

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

**Modélisation de type large-bande des lignes et câbles : accélération et
précision**

EMMANUEL FRANÇOIS

Département de génie électrique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*

Génie électrique

Avril 2023

© Emmanuel François, 2023.

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

Modélisation de type large-bande des lignes et câbles : accélération et précision

présenté par **Emmanuel FRANCOIS**

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

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

Antoine LESAGE-LANDRY, président

Jean MAHSEREDJIAN, membre et directeur de recherche

Ilhan KOCAR, membre et codirecteur de recherche

Omar SAAD, membre

DÉDICACE

A Guillaume et Constance

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier mes deux directeurs de recherche Prof. Jean Mahseredjian et Prof. Ilhan Kocar qui m'ont tant apporté de-par leurs conseils et leur maitrise du domaine des transitoires électromagnétiques.

Je tiens ensuite à remercier Aziz pour tout notre travail en commun, ton support et la vulgarisation des maths complexes avec lesquelles tu travaillais pour que je puisse en comprendre une partie.

Un grand merci au Prof. Abner pour son amitié, les pauses café, et les discussions absolument passionnantes sur son domaine de recherche.

Merci aussi à tous mes collègues de laboratoire : Juan, Ahmad, Renan, Amro, Ruy, Javad, Sadegh, Keio, Mohammed, Armin, Muhammad, Hedieh pour tout leur support et les moments de détente passés tous ensembles.

Enfin je tiens à remercier mes parents, mon frère et ma sœur pour tout leur support qu'elle que soit la situation malgré la distance.

RÉSUMÉ

Ce mémoire s'intéresse à la modélisation des lignes et câbles de transport. L'objectif est que la modélisation soit la plus précise et rapide possible notamment durant les transitoires ayant un large spectre de fréquence. Plusieurs modèles ont été développés dans les dernières décennies plus ou moins complexes, des multiples sections en PI en série au modèle WB (Wideband). Ce dernier tient bien compte de la plupart du contenu fréquentiel des transitoires, du continu jusqu'aux hautes fréquences. Le modèle WB repose sur deux fonctions : l'admittance caractéristique \mathbf{Y}_c et la fonction de propagation \mathbf{H} qui dépendent toutes les deux de la fréquence. Une étape importante du modèle WB est le lissage des valeurs propres dans le domaine modal.

On se propose dans un premier temps de comparer deux méthodes de lissage : VFIT (Vector fitting) et RKFIT (Rational Krylov fitting) à travers leur précision, leur rapidité, et la passivité des systèmes étudiés. Ces systèmes sont complexes et permettront une comparaison rigoureuse des deux méthodes. En outre, l'utilisation de RKFIT avec le modèle FDCM (frequency dependant cable model) est pour la première fois montrée avec succès sur des cas de câbles avec un grand nombre de phases. L'utilisation de FDCM permet de résoudre un cas qui était impossible à résoudre avec l'implémentation actuelle de ULM (Universal Line Model). Enfin, il sera montré que RKFIT permet une réduction de l'ordre, une augmentation de la précision par rapport à VFIT.

Ensuite, une investigation sur l'option de la matrice de transformation constante dans le modèle WB est réalisée. On montrera que cette option provoque une violation de la passivité du système. Cependant, cette violation n'affecte pas la stabilité dans le domaine temporel pour les cas étudiés. Une implémentation de RKFIT avec cette technique est aussi réalisée. L'étude montre que le lissage RKFIT semble être plus précis et possède moins de pôles que VFIT. Le modèle FD utilisant lui aussi une matrice de transformation constante, il est lui aussi comparé à CTVF et CTRKF. Les résultats montrent alors les mauvaises performances du lissage Bode en comparaison à VFIT et RKFIT. Cela permettra d'expliquer des imprécisions dans le domaine du temps.

Enfin, une nouvelle méthode de groupement des valeurs propres de \mathbf{H} est proposée. Le groupement des valeurs propres de \mathbf{H} est une étape essentielle et cruciale qui se produit juste avant le lissage des valeurs propres. Dans le cas de son utilisation avec VFIT et FDCM elle permet réduire de manière significative le nombre de pôles tout en gardant une excellente précision dans le domaine temporel.

ABSTRACT

This thesis investigates power transmission line and cables modeling. Modeling must be accurate and fast especially during transients which usually cover a large frequency band. Several approaches have been developed in the past decades from PI section to the WB model (Wideband model). The WB approach is very accurate during transient because it takes into account a very large frequency band from DC to high frequencies. It relies on two frequency dependant functions: the characteristic admittance \mathbf{Y}_c and the propagation function \mathbf{H} . One critical step of this model is the fitting of those functions in the modal domain.

First, a stringent comparison between two fitting method VFIT (vector fitting) and the newly introduced RKFIT (rational Krylov fitting) is provided through speed, accuracies, and passivity of those approaches. RKFIT implemented with FDCM (frequency dependant cable model) is presented for the first time with some complex cable cases. FDCM allows to resolve a case with both VFIT and RKFIT that wasn't possible with the current implementation of the ULM methodology. Finally, this comparison will show that RKFIT produces a lower model order with a better precision than VFIT.

A new option on the WB model is explored: the constant transformation matrix. This method can violate passivity depending on the frequency point chosen of the constant transformation matrix. However, this doesn't result in unstable time domain cases. An implementation of RKFIT with constant transformation matrix is realized for the very first time. The case studies suggest that CTRKF (constant transformation matrix RKFIT) results in accurate and less order models compared to CTVF (constant transformation matrix VFIT). Moreover, the constant T model based on Bode fitting is presented in the phase frame and a clear picture of its poor fitting accuracy is given. It explains possible inaccuracies in time domain.

Finally, a new grouping method of \mathbf{H} eigenvalues is given. This is a critical step in the WB model which happens before the fitting of those eigenvalues. The use of this new approach with VFIT and FDCM provide a significant lower model order while keeping good accuracy in the time domain.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	III
REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ.....	V
ABSTRACT	VI
TABLE DES MATIÈRES	VII
LISTE DES TABLEAUX.....	IX
LISTE DES FIGURES	XI
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XIII
LISTE DES ANNEXES	XIV
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	4
2.1 Équations de base	4
2.1.1 Équations dans le domaine modal	4
2.1.2 Équations dans le domaine du temps	5
2.2 Techniques de lissages	6
2.2.1 Lissage vectoriel VFIT	6
2.2.2 Lissage RKFIT	7
2.2.3 Modèle CTWB	13
2.3 Modèle FD.....	13
CHAPITRE 3 COMPARAISON VFIT ET RKFIT	14
3.1 Comparaison VFIT, R-VFIT, RKFIT dans ULM et FDCM avec matrice de transformation dépendant de la fréquence	14
3.1.1 Présentation des cas d'étude.....	14

3.1.2	Comparaison VFIT, R-VFIT, RKFIT	17
	Récapitulatif	27
3.2	Comparaison CTVFIT, CTRKFIT, FD.....	27
3.2.1	Présentation des cas d'étude.....	28
3.2.2	Étude CTVF, CTRKF, FD	31
3.2.3	Récapitulatif	45
CHAPITRE 4 GROUPEMENT DES VALEURS PROPRES DE LA FONCTION DE PROPAGATION.....		46
4.1	Méthode classique des retards associés aux valeurs propres de H.....	46
4.2	Méthode de groupement en fonction de la distance entre les valeurs propres	47
4.3	Cas utilisés pour la comparaison	49
4.3.1	Cas 3 conducteurs.....	49
4.3.2	Cas 12 conducteurs.....	49
4.3.3	Cas 102 phases	50
4.4	Comparaison des deux méthodes de groupement	51
4.4.1	Cas 3 conducteurs.....	52
4.4.2	Cas 12 conducteurs.....	57
4.4.3	Cas 102 conducteurs.....	61
4.5	Récapitulatif	64
CHAPITRE 5 CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS		66
5.1	Résumé.....	66
5.2	Futurs travaux.....	67
RÉFÉRENCES.....		69
ANNEXES		72

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 Cas 1, données géométriques	15
Tableau 3.2 Cas 2, données géométriques	16
Tableau 3.3 Cas-1, résultats de lissage sur \mathbf{H}	18
Tableau 3.4 Cas-1, résultats de lissage sur \mathbf{H} avec tolérance réduite.....	18
Tableau 3.5 Cas-1, résultats du lissage par la trace sur \mathbf{Y}_c	19
Tableau 3.6 Cas-1, résultats du lissage en phase sur \mathbf{Y}_c	19
Tableau 3.7 Cas-3, résultats du lissage de \mathbf{H}	20
Tableau 3.8 Cas-3, résultats de lissage et performances dans le domaine temporel.....	22
Tableau 3.9 Cas-4, résultats de lissage et performance dans le domaine temporel	24
Tableau 3.10 Cas-5, résultat du lissage et performances dans le domaine temporel	27
Tableau 3.11 Cas-2, données géométriques	29
Tableau 3.12 Cas-3, données géométriques	30
Tableau 3.13 Cas-4, données géométriques	31
Tableau 3.14 Cas-1, résultats des lissages.....	32
Tableau 3.15 Cas-2, résultats de lissage.....	33
Tableau 3.16 Cas-3, résultats de lissage.....	38
Tableau 3.17 Cas-4, résultats de lissage.....	43
Tableau 4.1 Ordre de \mathbf{Y}_c et \mathbf{H} selon la méthode de groupement avec ULM	53
Tableau 4.2 Erreurs et temps de lissages et de simulation avec ULM.....	53
Tableau 4.3 Ordre de \mathbf{Y}_c et \mathbf{H} selon la méthode de groupement avec FDCM	55
Tableau 4.4 Erreurs et temps de lissages et de simulation avec FDCM	55
Tableau 4.5 Ordre de \mathbf{Y}_c et \mathbf{H} selon la méthode de groupement avec FDCM	59

Tableau 4.6 Erreurs et temps de lissages et de simulation	59
Tableau 4.7 Ordre de \mathbf{Y}_c et \mathbf{H} selon la méthode de groupement avec FDCM	62
Tableau 4.8 Erreurs et temps de lissages et de simulation	63
Tableau A.1 Données du cas 1 (Figure 3.3)	72
Tableau A.2 Données du cas 4 (Figure 3.4)	73
Tableau A.3 Cas 12 conducteurs, données des câbles	74
Tableau A.4 Cas 102 conducteurs, données des câbles à deux phases	75
Tableau A.5 Cas 102 conducteurs, données des câbles à une phase.....	75
Tableau A.6 Cas 102 conducteurs, données de ligne	76

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Système de N-conducteur de longueur L.....	4
Figure 2.2 Fonctionnement du lissage RKFIT	12
Figure 3.1 Cas 1, ligne de transport de 230kV	15
Figure 3.2 Courte ligne aérienne de 420 m	16
Figure 3.3 Système de 3 câbles	17
Figure 3.4 Système de 9 câbles	17
Figure 3.5 Cas-1, tension au bout de la ligne	20
Figure 3.6 Cas-2, tension en bout de ligne	21
Figure 3.7 Cas-3, circuit d'étude	23
Figure 3.8 Cas-3, Tension au bout de la gaine de la phase-a du câble.....	23
Figure 3.9 Tension au bout de la première phase du système de câbles avec ULM.....	25
Figure 3.10 Tension au bout de la première phase du système de câbles avec FDCM	26
Figure 3.11 Cas-2, ligne aérienne 3-phases.....	28
Figure 3.12 Cas-3, ligne aérienne biterne	29
Figure 3.13 Cas-4, données géométriques	30
Figure 3.14 Cas-1, tension de la phase-a en bout de ligne	32
Figure 3.15 Comparaison entre \mathbf{H} lissé et \mathbf{H} réel	34
Figure 3.16 Valeurs propres de l'admittance nodale	36
Figure 3.17 Cas-2, tension sur la phase a en bout de ligne	37
Figure 3.18 Premier élément diagonal de \mathbf{H}	39
Figure 3.19 Valeurs propres de l'admittance nodale	40
Figure 3.20 Cas-3, circuit d'étude.....	41
Figure 3.21 Cas-3, Impact de \mathbf{Y}_c calculée avec une CT ou non.....	41

Figure 3.22 Cas-3, tension au niveau du capteur m1	42
Figure 3.23 Cas-4, tension en bout de ligne	44
Figure 4.1 Valeurs propres de la fonction de propagation en fonction de la fréquence.....	48
Figure 4.2 Disposition géométrique des câbles du cas 12 conducteurs	50
Figure 4.3 Motif de base du système de câble souterrain	50
Figure 4.4 Cas 102 phases.....	51
Figure 4.5 Circuit d'étude pour le cas 3 conducteurs	52
Figure 4.6 Forme d'onde de la tension à la barre WB_CORE_m selon les modèles de groupe	54
Figure 4.7 Figure d'onde à la barre WB_CORE_m avec le modèle FDCM.....	56
Figure 4.8: Circuit d'étude pour le cas 12 conducteurs	57
Figure 4.9 Module des valeurs propres de H en fonction de la fréquence.....	58
Figure 4.10 Figure d'onde au point CORE_M1 avec le modèle FDCM.....	60
Figure 4.11 Cas-4, circuit d'étude.....	61
Figure 4.12 Module des valeurs propres de H en fonction de la fréquence.....	62
Figure 4.13 Tension sur les 3 phases en bout de ligne	64

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

CTVF	Vector fitting with constant transformation matrix
CTRKF	Rational Krylov fitting with constant transformation matrix
FD	Rational Krylov fitting with constant transformation matrix
MPS	Minimum phase shift
RKFIT	Rational Krylov fitting
R-VFIT	Relaxed Vector fitting
VFIT	Vector fitting
WB	Wideband model

LISTE DES ANNEXES

Annexe A Données de lignes et de câbles.....	72
--	----

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

Les lignes électriques de transmission (transport et distribution) sont un élément central des réseaux électriques. Reliant chaque instance des réseaux, la modélisation de ces lignes et câbles souterrains est cruciale. Les lignes aériennes sont généralement situées dans les zones rurales alors que les câbles souterrains sont plus généralement situés en zones urbaines. En outre, les lignes et câbles sont des composants très exposés notamment à des transitoires (foudre, maintenance, opération d'ouvertures et de fermetures de lignes...) qui peuvent être très dangereux pour la sécurité du réseau.

La simulation des modèles de ligne dépend de la simulation efficace et précise des transitoires électromagnétiques (EMT-type). Nous utiliserons pour ces simulations le logiciel EMTP et pour les lissages, le logiciel MATLAB. Différents modèles existent pour la simulation de lignes et câbles souterrains.

Il existe tout d'abord le modèle PI-exact qui est en réalité une section PI avec une admittance série ainsi que deux admittances shunt aux bornes de cette impédance série. C'est un modèle reconnu pour sa simplicité et sa rapidité. Il peut être utilisé pour des simulations en régime établi et scan de fréquence. Il sera en revanche moins efficace que les modèles suivants notamment à cause de ces paramètres constants qui ne dépendent pas de la fréquence et ne permettant pas de visualiser la propagation de l'onde. Ainsi, sur des transitoires faisant intervenir une large bande de fréquence, il présentera des imprécisions.

Le modèle CP (Constant Parameters) est un modèle lui aussi assez basique faisant intervenir deux matrices \mathbf{Z} et \mathbf{Y} calculées en un seul point de fréquence. Cela rend le modèle CP lui aussi imprécis dans des simulations faisant intervenir un large spectre de fréquence. Son utilisation reste cependant tout à fait acceptable dans des zones éloignées de là où les transitoires apparaissent habituellement ou lorsque l'on connaît la fréquence des transitoires étudiés.

Ensuite, le modèle FD (Frequency Dependant) présenté dans ce mémoire fait intervenir deux matrices \mathbf{Z}_c et \mathbf{H} respectivement l'impédance caractéristique et la fonction de propagation. Il fait intervenir une matrice de transformation constante réelle pour lisser ces deux fonctions à l'aide du lissage Bode. C'est généralement un très bon modèle pour les lignes. Un cas d'étude sera présenté montrant les faiblesses d'un tel modèle.

Enfin, le modèle WB [1] quant à lui utilise les fonctions d'admittance caractéristique \mathbf{Y}_c et de propagation \mathbf{H} ainsi qu'une matrice de transformation dépendant de la fréquence. Il fait référence à l'implémentation du modèle ULM [2] et du modèle FDCM [3]. L'idée de ce modèle est de lisser les valeurs propres de \mathbf{Y}_c et \mathbf{H} dans le domaine modal puis de retransformer ces matrices dans le domaine des phases afin d'avoir des fonctions rationnelles pour chaque élément de ces deux fonctions. Ces dernières sont discrétisées pour établir les équations d'état du modèle et ainsi obtenir une solution exacte de ces équations [4] (en supposant que l'entrée du système est elle aussi linéaire). L'interpolation en deux étapes [5] est alors utilisée pour minimiser les erreurs d'intégration [6, 7]. Dans le cas où une précision importante est requise dans les basses fréquences (proches du continu) on peut utiliser l'option "DC correction" [8] qui permet d'augmenter la précision du modèle proche dans les basses fréquences.

Dans ce mémoire, on se propose tout d'abord de comparer deux méthodes de lissage que sont VFIT (Vector fitting) et RKFIT [9-12] (Rational Krylov fitting). RKFIT consiste en l'utilisation de fonctions permettant la projection d'un espace orthogonal de fonction rationnelle puis en la résolution d'un problème des moindres carrés. La réelle différence entre ces deux lissages est le processus d'allocation des pôles. Un processus de relocalisation des pôles a plus tard été implémenté dans VFIT qui est alors devenue R-VFIT (Relaxed Vector-fitting) [13]. RKFIT a été utilisé pour la première fois avec ULM dans [14] avec seulement deux exemples très simplistes. L'objectif est donc d'avoir une comparaison bien plus rigoureuse dans le but de montrer que RKFIT est plus rapide, plus précis que VFIT et ce grâce à des cas de lignes et câbles complexes. La bonne implémentation de RKFIT dans ULM et FDCM sera donc cruciale.

