

**Titre:** Surveillance et diagnostic des performances électriques d'un disjoncteur à haute tension par des mesures de rayonnement radiofréquence  
**Title:**

**Auteur:** Sébastien Poirier  
**Author:**

**Date:** 2008

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Poirier, S. (2008). Surveillance et diagnostic des performances électriques d'un disjoncteur à haute tension par des mesures de rayonnement radiofréquence  
**Citation:** [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.  
<https://publications.polymtl.ca/8496/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/8496/>  
**PolyPublie URL:**

**Directeurs de recherche:** Frédéric Sirois, & Michel Landry  
**Advisors:**

**Programme:** Unspecified  
**Program:**

## **NOTE TO USERS**

**This reproduction is the best copy available.**

UMI



UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

SURVEILLANCE ET DIAGNOSTIC DES PERFORMANCES ÉLECTRIQUES  
D'UN DISJONCTEUR À HAUTE TENSION PAR DES MESURES DE  
RAYONNEMENT RADIOFRÉQUENCE

SÉBASTIEN POIRIER  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
SEPTEMBRE 2008



Library and Archives  
Canada

Published Heritage  
Branch

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque et  
Archives Canada

Direction du  
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*  
ISBN: 978-0-494-57266-5  
*Our file* *Notre référence*  
ISBN: 978-0-494-57266-5

**NOTICE:**

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

**AVIS:**

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

---

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

  
**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

SURVEILLANCE ET DIAGNOSTIC DES PERFORMANCES ÉLECTRIQUES  
D'UN DISJONCTEUR À HAUTE TENSION PAR DES MESURES DE  
RAYONNEMENT RADIOFRÉQUENCE

présenté par: POIRIER Sébastien

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., président

M. SIROIS Frédéric, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. LANDRY Michel, M.Sc., membre et codirecteur de recherche

M. OLIVIER Guy, Ph.D., membre

## REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier les organismes MITACS et FQRNT pour leur soutien financier par l'entremise d'un programme de stage en partenariat avec l'IREQ (Institut de recherche d'Hydro-Québec).

Je remercie mon codirecteur de recherche, Michel Landry, pour la confiance qu'il m'a accordée depuis mon premier stage à l'IREQ à l'été 2005. M. Landry m'a confié des rôles clés dans le cadre de projets captivants qui ont alimenté, au fil des années, mon intérêt pour la recherche. Merci spécialement pour sa disponibilité et pour l'encadrement exceptionnel dont il m'a fait bénéficier.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Ryszard Pater pour l'énergie et la passion qu'il a mis dans ce projet. Nos nombreuses discussions et réflexions ont permis de franchir des pas importants vers l'atteinte de nos objectifs. Ses judicieux conseils ont aussi été bénéfiques à plusieurs égards.

Merci à mon directeur de recherche, Frédéric Sirois, pour sa disponibilité, ses précieux conseils et son appui lors de ma demande de bourse. Merci également à Hubert Mercure, chef de l'unité Expertise Équipements Électriques de l'IREQ, et France Noël, secrétaire administrative de l'unité, pour l'accueil chaleureux au sein de leur équipe.

Je tiens aussi à souligner la précieuse collaboration des personnes suivantes :

- à l'IREQ : Michel Lessard, Robert Adam, Gilles Ouellet, Benoît Morin, Martin Beaudoin et Éric Perreault ;
- à TransÉnergie : René Doche, Pierre Goudreault, Chantal Findlay et Serge Renault ;
- chez Techno-Cos Inc. : Daniel Dallaire et Sylvain Savard ;
- chez Tektronix Inc. : Richard Duhamel et Mike Tranchemontagne.

Finalement, merci à ma conjointe Lanie, à ma famille et à mes amis pour leurs encouragements soutenus.

## RÉSUMÉ

Ce mémoire porte sur l'étude du rayonnement électromagnétique radiofréquence (RF) généré en présence de l'arc électrique lors de l'opération d'un disjoncteur à haute tension. L'objectif principal de cette étude était de démontrer que des mesures de rayonnement radiofréquence prises dans l'environnement externe du disjoncteur permettent d'évaluer en temps réel les principaux paramètres traduisant les performances électriques du disjoncteur tels les temps d'arc à l'ouverture et les temps de pré-arc à la fermeture. La surveillance en continu des performances électriques d'un disjoncteur par des mesures RF non-intrusives favoriserait d'une part de nouvelles stratégies de maintenance basées sur l'état du disjoncteur. D'autre part, la surveillance en temps réel de certains paramètres critiques comme la durée d'arc permettrait de prévenir des défaillances catastrophiques menant ultimement à l'explosion du disjoncteur.

Suite à une anomalie de fonctionnement du disjoncteur, comme par exemple une fermeture incomplète ou un réamorçage interne survenant après une fenêtre normale de coupure d'environ 25 ms pour un disjoncteur à gaz SF<sub>6</sub>, un arc électrique peut être maintenu dans une ou plusieurs chambres de coupure de l'appareil. En l'absence des mécanismes normaux d'interruption (i.e. refroidissement de l'arc par soufflage d'un gaz) qui ne sont plus actifs après la fenêtre normale de coupure, l'arc maintenu provoque une augmentation de la pression interne jusqu'à l'atteinte d'un point de rupture de l'enveloppe isolante en porcelaine de la chambre de coupure. Cette situation peut donc résulter en des projections de fragments de porcelaine qui menacent alors la sécurité des installations et des gens pouvant se trouver à proximité.

Ayant été confrontée à quelques cas de déflagration de chambre de coupure lors des dernières années, la division transport d'Hydro-Québec, TransÉnergie, est à la recherche de nouvelles technologies qui permettraient d'enrayer ces cas de déflagration. C'est dans ce contexte que le présent mémoire s'inscrit dans un projet d'innovation de l'Institut de



Recherche d'Hydro-Québec (IREQ) qui propose une méthode de surveillance de la durée d'arc basée sur des mesures de rayonnement RF prises dans l'environnement externe du disjoncteur. Des calculs estimant l'augmentation de pression interne dans la chambre de coupure ont été développés afin de démontrer qu'un système «anti-déflagration» basé sur des mesures de rayonnement RF serait suffisamment rapide pour protéger adéquatement un disjoncteur défaillant.

Pour démontrer le potentiel des applications envisagées, des mesures ont été réalisées au moyen d'antennes disposées à proximité d'un disjoncteur SF<sub>6</sub> «live-tank» de 330 kV dédié à la commutation d'une batterie de condensateurs de 374 Mvar. Puis, diverses simulations ont été réalisées afin de mettre en évidence les phénomènes par lesquels le rayonnement RF est issu de l'opération du disjoncteur.

## ABSTRACT

This thesis focuses on the study of radiofrequency (RF) electromagnetic radiations generated during the pre-arcing and arcing periods of a high-voltage power circuit-breaker. The main goal of this study was to demonstrate that radiofrequency radiation measurements, taken in the vicinity of an operating circuit-breaker, can be used in order to evaluate electrical performance parameters of the circuit-breaker such as pre-arcing and arcing times. On-line monitoring of electrical performance of high-voltage power circuit-breakers using non-intrusive RF measurements would allow new maintenance strategies based on the circuit-breaker condition. Moreover, real-time monitoring of some critical parameters like arc duration would prevent catastrophic failures leading ultimately to a circuit-breaker explosion.

Following a circuit-breaker malfunction, such an incomplete closing operation or a re-strike occurring beyond the normal breaking window of 25 ms for a SF<sub>6</sub> gas circuit-breaker, an electric arc could be sustained within one or many interrupting chambers. In the absence of the normal interrupting mechanisms (i.e. arc quenching by a gas blast), which are no longer active after the normal breaking window, the sustained arc burning within the interrupting chamber causes a pressure rise until the porcelain isolator reaches its breaking point. This hazardous situation may result in the scattering of several porcelain fragments, thus compromising the safety of installations and people.

Having faced some circuit-breaker explosion cases in the last years, Hydro-Quebec's transmission division, TransEnergie, is now looking for new technologies that would prevent porcelain fragment scattering. It is in this context that we propose a new approach for arc duration monitoring based on RF measurements taken in the vicinity of the circuit-breaker. Also, pressure rise within an interrupting chamber has been estimated in order to show that an «anti-explosion» system would be fast enough to adequately

protect a circuit-breaker.

These potential applications were evaluated by RF measurements performed on a live-tank 330-kV SF<sub>6</sub> gas circuit-breaker used for switching a 374-Mvar capacitor bank. Then, different simulations have been made as a means to understand phenomena leading to RF radiations during circuit-breaker operations.

## TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS . . . . .	iv
RÉSUMÉ . . . . .	v
ABSTRACT . . . . .	vii
TABLE DES MATIÈRES . . . . .	ix
LISTE DES TABLEAUX . . . . .	xi
LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES . . . . .	xv
LISTE DES ANNEXES . . . . .	xvii
INTRODUCTION . . . . .	1
CHAPITRE 1 DÉFINITION DU PROBLÈME ET SOLUTION PROPOSÉE	5
1.1 Généralités . . . . .	5
1.2 Principes de coupure et d'établissement du courant dans un disjoncteur à haute tension . . . . .	7
1.3 Description du problème de déflagration . . . . .	9
1.4 Augmentation de la pression interne d'une chambre de coupure causée par le maintien d'un arc électrique . . . . .	11
1.5 Solution proposée au problème de déflagration et avantages anticipés . . . . .	16
CHAPITRE 2 REVUE DE LA LITTÉRATURE . . . . .	20
2.1 Recherches antérieures : interférences électromagnétiques dans les postes . . . . .	20
2.2 Détection des décharges d'arc . . . . .	21

2.3	Études expérimentales du rayonnement RF généré par l'opération d'un disjoncteur . . . . .	22
CHAPITRE 3 MESURES EN RÉSEAU ET RÉSULTATS		
	EXPÉRIMENTAUX . . . . .	24
3.1	Objectifs des mesures et hypothèses de départ . . . . .	24
3.2	Description du disjoncteur mesuré et de son environnement . . . . .	25
3.3	Description du système de mesure . . . . .	28
3.4	Mesure des opérations d'ouverture . . . . .	30
3.5	Mesure des opérations de fermeture . . . . .	36
3.6	Mesures combinées de courant et d'EEM . . . . .	43
3.7	Localisation des sources d'EEM . . . . .	46
3.8	Détection des cas de réallumage et de réamorçage . . . . .	53
CHAPITRE 4 MODÉLISATION ET SIMULATION DU RAYONNEMENT		
	RF GÉNÉRÉ LORS DU PHÉNOMÈNE D'ARC DANS UN	
	DISJONCTEUR . . . . .	56
4.1	Modélisation haute fréquence de la tension d'arc . . . . .	57
4.2	Réponse électromagnétique d'une structure métallique dans le domaine fréquentiel et reconstitution des champs dans le domaine temporel . . . . .	61
4.3	Méthode analytique de superposition d'éléments d'onde progressive . . . . .	64
4.4	Étude d'un cas simple : le dipôle . . . . .	67
4.5	Simulation du champ électromagnétique rayonné par une structure complexe excitée par un arc électrique . . . . .	70
CONCLUSION . . . . .		79
RÉFÉRENCES . . . . .		82
ANNEXES . . . . .		87

## LISTE DES TABLEAUX

TAB. 3.1	Principales caractéristiques du disjoncteur mesuré . . . . .	26
TAB. 3.2	Résultats d'essais de fonctionnement mécanique en ouverture effectués sur le disjoncteur GFX-2DC . . . . .	34
TAB. 3.3	Temps d'arc présumés à partir de mesures d'EEM à l'ouverture du disjoncteur . . . . .	35
TAB. 3.4	Temps de pré-arc présumés à partir de mesures d'EEM à la fermeture du disjoncteur . . . . .	39
TAB. 3.5	Résultats d'essais de fonctionnement mécanique en fermeture effectués sur le disjoncteur GFX-2DC . . . . .	40
TAB. 3.6	DTA théoriques (ns) indiquées pour chacune des six chambres du disjoncteur GFX-2DC . . . . .	48
TAB. 3.7	Premier exemple d'évaluation des DTA pour chaque transitoire captée lors d'une opération de fermeture . . . . .	51
TAB. 3.8	Deuxième exemple d'évaluation des DTA pour chaque transitoire captée lors d'une opération de fermeture . . . . .	52
TAB. 3.9	Premier exemple d'évaluation des DTA pour chaque transitoire captée lors d'une opération d'ouverture . . . . .	53
TAB. 3.10	Deuxième exemple d'évaluation des DTA pour chaque transitoire captée lors d'une opération d'ouverture . . . . .	54
TAB. III.1	Coefficients des polynômes d'approximation (équation III.1) pour les gaz SF <sub>6</sub> et N <sub>2</sub> . . . . .	105

## LISTE DES FIGURES

FIG. 1.1	Formes d'onde simplifiées du courant à interrompre et de la tension aux bornes du disjoncteur lors d'une opération d'ouverture	7
FIG. 1.2	$\gamma(T)$ des gaz SF <sub>6</sub> , CF <sub>4</sub> et N <sub>2</sub> . . . . .	13
FIG. 1.3	Comparaison entre une montée de pression calculée avec (1.4) et des résultats expérimentaux obtenus par le groupe de travail CIGRE 23.02 . . . . .	15
FIG. 1.4	Estimation de l'augmentation de pression causée par le maintien d'un arc électriques dans une chambre de coupure . . . . .	16
FIG. 1.5	Chronogramme de protection d'un disjoncteur défaillant par l'ouverture d'un disjoncteur en amont . . . . .	18
FIG. 3.1	Photographies du lieu des mesures au poste Boucherville . . . . .	26
FIG. 3.2	Géométrie du poste (vue de dessus) . . . . .	27
FIG. 3.3	Circuit électrique unifilaire simplifié du disjoncteur GFX-2DC et de ses équipements adjacents . . . . .	28
FIG. 3.4	Oscillogramme des EEM générées lors d'une opération d'ouverture . . . . .	30
FIG. 3.5	Analyse temps-fréquence des EEM générées à l'ouverture du disjoncteur . . . . .	32
FIG. 3.6	Analyse temps-fréquence des signaux de télécommunication survenant lors des opérations du disjoncteur . . . . .	33
FIG. 3.7	Histogrammes de distribution des temps d'arc présumés à l'ouverture . . . . .	36
FIG. 3.8	Oscillogramme des EEM générées lors d'une opération de fermeture . . . . .	37
FIG. 3.9	Analyse temps-fréquence des EEM générées à la fermeture du disjoncteur . . . . .	38

FIG. 3.10	Histogrammes de distribution des temps de pré-arc présumés à la fermeture . . . . .	40
FIG. 3.11	Relation entre la caractéristique diélectrique de fermeture (CDF) et le temps de pré-arc . . . . .	41
FIG. 3.12	Phénomène de pré-décharge à la fermeture observé par mesure d'EEM . . . . .	42
FIG. 3.13	Mesure combinée de courant et d'EEM lors d'une opération d'ouverture . . . . .	44
FIG. 3.14	Mesure combinée de courant et d'EEM lors d'une opération de fermeture . . . . .	46
FIG. 3.15	Position des antennes et des chambres de coupure du disjoncteur	49
FIG. 3.16	Évaluation graphique des DTA pour $Tr_9$ (TAB. 3.7) . . . . .	50
FIG. 3.17	Cas de réamorçage détecté par mesures d'EEM . . . . .	55
FIG. 4.1	Formes d'onde du courant et de la tension d'un arc brûlant dans l'air libre . . . . .	57
FIG. 4.2	Formes d'onde représentant les variations brusques de la tension d'arc . . . . .	59
FIG. 4.3	Spectres d'amplitude et de phase des signaux d'impulsion $v_{s1}(t)$ et $v_{s2}(t)$ . . . . .	60
FIG. 4.4	Schéma fonctionnel de reconstitution temporelle des champs $\mathbf{E}$ et $\mathbf{H}$ à partir de <i>NEC2++</i> et de l'analyse de Fourier . . . . .	63
FIG. 4.5	Définition des coordonnées employées aux équations (4.9) à (4.12)	64
FIG. 4.6	Élément d'onde progressive de base . . . . .	66
FIG. 4.7	Géométrie d'un dipôle de 4 m . . . . .	68
FIG. 4.8	Fonction de transfert $G_{E_z}$ d'un dipôle calculée avec le programme <i>NEC2++</i> . . . . .	69
FIG. 4.9	Évaluation du champ $E_z(t)$ rayonné par un dipôle . . . . .	70
FIG. 4.10	Géométrie simplifiée du disjoncteur GFX-2DC . . . . .	71



FIG. 4.11	Diagrammes de rayonnement d'une structure complexe calculés avec <i>NEC2++</i> . . . . .	73
FIG. 4.12	Fonction de transfert $G_E(f)$ d'un modèle de disjoncteur . . . . .	74
FIG. 4.13	Fonction de transfert $G_H(f)$ d'un modèle de disjoncteur . . . . .	74
FIG. 4.14	Évaluation du champ $\mathbf{E}(t)$ rayonné par un modèle de disjoncteur excité par une impulsion gaussienne . . . . .	75
FIG. 4.15	Évaluation du champ $\mathbf{H}(t)$ rayonné par un modèle de disjoncteur excité par une impulsion gaussienne . . . . .	75
FIG. 4.16	Évaluation du champ $\mathbf{E}(t)$ rayonné à partir d'un modèle de disjoncteur excitée par une onde carrée de tension . . . . .	77
FIG. II.1	Antenne cadre circulaire Rohde & Schwarz HFH2-Z2 . . . . .	98
FIG. II.2	Antenne DVB-T . . . . .	99
FIG. II.3	Antenne mobile Antenex TRA4303P . . . . .	99
FIG. II.4	Antenne mobile Antenex TRA8213P . . . . .	100
FIG. II.5	Antenne plaque Cushcraft S9028P . . . . .	100
FIG. II.6	Oscilloscope Tektronix DPO7354 . . . . .	101
FIG. II.7	Emplacement de la roulotte au poste Boucherville . . . . .	101
FIG. II.8	Détection du signal d'ordre bobine dans le cabinet de contrôle du disjoncteur . . . . .	102
FIG. II.9	Acquisition du courant triphasé au secondaire du transformateur de courant . . . . .	102
FIG. II.10	Disposition de quatre antennes en périphérie du disjoncteur . . . . .	103
FIG. III.1	Modèle <i>Simulink</i> de montée de pression dans une chambre de coupure . . . . .	104

## LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES

$\gamma$	rapport des chaleurs spécifiques d'un gaz (sans unité)
$\Gamma_i$	coefficient de réflexion du courant (sans unité)
$C_p$	chaleur spécifique d'un gaz à pression constante ( $\text{J}\cdot\text{kg}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ )
$C_v$	chaleur spécifique d'un gaz à volume constant ( $\text{J}\cdot\text{kg}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ )
$f$	fréquence (Hz)
$i$	courant (A)
$j$	unité imaginaire ( $j = \sqrt{-1}$ )
$k_p$	coefficient de transfert thermique (sans unité)
log	logarithme en base 10
$n$	nombre de moles (sans unité)
$p$	pression interne absolue d'une chambre de coupure (Pa)
$q$	charge électrique (C)
$t$	temps (s)
DSP	densité spectrale de puissance (dB/Hz)
$E$	champ électrique (V/m)
$H$	champ magnétique (A/m)
$J$	densité volumique de courant ( $\text{A}/\text{m}^3$ )
$Q_{arc}$	énergie dissipée par l'arc électrique (J)
$T$	température (K)
$U_g$	énergie interne d'un gaz (J)
$v$	tension (V)
$\mathcal{V}$	volume d'une chambre de coupure ( $\text{m}^3$ )

**Abréviations :**

cc	courant continu
CA	contacts auxiliaires
CDF	caractéristique diélectrique de fermeture
CEI	Commission Électrotechnique Internationale
CF <sub>4</sub>	tétrafluorométhane
CIGRE	Conseil International des Grands Réseaux Électriques
CP	contacts principaux
DTA	différence de temps d'arrivée
EEM	émission électromagnétique
FFT	«fast Fourier transform»
IEM	interférence électromagnétique
IFFT	«inverse fast Fourier transform»
N <sub>2</sub>	azote
NEC	«Numerical Electromagnetic Code»
RF	radiofréquence
SF <sub>6</sub>	hexafluorure de soufre
TC	transformateur de courant
TTR	tension transitoire de rétablissement

**Constantes physiques :**

$c$	vitesse de la lumière ( $2,997925 \times 10^8$ m/s )
$\epsilon_0$	permittivité du vide ( $8,854188 \times 10^{-12}$ F/m )
$\mu_0$	perméabilité magnétique du vide ( $4\pi \times 10^{-7}$ H/m )
$R$	constante universelle des gaz parfaits ( $8,314472$ J mol <sup>-1</sup> K <sup>-1</sup> )

**LISTE DES ANNEXES**

ANNEXE I	RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX SUPPLÉMENTAIRES DU CHAPITRE 3 . . . . .	87
I.1	Exemples supplémentaires d'oscillogrammes d'ouverture . . . . .	88
I.2	Exemples supplémentaires d'oscillogrammes de fermeture . . . . .	93
ANNEXE II	DESCRIPTION DES ANTENNES ET DU SYSTÈME DE ME- SURE . . . . .	98
II.1	Description des antennes utilisées . . . . .	98
II.2	Photographies du système de mesure et d'acquisition . . . . .	101
ANNEXE III	CODES DE SIMULATION . . . . .	104
III.1	Simulation de l'augmentation de la pression interne d'une chambre de coupure . . . . .	104
III.2	Fichiers d'entrée des simulations <i>NEC2++</i> . . . . .	106
III.3	Script <i>MATLAB</i> de reconstitution temporelle des champs . . . . .	109

## INTRODUCTION

Le disjoncteur à haute tension joue un rôle de premier plan dans l'exploitation d'un réseau électrique. Il assure d'une part la protection du réseau en interrompant rapidement les courants de court-circuit en présence de défauts. D'autre part, le disjoncteur est manoeuvré pour connecter ou déconnecter sous charge diverses portions de circuit selon les besoins et les contraintes d'exploitation du réseau.

La fiabilité et la disponibilité des disjoncteurs à haute tension sont deux conditions essentielles pour assurer l'opération efficace et sécuritaire d'un réseau de transport d'électricité. C'est pour cette raison que ces appareils sont soumis à des normes internationales d'essais et de conception rigoureuses. Par ailleurs, les innovations technologiques réalisées au fil des années quant à la conception des disjoncteurs ont permis d'atteindre des critères très élevés de performance et de fiabilité. Or, la fiabilité d'un disjoncteur tout au long de sa vie utile ne peut être assurée que par l'application d'un programme de maintenance et d'inspection rigoureux.

La stratégie de maintenance largement utilisée depuis longtemps consiste à planifier systématiquement les diverses actions de maintenance et d'inspection de l'appareil sur une base périodique (maintenance préventive). La fréquence des inspections est généralement déterminée par le type d'équipement visé et parfois par l'historique de l'équipement. De cette façon, la condition de l'appareil ne peut être connue que ponctuellement à une fréquence déterminée par l'échéancier de maintenance. Un désavantage majeur de cette approche est le fait que les équipements inspectés ne montrent pour la plupart du temps aucune anomalie, rendant ainsi les efforts de maintenance coûteux en temps et en argent [1]. De plus, la maintenance périodique ne permet pas de prévenir l'évolution rapide d'usures anormales ou de défauts de l'équipement pouvant conduire dans certains cas à des défaillances majeures.

Pour faire face aux désavantages associés à la maintenance périodique, une nouvelle stratégie de maintenance est maintenant considérée. Celle-ci est basée sur l'état du disjoncteur («condition-based maintenance»). De cette façon, la planification des actions de maintenance peut être optimisée par des interventions qui ne sont faites que lorsque l'état du disjoncteur le requiert. Les principaux avantages d'une maintenance basée sur l'état du disjoncteur sont la réduction du coût global du cycle de vie du disjoncteur ainsi qu'une meilleure disponibilité de l'appareil [2].

Bien entendu, cette nouvelle stratégie n'est applicable qu'à la condition où l'état global du disjoncteur en service peut être déterminé à tout moment. Ceci nécessite généralement l'utilisation d'un système de surveillance constitué de divers capteurs (ex. déplacement, pression, courant, température, etc.) qui acheminent à un système d'acquisition de données les signaux reflétant l'état des divers paramètres à surveiller.

Pour être acceptables d'un point de vue économique, ces systèmes de surveillance et de diagnostic doivent être, dans la mesure du possible, non intrusifs. C'est-à-dire que les capteurs employés par le système doivent, lors de leur installation ou de leur calibration, minimiser les interventions nécessitant une mise hors service et un désassemblage partiel du disjoncteur. Certains paramètres électriques comme la durée d'arc s'avèrent complexes à surveiller à partir de capteurs conventionnels. Puisque l'arc électrique se manifeste dans un volume fermé normalement inaccessible (chambre de coupure), les mesures non intrusives sur l'arc posent un défi de taille.

C'est donc dans ce contexte qu'une nouvelle approche non intrusive de diagnostic et de surveillance en continu des performances électriques du disjoncteur est présentée. Cette nouvelle approche se base sur des mesures de rayonnement radiofréquence prises à proximité de l'appareil. À partir de telles mesures, nous visons à déterminer certains paramètres de l'arc électrique qui reflètent les performances électriques du disjoncteur.

Outre l'application de diagnostic destinée entre autres à la maintenance basée sur l'état du disjoncteur, les mesures de rayonnement RF offrent d'excellentes perspectives pour prévenir des défaillances majeures. Suite à une anomalie de fonctionnement du disjoncteur, comme par exemple une fermeture incomplète ou un réamorçage interne survenant après une fenêtre normale de coupure d'environ 25 ms, un arc électrique peut être maintenu dans une ou plusieurs chambres de coupure de l'appareil. En l'absence des mécanismes normaux d'interruption (ex. refroidissement de l'arc par soufflage d'un gaz) qui ne sont plus actifs après la fenêtre normale de coupure, l'arc maintenu dans la chambre de coupure provoque une augmentation de la pression interne jusqu'à l'atteinte d'un point de rupture de l'enveloppe isolante en porcelaine. Cette situation peut donc résulter en des projections de fragments de porcelaines qui menacent la sécurité des installations et des gens pouvant se trouver à proximité. En supposant qu'un système de mesure RF puisse déterminer en temps réel les durées d'arc à l'intérieur des chambres de coupure, il pourrait intervenir à temps en commandant l'ouverture de disjoncteurs en amont et ainsi prévenir les conséquences désastreuses résultant de l'explosion d'une chambre de coupure.

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres. Tout d'abord, le premier chapitre commence par une brève revue des principes de coupure et d'établissement de courant dans un disjoncteur à haute tension. Ces notions, communes à la plupart des technologies de disjoncteur, sont essentielles afin de bien apprécier le potentiel des mesures RF pour la surveillance des performances électriques du disjoncteur. Dans ce même chapitre, le problème de déflagration des chambres de coupure en porcelaine provoquée par une durée d'arc anormalement longue est décrit.

Le chapitre 2 propose une revue des contributions scientifiques portant sur l'étude expérimentale du rayonnement radiofréquence généré lors des périodes d'arc d'un disjoncteur. En plus des études ciblant directement les disjoncteurs, certaines études présentées au deuxième chapitre traitent du rayonnement RF généré par divers appareils ou appli-

cations impliquant le phénomène d'arc électrique.

Le chapitre 3, qui constitue la réalisation principale de ce mémoire, présente différents types de mesure de rayonnement RF réalisés en réseau sur un disjoncteur SF<sub>6</sub> «live-tank» de 330 kV dédié à la commutation d'une batterie de condensateurs de 374 Mvar. Les résultats issus de cette campagne de mesure sont analysés et interprétés de façon à mettre en évidence le potentiel de diagnostic des performances électriques du disjoncteur à partir des mesures de rayonnement.

Enfin, le quatrième chapitre propose deux méthodes de simulation permettant, à l'aide de modèles simplifiés, d'expliquer certaines caractéristiques des résultats expérimentaux présentés au chapitre 3. Ces simulations visent principalement l'étude de l'influence de la géométrie du disjoncteur et des structures métalliques environnantes sur le rayonnement produit lors du phénomène d'arc.



## CHAPITRE 1

### DÉFINITION DU PROBLÈME ET SOLUTION PROPOSÉE

Les différents chapitres de ce mémoire font appel à certaines notions spécifiques au disjoncteur à haute tension. Les notions abordées dans les deux prochaines sections sont largement décrites dans divers ouvrages de référence [3], [4], [5].

#### 1.1 Généralités

Les disjoncteurs à haute tension installés actuellement dans les réseaux électriques utilisent différentes technologies. Les technologies de disjoncteur sont communément regroupées selon le type de milieu d'interruption utilisé. Parmi les disjoncteurs dotés de technologies plus anciennes, on retrouve principalement ceux utilisant l'air comprimé ou l'huile comme milieu d'interruption. Du côté des technologies les plus récentes, les mélanges gazeux composés d'hexafluorure de soufre et d'azote ( $\text{SF}_6/\text{N}_2$ ) et ceux composés d'hexafluorure de soufre et de tétrafluorométhane ( $\text{SF}_6/\text{CF}_4$ ) s'avèrent aujourd'hui les milieux d'interruption les plus performants pour les applications à haute tension.

Les performances d'interruption d'un disjoncteur sont étroitement liées à sa capacité d'extinction de l'arc électrique initié à la séparation de ses contacts. La supériorité du gaz  $\text{SF}_6$  comme agent de coupure est principalement attribuable à deux de ses propriétés : la caractéristique de sa conductibilité thermique et sa forte électronégativité, c'est-à-dire sa grande capacité à capturer des électrons libres. D'une part, la grande conductibilité thermique du  $\text{SF}_6$  aux températures avoisinant 2000 K permet un refroidissement efficace au passage par zéro du courant. D'autre part, la forte électronégativité du gaz  $\text{SF}_6$  favorise la régénération diélectrique du gaz ayant été ionisé dans le canal d'arc.

Toutefois, l'arc électrique ne peut être suffisamment refroidi sans un soufflage adéquat du milieu d'interruption. Des dispositifs de soufflage de l'arc sont donc intégrés dans la conception des disjoncteurs. L'un des principes de soufflage de l'arc les plus couramment utilisés actuellement est le soufflage autopneumatique. Selon ce principe, une partie du gaz à l'intérieur de la chambre est comprimée dans un cylindre dont le volume décroît avec le mouvement de séparation des contacts. Le gaz comprimé est alors graduellement expulsé à travers une buse de soufflage isolante, réalisant ainsi un soufflage efficace de l'arc électrique jusqu'à son extinction.

Les disjoncteurs à haute tension sont également regroupés en deux grandes familles : les disjoncteurs à cuve sous tension («live tank») et les disjoncteurs à cuve mise à la terre («dead tank»). Les disjoncteurs «live tank» sont caractérisés par le fait que leurs chambres de coupure ont une enveloppe isolante raccordée au potentiel du réseau électrique tandis que les «dead tank» sont constitués de chambres de coupure montées dans une enveloppe métallique raccordée au potentiel terre.

La suite de ce mémoire sera principalement consacrée à l'étude du disjoncteur «live tank» à soufflage autopneumatique utilisant comme milieu d'interruption un mélange gazeux composé de  $\text{SF}_6/\text{N}_2$  ou  $\text{SF}_6/\text{CF}_4$ . Cette classe de disjoncteur est l'une des plus utilisées actuellement pour les applications à haute tension. Toutefois, la plupart des idées avancées dans ce mémoire peuvent être applicables aux disjoncteurs utilisant d'autres types de technologie comme par exemple les disjoncteurs à air comprimé qu'on retrouve encore en très grand nombre dans les réseaux électriques.

## 1.2 Principes de coupure et d'établissement du courant dans un disjoncteur à haute tension

Dans un disjoncteur en position fermée, le courant circule à travers des contacts dont la résistance doit être la plus faible possible (généralement  $< 100 \mu\Omega$ ) afin d'éviter les échauffements excessifs par effet Joule. Le processus d'interruption du courant est initié dans chacune des chambres de coupure du disjoncteur en séparant rapidement les contacts. À l'instant même où la séparation des contacts se produit ( $t_d$ , FIG. 1.1), un arc électrique est amorcé et est alimenté par le courant du réseau. Pendant que la distance entre les contacts augmente, l'arc s'étire progressivement, ce qui a comme effet d'augmenter la tension aux bornes de l'arc (FIG. 1.1). L'énergie électrique de l'arc est dissipée sous forme de chaleur qui contribue à maintenir le canal d'arc ionisé (conducteur). C'est seulement à l'instant des passages par zéro du courant que celui-ci peut être coupé. Les performances d'interruption du disjoncteur dépendent alors de sa capacité à éteindre dé-

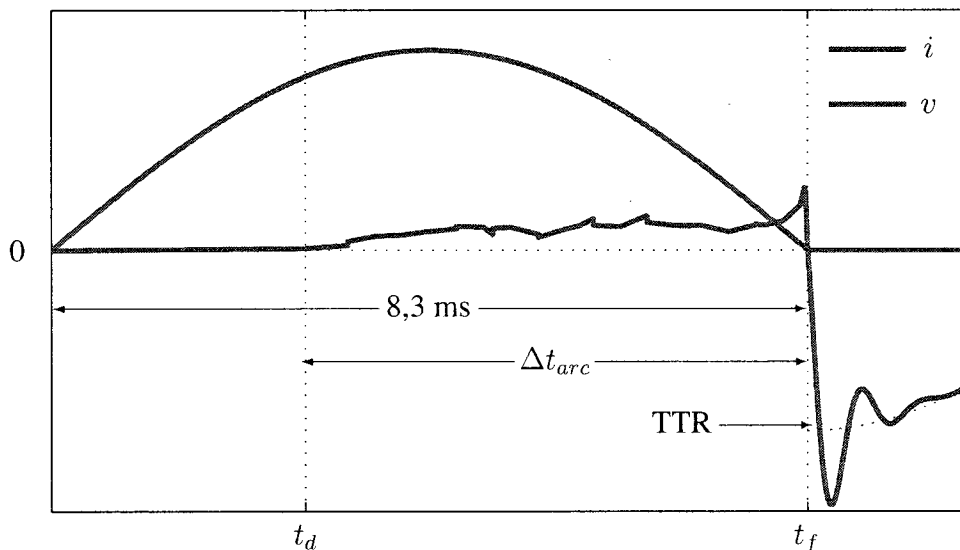


FIG. 1.1 Formes d'onde simplifiées du courant à interrompre et de la tension aux bornes du disjoncteur lors d'une opération d'ouverture

finitivement l'arc par un refroidissement adéquat lors du passage par zéro du courant. Suite à l'interruption ( $t_f$ , FIG. 1.1), le milieu isolant inter-contacts doit regagner rapidement sa rigidité diélectrique et résister à la crête de tension transitoire de rétablissement (TTR).

La durée d'arc ( $\Delta t_{arc}$ ) est un paramètre de première importance pour évaluer la condition d'un disjoncteur. Elle est définie comme étant l'intervalle de temps entre l'instant du premier début d'un arc et l'instant de l'extinction finale de l'arc sur tous les pôles du disjoncteur [6]. Notons ici qu'un pôle correspond à la partie du disjoncteur installée sur chacune des phases du réseau électrique. Chaque pôle peut contenir plusieurs chambres de coupure en série qui doivent opérer simultanément. Lors de l'interruption de courants de charge de quelques centaines d'ampères, la durée d'arc est normalement inférieure à 8 ms (l'arc s'éteint au premier passage par zéro du courant). Lorsque le courant à interrompre est plutôt celui d'un court-circuit qui est de l'ordre de plusieurs dizaines de kA, la durée d'arc maximale est de l'ordre de 20 ms. La durée d'arc doit nécessairement rester inférieure à cette valeur car les mécanismes de refroidissement du disjoncteur (ex. soufflage autopneumatique) ne sont généralement actifs que pour une durée normale d'opération d'environ 25 ms.

Après une première coupure, il peut se produire occasionnellement un rétablissement du courant entre les contacts ouverts du disjoncteur. Ces événements sont qualifiés de *réallumage* lorsqu'ils surviennent à l'intérieur d'une période de 90 degrés électriques ( $< 4,17$  ms) après la coupure du courant tandis qu'ils sont qualifiés de *réamorçage* lorsqu'ils surviennent après un intervalle de 90 degrés électriques suivant l'instant de coupure initiale. Précisons que le réallumage est souvent qualifié de réamorçage «thermique», c'est-à-dire qu'il se produit dans le même canal d'arc qui n'a pas été complètement refroidi lors de la tentative d'interruption précédente. D'autre part, le réamorçage est de nature «diélectrique», c'est-à-dire qu'il peut s'initier entre n'importe quelle partie des contacts ouverts du disjoncteur. Ces phénomènes sont dans la plupart des cas in-

désirables en raison des surtensions sévères qu'elles peuvent occasionner et de l'usure anormale que peuvent subir certaines pièces. Cependant, pour certaines applications, comme par exemple la coupure de faibles courants inductifs, l'interruption par plusieurs réallumages successifs peut s'avérer bénéfique en limitant les fortes surtensions causées par le phénomène d'arrachement de courant [4]. La fréquence des réallumages et des réamorçages est donc, selon les applications considérées, un paramètre de performance électrique très révélateur de l'état du disjoncteur.

