Chapas « Composantes et applications électriques du système ferroviaire », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, TI-D 5510.
- [5] H. Bühlerl, Electronique de puissance, Traité d'électronique et d'électrotechnique, Presses polytechniques romandes, 1987.
- [6] H. Bühlerl, Convertisseurs statiques, Presses polytechniques et universitaires romandes, 1991.
- [7] C. Courtois, J.Coumel, “ Traction électrique ferroviaire-Dynamique ferroviaire et sous-stations ”, Technique de l'ingénieur, TI- D 5501, 1998.
- [8] J. Arrillaga, N.R Watson, Power system harmonics, Second edition, J. Wiley & Sons, Ltd, 2004
- [9] J. C. Clements, C. R. Paul, and A. T. Adams, IEEE EMC, Vol. EMC-17, No. 4, pp. 238-248, Nov. 1975
- [10] J. L Cocquerelle, C.E.M et Electronique de puissance, Editions Technip, 1999
- [11] G. Séguier, Les convertisseur de l'électronique de puissance, « la conversion alternatif-continu », 2^{ème} édition , Lavoisier.
- [12] T. Hammi, V. Deniau, H. Ouaddi, S. Baranowski, J. Rioult, G. Nottet et M. Ayad: Characterisation by time-frequency analysis of the EM disturbances produced by railway substations, proceeding de EMC Europe 2010, Wroclam, Pologne.
- [13] M. Ayad, Contribution à la détection et à la caractérisation de bruits électromagnétiques (EM) transitoires dans le contexte d'un environnement EM excessivement chargé en signaux EM permanents , Mémoire de master recherche « Electronique,

Instrumentation et Télécommunication », référence INRETS : N°ISRN : INRETS/RE-10-729-FR, septembre 2010

[14] M. Ayad, H. Ouaddi, V. Deniau, S. Baranowski, J. Rioult, G. Nottet, « Caractérisation et modélisation des émissions EM rayonnées par les lignes d'électrification ferroviaires », JFMMA 2011, mars 2011, Tanger, Maroc.

[15] P. Fayet, « Modélisation des réseaux électriques ferroviaires alimentés en courant alternatif », Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, février 2008.

[16] J.L Ranson, « Influence des capacités parasites du transformateur et des interrupteurs dans les convertisseurs continu-continu isolés : Application au montage Forward », Thèse de doctorat de l'USTL, Génie Electrique, février 1999.

[17] F. Blache, J.P Keradec, B. Cogitore, « Stray capacitances of two winding transformers : equivalent circuit, measurement, calculation and lowering », Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE.

[18] B. Cogitore, J.P Keradec, « The two-winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit », IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol.43, n°2, April 1994.

[19] A. Schellmanns, « Circuits équivalents pour transformateurs multienroulements : application à la CEM conduite d'un convertisseur », Thèse de doctorat de l'INPG, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, juillet 1999.

[20] J.M. Escané, P. Bastard, « Réseaux électriques linéaires : Théorèmes généraux et quadripôles », Technique de l'ingénieur, TI D 62.

Conclusion générale

Dans ce travail de thèse, nous avons présenté la modélisation de l'infrastructure d'alimentation ferroviaire en hautes fréquences. L'étude réalisée s'est focalisée sur la modélisation et la caractérisation électromagnétique de la sous-station d'alimentation ferroviaire. En effet ces travaux de recherche viennent compléter l'étude faite sur le comportement HF de la ligne d'alimentation (caténaire+rails) entamée dans les travaux antérieurs de thèse d'A. Cozza.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre de nouvelles problématiques CEM liées à l'introduction croissante de systèmes de communications sécuritaires. En effet, ces systèmes électroniques sont susceptibles d'être mis en défaut par les perturbations créées par l'infrastructure d'alimentation.

Dans une première partie, nous avons présenté le contexte de cette étude. Ainsi, on a évoqué les principales électrifications employées dans le monde et plus particulièrement en Europe. Dans le cadre de cette étude, nous nous sommes focalisés sur la description des sous-stations dont l'architecture est fonction de l'électrification utilisée par le matériel roulant. Afin d'illustrer ces architectures, nous avons détaillé deux exemples représentatifs à savoir la sous-station en tension continue de 1,5 kV et la sous-station en tension alternative de 25 kV. Cette première partie avait également pour but de présenter l'origine des perturbations électromagnétiques dans le système ferroviaire. De ce fait, on a exposé de manières exhaustives les sources d'interférences, les victimes potentielles de ces perturbations ainsi que leurs mécanismes de couplage électromagnétique.

Après cette phase, nous avons abordé la modélisation HF de la sous-station qui a nécessité de déterminer un modèle électrique du transformateur qui est un composant majeur des sous-stations d'alimentation ferroviaire. Afin de déterminer ce modèle HF du transformateur, nous avons présenté les principaux phénomènes physiques qui gouvernent son comportement en hautes fréquences. La prise en compte de ces phénomènes passe par une représentation à l'aide de circuits à constantes localisées et l'emploi de macromodèles. En effet, le fonctionnement du transformateur est gouverné en BF principalement par les effets magnétiques et au-delà de quelque kHz par les capacités parasites. La détermination des valeurs des éléments du circuit équivalent a été effectuée à l'aide de mesures spécifiques dans le domaine fréquentiel en utilisant un analyseur d'impédance. La considération des capacités parasites les plus significatives a permis de tenir compte de manière satisfaisante du comportement du transformateur en hautes fréquences. En effet, un modèle

électrostatique partiel pouvait suffire notamment dans le cas fréquent où les enroulements sont fortement couplés et un nombre de sept capacités significatives a été utilisé. Par la suite, ce modèle électrique a été appliqué à un transformateur de puissance de 15 kVA. Les résultats de simulation ont montré une très bonne cohérence avec la mesure. Ainsi, nous avons montré, qu'avec un petit nombre de composants, une précision satisfaisante pouvait être atteinte sur une large bande fréquentielle.

Par la suite, notre travail s'est tourné vers l'analyse du comportement électromagnétique d'un système composé d'un transformateur, d'un redresseur à diodes et d'une résistance, cet ensemble étant relativement représentatif d'une sous-station d'alimentation en tension continue. L'objectif de cette étude a été de valider la cohérence et le fonctionnement du modèle électrique HF du transformateur lorsque celui est connecté à une charge non linéaire. De ce fait la démarche de validation a été menée en observant le comportement spectral du courant redressé en mesure et en simulation. Les résultats ont montré une bonne reproduction du spectre du courant redressé en simulation jusqu'à environ 1 MHz. Cependant au-delà, des écarts entre la mesure et la simulation sont constatés. Ceux-ci sont dus aux tensions d'alimentations issues du réseau électrique public qui sont relativement bruitées car celles-ci sont.

Pour conclure cette étude de façon pratique, nous avons présenté des mesures de courants effectués aux bornes d'une sous-station d'alimentation en tension continue de 3kV. Cette caractérisation a montré que la sous-station peut générer des phénomènes de résonances pour des fréquences inférieures à 1 MHz. Par la suite, nous avons mis en place un banc d'essai composé du transformateur, d'une ligne de transmission et d'une résistance. L'objectif a été d'observer le comportement fréquentiel du courant de ligne lorsqu'on introduit des effets de propagation. Les résultats de simulation ont montré une bonne reproduction du spectre de courant.

Enfin, nous avons détaillé une méthode alternative permettant d'utiliser directement des données de caractérisation d'une sous-station afin d'en simuler le comportement électromagnétique. En effet, les niveaux de courants mesurés sont utilisés en tant que source dans le modèle de ligne élaboré par A. Cozza. Cette méthode qui nécessite un traitement des données de mesures de courant reste à approfondir. En effet, elle apparaît raisonnablement pratique en termes de temps et de moyens d'essais.

En perspective de ce travail de recherche, on peut envisager une validation du modèle électrique HF du transformateur de puissance sur un plus grand nombre de transformateurs notamment sur un transformateur de sous-station d'alimentation. Une voie à privilégier est un approfondissement des méthodes de mesures. L'autre évolution majeure qu'il sera nécessaire d'aborder est l'introduction de la contribution électromagnétique du matériel roulant dans ce modèle de l'infrastructure d'alimentation.