Ensuite, on se propose d'approfondir le travail effectué dans [15] et de travailler sur l'approximation de la matrice de transformation constante dans le modèle WB. Le modèle FD utilise une approche similaire avec une matrice de transformation constante et sera donc comparé à l'approche WB avec une matrice de transformation constante \mathbf{T} (CTWB). On utilisera une matrice de transformation constante surtout pour \mathbf{H} . Un avantage important de CTWB est la possibilité d'avoir des lignes avec beaucoup de conducteurs étant donné que les modes de \mathbf{H} sont découplés. En revanche, nous utiliserons le code du domaine temporel WB classique et non optimisé pour CTWB. La rapidité de CTWB ne sera donc pas étudiée. RKF sera implémenté pour la première fois avec CTWB. La passivité sera aussi étudiée grâce à la matrice d'admittance nodale.

L'idée d'utiliser VFIT avec le modèle FD n'est pas nouvelle puisque cette dernière est présentée dans [16] mais la passivité des systèmes n'y est pas étudiée.

Enfin, nous étudierons une nouvelle méthode de groupement des valeurs propres de \mathbf{H} qui n'est pas basée sur les retards temporels. On présentera alors une méthode basée sur la distance entre les courbes des valeurs propres. La performance et la précision de cette méthode sont étudiées de la même manière que pour la comparaison entre les méthodes de lissage VFIT et RKFIT. Cette méthode sera expérimentée sur des cas très complexes notamment un cas de 102 conducteurs combinant ligne aérienne et câbles souterrains.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

2.1 Équations de base

2.1.1 Équations dans le domaine modal

Les modèles de lignes et de câbles de type transitoire électromagnétique reposent pour la plupart sur la théorie de propagation des ondes [17]. On présentera notre étude sur un système possédant N câbles et de longueur L comme présenté sur la Figure 2.1.

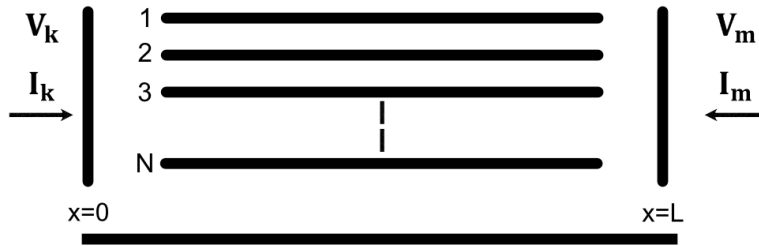


Figure 2.1 Système de N -conducteur de longueur L

Au point d'abscisse x sur la Figure 2.1, on retrouve les équations dans le domaine fréquentiel suivante :

$$\frac{d\mathbf{V}}{dx} = -\mathbf{Z}\mathbf{I} \quad (2.1.1)$$

$$\frac{d\mathbf{I}}{dx} = -\mathbf{Y}\mathbf{V} \quad (2.1.2)$$

Avec \mathbf{Y} et \mathbf{Z} respectivement l'admittance shunt PU et l'impédance série PU. Ces matrices sont obtenues avec les paramètres géométriques et physiques de la ligne [18]. La combinaison de (2.1.1) et (2.1.2) donne les équations dites des télégraphistes :

$$\frac{d^2\mathbf{V}}{dx^2} = \mathbf{Z}(\omega)\mathbf{Y}(\omega)\mathbf{V} \quad (2.1.3)$$

$$\frac{d^2\mathbf{I}}{dx^2} = \mathbf{Y}(\omega)\mathbf{Z}(\omega)\mathbf{I} \quad (2.1.4)$$

La solution générale de ces équations peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$\mathbf{V}(x) = e^{-\Gamma x} \mathbf{V}^+ + e^{\Gamma x} \mathbf{V}^- \quad (2.1.5)$$

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{Z}_c^{-1} (e^{-\Gamma x} \mathbf{V}^+ - e^{\Gamma x} \mathbf{V}^-) \quad (2.1.6)$$

Avec \mathbf{Z}_c l'impédance caractéristique du système d'étude définie comme $\mathbf{z}_c = \mathbf{\Gamma} \mathbf{Z}^{-1}$ et $\mathbf{\Gamma} = \sqrt{\mathbf{Y} \mathbf{Z}}$ (par éléments), \mathbf{V}^+ et \mathbf{V}^- les tensions incidentes à gauche et à droite du système étudié. Ces tensions peuvent être obtenues grâce aux conditions limites. Ces conditions limites sont obtenues avec les équations suivantes :

$$\mathbf{I}_{x=0} - \mathbf{Y}_c \mathbf{V}_{x=0} = -\mathbf{H}(\mathbf{I}_{x=L} + \mathbf{Y}_c \mathbf{V}_{x=L}) \quad (2.1.7)$$

$$\mathbf{I}_{x=L} - \mathbf{Y}_c \mathbf{V}_{x=L} = -\mathbf{H}(\mathbf{I}_{x=0} + \mathbf{Y}_c \mathbf{V}_{x=0}) \quad (2.1.8)$$

Avec $\mathbf{H} = e^{\Gamma L}$ la fonction de propagation du système étudié.

2.1.2 Équations dans le domaine du temps

Le modèle à bande large s'implémente dans le domaine du temps grâce aux équations (2.1.7) et (2.1.8) qui doivent être passées dans le domaine temporel. Pour ce faire, on utilise les opérations de convolutions :

$$\mathbf{I}_{x=0, phase} - \mathbf{Y}_{c, phase} \otimes \mathbf{V}_{x=0, phase} = -\mathbf{H}_{phase} \otimes (\mathbf{I}_{x=L, phase} + \mathbf{Y}_{c, phase} \otimes \mathbf{V}_{x=L, phase}) \quad (2.1.9)$$

$$\mathbf{I}_{x=L, phase} - \mathbf{Y}_{c, phase} \otimes \mathbf{V}_{x=L, phase} = -\mathbf{H}_{phase} \otimes (\mathbf{I}_{x=0, phase} + \mathbf{Y}_{c, phase} \otimes \mathbf{V}_{x=0, phase}) \quad (2.1.10)$$

Avec \otimes qui dénote le produit de convolution et l'indice « phase » qui dénote les variables dans le domaine temporel. Ce modèle temporel est largement utilisé par les modèles à bande large et FD [16]. Ces modèles temporels requièrent ainsi de déterminer les fonctions d'admittance caractéristique \mathbf{Y}_c et de propagation \mathbf{H} ainsi que de les lisser grâce à différentes techniques : VFIT, RKFIT. Ce lissage peut s'avérer difficile notamment pour \mathbf{H} à cause des délais temporels.

2.2 Techniques de lissages

Plusieurs techniques de lissages existent dans la littérature comme VFIT, RFKIT, Bode fitting [2, 19], Matrix pencil method (MPM) [20, 21], Loewner Matrix (LM) [22]. Les deux premières seront analysées dans cette section.

2.2.1 Lissage vectoriel VFIT

Cette méthode est introduite pour la première fois par Gustavsen [9] et consiste à approximer une fonction f par une fonction rationnelle de la manière suivante :

$$f(s) \left[\sum_{i=1}^N \left(\frac{r_i'}{s + p_i} + 1 \right) \right] \cong \sum_{i=1}^N \frac{r_i}{s + p_i} \quad (2.2.1)$$

Avec N l'ordre du lissage, r_i' et r_i les résidus et p_i les pôles. Cette dernière est ensuite améliorée grâce à un processus de relocalisation des pôles pour devenir R-VFIT (relaxed VFIT) [13]. L'idée est alors de mettre (2.2.1) sous forme d'une équation d'état de la forme $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$. Cela est faisable en développant (2.2.1) et prenant \mathbf{A} et \mathbf{b} de la forme suivante :

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \frac{1}{s_1 - p_1} & \dots & \frac{1}{s_1 - p_N} & -\frac{f(s_1)}{s_1 - p_1} & \dots & -\frac{f(s_1)}{s_1 - p_N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{s_i - p_1} & \dots & \frac{1}{s_i - p_N} & -\frac{f(s_i)}{s_i - p_1} & \dots & -\frac{f(s_i)}{s_i - p_N} \\ \frac{1}{s_{i+1} - p_1} & \dots & \frac{1}{s_{i+1} - p_N} & -\frac{f(s_{i+1})}{s_{i+1} - p_1} & \dots & -\frac{f(s_{i+1})}{s_{i+1} - p_N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{s_K - p_1} & \dots & \frac{1}{s_K - p_N} & -\frac{f(s_K)}{s_K - p_1} & \dots & -\frac{f(s_K)}{s_K - p_N} \end{pmatrix} \quad (2.2.2)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} r_1 & r_N & r_1' & r_N' \end{bmatrix}^T \quad (2.2.3)$$

$$\mathbf{b} = (f(s_1) \quad \dots \quad f(s_K))^T \quad (2.2.4)$$

Avec K le nombre d'échantillons de fréquence. La méthode veut que l'on initie les pôles de manière logarithmiquement uniforme sur la bande de fréquence choisie. Pour conserver la stabilité, il faut

que la partie réelle de ces derniers lors des différentes itérations soit toujours négative. On itère donc la résolution qui nous permet de trouver à chaque fois un nouvel ensemble de pôles et ainsi de vérifier si l'erreur est inférieure à celle souhaitée aussi appelée tolérance. Le nombre de pôles est augmenté si jamais l'erreur est toujours supérieure à la tolérance après un certain nombre d'itération.

On applique donc cet algorithme à la fois aux fonctions \mathbf{Y}_c d'admittance caractéristique et \mathbf{H} de propagation. Pour la fonction \mathbf{Y}_c , on utilise la forme suivante :

$$\mathbf{Y}_c = \mathbf{G}_0 + \sum_{i=0}^{N_y} \frac{\mathbf{G}_i}{s - p_i} \quad (2.2.5)$$

Avec N_y , l'ordre de \mathbf{Y}_c , \mathbf{G}_i la matrice des résidus et \mathbf{G}_0 cette même matrice lorsque la fréquence devient très grande. Le lissage sur \mathbf{Y}_c se fait généralement sans problème car c'est une fonction de classe C^∞ . En revanche, le lissage de \mathbf{H} peut s'avérer plus difficile à cause des retards temporels. Étant dans le domaine modal, \mathbf{H} est une matrice diagonale de la forme suivante :

$$\mathbf{H} = \text{diag}(e^{\lambda_1}, \dots, e^{\lambda_{N_h}}) \quad (2.2.6)$$

Avec e^{λ_i} la i -ème valeur propre de \mathbf{H} . La fonction de propagation n'est pas C^∞ et peut être une fonction qui oscille beaucoup notamment dans les hautes fréquences. C'est pour cette raison que les retards temporels sont extraits avant le lissage.

$$\mathbf{H} = \sum_{i=1}^{N_h} \sum_{j=1}^{N_i} \frac{\mathbf{R}}{s - p_{i,j}} e^{-s\tau_i} \quad (2.2.7)$$

L'étape suivante est le groupement des retards temporels mais cette étape sera évoquée dans le Chapitre 4.

2.2.2 Lissage RKFIT

Le lissage RKFIT utilise le même principe de résolution que VFIT avec une résolution d'un problème des moindres carrés après avoir fait une relocalisation des pôles différentes de VFIT. Cette nouvelle méthode utilise la décomposition rationnelle de Arnoldi présentée dans [10, 23, 24].

Pour une matrice \mathbf{Y}_c de la forme :

$$\mathbf{Y}_c = \begin{pmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1N_c} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{N_c 1} & \cdots & y_{N_c N_c} \end{pmatrix} \quad (2.2.8)$$

Avec N_c le nombre de conducteurs du système. On cherche à obtenir une matrice \mathbf{Y}_c de la forme de l'équation (2.2.5).

Soit \mathbf{A} une matrice carrée de dimension $N \times N$ et \mathbf{b} un vecteur de taille N . On note $sp(\mathbf{A})$ le spectre de \mathbf{A} et q_m une fonction polynomiale de la forme suivante :

$$q_m(z) = \prod_{j=1, \zeta_j \neq \infty}^m z - \zeta_j \quad (2.2.9)$$

Avec $\forall j \in [1; m]$, $\zeta_j \notin sp(\mathbf{A})$. On définit l'espace vectoriel de Krylov engendré par les vecteurs suivants.

$$K_{m+1}(\mathbf{A}, \mathbf{b}) = Vect(\mathbf{b}, \mathbf{A}\mathbf{b}, \mathbf{A}^2\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^m\mathbf{b}) \quad (2.2.10)$$

Cet espace engendré est de dimension $m+1$. L'espace rationnel de Krylov de dimension $m+1$ associé à $\mathbf{A}, \mathbf{b}, q_m$ est défini de la manière suivante :

$$Q_{m+1}(\mathbf{A}, \mathbf{b}, q_m) = q_m(\mathbf{A})^{-1} K_{m+1} = q_m(\mathbf{A})^{-1} Vect(\mathbf{b}, \mathbf{A}\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^m\mathbf{b}) \quad (2.2.11)$$

Il est important de noter ici qu'aucune des racines de q_m n'est dans $sp(\mathbf{A})$. Ainsi la matrice $q_m(\mathbf{A})$ est bien inversible et $q_m(\mathbf{A})^{-1}$ est bien défini tout comme $Q_{m+1}(\mathbf{A}, \mathbf{b}, q_m)$. La décomposition de Arnoldi permet d'obtenir à partir la base \mathbf{v} une base orthonormée vérifiant l'équation suivante :

$$\mathbf{A}\mathbf{V}_{m+1}\mathbf{K}_m = \mathbf{V}_{m+1}\mathbf{H}_m \quad (2.2.12)$$

Avec $(\mathbf{H}_m, \mathbf{K}_m)$ un couple de matrices dit « upper Hessenberg pencil » [11] de dimension $(m+1) \times m$. L'espace de Krylov rationnel de dimension $m+1+k$ est défini (Q_{m+1+k}) et une récurrence immédiate permet d'étendre (2.2.12) à (2.2.13) :

$$\mathbf{A}\mathbf{V}_{m+1+k}\mathbf{K}_{m+k} = \mathbf{V}_{m+k}\mathbf{H}_{m+k} \quad (2.2.13)$$

Avec k un entier naturel. L'objectif de l'algorithme RKFIT est de passer de la base \mathcal{Q}_{m+1} à la base \mathbf{V}_{m+1} grâce à la décomposition de Arnoldi. La relation (2.2.13) permet d'ajouter un nombre k de pôles qui peuvent être réparti sur l'ensemble du plan complexe. L'espace \mathcal{Q}_{m+1} est alors utilisé pour faire en sorte que la relocalisation des pôles dans l'espace \mathcal{Q}_{m+1+k} soit améliorée.

On prend maintenant comme exemple la matrice d'admittance caractéristique \mathbf{Y}_c pour appliquer l'algorithme RKFIT. Prenons tout d'abord l'élément $y_{11}(s)$ de la matrice \mathbf{Y}_c décrite en (2.2.8). Soient $\mathbf{S} = \text{diag}(s_i) \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ la matrice des échantillons de fréquence sur lequel on effectue le lissage et $\mathbf{F} = \text{diag}(f_i) \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ avec $f_i = y_{11}(s_i)$, $i = 1 \dots N_s$, N_s le nombre d'échantillons de

fréquence. Soit $\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_s}$ le vecteur permettant de construire notre espace de Krylov. On pose

la fonction r qui est la fonction rationnelle cible de l'algorithme RKFIT.

$$r(z) = \frac{p_{m+k}(z)}{q_m(z)} \quad (2.2.14)$$

Avec p_{m+k} et q_m des polynômes de degré au plus $m+k$ et m respectivement. Le but est que l'erreur relative définie ci-dessous obtenue avec l'algorithme des moindres carrés soit minimale.

$$\mathcal{E}_{rel} = \frac{\|\mathbf{F}\mathbf{b} - r(\mathbf{S})\mathbf{b}\|_2}{\|\mathbf{F}\mathbf{b}\|_2} \quad (2.2.15)$$

$\mathbf{V}_{m+1+k} \mathbf{V}_{m+1+k}^*$ permet de projeter un vecteur de $\mathcal{Q}_{m+1}(\mathbf{S}, \mathbf{b}, q_m)$ sur $\mathcal{Q}_{m+1+k}(\mathbf{S}, \mathbf{b}, q_m)$. L'objectif est de projeter le vecteur $\mathbf{F}\mathbf{b}$ sur l'espace $\mathcal{Q}_{m+1+k}(\mathbf{S}, \mathbf{b}, q_m)$. $r(\mathbf{S})\mathbf{b}$ est ce projeté orthogonal. Ainsi en remplaçant $r(\mathbf{S})\mathbf{b}$ dans (2.2.15), on peut résumer ce problème à une minimisation de l'expression suivante :

$$\|\mathbf{F}\mathbf{v} - \mathbf{V}_{m+1+k} \mathbf{V}_{m+1+k}^* \mathbf{F}\mathbf{v}\| \quad (2.2.16)$$

Avec \mathbf{v} un vecteur unité de l'espace vectoriel $\mathcal{Q}_{m+1+k}(\mathbf{S}, \mathbf{b}, q_m)$. Une solution du problème soulevé par l'expression (2.2.16) est le vecteur $\mathbf{v} = \mathbf{V}_{m+1} \mathbf{x}$ avec le vecteur singulier associé à la plus petite

valeur singulière σ_{m+1} de la matrice $(I - P_{space})\mathbf{F}\mathbf{V}_{m+1}$. On peut donc maintenant procéder à la relocalisation des pôles en trouvant un nouveau polynôme q_m dont les racines n'appartiennent pas au spectre de \mathbf{S} de telle manière que $q_m(\mathbf{S})$ soit défini. Cette relocalisation s'effectue grâce à l'équation (2.2.17).

$$\mathbf{V}_{m+1}\mathbf{x} = q_m(\mathbf{S})q_m(\mathbf{S})^{-1}\mathbf{b} \quad (2.2.17)$$

Une réduction de l'ordre de q_m est démontrée dans le théorème 6.1 de [11] si la tolérance est suffisamment grande. L'ordre sera réduit de $n \leq \min(m, m+k)$ avec $k \geq 0$ tel que $\sigma_{m+1-n} \leq \|\mathbf{F}\mathbf{b}\|_2 \varepsilon_{tol}$.