Lors d'une manoeuvre de fermeture, le rapprochement simultané des contacts dans chacune des chambres de coupure du disjoncteur fait diminuer graduellement la rigidité diélectrique de l'espace inter-contacts. À l'instant auquel la rigidité diélectrique de l'espace inter-contacts devient égale à la tension aux bornes de la chambre de coupure, il se produit alors un claquage (le pré-amorçage) où le courant est établi à travers un arc (le pré-arc). La durée de pré-arc est définie comme étant l'intervalle de temps entre le début de la circulation de courant dans le premier pôle et l'instant où les contacts se touchent dans tous les pôles [6].

### **1.3 Description du problème de déflagration**

Les disjoncteurs sont essentiellement des dispositifs mécaniques appelés à exercer une fonction électrique [3]. Le bon fonctionnement du disjoncteur ne peut être assuré que par le bon état des pièces stratégiques de coupure et l'action adéquate de l'ensemble de ses organes mécaniques. Autrement, l'exploitation sécuritaire de l'équipement est grandement compromise. Selon une enquête menée par le groupe de travail CIGRE 06.13, environ 70% des défaillances observées sur les disjoncteurs sont d'origine mécanique [7]. Compte tenu de l'importance de l'énergie électrique pouvant être mise en jeu lors de l'opération d'une chambre de coupure, certaines anomalies, semblant parfois banales a priori, peuvent être à l'origine de conséquences désastreuses.

À l'ouverture, une mauvaise condition du disjoncteur peut faire en sorte qu'un arc électrique soit maintenu dans une ou plusieurs de ses chambres de coupure. Au-delà d'une durée d'arc maximale de 25 ms, la course des contacts prend fin et par le fait même, le gaz diélectrique n'est plus expulsé de la buse de soufflage. C'est à partir de ce moment que la persistance de l'arc peut conduire rapidement à une explosion de l'appareil. L'arc ne pouvant plus être refroidi par le soufflage de gaz, il contribue alors à augmenter, par sa chaleur intense, la pression interne de la chambre de coupure. Il est aussi susceptible de provoquer un choc thermique en réchauffant rapidement un point de la paroi de la chambre de coupure.

À la fermeture, aucun soufflage n'est normalement prévu car l'arc électrique est tout simplement court-circuité au moment où les contacts du disjoncteur se touchent (contact métal-métal). Toutefois, si la manoeuvre de fermeture s'avère incomplète, le courant peut alors s'établir en permanence par un arc électrique ne pouvant se déioniser en raison de l'absence de soufflage. Cette situation peut aussi mener à une surpression ou un choc thermique au niveau de la chambre de coupure.

Selon des essais d'explosion par surpression effectués sur des chambres de porcelaine similaires à une chambre de coupure de disjoncteur, il a été montré que des fragments de porcelaine peuvent être projetés sur des distances de plus de 30 mètres [8]. De tels événements menacent la sécurité des travailleurs pouvant se trouver à proximité de la déflagration. D'autre part, ils risquent d'endommager sérieusement les équipements voisins et de compromettre la fiabilité du réseau. Bien que les fabricants de disjoncteurs proposent maintenant des modèles de chambre de coupure dont l'enveloppe isolante est composée de matériaux composites enrayant les risques de déflagrations violentes, les enveloppes en porcelaine seront encore présentes en majorité dans les postes pour encore plusieurs dizaines d'années.

#### 1.4 Augmentation de la pression interne d'une chambre de coupure causée par le maintien d'un arc électrique

Afin d'estimer la durée d'arc requise pour que la pression interne d'une chambre de coupure atteigne un seuil critique pouvant conduire à l'éclatement de l'enveloppe de porcelaine, une expression approximative de l'augmentation de pression interne causée par l'arc est développée dans la présente section. Cette expression permet d'estimer l'augmentation de pression en fonction de la durée, de la tension et du courant d'arc ainsi qu'en tenant compte de certaines propriétés thermodynamiques du milieu de coupure.

Pour prédire correctement l'augmentation de la pression interne causée par l'arc électrique, il faut tout d'abord comprendre comment l'énergie de l'arc est dissipée dans son milieu. En considérant l'arc comme un élément de circuit électrique caractérisé par une certaine caractéristique courant-tension, l'énergie d'arc totale  $Q_{arc}$  est obtenue par l'intégrale temporelle du produit  $v_{arc}(t) \cdot i_{arc}(t)$  sur une période  $\Delta t_{arc}$ . Puisque l'onde de tension d'arc est parfaitement en phase avec l'onde de courant d'arc [3], le phénomène d'arc est purement résistif, c'est-à-dire que la puissance électrique est totalement dissipée dans son milieu. L'énergie totale dissipée par l'arc pendant une durée  $\Delta t_{arc}$  est donc donnée par :

$$Q_{arc} = \int_0^{\Delta t_{arc}} v_{arc}(t) i_{arc}(t) dt \quad (1.1)$$

On peut approximer la forme d'onde de la tension d'arc comme une onde carrée en phase avec le courant d'arc sinusoïdal [9]. Ainsi, en appliquant (1.1) au cas particulier d'un courant d'arc alternatif, l'énergie approximative dissipée par un arc durant  $N$  cycles à la fréquence du réseau  $f$  devient alors :

$$\begin{aligned}
 Q_{arc} &= \int_0^{N/f} \hat{V}_{arc} \hat{I}_{arc} \left| \sin(2\pi ft) \right| dt \\
 &= \frac{2\sqrt{2} N V_{arc} I_{arc}}{\pi f}
 \end{aligned}
 \tag{1.2}$$

où  $\hat{V}_{arc}$ ,  $\hat{I}_{arc}$  sont les valeurs crêtes du courant et de la tension d'arc et  $V_{arc}$ ,  $I_{arc}$  les valeurs efficaces. L'énergie électrique de l'arc est transférée dans son milieu par différents mécanismes d'interaction [10]. Ainsi, seulement une fraction de  $Q_{arc}$  contribuera au chauffage du gaz dans la chambre de coupure. Outre la partie de l'énergie contribuant directement à l'élévation de température du gaz,  $Q_{arc}$  se partage suivant divers mécanismes :

- transfert de chaleur par conduction au niveau des contacts d'arc et des parois de la chambre ;
- énergie de rayonnement ;
- énergie de dissociation des molécules du milieu de coupure ;
- énergies requises pour l'évaporation et la fusion de la surface de certaines pièces de coupure (contacts, buse de soufflage, etc.) ;
- énergie résultant des réactions chimiques entre les impuretés (ex. vapeurs métalliques) et le milieu de coupure.

Les phénomènes venant d'être décrits mettent en évidence que l'énergie interne  $U_g$  chauffant le gaz environnant ne représente qu'une fraction de l'énergie totale issue du phénomène d'arc ( $Q_{arc}$ ). À cet effet, nous introduisons un coefficient de transfert thermique  $k_p$  défini comme le ratio entre  $U_g$  et  $Q_{arc}$ . À titre d'exemple, un gaz ayant un coefficient  $k_p$  de 1 signifie que la totalité de  $Q_{arc}$  contribue à l'augmentation de pression du gaz tandis qu'un gaz ayant un  $k_p$  de 0,5 subit une augmentation de pression causée par la contribution de 50% de  $Q_{arc}$ . Enfin, en se basant sur la loi des gaz parfaits et la loi



de conservation de l'énergie [11], l'équation exprimant l'augmentation dynamique de la pression interne  $\Delta p(t)$  d'une chambre de coupure de volume  $\mathcal{V}$  en fonction de  $U_g(t)$  est donnée par :

$$\Delta p(t) = \frac{U_g(t) [\gamma(T) - 1]}{\mathcal{V}} \quad (1.3)$$

Dans la littérature,  $\gamma$  est souvent désigné sous le nom d'exposant adiabatique et il est défini comme le ratio entre les chaleurs spécifiques  $C_p/C_v$  d'un gaz. Sa valeur dépend principalement du type de gaz et varie en fonction de la température (FIG. 1.2). Ainsi, le caractère non-idéal du gaz est pris en compte par la variation de  $\gamma$  en fonction de  $T$  [12], [13]. Dans le cas d'un mélange gazeux, la valeur globale de  $\gamma$  du mélange est la somme des  $\gamma$  de chacun des gaz pondérés par les pourcentages massiques. En remplaçant  $U_g$  dans (1.3) par  $k_p \cdot Q_{arc}$  et  $Q_{arc}$  par son expression donnée en (1.2), la pression interne  $p$  d'une chambre de coupure causée par un arc brûlant durant  $N$  cycles est donnée par :

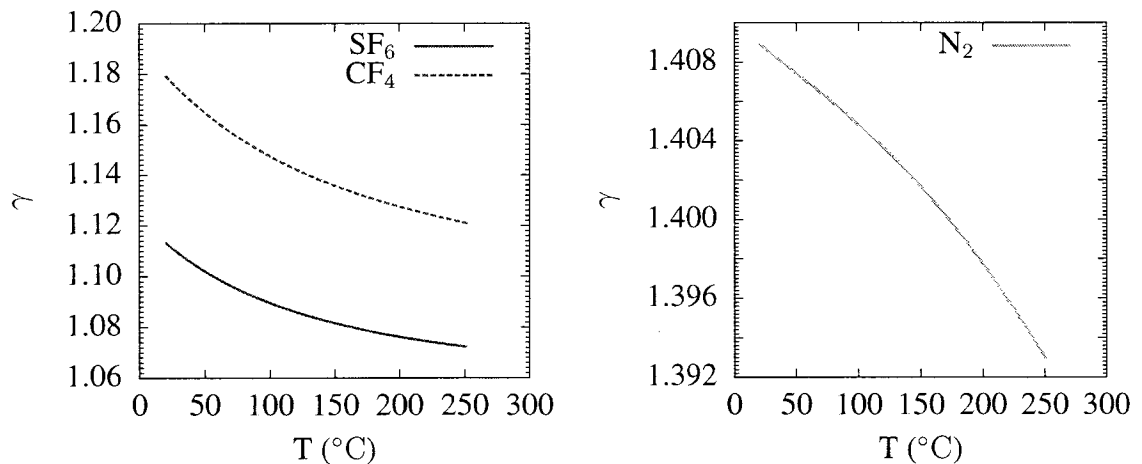


FIG. 1.2  $\gamma(T)$  des gaz  $\text{SF}_6$ ,  $\text{CF}_4$  et  $\text{N}_2$

$$p(N) = p_0 + \frac{2\sqrt{2} k_p N V_{arc} I_{arc} [\gamma(T) - 1]}{\pi f \mathcal{V}} \quad (1.4)$$

où  $p_0$  est la pression interne initiale avant le phénomène d'arc. La valeur typique de  $k_p$  pour le  $SF_6$  pur a été évaluée expérimentalement à 0,6 [10]. À partir d'une valeur de  $k_p$  connue comme celle du  $SF_6$ , le  $k_p$  d'un autre gaz peut être déterminé en connaissant le rapport des chaleurs spécifiques à volume constant des deux gaz (1.5). Pour un mélange gazeux, la valeur globale de  $k_p$  du mélange est la somme des  $k_p$  pondérés par les pourcentages massiques pour chacun des gaz.

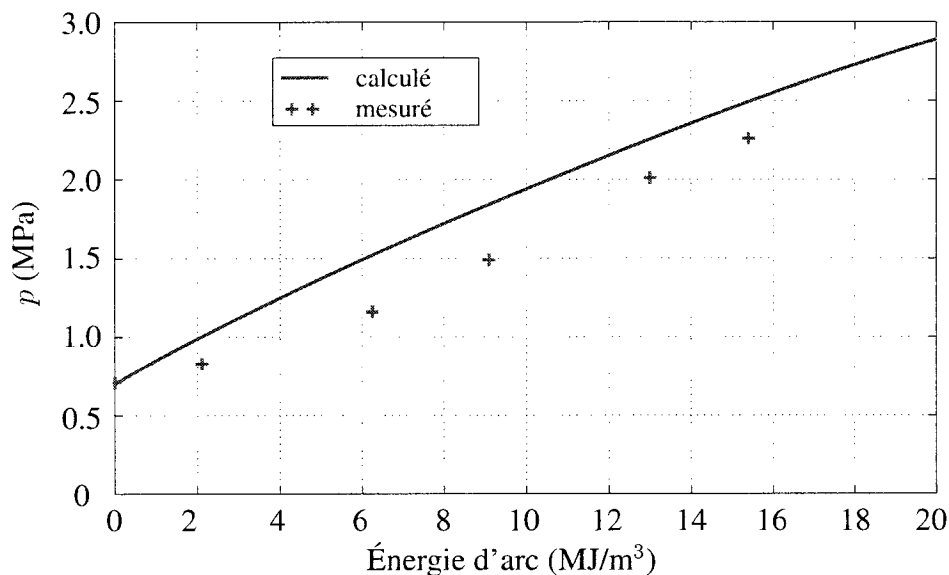
$$k_{p(X)} = \frac{k_{p(SF_6)}}{C_{v(SF_6)}} C_{v(X)} \quad (1.5)$$

La relation (1.4) est considérée comme un système couplé car  $p(N)$  dépend de  $T$  qui, à son tour dépend de  $p$ . Ainsi, la relation  $T(p)$  doit être évaluée parallèlement à l'équation (1.4). Celle-ci peut être estimée par la loi des gaz parfaits :

$$T(p) = \frac{p\mathcal{V}}{nR} \quad (1.6)$$

Un modèle a été développé dans l'environnement *Simulink*® [14] afin de simuler dynamiquement les montées de pression dictées par l'équation (1.4) (cf. annexe III). Les résultats donnés par ce modèle ont été comparés à des résultats expérimentaux obtenus par le groupe de travail CIGRE 23.02 (FIG. 1.3) [15]. On remarque dans cet exemple que les valeurs calculées tendent à surestimer les mesures expérimentales avec une erreur relative d'au plus 20 %.

Considérons maintenant un arc de paramètres  $\{I_{arc} = 40 \text{ kA}, V_{arc} = 700 \text{ V}\}$  maintenu dans une chambre de coupure ayant un volume de 100 L et remplie d'un mélange gazeux



Source : CIGRE W.G. 23.02, *Guide for SF<sub>6</sub> gas mixtures*, Technical Brochure 163, 2000 [15]

FIG. 1.3 Comparaison entre une montée de pression calculés avec (1.4) et des résultats expérimentaux obtenus par le groupe de travail CIGRE 23.02. Les paramètres utilisés sont :  $p_0 = 0,7$  MPa, 20% SF<sub>6</sub>, 80% N<sub>2</sub>,  $\mathcal{V} = 0,65$  m<sup>3</sup>,  $I_{arc} = 50$  kA,  $V_{arc} = 700$  V et  $k_p = 0,65$ .

40% SF<sub>6</sub> et 60% N<sub>2</sub>. En simulant ce cas à partir du modèle *Simulink* de montée de pression (annexe III), on constate que la pression interne atteint une valeur égale à 4,25 fois la pression initiale en un peu plus de 10 cycles (FIG. 1.4). Si l'arc se déplace et vient chauffer rapidement une partie de la paroi interne de la chambre de coupure, il n'est pas exclu qu'un choc thermique se produise, menant aussi à une destruction de la chambre avant que celle-ci atteigne une surpression critique.

L'objectif des calculs venant d'être décrits consiste à établir un ordre de grandeur du temps minimum requis afin d'atteindre une surpression critique dans la chambre de coupure. Des calculs approximatifs et simplifiés sont donc ici justifiables compte tenu de l'objectif poursuivi. Une évaluation très précise de l'évolution de la pression nécessiterait une modélisation approfondie de la géométrie de la chambre ainsi que la prise en compte de tous les mécanismes d'interaction intervenant entre l'arc, le médium de cou-

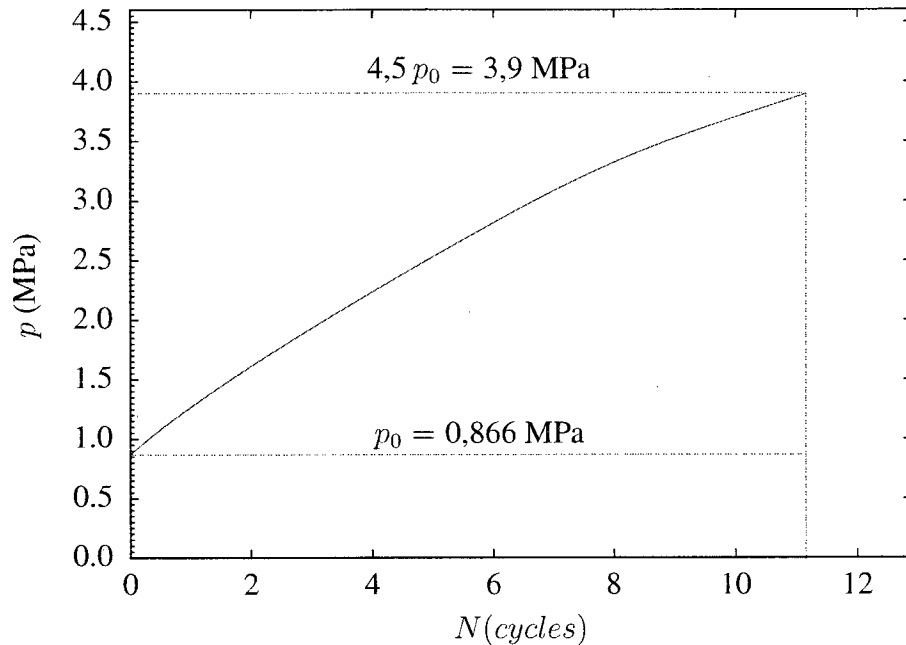


FIG. 1.4 Estimation de l'augmentation de pression causée par le maintien d'un arc électrique dans une chambre de coupure remplie d'un mélange gazeux 40%  $\text{SF}_6$  / 60%  $\text{N}_2$  ( $\mathcal{V} = 100$  L,  $(p_0)_{\text{N}_2} = 0,520$  MPa abs.,  $(p_0)_{\text{SF}_6} = 0,346$  MPa abs.,  $I_{\text{arc}} = 40$  kA,  $V_{\text{arc}} = 700$  V,  $k_p = 0,62$ )

pure et les parois de la chambre. Des méthodes numériques de mécanique des fluides («Computational fluid dynamics») seraient alors nécessaires afin de mener des calculs d'une grande précision.

### 1.5 Solution proposée au problème de déflagration et avantages anticipés

Afin d'éliminer les risques de déflagration associés à l'explosion d'une chambre, il devient nécessaire de mesurer en temps réel les durées d'arc afin de détecter rapidement les arcs dont la durée excède 20 ms. Or, des méthodes conventionnelles basées uniquement sur la lecture du courant ne s'avèrent pas toujours efficaces pour détecter un arc électrique [16]. Par exemple, suite à une fermeture incomplète, un arc pourrait être maintenu

dans l'espace inter-contacts d'une chambre de coupure alors que le courant y circulant correspond au courant de charge normal, donc pas différent de celui obtenu lors d'une fermeture complète. Dans cette condition, il est clair que la seule lecture du courant ne peut réussir à identifier la présence d'un arc électrique. D'autres types de mesures sont donc nécessaires. Parmi celles-ci, des approches basées sur des mesures d'émissions électromagnétiques semblent très prometteuses (cf. chapitre 2).

L'avantage principal d'une telle méthode est son caractère non-intrusif, signifiant qu'aucune intervention n'est nécessaire à l'intérieur des chambres de coupure du disjoncteur. Par ailleurs, une telle méthode ne requiert aucun capteur installé directement sur une des parties sous tension du disjoncteur. À partir d'une ou plusieurs antennes accessibles à partir du sol, nous étudierons la possibilité de déduire les durées d'arc en se basant uniquement sur les signaux captés par les antennes. Si cette approche de surveillance s'avère efficace, nous croyons qu'un système de surveillance, prenant comme signaux d'entrée les émissions électromagnétiques, pourrait transmettre un ordre d'ouverture à temps aux disjoncteurs en amont du disjoncteur défaillant.

Selon les spécifications d'essais de pression sur les corps d'isolateurs creux définies dans la norme CEI 62155 [17], l'isolateur (chambre de coupure) doit supporter, pendant cinq minutes et ce sans défaillance, une pression interne égale à 4,25 fois la pression interne atteinte suite à une coupure normale du courant. À partir des calculs de pression développés à la section précédente, il a été montré dans les cas les plus sévères qu'un temps d'environ 170 ms suffit pour que la pression interne de la chambre atteigne une pression critique équivalente à 4,25 fois la pression initiale.

La figure 1.5 présente sous forme de chronogramme la séquence des événements où un disjoncteur défaillant (disjoncteur #1) est mis hors tension par un système anti-déflagration détectant une durée d'arc trop longue et signalant l'ordre d'ouverture à un disjoncteur en amont (disjoncteur #2). À partir de l'hypothèse que 10 cycles ( $\approx 170$  ms)

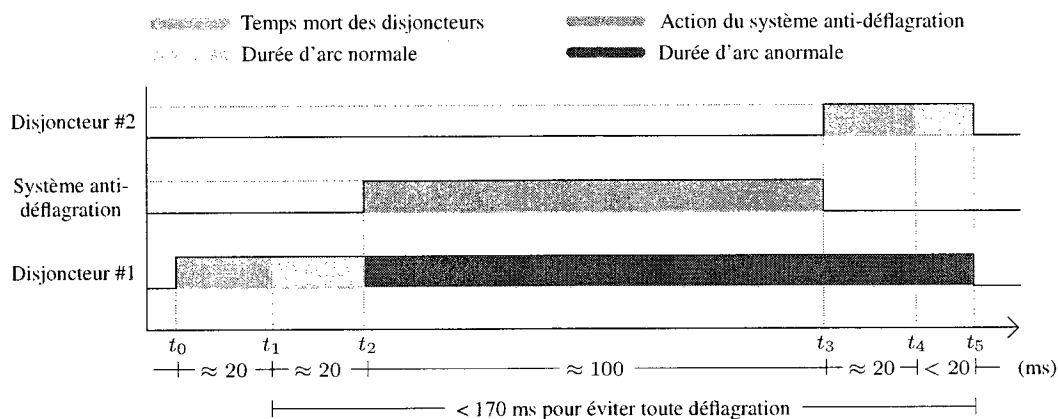


FIG. 1.5 Chronogramme de protection d'un disjoncteur défaillant (disjoncteur #1) par l'ouverture d'un disjoncteur en amont (disjoncteur #2)

est le temps minimum requis pour que la pression interne d'une chambre de coupure atteigne un seuil critique (cf. section 1.4), nous pouvons déduire le temps de réaction minimum du système anti-déflagration. Les temps indiqués sur le chronogramme représentent le cas le plus sévère où la surpression dans la chambre de coupure doit cesser au plus tard 170 ms après l'amorçage dans le disjoncteur défaillant.

Le temps mort du disjoncteur #1, qui correspond au temps de réaction requis par les organes mécaniques du disjoncteur précédant la séparation des contacts, est de l'ordre de 20 ms ( $t_1 - t_0$ ). Suite au temps mort, si la durée d'arc excède un temps maximum acceptable de 20 ms ( $t_2 - t_1$ ), c'est à cet instant qu'un système «anti-déflagration» entrerait en jeu au temps  $t_2$  en commandant l'ouverture du disjoncteur #2 en amont du disjoncteur défaillant. Lorsque le disjoncteur en amont reçoit l'ordre d'ouverture, nous devons compter un délai maximum de 40 ms ( $t_5 - t_3$ ) avant que la coupure définitive du courant au niveau du disjoncteur #2 ait protégé le disjoncteur défaillant. L'augmentation de pression à l'intérieur des chambres défaillantes du disjoncteur #1 se produit entre  $t_1$  et  $t_5$ . Donc, en soustrayant les intervalles  $t_2 - t_1$  et  $t_5 - t_3$  à l'intervalle de montée de pression ( $t_5 - t_1$ ), nous concluons qu'un système anti-déflagration aurait à sa disposition un temps de réaction maximal évalué à 100 ms. Considérant les vitesses de transmis-

sion caractérisant les technologies récentes de communication sans fil, nous considérons qu'un temps de réaction maximal de 100 ms serait suffisant pour transmettre un signal d'ordre d'ouverture aux disjoncteurs en amont d'un disjoncteur défaillant et ainsi éviter la déflagration de ce dernier.

En résumé, un éventuel système basé sur des mesures de rayonnement possède d'excellentes perspectives pour les applications de surveillance et de diagnostic des performances électriques du disjoncteur. Les prochains chapitres chercheront, par diverses démarches, à mettre en évidence le potentiel des mesures d'émissions électromagnétiques pour les applications suivantes :

- moyen «anti-déflagration» des chambres en porcelaine en commandant l'ouverture des disjoncteurs en amont ;
- outil pour la maintenance basée sur l'état du disjoncteur ;
- suivi et meilleure connaissance de la dégradation des performances électriques des appareils de coupure ;
- source d'informations pertinentes lors des analyses post-mortem menées suite aux défaillances.

Afin d'alléger la lecture des prochains chapitres, l'acronyme *EEM* (émissions électromagnétiques) ainsi que le terme *rayonnement* seront utilisés pour désigner un rayonnement électromagnétique RF généré en présence d'un arc électrique.

## CHAPITRE 2

### REVUE DE LA LITTÉRATURE

Le développement de nouvelles méthodes de diagnostic des disjoncteurs à haute tension par des mesures de rayonnement électromagnétique radiofréquence est un domaine de recherche très récent. Néanmoins, on retrouve dans la littérature scientifique une multitude d'ouvrages récents traitant directement ou indirectement de ce nouveau domaine très spécialisé.

Ce chapitre propose un sommaire des différentes contributions scientifiques dans lesquelles s'inscriront les résultats expérimentaux du troisième chapitre et les travaux de simulation du quatrième chapitre.

#### **2.1 Recherches antérieures : interférences électromagnétiques dans les postes**

L'étude des interférences électromagnétiques (IEM) dans les postes à haute tension est devenue un domaine de recherche essentiel au cours des années 80 et 90. En raison de l'intégration à grande échelle de nouveaux équipements de télécommunication destinés notamment aux applications de téléprotection, les IEM générées dans les postes à haute tension ont dû être caractérisées [18]. Une meilleure connaissance des IEM présentes dans les postes a ainsi permis d'assurer une bonne compatibilité électromagnétique des divers équipements électroniques de contrôle et de télécommunication.

Les sources d'IEM dans un environnement à haute tension sont multiples. Parmi celles-ci, on retrouve les décharges partielles, les décharges par effet de couronne ainsi que celles provoquées par l'opération des appareils de coupure et de sectionnement. Certains



types de décharge se manifestent par intermittence et ce, de façon permanente. C'est notamment le cas des décharges partielles qui sont généralement attribuables aux imperfections d'un matériau isolant soumis à la haute tension [19]. D'autre part, les décharges créées par l'opération d'un appareil de coupure tel le disjoncteur sont plutôt ponctuelles, c'est-à-dire que la source d'interférence n'est présente que pour quelques millisecondes [18]. L'étude intensive et la caractérisation des IEM générées par l'opération des appareils de coupure ouvrent maintenant de nouvelles pistes de recherche. En effet, depuis environ une dizaine d'années, les IEM induites par les manoeuvres de commutation dans les postes ne sont plus seulement perçues comme une source d'interférences nuisible. Elles offrent maintenant d'excellentes perspectives comme nouvel outil de surveillance et diagnostic de l'état des équipements.

## 2.2 Détection des décharges d'arc

La détection des décharges d'arc par des mesures de rayonnement RF est une méthode étudiée depuis plusieurs années. Elle est considérée dans plusieurs domaines d'application où l'apparition d'arcs électriques traduit une situation anormale et parfois même critique. C'est notamment le cas dans le domaine aérospatial où les décharges d'arc se créant sur les surfaces hautement chargées d'un vaisseau peuvent être détectées par des mesures RF [20]. On retrouve d'autres exemples d'application dans le domaine ferroviaire où les locomotives électriques peuvent être soumises à des décharges d'arc indésirables pouvant également être détectées par des mesures RF [21].

Dans le domaine des réseaux électriques de transport et de distribution, un bon nombre de défauts survenant sur le réseau sont qualifiés de *défauts d'arc*, c'est-à-dire qu'un arc électrique fait partie du chemin dans lequel circule le courant de défaut. La durée de cet arc dépend de la vitesse à laquelle les relais de protection détectent le défaut pour ensuite acheminer un ordre aux disjoncteurs devant isoler le défaut. La détection des

défauts d'arc posent toutefois quelques problèmes pour les défauts caractérisés par une grande résistance d'arc et un faible courant. Dans ce cas, les relais conventionnels, qui sont généralement basés sur des lectures de tension et de courant, ne sont pas toujours en mesure de détecter le défaut [16]. Pour remédier à ce problème, la détection et la localisation des défauts d'arc par ondes RF sont envisagées [16], [22].

Certaines applications industrielles utilisent intrinsèquement l'arc électrique comme source de chaleur, comme par exemple les fours à arc et les soudeuses à arc. Ces appareils sont également des sources de rayonnement RF pouvant servir à la détection et la caractérisation à distance du phénomène d'arc [21].

### **2.3 Études expérimentales du rayonnement RF généré par l'opération d'un disjoncteur**

Les émissions électromagnétiques RF produites lors de l'opération d'un disjoncteur ont récemment fait l'objet de quelques études expérimentales. De façon générale, une ou plusieurs antennes de mesure sont disposées à proximité d'un disjoncteur en service. Lorsque ce dernier opère, les signaux captés aux antennes sont échantillonnés et enregistrés au moyen d'un oscilloscope numérique. Parmi les études considérées, les approches expérimentales varient selon les capteurs employés et le type de disjoncteur étudié. Néanmoins, indépendamment des méthodologies de mesure appliquées, certaines constatations sont communes à la plupart des études quant à l'analyse des résultats. Voici les principales :

- Les émissions sont de nature impulsive, ce qui signifie que le signal capté est composé d'une série d'impulsions. Les impulsions sont d'amplitudes variables et elles semblent à priori être distribuées de façon aléatoire pendant la durée du phénomène [18], [23], [24].

- Le spectre de fréquence des signaux impulsifs est très large. Selon certaines mesures, il s'étend sur près de 1 GHz [25].
- Les émissions générées lors des opérations de fermeture de disjoncteur sont beaucoup plus intenses que pour les opérations d'ouverture. Ceci semble être surtout le cas lorsque le disjoncteur est en amont d'une charge capacitive en raison de l'intensité du courant d'appel [18], [25], [26].
- Le rayonnement peut être détecté sur des distances pouvant aller jusqu'à plusieurs dizaines de mètres du disjoncteur [23], [27].

Quelques travaux laissent également entrevoir le potentiel des mesures RF pour évaluer certains paramètres reflétant l'état du disjoncteur. À titre d'exemple, des travaux expérimentaux menés en laboratoire sur un disjoncteur SF<sub>6</sub> de 24 kV ont montré que la durée d'arc peut être déterminée de façon non-intrusive par une mesure de champ électrique dans la gamme de fréquences de 30-300 MHz [28]. Une autre application prometteuse consiste à évaluer en service les écarts de synchronisme entre les chambres de coupure du disjoncteur [23]. À partir de mesures RF prises simultanément par quatre antennes réparties autour du disjoncteur, il est possible d'identifier en temps réel la séquence d'opération des chambres de coupure. Enfin, d'autres investigations expérimentales ont révélé que les cas de réallumages et de réamorçages peuvent être décelés à partir de signaux captés par des antennes situées à proximité du disjoncteur [29], [30].

## CHAPITRE 3

### MESURES EN RÉSEAU ET RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Dans ce chapitre, des mesures de rayonnement RF sur un disjoncteur SF<sub>6</sub> «live tank» de 330 kV sont présentées. L'analyse et l'interprétation des résultats de mesure sont ensuite développées de façon à mettre en évidence leur potentiel d'application pour la surveillance et le diagnostic des performances électriques d'un disjoncteur à haute tension.

#### 3.1 Objectifs des mesures et hypothèses de départ

La revue de la littérature présentée au dernier chapitre fait état de quelques travaux de recherche dont les émissions électromagnétiques (EEM) produites par un disjoncteur à haute tension ont été étudiées et caractérisées par des mesures en réseau. Toutefois, ces études ont peu insisté sur les applications de diagnostic et de surveillance pouvant découler de ces mesures. Néanmoins, certaines applications prometteuses telles l'évaluation en service des écarts de synchronisation du disjoncteur [23] et l'estimation non-intrusive des durées d'arc [28] ont été rapportées dans des ouvrages récents. Afin de mener éventuellement de telles applications au stade d'implantations commerciales à grande échelle, des efforts de recherche et développement sont actuellement requis.

L'objectif principal des mesures en réseau est de démontrer que le rayonnement radio-fréquence se produisant durant les périodes d'arc et de pré-arc du disjoncteur permet de poser des diagnostics clairs quant aux performances électriques du disjoncteur. Plus précisément, les mesures présentées dans le présent chapitre ont pour but de confirmer que la durée d'arc peut être déterminée à partir d'EEM. Bien qu'il a déjà été démontré que la

durée d'arc pouvait être estimée à partir des EEM sur un disjoncteur à moyenne tension [28], cette démonstration s'appuyait sur une expérimentation contrôlée en laboratoire. Nous cherchons ici à extrapoler la démonstration rapportée dans [28] dans le contexte d'un disjoncteur à haute tension opérant dans les conditions réelles d'exploitation d'un réseau électrique.

Nous posons comme hypothèse de départ qu'un signal RF persiste entre l'amorçage de l'arc et son extinction. Ainsi, la durée d'arc serait tout simplement déduite par la soustraction entre les instants de disparition et d'apparition du signal RF. L'établissement d'une corrélation entre la durée d'arc et la durée du rayonnement radiofréquence cherche à vérifier le potentiel de telles mesures pour l'application «anti-déflagration» des chambres de coupure en porcelaine, telle que décrite précédemment (cf. section 1.3).

### **3.2 Description du disjoncteur mesuré et de son environnement**

Les mesures ont été prises sur un disjoncteur GFX-2DC au poste Boucherville de Trans-Énergie (FIG. 3.1 a) entre les mois de juillet et novembre 2007. Les principales caractéristiques du disjoncteur ciblé sont présentées au tableau 3.1. Ce disjoncteur est dédié à l'enclenchement et au déclenchement d'une batterie de condensateurs de 374 Mvar (FIG. 3.1 b). L'addition de condensateurs au réseau est régulièrement nécessaire afin de compenser la puissance réactive et ainsi réguler les niveaux de tension à des seuils acceptables lors des périodes de consommation de pointe. Ainsi, les disjoncteurs de batteries de condensateurs sont normalement opérés sur une base quotidienne contrairement aux disjoncteurs de ligne qui sont rarement sollicités. La fréquence élevée des opérations du disjoncteur testé a permis de réaliser des mesures sur près de cent opérations pendant une période de quatre mois.

TAB. 3.1 Principales caractéristiques du disjoncteur mesuré

Modèle	GFX-2DC
Type de fabrication	«live tank»
Fabricant	GEC ALSTHOM T&D
Tension nominale	330 kV
Pouvoir de coupure	50 kA
Chambres de coupure	2 chambres en série par pôle
Milieu de coupure	mélange gazeux : 40% SF <sub>6</sub> , 60% N <sub>2</sub>
Pression de remplissage	N <sub>2</sub> : 0,520 MPa abs., SF <sub>6</sub> : 0,346 MPa abs
Températures de fonctionnement	-50 °C à +40 °C
Type de commande	hydraulique

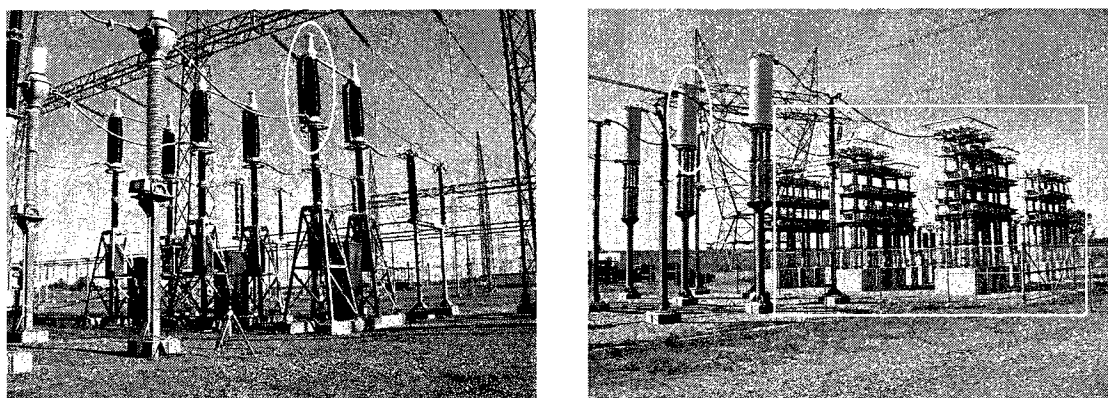


FIG. 3.1 Photographies du lieu des mesures au poste Boucherville. *Gauche* : disjoncteur GFX-2DC de 330 kV constitué de six chambres de coupure (1 chambre encerclée). *Droite* : inductances de limitation (celle de la phase B est encerclée) et batterie de condensateurs de 374 Mvar (encadrée)

Le disjoncteur GFX-2DC est composé d'un total de six chambres de coupure (deux chambres en série par pôle). Il est à noter que le disjoncteur n'est équipé d'aucun système de commande synchrone. C'est donc dire que les temps d'ouverture et de fermeture sont complètement indépendants des formes d'onde de courant et de tension aux bornes du disjoncteur. L'amplitude des phénomènes transitoires, dont le courant d'appel, est cependant limitée par la présence d'inductances de limitation de 1 mH par phase en série avec la batterie de condensateurs. De plus, le disjoncteur est muni de résistances disposées en parallèle avec chacun des contacts principaux et qui sont insérées à la fermeture pendant une période d'un demi-cycle (FIG. 3.3). Ces résistances d'insertion ont pour ef-

fet d'amortir les surtensions transitoires causées par l'enclenchement des condensateurs.