Annexe 1 : Grandeurs caractéristiques du couplage entre deux enroulements

En considérant le schéma du transformateur monophasé de la Figure A1.1, dans lequel on alimente uniquement l'enroulement du primaire avec un courant i_1 . Pour des raisons de commodité, les enroulements conducteurs sont représentés séparés mais dans le transformateur réel les enroulements sont généralement bobinés sur une colonne. Dans ces conditions l'enroulement est alors traversé par un flux d'enroulement φ_{11} proportionnel au courant i_1 .

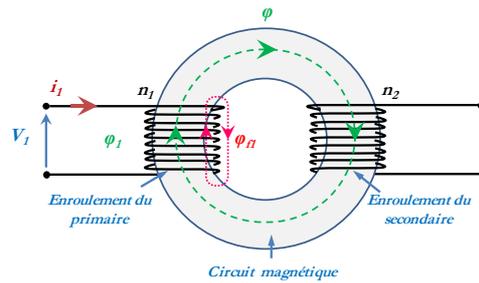


Figure A1.1 : Transformateur monophasé alimenté au primaire

Le flux magnétique étant bien canalisé par le fer, on peut concevoir que chaque spire de l'enroulement est parcourue par le même flux φ_1 , d'où $\varphi_{11} = n_1 \varphi_1$.

Par définition l'inductance propre de l'enroulement du primaire est telle que :

$$L_1 = \frac{\varphi_{11}}{i_1} = \frac{n_1 \varphi_1}{i_1} \quad (\text{A1.1})$$

Du fait de la dispersion magnétique, toutes les lignes d'induction ne traversent pas l'enroulement du secondaire en conséquence le flux φ_1 produit au primaire peut être décomposé en la somme d'un flux commun φ et d'un flux de fuite φ_{f1} .

$$\varphi_1 = \varphi + \varphi_{f1} \quad (\text{A1.2})$$

A cette étape, il est possible de donner l'expression de l'inductance mutuelle comme suit :

$$M_{21} = \frac{\varphi_{21}}{i_1} = \frac{n_2 \varphi}{i_1} \quad (\text{A1.3})$$

On définit également l'inductance de fuite du primaire l_1 donnée par la relation (2.22).

$$l_1 = \frac{n_2 \varphi_{f1}}{i_1} \quad (\text{A1.4})$$

Il est également possible de donner l'expression l'inductance propre de l'enroulement du primaire, de l'inductance mutuelle et celle de l'inductance de fuite en faisant appel aux paramètres réluctance

et le nombre de spires. Pour ce faire, une réluctance \mathfrak{R} est associée aux seuls trajets de l'induction dans le fer φ et une réluctance \mathfrak{R}_{f1} est quant à elle se rapporte au flux de fuite φ_{f1} . De même l'inductance mutuelle peut s'exprimer à l'aide du nombre de spire de l'enroulement du primaire et du secondaire respectivement n_1 et n_2 .

$$L_1 = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}} + \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}_{f1}} \quad (\text{A1.5})$$

$$l_1 = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}_{f1}} \quad (\text{A1.6})$$

$$M_{21} = \frac{n_1 n_2}{\mathfrak{R}} \quad (\text{A1.7})$$

Remarque : Il est à noter que la réluctance de fuite du primaire est plus importante que la réluctance correspondant aux seuls trajets de l'induction dans le fer. Ce qui précède implique l'inégalité suivante $\mathfrak{R}_{f1} \gg \mathfrak{R}$ et par conséquent $L_1 \gg l_1$. L'égalité est généralement observable dans les transformateurs réels.

De la même manière, si on avait alimenté le seul enroulement secondaire par un courant i_2 le comportement magnétique serait caractérisé par la même réluctance commune \mathfrak{R} ainsi qu'une réluctance \mathfrak{R}_{f2} associée au flux de fuite de l'enroulement du secondaire. Dans cette condition on obtient les relations suivantes :

$$L_2 = \frac{n_2^2}{\mathfrak{R}} + \frac{n_2^2}{\mathfrak{R}_{f2}}$$

$$l_2 = \frac{n_2^2}{\mathfrak{R}_{f2}} \quad (\text{A1.8})$$

$$M_{12} = \frac{n_1 n_2}{\mathfrak{R}} \quad (\text{A1.9})$$

Remarque : De même que la remarque précédente, on a $\mathfrak{R}_{f2} \gg \mathfrak{R}$ et par conséquent $L_2 \gg l_2$.

On peut constater l'égalité entre les deux termes M_{12} et M_{21} qui sont généralement considérés par un seul terme M appelé l'inductance mutuelle (relation (2.15)). L'inductance mutuelle est définie comme étant le produit entre le coefficient de couplage k des enroulements du transformateur et la

racine carrée du produit des inductances L_1 et L_2 [7]¹. Le coefficient de couplage k permet de caractériser l'écart par rapport à un couplage parfait ($L_1 L_2 = M^2$) [5]¹ puisqu'un couplage parfait est physiquement irréalisable.

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \tag{A1.10}$$

¹Bibliographie du chapitre 2

Annexe 2 : L'algorithme « vector fitting »

La méthode de « vector fitting » [46]¹ permet d'approximer une série de points de mesure $\tilde{f}(s) (\{\tilde{f}(j\omega_k), k = 1 \dots N\})$ avec $s=j\omega$ dans le domaine fréquentiel par une fonction rationnelle $f(s)$ définie par la relation (A2.1). Il est noté que l'ensemble des calculs mathématique donnés dans cette annexe sont repris de la référence [46].

$$f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + s \cdot h \quad (\text{A2.1})$$

Où c_n sont les résidus complexes, a_n les pôles complexes, N est le nombre de pôles, en outre il s'agit de l'ordre de l'approximation enfin d et h sont des quantités réelles optionnels de la fonction d'approximation $f(s)$. Ainsi le but étant de satisfaire la relation donnée par (A2.2).

$$\tilde{f}(s) \approx f(s) \quad (\text{A2.2})$$

Le processus d'approximation vise à déterminer l'ensemble des coefficients de la relation (A2.1). Initialement, la relation (A2.1) est une équation non linéaire puisque les inconnues a_n apparaissent au dénominateur. Quant à la détermination des résidus, elle consiste en un problème linéaire pouvant être résolu à l'aide de la méthode des moindres carrés. Afin déterminer les paramètres de la fonction d'approximation, on opère une modification consistant à transformer la résolution du problème non linéaire en la résolution d'un problème linéaire en affectant des valeurs de départ aux pôles de la fonction $f(s)$ au début du processus d'approximation. Ensuite la fonction $f(s)$ est multiplié par une fonction inconnue ayant les mêmes pôles de départ que la fonction $f(s)$. Ainsi les inconnues (résidus et pôles) sont calculées en deux étapes détaillées ci-dessous.

- **Etape 1 : Identification des pôles**

La première étape consiste à donner des pôles de départ \bar{a}_n qui sont introduits dans la fonction rationnelle $f(s)$. On fait aussi appel à une « fonction inconnue » donnée par la relation (A2.3) qui utilise les mêmes pôles de départ \bar{a}_n et où le terme \tilde{c}_n représente les résidus de la « fonction inconnue ».