Pour résumer, l'algorithme effectue tout d'abord une décomposition par Arnoldi de l'espace $Q_{m+1}(\mathbf{S}, \mathbf{b}, q_m)$ dans une base orthonormée \mathbf{V}_{m+1} satisfaisant (2.2.12). Ensuite, l'algorithme lisse la fonction \mathbf{F} en utilisant la fonction r de (2.2.14) comme cible tout en minimisant ε_{rel} (2.2.15). Enfin l'algorithme RKFIT est élargi à tous les éléments de \mathbf{Y}_c en prenant le même ensemble de pôles pour chaque élément. On prend donc une famille de $l = N_c \times N_c$ matrices $\{\mathbf{F}^j\}_{j=1}^l$, soit une pour chaque élément $y_{ii}(s)$ de \mathbf{Y}_c . Chaque \mathbf{F}^j peut donc s'exprimer ainsi : $\mathbf{F}^j = \text{diag}(f_i^j)$ avec i allant de 1 à N_s . On peut donc reprendre la fonction recherchée et l'adapter pour chaque élément.

$$\left\{ r^j(z) = \frac{p_{m+k}^j(z)}{q_m(z)} \right\}_{j=1}^l \quad (2.2.18)$$

On rappelle que l'on prend le même ensemble de pôles de départ. Ainsi, q_m est le même pour chaque élément de \mathbf{Y}_c . L'approximation de \mathbf{Y}_c par la matrice contenant les $r^j(\mathbf{S})$ doit elle aussi minimiser l'erreur relative pondérée par une famille de vecteurs $\{\mathbf{W}^j\}_{j=1}^l$ si cette dernière est connue.

$$\varepsilon_{rel} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^l \|\mathbf{W}^j (\mathbf{F}^j \mathbf{b} - r^j (\mathbf{S}) \mathbf{b})\|_2^2}{\sum_{j=1}^l \|\mathbf{W}^j \mathbf{F}^j \mathbf{b}\|_2^2}} \quad (2.2.19)$$

Il est bon de noter que si la famille $\{\mathbf{W}^j\}_{j=1}^l$ n'est pas fournie, il suffit de prendre tous les éléments \mathbf{W}^j de cette famille, égaux à la matrice identité de dimension N_s . Il est important de noter que si $l=1$, (2.2.19) coïncide avec (2.2.15). La grande différence avec $l=1$ est qu'ici il faut programmer plusieurs espaces de projection \mathcal{Q}_{m+1+k} avec k différent pour chaque élément de \mathbf{Y}_c . Il y aura donc l espaces de projection tout en minimisant (2.2.19). Chaque élément de \mathbf{Y}_c peut être approximé par la fonction rationnelle r^j grâce au vecteur de coefficient

$$c^j = \frac{(\mathbf{W}^j \mathbf{V}_{m+1+k})^\dagger (\mathbf{W}^j \mathbf{F}^j \mathbf{b})}{\|\mathbf{b}\|_2} \quad (2.2.20)$$

Avec l'exposant \dagger qui signifie la matrice pseudo inverse (voir [11]). Il faut maintenant rendre compatible ce lissage avec l'algorithme de simulation dans le domaine temporel de EMTP [25]. Les résultats du lissage devront être sous la forme de complexes conjugués pour les résidus et les pôles exactement comme dans l'algorithme de VFIT. Les entrées de cet algorithme seront donc la matrice $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$, une famille de matrice $\{\mathbf{F}^j\}_{j=1}^l$, un vecteur \mathbf{b} , ainsi qu'une estimation du polynôme q_m , un entier k pour contrôler le degré du numérateur des r^j , $\varepsilon_{tol}, \varepsilon_{safe} \in \mathbb{R}_*^+$ pour la tolérance, $maxit$ qui est le nombre d'itération maximal pour la relocalisation des pôles. On peut avoir une famille $\{\mathbf{W}^j\}_{j=1}^l$ mais ce n'est pas obligatoire. Les sorties sont une décomposition d'Arnoldi ainsi que la famille de vecteur $\{c^j\}_{j=1}^l$.

On applique bien évidemment le même algorithme à la fonction de propagation $\mathbf{H} = e^{\Gamma L}$ après extraction des retards temporels. L'algorithme RKFIT est programmé sur MATLAB grâce au package RKTOOLBOX [10]. La Figure 2.2 décrit le lissage d'un seul des pôles de \mathbf{Y}_c .

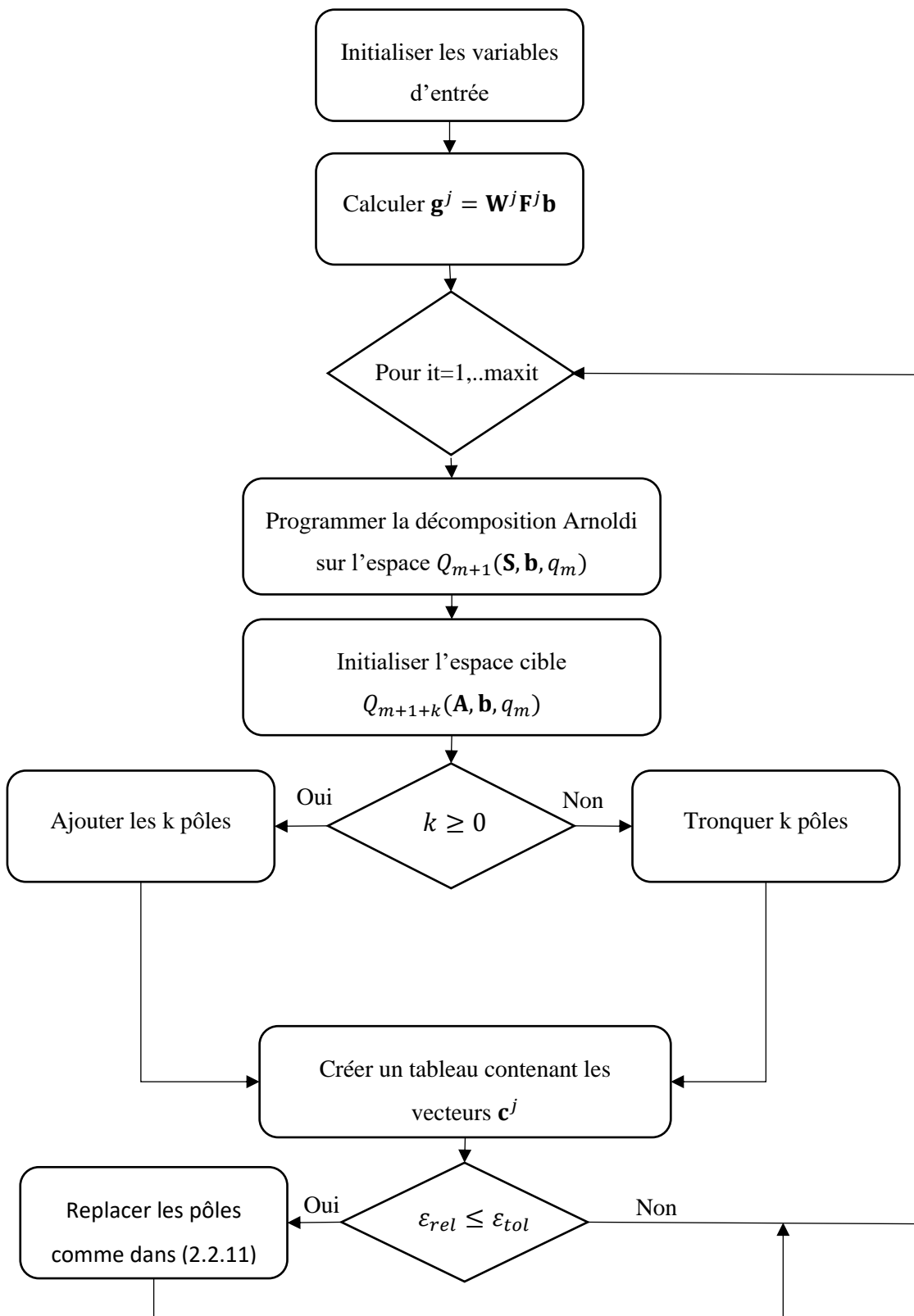


Figure 2.2 Fonctionnement du lissage RKFIT

2.2.3 Modèle CTWB

Dans cette section, on montre comment ce modèle fonctionne pour \mathbf{H} , la fonction de propagation. Ce modèle est très similaire au modèle WB. On reprend l'équation (2.2.7). Il faut maintenant une matrice de transformation pour remettre \mathbf{H} dans le domaine des phases. Pour le modèle WB classique, cette transformation s'effectue comme suit :

$$\mathbf{H}_{phase,fit} = \mathbf{T}\mathbf{H}_{mode,fit}\mathbf{T}^{-1} \quad (2.2.21)$$

Avec \mathbf{T} qui dépend de la fréquence et qui doit minimiser la partie imaginaire de $\mathbf{H}_{phase,fit}$ grâce à une rotation. Dans le cas du modèle CTWB, on choisit \mathbf{T}_{const} , parmi tous les \mathbf{T} qui dépendent de la fréquence, tel que :

$$e = \left\| \mathbf{H} - \mathbf{T}_{const}\mathbf{H}_{mode,fit}\mathbf{T}_{const}^{-1} \right\|_2 \quad (2.2.22)$$

Il est bon à savoir que l'on peut aussi choisir simplement \mathbf{T}_{const} à la fréquence de 1kHz. L'algorithme de cette méthode est présenté plus en détail dans [15].

2.3 Modèle FD

Le modèle FD utilise quant à lui les fonctions \mathbf{Z}_c et \mathbf{H} . Il les lisse grâce aux techniques de Bode fitting [2, 19]. Le module des valeurs propre est lissé en utilisant les pôles et les zéros réels sur la partie gauche du plan complexe. En ce qui concerne la phase, on s'attend à ce qu'elle se superpose avec la fonction phase des valeurs propres de \mathbf{H} ou \mathbf{Z}_c tout en supposant que cette dernière soit de type MPS (Minimum Phase Shift) et que les propriétés de la fonction phases dépendent de celle de la fonction module.

Le facteur exponentiel $e^{-s\tau}$ de \mathbf{H} doit être divisé aux modes de \mathbf{H} pour permettre de compenser les avances/retards en phases de ces derniers. Il est important de savoir que le retard temporel des modes de \mathbf{H} ne changent rien aux propriétés du module de ces derniers. Dans le modèle FD, le retard temporel $e^{-s\tau}$ est réassigné au mode lissé de telle manière à ce que l'erreur entre le mode original et le mode lissé soit minimal.

Sur le logiciel EMTP, on calcule usuellement la matrice de transformation \mathbf{T} à 1kHz.

CHAPITRE 3 COMPARAISON VFIT ET RKFIT

Dans ce chapitre nous allons comparer VFIT et RKFIT dans deux conditions bien différentes. Dans un premier temps, nous allons voir comment se comportent RKFIT et VFIT dans le cadre du modèle à bande large disponible sur EMTP, c'est-à-dire avec une matrice de transformation qui dépend de la fréquence. Dans un second temps, nous allons voir comment se comportent ces deux techniques de lissage avec une matrice à transformation constante. Nous allons aussi les comparer au modèle FD disponible sur EMTP.

3.1 Comparaison VFIT, R-VFIT, RKFIT dans ULM et FDCM avec matrice de transformation dépendant de la fréquence

Dans cette partie les deux modèles, seront comparés sur 4 différents cas dont deux cas de câbles souterrains. En outre, dans ces cas de câbles seront aussi comparés avec les lissages FDCM [26].

3.1.1 Présentation des cas d'étude

3.1.1.1 Cas 1 : Ligne aérienne, 3-phases

Cette ligne est longue de 193.1 km et est présentée sur la Figure 3.1. Ses données géométriques sont quant à elles présentées sur le Tableau 3.1. L'objectif de cas est de comparer les deux techniques de lissages dans un cas classique.

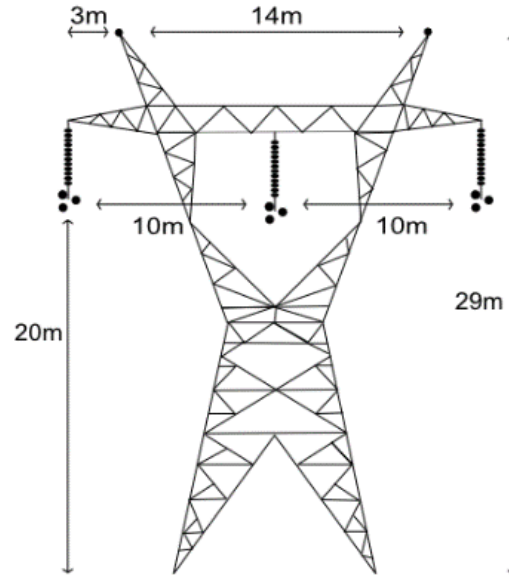


Figure 3.1 Cas 1, ligne de transport de 230kV

Tableau 3.1 Cas 1, données géométriques

Rayon du câble de garde	4.75 mm
Résistance DC du câble de garde	3.75 Ohm/km
Rayon du bundle	230.09 mm
Angle du bundle	0°
Rayon des conducteurs	15.29 mm
Résistance DC des conducteurs	0.0701 Ohm/km

3.1.1.2 Cas 2, courte ligne aérienne de transport

Ce cas est une ligne de transport plus courte que la précédente dans lequel les conducteurs sont regroupés dans des bundles de 4 conducteurs. La tour est présentée à la Figure 3.2 et les données géométriques du système sont présentées sur le Tableau 3.2.

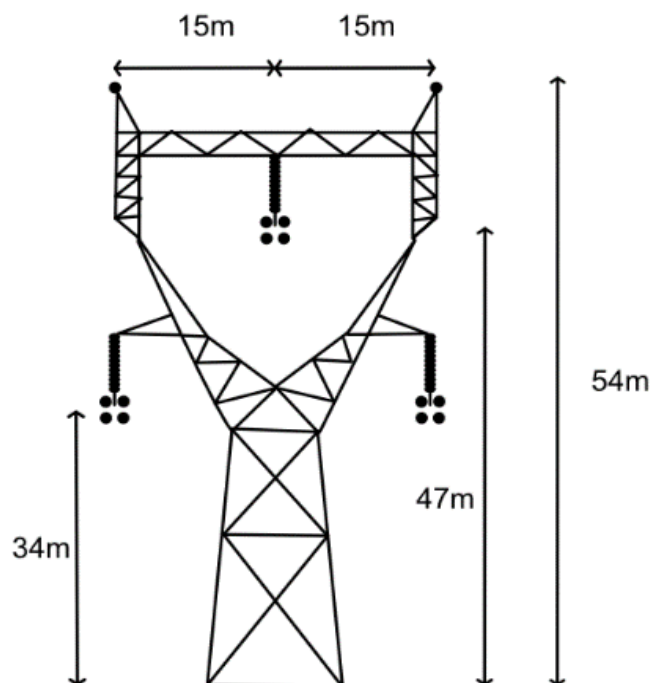


Figure 3.2 Courte ligne aérienne de 420 m

Tableau 3.2 Cas 2, données géométriques

Rayon du câble de garde	9.6 mm
Résistance DC du câble de garde	3.330 Ohm/km
Rayon du bundle	200 mm
Angle du bundle	0°
Rayon des conducteurs	15.525 mm
Résistance DC des conducteurs	0.0583 Ohm/km

3.1.1.3 Cas 3, système de câbles souterrains, 3 phases

Ce système est un système de câbles souterrain de 15km. Il est présenté sur la Figure 3.3.

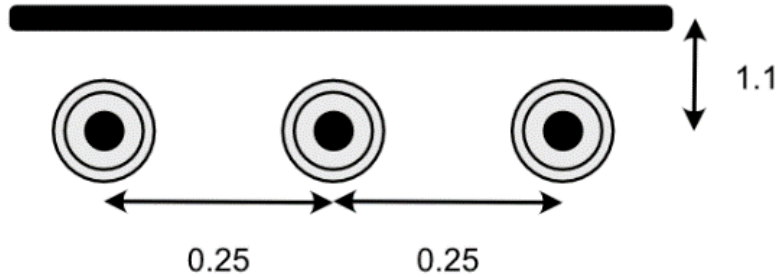


Figure 3.3 Système de 3 câbles

Les données géométriques de ce cas sont présentées sur le Tableau A.1 en annexe.

3.1.1.4 Cas 4 : Système de 9 câbles souterrains

Ce cas est celui qui peut poser le plus de difficultés pour garder la stabilité dans le domaine temporel. C'est un système long de 2km présenté sur la Figure 3.4 et sur le Tableau A.2.