Plusieurs équipements électriques font partie de l'environnement de mesure. En plus des inductances de limitation et de la batterie de condensateurs connectées en aval du disjoncteur, un transformateur de courant ainsi que des sectionneurs sont disposés de part et d'autre du disjoncteur (FIG. 3.2).

La figure 3.3 présente sous forme de circuit unifilaire simplifié le disjoncteur mesuré ainsi que les différents équipements électriques connectés à proximité. Le réseau en amont du disjoncteur est tout simplement représenté par un circuit équivalent de Thévenin composé d'une source de tension  $V_{eq}$  en série avec une impédance  $Z_{eq}$ . Des condensateurs de 1 nF sont ajoutés en parallèle avec chacune des chambres de coupure afin de répartir le plus uniformément possible la tension sur chacune des chambres en série lorsque les contacts du disjoncteur sont ouverts. Ces condensateurs de répartition réduisent de façon considérable l'effet des capacités par rapport à la terre qui tendent à

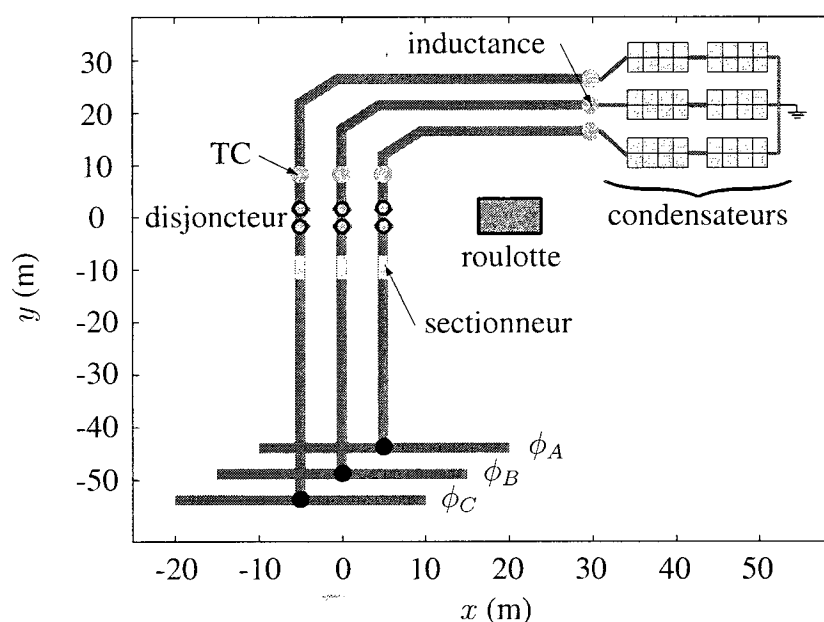


FIG. 3.2 Géométrie du poste (vue de dessus)

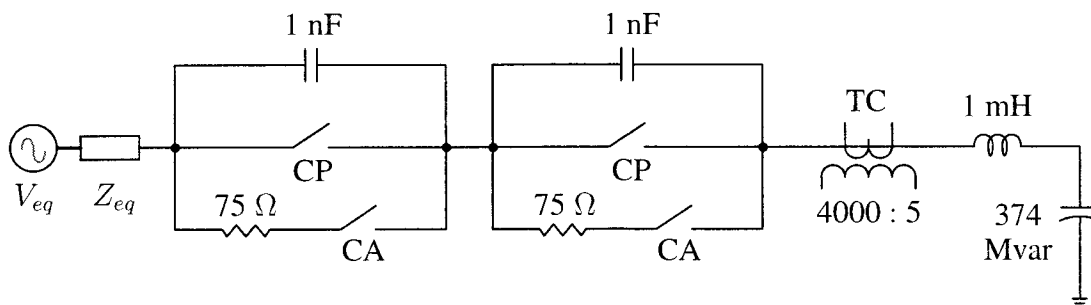


FIG. 3.3 Circuit électrique unifilaire simplifié du disjoncteur GFX-2DC et de ses équipements adjacents

concentrer la tension aux bornes des chambres de coupure les plus près de la source de tension lors d'un défaut aux bornes du disjoncteur.

### 3.3 Description du système de mesure

Les EEM ont été captées lors des opérations du disjoncteur au moyen de différentes antennes disposées en périphérie du disjoncteur. Les antennes étaient installées à une hauteur de 1 m au-dessus du niveau du sol et la distance entre les chambres de coupure et les antennes pouvait varier entre 7 et 30 m. Une brève description des antennes utilisées est présentée en annexe II.

Les signaux captés par les antennes sont transmis par câbles coaxiaux et triaxiaux jusqu'à un oscilloscope situé dans une roulotte installée à une distance de 15 mètres du pôle  $\phi_A$  du disjoncteur (FIG. 3.2). L'oscilloscope utilisé est un Tektronix DPO7354 (annexe II, FIG. II.6). Il est doté d'un taux d'acquisition maximal de  $40 \times 10^9$  échantillons par seconde et d'une mémoire d'enregistrement de  $400 \times 10^6$  échantillons distribués sur 4 canaux d'entrée. Le taux d'acquisition de l'oscilloscope a été fixé à un taux de  $2,5 \times 10^9$  échantillons par seconde sur une fenêtre de temps de 50 millisecondes. Ces réglages représentent un bon compromis entre la résolution temporelle des mesures et la taille



des fichiers de données enregistrés pour des fins de post-traitement.

L'opération du disjoncteur est initiée par l'alimentation (129 V c.c.) d'une bobine d'ordre (signal d'ordre bobine). Afin de synchroniser nos mesures d'EEM avec l'opération du disjoncteur, le signal d'ordre bobine est utilisé comme signal de déclenchement («trigger») de l'oscilloscope. Ce signal est capté dans le cabinet d'opération tripolaire du disjoncteur au moyen d'un transformateur de courant (FIG. II.8). Suite à la transmission d'un ordre d'ouverture ou de fermeture, la transition de tension 0-129 V c.c. de l'ordre bobine induit un signal transitoire à la sortie du transformateur de courant qui est transmis par câble coaxial au canal auxiliaire de déclenchement de l'oscilloscope.

Les enclenchements et déclenchements de la batterie de condensateurs sont télécommandés quasi quotidiennement selon les besoins momentanés du réseau. Les heures d'opération ne pouvaient donc pas être connues à l'avance. Afin de rendre notre système d'acquisition autonome, un logiciel a été utilisé pour la sauvegarde automatique des acquisitions et la remise de l'oscilloscope en mode d'attente de déclenchement suite à l'acquisition.

Il peut survenir à l'occasion des déclenchements intempestifs d'oscilloscope causés par des perturbations induites au niveau du câble coaxial acheminant le signal d'ordre bobine. Ceci résulte en une série d'acquisitions intempestives sauvegardées et parmi lesquelles nous devons distinguer celles d'intérêt. Pour ce faire, nous disposons d'un journal contenant l'historique des heures d'opération du disjoncteur. Donc, à l'aide d'une estampille temporelle produite à l'oscilloscope lors des acquisitions, le tri des bonnes acquisitions s'effectue simplement par la comparaison entre les heures d'acquisition et celles d'opération du disjoncteur contenues dans l'historique.

### 3.4 Mesure des opérations d'ouverture

Plus d'une vingtaine de mesures d'EEM ont été prises lors des opérations d'ouverture du disjoncteur. L'oscillogramme d'une de ces mesures est présenté à la figure 3.4. Il est important ici de noter que l'échelle de temps des oscillogrammes correspond au temps écoulé depuis la réception du signal d'ordre bobine dans le cabinet d'opération du disjoncteur. Des exemples supplémentaires d'oscillogramme d'ouverture sont présentés à l'annexe I.

À la figure 3.4, on remarque la présence d'une série d'impulsions d'amplitude variable se manifestant à l'intérieur d'une fenêtre comprise entre  $t = 18,14$  et  $t = 25,45$  ms. À l'extérieur de cette fenêtre, on mesure tout de même un train de petites impulsions dont l'amplitude maximale est d'environ 4 mV. Ces petites impulsions, associées à l'activité électromagnétique présente en permanence dans le poste, sont mesurables en tout temps

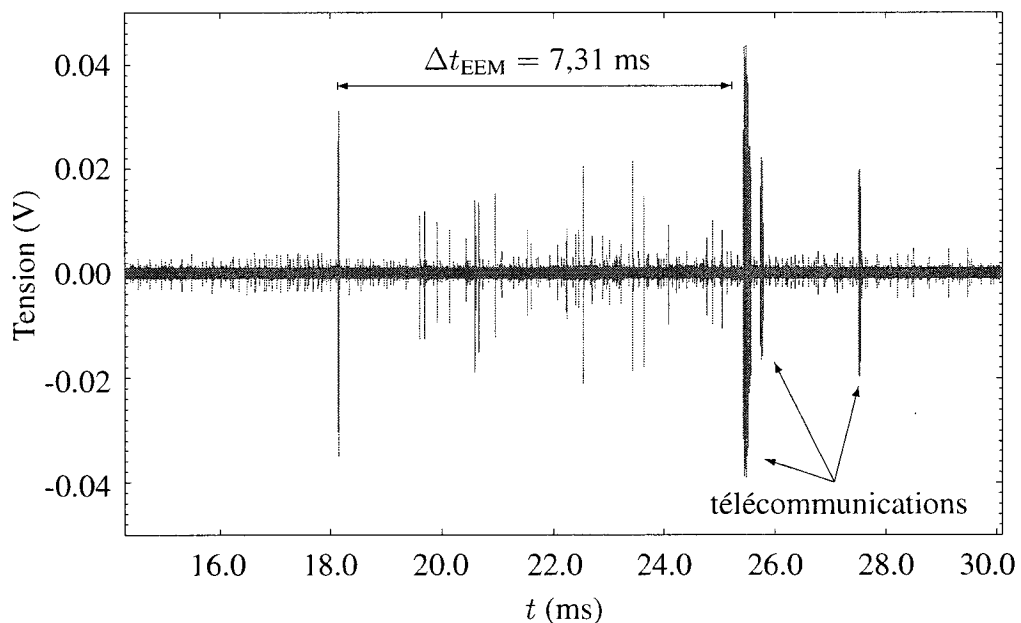


FIG. 3.4 Oscillogramme des EEM générées lors d'une opération d'ouverture et captées au moyen d'une antenne cadre circulaire (cf. annexe II) située à 15 m du disjoncteur

au moyen des antennes. Elles seront considérées dans le contexte de nos analyses comme un niveau de bruit. Au total, 33 impulsions d'amplitude supérieure au niveau de bruit de 4 mV sont distribuées entre  $t = 18,14$  et  $t = 25,45$  ms. Dans les analyses qui suivent, il sera démontré que cette fenêtre ( $\Delta t_{\text{EEM}}$ ) peut être corrélée avec la durée d'arc ( $\Delta t_{\text{arc}}$ ) du disjoncteur.

Les trois signaux désignés «télécommunications» à la figure 3.4 comportent certaines caractéristiques qui les distinguent des impulsions contenues dans la fenêtre  $\Delta t_{\text{EEM}}$ . Ce sont en fait des signaux de télécommunication provenant d'un automatisme du réseau et qui surviennent toujours au même instant, soit environ 25 ms suivant l'ordre bobine.

La nature distincte des signaux de télécommunication est mise évidence par une analyse temps-fréquence des signaux (FIG. 3.5, FIG. 3.6). Cette analyse nous permet de suivre l'évolution du spectre local du signal en fonction du temps. À partir d'un signal temporel  $s(n)$  discrétisé en  $N$  échantillons, on divise celui-ci en  $M$  segments où  $N$  est un multiple entier de  $M$ . On applique ensuite une transformée de Fourier discrète sur chacun des segments de signal  $m$  pondérés par une fonction fenêtre (3.1). La fonction fenêtre utilisée dans la suite de l'analyse est celle de Hamming [31] définie en (3.2).

$$S_L(m, f) = \sum_{n=(m-1)(N/M)+1}^{m(N/M)} w \left[ n - \frac{(m-1)N}{M} \right] s(n) e^{-j2\pi f n} \begin{cases} m \in [1, M] \\ n \in [1, N] \end{cases} \quad (3.1)$$

$$w[l] = 0.54 - 0.46 \cos \left( \frac{2\pi l}{N/M} \right), \quad l \in [1, N/M] \quad (3.2)$$

$S_L(m, f)$  offre donc une représentation en trois dimensions de  $s(n)$  permettant de suivre à la fois l'évolution temporelle et spectrale du signal. Pour des fins de représentation gra-

phique, on utilisera le carré du module de  $S_L(m, f)$ , donnant ainsi une estimation de la densité spectrale de puissance (DSP) des segments  $m$ . Cette représentation graphique est connue sous le nom de spectrogramme. Afin de tracer efficacement les spectrogrammes, on utilise la fonction *spectrogram* de *MATLAB*® [32] dont l'algorithme est basé sur l'équation (3.3) exprimée en dB/Hz.

$$\text{DSP}(m, f) = 10 \log \left( \frac{|S_L(m, f)|^2}{\frac{N/M}{\sum_{l=1}^M |w[l]|^2}} \right) \quad (3.3)$$

À la figure 3.5, les trois premières impulsions de la période  $\Delta t_{\text{EEM}}$  (FIG. 3.4) sont représentées sous forme de spectrogramme. Les trois transitoires se distinguent sur le spectrogramme par trois bandes parallèles à l'axe  $f$ , montrant ainsi le spectre très étendu des impulsions.

Les spectrogrammes des signaux de télécommunication (FIG. 3.6) sont caractérisés par des bandes de DSP orientées parallèlement à l'axe  $t$ , ce qui indique que le spectre de ces

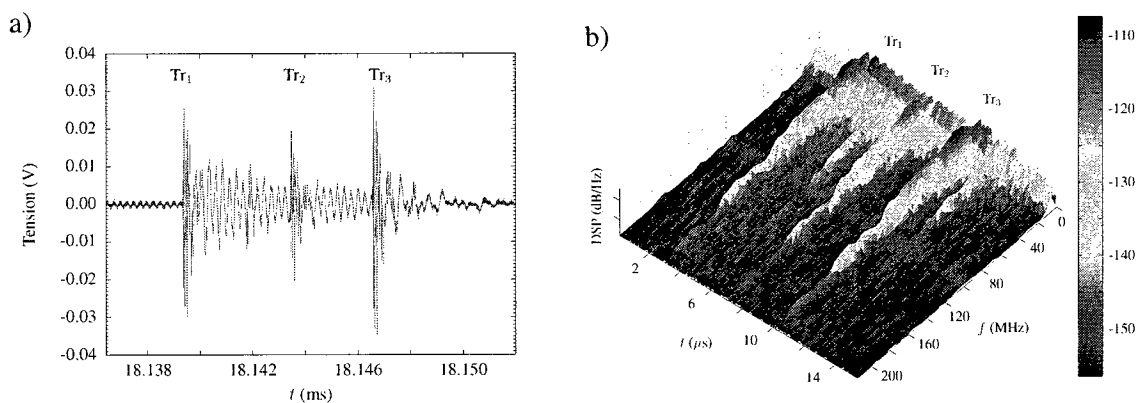


FIG. 3.5 Analyse temps-fréquence des EEM générées à l'ouverture du disjoncteur. a) vue agrandie des signaux transitoires de la figure 3.4, b) spectrogramme des signaux transitoires montrés en a).

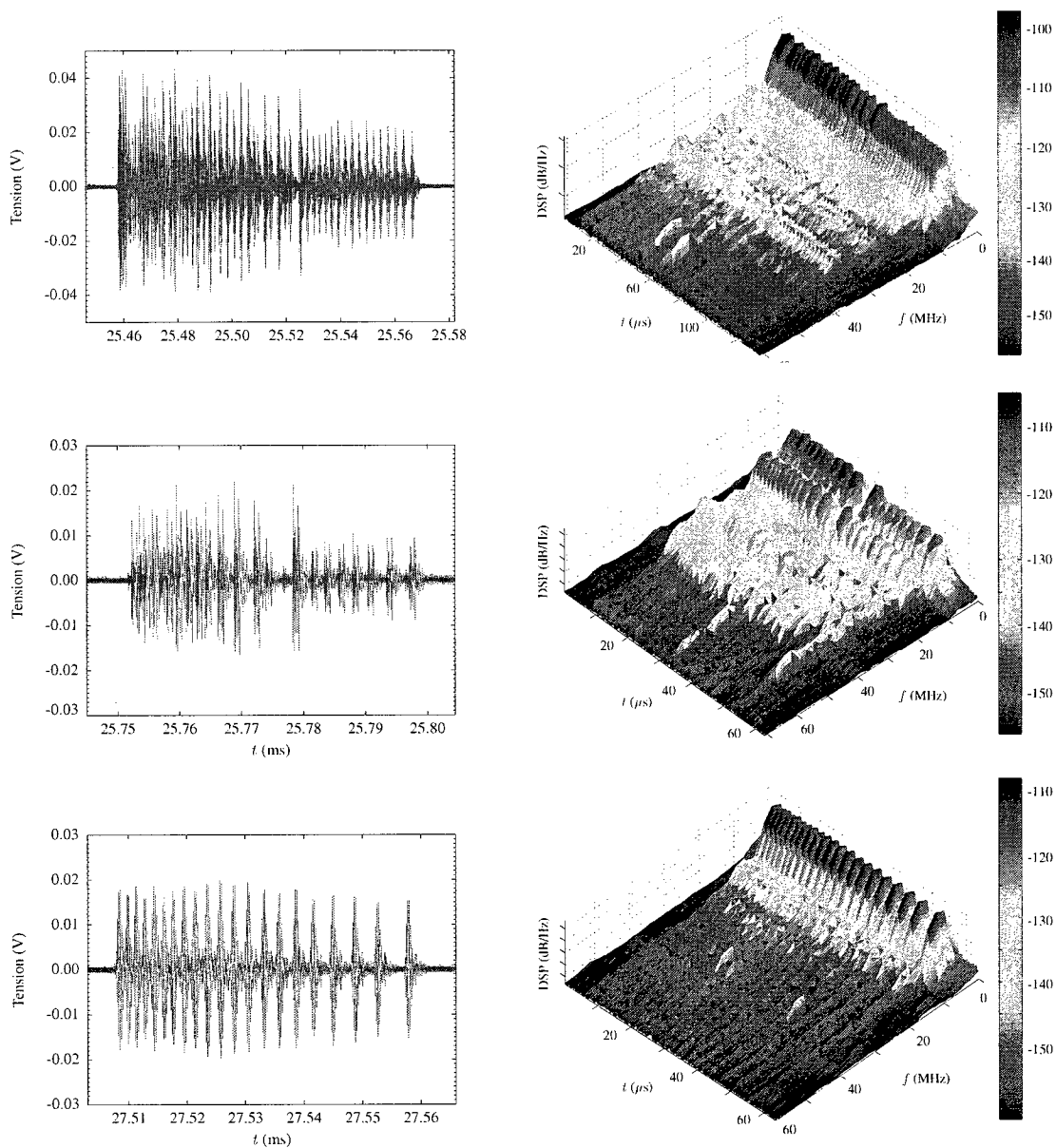


FIG. 3.6 Analyse temps-fréquence des signaux de télécommunication captés 25 ms suivant l'ordre d'opération du disjoncteur. *Gauche* : Oscillogrammes des trois signaux de télécommunication identifiés à la figure 3.4. *Droite* : Spectrogrammes associés aux signaux de gauche.

signaux est quasi invariable dans le temps. De plus, ces signaux ne subissent pas d'atténuation, contrairement aux signaux de la figure 3.5. Il est donc facile par une analyse temps-fréquence de distinguer de tels signaux de télécommunication et d'éventuelle-

ment les exclure de notre analyse lorsque nous voulons par exemple évaluer la période pendant laquelle les EEM reliées à l'arc se manifestent.

Nous constatons à partir des oscillogrammes que les premières impulsions de la période  $\Delta t_{EEM}$  surviennent près de 18 ms après la réception du signal d'ordre d'ouverture. Ce délai, correspondant au temps d'opération du disjoncteur, est le temps requis pour que le mouvement des organes mécaniques du disjoncteur entraîne la séparation des contacts. Des essais de fonctionnement mécanique du disjoncteur sont effectués périodiquement dans les postes afin de mesurer les temps d'opération au niveau de chacune des chambres de coupure. Ceux-ci nécessitent toutefois l'installation de capteurs et d'instruments de mesure sur le disjoncteur devant être mis hors service. Les plus récents résultats d'essais de fonctionnement mécanique du disjoncteur GFX-2DC sont présentés au tableau 3.2. Les temps d'opération issus de ces essais doivent être interprétés comme le temps écoulé entre l'apparition de l'ordre d'ouverture et l'instant de séparation des contacts dans chacune des chambres.

Les temps d'opération au tableau 3.2 montrent que l'instant de séparation des contacts se produit de façon quasi simultanée dans chacune des chambres. Les spécifications de performance du disjoncteur GFX-2DC indiquent qu'un temps d'opération acceptable en ouverture doit se situer entre 15 et 23 ms et que les écarts de synchronisme entre les chambres doivent être inférieurs à 4 ms. Ces critères doivent être respectés en tout temps pour assurer le fonctionnement adéquat du disjoncteur et éviter les défaillances majeures.

TAB. 3.2 Résultats d'essais de fonctionnement mécanique en ouverture effectués sur le disjoncteur GFX-2DC

Temps d'opération en ouverture (ms)					
Pôle A		Pôle B		Pôle C	
$\phi_{A1}$	$\phi_{A2}$	$\phi_{B1}$	$\phi_{B2}$	$\phi_{C1}$	$\phi_{C2}$
17,4	18,0	17,7	18,1	17,9	18,5

Puisque les temps d'opération correspondent à l'instant de séparation des contacts, ils équivalent par le fait même au temps de début d'arc. En posant l'hypothèse que le début d'arc coïncide aussi avec le début de la période  $\Delta t_{EEM}$ , le temps marquant le début des émissions donne comme information le temps d'opération de la chambre la plus rapide. Par ailleurs, des mesures prises à partir de plusieurs antennes permettent de localiser la chambre d'où provient chacune des impulsions et permettent donc d'évaluer le temps d'opération mécanique de chacune des chambres (cf. section 3.7). Basée sur un échantillon de 22 mesures d'ouverture (TAB. 3.3), la distribution des temps de début de la période  $\Delta t_{EEM}$  (FIG. 3.7 a) révèle que les temps d'opération sont acceptables (compris entre 15 et 23 ms) pour les 22 opérations mesurées.

TAB. 3.3 Temps d'arc (ms) présumés à partir de 22 mesures d'EEM à l'ouverture

Date/heure d'ouverture	$t_d$	$t_f$	$\Delta t_{arc}$
2007-07-10 19 h 17	20,08	24,75	4,67
2007-07-17 22 h 10	18,14	25,05	6,91
2007-07-22 00 h 37	19,25	24,09	4,84
2007-07-24 19 h 20	19,53	22,54	3,01
2007-07-29 18 h 02	20,79	24,25	3,46
2007-07-30 16 h 02	19,87	24,88	5,01
2007-07-31 18 h 26	19,78	25,31	5,53
2007-08-03 00 h 11	19,95	25,49	5,54
2007-08-03 19 h 05	19,95	23,41	3,46
2007-08-12 17 h 26	20,07	23,37	3,30
2007-09-06 22 h 06	18,13	23,87	5,74
2007-09-07 21 h 38	19,25	24,53	5,28
2007-09-10 14 h 37	19,31	25,38	6,07
2007-09-10 21 h 31	19,89	23,36	3,47
2007-09-11 14 h 25	19,38	24,31	4,93
2007-09-12 21 h 04	19,77	23,19	3,42
2007-09-24 21 h 11	19,56	24,34	4,78
2007-10-05 20 h 31	18,35	23,34	4,99
2007-10-19 20 h 02	19,71	23,41	3,70
2007-10-22 13 h 52	19,59	24,72	5,13
2007-10-22 21 h 09	19,07	24,96	5,89
2007-10-26 12 h 19	16,34	23,91	7,57

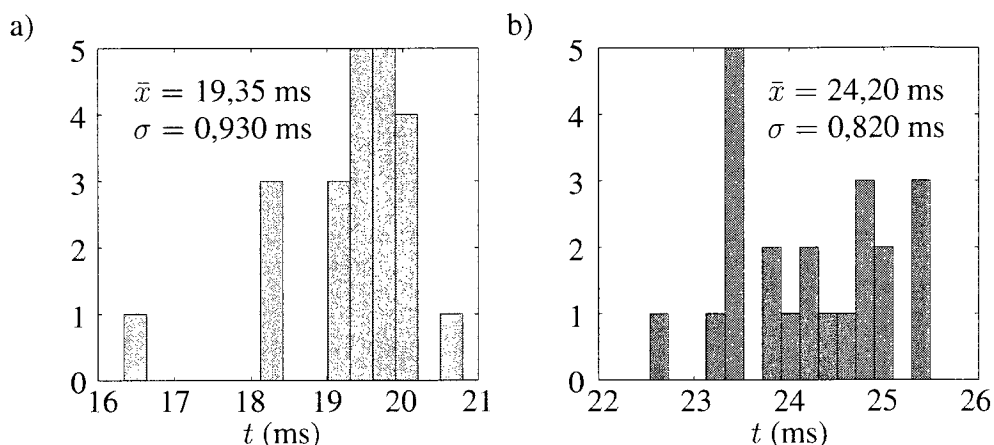


FIG. 3.7 Histogrammes de distribution des temps d'arc présumés d'un échantillon de 22 mesures d'ouverture. a) temps de début de la période  $\Delta t_{EEM}$ , b) temps de fin de la période  $\Delta t_{EEM}$ . La moyenne ( $\bar{x}$ ) et l'écart type ( $\sigma$ ) sont donnés pour chaque distribution.

### 3.5 Mesure des opérations de fermeture

Près de 40 mesures d'EEM ont été prises lors des opérations de fermeture du disjoncteur. L'oscillogramme d'une de ces mesures est présenté à la figure 3.8. Quelques différences sont notables entre les oscillogrammes de fermeture et d'ouverture (FIG. 3.4). D'abord, l'oscillogramme de fermeture révèle deux périodes distinctes pendant lesquelles les EEM se manifestent. Ceci est dû au fait que des pré-amorçages se produisent au niveau de deux paires de contacts raccordées en parallèle (FIG. 3.3). Un premier pré-arc survient à environ  $t = 44$  ms au niveau des contacts auxiliaires (CA) et le courant circule alors à travers les résistances d'insertion de fermeture du disjoncteur. Ces résistances sont insérées pendant près d'un demi-cycle ( $\approx 8$  ms). Ensuite, une deuxième période de pré-arc survient à environ  $t = 52$  ms au niveau des contacts principaux (CP) qui viennent court-circuiter les résistances d'insertion. Des exemples supplémentaires d'oscillogramme de fermeture sont présentés à l'annexe I.

Une autre différence notable est la différence d'intensité des EEM entre les mesures d'ouverture et de fermeture. Ainsi, pour une antenne donnée, l'amplitude des EEM de



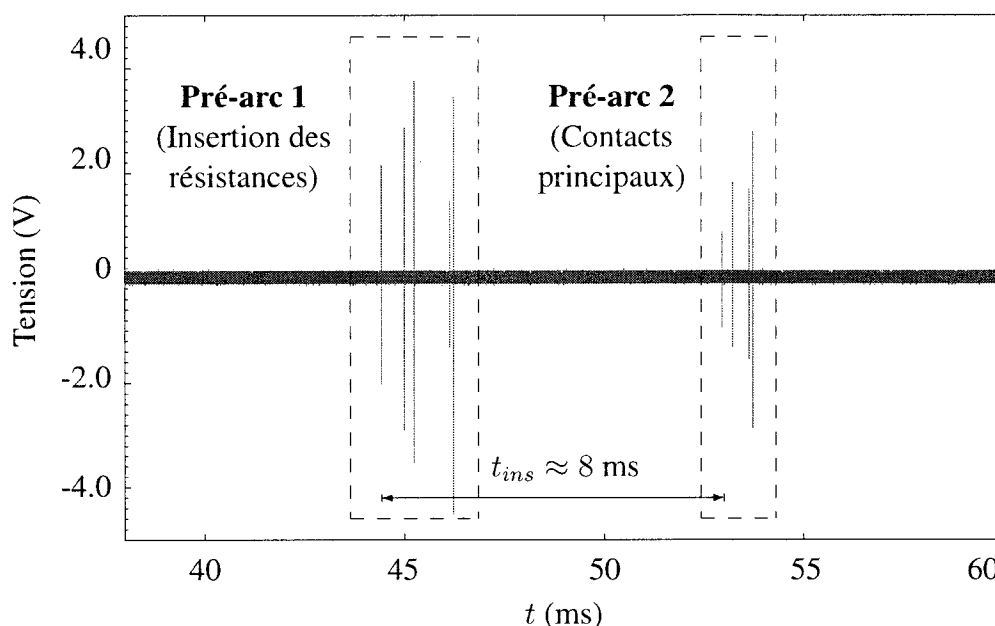


FIG. 3.8 Oscillogramme des EEM générées lors d'une opération de fermeture et captées au moyen d'une antenne plaquée (cf. annexe II) située à 15 m du disjoncteur

fermeture est approximativement dix fois plus élevée que celles d'ouverture. Cette différence s'explique par le fait qu'en fermeture, l'enclenchement des condensateurs cause un fort courant d'appel qui alimente alors le pré-arc. Rappelons que c'est en raison de ce fort courant d'appel que des inductances de limitation et des résistances d'insertion sont utilisées (FIG. 3.3).

Lors des périodes de pré-arc, une série d'EEM transitoires est captée au niveau des antennes pendant un intervalle de temps variant généralement entre 1,5 et 3,5 ms. La figure 3.9 met en évidence le phénomène transitoire apparaissant vers  $t = 46,2$  ms (FIG. 3.8). On observe à partir du spectrogramme l'étendue du spectre de la transitoire de fermeture qui s'étale sur près de 1 GHz.

Les histogrammes de la figure 3.10 donnent la distribution des temps de début et de fin des périodes d'EEM d'un échantillon de 39 mesures de fermeture (TAB. 3.4). En com-

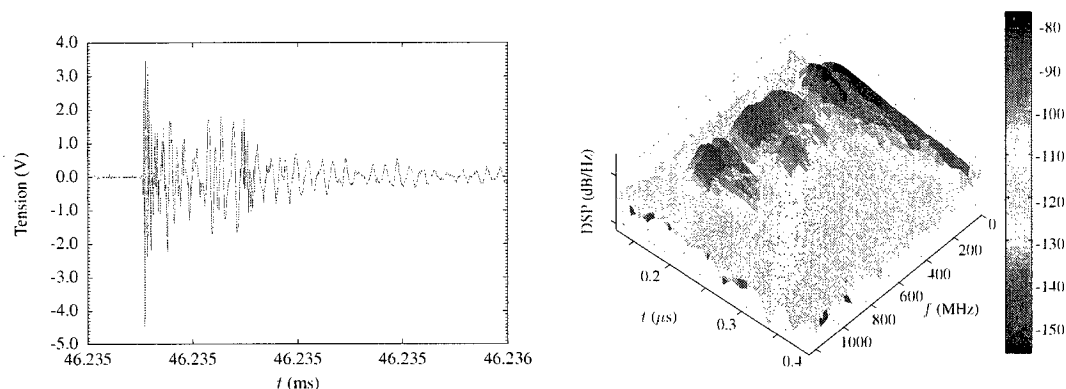


FIG. 3.9 Analyse temps-fréquence des EEM générées à la fermeture du disjoncteur. a) vue agrandie d'un signal transitoire de la figure 3.8, b) spectrogramme du signal montré en a).

parant ces temps aux temps d'opération issus des essais de fonctionnement mécanique de fermeture (TAB. 3.5), on constate une excellente concordance entre les temps de début des périodes d'EEM et les temps d'opération. Ces derniers doivent être interprétés comme l'instant où se produit le claquage diélectrique entre les contacts se rapprochant graduellement l'un de l'autre. D'après ces constatations, on peut donc déduire que le début des deux périodes d'EEM correspondent respectivement au début des périodes de pré-arc aux niveau des contacts auxiliaires et des contacts principaux. De plus, la différence des temps de début des deux périodes d'EEM donne une estimation de la durée d'insertion ( $t_{ins}$ ) des résistances qui est normalement de 8 ms.

Les temps de pré-arc estimés à partir des EEM sont globaux, c'est-à-dire qu'ils englobent la totalité des opérations au niveau des six chambres de coupure. Donc, le temps de début du pré-arc global correspond au temps de début du premier pré-arc survenant dans l'une des six chambres de coupure du disjoncteur. Ce moment survient lorsque la caractéristique diélectrique de fermeture (CDF) devient égale à la valeur instantanée de l'onde de tension aux bornes de la chambre de coupure (FIG. 3.11). Le pré-arc cesse ensuite lors de l'entrée en contact métal-métal.