¹ Bibliographie du chapitre 2

$$\sigma(s) = \sum_{n=1}^N \frac{\widetilde{c}_n}{s - \overline{a}_n} + 1 \quad (\text{A2.3})$$

La « fonction inconnue » est multipliée par la fonction $f(s)$ comme le précise la relation suivante (A2.4).

$$\sigma(s).f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \overline{a}_n} + d + s.h \quad (\text{A2.4})$$

On obtient la relation (A2.5) :

$$\begin{bmatrix} \sigma(s).f(s) \\ \sigma(s) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \overline{a}_n} + d + s.h \\ \sum_{n=1}^N \frac{\widetilde{c}_n}{s - \overline{a}_n} + 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A2.5})$$

Dans la relation (A2.5), les inconnues dans la première ligne sont c_n , d et h , tandis que dans la deuxième ligne l'inconnue se trouve être \widetilde{c}_n puisque les pôles de départ \overline{a}_n sont connus. Les deux termes $\sigma(s).f(s)$ et $\sigma(s)$ sont des fonctions rationnelles qui partagent les mêmes pôles. En multipliant la seconde ligne par $f(s)$, on obtient la relation (A2.6).

$$f(s).\sigma(s) \approx \left(\sum_{n=1}^N \frac{\widetilde{c}_n}{s - \overline{a}_n} + 1 \right).f(s) \quad (\text{A2.6})$$

La relation (A2.6) peut aussi s'écrire sous la forme donnée par la relation (A2.7).

$$\left(\sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \overline{a}_n} + d + s.h \right) \approx \left(\sum_{n=1}^N \frac{\widetilde{c}_n}{s - \overline{a}_n} + 1 \right).f(s) \quad (\text{A2.7})$$

De même la relation (A2.7) peut s'écrire selon la forme donnée par la relation (A2.8).

$$(\sigma f)_{fit}(s) \approx \sigma_{fit}(s)f(s) \quad (\text{A2.8})$$

Où $(\sigma f)_{fit}(s)$ est égale à $\left(\sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \overline{a}_n} + d + s.h \right)$,

et $\sigma_{fit}(s)f(s)$ représente le terme $\left(\sum_{n=1}^N \frac{\widetilde{c}_n}{s - \overline{a}_n} + 1 \right).f(s)$

Ainsi la relation (A2.8) est une équation linéaire dont les inconnues sont c_n , d , h et \widetilde{c}_n .

L'application de l'équation (A2.8), aux différents points de mesure obtenus (variable $s_k = j\omega$) dans le domaine fréquentiel, permet d'écrire le problème linéaire sous la forme mathématique donnée par la relation (A2.9). Le système (A2.9) est résolu à l'aide de la méthode du moindre carré.

$$[A] \cdot [x] = [B] \quad (\text{A2.9})$$

Où,

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{s_k - \bar{a}_1} & \dots & \frac{1}{s_k - \bar{a}_n} & 1 & s_k & \frac{-f(s_k)}{s_k - \bar{a}_1} & \dots & \frac{-f(s_k)}{s_k - \bar{a}_N} \end{bmatrix},$$

$$[x] = [c_1 \dots c_N \quad d \quad h \quad \tilde{c}_1 \dots \tilde{c}_N]^T,$$

$$[B] = f(s_k)$$

La relation (A2.7) prend la forme d'un système qui peut être identifié au système donné par la relation (A2.9).

A ce stade il reste à déterminer les pôles de $f(s)$. Ceci est atteint en réécrivant la fonction rationnelle $f(s)$ sous une autre forme. Dans cette perspective on opère le changement suivant (A2.10) et (A2.11) :

$$(\sigma f)_{fit}(s) = \left(\sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + s \cdot h \right) = h \cdot \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)} \quad (\text{A2.10})$$

$$= \left(\sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \right) = \frac{\prod_{n=1}^N (s - \bar{z}_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)} \quad (\text{A2.11})$$

La fonction $f(s)$ peut être écrite selon la relation (A2.12).

$$f(s) = \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + s \cdot h \right)}{\left(\sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \right)}$$

$$f(s) = h \cdot \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)} \cdot \frac{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{z}_n)} \quad (\text{A2.12})$$

$$f(s) = h \cdot \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{z}_n)}$$

De ce fait, la détermination des pôles recherchés revient à déterminer les zéros \bar{z}_n de la fonction $\sigma_{fit}(s)$. Ces derniers sont calculés à partir de théorème stipulant que les zéros peuvent être calculés en considérant les valeurs propres de la matrice suivante :

$$[H] = [A] - [b] \cdot [\tilde{c}]^T \quad (\text{A2.13})$$

Où $[A]$ est une matrice diagonale contenant les pôles de départ $\overline{a_n}$, $[b]$ est un vecteur colonne unitaire et $[\tilde{c}]^T$ est un vecteur ligne contenant les résidus \tilde{c}_n de la fonction $\sigma(s)$.

- **Etape 2 : Identifications des résidus**

Les résidus sont calculés à partir du problème initial défini par la fonction rationnelle $f(s)$:

$$f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + s \cdot h \quad (\text{A2.14})$$

Dans cette fonction, les zéros de $\sigma(s)$ sont les nouveaux pôles a_n . Ainsi le problème est encore une fois linéaire et il est résolu en utilisant l'équation $[A].[x]=[B]$ dans laquelle $[x]$ contient les inconnues c_n , d et h .

A la fin de l'étape, les pôles obtenus sont utilisés comme pôle de départ pour une seconde itération. Une fois une certaine erreur entre les données de mesures et la fonction rationnelle d'approximation atteinte, le processus d'estimation s'arrête.

Le choix des pôles initiaux est primordial dans ce processus. On préconise que les pôles initiaux doivent être complexe conjugué avec une partie imaginaire qui est linéairement distribué dans la bande de fréquence utilisée. Pour éviter des problèmes mal conditionnés on se doit d'avoir une partie réelle qui soit la plus petite possible en prenant une partie qui égale à la partie imaginaire divisée par cent. De plus, si l'approximation de donnée est effectuée un grand ordre, le résultat de ce choix d'approximation donne des résidus qui sont très petits. De ce fait les résidus dans ces conditions peuvent être négligés. L'ordre à choisir dans l'approximation d'une réponse est tributaire de la forme prise par celle-ci. En effet une réponse contenant un certain nombre de résonances ou de variations rapides demandera un ordre important pour la fonction d'approximation tandis qu'une réponse lisse ne nécessite qu'un ordre réduit.

Maintenant que nous avons mis en exergue les points clés de cette méthode d'approximation, il est temps de donner ses points faibles et ses avantages. Le principal avantage, que les auteurs s'efforcent de montrer dans leur contributions, est la flexibilité de la méthode car elle donne la possibilité de l'appliquer à différents systèmes tel que le transformateur de puissance. La méthode est également robuste et efficace, le nombre et le temps de calcul est relativement faible. L'opération consiste à effectuer deux calculs linéaires en utilisant la technique des moindres carrés pour résoudre le système $[A].[x]=[B]$, dont un pour déterminer les pôles et les résidus et l'autre

pour les valeurs propres. Pour finir, la méthode peut être implémentée et automatisée sous des logiciels de calculs tels que Matlab[®], excepté la mesure des réponses des systèmes [49]².

Toutefois la méthode ne garantit pas la stabilité et la passivité des fonctions de transfert approximés ainsi ces aspects figurent les principaux inconvénients de la méthode. Ces deux aspects s'avèrent critique comme dans le cas du transformateur qui est un système passif. Cependant il est possible de s'en affranchir comme le précise Gustavsen et Semlyen [48]². La stabilité peut être obtenue en appliquant les deux points suivants :

1. Soit en inversant le signe de parties réelles des pôles instables de ce fait ils deviennent négatifs et les itérations se poursuivent.
2. Soit les pôles négatifs sont tolérés dans les itérations et, à la dernière itération les pôles instables sont retirés

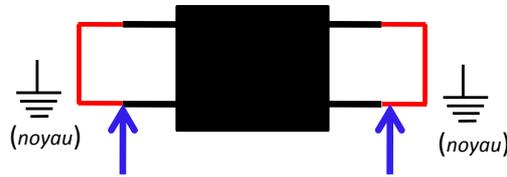
De plus il nécessaire que le modèle dans le cas d'un système comme le transformateur doit strictement passif puisque le système modélisé vu de ses bornes est un système passif. Il peut arriver que l'approximation de réponses issues d'un système passif donne lieu un lieu à un modèle qui ne l'est pas. Afin de rendre le système passif, il existe un certain nombre de méthodes mathématiques permettant de forcer la passivité du modèle [50][51][52][53]². Dans le cas où la fonction approximée n'est pas passive, ainsi le fait de forcer la passivité de celle-ci entraîne une diminution de l'efficacité du modèle.