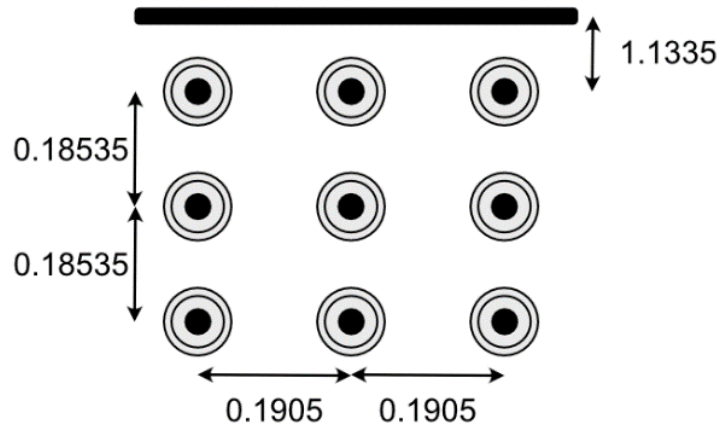


Figure 3.4 Système de 9 câbles

3.1.1.5 Case-5 : IEEE-118

Ce cas est le réseau IEEE-118 [27]. C'est une configuration modifiée simple du réseau du Midwest américain en 1962. Cette dernière contient 177 lignes de transport et 118 barre bus.

3.1.2 Comparaison VFIT, R-VFIT, RKFIT

Dans cette section nous allons à la fois comparer les performances de lissage de ces deux techniques ainsi que les performances dans le domaine temporel.

3.1.2.1 Cas 1 : Ligne aérienne, 3 phases

Ce cas est un cas basique utilisé pour comparer les performances des différentes méthodes de lissage. On présente les résultats de lissage pour \mathbf{H} et pour deux tolérances différentes dans les Tableau 3.3 et Tableau 3.4.

Tableau 3.3 Cas-1, résultats de lissage sur \mathbf{H}

ULM	VFIT	R-VFIT	RKFIT
Tolérance	1%	1%	1%
Ordre de \mathbf{H}	25	16	16
Erreur maximale de \mathbf{H}	0.0024	0.0040	0.0030
Rapport résidu/pole maximum	0.78	0.54	0.45
Violation de passivité	No	No	No

Tableau 3.4 Cas-1, résultats de lissage sur \mathbf{H} avec tolérance réduite

ULM	VFIT	R-VFIT	RKFIT
Tolérance	0.1%	0.1%	0.1%
Ordre de \mathbf{H}	30	23	26
Erreur maximale de \mathbf{H}	4.9×10^{-4}	8.06×10^{-4}	5.82×10^{-4}
Rapport résidu/pole maximum	3.06	0.78	0.86
Violation de passivité	No	No	No

On remarque tout d'abord que RKFIT produit un nombre de pôle plus faible que VFIT mais pas forcément par rapport à R-VFIT. Les erreurs maximales ici ne sont pas vraiment comparables entre les méthodes de lissage car le nombre de pôle n'est pas fixé initialement. On présente maintenant les résultats de lissage de \mathbf{Y}_c selon deux méthodes différentes : le lissage dans le domaine direct dans le domaine des phases et le lissage par la trace. Lisser grâce à la trace permet d'avoir un ensemble de pôle initial et ensuite de retrouver les résidus du lissage grâce à une méthode des moindres carrés. Cela permet de limiter l'aléa du choix initial des pôles. Par défaut, ces derniers sont espacés logarithmiquement sur l'espace de lissage. Les résultats sont présentés dans les Tableau 3.5 et Tableau 3.6.

Tableau 3.5 Cas-1, résultats du lissage par la trace sur Y_c

ULM	VFIT	R-VFIT	RKFIT
Tolérance	1 %	1 %	1 %
Ordre de Y_c	9E	10	13
Erreur relative de Y_c	0.0092	0.0063	0.0077
Erreur 2-norme	1.27×10^{-6}	1.02×10^{-6}	2.61×10^{-7}
Ordre fixé	10	10	10
Erreur 2-norme	7.02×10^{-7}	6.43×10^{-7}	8.34×10^{-7}

Tableau 3.6 Cas-1, résultats du lissage en phase sur Y_c

ULM	VFIT	R-VFIT	RKFIT
Tolérance	1 %	1 %	1 %
Ordre de Y_c	13	14	15
Erreur relative de Y_c	0.0067	0.010	0.0062
Erreur 2-norme	1.46×10^{-7}	1.12×10^{-7}	6.96×10^{-8}
Ordre fixé	10	10	10
Erreur 2-norme	4.25×10^{-7}	3.87×10^{-7}	5.61×10^{-7}

On remarque ici que VFIT donne un nombre de pôle légèrement inférieur peu importe la méthode pour une tolérance fixée à 1%. Il est important de noter que les résidus sont identifiés grâce à la norme 2 dans la méthode des moindres carrés.

On utilise les lissages VFIT et RKFIT avec la tolérance 1% pour une simulation dans le domaine temporel d'une durée de 0.2s. La ligne est enclenchée grâce à un interrupteur déséquilibré dont les phases-a, -b, -c se ferment respectivement à 0s, 0.6ms, 0.4ms. On choisit un pas de temps pour la simulation de 5 μ s. Ce pas de temps est choisi en fonction du plus petit retard temporel du système. Dans ce cas précis, il est de 644 μ s. Les courbes RKFIT et VFIT se superposent sur la Figure 3.5

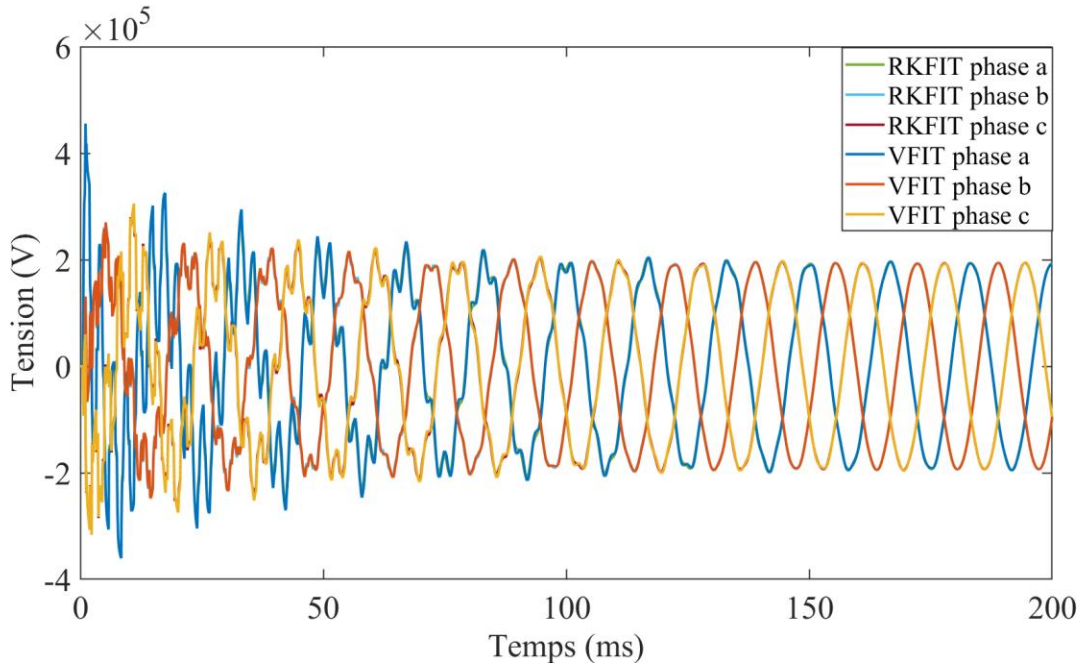


Figure 3.5 Cas-1, tension au bout de la ligne

Les courbes VFIT et RKFIT se superposent parfaitement comme attendu grâce à la précision des lissages étudiés.

3.1.2.2 Cas 2 : Courte ligne aérienne, 3 phases

On présente les résultats des lissages dans le Tableau 3.7.

Tableau 3.7 Cas-3, résultats du lissage de \mathbf{H}

ULM	VFIT	R-VFIT	RKFIT
Tolérance	1%	1%	1%
Ordre de \mathbf{H}	14	7	7
Tolérance	0.1%	0.1%	0.1%
Ordre de \mathbf{H}	16	14	12
Violation de passivité	No	No	No

On remarque que RKFIT et R-VFIT donne moins de pôles pour une même précision de lissage.

La simulation temporelle est effectuée grâce à une source triphasée équilibrée de 230kV et la ligne est enclenchée grâce à un interrupteur déséquilibré dont les 3 phases se ferment respectivement aux

temps : 0s, 6.4ms, et 4ms. Les résultats de la simulation sont présentés sur la Figure 3.6. Cette fois la ligne est beaucoup plus courte et le plus petit délai de propagation est de $1.4\mu\text{s}$. Pour prendre un pas de temps raisonnablement inférieur à ce dernier, on le choisit 10 fois plus petit soit $0.1\mu\text{s}$.

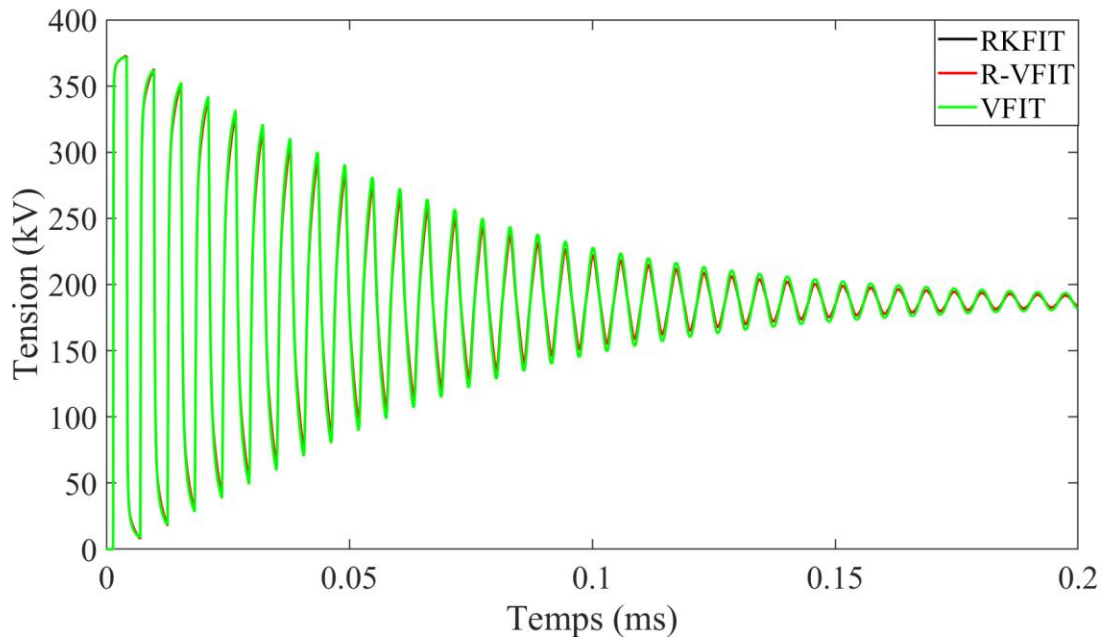


Figure 3.6 Cas-2, tension en bout de ligne

On observe que R-VFIT et RKFIT sont complètement confondus. Cependant, on remarque que VFIT a un peu plus d'amortissement que ces derniers.

3.1.2.3 Cas-3 : Câble souterrain, 6 phases

L'objectif de ce cas va être de comparer R-VFIT et RKFIT qui ont déjà montré des performances supérieures par rapport à VFIT. Ces deux méthodes sont comparées dans ULM et FDCM. On présente les résultats de lissage dans le Tableau 3.8.

Tableau 3.8 Cas-3, résultats de lissage et performances dans le domaine temporel

ULM	R-VFIT		RKFIT	
Tolérance	1%	0.1%	1%	0.1%
Ordre de Y_c	11	20	20	20
Erreur relative Y_c	0.0092	0.0017	0.0074	0.0074
Ordre de H	27	73	29	69
Erreur maximum absolue de H	0.0089	8.4e-4	0.0074	6.01e-4
Rapport résidu/pole maximum	0.98	161	1.08	58
Violation de passivité	No	Yes	No	Yes
FDCM	R-VFIT		RKFIT	
Ordre de H	53		53	
Erreur maximum absolue de H	0.0074		0.0074	
Rapport résidu/pole maximum	0.70		0.57	

Du point de vue de ULM, on remarque que R-VFIT a un nombre de pôles légèrement réduit par rapport à RKFIT. Cette différence est minime et ne sera donc pas visible au niveau de la simulation dans le domaine du temps. Pour les câbles, FDCM permet de compléter ULM dans le cas de modèles instables. Dans ce cas, la passivité est conservée avec FDCM. On remarque que RKFIT ne réduit pas le nombre de pôle par rapport à R-VFIT. RKFIT a plutôt un rapport résidus/pôles plus petit que R-VFIT ce qui influence la passivité. En revanche, dans l'implémentation FDCM, R-VFIT et RKFIT ont le même nombre de pôle. Le seul avantage que l'on trouve à RKFIT est un rapport résidus/pôles plus petit.

On présente le circuit d'étude sur la Figure 3.7 avec $RLeq$ une résistance et inductance couplée ($R_0 = 2, R_1 = 1, X_0 = 22, X_1 = 1$). Le câble est ensuite excité grâce à un interrupteur dont les trois phases se ferment respectivement à 0 ms, 0.63ms, 0.4ms. La simulation dure 50ms et étant donné que le plus petit délai temporel du câble est de 50 μ s on choisit un pas de temps 10 fois inférieur : 5 μ s. Les résultats de la simulation temporelle sont présentés sur la Figure 3.8. Encore une fois, les

courbes se superposent parfaitement. Un zoom révèle de très légères différences entre VFIT et RKFIT (moins de 0.01% d'erreur relative). En outre, RKFIT est tout de même 15% plus rapide que VFIT avec FDCM.

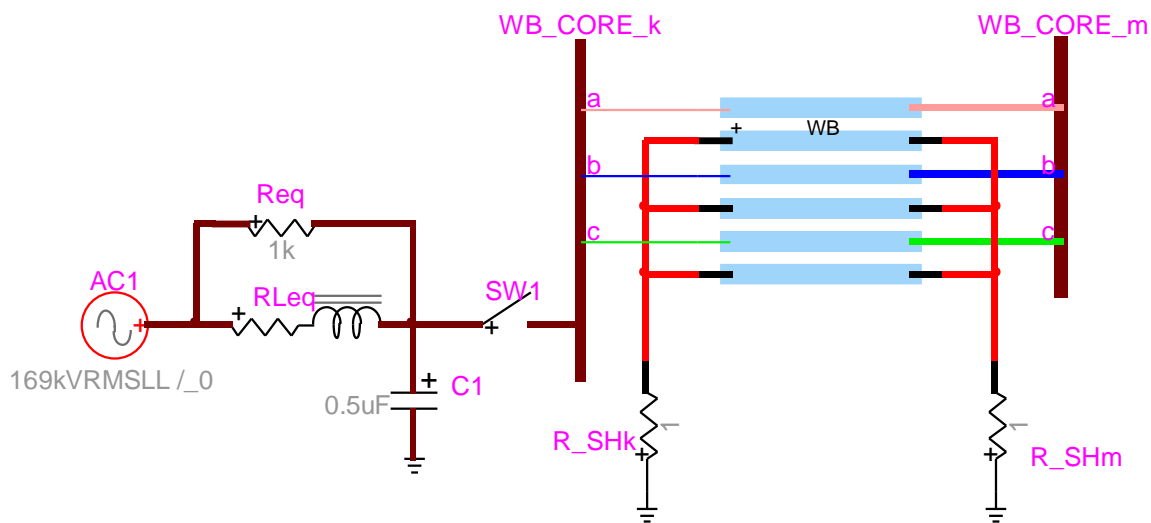


Figure 3.7 Cas-3, circuit d'étude

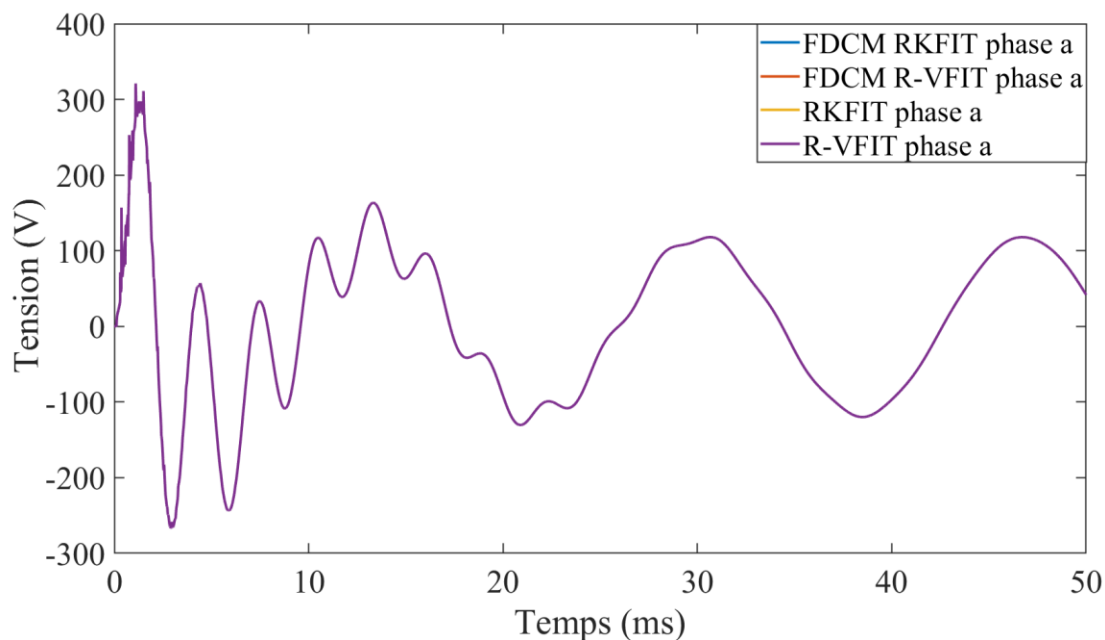


Figure 3.8 Cas-3, Tension au bout de la gaine de la phase-a du câble

Les quatre courbes se superposent parfaitement ici (moins de 0.01% d'erreur relative). On remarque tout de même une très bonne performance dans le domaine temporel de RKFIT qui est 15% plus rapide que R-VFIT.