TAB. 3.4 Temps de pré-arc (ms) présumés de 39 mesures d'EEM en fermeture

Date/heure de fermeture	$t_{d1}$	$t_{f1}$	$\Delta t_1$	$t_{d2}$	$t_{f2}$	$\Delta t_2$	$t_{ins}$
2007-07-03 09 h 22	44,24	46,23	1,99	51,95	56,25	4,30	7,71
2007-07-09 07 h 19	44,43	46,13	1,70	53,11	55,81	2,70	8,68
2007-07-10 11 h 07	44,29	45,90	1,61	52,19	53,73	1,54	7,90
2007-07-11 11 h 00	44,21	47,42	3,21	52,54	54,86	2,32	8,33
2007-07-12 07 h 14	44,59	47,60	3,01	52,73	55,13	2,40	8,14
2007-07-13 10 h 02	45,21	47,14	1,93	52,89	54,93	2,04	7,68
2007-07-14 11 h 22	44,63	47,50	2,87	52,46	54,89	2,43	7,83
2007-07-15 12 h 06	44,37	45,51	1,14	52,32	54,54	2,22	7,95
2007-07-16 07 h 37	45,05	47,72	2,67	53,19	55,74	2,55	8,14
2007-07-21 20 h 35	43,78	46,74	2,96	51,91	55,05	3,14	8,13
2007-07-24 06 h 49	44,86	46,54	1,68	52,92	55,73	2,81	8,06
2007-07-25 06 h 35	44,32	47,42	3,10	52,33	54,64	2,31	8,01
2007-07-28 09 h 04	44,84	47,31	2,47	52,83	54,72	1,89	7,99
2007-07-29 12 h 40	44,11	46,44	2,33	51,92	54,44	2,52	7,81
2007-07-30 08 h 10	44,30	47,53	3,23	51,81	55,78	3,97	7,51
2007-08-01 06 h 36	43,66	45,54	1,88	51,92	54,82	2,90	8,26
2007-08-02 06 h 53	44,17	46,20	2,03	52,44	55,55	3,11	8,27
2007-08-03 07 h 05	44,29	47,00	2,71	52,59	54,97	2,38	8,30
2007-08-12 09 h 11	44,66	47,60	2,94	53,38	57,61	4,23	8,72
2007-08-14 10 h 12	44,70	47,28	2,58	52,58	54,83	2,25	7,88
2007-08-15 09 h 13	44,39	46,17	1,78	52,82	53,81	0,99	8,43
2007-08-16 08 h 05	44,69	47,21	2,52	52,92	55,41	2,49	8,23
2007-08-23 09 h 14	44,03	46,94	2,91	51,92	55,65	3,73	7,89
2007-08-24 06 h 52	44,62	46,36	1,74	52,45	54,55	2,10	7,83
2007-08-25 11 h 50	44,51	46,93	2,42	53,00	55,16	2,16	8,49
2007-08-30 14 h 00	44,19	45,44	1,25	52,29	54,72	2,43	8,10
2007-09-05 17 h 29	42,72	45,38	2,66	51,43	54,57	3,14	8,71
2007-09-06 16 h 12	43,41	45,83	2,42	52,42	55,57	3,15	9,01
2007-09-10 16 h 29	42,91	46,15	3,24	51,42	54,59	3,17	8,51
2007-09-11 06 h 44	45,07	46,99	1,92	53,26	54,97	1,71	8,19
2007-09-12 09 h 27	44,41	46,24	1,83	52,94	53,97	1,03	8,53
2007-09-24 07 h 10	44,82	47,04	2,22	53,39	54,27	0,88	8,57
2007-10-05 07 h 08	43,81	45,73	1,92	52,64	53,81	1,17	8,83
2007-10-19 06 h 50	44,78	47,32	2,54	53,01	55,77	2,76	8,23
2007-10-19 17 h 02	44,13	47,29	3,16	52,25	56,68	4,43	8,12
2007-10-24 16 h 44	44,02	45,65	1,63	52,88	54,17	1,29	8,86
2007-10-25 06 h 06	44,87	45,81	0,94	53,00	53,99	0,99	8,13
2007-10-26 06 h 16	44,13	46,55	2,42	52,80	53,72	0,92	8,67
2007-10-30 06 h 05	44,23	45,83	1,60	53,36	55,25	1,89	9,13

La CDF est une courbe représentant l'évolution dynamique de la rigidité diélectrique inter-contacts lors d'une fermeture. Elle dépend d'un certain nombre de facteurs comme la vitesse des contacts. Elle peut toutefois être approximée par une droite de pente négative [4]. Le début de pré-arc d'une chambre de coupure est légèrement variable par

TAB. 3.5 Résultats d'essais de fonctionnement mécanique en fermeture effectués sur le disjoncteur GFX-2DC

	Temps d'opération en fermeture (ms)					
	Pôle A		Pôle B		Pôle C	
Contacts auxiliaires :	$\phi_{A1}$	$\phi_{A2}$	$\phi_{B1}$	$\phi_{B2}$	$\phi_{C1}$	$\phi_{C2}$
Contacts principaux :	44,9	43,7	45,7	44,0	43,1	46,3
	53,9	51,9	54,3	52,2	52,4	54,5

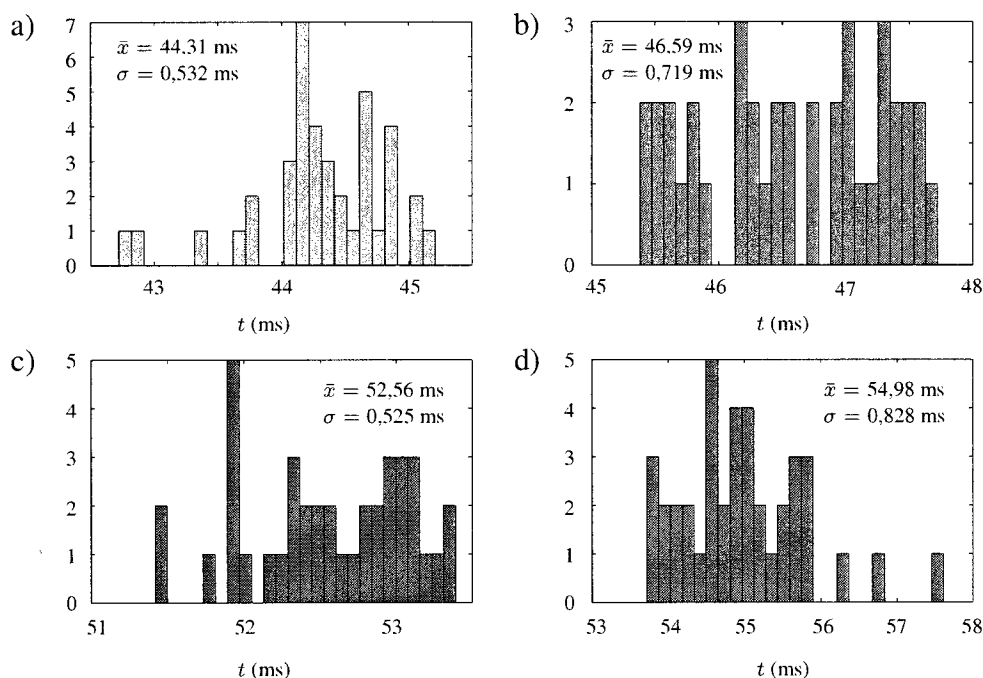


FIG. 3.10 Histogrammes de distribution des temps de pré-arc présumés d'un échantillon de 39 mesures de fermeture. a) temps de début de pré-arc dans la chambre auxiliaire de fermeture, b) temps de fin de pré-arc dans la chambre auxiliaire de fermeture, c) temps de début de pré-arc dans la chambre principale, d) temps de fin de pré-arc dans la chambre principale. La moyenne ( $\bar{x}$ ) et l'écart type ( $\sigma$ ) sont donnés pour chaque distribution.

rapport à l'instant de l'ordre de fermeture car il dépend du moment où la CDF coupe l'onde de tension redressée aux bornes de la chambre. Cependant, le temps de début de pré-arc global varie peu car dans le cas présent, le début de pré-arc est marqué par l'intersection de la CDF avec l'onde triphasée redressée aux bornes de la chambre (FIG. 3.11). Le point d'intersection se trouve alors toujours près d'une crête de tension. Le ratio

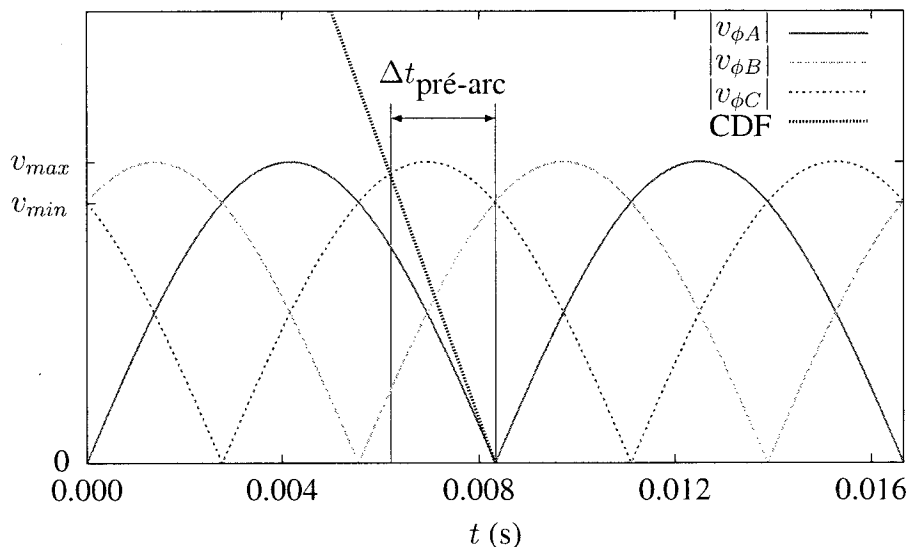


FIG. 3.11 Relation entre la caractéristique diélectrique de fermeture (CDF) et le temps de pré-arc

entre les valeurs minimales et maximales de tension où l'intersection avec la CDF peut survenir est :

$$\left| \frac{v_{min}}{v_{max}} \right| = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,866 \quad (3.4)$$

On peut donc approximer le début du pré-arc global par l'intersection de la CDF avec un niveau de tension continue. Ceci explique pourquoi l'écart-type des temps de début de pré-arc (FIG. 3.10) est relativement faible (environ 500  $\mu$ s). C'est aussi l'indication d'une rigidité diélectrique quasi constante de l'espace inter-contacts reflétant ainsi la bonne condition des pièces stratégiques de coupure (contacts permanents, contacts d'arc, buse de soufflage, etc.) qui bornent l'espace inter-contacts. Ce temps de début du pré-arc global pourrait donc constituer un paramètre de diagnostic très révélateur de l'état de la rigidité diélectrique inter-contacts des chambres de coupure. Par exemple, en supposant que la vitesse des contacts demeure constante au cours de la vie du disjoncteur, un

temps de début du pré-arc inférieur à la valeur habituelle serait une indication évidente d'une détérioration de la rigidité diélectrique inter-contacts d'au moins une chambre de coupure. Par ailleurs, des mesures prises à partir de plusieurs antennes permettent de localiser les temps de pré-arc dans chacune des chambres du disjoncteur (cf. section 3.7).

À partir de mesures prises à l'oscilloscope avec une petite échelle verticale, des phénomènes intéressants ont pu être observés (FIG. 3.12). Une vue agrandie sur l'instant d'initiation des EEM de fermeture révèle un phénomène de faible amplitude précédant la grande transitoire associée au début du pré-arc. Nous qualifierons ce phénomène de *pré-décharge*. Durant la course des contacts mobiles qui s'approchent graduellement des contacts fixes, la rigidité diélectrique entre les contacts diminue progressivement. En dessous d'un certain seuil de rigidité diélectrique, des décharges partielles précédant le claquage inter-contacts peuvent se manifester. Ces phénomènes de décharges partielles précédant le claquage diélectrique sont rigoureusement décrits dans [33] à partir de ré-

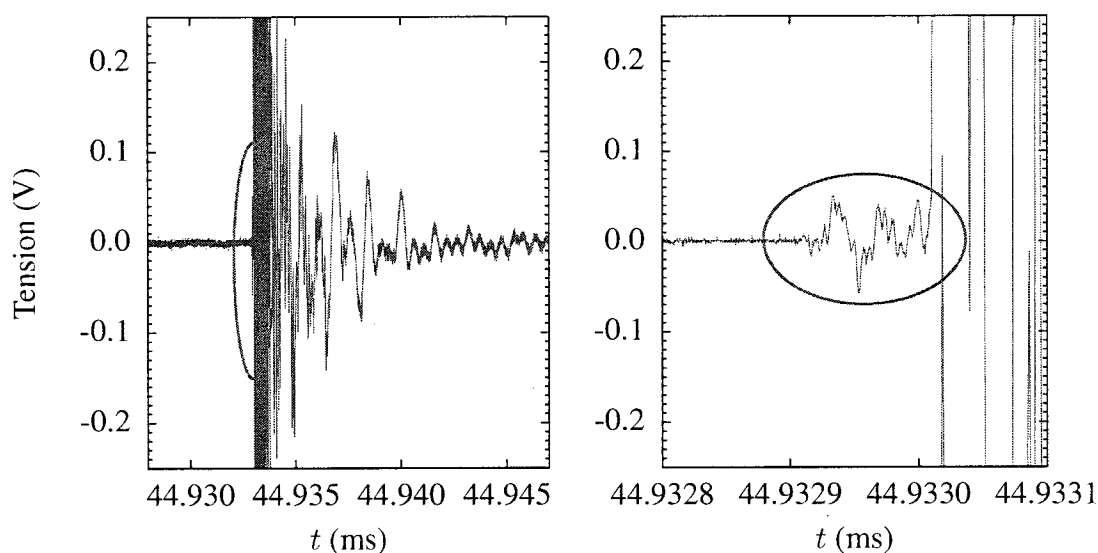


FIG. 3.12 Phénomène de pré-décharge à la fermeture (encadré en rouge) observé par mesures d'EEM

sultats expérimentaux issus d'essais de claquage réalisés dans des gaz électronégatifs tels les mélanges SF<sub>6</sub>/N<sub>2</sub>.

On doit s'attendre à ce que les décharges partielles précédant le pré-arc augmentent en importance lorsque le milieu d'interruption se détériore et perd alors de sa rigidité diélectrique. Si tel est le cas, le phénomène de pré-décharge comparable à celui montré à la figure 3.12 pourrait s'avérer un autre paramètre indiquant l'état de la rigidité diélectrique inter-contacts des chambres de coupure.

### **3.6 Mesures combinées de courant et d'EEM**

À la section précédente, la comparaison des temps de rayonnement et des temps d'opération issus des essais de fonctionnement mécanique a permis de démontrer la concordance à l'ouverture entre le début du rayonnement et l'instant de séparation des contacts. Maintenant, pour compléter la démonstration que la durée de rayonnement est égale à la durée d'arc globale, on doit montrer que la fin du rayonnement coïncide avec l'instant de coupure dans le dernier pôle où circule un courant. Pour ce faire, des mesures combinées de courant et de rayonnement ont été réalisées.

Les courants triphasés sont mesurés à partir des enroulements secondaires du transformateur de courant situé entre le disjoncteur et la batterie de condensateurs (FIG. 3.2). Les signaux correspondant aux trois courants de ligne sont accessibles séparément dans le cabinet du transformateur situé à 1,5 m du sol (annexe II, FIG. II.9). Dans le cabinet, les courants sont transformés en tensions (1 A : 1 V) par des pinces ampèremétriques et sont acheminés aux trois premiers canaux de l'oscilloscope par l'entremise de trois paires de fils torsadés et contenues dans une gaine métallique dont les deux extrémités sont raccordées à la terre. Une antenne est également connectée au quatrième canal d'entrée de l'oscilloscope.

Un exemple de mesure des courants lors d'une opération d'ouverture est montré à la figure 3.13. On constate que les EEM à haute fréquence sont superposées aux formes d'onde du courant triphasé à 60 Hz. Elles sont en fait captées par l'ensemble des éléments de la chaîne de mesure : pinces ampèremétriques, paires de fils torsadées et connecteurs. Ceci illustre clairement la facilité à capter par divers moyens les EEM à haute fréquence générées lors des opérations du disjoncteur. Puisque les émissions captées par les paires de fils torsadées sont comparables à celles captées par l'antenne, les trois mesures de courant ont à la fois permis d'observer les formes d'onde du courant triphasé à 60 Hz auxquels se superposent les EEM.

Les instants de coupure du courant se produisent selon la séquence  $\phi_C - \phi_B - \phi_A$ . Ces instants surviennent à des temps de 18,5, 21,1 et 23,3 ms suivant l'ordre d'ouverture. Donc, les délais entre les instants de coupure des phases C et B et des phases B et A sont respectivement de 2,6 et 2,3 ms. Ceux-ci correspondent bien avec le délai théorique entre

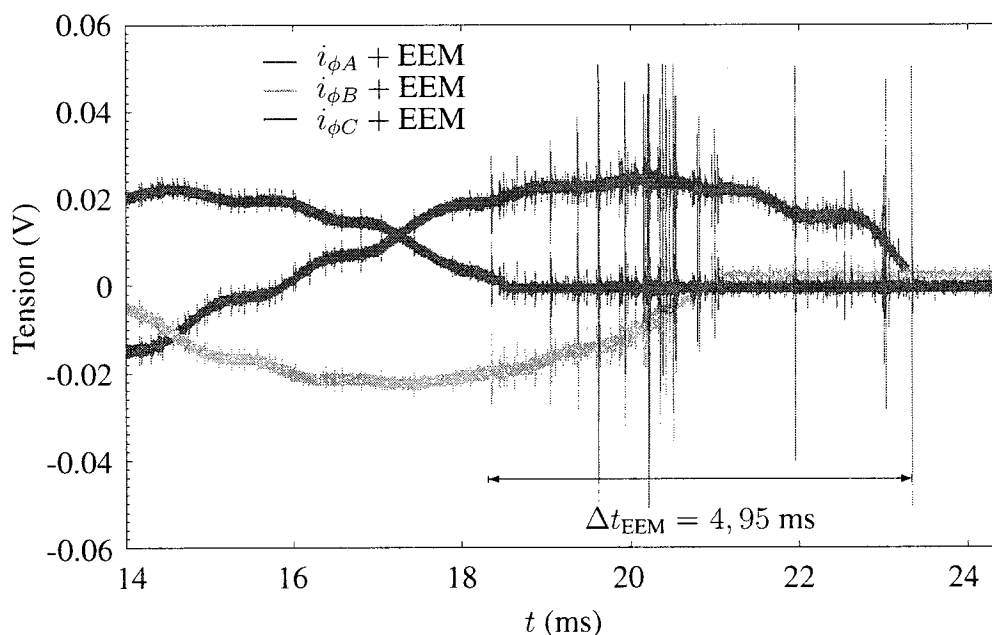


FIG. 3.13 Mesure combinée de courant et d'EEM lors d'une opération d'ouverture



les coupures successives de deux phases qui est d'un sixième de cycle (2,78 ms).

Les EEM captées sur les trois mesures de courant permettent clairement d'identifier une fenêtre d'émissions  $\Delta t_{\text{EEM}}$  d'une durée de 4,95 ms. On constate à la figure 3.13 que le début des émissions survient à  $t = 18,35$  ms, soit environ  $150 \mu\text{s}$  avant la coupure du courant de la phase C. En se référant au temps d'opération des chambres qui est de l'ordre de 18 ms lors des ouvertures (TAB. 3.2), on observe une très bonne concordance entre ce temps d'opération et le temps de début de la période  $\Delta t_{\text{EEM}}$  (18,35 ms). Enfin, on observe que la fin de la période  $\Delta t_{\text{EEM}}$  coïncide exactement avec l'instant de coupure du courant du dernier pôle à couper ( $\phi_A$ ). Ceci vient valider l'hypothèse selon laquelle un signal de rayonnement RF persiste entre l'amorçage de l'arc et son extinction dans le cas d'un arc d'une durée inférieure à un demi-cycle.

Les mesures combinées de courant et d'EEM dévoilent aussi des faits intéressants quant aux temps d'opération lors d'une fermeture du disjoncteur (FIG. 3.14). Sur cette figure, on note que les pré-arcs lors de l'insertion des résistances surviennent à des temps de 44,15, 45,17 et 46,18 ms suivant l'ordre bobine. Un demi-cycle plus tard, les instants de pré-arc au niveau des contacts principaux se produisent à des temps de 52,80, 53,68 et 53,42 ms. Ceci nous renseigne sur les délais d'amorçage entre les phases. Il n'est cependant pas possible de déduire dans laquelle des deux chambres d'un pôle le pré-amorçage a lieu en premier. Les établissements du courant coïncident toujours avec une forte impulsion à haute fréquence. Autour de  $t = 45$  ms, les courants deviennent rapidement lisses à 60 Hz en raison des résistances d'insertion qui amortissent les transitoires de courant. Par contre, lorsque les résistances d'insertion sont court-circuitées par les contacts principaux près de  $t = 53$  ms, de forts courants transitoires apparaissent et s'atténuent graduellement autour de la fréquence du réseau.

Les mesures combinées de courant et d'EEM ont permis de renforcer l'hypothèse que le rayonnement électromagnétique RF mesuré est directement attribuable à la présence

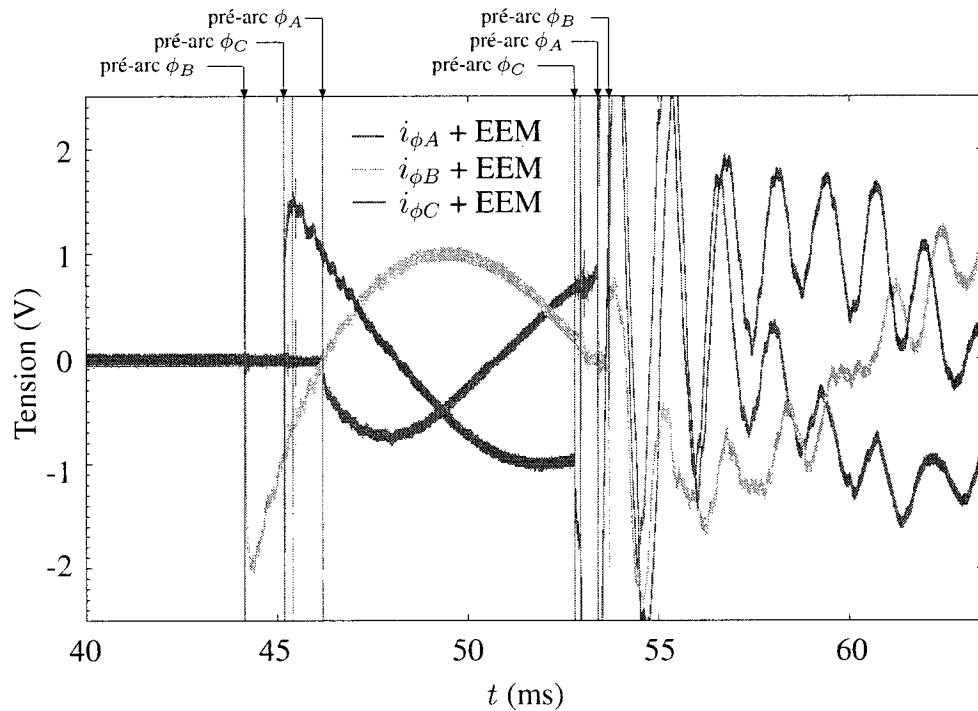


FIG. 3.14 Mesure combinée de courant et d'EEM lors d'une opération de fermeture

d'arc. Pour les opérations d'ouverture, les mesures de courant ont mis en évidence que les EEM sont observables sur toute la période d'arc, c'est-à-dire à partir d'un instant qui précède la première coupure du courant jusqu'à la dernière coupure du courant. Du côté des opérations de fermeture, les mesures de courant montrent que les périodes d'EEM coïncident avec l'établissement des courants dans chacun des pôles du disjoncteur.

### 3.7 Localisation des sources d'EEM

Des mesures synchronisées avec l'ordre bobine du disjoncteur et prises au moyen d'une seule antenne ont permis d'établir une corrélation claire entre le phénomène d'arc et la période d'émissions électromagnétiques. Toutefois, les paramètres déduits des mesures d'EEM, telle la durée d'arc à l'ouverture, englobent l'ensemble des chambres de coupure du disjoncteur. En effet, les mesures présentées jusqu'ici ne permettent pas de dis-

tinguer le phénomène d'arc apparaissant individuellement dans chacune des chambres du disjoncteur. Dans la présente section, des mesures réalisées au moyen de 4 antennes démontreront qu'à partir des différences de temps d'arrivée (DTA) des signaux d'EEM entre chaque paire d'antennes, il est possible de localiser précisément la source de rayonnement.

La localisation des sources de rayonnement s'avère essentielle pour certaines applications. En particulier, les applications visant à déterminer les écarts de synchronisme entre l'opération des chambres requièrent une connaissance exacte de la position des sources de rayonnement. Un autre exemple où la localisation de la source d'émission s'avère nécessaire est la situation où un arc est amorcé sans qu'une opération du disjoncteur ne soit en cours. Il serait alors impossible de synchroniser les EEM par rapport à l'ordre bobine. Une méthode de localisation des EEM pourrait alors détecter ce type de situation tout en confirmant que les EEM résultent d'un phénomène se produisant à l'intérieur des chambres de coupure.

Les mesures de localisation des EEM ont été réalisées au moyen de 4 antennes mobiles identiques (FIG. II.3, annexe II) disposées à une hauteur de 1 m du sol en périphérie du disjoncteur GFX-2DC (FIG. II.10, annexe II). Les antennes sont connectées aux quatre canaux d'entrée de l'oscilloscope par des câbles triaxiaux de longueurs de 37,5 m. Des longueurs identiques de câble sont requises ici afin que les temps de propagation dans chacun des câbles soient les mêmes. De cette façon, les différences de temps d'arrivée d'un signal entre les antennes peuvent directement être déduites à l'oscilloscope.

Dans le contexte des mesures prises sur le disjoncteur GFX-2DC, les EEM issues d'une opération peuvent être attribuées à l'une ou l'autre des six chambres du disjoncteur. En connaissant la position tridimensionnelle des chambres de coupure et celle des antennes (FIG. 3.15), la distance euclidienne entre une antenne  $i$  et une chambre de coupure  $k$  est donnée par :

$$D_{ik} = \sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2 + (z_i - z_k)^2} \quad (3.5)$$

La différence des temps d'arrivée (DTA) entre deux antennes  $i$  et  $j$  d'un signal transitoire provenant d'une source  $k$  est reliée aux distance  $D_{ik}$  et  $D_{jk}$  par l'équation suivante :

$$DTA_{ij} = \frac{D_{ik} - D_{jk}}{c} \quad (3.6)$$

À partir des données de distance entre les antennes et les chambres de coupure (FIG. 3.15), trois DTA théoriques ( $DTA_{ij}^T$ ) sont calculées pour chacune des chambres avec l'équation (3.6) (TAB. 3.6). Toutes les DTA sont calculées par rapport à l'antenne Ant<sub>1</sub> ( $DTA_{i1}$ ;  $i \in \{2, 3, 4\}$ ). Le choix de l'antenne de référence est toutefois arbitraire.

Lorsqu'un signal transitoire provenant d'une chambre du disjoncteur est capté par chacune des antennes, les DTA mesurées ( $DTA_{ij}^M$ ) doivent en théorie être égales à l'un des six triplets de DTA théoriques (TAB. 3.6). En pratique, l'erreur entre les DTA mesurées et les DTA théoriques associées à l'une des six chambres sera très près de zéro. C'est donc en identifiant la chambre qui minimise l'erreur entre les DTA théoriques et les DTA mesurées qu'il est possible d'identifier la chambre source. Pour une source  $k$  donnée, les écarts entre les DTA théoriques et les DTA mesurées sont estimés par le calcul de l'erreur

TAB. 3.6 DTA théoriques (ns) indiquées pour chacune des six chambres du disjoncteur GFX-2DC. La position des antennes est indiquée à la figure 3.15.

Chambre	$k$	$DTA_{21}^T$	$DTA_{31}^T$	$DTA_{41}^T$
A <sub>1</sub>	1	-2,67	23,55	13,24
A <sub>2</sub>	2	-8,54	9,71	3,14
B <sub>1</sub>	3	22,92	32,92	14,91
B <sub>2</sub>	4	16,08	17,28	2,00
C <sub>1</sub>	5	43,13	40,06	14,81
C <sub>2</sub>	6	35,63	23,92	-0,13

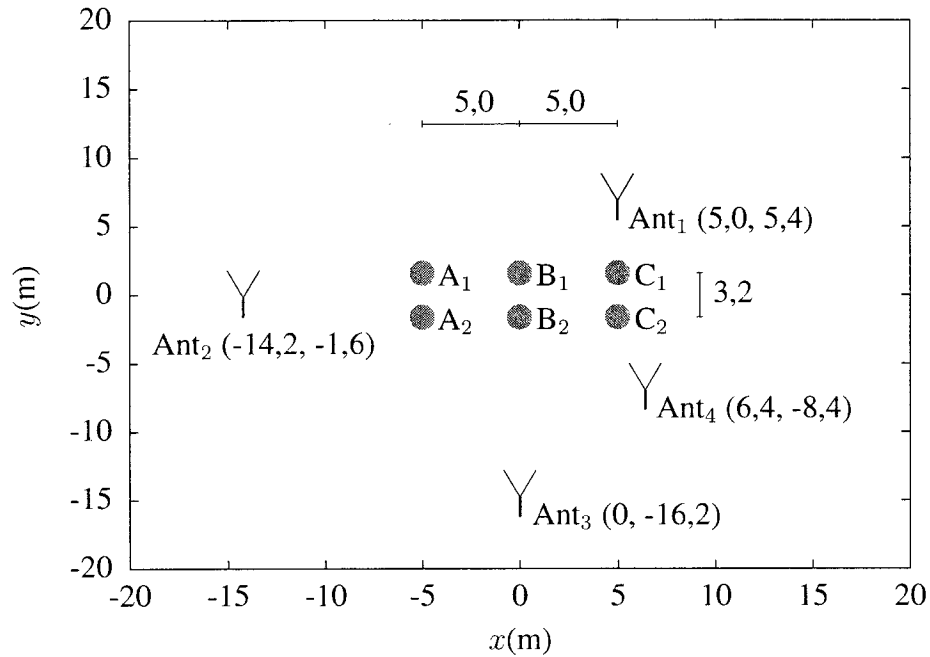


FIG. 3.15 Position des antennes et des chambres de coupure du disjoncteur (*note : les antennes sont à une hauteur de 1 m au dessus du sol et les chambres de coupure sont à une hauteur de 7,6 m au dessus du sol*)

moyenne quadratique  $\zeta_k$  :

$$\zeta_k = \sqrt{\frac{1}{3} \sum_{i=2}^4 [(\text{DTA}_{i1}^T)_k - (\text{DTA}_{i1}^M)_k]^2}, \quad k \in [1, 6]. \quad (3.7)$$

Les tableaux 3.7 et 3.8 montrent deux exemples d'évaluation des DTA pour chacune des transitoires captées lors d'une opération de fermeture. Les DTA sont évaluées par inspection visuelle (FIG. 3.16). Le processus d'évaluation des DTA pourrait toutefois être automatisé par un algorithme approprié de détection de fronts montants. Par inspection des erreurs  $\zeta$  dans chacune des lignes du tableau 3.7, on remarque qu'une des six valeurs de  $\zeta$  est toujours très inférieure par rapport aux cinq autres valeurs de  $\zeta$  (valeurs encadrées). C'est donc en identifiant la plus petite valeur de  $\zeta$  que la chambre source est par le fait même identifiée.

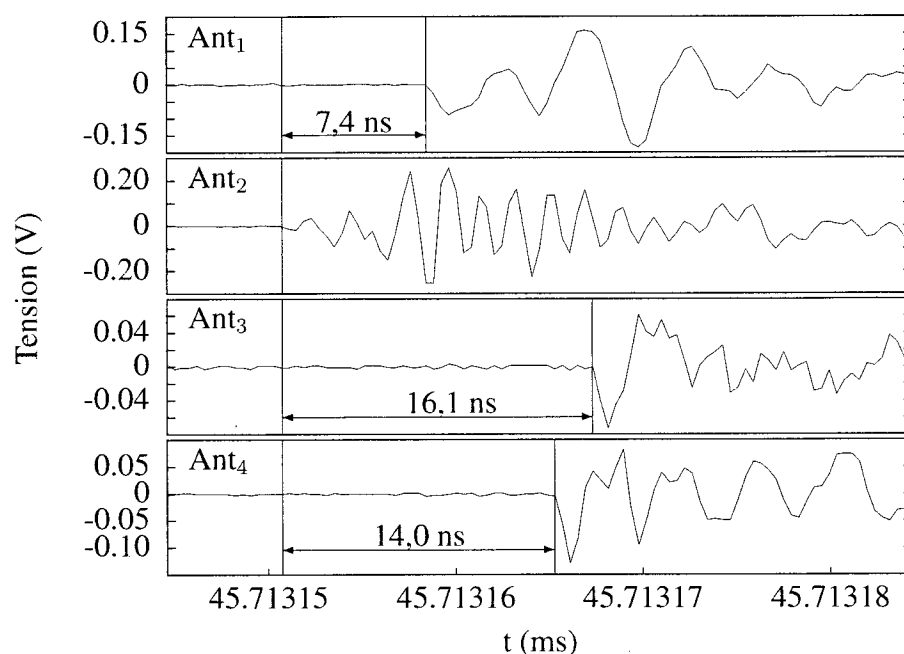


FIG. 3.16 Évaluation graphique des DTA pour  $Tr_0$  (TAB. 3.7)

L'inspection des colonnes  $t_0$  et Ch. du tableau 3.7 permet de déduire les séquences d'opération des chambres et d'estimer les écarts de synchronisme. Les critères de synchronisme du disjoncteur GFX-2DC exigent des écarts interpôles et intrapôles inférieurs à 4 ms. Cette exigence s'applique autant pour les chambres principales que les chambres auxiliaires de fermeture. En observant les temps d'arrivée  $t_0$  et leur chambre de coupure associée (Ch., dernière colonne du tableau 3.7), on remarque que le critère de synchronisme de 4 ms est pleinement respecté. Par exemple, au tableau 3.7, en soustrayant les valeurs  $t_0$  associées à  $Tr_{11}$  et à  $Tr_1$ , on obtient un écart de synchronisme de 0,98 ms pour l'opération des contacts auxiliaires de fermeture.

Des mesures de localisation similaires à celles venant d'être décrites sont rapportées dans [23]. Ces mesures suggèrent que le nombre de transitoires enregistrées durant une opération de fermeture est égal au nombre de chambre de coupure du disjoncteur. Autrement dit, chacune des chambres n'est responsable du rayonnement que d'une seule transitoire

par opération de fermeture. En revanche, nos mesures suggèrent plutôt qu'une chambre peut être la source de plusieurs signaux transitoires (EEM) pendant la même période d'arc. Ainsi, il serait possible de détecter des anomalies dans les chambres qui sont la source d'EEM répétitives pendant une période de temps anormalement longue.

Les tableaux 3.9 et 3.10 montrent deux exemples d'évaluation des DTA pour chacune des transitoires captées lors d'une opération d'ouverture. L'amplitude des signaux transitoires étant généralement plus faible à l'ouverture qu'à la fermeture, l'incertitude des valeurs de DTA des signaux d'ouverture est par conséquent plus élevée. Il est intéressant de noter dans l'exemple d'ouverture du tableau 3.9 qu'aucun des 18 signaux transitoires n'est associé au pôle  $\phi_A$ . Il est plausible dans ce cas que la séparation des contacts dans

TAB. 3.7 Premier exemple d'évaluation des DTA (ns) pour chaque transitoire captée lors d'une opération de fermeture. Les transitoires surviennent après un temps  $t_0$  (ms) suivant l'ordre de fermeture. Par comparaison des erreurs  $\zeta$  calculées pour chacune des six chambres, la chambre source est identifiée.

ID	$t_0$	$DTA_{21}^M$	$DTA_{31}^M$	$DTA_{41}^M$	$\zeta_1$	$\zeta_2$	$\zeta_3$	$\zeta_4$	$\zeta_5$	$\zeta_6$	Ch.
Tr <sub>1</sub>	44,82	35,2	21,2	4,6	22,5	26,1	11,5	11,4	13,2	3,2	C <sub>2</sub>
Tr <sub>2</sub>	44,90	42,7	37,5	4,6	27,9	33,7	13,1	19,4	6,1	9,3	C <sub>1</sub>
Tr <sub>3</sub>	45,34	16,2	15,9	4,6	12,8	14,7	12,1	1,7	21,7	12,4	B <sub>2</sub>
Tr <sub>4</sub>	45,39	23,8	31,9	17,3	16,2	24,1	1,6	13,0	12,2	13,0	B <sub>1</sub>
Tr <sub>5</sub>	45,55	-7,6	8,7	6,6	9,8	2,2	23,0	14,8	34,8	26,7	A <sub>2</sub>
Tr <sub>6</sub>	45,62	-6,5	4,9	6,0	11,8	3,4	24,0	15,0	35,5	26,9	A <sub>2</sub>
Tr <sub>7</sub>	45,70	-6,9	8,7	6,6	9,7	2,3	22,7	14,4	34,4	26,4	A <sub>2</sub>
Tr <sub>8</sub>	45,70	-7,5	8,6	6,7	9,8	2,2	23,0	14,8	34,7	26,7	A <sub>2</sub>
Tr <sub>9</sub>	45,71	-7,4	8,7	6,6	9,8	2,2	22,9	14,7	34,7	26,6	A <sub>2</sub>
Tr <sub>10</sub>	45,71	-7,5	8,8	6,8	9,7	2,3	22,9	14,7	34,7	26,7	A <sub>2</sub>
Tr <sub>11</sub>	45,80	-0,9	23,5	17,5	2,7	12,3	14,9	13,8	27,2	23,4	A <sub>1</sub>
Tr <sub>12</sub>	53,40	-0,8	23,0	16,8	2,3	11,9	14,9	13,4	27,2	23,2	A <sub>1</sub>
Tr <sub>13</sub>	53,40	-6,9	8,8	6,5	9,7	2,2	22,7	14,4	34,4	26,3	A <sub>2</sub>
Tr <sub>14</sub>	54,11	41,6	36,7	14,6	26,7	33,5	11,0	19,9	2,1	11,8	C <sub>1</sub>
Tr <sub>15</sub>	54,11	33,5	19,9	13,0	22,4	25,1	13,2	10,3	15,6	2,6	C <sub>2</sub>
Tr <sub>16</sub>	54,23	16,2	15,5	3,9	13,0	14,7	12,5	1,5	22,0	12,4	B <sub>2</sub>
Tr <sub>17</sub>	54,27	23,7	31,6	17,1	16,1	23,9	1,5	12,8	12,3	12,9	B <sub>1</sub>

TAB. 3.8 Deuxième exemple d'évaluation des DTA pour chaque transitoire captée lors d'une opération de fermeture

ID	$t_0$	$DTA_{21}^M$	$DTA_{31}^M$	$DTA_{41}^M$	$\zeta_1$	$\zeta_2$	$\zeta_3$	$\zeta_4$	$\zeta_5$	$\zeta_6$	Ch.
Tr <sub>1</sub>	43,81	-7,6	8,4	4,1	10,6	1,1	23,5	14,7	35,1	26,6	A <sub>2</sub>
Tr <sub>2</sub>	44,38	33,9	20,3	-1,8	23,0	25,4	13,7	10,7	15,8	2,5	C <sub>2</sub>
Tr <sub>3</sub>	44,44	42,5	37,8	14,0	27,3	34,2	11,7	20,5	1,4	12,1	C <sub>1</sub>
Tr <sub>4</sub>	44,50	0	23,6	14,6	1,7	11,5	14,3	12,4	26,6	22,3	A <sub>1</sub>
Tr <sub>5</sub>	45,22	17,2	16,5	2,5	13,7	15,4	12,3	0,8	21,4	11,6	B <sub>2</sub>
Tr <sub>6</sub>	45,25	19,4	16,5	2,2	14,8	16,6	12,2	2,0	20,6	10,4	B <sub>2</sub>
Tr <sub>7</sub>	45,26	19,3	16,5	2,3	14,7	16,6	12,1	2,0	20,7	10,5	B <sub>2</sub>
Tr <sub>8</sub>	45,73	24,3	31,5	15,1	16,3	23,8	1,2	12,1	11,9	11,8	B <sub>1</sub>
Tr <sub>9</sub>	52,64	34,4	20,9	-1,2	23,0	25,7	13,4	10,9	15,3	2,0	C <sub>2</sub>
Tr <sub>10</sub>	52,65	41,7	36,8	13,5	26,7	33,5	11,1	19,8	2,2	11,4	C <sub>1</sub>
Tr <sub>11</sub>	52,92	16,4	15,6	2,0	13,6	14,8	13,0	1,0	22,2	12,2	B <sub>2</sub>
Tr <sub>12</sub>	52,99	23,8	31,8	15,5	16,1	23,7	0,9	12,3	12,1	12,2	B <sub>1</sub>
Tr <sub>13</sub>	53,50	-6,2	8,6	3,7	10,4	1,5	22,8	13,8	34,4	25,8	A <sub>2</sub>
Tr <sub>14</sub>	53,81	0	23,1	14,4	1,7	11,2	14,4	12,2	26,8	22,2	A <sub>1</sub>

les chambres du pôle  $\phi_A$  se soit produite très près d'un passage par zéro du courant, produisant ainsi une interruption quasi instantanée et une durée d'arc pratiquement nulle. Il est aussi possible de déduire la séquence d'interruption des phases en sachant dans un premier temps que l'interruption des courants triphasés de séquence directe s'effectue normalement par intervalles consécutives de  $1/6$  de cycle selon l'une des trois séquences  $\{\phi_A-\phi_C-\phi_B, \phi_B-\phi_A-\phi_C, \phi_C-\phi_B-\phi_A\}$ . Puisque la séparation des contacts se produit quasi simultanément dans toutes les chambres, les signaux captés au début de la période d'arc peuvent provenir de n'importe quelle chambre de coupure. Ensuite, le premier pôle qui coupe cessera d'émettre des EEM en premier et ainsi de suite pour les deux autres pôles. Par inspection, les séquences d'interruption sont donc  $\phi_A-\phi_C-\phi_B$  pour l'exemple montré au tableau 3.9 et  $\phi_B-\phi_A-\phi_C$  pour l'exemple montré au tableau 3.10.