L'application de la méthode des « vector fitting » est tributaire de la méthode de mesure et celle-ci doit être la plus fiable possible. La méthode peut s'appliquer à des systèmes présentant plusieurs bornes et l'ordre des fonctions d'approximations peut être étendu.

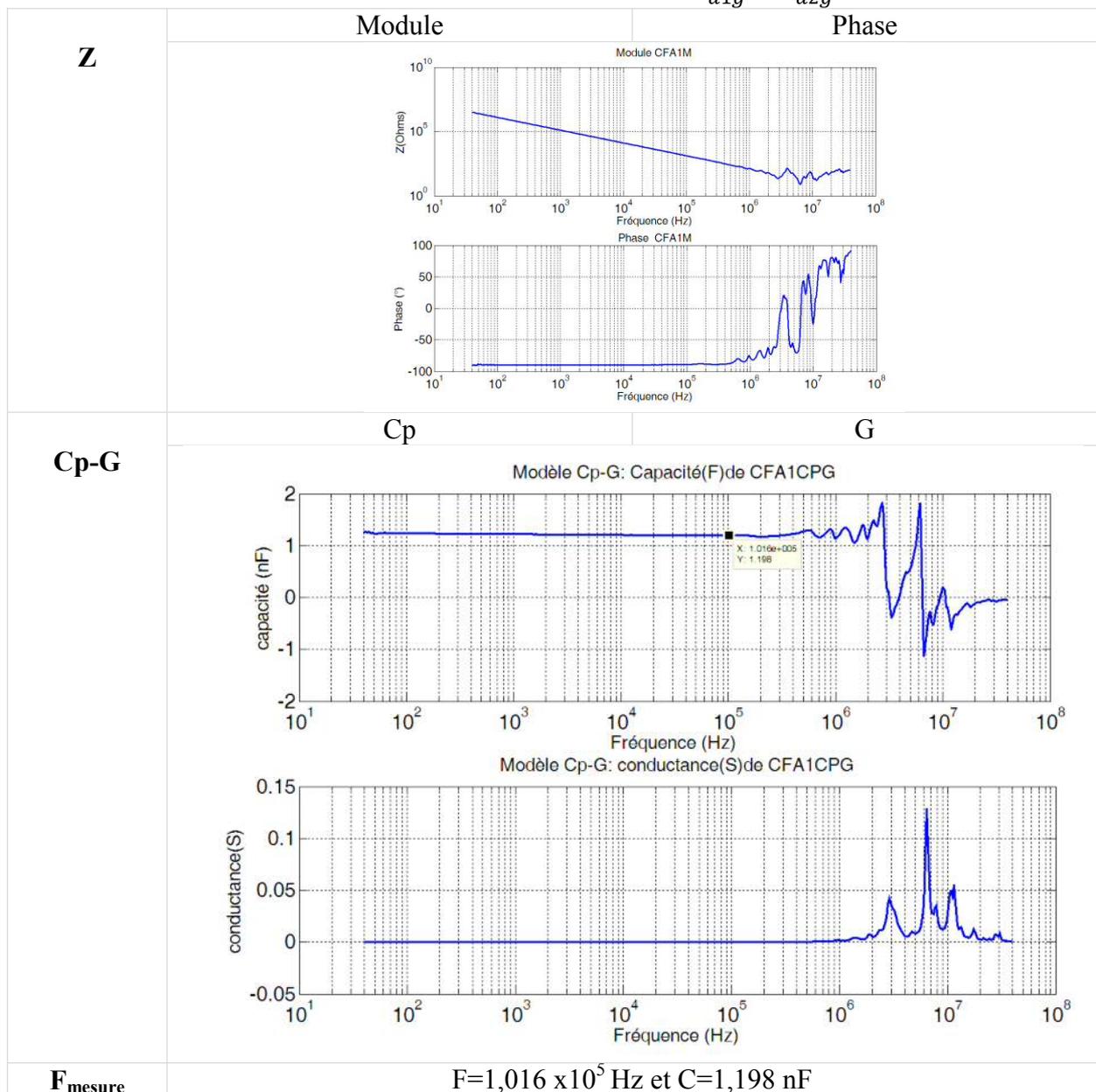
² Bibliographie du chapitre 2

Annexe 3 : Caractérisation et estimation des capacités parasites

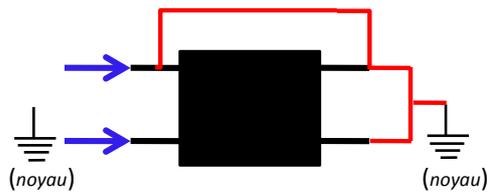
Configuration 1 :



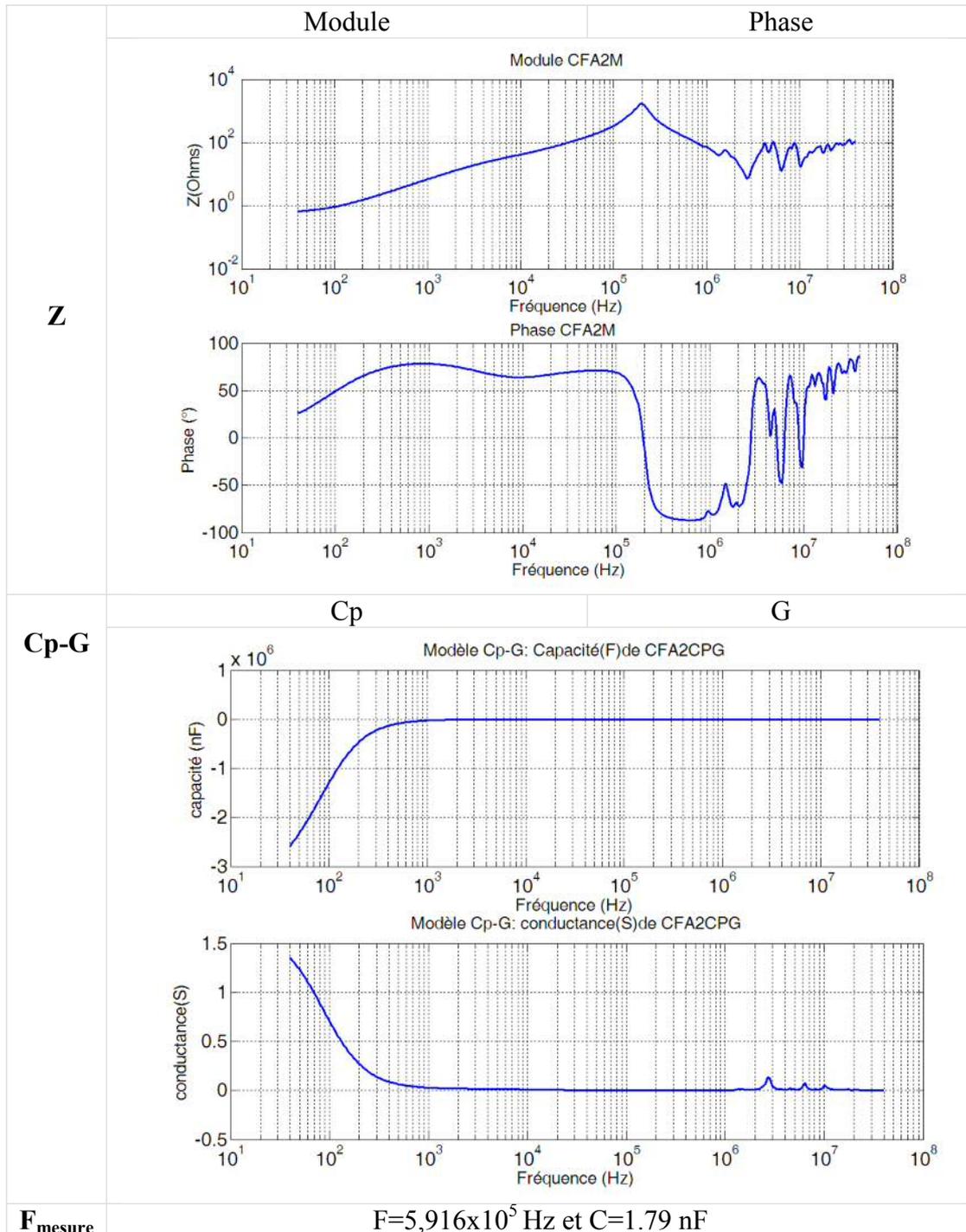
$$C_{mesurée} = C_{ar} + C_{a32} + C_{a31} + \frac{2C_{a1g}C_{a2g}}{C_{a1g} + C_{a2g}}$$