3.1.2.4 Cas-4 : Cable souterrain, 9 phases

L'augmentation du nombre de conducteurs augmente le risque de violation de passivité et d'instabilité dans le domaine temporel. On présente les résultats de lissage dans le Tableau 3.9.

Tableau 3.9 Cas-4, résultats de lissage et performance dans le domaine temporel

ULM	R-VFIT	RKFIT
Tolérance	1%	1%
Ordre de \mathbf{Y}_c	20	20
Erreur relative \mathbf{Y}_c	0.0129	0.0088
Ordre de \mathbf{H}	60	62
Erreur maximale absolue de \mathbf{H}	0.0071	0.0046
Rapport résidus/pôles max	181300	3475
Violation de passivité	Yes	Yes
FDCM	R-VFIT	RKFIT
Ordre de \mathbf{H}	162	162
Erreur maximale absolue de \mathbf{H}	0.0067	0.0067
Rapport résidus/pôles max	2.33	9.63
Violation de passivité	Yes	Yes

Pour les lissages ULM, on notera que R-VFIT et RKFIT produisent des résultats similaires pour le lissage de \mathbf{H} et que leurs erreurs respectives sont en dessous de la tolérance imposée. En revanche, cela n'est pas le cas pour le lissage de \mathbf{Y}_c car même si les deux lissages ont le même ordre, R-VFIT ne parvient pas à atteindre la tolérance imposée de 1%.

On note que R-VFIT ULM produit un très grand rapport résidu pôles. R-VFIT et RKFIT ULM sont tous les deux instables dans le domaine temporel d'où la note NA dans les temps de simulation. Cela arrive souvent lorsque le nombre de conducteur augmente. Comme énoncé dans le cas 3, la correction FDCM est utilisée pour résoudre ce problème et apporte la stabilité dans le domaine temporel. La violation de passivité est résolue pour FDCM RKFIT en utilisant la technique de

lissage énoncée dans [8]. Les simulations dans le domaine du temps ne sont pas effectuées avec cette correction.

La première phase du système de câble est excitée grâce à une source de tension continue à 1kV à au moment $t=0s$. On observe la tension de la phase-a du câble. Le pas de temps est de $0.5\mu s$. Les gaines sont connectées entre elles et mises à la terre. Les résultats de cette simulation dans le domaine temporel sont présentés dans les Figure 3.9 et Figure 3.10.

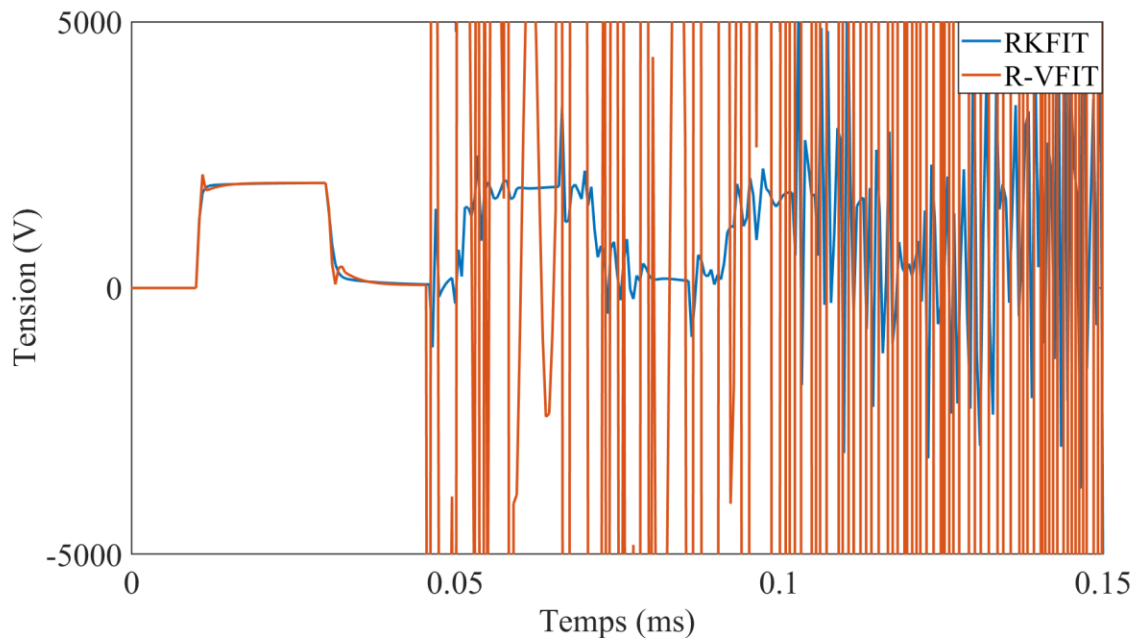


Figure 3.9 Tension au bout de la première phase du système de câbles avec ULM

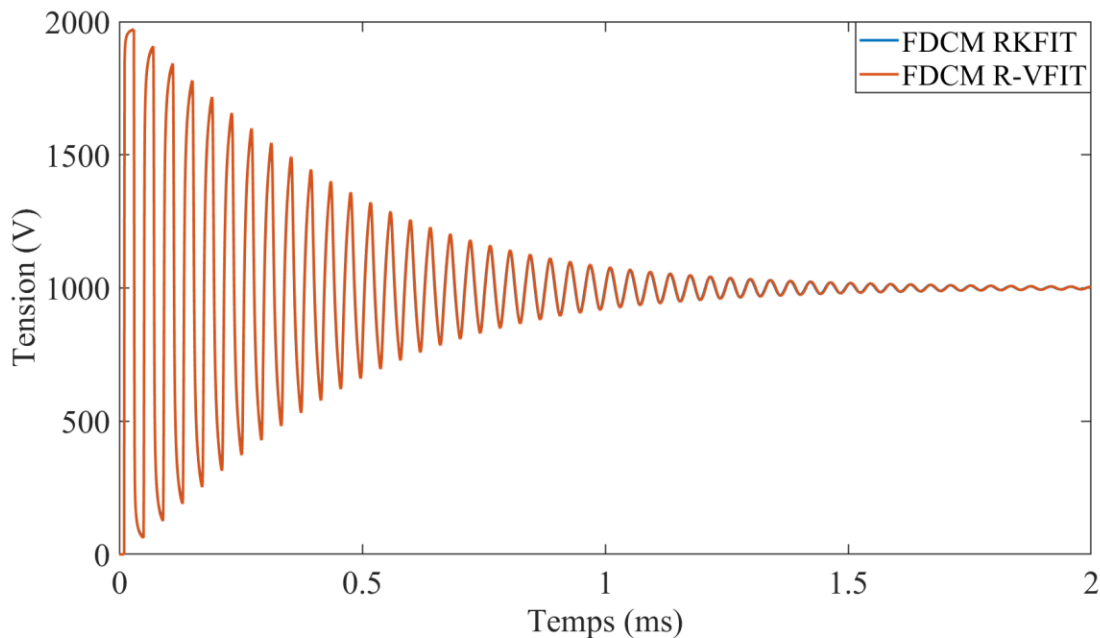


Figure 3.10 Tension au bout de la première phase du système de câbles avec FDCM

Les formes d'ondes pour la simulation FDCM se superposent parfaitement contrairement à la divergence observée avec ULM.

3.1.2.5 Cas 5 : IEEE-118

L'objectif de ce cas est de comparer les deux méthodes de lissage dans le domaine temporel dans un grand réseau. Dans ce réseau, pour garder un temps de simulation raisonnable, on utilise le modèle ULM pour les lignes de plus de 30km. Si les lignes sont plus courtes que 30km, on utilise des sections PI. On utilise un pas de temps de $10\mu\text{s}$ pour la simulation dans le domaine temporel. RKFIT permet un gain de temps de 15.5% par rapport à VFIT ce qui représente 43s dans ce cas.

Tableau 3.10 Cas-5, résultat du lissage et performances dans le domaine temporel

ULM	VFIT		RKFIT	
Niveau de tension	138 kV	345 kV	138 kV	345 kV
Tolérance	1%	1%	1%	1%
Ordre de \mathbf{Y}_c	11	11	6	6
Erreur relative \mathbf{Y}_c	7.98×10^{-3}	6.73×10^{-3}	7.79×10^{-3}	6.51×10^{-3}
Ordre de \mathbf{H}	11	11	6	9
Erreur maximum absolue de \mathbf{H}	7.25×10^{-3}	2.54×10^{-3}	9.99×10^{-3}	6.10×10^{-3}
Rapport résidu/pole maximum	0.390	0.396	0.793	0.433
Violation de passivité	No	No	No	No
Temps de lissage	1.45s réf	1.49s réf	147%	129%
Temps de simulation	278.64s réf		84.5%	

Récapitulatif

RKFIT ULM et FDCM sont donc plus rapides d'environ 15% que VFIT à cause de la réduction du nombre de pôles. En outre, les erreurs sur les fonctions \mathbf{Y}_c et \mathbf{H} sont similaires entre VFIT et RKFIT. Ces cas suggèrent donc que les implémentations de RKFIT ULM et FDCM sont légèrement plus performantes que les traditionnels VFIT ULM et FDCM. En revanche, RKFIT n'offre quasiment pas d'amélioration comparé à R-VFIT.

3.2 Comparaison CTVFIT, CTRKFIT, FD

Dans cette partie nous allons présenter 3 cas et nous allons montrer l'influence de calculer \mathbf{Y}_c avec une matrice de transformation constante, les violations de passivité pouvant apparaître avec l'utilisation d'une matrice de transformation constante ainsi que comparer les performances de lissage des 3 modèles CTVFIT, CTRKFIT, FD. Il faut noter que sauf indication contraire la fonction d'admittance caractéristique \mathbf{Y}_c utilisée sera la même que celle du modèle WB. On précise

que dans le cas de l'algorithme CTRKFIT, le nombre d'itération maximal programmé est de 12 avant d'augmenter l'ordre et que l'erreur maximale autorisée dans le lissage est de 0.01.

3.2.1 Présentation des cas d'étude

3.2.1.1 Cas-1 : Ligne aérienne, 3-phases

Ce cas est le même cas-1 présenté dans la section 3.1.1.1. La longueur de la ligne est cette fois de 450km.

3.2.1.2 Cas-2 : Ligne aérienne, 3-phases, 39,1km

Ce cas est une ligne aérienne de 39,1km présenté sur la Figure 3.11 et sur le Tableau 3.11. Cette ligne est celle utilisée dans le réseau 138kV du benchmark IEEE-118 [27].

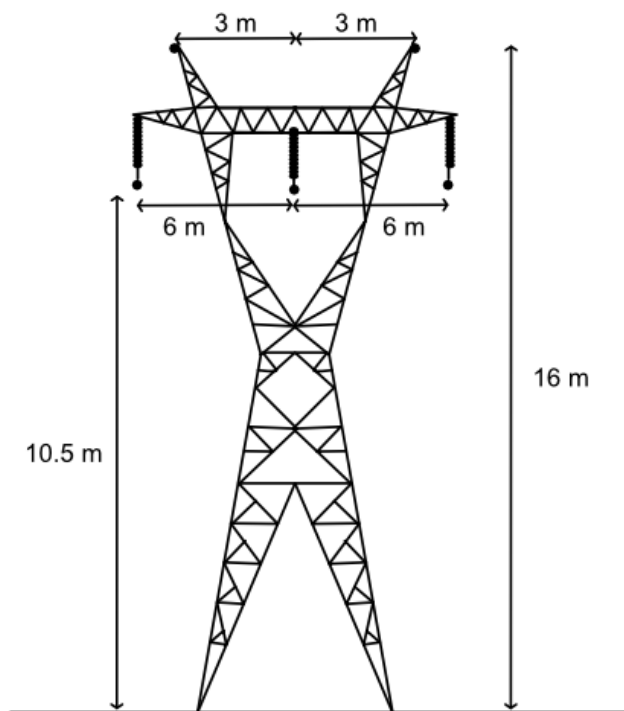


Figure 3.11 Cas-2, ligne aérienne 3-phases

Tableau 3.11 Cas-2, données géométriques

Rayon du câble de garde	14 mm
Résistance DC du câble de garde	0.71 Ohm/km
Rayon des conducteurs	23.92 mm
Résistance DC des conducteurs	0.0574 Ohm/km

3.2.1.3 Cas-3 : Ligne aérienne biterne, 6-phases

Ce cas est une ligne aérienne longue de 150km présentée dans la Figure 3.12 et le Tableau 3.12.

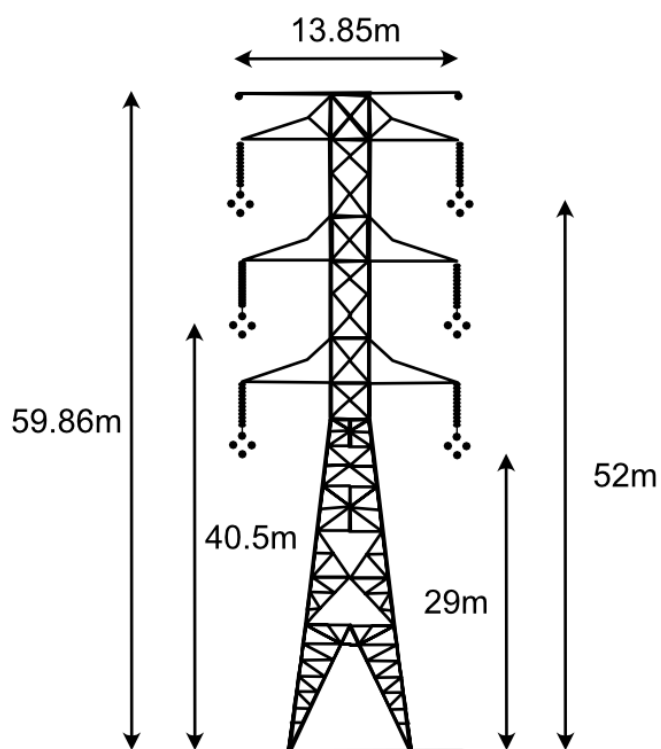


Figure 3.12 Cas-3, ligne aérienne biterne

Tableau 3.12 Cas-3, données géométriques

Rayon du câble de garde	6.4 mm
Résistance DC du câble de garde	0.864 Ohm/km
Rayon du bundle	248.56 mm
Angle du bundle	0°
Rayon des conducteurs	14.65 mm
Résistance DC des conducteurs	0.0646 Ohm/km

3.2.1.4 Cas-4 : Ligne aérienne, 12 conducteurs

Ce cas est un système de 4 lignes aériennes mises en parallèle de 1km présenté sur la Figure 3.13 et le Tableau 3.13.

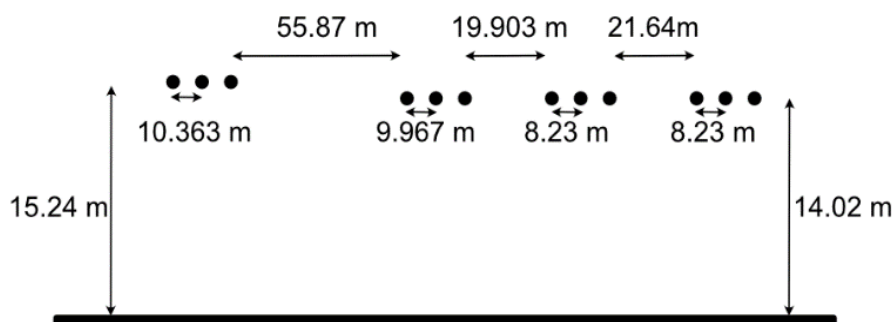


Figure 3.13 Cas-4, données géométriques

On numérote les lignes de 1 à 4 de gauche à droite.

Tableau 3.13 Cas-4, données géométriques

Ligne 1	
Rayon des conducteurs	31.75 mm
Résistance DC des conducteurs	0.0182 Ohm/km
Lignes 2 et 4	
Rayon des conducteurs	17.551 mm
Résistance DC des conducteurs	0.0449 Ohm/km
Ligne 3	
Rayon des conducteurs	20.345 mm
Résistance DC des conducteurs	0.0321 Ohm/km

3.2.2 Étude CTVF, CTRKF, FD

3.2.2.1 Cas-1 : Ligne aérienne, 3-phases

L'objectif de ce cas est de montrer que les modèles CTVF et CTRKF fonctionnent bien sur un cas simple de ligne dans le domaine temporel. Cette ligne est non transposée et chaque phase est un bundle de 3 fils. Dans le Tableau 3.14, l'ordre de \mathbf{H} correspond à la somme de l'ordre de chaque élément lissé obtenu avec CTVF, CTRKF ou WB. CTRKF donne une erreur 100 fois plus petite que CTVF et un nombre de pôles identiques. Le nombre de pôle du modèle WB est montré à titre de référence. Dans ce modèle, chaque élément de \mathbf{H} est dans le domaine des phases ce qui permet d'obtenir une précision supérieure avec un plus petit nombre de pôles que dans les modèles CT. En revanche, grâce aux modèles CT, on garde le même nombre de résidus que de pôles étant donné que la transformation est constante. Avec le modèle WB on aura 20 pôles par éléments dans le domaine des phases d'où les 120 résidus du modèle WB. Le lissage est effectué sur la bande de fréquence 0.01Hz 100MHz avec une tolérance de 1%.