TAB. 3.9 Premier exemple d'évaluation des DTA (ns) pour chaque transitoire captée lors d'une opération d'ouverture. Les transitoires surviennent après un temps  $t_0$  (ms) suivant l'ordre d'ouverture. Par comparaison des erreurs  $\zeta$  calculées pour chacune des six chambres, la chambre source est identifiée.

ID	$t_0$	$DTA_{21}^M$	$DTA_{31}^M$	$DTA_{41}^M$	$\zeta_1$	$\zeta_2$	$\zeta_3$	$\zeta_4$	$\zeta_5$	$\zeta_6$	Ch.
Tr <sub>1</sub>	18,42	35,7	22,4	1,7	23,1	26,6	12,2	11,7	13,4	1,4	C <sub>2</sub>
Tr <sub>2</sub>	19,41	18,7	18,6	2,8	14,0	16,5	11,1	1,8	20,0	10,4	B <sub>2</sub>
Tr <sub>3</sub>	19,58	35,7	18,7	-0,5	23,7	26,2	14,2	11,5	15,8	3,0	C <sub>2</sub>
Tr <sub>4</sub>	19,63	26,0	30,9	17,2	17,2	24,8	2,5	13,1	11,3	12,1	B <sub>1</sub>
Tr <sub>5</sub>	19,97	26,0	30,8	17,5	17,3	24,8	2,6	13,2	11,4	12,3	B <sub>1</sub>
Tr <sub>6</sub>	20,12	26,2	32,0	17,1	17,5	25,2	2,3	13,5	10,9	12,3	B <sub>1</sub>
Tr <sub>7</sub>	20,14	41,0	32,6	11,8	25,8	31,9	10,6	17,8	4,8	9,1	C <sub>1</sub>
Tr <sub>8</sub>	20,25	42,4	34,1	12,0	26,7	33,0	11,4	18,9	3,8	9,9	C <sub>1</sub>
Tr <sub>9</sub>	20,31	40,5	33,4	11,1	25,6	31,8	10,4	17,7	4,7	8,9	C <sub>1</sub>
Tr <sub>10</sub>	20,46	17,5	18,1	2,6	13,5	15,8	11,6	1,0	20,7	11,1	B <sub>2</sub>
Tr <sub>11</sub>	20,53	37,0	20,4	0,4	24,1	27,1	13,7	12,3	14,5	2,2	C <sub>2</sub>
Tr <sub>12</sub>	20,74	25,9	31,3	17,1	17,2	24,8	2,3	13,2	11,2	12,2	B <sub>1</sub>
Tr <sub>13</sub>	20,79	17,6	15,5	4,4	13,6	15,5	12,1	1,9	21,3	11,8	B <sub>2</sub>
Tr <sub>14</sub>	20,82	41,2	33,1	11,7	25,9	32,1	10,7	18,0	4,5	9,2	C <sub>1</sub>
Tr <sub>15</sub>	22,31	17,6	15,6	4,0	13,7	15,5	12,2	1,7	21,4	11,7	B <sub>2</sub>
Tr <sub>16</sub>	22,67	25,9	30,6	16,8	17,1	24,6	2,4	12,8	11,4	11,9	B <sub>1</sub>
Tr <sub>17</sub>	23,01	25,7	31,0	16,7	17,1	24,6	2,2	12,9	11,4	12,0	B <sub>1</sub>
Tr <sub>18</sub>	23,01	25,7	31,0	16,7	12,3	15,6	10,3	2,5	20,2	11,6	B <sub>2</sub>

### 3.8 Détection des cas de réallumage et de réamorçage

Après une première coupure, il peut se produire occasionnellement des réallumages ou des réamorçages caractérisés par un rétablissement du courant entre les contacts ouverts du disjoncteur (cf. section 1.2). Ce type de phénomène a pu être observé à une occasion par le biais de mesures d'EEM (FIG. 3.17).

Entre  $t = 18,6$  et  $t = 21,2$  ms, une première série d'impulsions est mesurée ( $\Delta t_{EEM}$ ). Cette période d'impulsions traduit un temps d'arc légèrement inférieur aux autres mesures (FIG. 3.7). Ensuite, on observe à  $t = 26,26$  ms une impulsion de très grande amplitude par rapport à celles contenues dans la période  $\Delta t_{EEM}$ . Cette impulsion, qui est inhabituelle

TAB. 3.10 Deuxième exemple d'évaluation des DTA pour chaque transitoire captée lors d'une opération d'ouverture

ID	$t_0$	$DTA_{21}^M$	$DTA_{31}^M$	$DTA_{41}^M$	$\zeta_1$	$\zeta_2$	$\zeta_3$	$\zeta_4$	$\zeta_5$	$\zeta_6$	Ch.
Tr <sub>1</sub>	16,33	41,2	38,5	12,1	26,8	33,6	11,2	19,9	2,1	11,5	C <sub>1</sub>
Tr <sub>2</sub>	16,3	44,5	36,2	14,3	28,2	34,8	12,6	21,0	2,4	12,1	C <sub>1</sub>
Tr <sub>3</sub>	18,7	19,2	15,4	4,1	14,5	16,36	12,1	2,4	20,8	11,0	B <sub>2</sub>
Tr <sub>4</sub>	18,8	25,5	32,3	17,0	17,2	24,9	2,0	13,4	11,2	12,5	B <sub>1</sub>
Tr <sub>5</sub>	18,9	26,7	32,1	18,1	17,9	25,6	2,9	14,0	10,7	12,6	B <sub>1</sub>
Tr <sub>6</sub>	19,7	-4,5	10,9	6,0	8,5	2,9	21,0	12,7	32,6	24,6	A <sub>2</sub>
Tr <sub>7</sub>	19,85	44,3	35,6	15,1	28,0	34,7	12,4	20,8	2,7	12,2	C <sub>1</sub>
Tr <sub>8</sub>	19,91	0,0	25,1	16,9	2,8	12,9	14,0	13,4	26,4	22,8	A <sub>1</sub>
Tr <sub>9</sub>	20,12	-5,9	8,7	6,1	9,7	2,4	22,3	13,8	34,0	25,8	A <sub>2</sub>
Tr <sub>10</sub>	21,10	40,8	32,3	11,4	25,6	31,7	10,5	17,6	5,1	8,8	C <sub>1</sub>
Tr <sub>11</sub>	23,03	43,9	36,3	14,4	27,9	34,6	12,3	20,7	2,2	12,0	C <sub>1</sub>
Tr <sub>12</sub>	23,17	37,1	20,8	0,0	24,3	27,2	13,8	12,4	14,5	2,0	C <sub>2</sub>
Tr <sub>13</sub>	23,42	35,2	20,0	-0,3	23,3	26,0	13,5	11,2	15,2	2,3	C <sub>2</sub>
Tr <sub>14</sub>	23,59	36,4	19,4	-0,7	24,1	26,6	14,2	11,9	15,4	2,7	C <sub>2</sub>
Tr <sub>15</sub>	23,91	36,5	19,6	0,0	24,0	26,7	14,0	11,9	15,1	2,5	C <sub>2</sub>

dans le cas d'une mesure d'ouverture, est très similaire à celles normalement observées à la fermeture. En effet, d'un point de vue électrique, le claquage inter-contact survenant après une première coupure est très similaire au pré-amorçage lors des opérations de fermeture. Le courant d'amorçage pour un disjoncteur de batterie de condensateurs se caractérise par un  $di/dt$  élevé. La valeur de la première crête du courant d'amorçage peut être très élevée, tout dépendant des valeurs instantanées de tension de part et d'autre du disjoncteur au moment du claquage inter-contacts. Nous ferons l'hypothèse ici que le phénomène mesuré à  $t = 26,26$  ms est un réamorçage car le temps écoulé entre la fin de la période  $\Delta t_{EEM}$  et l'apparition du claquage inter-contacts est supérieur à un quart de cycle ( $> 4,17$  ms).

Le signal d'EEM a été enregistré jusqu'à  $t = 50$  ms et aucun autre phénomène transitoire n'a été détecté après  $t = 26,26$  ms (FIG. 3.17 c). Il est possible que suite au réamorçage, le courant soit coupé à un zéro de la transitoire de courant à haute fréquence suivant im-

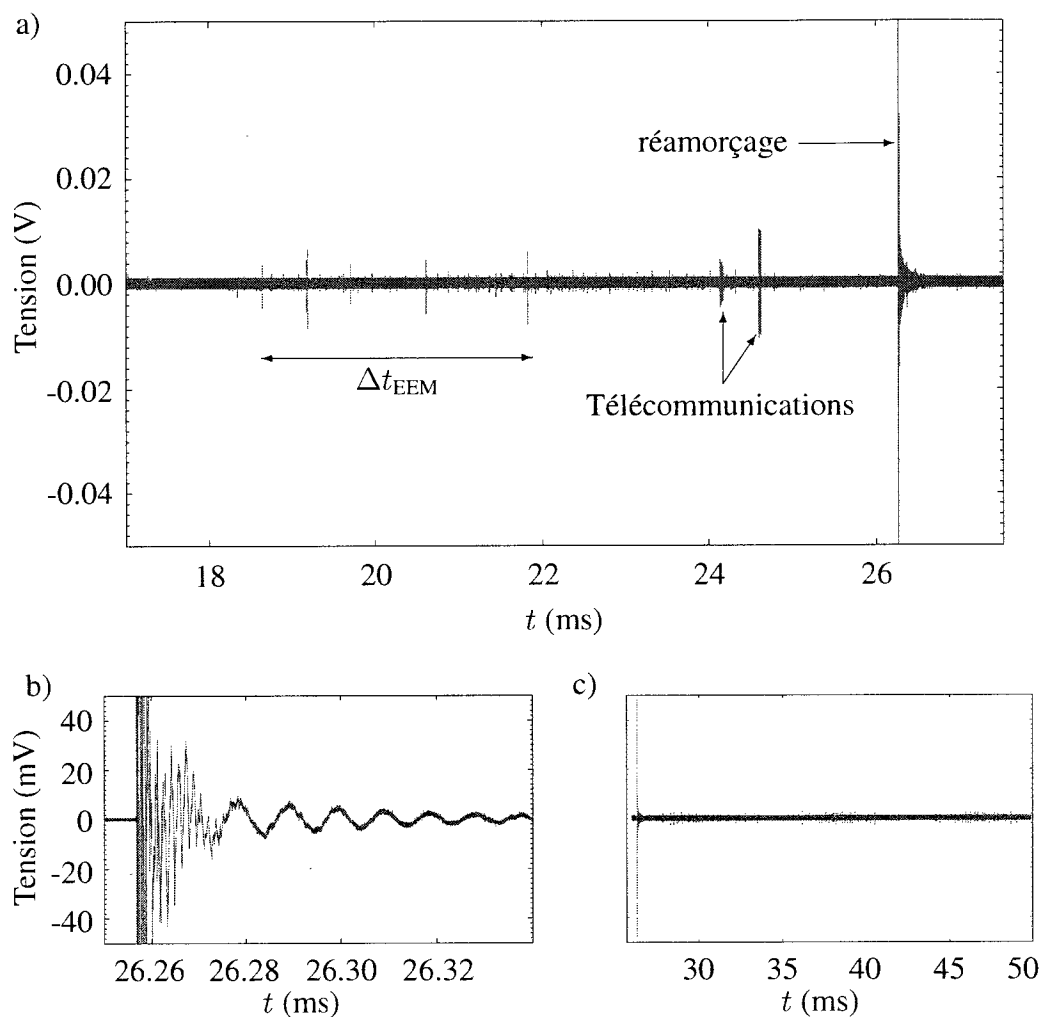


FIG. 3.17 Cas de réamorçage détecté par mesures d'EEM. a) Un signal transitoire de forte amplitude est capté vers  $t = 26,26$  ms, indiquant alors l'apparition d'un réamorçage. b) Vue agrandie du signal de réamorçage. c) Aucun autre signal d'EEM n'est capté après  $t = 26,32$  ms.

médiatement le claquage inter-contacts. Ceci pourrait expliquer l'absence d'émissions électromagnétiques traduisant le fait qu'un arc ne s'est pas maintenu dans l'une ou plusieurs chambres de coupure après le réamorçage. D'ailleurs, suite à ce réamorçage, si le courant avait été coupé à un zéro de l'onde à 60 Hz, des EEM seraient apparues entre l'instant du claquage inter-contacts et l'instant de la coupure finale du courant.

## CHAPITRE 4

### MODÉLISATION ET SIMULATION DU RAYONNEMENT RF GÉNÉRÉ LORS DU PHÉNOMÈNE D'ARC DANS UN DISJONCTEUR

L'objectif principal de ce chapitre est de développer une approche de simulation permettant d'expliquer la nature du rayonnement RF associé à l'opération du disjoncteur. Les simulations présentées ici ne visent pas à reproduire fidèlement les mesures expérimentales présentées au chapitre précédent. Elles visent plutôt à mettre en évidence les phénomènes par lesquels le rayonnement RF est issu de l'opération du disjoncteur. D'ailleurs, il faut comprendre que les mesures d'EEM décrites au chapitre précédent ne constituent pas une représentation exacte des champs électromagnétiques réellement rayonnés car les mesures sont dépendantes de la réponse en fréquence des antennes utilisées.

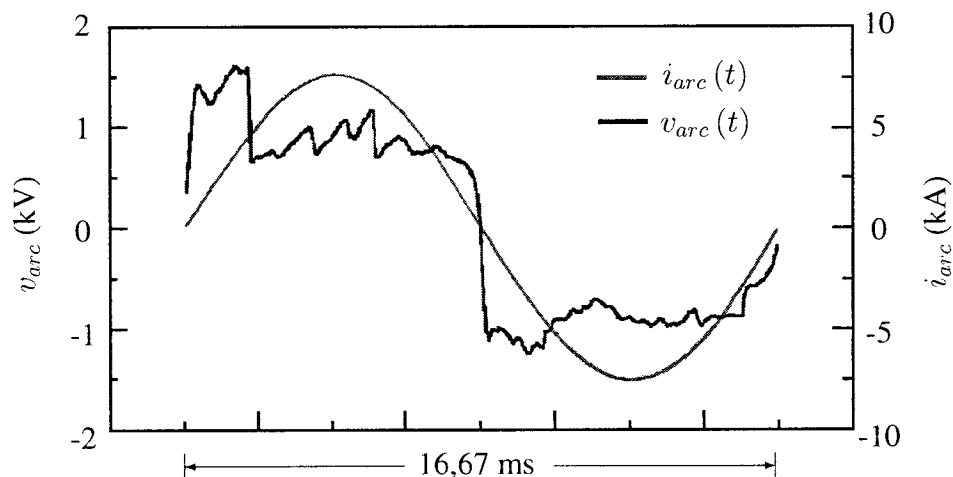
Afin de caractériser par simulations le rayonnement RF issu du phénomène d'arc, une modélisation de la composante haute fréquence de l'arc électrique est développée. Puis, le programme *NEC2++* [34] sera utilisé pour modéliser les structures métalliques auxquelles l'arc électrique est couplé et ainsi étudier leur effet sur le rayonnement.

Le programme *NEC2++* permet de simuler la réponse électromagnétique d'antennes et de structures métalliques en régime harmonique (domaine fréquentiel). Afin de reconstituer dans le domaine temporel la réponse fréquentielle d'une structure simulée dans *NEC2++*, une méthode basée sur l'analyse de Fourier sera développée. Cette méthode sera d'abord validée par un exemple simple de dipôle en la comparant à une méthode analytique basée sur la superposition d'éléments d'onde progressive [35], [36]. Suite à cette validation sur un cas simple, des simulations seront réalisées sur une structure complexe comparable à la géométrie du disjoncteur GFX-2DC présenté au chapitre précédent.

#### 4.1 Modélisation haute fréquence de la tension d'arc

Observée sur plusieurs cycles, la tension d'arc s'apparente à une onde carrée de fréquence fondamentale 60 Hz à laquelle se superpose une multitude de petites variations brusques de tension (FIG. 4.1). Sur chacune des demi-alternances de l'onde carrée, on observe sur le signal plusieurs «cassures» d'amplitude variable dont chacune semble se manifester à un instant aléatoire, rendant ainsi compte du caractère non-stationnaire de l'arc [9]. Bien que la caractéristique courant-tension de la figure 4.1 soit celle d'un arc long dans l'air libre, il s'avère que la tension aux bornes d'un arc confiné dans une chambre de coupure comporte des caractéristiques similaires à celles mises en évidence à la figure 4.1. En effet, la tension d'un arc de disjoncteur est également composée d'une série de «cassures» ( $dv/dt$  élevés).

La composante à haute fréquence de la tension d'arc se traduit par la propagation d'une série de courtes impulsions de courant dans le circuit électrique rattaché qui agit alors



Source : V. V. Terzija et H. J. Koglin, *Long arc in free air : laboratory testing, modelling, simulation and model-parameters estimation*, IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution, 2002. [9]

FIG. 4.1 Formes d'onde du courant et de la tension d'un arc brûlant dans l'air libre

comme une antenne émettrice d'ondes à haute fréquence. Ces observations permettent d'expliquer la nature des signaux de rayonnement RF mesurés et présentés au chapitre précédent (FIG. 3.4). Ces signaux sont en effet caractérisés par une série d'impulsions à haute fréquence dont l'amplitude et le délai d'apparition entre chacune des impulsions semblent aléatoires.

Les simulations décrites dans ce chapitre ne visent pas à reproduire le rayonnement se produisant durant toute la durée d'arc mais plutôt le rayonnement d'une seule impulsion (FIG. 3.5) occasionnée par une variation brusque de la tension d'arc. Les variations transitoires à haute fréquence de la tension d'arc doivent donc être modélisées car elles serviront de source d'excitation aux simulations. Pour ce faire, nous utilisons une impulsion double exponentielle décrite par l'équation (4.1). L'impulsion double-exponentielle est couramment utilisée pour modéliser les impulsions rapides de tension causées notamment par la foudre [37]. Une impulsion gaussienne (équation 4.2) sera également utilisée pour certaines simulations afin de comparer l'effet de la forme d'impulsion de tension sur le rayonnement. L'impulsion gaussienne est symétrique dans le temps tandis que l'impulsion double exponentielle possède un temps de montée inférieur au temps de descente (FIG. 4.2).

$$v_{s1}(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0, \\ K_1 (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) & \text{si } t \geq 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

$$v_{s2}(t) = K_2 e^{-[(t-t_0)/\tau]^2} \quad (4.2)$$

Afin de décrire les spectres fréquentiels de  $v_{s1}(t)$  et  $v_{s2}(t)$ , on utilise la transformée de Fourier qui est définie par :

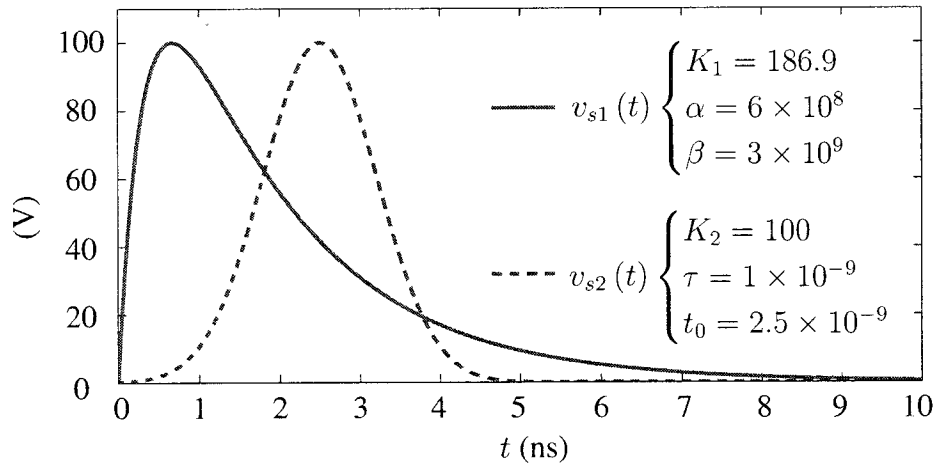


FIG. 4.2 Formes d'onde représentant les variations brusques de la tension d'arc (équations (4.1) et (4.2))

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j2\pi ft} dt. \quad (4.3)$$

Pour qu'une fonction  $s(t)$  ait une transformée de Fourier, il faut que  $s(t)$  soit absolument intégrable, i.e. :

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt < \infty. \quad (4.4)$$

La reconstitution de  $S(f)$  dans le domaine temporel se fait par l'application de la transformée inverse de Fourier :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df \quad (4.5)$$

L'application de (4.3) à (4.1) et (4.2) permet de déterminer les expressions analytiques définissant le spectre de  $v_{s1}(t)$  et  $v_{s2}(t)$  :

$$V_{s1}(f) = K_1 \left( \frac{1}{\alpha + j2\pi f} - \frac{1}{\beta + j2\pi f} \right) \quad (4.6)$$

$$V_{s2}(f) = K_2 \tau \sqrt{\pi} e^{-j2\pi f t_0 - (\tau \pi f)^2} \quad (4.7)$$

$V_{s1}(f)$  et  $V_{s2}(f)$  peuvent s'écrire sous la forme  $R(\cos \theta + j \sin \theta)$  où  $R$  est le module et  $\theta$  est l'argument (ou l'angle) de l'expression complexe. En traçant  $R$  et  $\theta$  en fonction de  $f$ , nous obtenons respectivement les spectres d'amplitude et de phase des signaux d'impulsion (FIG. 4.3).

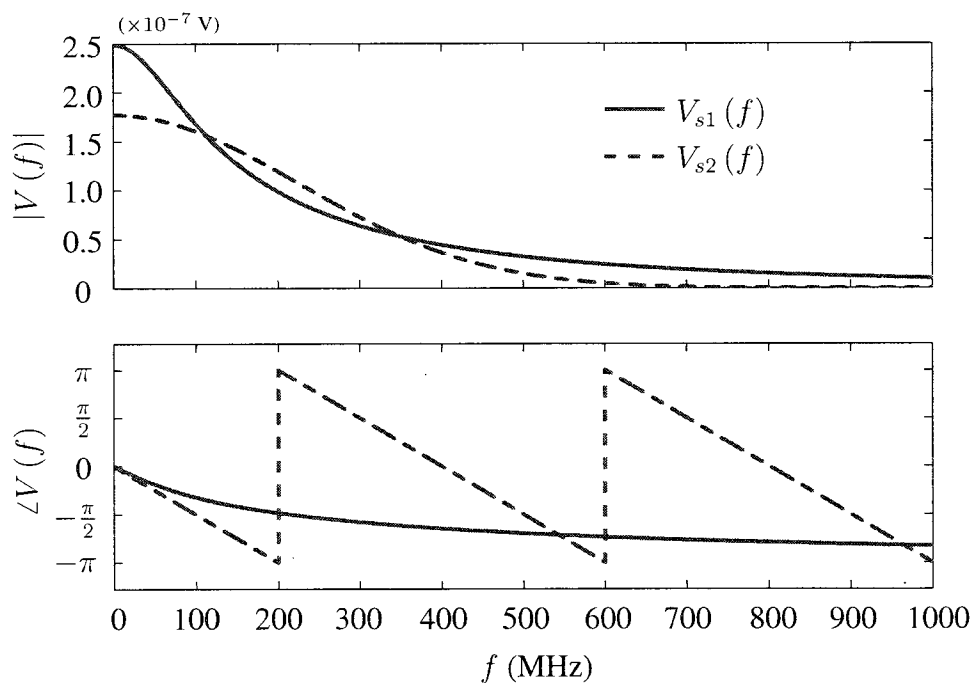


FIG. 4.3 Spectres d'amplitude et de phase des signaux d'impulsion  $v_{s1}(t)$  et  $v_{s2}(t)$  (équations (4.6) et (4.7))



## 4.2 Réponse électromagnétique d'une structure métallique dans le domaine fréquentiel et reconstitution des champs dans le domaine temporel

Les spectres d'amplitude de la figure 4.3 révèlent qu'un signal d'impulsion doté d'un temps de montée rapide (de l'ordre de 1 ns) possède un large contenu fréquentiel allant de 0 Hz jusqu'à plusieurs centaines de MHz. L'arc étant couplé électriquement aux contacts du disjoncteur ainsi qu'à l'ensemble des structures métalliques s'y rattachant (ex. jeux de barre), certaines fréquences de résonances, propres à la géométrie de la structure métallique, seront excitées [25], [38]. Une analogie peut donc être faite entre la structure métallique d'un poste excitée par les variations de tension d'arc et une antenne radioélectrique émettrice.

Afin d'évaluer la réponse fréquentielle d'une structure métallique, nous utiliserons le programme NEC2++ [34] basé sur le code original NEC2 («Numerical Electromagnetic Code-2»). Ce code est largement utilisé depuis près de trente ans pour calculer la réponse électromagnétique d'antennes dans le domaine fréquentiel. Basé sur la méthode des moments, ce code résout les équations intégrales de champ électrique et de champ magnétique posées à partir d'une distribution spatiale de courant [39].

La première étape d'une simulation NEC2++ consiste à modéliser la géométrie de la structure étudiée par des tiges minces («thin wires») de longueur, de rayon et de conductivité spécifiques. Les éléments de la structure sont ensuite discrétisés en segments dont la longueur doit être inversement proportionnelle à la fréquence d'analyse. Des sources d'excitation (tension ou courant) sont appliquées sur un ou plusieurs segments de la structure. Il est aussi possible de spécifier au programme la présence d'un sol qui peut être soit parfaitement conducteur ou de conductivité finie. Le tout est spécifié dans un fichier texte d'entrée sous forme de cartes de 80 colonnes. Les types de résultats de simulation (fréquences d'analyse, courants induits, champs électriques, champs magnétiques,

diagrammes de rayonnement, etc.) doivent aussi être spécifiés dans ce fichier. Les principales règles de modélisation ainsi que la forme et le contenu des fichiers d'entrée de NEC2++ sont détaillés à l'annexe III. Cette même annexe contient également les fichiers d'entrée des simulations NEC2++ présentées dans la suite de ce chapitre.

En exécutant le programme NEC2++ à une fréquence d'analyse  $f_A$ , nous pouvons déterminer en un ou plusieurs points de l'espace l'amplitude et le déphasage des champs sinusoïdaux  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  de fréquence  $f_A$  résultant de l'application d'une source de tension sinusoïdale de fréquence  $f_A$ . Ce traitement peut être interprété sous forme d'un système linéaire qui, pour une fréquence donnée, prend comme signal d'entrée une tension d'excitation sinusoïdale et qui donne comme signaux de sortie l'amplitude et le déphasage des champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  par rapport à la source d'excitation. En effectuant maintenant ce traitement sur une large bande de fréquences et en fixant pour chacune des fréquences considérées une source de tension d'amplitude unitaire et de phase nulle, nous obtenons à la sortie du système les fonctions de transfert  $\mathbf{G}_E(f)$  et  $\mathbf{G}_H(f)$  qui permettront de calculer dans le domaine fréquentiel les champs électromagnétiques résultant d'une excitation  $V_{arc}(f)$  :

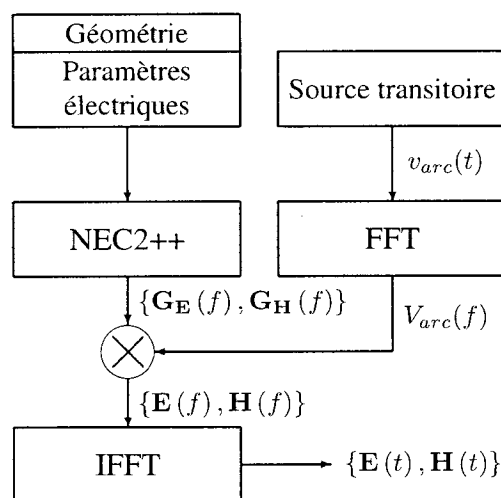
$$\begin{aligned}\mathbf{E}(f) &= \mathbf{G}_E(f) V_{arc}(f) \\ \mathbf{H}(f) &= \mathbf{G}_H(f) V_{arc}(f)\end{aligned}\tag{4.8}$$

La source d'excitation  $V_{arc}(f)$  de l'expression (4.8) sera substituée par les expressions  $V_{s1}(f)$  ou  $V_{s2}(f)$  (équations 4.6 et 4.7) pour la suite de notre analyse. Rappelons que  $v_{s1}$  et  $v_{s2}$  ont été définis en vue de modéliser les variations rapides de la tension d'arc (FIG. 4.1). Enfin, les champs électromagnétiques sont reconstitués dans le domaine temporel en appliquant une transformée de Fourier inverse aux expressions  $\mathbf{E}(f)$  et  $\mathbf{H}(f)$ .

En somme, la méthode venant d'être décrite permet de calculer dans le domaine temporel les champs électromagnétiques rayonnés par une structure excitée par une source

d'impulsion définie dans le domaine du temps. Cette méthode de reconstitution temporelle des champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  à partir de *NEC2++* et de l'analyse de Fourier est résumée à la figure 4.4. Elle a notamment été appliquée dans d'autres types d'application comme les calculs de surtensions transitoires provoquées par la foudre [40], [41].

Le traitement schématisé à la figure 4.4 a été implémenté sous forme de fonction dans l'environnement de calcul *Matlab*® (cf. annexe III). Cette fonction prend comme premiers paramètres d'entrée les fonctions de transfert ( $G_E$  et  $G_H$ ) calculées en un point d'observation  $P$  par le programme *NEC2++* et spécifiées dans un fichier texte. Les autres paramètres devant être fournis à la fonction sont les différents paramètres définissant l'excitation transitoire ( $v_{s1}$  ou  $v_{s2}$ ). En sortie, la fonction trace les formes d'onde des champs électromagnétiques  $\mathbf{E}(t)$  et  $\mathbf{H}(t)$ . Des algorithmes de transformation de Fourier rapide (FFT et IFFT) prédéfinis dans *MATLAB*® sont utilisés par la fonction.



Source : M. Ishii and Y. Baba, *Advanced computational methods in lightning performance - the Numerical*

FIG. 4.4 Schéma fonctionnel de reconstitution temporelle des champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  à partir de *NEC2++* et de l'analyse de Fourier (FFT et IFFT)

### 4.3 Méthode analytique de superposition d'éléments d'onde progressive

Pour fins de comparaisons avec la méthode de simulation développée à la section précédente, nous décrivons ici une approche analytique de modélisation et de simulation du rayonnement électromagnétique dans le domaine du temps [35], [36]. Cette méthode s'appuie sur des équations simplifiées de rayonnement définies entièrement dans le domaine temporel. Bien qu'elle soit beaucoup plus approximative que la méthode précédente, elle permet néanmoins une meilleure compréhension des phénomènes physiques expliquant le rayonnement.

Tout d'abord, considérons le cas général d'un volume  $\mathcal{V}$  caractérisé par une distribution de densité volumique de courant  $\mathbf{J}(\mathbf{r}', t')$  (FIG. 4.5 a). L'expression générale des champs électromagnétiques résultant de la distribution  $\mathbf{J}(\mathbf{r}', t')$  est fort complexe. Toutefois, en considérant que le champ rayonné est observé en un point éloigné  $P$  où la distance entre  $P$  et  $\mathcal{V}$  est plusieurs fois plus grande que les dimensions de  $\mathcal{V}$ , les expressions simplifiées de  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  sont données par :

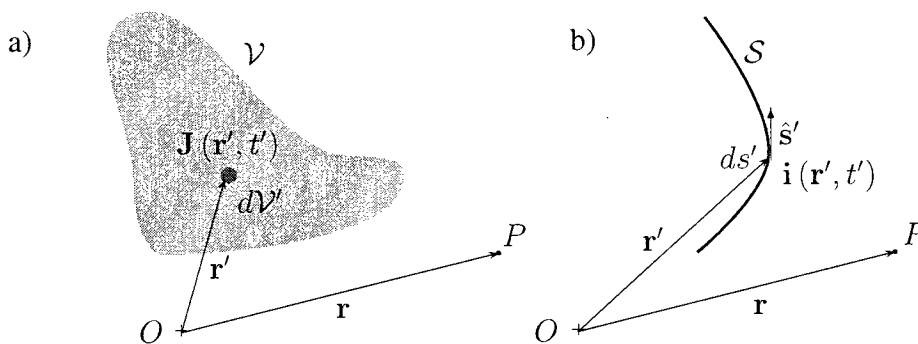


FIG. 4.5 Définition des coordonnées employées aux équations (4.9) à (4.12). a) Rayonnement évalué au point d'observation  $P$  d'un volume  $\mathcal{V}$  caractérisé par une densité de courant  $\mathbf{J}$ . b) Rayonnement évalué au point d'observation  $P$  d'un chemin  $S$  parcouru par un courant  $\mathbf{i}$ .

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{\mu_0}{4\pi r} \hat{\mathbf{r}} \times \hat{\mathbf{r}} \times \iiint_{\mathcal{V}} \left[ \frac{\partial}{\partial t'} \mathbf{J}(\mathbf{r}', t') \right]_{t'=t_r} d\mathcal{V}' \quad (4.9)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{\mu_0 c} \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \quad (4.10)$$

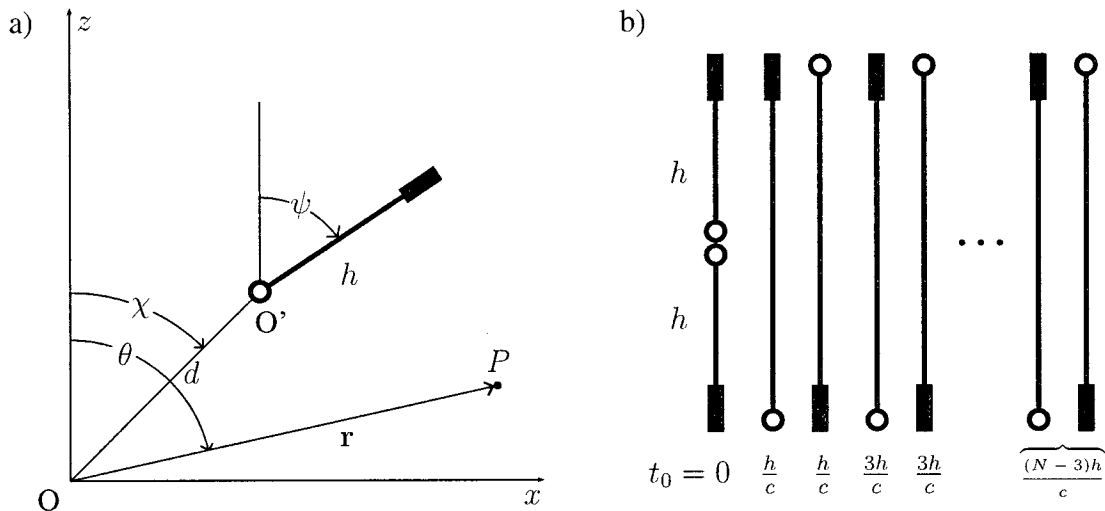
où  $\hat{\mathbf{r}}$  est le vecteur unitaire associé au vecteur  $\mathbf{r}$  et  $t_r$  est le délai de propagation de la lumière entre l'élément  $d\mathcal{V}'$  et le point d'observation  $P$  :

$$t_r = t - \frac{r - \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'}{c}. \quad (4.11)$$

Si le volume de la figure 4.5 a) se limite maintenant à un filament  $\mathcal{S}$  ayant une distribution de courant  $i(\mathbf{r}', t')$  et dont le rayon de sa section est beaucoup petit que sa longueur, l'intégrale volumique de l'équation (4.9) devient une intégrale curviligne sur la courbe  $\mathcal{S}$  de la figure 4.5 b) :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{-\mu_0}{4\pi r} \int_{\mathcal{S}} \left[ \frac{\partial i(\mathbf{r}', t')}{\partial t'} \right]_{t'=t_r} [\hat{\mathbf{s}}' - \hat{\mathbf{r}}(\hat{\mathbf{r}} \cdot \hat{\mathbf{s}}')] ds' \quad (4.12)$$

Les équations (4.10) et (4.11) sont aussi valides dans le contexte de l'équation (4.12). Si on considère maintenant la courbe  $\mathcal{S}$  comme un segment droit de longueur  $h$  parcouru par un courant  $i$  généré à l'une des extrémités du segment et complètement absorbé à l'autre extrémité (FIG. 4.6 a), l'expression du champ  $\mathbf{E}_i$  rayonné au point  $P$  devient



Source : G. Smith, *An introduction to classical electromagnetic radiation*, Cambridge University Press, 1998. [36]

FIG. 4.6 Élément d'onde progressive de base schématisé par un segment droit ayant à ses extrémités une source (cercle) à partir de laquelle se propage l'onde de courant et une terminaison (rectangle plein) qui absorbe totalement l'onde de courant incidente. a) Système de coordonnées définissant la position et l'orientation de l'élément. b) Modélisation d'un dipôle par la superposition de  $N$  éléments d'onde progressive de base (*note : tous les éléments d'onde progressive sont superposés à la même position*).

alors :

$$\mathbf{E}_i(\mathbf{r}, t) = \frac{c\mu_0 \sin(\theta - \psi)}{4\pi r [1 - \cos(\theta - \psi)]} \left( i \left\{ t - t_0 - [r - d \cos(\theta - \chi)]/c \right\} - i \left\{ t - t_0 - [r - d \cos(\theta - \chi)]/c - (h/c)[1 - \cos(\theta - \psi)] \right\} \right) \hat{\theta} \quad (4.13)$$

où  $t_0$  est le temps d'activation de la source de courant  $i$ . Le segment montré à la figure 4.6 a) est l'élément de base (élément d'onde progressive de base) à partir duquel des géométries plus complexes seront élaborées (cf. section 4.4). En superposant plusieurs éléments d'onde progressive de base dans l'espace et en contrôlant le temps d'activation des sources de chacun des éléments, il sera possible de modéliser des structures dont

le rayonnement pourra être approximé en superposant la contribution du rayonnement de chaque élément. Soit une géométrie constituée de  $N$  éléments d'onde progressive caractérisés par le temps d'activation  $t_0$  de la source et dont la position des éléments est fixée par l'ensemble de paramètres  $\{d, h, \theta, \chi, \psi\}$ . Le champ  $\mathbf{E}$  résultant de  $N$  éléments d'onde progressive est donné par la somme de chacun des champs  $\mathbf{E}_i$  (équation 4.14).