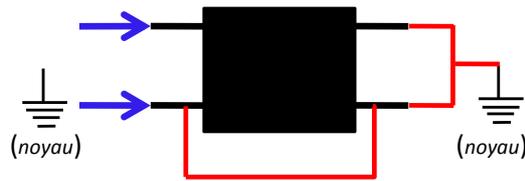
Configuration 2 :



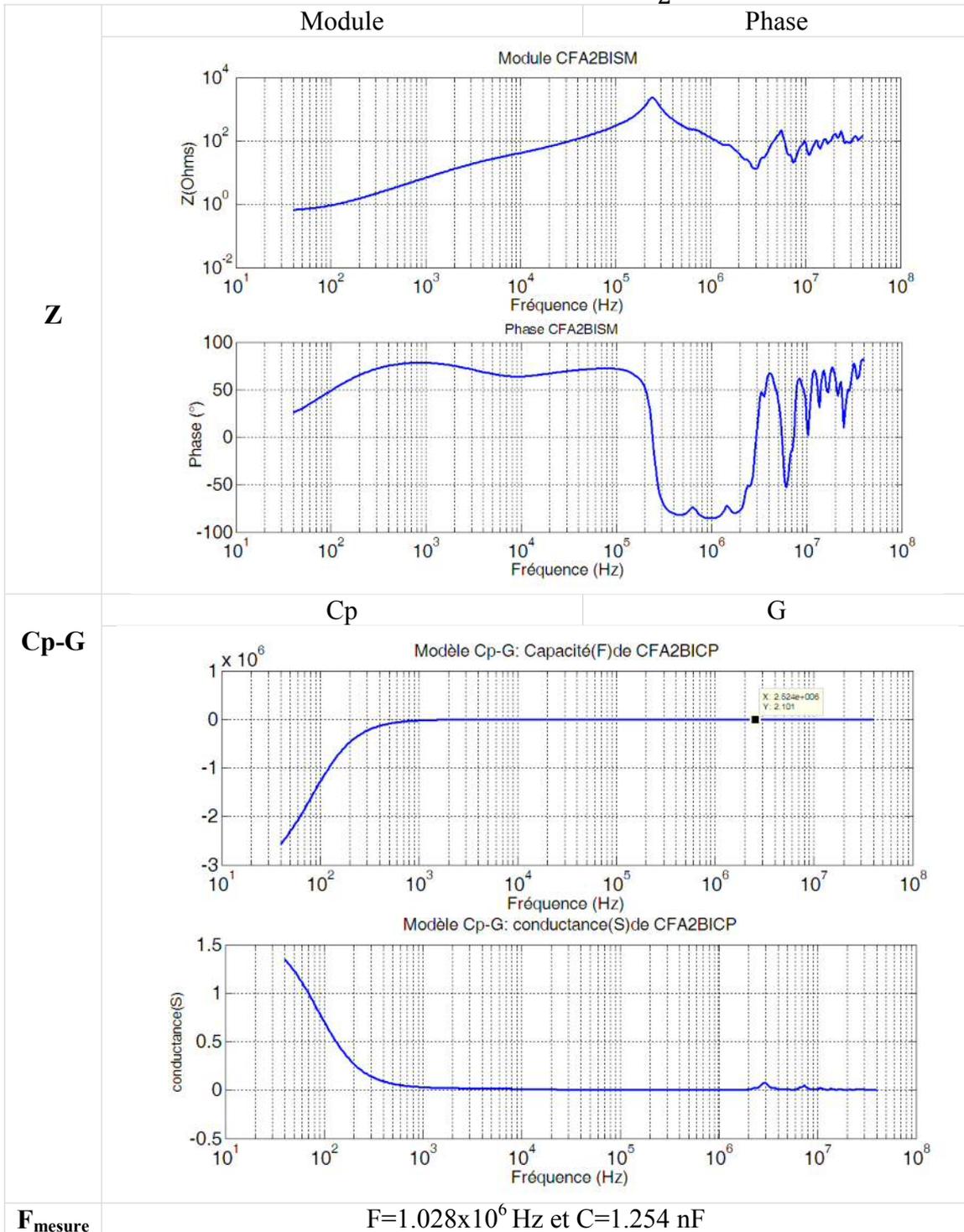
$$C_{mesurée} = C_{a1} + C_{a32} + \frac{C_{a1g}}{2}$$



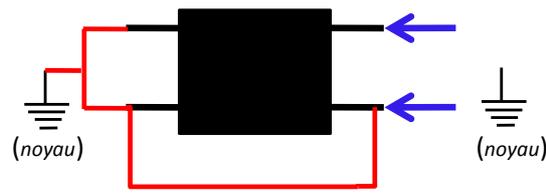
Configuration 2' :



$$C_{mesurée} = C_{a1} + C_{a31} + C_{ar} + \frac{C_{a1g}}{2}$$



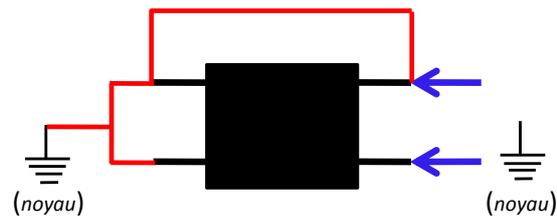
Configuration 3 :



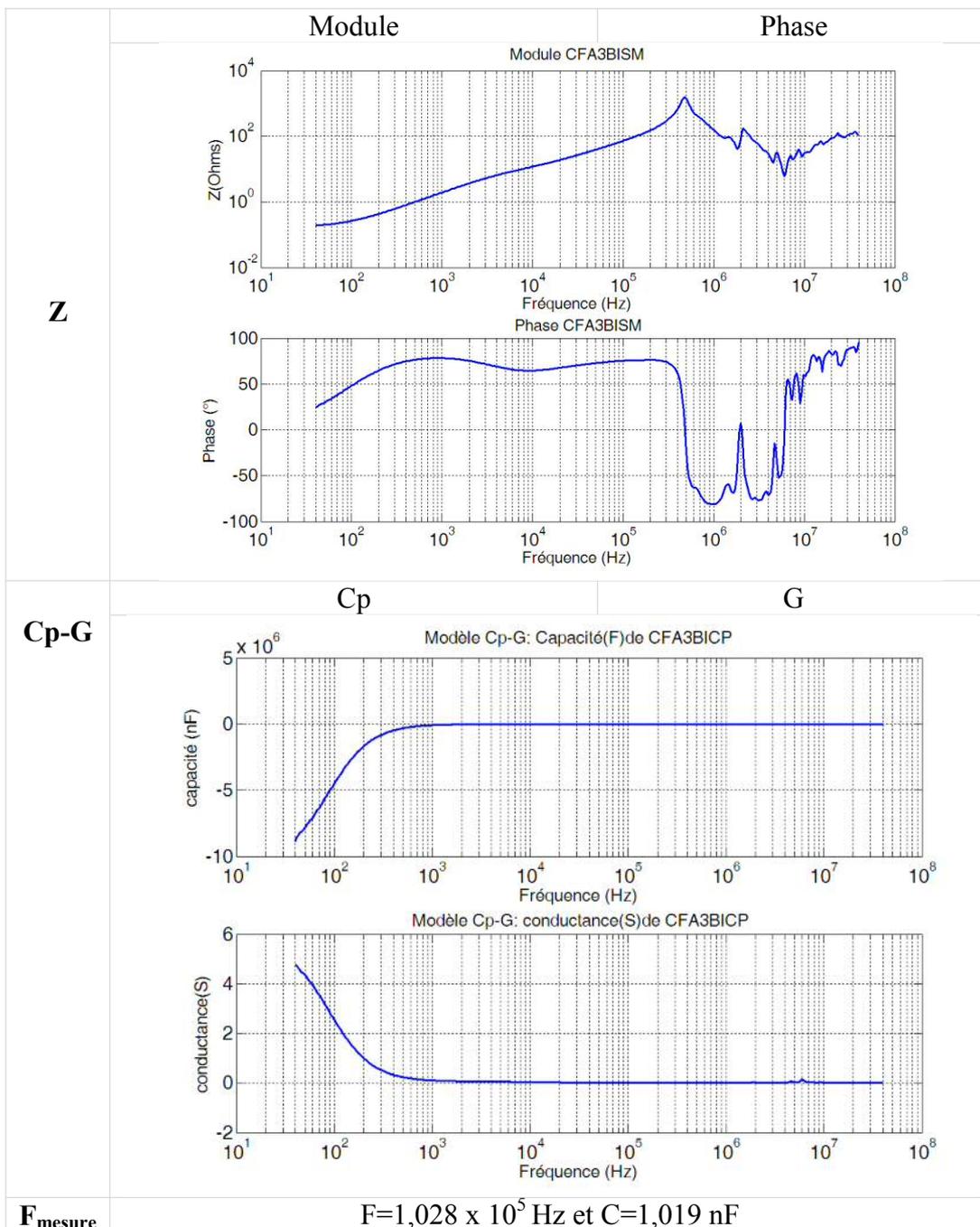
$$C_{mesurée} = C_{a2} + C_{a31} + \frac{C_{a2g}}{2}$$