Tableau 3.14 Cas-1, résultats des lissages

	CTVF	CTRKF	WB
Ordre de H	21 (somme modale)	25 (somme modale)	20 (somme modale)
Nombre de résidus	21	25	20x3x3=120
Erreur RMS de H	4.91×10^{-4}	5.93×10^{-4}	2.49×10^{-4}
Erreur max de H	0.0131	0.0134	0.0045

On effectue une étude transitoire dans laquelle la ligne est enclenchée grâce à un interrupteur déséquilibré qui se ferme à 2ms, 6ms et 12ms respectivement pour les phases a, b, c. La ligne est alimentée grâce à une alimentation triphasée équilibrée de 230kV à 60Hz. La simulation a une durée totale de 200ms. Étant donné que la ligne est très longue, le délai de propagation minimal est lui aussi très grand (1.5ms) et on pourrait donc choisir un pas de temps 10 fois inférieur de 150 μ s. Cependant, dans l'optique d'avoir une bonne résolution sur la Figure 3.14, on utilisera un pas de temps de 50 μ s.

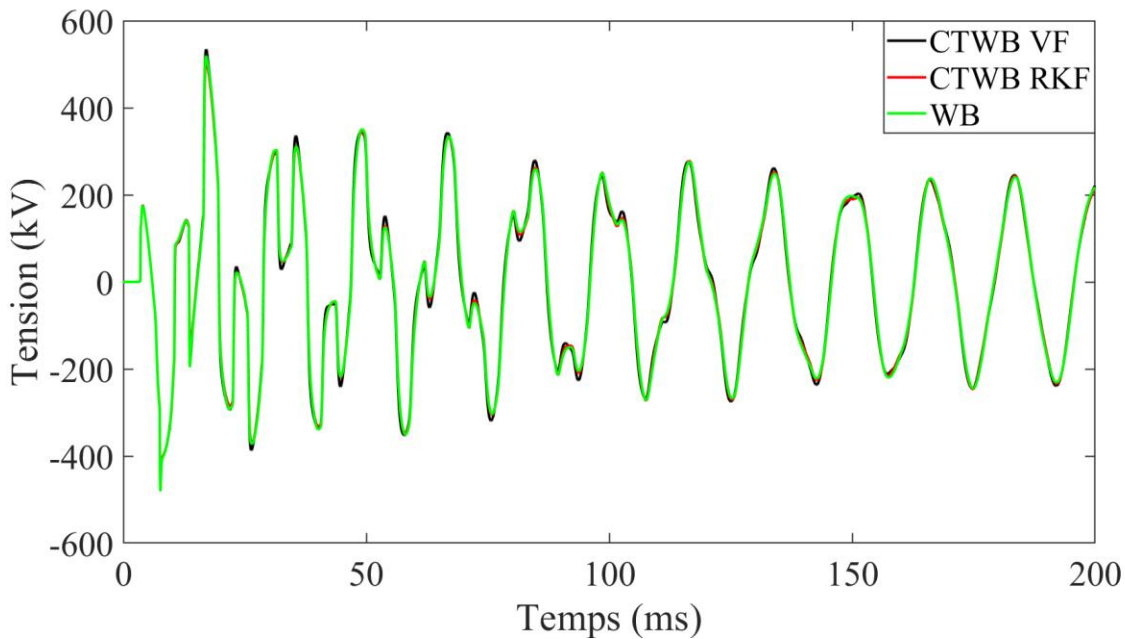


Figure 3.14 Cas-1, tension de la phase-a en bout de ligne

Les 3 modèles sont quasiment confondus ce qui montre la bonne précision des lissages CTVF et CTRKF par rapport à ceux du modèle WB. Un zoom sur les pics révèle néanmoins quelques imprécisions de CTVF par rapport à CTRKF qui suit mieux la courbe verte. En effet, CTVF a des pics plus importants que CTRKF.

3.2.2.2 Cas-2 : Ligne aérienne, 3 phases, 39.1 km

Cette ligne étant un peu plus courte que la précédente, on peut s'attendre à des transitoires plus rapides que pour le cas-1. Les lissages sont effectués sur la bande de fréquence 0.01Hz 100MHz avec une précision de 1%. On compare ici aussi les modèles CT avec le modèle FD.

Tableau 3.15 Cas-2, résultats de lissage

	CTVF	CTRKF	FD
Ordre de H	19	13	82
Erreur RMS	9.07×10^{-4}	0.001	1.4e-1

Comme le montre le Tableau 3.15, CTRKF produit un nombre de pôle réduit par rapport à CTVF et surtout par rapport à FD. Pour illustrer la précision des lissages, on présente les éléments de **H** lissés dans le domaine des phases selon les 3 méthodes de lissages présentées dans le Tableau 3.15 en fonction de la fréquence. Ces éléments diagonaux et non diagonaux sont ensuite comparés aux éléments de **H** réel ce qui permet alors de voir quelle méthode de lissage est la plus précise.

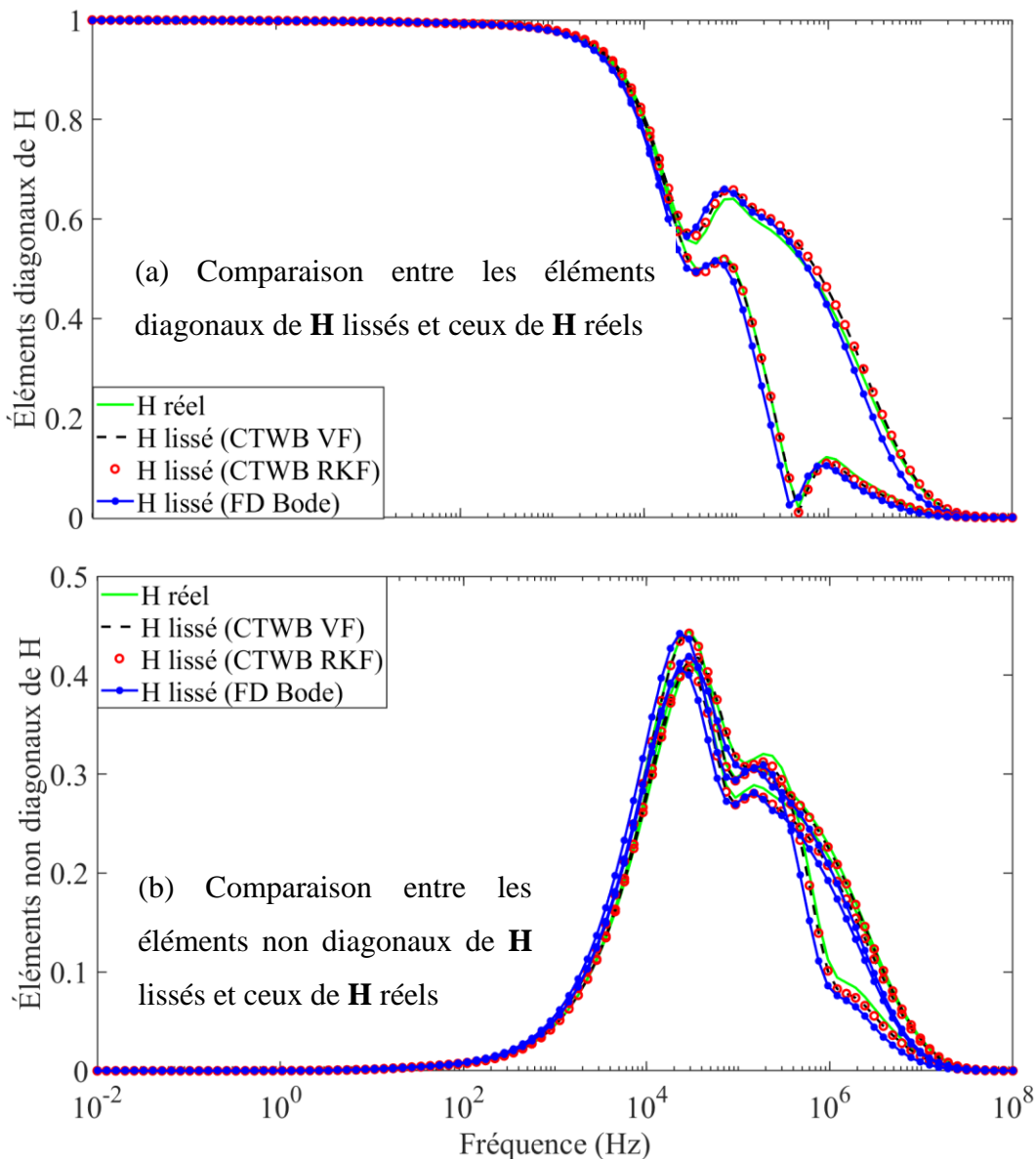
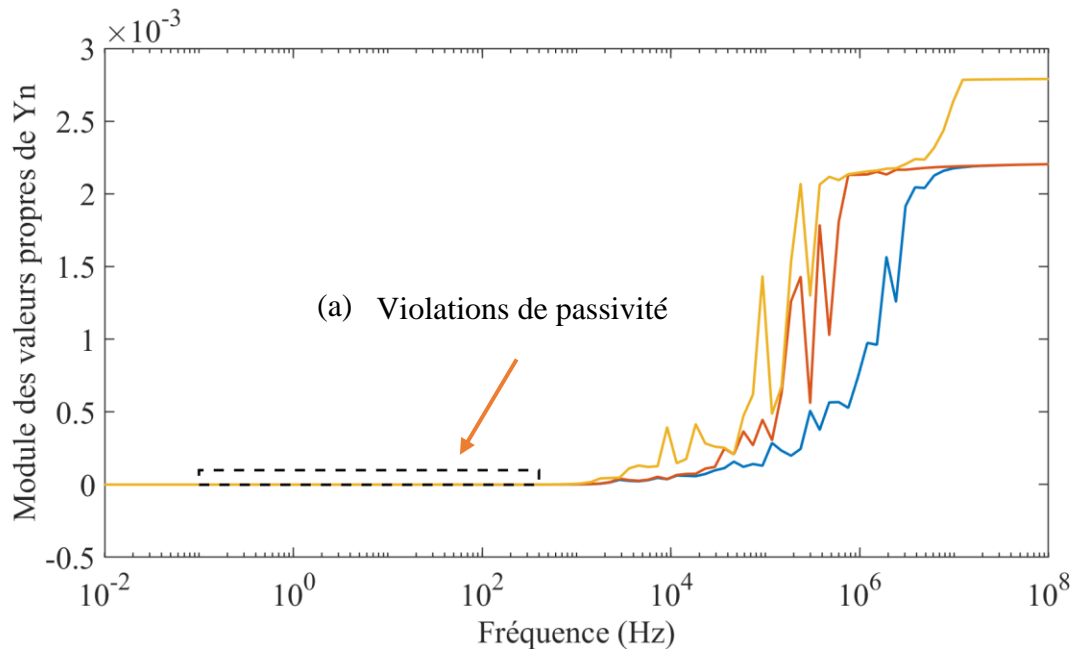


Figure 3.15 Comparaison entre \mathbf{H} lissé et \mathbf{H} réel

Dans la Figure 3.15 (a), il est important de noter que 2 éléments diagonaux de \mathbf{H} sont confondus. Ainsi, malgré le fait que \mathbf{H} soit une matrice 3x3, on n'observe que 2 courbes. Les courbes des lissages CTWF et CTRKF sont confondus avec celles de \mathbf{H} réel. En revanche, on observe que les courbes du lissage FD (points bleus) dévie un peu de la courbe \mathbf{H} réel et ce plus particulièrement dans l'intervalle de fréquence 10^5 à 10^7 Hz. La Figure 3.15 (b) quant à elle présente les éléments non diagonaux de \mathbf{H} ($\mathbf{H}(1,2)$, $\mathbf{H}(1,3)$, $\mathbf{H}(2,3)$). De la même manière que pour la figure (a) on observe quelques écarts des lissages FD par rapport aux éléments de \mathbf{H} réel notamment dans

l'intervalle de fréquence 10^5 à 10^7 Hz. Ces erreurs se transcrivent d'ailleurs dans l'erreur RMS du lissage FD qui est 100 fois plus importante que celle des modèles CTRKF et CTVF.

On étudie maintenant la passivité du modèle à transformation constante en prenant comme base la fonction de propagation \mathbf{H} obtenue avec le modèle CTVF. Pour cela, il faut calculer la matrice Hermitienne de la matrice d'admittance nodale définie par $\mathbf{Y}_{nH} = 0.5(\mathbf{Y}_n + \mathbf{Y}_n^H)$ avec \mathbf{Y}_n la matrice d'admittance nodale et \mathbf{Y}_n^H le conjugué transposé de \mathbf{Y}_n . Il faut ensuite étudier les valeurs propres de \mathbf{Y}_{nH} . Ces dernières doivent toutes être positives en tout point de fréquence. On présente les valeurs propres de cette matrice.



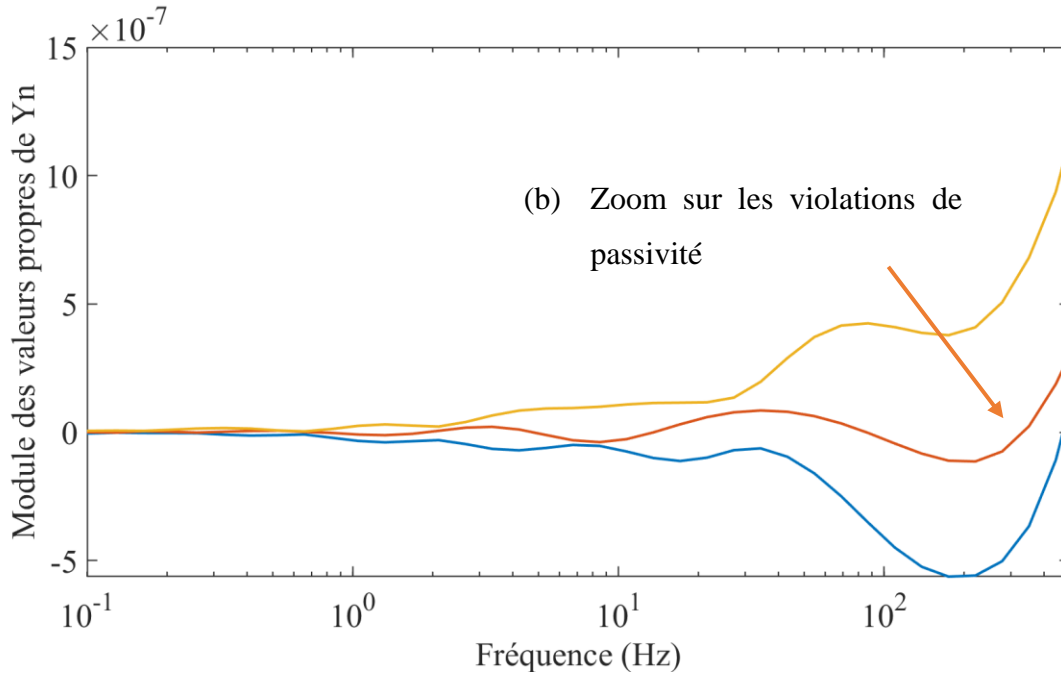


Figure 3.16 Valeurs propres de l'admittance nodale

Les violations de passivités sont mineures (-3.78×10^{-7}) mais prouvent néanmoins que la matrice de transformation constante induit un système non passif. Des violations de passivité similaires sont observées avec \mathbf{H} obtenu à partir de CTRKF alors que FD ne viole pas la passivité. Il est important de savoir que la matrice de transformation est calculée de telle manière à ce que la distance entre \mathbf{H} lissé dans le domaine des phases soit le plus proche possible du \mathbf{H} réel.

On mène une étude transitoire similaire à celle du cas-1 avec une source de 138kV à 60Hz. Le plus petit retard temporel de la ligne est de $130\mu\text{s}$. On choisit alors un pas de temps de $5\mu\text{s}$. Les résultats sont présentés sur la Figure 3.17.