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{E}_i(\mathbf{r}, t) \quad (4.14)$$

#### 4.4 Étude d'un cas simple : le dipôle

L'antenne dipôle est une structure simple dont le rayonnement peut être analysé par la méthode de superposition d'éléments d'onde progressive présentée à la section précédente. Le dipôle de la figure 4.7 consiste en une tige métallique mince parfaitement conductrice d'une longueur de 4 m dont le point d'excitation est situé dans son centre. Si l'excitation est une source de tension impulsionnelle activée à  $t = 0$ , deux ondes de courant sont produites et voyagent en directions opposées dans la tige à la vitesse de la lumière. Lorsque ces ondes de courant atteignent les extrémités de la tige conductrice au temps  $t = h/c$ , une fraction de l'onde est réfléchie vers la source. La fraction d'onde réfléchie est prise en compte par un coefficient de réflexion  $\Gamma_i$ . Ainsi, lorsqu'une onde de courant atteint l'extrémité d'un élément d'onde progressive, l'onde réfléchie est représentée par un élément de direction opposée à l'élément d'onde incidente et dont l'amplitude du courant voyageant vers la source est égale à l'onde incidente multipliée par le facteur  $\Gamma_i$ . Le coefficient  $\Gamma_i$  du dipôle de la figure 4.7 est estimé à 0,7 [42].

Pour modéliser le dipôle de la figure 4.7, il suffit de superposer plusieurs éléments d'onde progressive afin de reproduire les réflexions successives de l'onde de courant aux extrémités du dipôle (FIG. 4.6 b). Les temps d'activation des sources  $t_0$  sont indiqués au bas

des éléments de la figure 4.6 b).

À la figure 4.9, la méthode de superposition d'ondes progressives est comparée à la méthode de reconstitution temporelle du champ rayonné à partir de la fonction de transfert  $G_E$  (cf. section 4.2). Le champ  $E_z$  rayonné au point  $P$  par le dipôle de la figure 4.7 a été évalué par ces deux méthodes. Le fichier d'entrée *NEC2++* utilisé pour calculer la fonction de transfert  $G_{E_z}$  du dipôle (FIG. 4.8) est présenté à l'annexe III.

Le calcul de l'amplitude de l'onde de courant résultant de l'application d'une source de tension transitoire au centre du dipôle est relativement complexe [42]. Or, l'amplitude des sources de courant employées par la méthode de superposition d'ondes a tout simplement été fixée de façon à faire concorder en amplitude les résultats  $E_z$  obtenus par chacune des méthodes.

En analysant les résultats de simulation de la figure 4.9, on constate premièrement que le temps de début de rayonnement au point  $P$  correspond au temps de propagation de la lumière qui est égal à 66,67 ns ( $r/c$ ) pour une distance de 20 m entre le point d'exci-

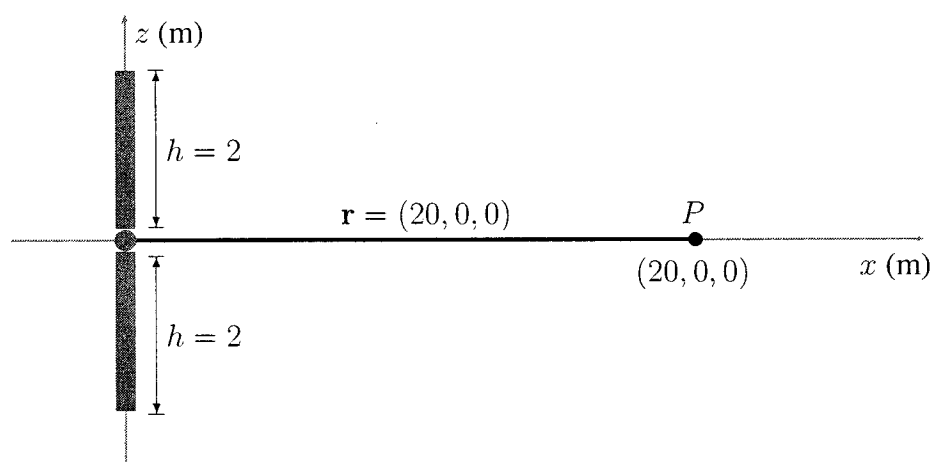


FIG. 4.7 Géométrie d'un dipôle de 4 m excité en son centre. Les champs électromagnétiques sont observés au point  $P$  à une distance de 20 m du dipôle.



tation du dipôle et le point  $P$ . À partir de  $t = 66,67$  ns, une série d'impulsions d'EEM ayant la même forme que l'onde d'excitation sont observées au point  $P$  à des intervalles correspondant aux instants où une onde de courant atteint l'une ou l'autre des extrémités du dipôle. De façon plus générale, les sources de rayonnement d'une structure métallique constituée de segments minces se situent aux extrémités des segments ainsi qu'aux jonctions de segments là où les charges électriques subissent des forces d'accélération [35].

Une autre caractéristique observable à la figure 4.9 est l'atténuation exponentielle du champ rayonné qui, dans le contexte de la méthode de superposition d'éléments d'onde progressive, s'explique par l'effet du facteur  $\Gamma_i$  qui est appliqué à chaque fois que l'onde de courant est réfléchi à l'extrémité d'un segment. Par ailleurs, en comparant les résultats obtenus par chacune des méthodes à la figure 4.9, on constate une disparité entre la

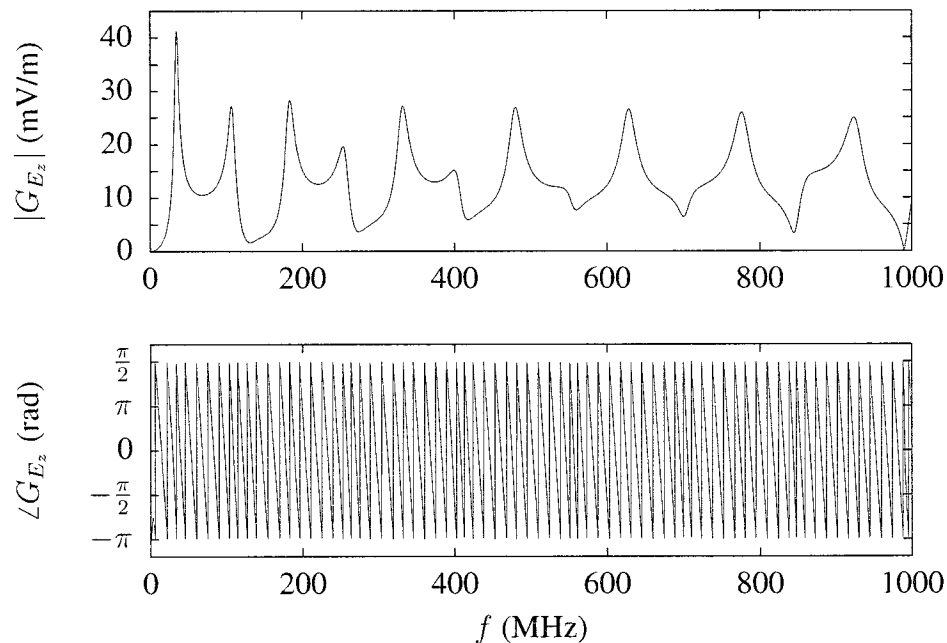


FIG. 4.8 Fonction  $G_{E_z}$  d'un dipôle calculée au point  $(x, y, z) = (20, 0, 0)$  m avec le programme NEC2++. Le dipôle, d'une longueur totale de 4 m, est aligné sur l'axe  $z$  et est excité en son centre au point  $(0, 0, 0)$ .

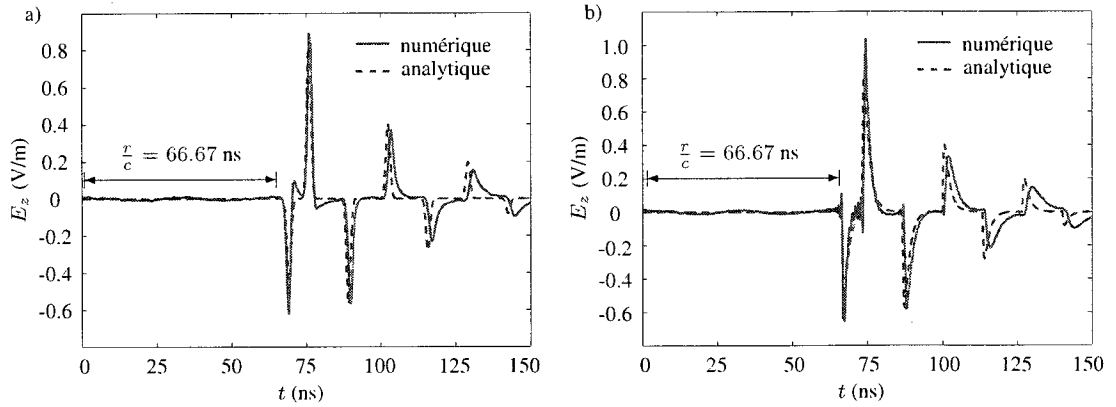


FIG. 4.9 Évaluation du champ  $E_z(t)$  rayonné au point  $P$  du dipôle de la figure 4.7. La méthode de reconstitution temporelle du champ rayonné à partir de la fonction de transfert  $G_E$  (numérique) est comparée à la méthode de superposition d'ondes progressives (analytique). a) Dipôle excité par une onde de tension gaussienne ( $v_{s2}$ ) de paramètres  $\{K_2 = 100, \tau = 1 \times 10^{-9}, t_0 = 2, 5 \times 10^{-9}\}$ . b) Dipôle excité par une onde de tension double exponentielle ( $v_{s1}$ ) de paramètres  $\{K_1 = 186, 9, \alpha = 6 \times 10^8, \beta = 3 \times 10^9\}$ .

largeur des impulsions du champ  $E_z$ . Cette disparité, qui augmente avec le temps, s'explique par le fait que seule la méthode numérique (NEC2++) tient compte du phénomène de distorsion de l'onde de courant causé par les réflexions multiples dans le dipôle [43].

#### 4.5 Simulation du champ électromagnétique rayonné par une structure complexe excitée par un arc électrique

La méthode de reconstitution temporelle des champs rayonnés à l'aide des fonctions de transfert  $G_E$  et  $G_H$  est appliquée dans la présente section sur un modèle de structure métallique similaire à la géométrie du disjoncteur GFX-2DC (FIG. 4.10) décrit au troisième chapitre. Ce modèle est défini dans l'environnement *NEC2++* par un ensemble de segments minces et la position des six sources d'excitation correspond au positionnement des chambres de coupure du disjoncteur (cf. annexe III). Un sol parfaitement conducteur est également défini dans le plan  $z = 0$ .

Selon la géométrie du modèle de disjoncteur de la figure 4.10, la puissance du rayonnement dû à une excitation transitoire au niveau d'une des chambres de coupure est normalement distribuée de façon non-uniforme dans l'espace. Ainsi, selon la fréquence considérée, la puissance de rayonnement sera concentrée selon certaines directions privilégiées. Les diagrammes de rayonnement s'avèrent alors un outil pratique pour représenter graphiquement la dépendance spatiale du rayonnement électromagnétique. Ils peuvent être calculés dans le domaine fréquentiel par des programmes de simulation, tel *NEC2++*. Notons que ces diagrammes ne sont valides que dans une zone lointaine («far field») où la distance entre la source rayonnante et le point d'observation doit être beaucoup plus grande que la longueur d'onde du signal rayonné.

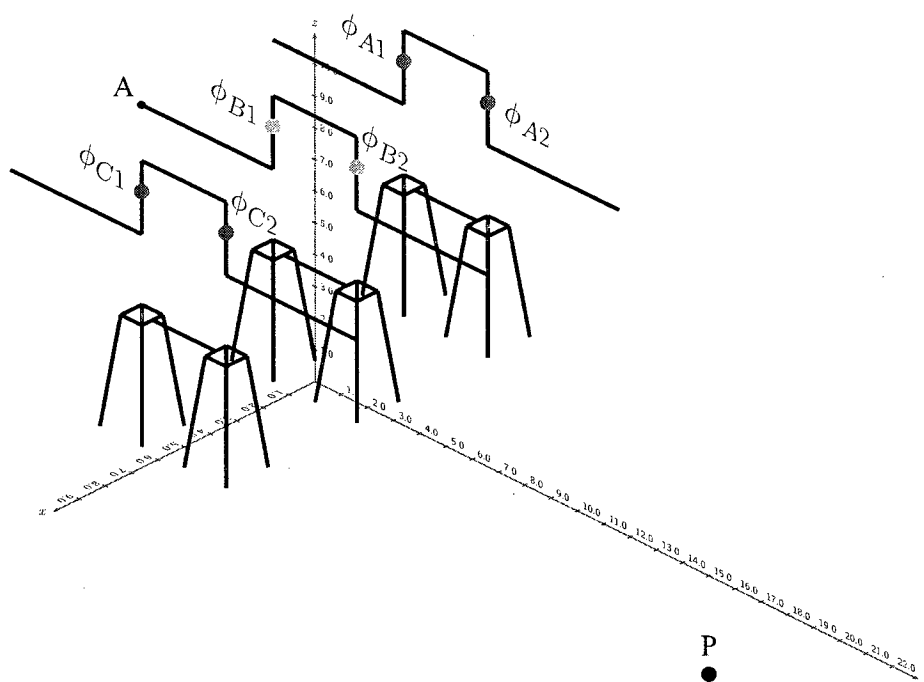


FIG. 4.10 Géométrie simplifiée du disjoncteur GFX-2DC modélisé par un ensemble de segments minces. La position des six sources d'excitation ( $\phi_{A1}$ ,  $\phi_{B1}$ , etc.) correspondent aux espaces inter-contacts dans les chambres de coupure. Un sol parfaitement conducteur est défini dans le plan  $z = 0$  et le point d'observation  $P$  est à la coordonnée (5, 20, 1).

Les diagrammes polaires de la figure 4.11 indiquent, pour chacune des directions  $\theta$ , le ratio en dB entre la puissance rayonnée par le modèle de disjoncteur (FIG. 4.10) et une antenne isotrope ayant une source d'excitation identique à celle du modèle de disjoncteur. L'antenne isotrope est une antenne théorique qui rayonne uniformément sa puissance dans toutes les directions de l'espace. D'après les résultats de la figure 4.11, on constate que les diagrammes de rayonnement sont variables en fonction de  $f$ . D'autre part, pour une même fréquence d'analyse, on note une légère variation entre les diagrammes de rayonnement résultant de différentes positions de la source d'excitation ( $\phi_{A1}$ ,  $\phi_{B1}$  et  $\phi_{C1}$ ).

En reprenant la méthode de reconstitution temporelle (FIG. 4.4) ayant été appliquée à un dipôle (cf. section 4.4), il est possible de prédire le rayonnement des champs  $\mathbf{E}(t)$  et  $\mathbf{H}(t)$  occasionné par l'excitation du modèle de disjoncteur (FIG. 4.4) pour une source transitoire telle que celles définies par les équations (4.1) et (4.2). Pour ce faire, les fonctions de transfert  $G_E$  et  $G_H$  ont été préalablement calculées par le programme *NEC2++* sur une plage fréquentielle comprise entre 20 kHz et 1 GHz (FIG. 4.12, FIG. 4.13). Dans l'exemple qui suit, l'excitation a été fixée au point  $\phi_{B1}$  et le point d'observation du rayonnement est situé à la coordonnée (5, 20, 1).

Les champs  $\mathbf{E}(t)$  et  $\mathbf{H}(t)$  obtenus à partir des fonctions  $G_E$  et  $G_H$  sont présentés aux figures 4.14 et 4.15. La distance séparant le point d'excitation  $\phi_{B1}$  et le point d'observation étant de 23,1 m, le temps de propagation correspondant à cette distance est donc égal à 77,1 ns ( $r/c = 23,1\text{m}/c$ ). C'est précisément à cet instant que le premier front d'onde du rayonnement atteint le point d'observation situé à la coordonnée (5, 20, 1). Ensuite, l'ensemble du signal capté après  $t = 77,1$  ns résulte d'une part du rayonnement se développant aux extrémités et aux jonctions de segments de la structure métallique, là où les charges électriques subissent des forces d'accélération. D'autre part, le rayonnement est influencé par la réflexion des ondes au sol et sur les différentes parties de la structure métallique.

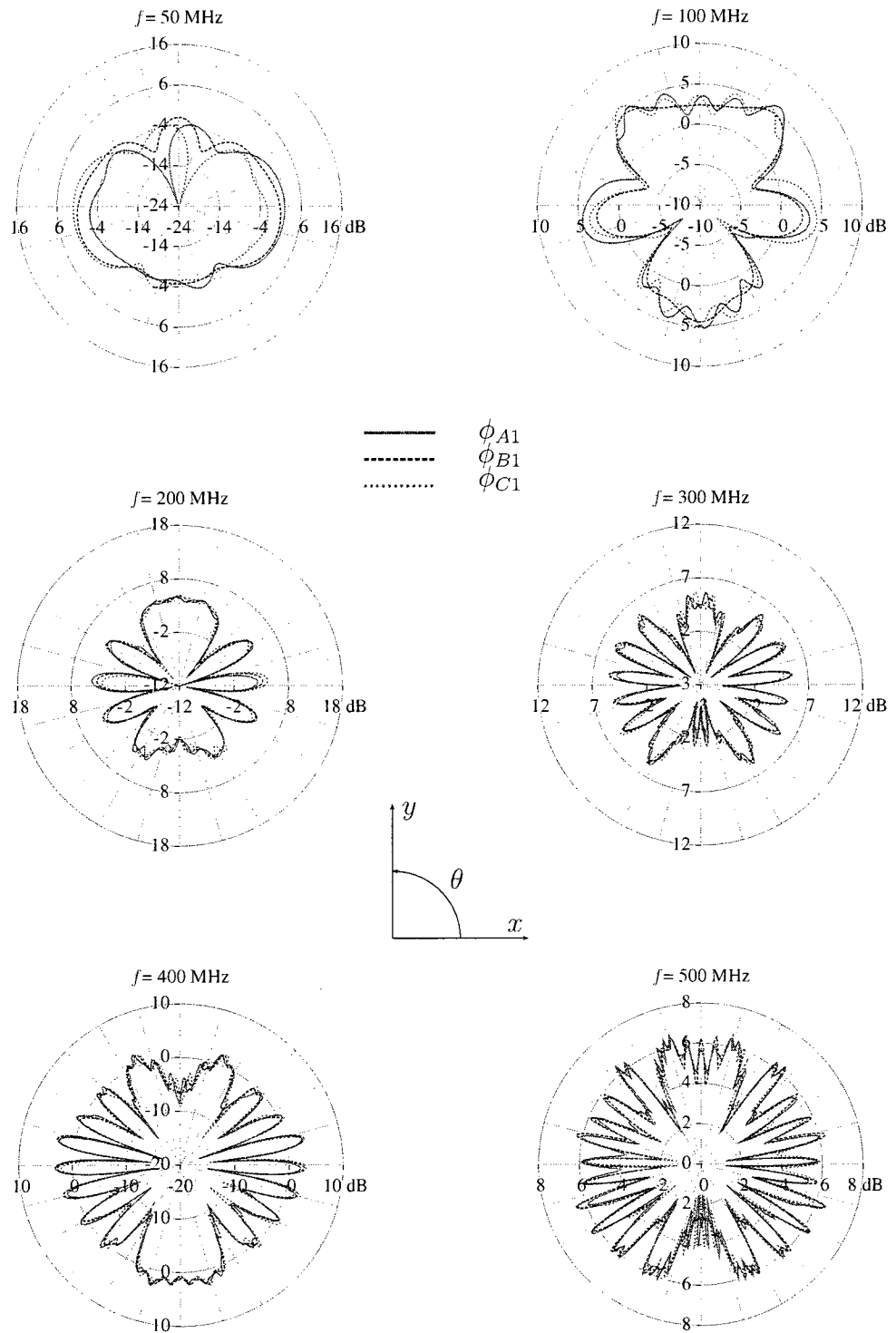


FIG. 4.11 Diagrammes de rayonnement dans le plan  $xy$  du modèle de disjoncteur (FIG. 4.10)

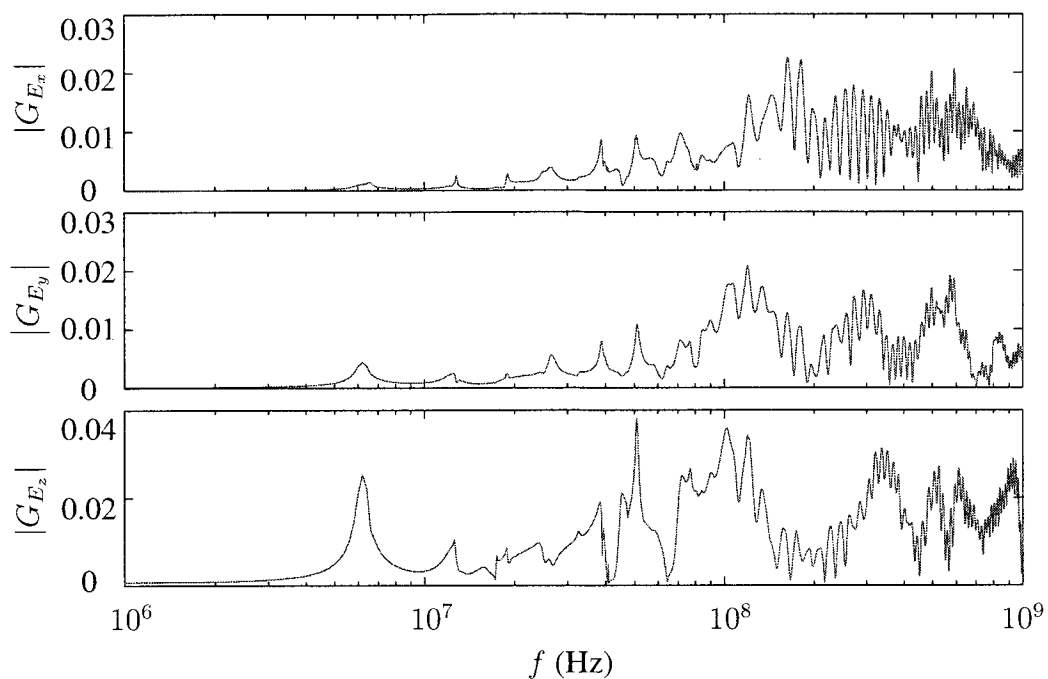


FIG. 4.12 Fonction de transfert  $G_E(f)$  évaluée au point (5, 20, 1) du modèle *NEC2++* de disjoncteur (FIG. 4.10) excité au point  $\phi_{B1}$ .

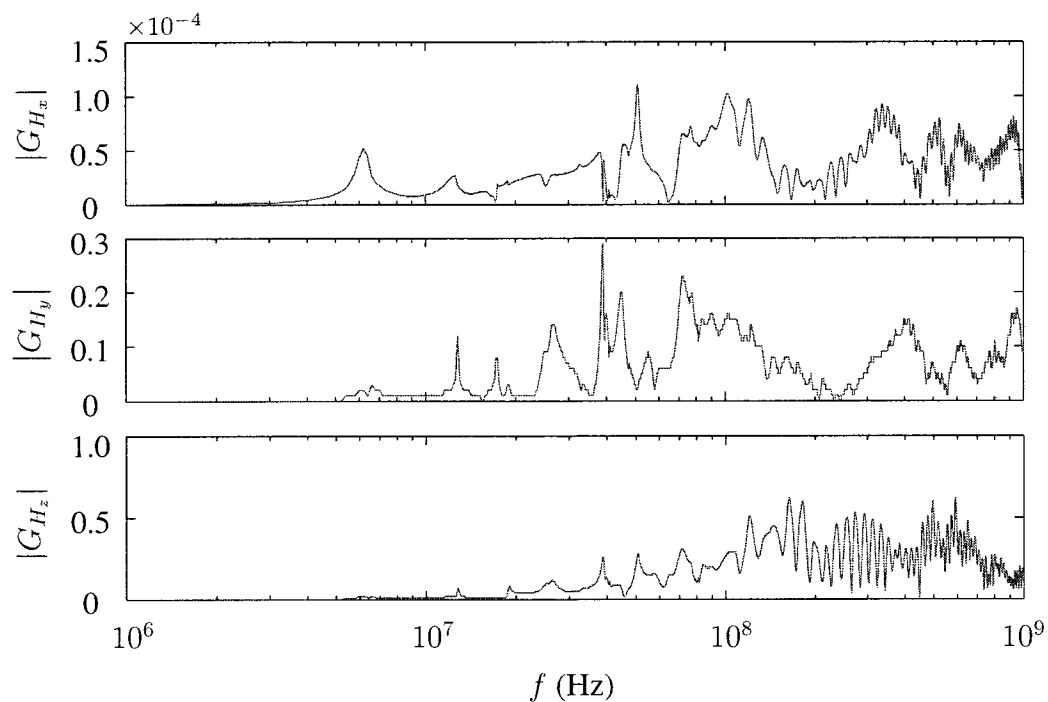


FIG. 4.13 Fonction de transfert  $G_H(f)$  évaluée au point (5, 20, 1) du modèle *NEC2++* de disjoncteur (FIG. 4.10) excité au point  $\phi_{B1}$ .

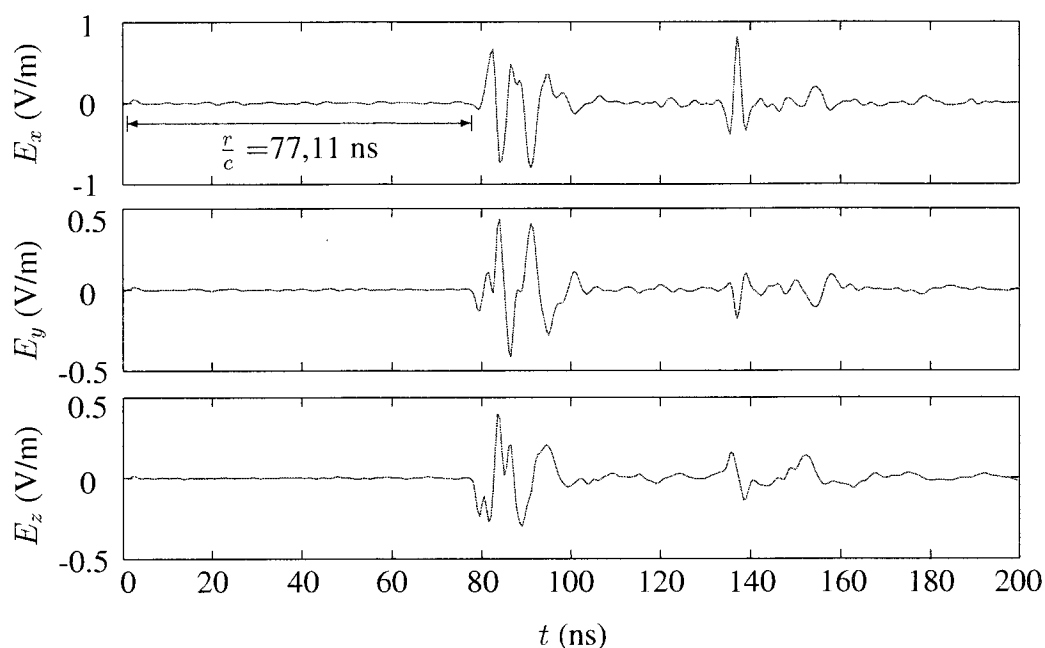


FIG. 4.14 Évaluation du champ  $\mathbf{E}(t)$  rayonné au point  $(5, 20, 1)$  à partir du modèle de disjoncteur (FIG. 4.10). Le point  $\phi_{B1}$  est excité par une impulsion de type gaussienne ( $v_{s2}$ ) de paramètres  $\{K_2 = 100, \tau = 1 \times 10^{-9}, t_0 = 2.5 \times 10^{-9}\}$ .

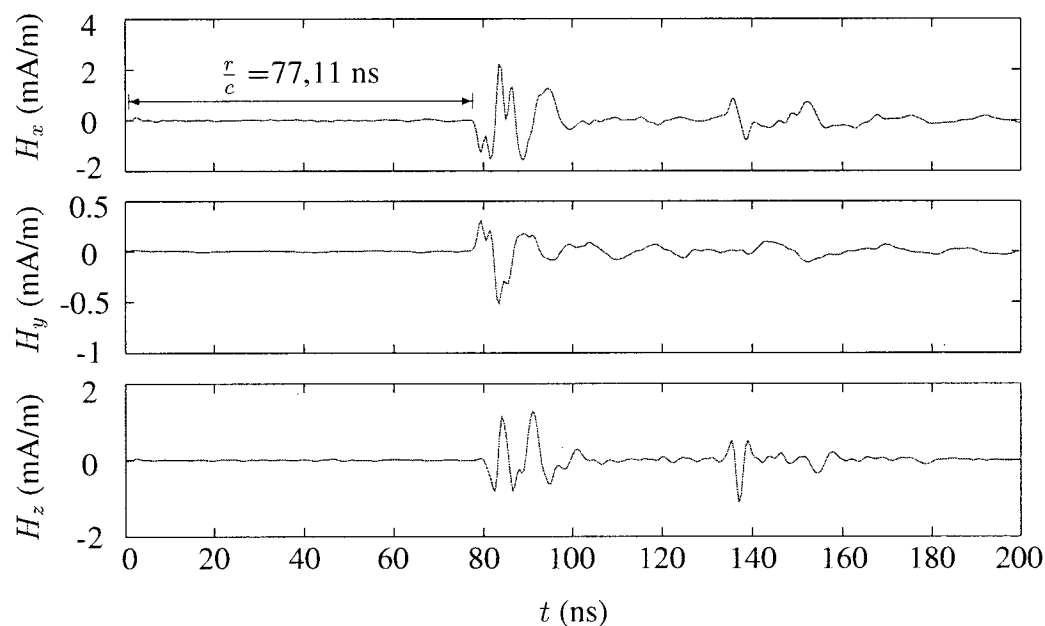


FIG. 4.15 Évaluation du champ  $\mathbf{H}(t)$  rayonné au point  $(5, 20, 1)$  à partir du modèle de disjoncteur (FIG. 4.10). Le point  $\phi_{B1}$  est excité par une impulsion de type gaussienne ( $v_{s2}$ ) de paramètres  $\{K_2 = 100, \tau = 1 \times 10^{-9}, t_0 = 2.5 \times 10^{-9}\}$ .

À  $t = 133$  ns, on distingue l'arrivée au point d'observation d'un front d'onde dont l'amplitude est particulièrement élevée dans le cas des champs  $E_x$  (FIG. 4.14) et  $H_z$  (FIG. 4.15). Par inspection des temps de propagation, on peut déduire que le front d'onde observé à  $t = 133$  ns est le résultat de la première impulsion de courant atteignant l'extrémité  $A$  de la structure. En effet, en additionnant le temps de propagation d'une onde de courant voyageant dans la structure entre les points  $\phi_{B1}$  et  $A$  de la figure 4.10 ( $9,56\text{m}/c = 31,9$  ns) et le temps de propagation d'une onde voyageant entre le point  $A$  et le point d'observation ( $30,44\text{m}/c = 101,5$  ns), on obtient alors  $t \approx 133$  ns.

Dans le cas où un arc persiste pendant plus d'un demi-cycle ( $\Delta t_{arc} > 8,3$  ms), la tension d'arc bascule rapidement de polarité lors des passages par zéro du courant (FIG. 4.1). Ces variations rapides de la tension d'arc surviennent donc à une fréquence de 120 Hz et elles sont de plus grande amplitude par plusieurs ordres de grandeur par rapport aux variations successives de tension modélisées par  $v_{s1}$  et  $v_{s2}$ . On devrait donc s'attendre à ce que le signal rayonné par un arc d'une durée supérieure à un cycle soit caractérisé par un signal transitoire se répétant à chaque intervalle de 8,3 ms. Pour valider cette hypothèse par simulation, nous représenterons la tension d'arc par une onde carrée (cf. section 4.1) de fréquence fondamentale 60 Hz.

À la figure 4.16 sont présentés les résultats de simulation similaires à ceux de la figure 4.14. La seule différence étant le type d'excitation qui est dans ce nouvel exemple une onde carrée de tension efficace 700 V. La fréquence fondamentale de l'onde carrée a été fixée à 1 MHz (contrairement à la fréquence fondamentale réelle de l'arc qui est de 60 Hz) afin d'observer à l'intérieur d'un court temps de simulation plusieurs changements de polarité de la tension d'arc. Ainsi, les champs  $E_x$ ,  $E_y$  et  $E_z$  simulés à la figure 4.16 révèlent une série de signaux transitoires survenant 77,11 ns suivant les passages par zéro de l'onde  $v_c$ . L'amplitude des signaux de champ électrique est environ dix fois plus élevée que ceux simulés dans le cas d'une excitation  $v_{s2}$  de paramètres  $\{K_2 = 100, \tau = 1 \times 10^{-9}, t_0 = 2.5 \times 10^{-9}\}$  (FIG. 4.14).



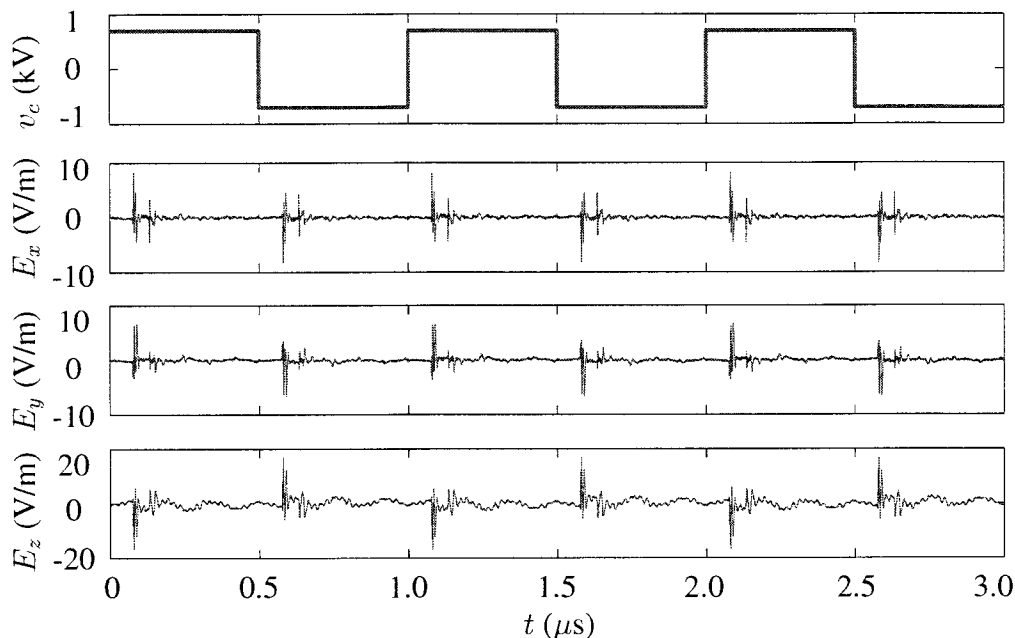


FIG. 4.16 Évaluation du champ  $\mathbf{E}(t)$  rayonné au point (5, 20, 1) à partir du modèle *NEC2++* de disjoncteur (FIG. 4.10). Le point  $\phi_{B1}$  est excité par une onde carrée  $v_c$  de tension efficace de 700 V et de fréquence  $f = 1$  MHz). Un champ transitoire est rayonné lors de chaque changement de polarité de  $v_c$ .