Z	Module	Phase
Cp-G	Cp	G
F_{mesure}	F=7,793x10 ⁵ Hz et Cp=1.436 nF	

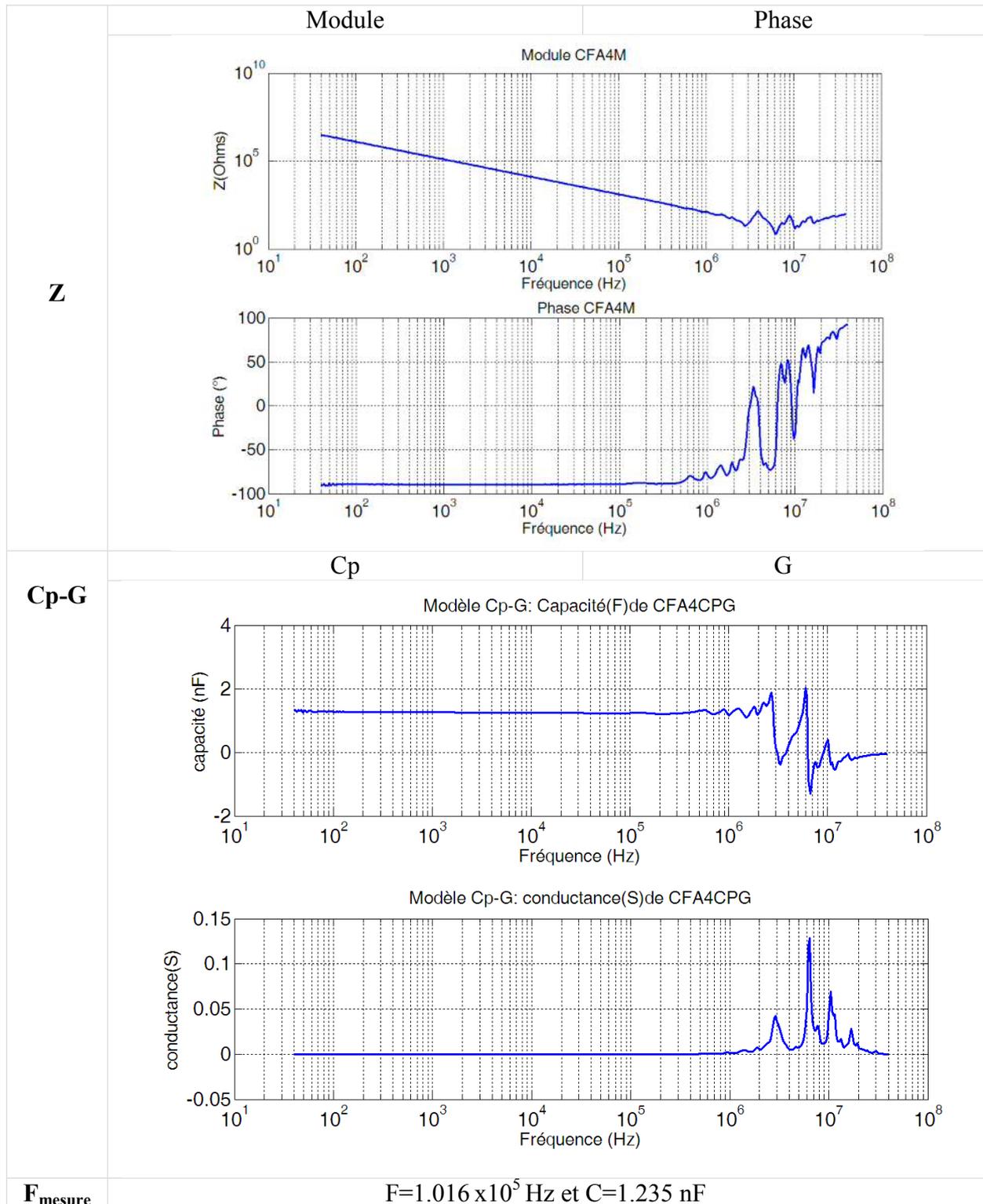
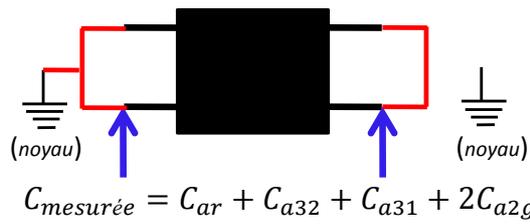
Configuration 3' :



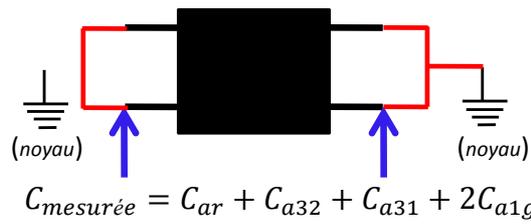
$$C_{mesurée} = C_{a2} + C_{a32} + \frac{C_{a2g}}{2}$$



Configuration 4 :

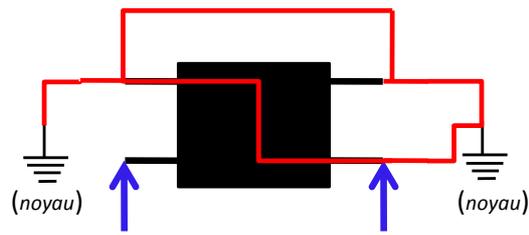


Configuration 5



Z	Module	Phase
Cp-G	Cp	G
F_{mesure}	$F=1.016 \times 10^5 \text{ Hz et } C=1,337 \text{ nF}$	

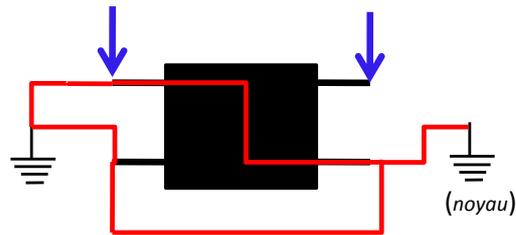
Configuration 6 :