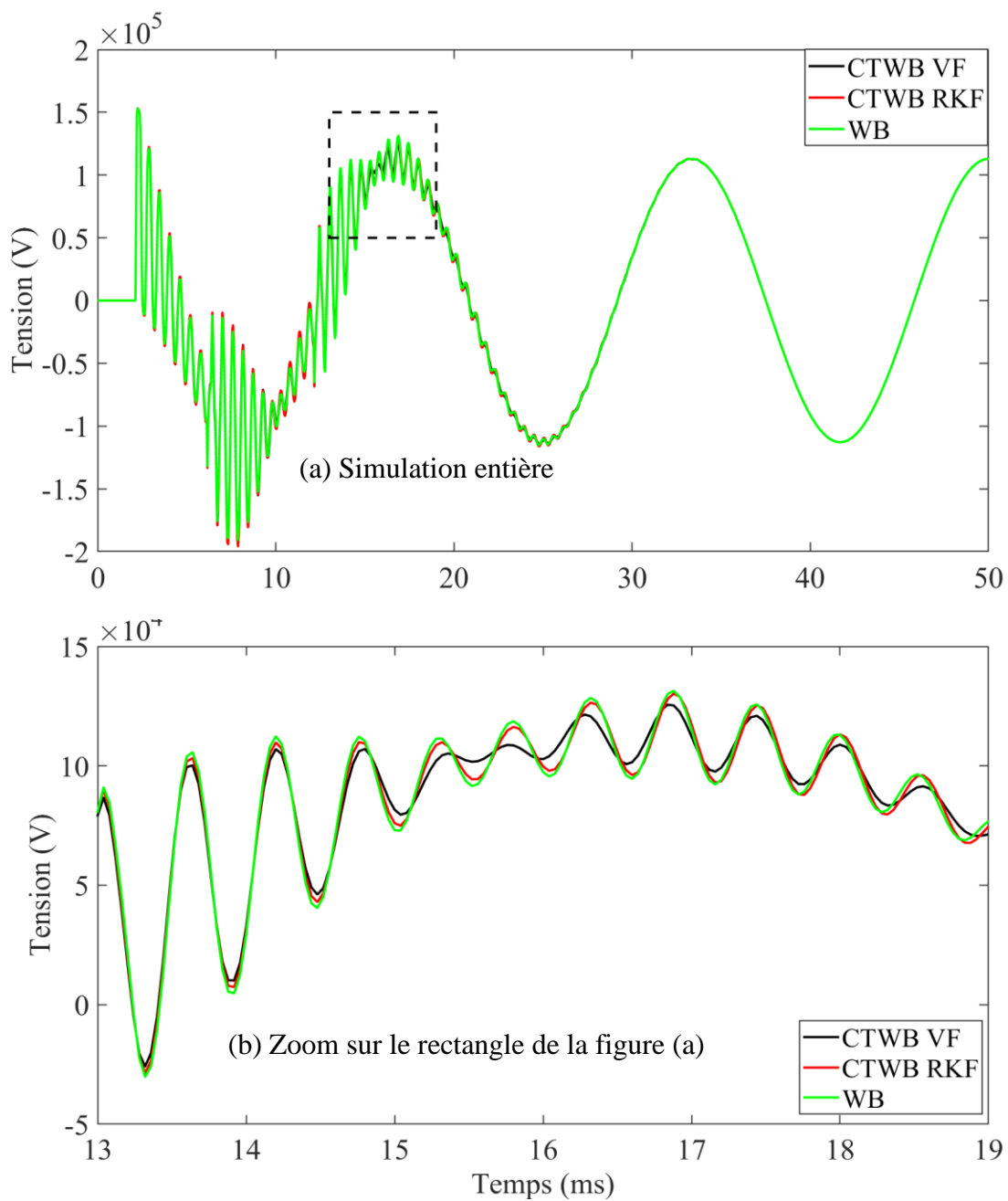


Figure 3.17 Cas-2, tension sur la phase a en bout de ligne

Sur la Figure 3.17, CTRKF dévie un tout petit peu plus que dans le cas-1 par rapport à WB et CTVF. Néanmoins, les violations de passivités induites par le modèle à transformation constante ne résultent pas en des instabilités dans le domaine temporel.

3.2.2.3 Cas-3 : Ligne biterne triphasée

Ce cas qui comporte 6 phases permet de montrer des imprécisions dans le domaine temporel du modèle FD. Ces imprécisions ne sont pas présentes dans les modèles CTVF et CTRKF. L'objectif visé dans ce cas est donc de mettre en lumière ces imprécisions, de les expliquer mais aussi de montrer l'impact de l'utilisation de la matrice de transformation constante pour l'admittance caractéristique \mathbf{Y}_c . Le lissage est réalisé sur la bande de fréquence 0.01Hz 10MHz avec une tolérance de 1% et 10 points par décade. On présente les résultats du lissage dans le Tableau 3.16.

Tableau 3.16 Cas-3, résultats de lissage

	CTVF	CTRKF	FD
Ordre de \mathbf{H}	39	29	159
Erreur RMS	0.0048	0.0048	0.16

Les matrices de transformations sont toutes calculées de telle manière à minimiser la distance entre \mathbf{H} lissé et \mathbf{H} réel. On note que RKFIT apporte une réelle réduction du nombre de pôles par rapport à CTVF et FD. On teste ici avec VFIT 3 méthodes de calcul des matrices de transformation. La première est celle présentée juste au-dessus. La seconde consiste à calculer la matrice de transformation de telle manière à minimiser la distance entre \mathbf{H} lissé et \mathbf{H} réel tout en tenant compte de la passivité du système. Enfin la troisième consiste à calculer la matrice de transformation à 1kHz ou le plus proche possible. On présente maintenant le premier élément diagonal de \mathbf{H} reconstitué calculé avec les différentes méthodes présentées plus haut.

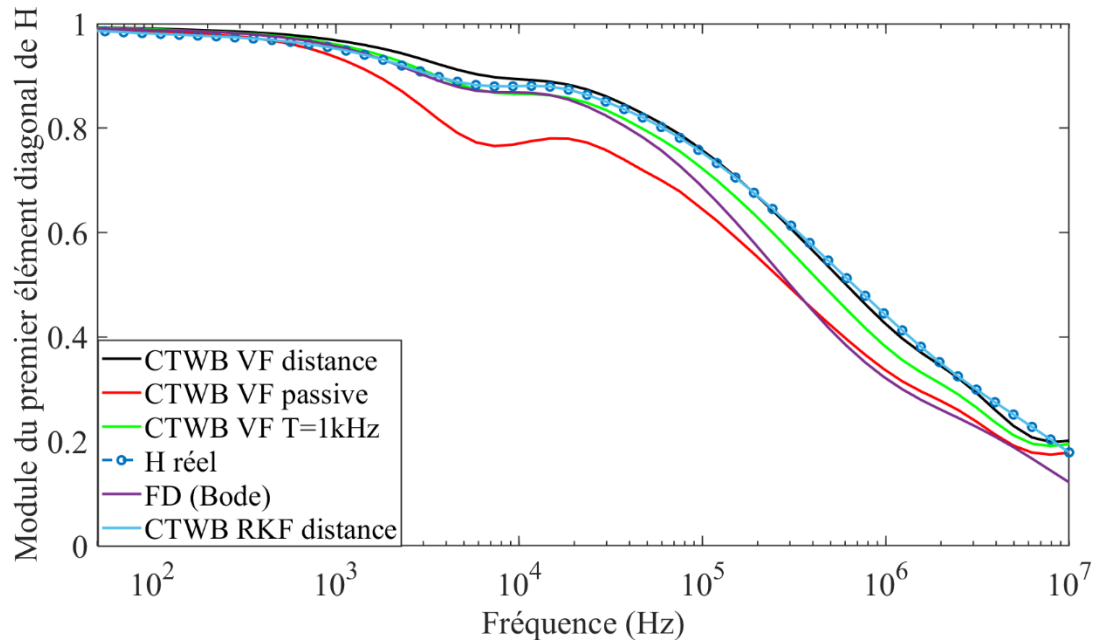


Figure 3.18 Premier élément diagonal de \mathbf{H}

Un zoom a été réalisé sur la Figure 3.18 car la partie basse fréquence n'était pas intéressante et toutes les courbes étaient confondues. On remarque tout d'abord que les méthodes tenant compte de la passivité, celle calculant la matrice de transformation à 1kHz, FD sont peu performantes et dévient grandement du premier élément diagonal de \mathbf{H} réel. En revanche, les méthodes minimisant la distance entre \mathbf{H} réel et \mathbf{H} lissé sont bien plus performantes que ce soit pour CTVF ou CTRKF. Étudions maintenant la passivité de ce cas avec CTVF calculé en minimisant la distance entre \mathbf{H} réel et \mathbf{H} lissé. On présente donc sur la Figure 3.19 les valeurs propres de la matrice Hermitienne de l'admittance nodale.

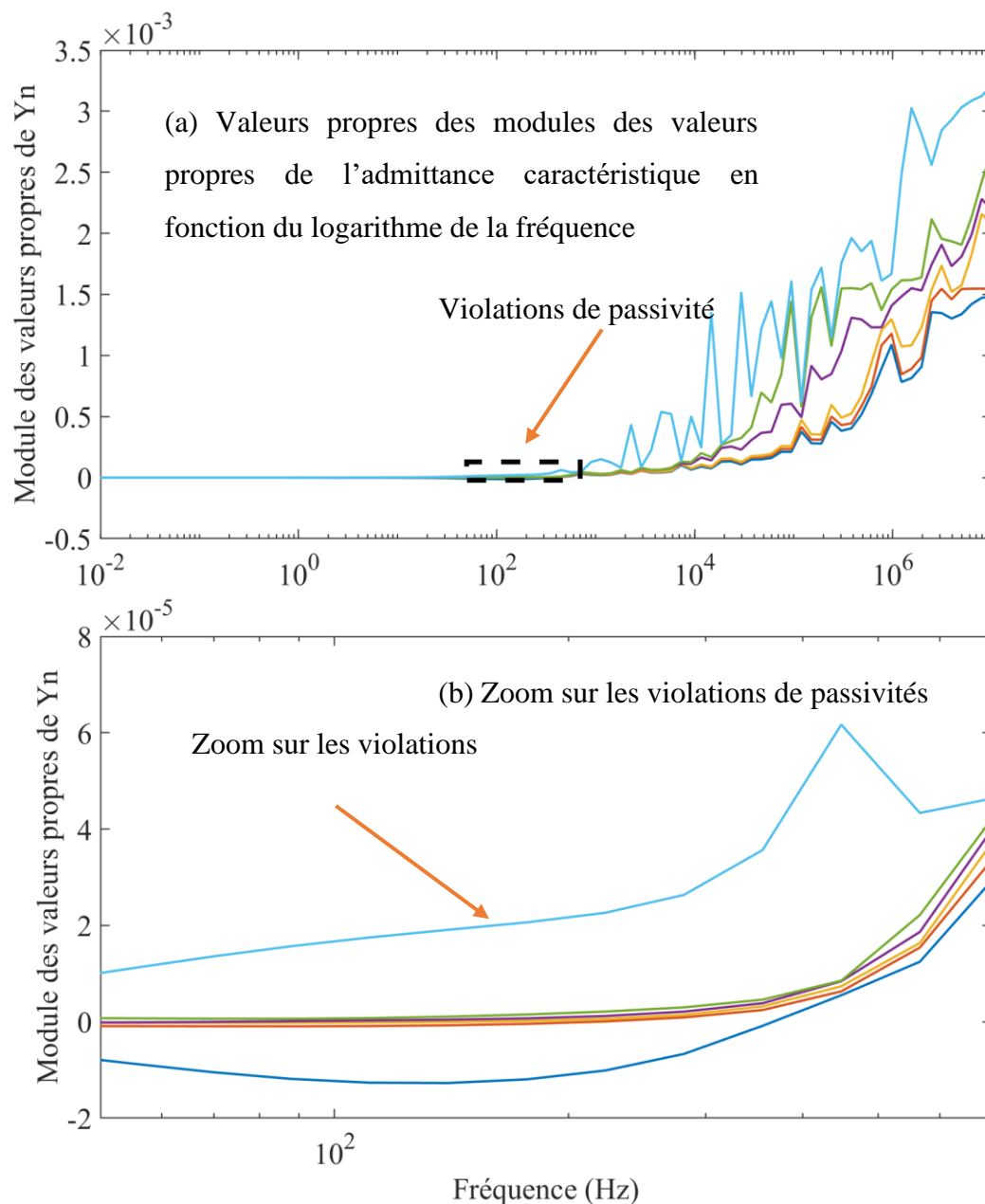


Figure 3.19 Valeurs propres de l'admittance nodale

Cette fois les violations de passivités sont plus importantes que dans le cas-2 près de 5 fois (-1.9×10^{-5}). Cela confirme que les modèles à transformations constantes rendent les systèmes étudiés non passifs. Cependant, cela ne veut pas dire qu'ils seront instables dans le domaine temporel.

On mène une étude transitoire grâce au circuit de la Figure 3.20.

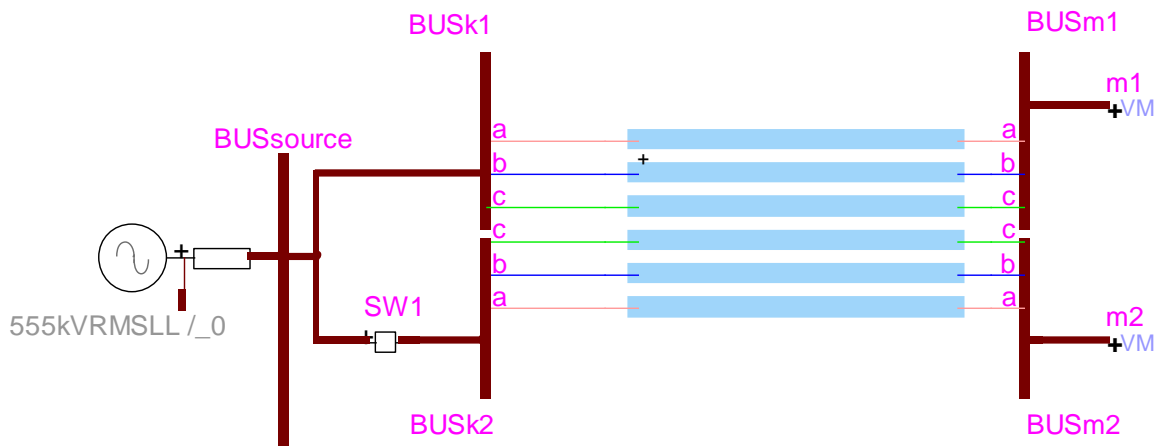
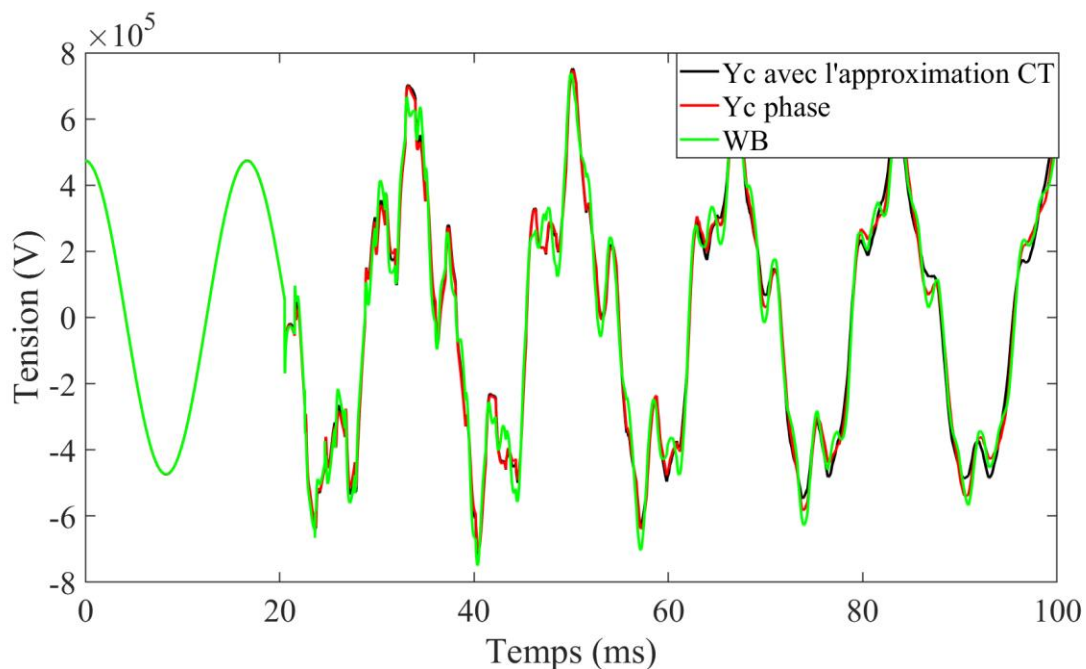
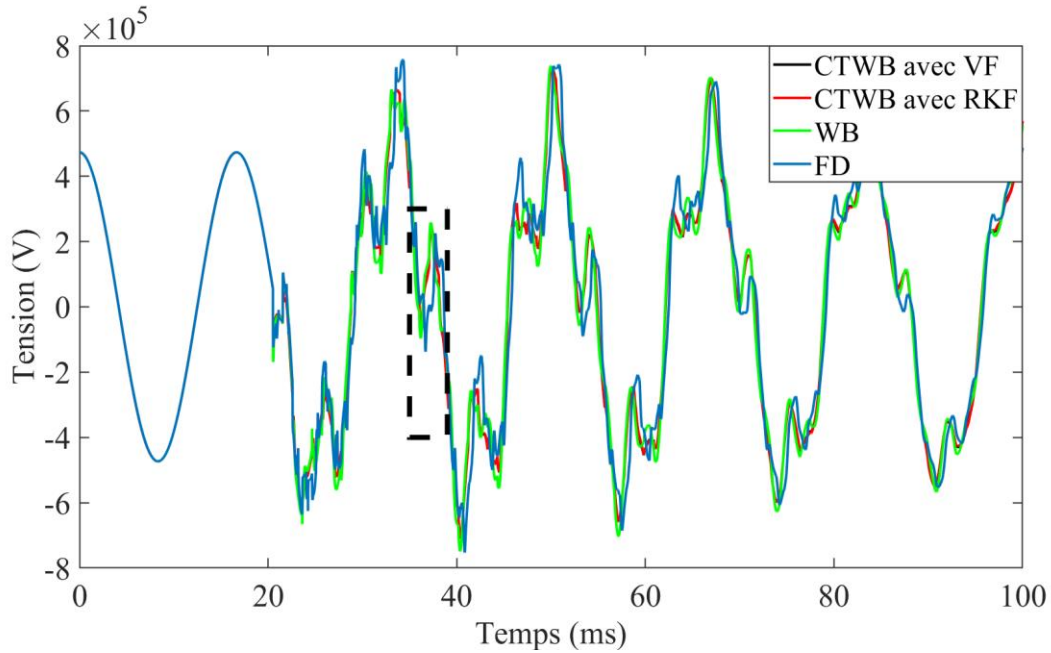


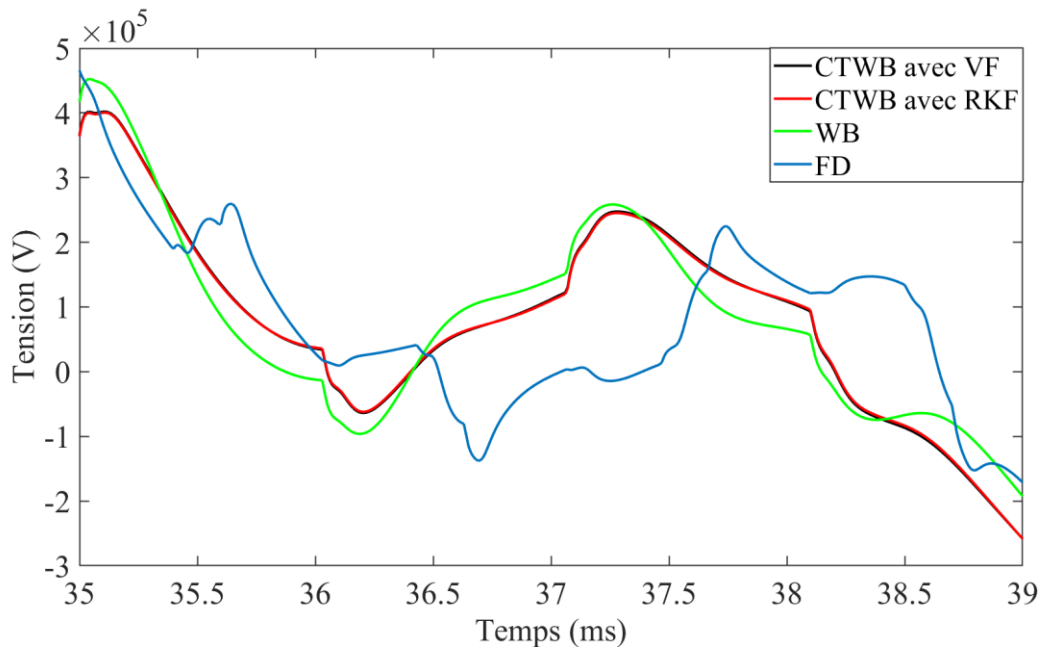
Figure 3.20 Cas-3, circuit d'étude

L'interrupteur SW1 est fermé au moment $t=20\text{ms}$ et le réseau a une puissance de court-circuit triphasée de 10GVA et monophasé de 7GVA. On mesure alors la tension au niveau du capteur m1. En ce qui concerne le modèle CTVF, deux possibilités sont comparées, l'une avec l'admittance caractéristique Y_c calculée comme dans le modèle WB et l'autre avec Y_c calculée avec une matrice de transformation constante. On présente donc les résultats de l'étude transitoire dans les Figure 3.21 et Figure 3.22.