Les émissions électromagnétiques résultant des basculements de polarité de la tension d'arc n'ont pas pu être mesurées dans le cadre des séries de mesure rapportées au troisième chapitre car les durées d'arc découlant des opérations d'un disjoncteur d'une batterie de condensateurs sont normalement inférieures à un demi-cycle. Toutefois, nous projetons que dans la situation où un arc est anormalement maintenu pendant plusieurs cycles, la mesure des EEM provoquées par les basculements de la tension d'arc survenant à une fréquence de 120 Hz permettrait de suivre les longues durées d'arc.

En somme, les diverses simulations décrites dans ce chapitre ont permis de déceler plusieurs caractéristiques des EEM qui sont principalement attribuables à la nature de la source d'excitation et à la géométrie de la structure métallique couplée au phénomène d'arc. Bien entendu, les exemples de simulation de ce chapitre pourraient se complexifier par une modélisation plus exacte de la géométrie du disjoncteur (FIG. 4.10). À partir

d'un modèle de simulation plus réaliste, une étude exhaustive des paramètres influençant les EEM pourrait alors être réalisée. Par exemple, il serait intéressant d'évaluer l'effet de la distance entre la source de rayonnement et la position des antennes de mesure sur la puissance des signaux d'EEM mesurés. Ultimement, la réponse des antennes réceptrices pourrait également être prises en compte dans les simulations afin d'éventuellement comparer directement les simulations aux mesures expérimentales.

## CONCLUSION

Ce projet de maîtrise avait comme principal objectif de démontrer que des mesures de rayonnement RF prises lors des opérations d'ouverture et de fermeture d'un disjoncteur à haute tension pourraient permettre la surveillance des principaux paramètres traduisant les performances électriques du disjoncteur. À partir des différents types de mesure qui ont été réalisés en réseau sur un disjoncteur d'une batterie de condensateurs, nous avons établi que les paramètres suivants peuvent être estimés de façon non-intrusive :

- Temps d'arc lors des opérations d'ouverture ;
- Temps de pré-arc lors des opérations de fermeture ;
- Temps d'insertion des résistances de fermeture ;
- Écarts de synchronisation entre l'opération des chambres de coupure ;
- Détection des réallumages et des réamorçages.

Au premier chapitre, il a été question du problème des déflagrations de chambres de coupure occasionnées par le maintien permanent d'un arc électrique. Parmi les solutions susceptibles de remédier au problème, un système de surveillance de la durée d'arc basé sur des mesures d'EEM a été identifié comme étant la solution la plus prometteuse. Par le développement d'une méthode de calcul de l'augmentation de la pression interne d'une chambre de coupure due au maintien de l'arc, il a été déterminé qu'un temps minimal de 170 ms était requis afin que la pression interne de la chambre atteigne un seuil susceptible de provoquer une déflagration. Ce temps minimal correspond au pire cas envisageable où un arc serait alimenté par un courant de court-circuit de 40 kA. À partir des calculs de montée de pression, il a été déduit qu'un système «anti-déflagration» aurait à sa disposition un temps de réaction de 100 ms pour détecter une durée d'arc anormale et commander l'ouverture des disjoncteurs en amont.

Le système «anti-déflagration» envisagé au premier chapitre vise l'amélioration de la sécurité des installations et du personnel dans les postes équipés de disjoncteurs composés d'enveloppes isolantes en porcelaine. Outre cette application prometteuse, l'évaluation en service des paramètres de la performance électrique des disjoncteurs ouvre la porte à d'autres applications potentielles telle la mise en place d'un programme de maintenance et d'inspection basé sur l'état réel de ces appareils.

La revue de la littérature du deuxième chapitre a fait état de travaux antérieurs visant la caractérisation des EEM générées lors des opérations d'un disjoncteur. Toutefois, ces travaux n'ont pas permis de confirmer que ces mesures permettaient d'estimer les durées d'arc d'un disjoncteur à haute tension opérant dans les conditions d'exploitation réelles d'un réseau électrique. Or, les résultats expérimentaux rapportés au chapitre 3 ont mis en évidence la forte corrélation entre la durée d'arc d'une opération de disjoncteur et la fenêtre temporelle durant laquelle les EEM se manifestent. En comparant les temps de début de la période d'EEM aux temps d'opération obtenus lors d'essais de fonctionnement mécanique du disjoncteur, on a alors constaté que le temps de début des périodes d'EEM coïncide avec le début des périodes d'arc et de pré-arc. Ensuite, par des mesures combinées de courant et d'EEM, il a été démontré que la fin de la période d'EEM coïncide exactement avec l'instant d'interruption du courant. Enfin, par des mesures réalisées au moyen de quatre antennes réparties autour du disjoncteur, une méthode de localisation des EEM a été appliquée. Les résultats obtenus par ces mesures de localisation ont permis de démontrer le potentiel de telles mesures pour évaluer en service les écarts de synchronisme entre l'opération de chacune des chambres de coupure.

Au chapitre 4, le développement d'une approche de simulation a permis de mettre en évidence les phénomènes par lesquels les émissions électromagnétiques RF sont issues de l'opération d'un disjoncteur. Les simulations ont ainsi montré que les émissions RF sont occasionnées par des  $dv/dt$  et des  $di/dt$  très élevés qui caractérisent l'arc électrique. Par ailleurs, une simulation du rayonnement RF causé par les basculements de polarité

de la tension d'arc ont donné lieu à la formulation d'une hypothèse stipulant qu'un arc électrique maintenu sur une période de plusieurs cycles émet un rayonnement de forte intensité lors des passages par zéro du courant et de la tension d'arc. Toutefois, cette hypothèse n'a pas pu être confirmée dans le cadre des mesures rapportées au chapitre 3 car les opérations normales d'un disjoncteur d'une batterie de condensateurs n'impliquent pas de changements de polarité de la tension d'arc, car la durée d'arc est généralement inférieure à 8,3 ms, c'est-à-dire un demi-cycle à 60 Hz.

Lors de travaux futurs, il sera nécessaire de valider si des mesures RF permettent de suivre une durée d'arc excédant un demi-cycle et ce, sans soufflage du médium de coupure pour une large gamme d'intensité de courant à interrompre. Cette validation devra se faire en laboratoire où la durée d'arc pourra alors être contrôlée. Dans le cas où un arc relativement stable n'émet peu ou pas d'émissions électromagnétiques, on peut s'attendre tout de même à ce qu'un rayonnement transitoire soit observable lors des basculements de polarité de la tension d'arc. Dans le contexte de l'application «anti-déflagration» de disjoncteurs, ceci permettrait de suivre une durée d'arc de plusieurs cycles par l'observation d'un rayonnement transitoire se répétant par intervalles d'un demi-cycle.

Toujours en perspective de travaux futurs, il serait souhaitable de poursuivre des mesures en réseau (similaires à celles décrites au troisième chapitre) sur d'autres types de disjoncteurs (disjoncteurs de ligne, de réactances shunt, d'alternateur, etc.) afin d'étudier l'effet de la nature de la charge sur les mesures et éventuellement raffiner notre analyse ainsi que l'interprétation de nos résultats. D'un autre côté, il serait aussi souhaitable de poursuivre les travaux de simulation du quatrième chapitre en complexifiant les modèles de disjoncteur de façon à s'approcher d'un modèle de plus en plus représentatif de la géométrie en vraie grandeur d'un disjoncteur de poste à haute tension. De plus, les simulations devront inclure la réponse des antennes réceptrices afin d'éventuellement comparer directement les simulations aux mesures expérimentales.

## RÉFÉRENCES

- [1] M. Landry, “On-line condition monitoring systems for HV circuit breakers,” dans *10th International Symposium on High Voltage Engineering*, 1997.
- [2] C. Jones, “CIGRE working group 13.09 - monitoring and diagnostic techniques for switching equipment,” dans *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, 2001.
- [3] R. D. Garzon, *High Voltage Circuit Breakers - Design and Applications*. Marcel Dekker, 2002.
- [4] M. Landry, *Disjoncteurs à haute tension*. Formation pour Centre de Développement des Compétences - TransÉnergie, 2008.
- [5] D. Dufournet, “Appareillage électrique d’interruption HT,” *Techniques de l’Ingénieur*, 2001.
- [6] CEI 62271-100, “Appareillage à haute tension - Partie 100 : Disjoncteurs à courant alternatif à haute tension,” Première édition, 2001.
- [7] CIGRE Working Group 06.13, “Final report of the second international enquiry on high voltage circuit breaker failures and defects in service,” CIGRE Technical Brochure 83, 1994.
- [8] K. Naito, T. Moriya, Y. Matsuura, T. Nakayama, et T. Nakamura, “Countermeasure against explosion of gas insulated porcelain bushing,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, pp. 2042–2052, 1989.
- [9] V. V. Terzija et H. J. Koglin, “Long arc in free air : laboratory testing, modelling, simulation and model-parameters estimation,” dans *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, 2002.

- [10] X. Zhang, G. Pietsch, J. Zhang, et E. Gockenbach, "Fundamental investigation on the thermal transfer coefficient due to arc faults," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 34, pp. 1038–1045, 2006.
- [11] G. Friberg et G. J. Pietsch, "Calculation of pressure rise due to arcing faults," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, pp. 365–370, 1999.
- [12] NIST, "Propriétés thermophysiques des systèmes fluides." , [ressource internet], Disponible : <http://webbook.nist.gov/chemistry/fluid/>
- [13] M. W. Chase, *NIST-JANAF Thermochemical Tables*. American Institute of Physics for the National Institute of Standards and Technology, 1998.
- [14] Simulink, "Simulation and model-based design." , [ressource internet], Disponible : <http://www.mathworks.com/products/simulink/>
- [15] CIGRE Working Group 23.02, "Guide for SF<sub>6</sub> gas mixtures," CIGRE Technical Brochure 163, 2000.
- [16] T. S. Sidhu, G. Singh, et M. S. Sachdev, "Protection of power system apparatus against arcing faults," dans *TENCON '98. 1998 IEEE Region 10 International Conference on Global Connectivity in Energy, Computer, Communication and Control*, vol. 2, 1998, pp. 436–439.
- [17] CEI 62155, "Isolateurs creux avec ou sans pression interne, en matière céramique ou en verre, pour utilisation dans des appareillages prévus pour des tensions nominales supérieures à 1 000 V," Première édition, 2003.
- [18] C. M. Wiggins et S. E. Wright, "Switching transient fields in substations," *IEEE Transactions On Power Delivery*, vol. 6, no. 2, pp. 591–600, 1991.
- [19] R. Bartnikas et E. J. McMahon, *Engineering dielectrics*. American Society for Testing and Materials, 1979.
- [20] M. C. Damas et R. T. Robiscoe, "Detection of radio-frequency signals emitted by an arc discharge," *Journal of Applied Physics*, vol. 64, pp. 566–574, 1988.

- [21] E. J. Bartlett et P. J. Moore, "Experimental investigation into VHF electromagnetic radiation from power system arcs," dans *Eleventh International Symposium on High Voltage Engineering*, 1999, pp. 295–298.
- [22] E. J. Bartlett et P. J. Moore, "Remote sensing of power system arcing faults," dans *5th IEE International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management*, 2000, pp. 49–53.
- [23] P. J. Moore, "Radiometric measurement of circuit breaker interpole switching times," *IEEE Transactions On Power Delivery*, vol. 19, no. 3, pp. 987–992, 2004.
- [24] S. A. Furlong, G. R. Jones, J. Humphries, J. R. Gibson, et R. G. Lewis, "Radio frequency emissions from arcing in high voltage circuit breakers," dans *Proceedings of the XIII International Conference on Gas Discharges and their Applications*, 2000, pp. 234–237.
- [25] P. J. Moore et V. S. H. Chong, "Analysis of the radiated electromagnetic field generated by a 132 kV, SF<sub>6</sub> circuit breaker," dans *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2002, pp. 134–137.
- [26] D. Dallaire, P. Jutras, et G. Grignon, "Compatibilité électromagnétique dans les postes électriques d'Hydro-Québec," dans *CIGRE Symposium, Lausanne*, 1993.
- [27] M. Vaughan et P. J. Moore, "A nonintrusive power system arcing fault location system utilising the VLF radiated electromagnetic energy," dans *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 2000.
- [28] M. Chapman, "Radio-frequency-based determination of arcing duration in HVAC circuit breakers," dans *18th International Conference on Electricity Distribution (CIRED)*, 2005.
- [29] J. Lopez-Roldan, M. Blundell, D. Wing, D. Birtwhistle, S. Ramli, et T. Tang, "Analysis of modern high voltage circuit breaker failures during shunt reactor switching operations and corrective measures," dans *3rd European Conference on HV & MV Substation Equipment (MATPOST 07)*, 2007.



- [30] S. Ramli, D. Birtwhistle, J. Lopez-Roldan, et T. Tang, "EHV circuit breaker condition monitoring using antenna-based coupling methods," dans *2008 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, Beijing, China*, 2008.
- [31] A. D. Poularikas, *Handbook of Formulas and Tables for Signal Processing*. CRC Press, 1998.
- [32] MATLAB Helpdesk, "Signal processing toolbox : spectrogram function using short-time Fourier transform." , [ressource internet], Diponible : <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/signal/>
- [33] N. Hayakawa, K. Hatta, S. Okabe, et H. Okubo, "Streamer and leader discharge propagation characteristics leading to breakdown in electronegative gases," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 13, pp. 842–849, 2006.
- [34] T. Molteno, "NEC2++, version 1.2.3," 2005.
- [35] G. S. Smith, "Teaching antenna from a time-domain perspective," *American Journal of Physics*, vol. 69, pp. 288–300, 2001.
- [36] G. Smith, *An introduction to classical electromagnetic radiation*. Cambridge University Press, 1998.
- [37] IEEE Std. 4-1995, "IEEE standard techniques for high-voltage testing," 1995.
- [38] P. J. Moore, H. D. M. Razip, et V. S. H. Chong, "The application of NEC2 in predicting the radiated field from transmission tower arcing faults," dans *14th Power Systems Computation Conference*, 2002.
- [39] G. J. Burke et A. J. Poggio, "Numerical Electromagnetics Code, method of moments," Lawrence Livermore National Laboratory, 1981.
- [40] M. Ishii et Y. Baba, "Advanced computational methods in lightning performance - the Numerical Electromagnetics Code (NEC2)," dans *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 2000.

- [41] N. Grignon, “Méthode d’analyse des phénomènes électromagnétiques transitoires : application à la protection foudre d’un site isolé de télécommunication,” Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, 1997.
- [42] J. C. Bogerd, A. G. Tijhuis, et J. J. A. Klaasen, “Electromagnetic excitation of a thin wire : a traveling-wave approach,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, pp. 1202–1211, 1998.
- [43] R. G. Martin, A. R. Bretones, et S. G. Garcia, “Some thoughts about transient radiation by straight thin wires,” *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, vol. 41, pp. 24–33, 1999.

## ANNEXE I

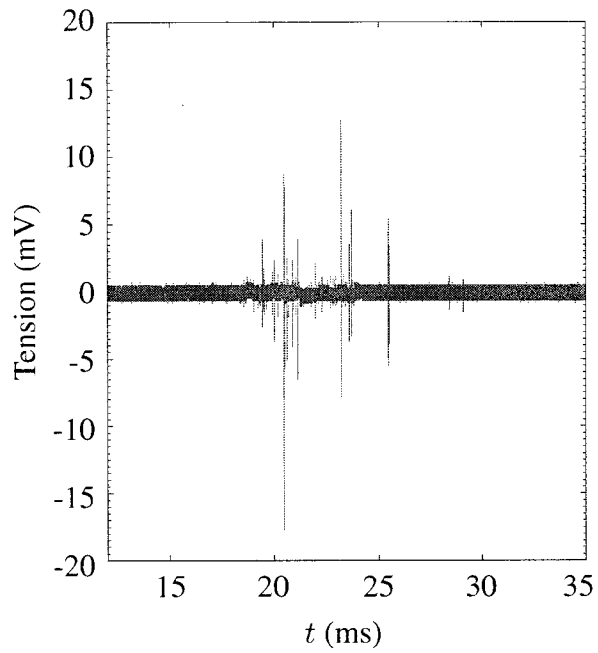
## RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX SUPPLÉMENTAIRES DU CHAPITRE 3

Cette annexe contient 20 exemples d'oscillogrammes (10 ouvertures et 10 fermetures) des émissions électromagnétiques captées lors d'opérations du disjoncteur GFX-2DC. Ces oscillogrammes sont similaires à ceux présentés aux figures 3.4 et 3.8. Le temps des échelles horizontales correspond au temps écoulé depuis l'ordre bobine du disjoncteur. À la droite des oscillogrammes, les informations suivantes sont données :

- Type d'antenne (cf. annexe II)
- Position d'antenne (FIG. 3.15)
- $t_d$  : temps de début d'arc à l'ouverture
- $t_f$  : temps de fin d'arc à l'ouverture
- $\Delta t$  : durée d'arc ( $\Delta t = t_f - t_d$ )
- $t_{d1}$  : temps de début de pré-arc dans la chambre auxiliaire de fermeture
- $t_{f1}$  : temps de fin de pré-arc dans la chambre auxiliaire de fermeture
- $\Delta t_1$  : durée de pré-arc dans la chambre auxiliaire de fermeture ( $\Delta t_1 = t_{f1} - t_{d1}$ )
- $t_{d2}$  : temps de début de pré-arc dans la chambre principale
- $t_{f2}$  : temps de fin de pré-arc dans la chambre principale
- $\Delta t_2$  : durée de pré-arc dans la chambre principale ( $\Delta t_2 = t_{f2} - t_{d2}$ )
- $t_{ins}$  : durée d'insertion des résistances de fermeture ( $t_{ins} = t_{d2} - t_{d1}$ )

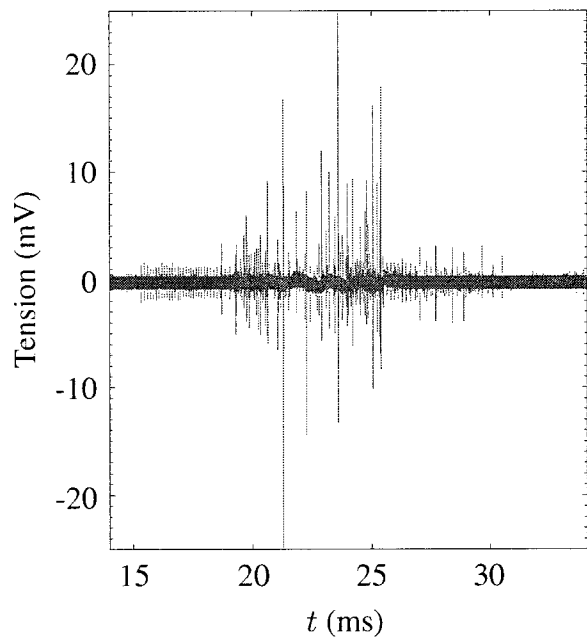
On remarque une saturation des signaux dans quelques oscillogrammes d'ouverture et dans la majorité des oscillogrammes de fermeture. Par le réglage d'une petite échelle verticale de l'oscilloscope, la saturation des signaux de grande amplitude permet néanmoins d'observer les EEM de plus faible amplitude.

## I.1 Exemples supplémentaires d'oscillogrammes d'ouverture



Antenne : R&amp;S HFH2-Z2

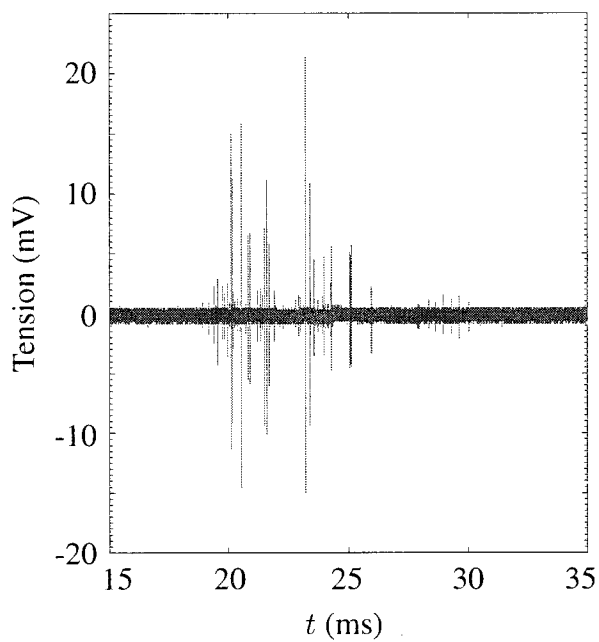
Position : (-8,-7,1)

 $t_d$  : 18,66 ms $t_f$  : 23,72 ms $\Delta t$  : 5,06 ms

Antenne : R&amp;S HFH2-Z2

Position : (-8,-7,1)

 $t_d$  : 19,31 ms $t_f$  : 25,38 ms $\Delta t$  : 6,07 ms



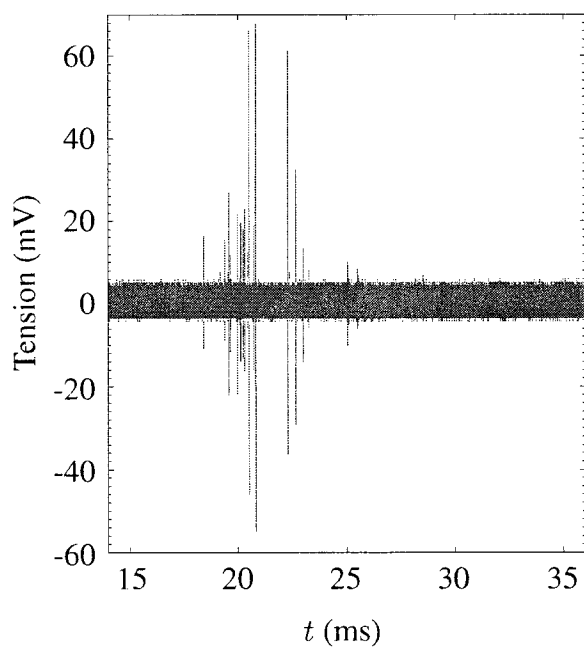
Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-8,-7,1)

$t_d$  : 19,38 ms

$t_f$  : 24,31 ms

$\Delta t$  : 4,93 ms



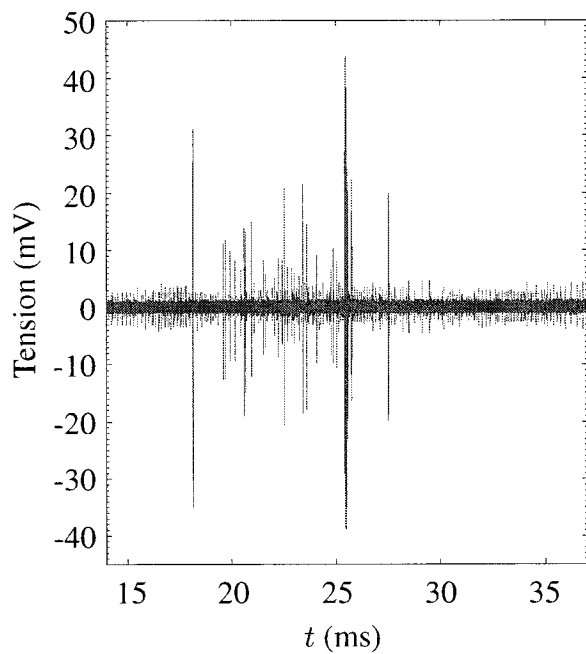
Antenne : Antenex TRA8213P

Position : (6,-8,1)

$t_d$  : 18,42 ms

$t_f$  : 23,01 ms

$\Delta t$  : 4,59 ms



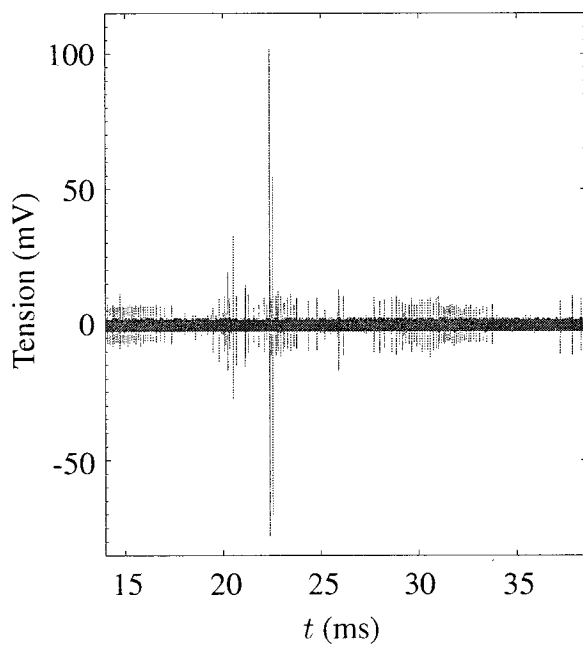
Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-12,0,1)

$t_d$  : 18,14 ms

$t_f$  : 25,05 ms

$\Delta t$  : 6,91 ms



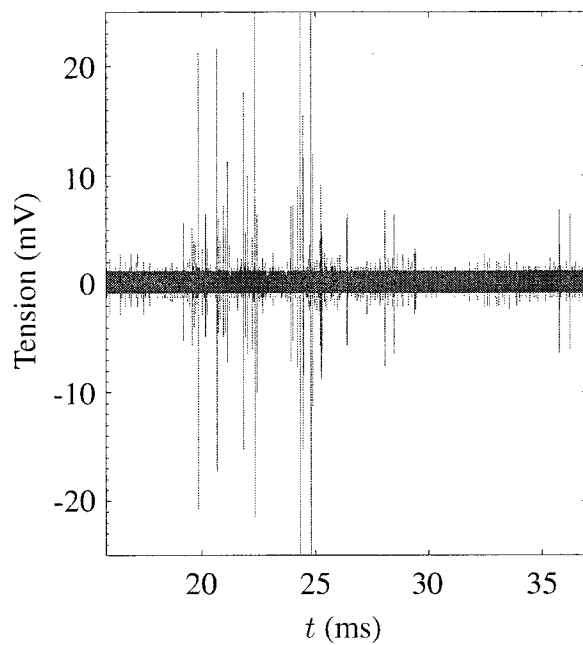
Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-12,0,1)

$t_d$  : 19,53 ms

$t_f$  : 22,54 ms

$\Delta t$  : 3,01 ms



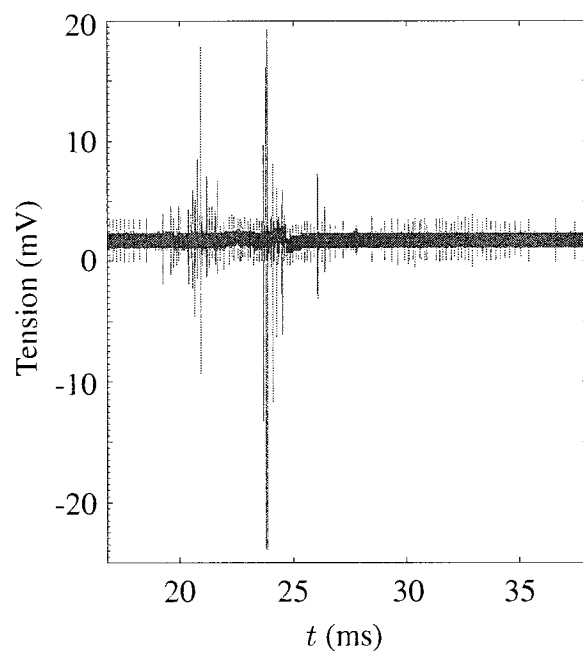
Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-12,0,1)

$t_d$  : 19,87 ms

$t_f$  : 24,88 ms

$\Delta t$  : 5,01 ms



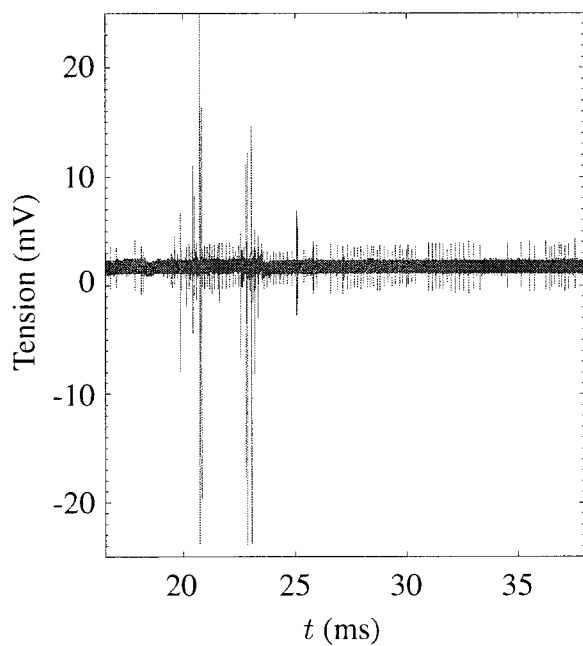
Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-8,-7,1)

$t_d$  : 19,25 ms

$t_f$  : 24,53 ms

$\Delta t$  : 5,28 ms



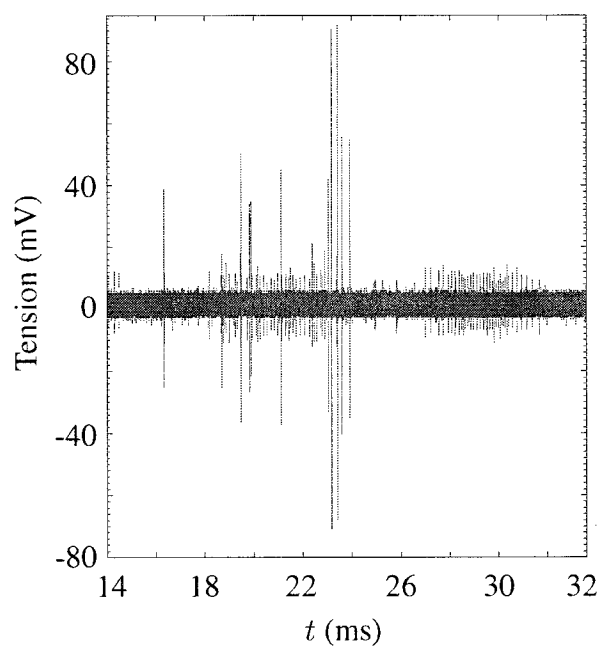
Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-8,-7,1)

$t_d$  : 19,89 ms

$t_f$  : 23,36 ms

$\Delta t$  : 3,47 ms



Antenne : Antenex TRA8213P

Position : (6,-8,1)

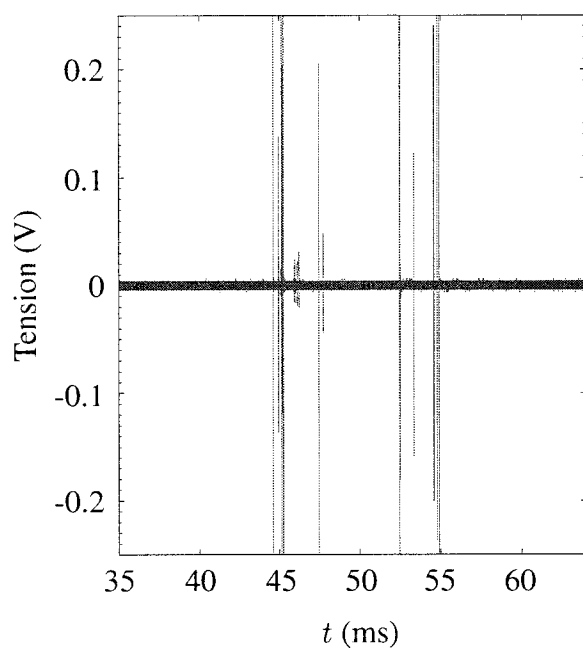
$t_d$  : 16,34 ms

$t_f$  : 23,91 ms

$\Delta t$  : 7,57 ms



## I.2 Exemples supplémentaires d'oscillogrammes de fermeture



Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-12,0,1)

$t_{d1}$  : 44,63 ms

$t_{f1}$  : 47,50 ms

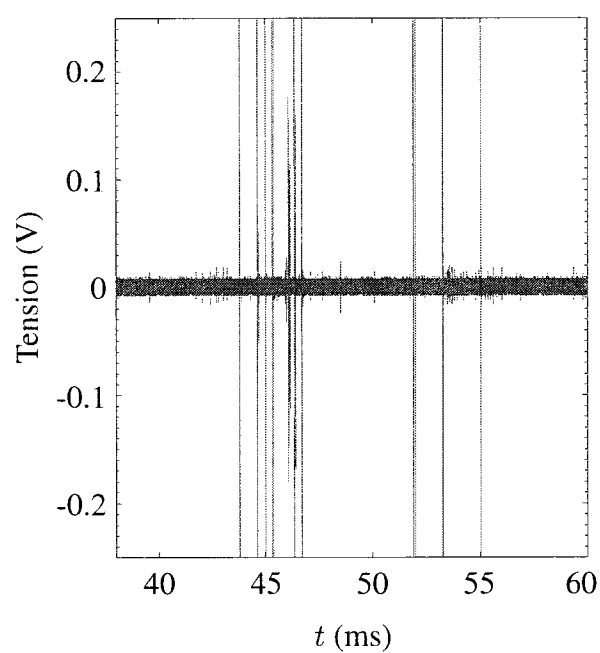
$t_{d2}$  : 52,46 ms

$t_{f2}$  : 54,89 ms

$\Delta t_1$  : 2,87 ms

$\Delta t_2$  : 2,43 ms

$t_{ins}$  : 7,83 ms



Antenne : Antenex TRA4303P

Position : (-5,-2,1)

$t_{d1}$  : 43,78 ms

$t_{f1}$  : 46,74 ms

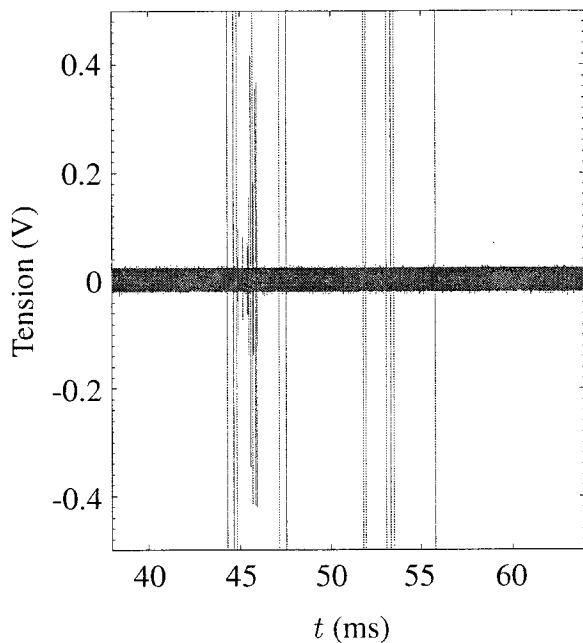
$t_{d2}$  : 51,91 ms

$t_{f2}$  : 55,05 ms

$\Delta t_1$  : 2,96 ms

$\Delta t_2$  : 3,14 ms

$t_{ins}$  : 8,13 ms



Antenne : Cushcraft S9028P

Position : (-14,1,1)

$t_{d1}$  : 44,30 ms

$t_{f1}$  : 47,53 ms

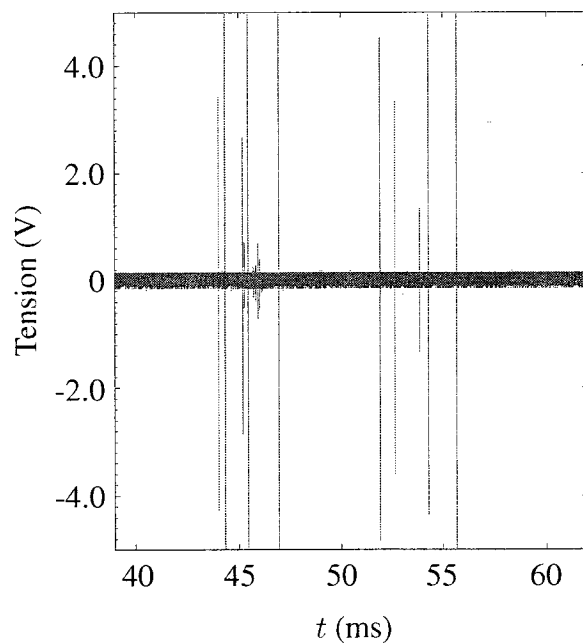
$t_{d2}$  : 51,81 ms

$t_{f2}$  : 55,78 ms

$\Delta t_1$  : 3,23 ms

$\Delta t_2$  : 3,97 ms

$t_{ins}$  : 7,51 ms



Antenne : DVB-T 921Z03E1

Position : (-14,1,1)