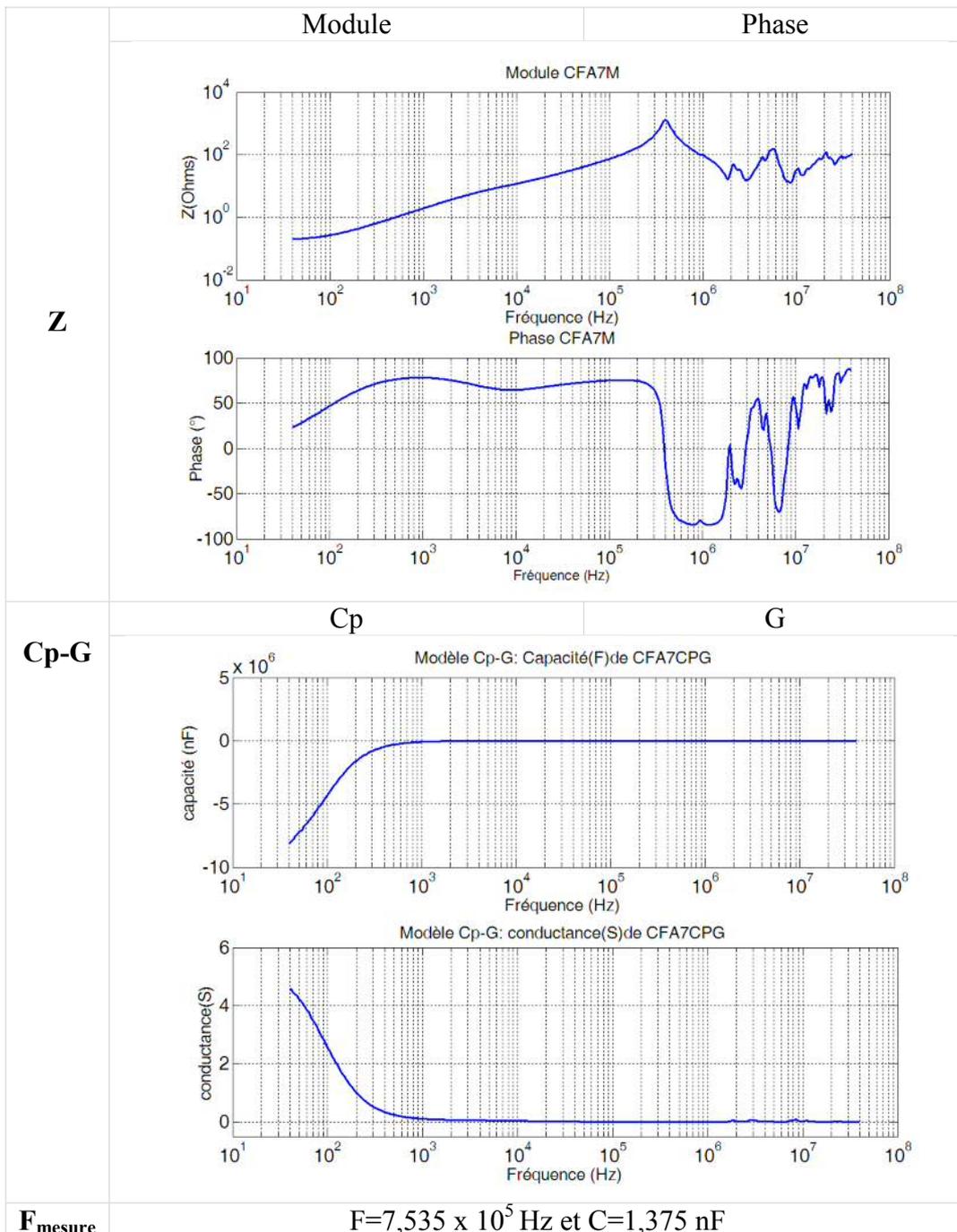
$$C_{mesurée} = C_{a32} + C_{a1} + C_{ag1}$$

Z	<p style="text-align: center;">Module</p>	<p style="text-align: center;">Phase</p>
	Cp-G	<p style="text-align: center;">Cp</p>
F_{mesuree}		<p>F=5,916 x 10⁵ Hz et C=1,79 nF</p>

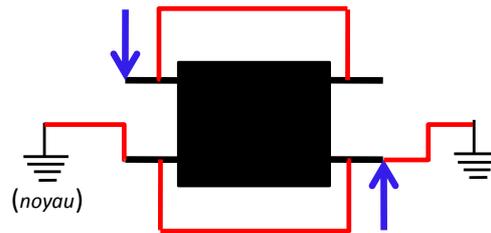
Configuration 7 :



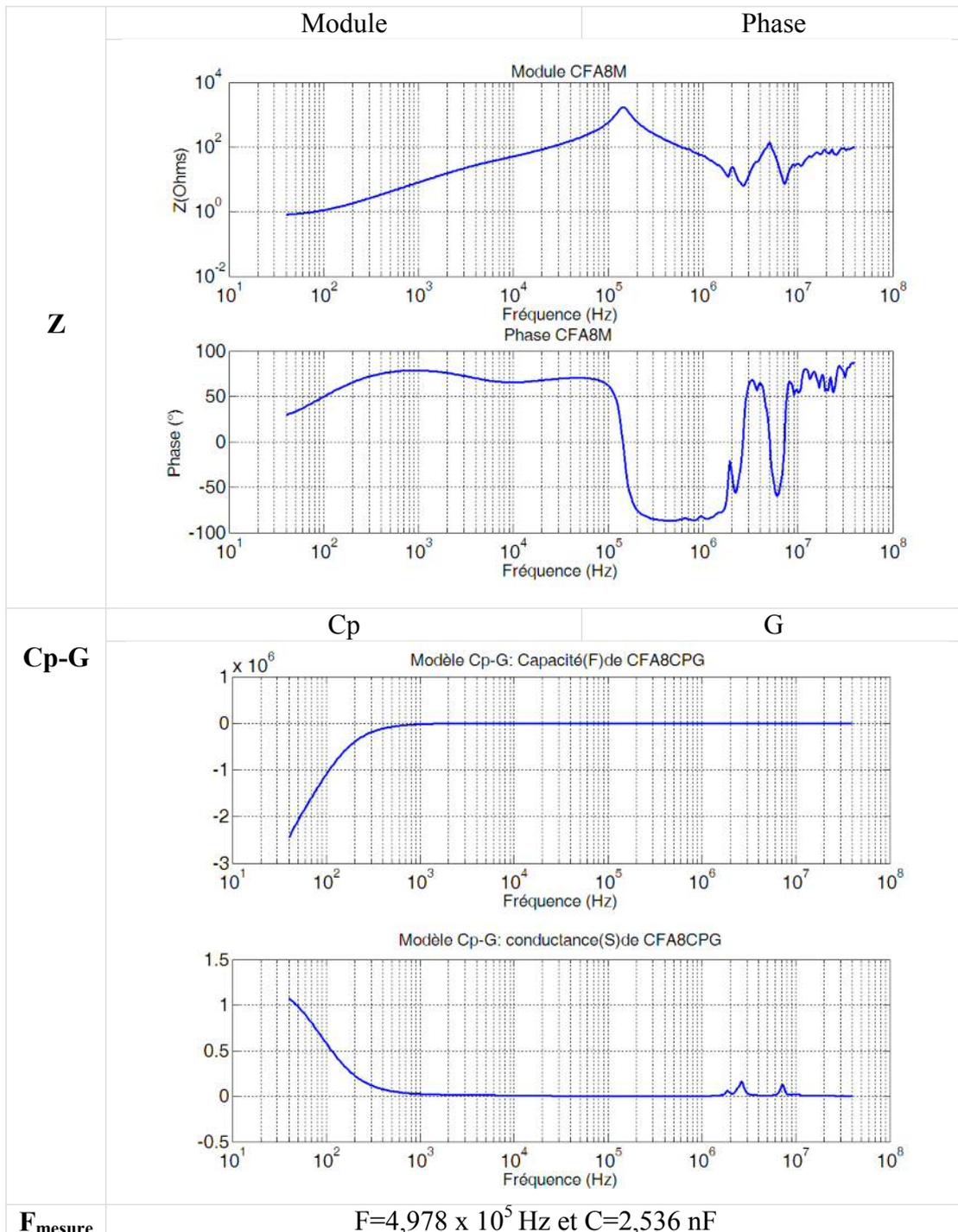
$$C_{mesurée} = C_{a31} + C_{a2} + C_{a2g}$$