$t_{d1}$  : 44,03 ms

$t_{f1}$  : 46,94 ms

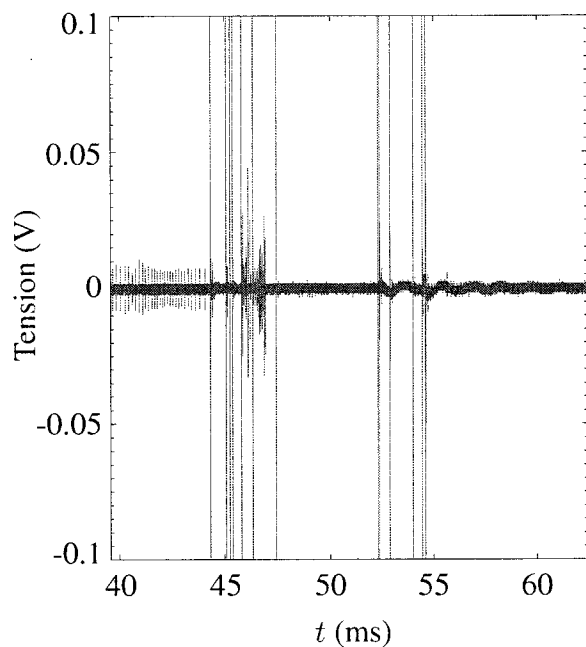
$t_{d2}$  : 51,92 ms

$t_{f2}$  : 55,65 ms

$\Delta t_1$  : 2,91 ms

$\Delta t_2$  : 3,73 ms

$t_{ins}$  : 7,89 ms



Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-12,0,1)

$t_{d1}$  : 44,32 ms

$t_{f1}$  : 47,42 ms

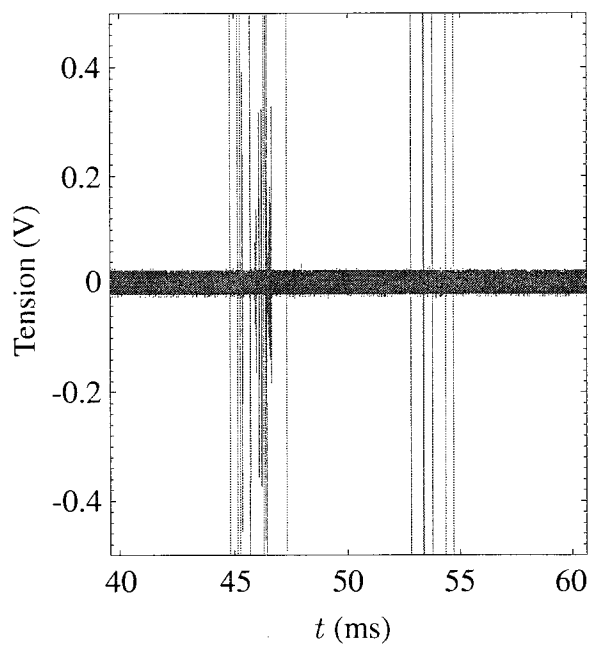
$t_{d2}$  : 52,33 ms

$t_{f2}$  : 54,64 ms

$\Delta t_1$  : 3,10 ms

$\Delta t_2$  : 2,31 ms

$t_{ins}$  : 8,01 ms



Antenne : Cushcraft S9028P

Position : (-14,1,1)

$t_{d1}$  : 44,84 ms

$t_{f1}$  : 47,31 ms

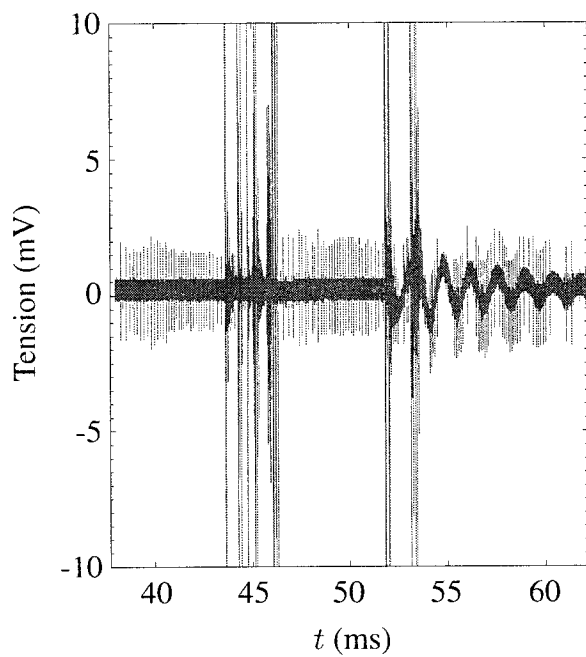
$t_{d2}$  : 52,83 ms

$t_{f2}$  : 54,72 ms

$\Delta t_1$  : 2,47 ms

$\Delta t_2$  : 1,89 ms

$t_{ins}$  : 7,99 ms



Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-12,0,1)

$t_{d1}$  : 43,65 ms

$t_{f1}$  : 46,32 ms

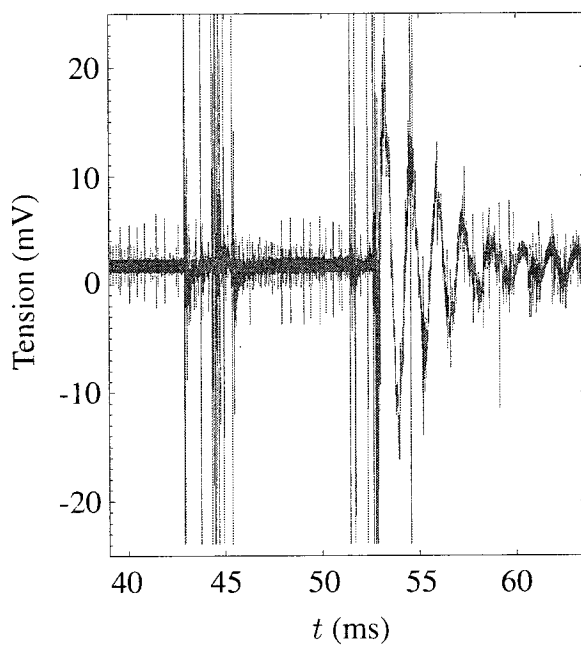
$t_{d2}$  : 51,81 ms

$t_{f2}$  : 53,43 ms

$\Delta t_1$  : 2,67 ms

$\Delta t_2$  : 1,62 ms

$t_{ins}$  : 8,16 ms



Antenne : R&S HFH2-Z2

Position : (-8,-7,1)

$t_{d1}$  : 42,91 ms

$t_{f1}$  : 46,15 ms

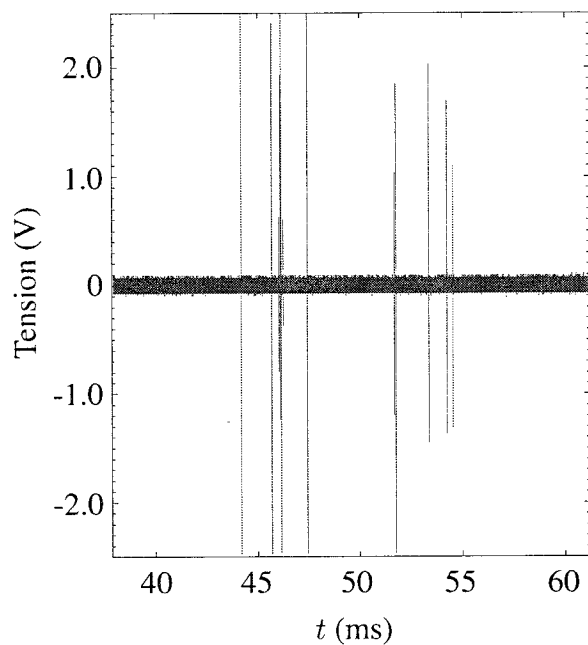
$t_{d2}$  : 51,42 ms

$t_{f2}$  : 54,59 ms

$\Delta t_1$  : 3,24 ms

$\Delta t_2$  : 3,17 ms

$t_{ins}$  : 8,51 ms



Antenne : Antenex TRA8213P

Position : (6,-8,1)

$t_{d1}$  : 43,19 ms

$t_{f1}$  : 47,44 ms

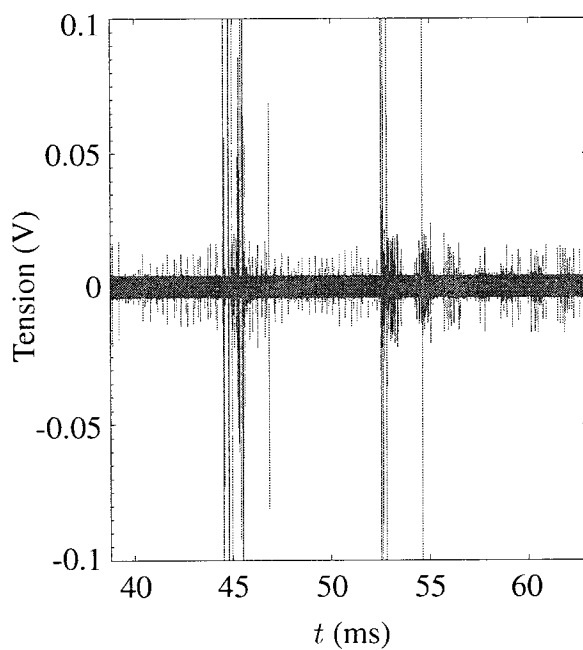
$t_{d2}$  : 51,70 ms

$t_{f2}$  : 54,55 ms

$\Delta t_1$  : 3,25 ms

$\Delta t_2$  : 2,85 ms

$t_{ins}$  : 7,51 ms



Antenne : Antenex TRA8213P

Position : (-14,-2,1)

$t_{d1}$  : 44,54 ms

$t_{f1}$  : 46,85 ms

$t_{d2}$  : 52,55 ms

$t_{f2}$  : 54,63 ms

$\Delta t_1$  : 2,31 ms

$\Delta t_2$  : 2,08 ms

$t_{ins}$  : 8,01 ms

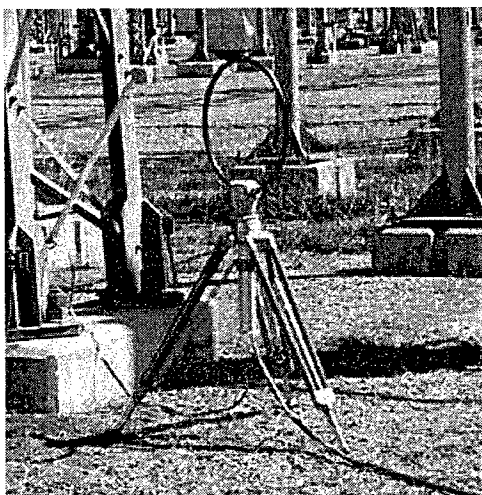
## ANNEXE II

### DESCRIPTION DES ANTENNES ET DU SYSTÈME DE MESURE

Les mesures de rayonnement RF rapportées au troisième chapitre ont été prises au moyen de diverses antennes. Au total, cinq différents types d'antenne ont été expérimentés. Une brève description de chacune d'entre elles est donnée dans cette annexe.

Cette annexe présente également quelques photographies montrant le système de mesure et d'acquisition installé à proximité du disjoncteur GFX-2DC au poste Boucherville.

#### II.1 Description des antennes utilisées



Type : cadre circulaire

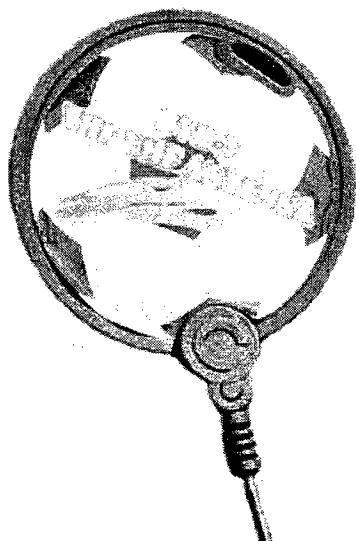
Fabricant : Rohde & Schwarz

Modèle : HFH2-Z2

Largeur de bande : 9 kHz à 30 MHz

Diamètre : 58,9 cm

FIG. II.1 Antenne cadre circulaire Rohde & Schwarz HFH2-Z2



Type : DVB-T

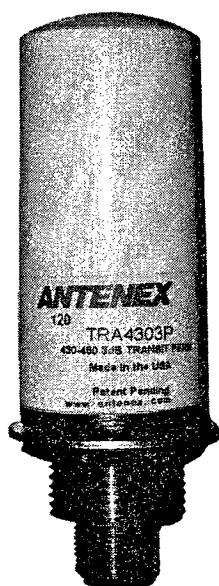
Fabricant : OXOC

Modèle : 921Z03E1

Largeur de bande : 170-240 MHz  
470-860 MHz

Diamètre : 6,4 cm

FIG. II.2 Antenne DVB-T



Type : antenne mobile

Fabricant : Antenex

Modèle : TRA4303P

Largeur de bande : 430-450 MHz

Dimensions : 3,5 × 11,0 cm

FIG. II.3 Antenne mobile Antenex TRA4303P



Type : antenne mobile

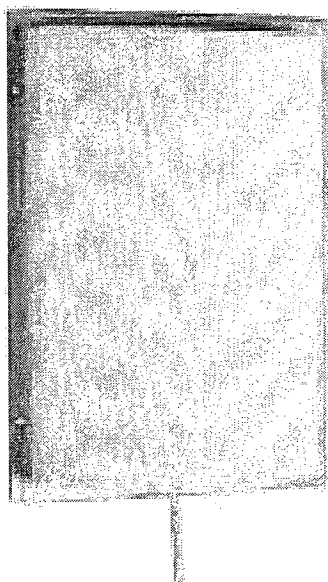
Fabricant : Antenex

Modèle : TRA8213P

Largeur de bande : 821-896 MHz

Dimensions : 3,5 × 8,0 cm

FIG. II.4 Antenne mobile Antenex TRA8213P



Type : antenne plaque

Fabricant : Cushcraft

Modèle : S9028P

Largeur de bande : 902-928 MHz

Dimensions : 20 × 30 × 5 cm

FIG. II.5 Antenne plaque Cushcraft S9028P



## II.2 Photographies du système de mesure et d'acquisition

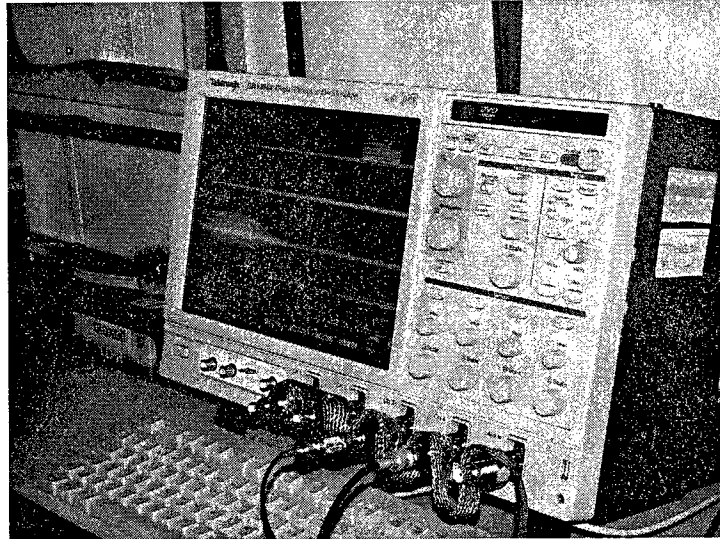


FIG. II.6 Oscilloscope Tektronix DPO7354 auquel sont connectées différentes antennes. Le déclenchement de l'oscilloscope est contrôlé par le signal d'ordre bobine du disjoncteur.

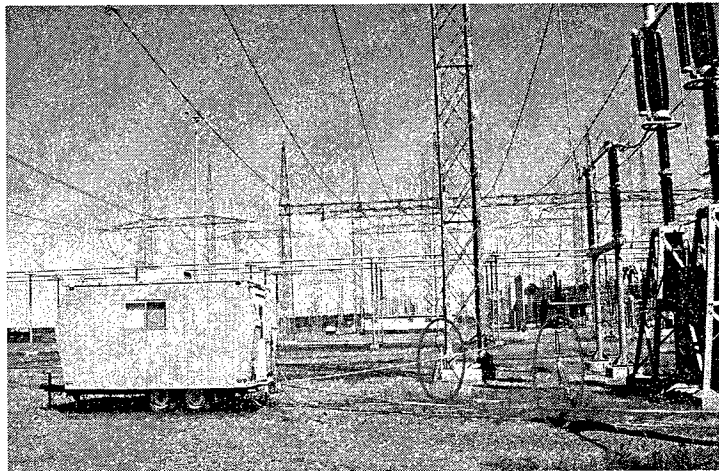


FIG. II.7 Emplacement de la roulotte au poste Boucherville. Cette roulotte, située à une distance de 15 m du disjoncteur, abrite l'oscilloscope qui enregistre les signaux d'antenne. Deux antennes (encerclées en rouge) sont disposées à proximité du disjoncteur.

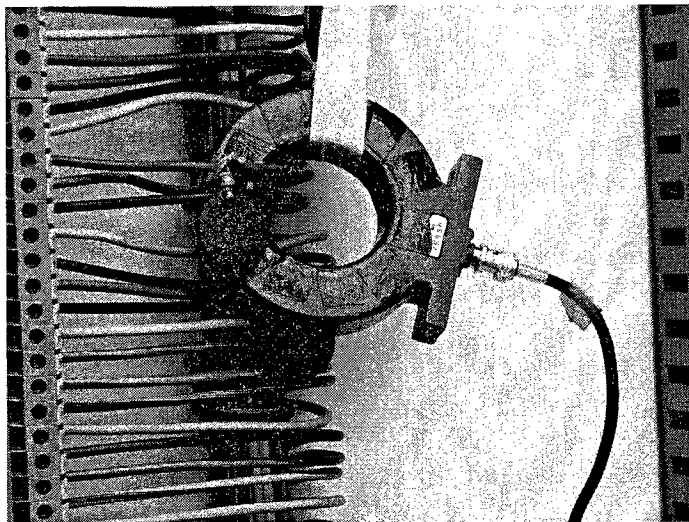


FIG. II.8 Détection du signal d'ordre bobine à l'aide d'un transformateur de courant dans le cabinet de contrôle du disjoncteur. L'ordre d'opération est transmis au disjoncteur par un signal de tension de 129 V cc. La transition de tension 0-129 V induit un signal transitoire à la sortie du transformateur. Ce signal est transmis par câble coaxial au canal de déclenchement de l'oscilloscope.

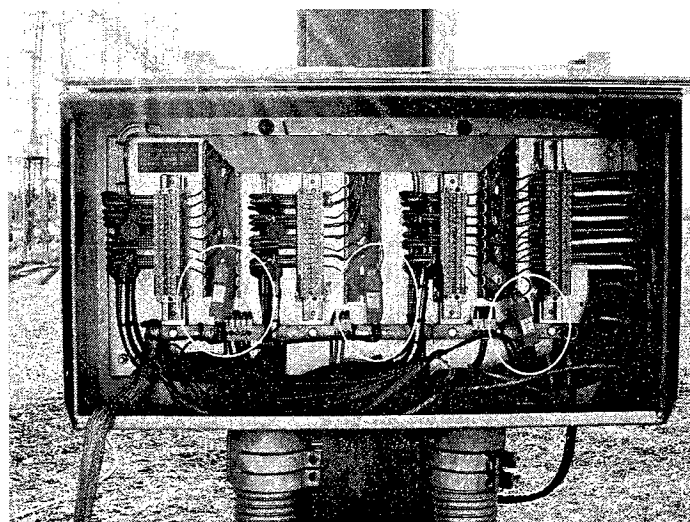


FIG. II.9 Acquisition du courant triphasé au secondaire du transformateur de courant. Les courants au secondaire sont convertis en tension (1 A : 1 V) par des pinces ampèremétriques (encerclées en jaune). Les signaux de sortie sont acheminés aux canaux d'entrée de l'oscilloscope par des paires de fils torsadées contenues dans une gaine métallique.



FIG. II.10 Disposition de quatre antennes (encerclées en jaune) en périphérie du disjoncteur. Les différences de temps d'arrivée (DTA) du signal rayonné entre les antennes permettent de déduire la position de la source de rayonnement (section 3.7).

## ANNEXE III

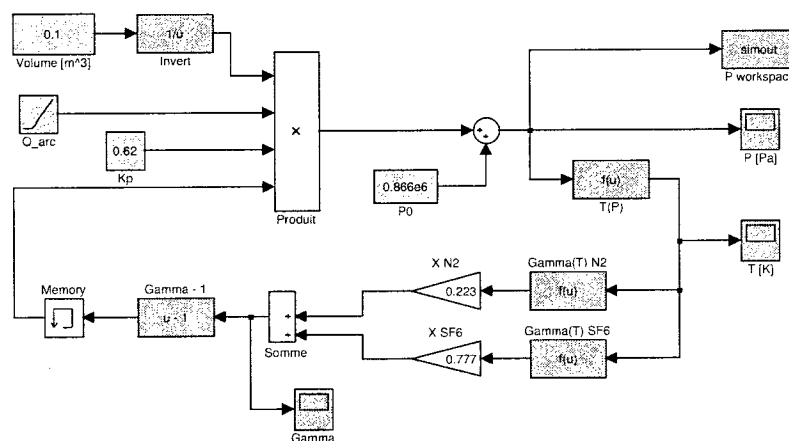
## CODES DE SIMULATION

## III.1 Simulation de l'augmentation de la pression interne d'une chambre de coupure

À la section 1.4, des calculs ont été développés afin d'estimer l'augmentation de la pression interne d'une chambre de coupure dans laquelle un arc électrique est maintenu. À partir de ces calculs, le temps minimum requis pour que la montée de pression atteigne un seuil critique a été fixé à 170 ms (FIG. 1.4).

Pour calculer efficacement divers cas de montée de pression dictés par l'équation (1.4), un modèle a été développé dans l'environnement *Simulink*® (FIG. III.1). Celui-ci permet de simuler  $p(t)$  selon diverses conditions en faisant varier des paramètres tels  $k_p$ ,  $V_{arc}$  et  $I_{arc}$ .

Estimation de l'augmentation de pression dans une chambre de coupure 60% N2, 40% SF6

FIG. III.1 Modèle *Simulink* de montée de pression dans une chambre de coupure

Le système de la figure III.1 est représenté dans *Simulink* sous la forme d'un diagramme de blocs. La simulation se déroule sur une période de temps discrétisée selon un pas de calcul et chacun des blocs représente une fonction mathématique évaluée à chaque pas de calcul. La source du système de la figure III.1 est le bloc **Q\_arc** qui est une fonction «rampe» définie par l'équation (1.2). Le système est aussi formé d'une boucle de rétroaction constituée premièrement du bloc **T(P)** qui évalue la température à partir de l'équation (1.6). Ensuite, les blocs **Gamma(T)** évaluent les valeurs de  $\gamma$  en fonction de  $T$  pour chacun des gaz pondérés par leur fraction massique (blocs **X N2** et **X SF6**). La valeur  $(\gamma - 1)$  du mélange gazeux est finalement réinjectée à l'entrée du bloc **produit** à chaque pas de calcul.

Les blocs **Gamma(T)** reproduisent la relation  $\gamma(T)$  (FIG. 1.2) disponible à partir de tables thermochimiques [12], [13]. Pour les besoins de la simulation, les relations  $\gamma(T)$  des tables sont approximées par un polynôme de degré 6 (équation III.1) dont les coefficients sont déterminés à l'aide de la fonction *polyfit* de *MATLAB*. Les valeurs numériques des coefficients de polynôme des gaz SF<sub>6</sub> et N<sub>2</sub> sont données au tableau III.1.

$$\gamma(T) = C_1 T^6 + C_2 T^5 + C_3 T^4 + C_4 T^3 + C_5 T^2 + C_6 T + C_7 \quad (\text{III.1})$$

TAB. III.1 Coefficients des polynômes d'approximation (équation III.1) pour les gaz SF<sub>6</sub> et N<sub>2</sub>. Les coefficients sont valides pour 200 K <  $T$  < 1500 K.

	SF <sub>6</sub>	N <sub>2</sub>
$C_1$	$1.59 \times 10^{-18}$	$8.64 \times 10^{-22}$
$C_2$	$-8.12 \times 10^{-15}$	$3.04 \times 10^{-17}$
$C_3$	$1.68 \times 10^{-11}$	$-2.29 \times 10^{-13}$
$C_4$	$-1.82 \times 10^{-8}$	$6.00 \times 10^{-10}$
$C_5$	$1.10 \times 10^{-5}$	$-6.75 \times 10^{-7}$
$C_6$	$-3.56 \times 10^{-3}$	$2.21 \times 10^{-4}$
$C_7$	1.57	1.39

### III.2 Fichiers d'entrée des simulations *NEC2++*

L'utilisation du programme *NEC2++* [34] a permis d'une part de calculer les fonctions de transfert  $\mathbf{G}_E$  et  $\mathbf{G}_H$  nécessaires pour l'application de la méthode de reconstitution temporelle des champs qui a été décrite à la section 4.2. D'autre part, *NEC2++* a été utilisé pour tracer les diagrammes de rayonnement de la figure 4.11.

Les paramètres de simulation sont définis dans un fichier texte dont chacune des lignes du fichier commence par deux lettres majuscules spécifiant une commande au programme. Ces commandes sont suivies d'une série d'arguments numériques dont l'interprétation est propre à chacune des commandes. Tout d'abord, les lignes d'entrée débutant par **GW** spécifient des tiges conductrices dont les extrémités sont situées aux coordonnées cartésiennes  $(x_0, y_0, z_0)$  et  $(x_1, y_1, z_1)$  :

```
GW tag n_seg x0 y0 z0 x1 y1 z1 rayon
```

L'argument **tag** est l'identification numérique donnée à chacun des éléments **GW** tandis que l'argument **n\_seg** spécifie le nombre de petits segments par lequel est divisée la tige conductrice. L'exactitude des calculs effectués par le programme dépend du ratio entre la longueur des segments et la longueur d'onde d'analyse qui doit généralement être inférieure à un dixième [39].

L'excitation en tension de la structure est ensuite déterminée par une ligne d'entrée débutant par **EX**. Les arguments **tag** et **seg** identifient le segment de la tige sur lequel sera appliqué l'excitation. Enfin, les arguments **Re(V)** et **Im(V)** sont respectivement les parties réelles et imaginaires du phaseur représentant la tension de la source d'excitation.

```
EX 0 tag seg 0 Re(V) Im(V)
```

La description des types de résultats voulus se fait par les commandes **NE** (champ électrique), **NH** (champ magnétique) et **RP** (diagramme de rayonnement). Les lignes **NE** et **NH** commandent le calcul des phaseurs de champs **E** et **H** au point  $(x_0, y_0, z_0)$  :

```
NE 0 1 1 1 x0 y0 z0 0 0 0
```

```
NH 0 1 1 1 x0 y0 z0 0 0 0
```

La ligne **RP** qui suit permet de calculer un diagramme de rayonnement polaire dans le plan  $xy$  avec une résolution de 1 degré :

```
RP 0 1 361 0000 90 0 0 1
```

Tous les calculs sont effectués par le programme *NEC2++* pour une fréquence d'analyse unique. Ainsi, pour une fréquence d'analyse  $f_A$ , le programme calcule les champs sinusoïdaux **E** et **H** de fréquence  $f_A$  résultant de l'application d'une source de tension sinusoïdale de fréquence  $f_A$ . Toutefois, la commande **FR** permet de répéter le processus de calcul à l'intérieur d'une boucle fréquentielle ayant comme fréquence de départ **f0**. La boucle est composée d'un total de **nf** fréquences d'analyse séparées par intervalles égales à **df** :

```
FR 0 nf 0 0 f0 df
```

Les commandes *NEC2++* venant d'être décrites sont celles couramment utilisées dans le plupart des fichiers de simulation. La totalité des commande existantes sont décrites dans [34] et [39].

Ci-dessous, le fichier d'entrée `dipole.nec` a été utilisé pour calculer la fonction de transfert  $G_{E_z}(f)$  d'un dipôle (FIG. 4.8).

```

CM dipole.nec
CM Fonction de transfert GEz d'un dipôle de 4 m
CM calculé au point (20, 0, 0) entre 200 kHz et 1GHz
CE
GW 1 140 0 0 -2 0 0 2 0.01
GE 0
GN -1
EK
EX 0 1 70 00 1 0 0 0 0
FR 0 5000 0 0 0.2 0.2 0 0 0 0
NE 0 1 1 1 20 0 0 1 1 1
XQ 0
EN

```

Le fichier `modeleGFX.nec` montré ci-dessous spécifie une géométrie plus complexe (FIG. 4.10) au-dessus d'un sol parfaitement conducteur (GN 1). L'exécution de ce fichier permet d'obtenir les diagrammes de rayonnement de la figure 4.11. Seulement la partie  $\varphi_B$  de la géométrie est représentée dans ce fichier.

```

CM modeleGFX.nec
CM Diagrammes de rayonnement d'un modèle simplifié de disjoncteur
CE

GW 1 78 0.0 -1.6 6.043 0.0 -1.6 8.363 0.01
GW 2 78 0.0 1.6 6.043 0.0 1.6 8.363 0.01
GW 3 107 0.0 -1.6 8.363 0.0 1.6 8.363 0.01
GW 4 267 0.0 -1.6 6.043 0.0 -9.6 6.043 0.01
GW 5 267 0.0 1.6 6.043 0.0 9.6 6.043 0.01

GW 6 119 0.8 2.4 0.0 0.4 2.0 3.5 0.01
GW 7 119 -0.8 2.4 0.0 -0.4 2.0 3.5 0.01
GW 8 119 0.8 0.8 0.0 0.4 1.2 3.5 0.01
GW 9 119 -0.8 0.8 0.0 -0.4 1.2 3.5 0.01
GW 10 27 0.4 2.0 3.5 0.4 1.2 3.5 0.01
GW 11 27 0.4 1.2 3.5 -0.4 1.2 3.5 0.01
GW 12 27 -0.4 1.2 3.5 -0.4 2.0 3.5 0.01
GW 13 27 -0.4 2.0 3.5 0.4 2.0 3.5 0.01

GW 14 119 0.8 -0.8 0.0 0.4 -1.2 3.5 0.01
GW 15 119 -0.8 -0.8 0.0 -0.4 -1.2 3.5 0.01
GW 16 119 0.8 -2.4 0.0 0.4 -2.0 3.5 0.01
GW 17 119 -0.8 -2.4 0.0 -0.4 -2.0 3.5 0.01
GW 18 27 0.4 -1.2 3.5 0.4 -2.0 3.5 0.01
GW 19 27 0.4 -2.0 3.5 -0.4 -2.0 3.5 0.01
GW 20 27 -0.4 -2.0 3.5 -0.4 -1.2 3.5 0.01
GW 21 27 -0.4 -1.2 3.5 0.4 -1.2 3.5 0.01

```



```

GW 22 80 0.0 -1.2 3.5 0.0 1.2 3.5 0.01
GE 1
GN 1
EK
EX 0 1 52 00 1 0
FR 0 10 0 0 50 50 0 0 0 0
RP 0 1 361 0000 90 0 0 1
XQ 0
EN

```

### III.3 Script *MATLAB* de reconstitution temporelle des champs

La méthode de reconstitution temporelle des champs (cf. section 4.2) a été implémentée dans l'environnement *MATLAB*. Pour fins de présentation, le script original «nec2td.m» a été simplifié en fixant dans les premières lignes du script un cas particulier où une source d'impulsion gaussienne  $v_{s2}(t)$  est spécifiée.

Le processus d'échantillonnage du signal  $v_{s2}(t)$  fait en sorte que ce signal devient artificiellement périodique lorsqu'il est transformé dans le domaine fréquentiel. Ainsi, la fft d'un signal temporel non-périodique défini sur une période d'observation  $T_{obs}$  et discrétisé à une fréquence d'échantillonnage  $f_e$  donnera les coefficients de la série de Fourier du signal temporel rendu artificiellement périodique de période  $T_{obs}$ . Les coefficients de la série de Fourier obtenus à partir de la fft sont donnés aux multiples entiers de  $1/T_{obs}$  dans l'intervalle  $[-f_e/2, f_e/2]$ .

Les valeurs de la fréquence d'échantillonnage ( $f_e$ ) et de la fenêtre d'observation ( $T_{obs}$ ) doivent être judicieusement déterminées afin d'utiliser adéquatement les transformations de Fourier (fft et ifft). Les particularités liées au calcul de la transformée discrète de Fourier ainsi que les différentes conditions régissant des choix judicieux des paramètres  $f_e$  et  $T_{obs}$  sont largement décrites dans [41].

```

0001 % -----
0002 %                               nec2td.m
0003 %
0004 %   Auteur : Sébastien Poirier
0005 %   Date :   10 juillet 2008
0006 %
0007 %   Ce script permet de tracer le champ électrique dans le domaine
0008 %   du temps à partir de la réponse fréquentielle GE d'une structure
0009 %   métallique excitée par une source tension de 1 V. La réponse
0010 %   fréquentielle GE est calculée à partir du programme nec2++.
0011 % -----
0012 %
0013 %
0014 % Paramètres de l'onde gaussienne vs2
0015 K2 = 100;
0016 tau = 1e-9;
0017 t0 = 2.5e-9;
0018 %
0019 % Fenêtre temporelle d'observation et fréquence d'échantillonnage Fe :
0020 Tobs = 300e-8;
0021 dt = 0.5e-9;
0022 Fe = 1/dt;           % Fréquence d'échantillonnage = 2 GHz
0023 t = 0:dt:Tobs - dt;
0024 length_t = length(t);
0025 %
0026 % Définition de la source d'excitation dans le domaine temporel
0027 vs2t = K2*(exp( -1*( (t-t0)./tau ).^2 ));
0028 %
0029 % Importation de la fonction de transfert GE contenue dans un fichier texte
0030 % GEx_a et GEx_p désignent l'amplitude et la phase (deg.) de la composante x
0031 % de la fonction de transfert GE
0032 fic_in = load('GE_modeleGFX.out');
0033 f = fic_in(:,1); % vecteur fréquence associé à GE
0034 GEx_a = fic_in(:,2);
0035 GEx_p = fic_in(:,3);
0036 GEy_a = fic_in(:,4);
0037 GEy_p = fic_in(:,5);
0038 GEz_a = fic_in(:,6);
0039 GEz_p = fic_in(:,7);
0040 %
0041 % Transformée de vs2t dans le domaine fréquentiel par la fft :
0042 Vs2f = fft(vs2t)/length_t;
0043 %
0044 % Détermination du vecteur de fréquence associé à Vs2f :
0045 f1 = (Fe/2)*linspace(-1,1,length_t);
0046 delta_f1 = f1(2) - f1(1);
0047 new_f = 0:delta_f1:Fe/2;
0048 %
0049 % Interpolation des fonctions GE sur la base du vecteur new_f :
0050 GEx_a = interp1(f,GEx_a,new_f,'spline');
0051 GEx_p = interp1(f,GEx_p,new_f,'spline');
0052 GEy_a = interp1(f,GEy_a,new_f,'spline');
0053 GEy_p = interp1(f,GEy_p,new_f,'spline');
0054 GEz_a = interp1(f,GEz_a,new_f,'spline');
0055 GEz_p = interp1(f,GEz_p,new_f,'spline');
0056 %
0057 % Transformation des fonctions GE en vecteurs de nombres complexes
0058 j = sqrt(-1);
0059 GEx = (GEx_a.*cos(GEx_p*pi/180) + j*GEx_a.*sin(GEx_p*pi/180))';
0060 GEy = (GEy_a.*cos(GEy_p*pi/180) + j*GEy_a.*sin(GEy_p*pi/180))';
0061 GEz = (GEz_a.*cos(GEz_p*pi/180) + j*GEz_a.*sin(GEz_p*pi/180))';
0062 %

```

```
0063 % Transformation des vecteurs GE en vecteurs conjugués symétriques afin de les
0064 % rendre compatibles avec le vecteur vs2f (voir les algorithmes fft et ifft)
0065 GEx = [GEx ; conj(flipud(GEx))];
0066 GEy = [GEy ; conj(flipud(GEy))];
0067 GEz = [GEz ; conj(flipud(GEz))];
0068
0069 % Multiplication dans le domaine fréquentiel de Vs2f et GE
0070 Exf = Vs2f.*GEx';
0071 Eyf = Vs2f.*GEy';
0072 Ezf = Vs2f.*GEz';
0073
0074 % Reconstitution des champs E dans le domaine du temps par ifft
0075 Ext = ifft(Exf,'symmetric')*length_t;
0076 Eyt = ifft(Eyf,'symmetric')*length_t;
0077 Ezt = ifft(Ezf,'symmetric')*length_t;
0078
0079 % Affichage des graphiques Ex(t), Ey(t) et Ez(t)
0080 figure(1)
0081 subplot(3,1,1)
0082 plot(t,Ext)
0083 subplot(3,1,2)
0084 plot(t,Eyt)
0085 subplot(3,1,3)
0086 plot(t,Ezt)
```