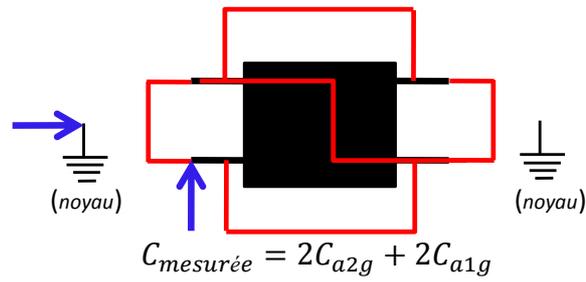
Configurations 8 :



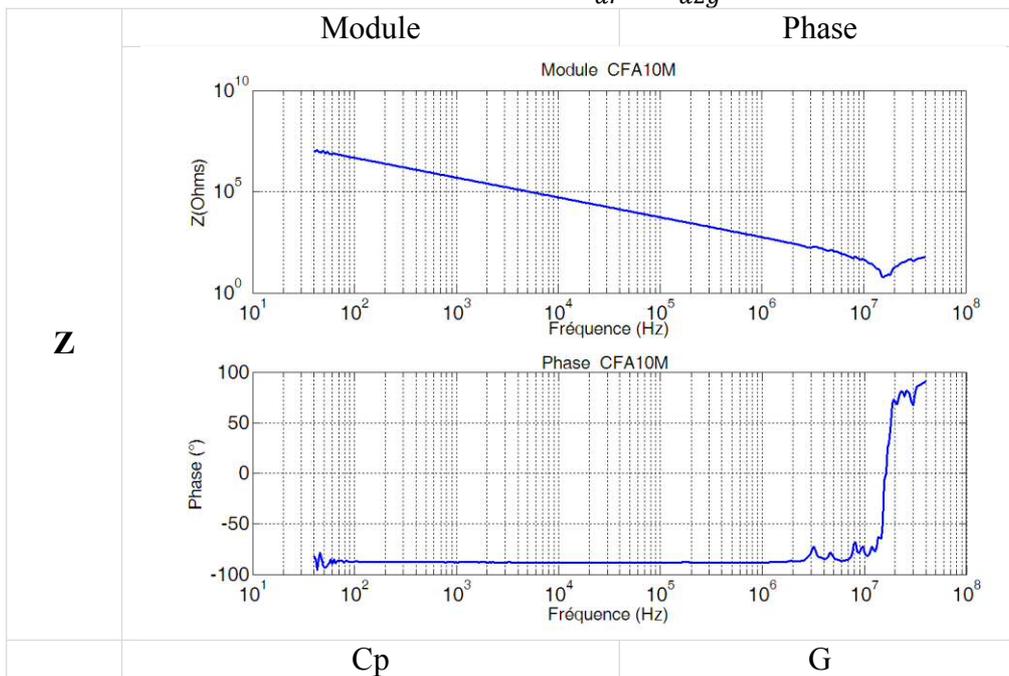
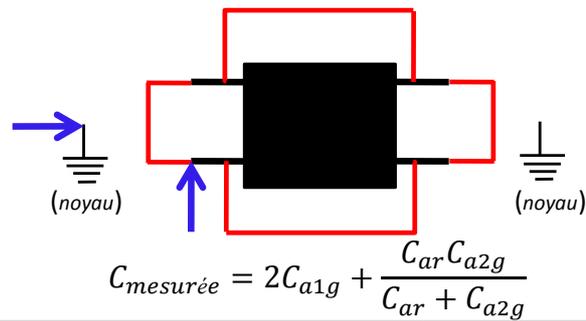
$$C_{mesurée} = C_{ar} + C_{a1} + C_{a2} + \frac{C_{a1g}C_{a2g}}{C_{a1g} + C_{a2g}}$$

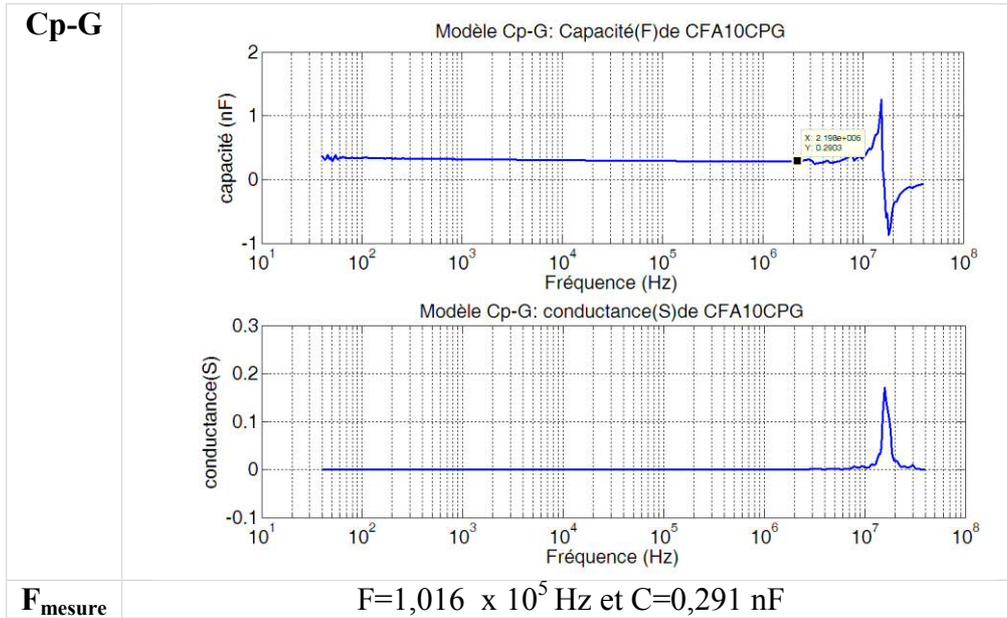


Configuration 9 :



Configuration 10 :





Le système d'équation non linéaire qu'il est nécessaire de résoudre est le suivant :

$C_{mesurée} = C_{ar} + C_{a32} + C_{a31} + \frac{2C_{a1g}C_{a2g}}{C_{a1g} + C_{a2g}}$	(1)
$C_{mesurée} = C_{a1} + C_{a32} + \frac{C_{a1g}}{2}$	(2)
$C_{mesurée} = C_{a1} + C_{a31} + C_{ar} + \frac{C_{a1g}}{2}$	(2)'
$C_{mesurée} = C_{a2} + C_{a31} + \frac{C_{a2g}}{2}$	(3)
$C_{mesurée} = C_{a2} + C_{a32} + \frac{C_{a2g}}{2}$	(3)'
$C_{mesurée} = C_{ar} + C_{a32} + C_{a31} + 2C_{a2g}$	(4)
$C_{mesurée} = C_{ar} + C_{a32} + C_{a31} + 2C_{a1g}$	(5)
$C_{mesurée} = C_{a32} + \frac{(C_{a1g} + C_{a1})C_{a2}}{C_{a1g} + C_{a1} + C_{a2}}$	(6)
$C_{mesurée} = C_{a31} + \frac{(C_{a1g} + C_{a2})C_{a1}}{C_{a1g} + C_{a2} + C_{a1}}$	(7)
$C_{mesurée} = C_{ar} + C_{a1} + C_{a2} + \frac{C_{a1g}C_{a2g}}{C_{a1g} + C_{a2g}}$	(8)
$C_{mesurée} = 2C_{a2g} + 2C_{a1g}$	(9)

$$C_{mesurée} = 2C_{a1g} + \frac{C_{ar}C_{a2g}}{C_{ar} + C_{a2g}} \quad (10)$$

La résolution du système d'équation non linéaire composé des équations 1, 2, 3, 3', 5, 6 et 10 permet d'aboutir aux valeurs des capacités.

Les valeurs des capacités du modèle de la phase A sont les suivantes :

Capacité considérée	Valeur (nF)
C_{a1}	1,248
C_{a2}	0,587
C_{a31}	0,801
C_{a32}	0,463
C_{ar}	-0,107
C_{ag1}	0,119
C_{ag2}	0,082