Figure 3.21 Cas-3, Impact de Y_c calculée avec une CT ou non



(a) Forme d'onde de la tension au capteur m1



(b) Zoom sur le transitoire mis en valeur par le rectangle sur la figure (a)

Figure 3.22 Cas-3, tension au niveau du capteur m1

La Figure 3.21 permet de mettre en exergue l'impact du calcul de \mathbf{Y}_c avec une matrice de transformation constante. Cet impact est mineur, il n'y a que très peu de différence entre les courbes rouge et noire. En outre, la non-passivité du système ne résulte en aucune instabilité dans le

domaine temporel. La Figure 3.22 (a) montre l'allure générale de la courbe durant toute la simulation et la Figure 3.22 (b) est un zoom sur le rectangle noir de la Figure 3.22 (a). Rien qu'avec la Figure 3.22 (a) on peut se douter que la courbe FD va avoir des déviations importantes par rapport à la courbe WB qui sert ici de référence. Les courbes CTVF et CTRKF dévient elles aussi par rapport à la courbe WB mais les variations sont au moins suivies contrairement à la courbe FD qui ne suit même pas les variations de la courbe WB. Les imprécisions de la courbe FD sont facilement explicables par la mauvaise qualité du lissage présenté à la Figure 3.18 malgré un nombre très important de pôles.

3.2.2.4 Cas-4 : Ligne aérienne, 12 conducteurs

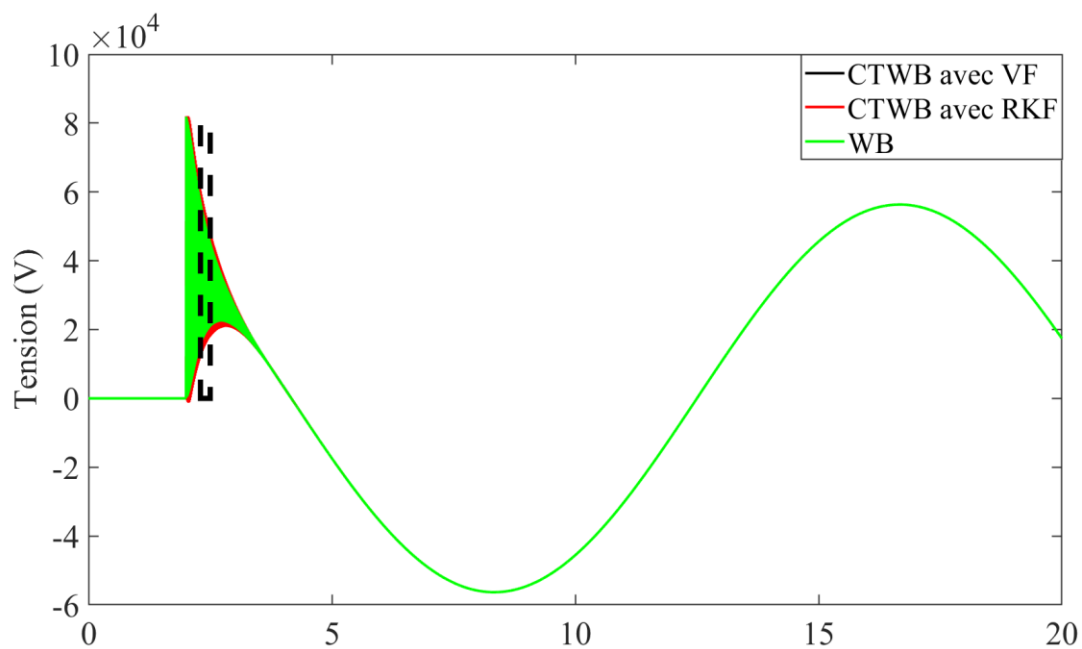
Ce cas long d'un kilomètre est constitué de 4 lignes en parallèle. La bande de fréquence utilisée pour ce système est 0.01 Hz à 100MHz pour être sûr d'avoir tous les retards temporels de \mathbf{H} . On présente les résultats de lissages dans le Tableau 3.17.

Tableau 3.17 Cas-4, résultats de lissage

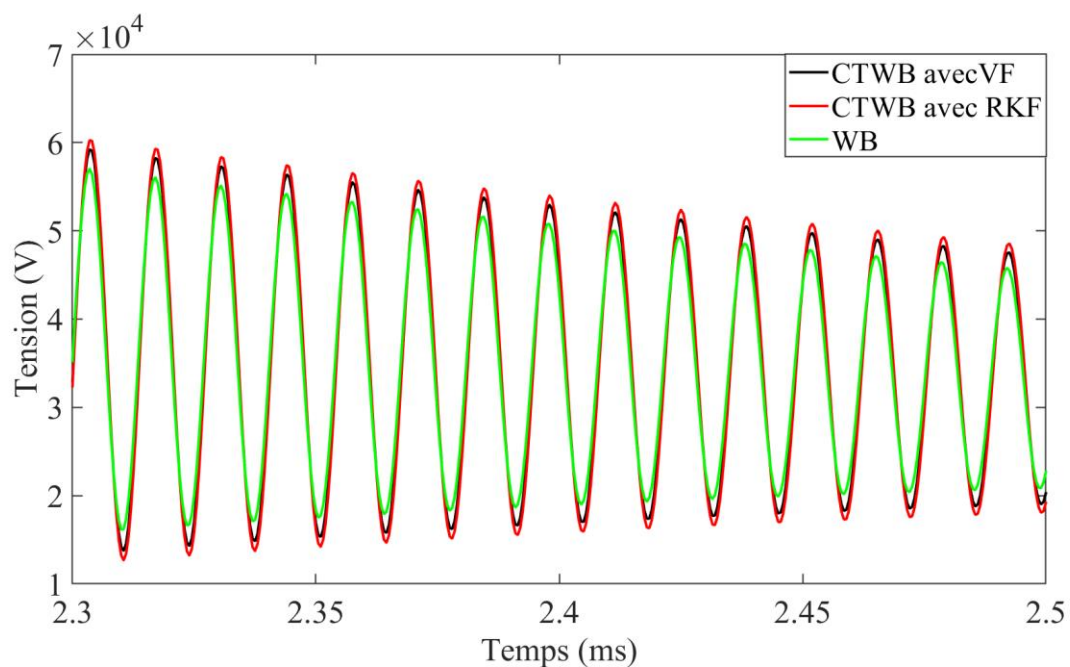
	CTVF	CTRKF	WB
Ordre de \mathbf{H}	52	46	15
Nombre d'états	52	46	$12 \times 12 \times 15 = 2160$
Erreur RMS	0.0023	0.0023	3.21×10^{-4}

Les résultats montrent encore une fois que CTRKF donne une meilleure précision dans le lissage avec une erreur RMS plus petite. En revanche, c'est la première fois que CTRKF produit un nombre de pôles plus important que CTVF.

La deuxième ligne en partant de la gauche est alimentée par une source triphasée sinusoïdale équilibrée à 60Hz. La ligne est enclenchée grâce à un interrupteur qui se ferme à 2ms. Le plus petit retard temporel du système est $3.3\mu\text{s}$, on choisit donc un pas de temps environ 10 fois inférieur soit 300ns. On présente la forme d'onde en bout de ligne sur la Figure 3.23. Les pics CTVF et CTRKF sont légèrement plus élevés que ceux de WB mais ont à peu près la même amplitude et sont en phase avec ceux de la courbe WB.



(a) Forme d'onde de la tension en bout de ligne



(b) Zoom sur le transitoire mis en valeur par le rectangle sur la figure (a)

Figure 3.23 Cas-4, tension en bout de ligne

3.2.3 Récapitulatif

Nous avons étudié la nouvelle méthode de lissage qu'est la matrice de transformation constante \mathbf{T} et ajouté de nouvelles options telles que RKF ce qui n'avait jamais été fait auparavant. Cette technique a bien moins d'états que le modèle WB classique dû à la nature du modèle à transformation constante. Ce modèle avec VF et RKF donne de meilleures performances de lissages que le modèle FD. L'impact de l'admittance caractéristique \mathbf{Y}_c calculée avec la matrice de transformation constante est très limité sur les performances dans le domaine du temps. Cependant, l'utilisation de la transformation constante peut rendre les modèles non passifs aussi bien avec VF et RKF. Les simulations dans le domaine temporel ne sont pas pour autant instables comme le montrent les différents cas d'études présentés dans cette étude.

CHAPITRE 4 GROUPEMENT DES VALEURS PROPRES DE LA FONCTION DE PROPAGATION

Dans le modèle WB, le groupement des valeurs propres de la fonction de propagation \mathbf{H} est une étape essentielle et cruciale dans la modélisation des lignes et câbles. Il arrive que les valeurs propres de \mathbf{H} aient une multiplicité supérieure à 1. L'objectif est de grouper les valeurs propres « proches » ou identiques et ainsi de minimiser l'ordre de \mathbf{H} dans le domaine des phases. Cela permet de réduire le rapport résidus pôles (avec des signes opposés provenant des valeurs propres proches) ce qui tend à rendre le système stable et passif. La passivité du système est obtenue si toutes les valeurs propres de la matrice Hermitienne de l'admittance nodale. Deux méthodes seront évoquées dans ce mémoire : la méthode des retards temporels associés aux valeurs propres ainsi que la méthode des « distances » entre les valeurs propres. Ces méthodes seront comparées sur des cas complexes de lignes et de câbles.

4.1 Méthode classique des retards associés aux valeurs propres de \mathbf{H}

Cette méthode consiste à calculer les retards temporels correspondants à chacune des valeurs propres de la fonction de propagations. On peut ensuite grâce à un critère temporel judicieusement choisi regrouper les différentes valeurs propres.

Reprenons la formule de la fonction de propagation.

$$\mathbf{H} = e^{-\sqrt{\mathbf{Y}(s)\mathbf{Z}(s)}l} \quad (4.1.1)$$

Avec $\mathbf{Y}(s)$ et $\mathbf{Z}(s)$ les matrices d'admittances shunt et d'impédances séries pouvant être calculées directement avec les paramètres physiques du système de lignes ou de câbles étudié [28, 29]. On note aussi que $s = j\omega$. Pour faire apparaître les modes de \mathbf{H} , il faut la faire passer dans le domaine modal à l'aide d'une matrice de transformation \mathbf{T} qui dépend elle aussi de la fréquence. On obtient ainsi l'équation

$$\mathbf{H} = e^{\mathbf{T}\mathbf{\Lambda}\mathbf{T}^{-1}} = \mathbf{T}e^{\mathbf{\Lambda}}\mathbf{T}^{-1} \quad (4.1.2)$$

Avec λ_i les modes de $\mathbf{\Lambda}$ et $\mathbf{\Lambda} = -\sqrt{\mathbf{Y}(s)\mathbf{Z}(s)}l$. On obtient donc les modes de \mathbf{H} sous la forme suivante $H_i = e^{\lambda_i} = e^{A_i - j\omega\tau_i}$ et τ_i est le retard temporel recherché associé au i -ème mode de \mathbf{H} .

Grâce au lissage vectoriel VFIT on peut approximer les valeurs propres sous la forme suivante :

$$H \cong e^{-s\omega\tau} \sum_{n=1}^N \frac{r_n}{s + p_n} \quad (4.1.3)$$

On a omis les indices i dans l'équation (4.1.3) pour ne pas trop alourdir la notation. r_n et p_n sont respectivement les résidus et les pôles du i ème mode de \mathbf{H} . On utilise ensuite la méthode proposée dans [30] pour extraire le meilleur retard possible associé au mode i .

Le critère est ensuite donné par l'utilisateur en degré. Ce dernier est ainsi converti en seconde pour effectuer le groupement des modes de \mathbf{H} grâce à l'équation suivante.

$$crittemp = \frac{crit * 2\pi}{360 * \omega_{\max}} \quad (4.1.4)$$

Avec $crittemp$ le critère temporel et $crit$ le critère en degré.

4.2 Méthode de groupement en fonction de la distance entre les valeurs propres

Cette méthode est beaucoup plus simple que la précédente. Prenons un exemple pour l'illustrer. On choisit le cas 2 de [26]. Ce cas est un système relativement simple et classique de 3 câbles et 6 phases. Il est présenté sur la Figure 3.3. Les données précises du système de câbles sont présentées dans le Tableau A.1 en annexe. On calcule le modèle de ce système de câble grâce au modèle à bande large utilisant la méthode de lissage VFIT. On effectue un scan de fréquence de 0.01 Hz jusqu'à 100MHz avec 10 points par décades. On trace donc maintenant les valeurs propres de \mathbf{H} en fonction de la fréquence.

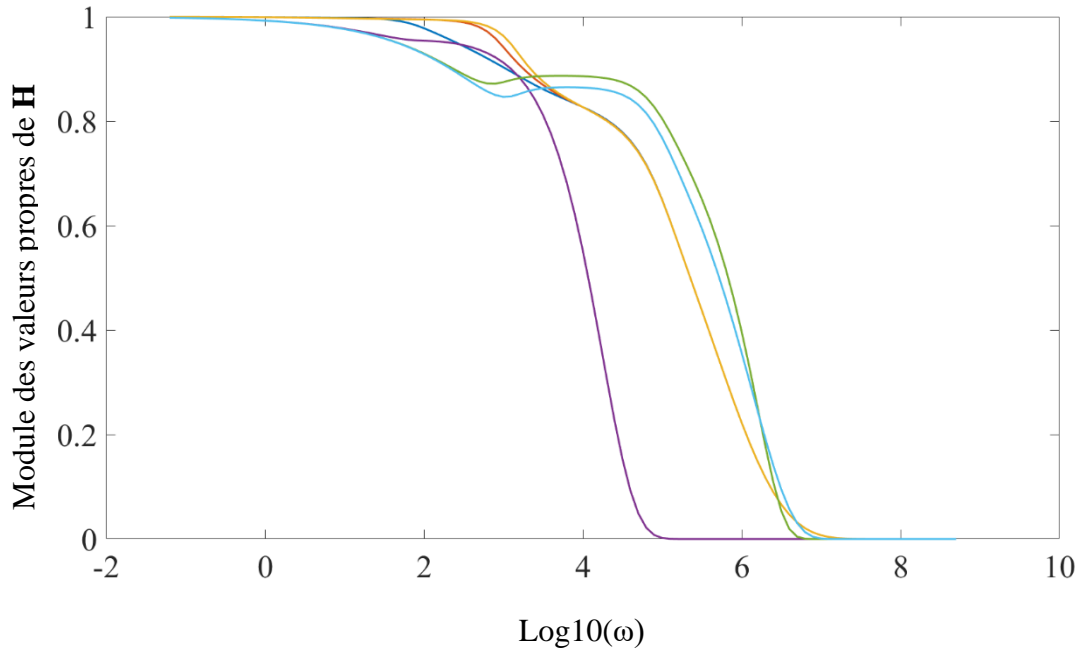


Figure 4.1 Valeurs propres de la fonction de propagation en fonction de la fréquence

En abscisse, on a le log en base 10 de la pulsation ω qui est à 2π près la fréquence. L'idée de cette méthode est de grouper les courbes qui sont géographiquement proches. On définit la distance moyenne entre chaque courbe par :

$$D(f, g) = \frac{1}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} |f(x) - g(x)| dx \quad (4.2.1)$$

Avec ω_{\min} et ω_{\max} les fréquences délimitant l'intervalle de scan de fréquence et f et g deux fonctions continues définies sur $[\omega_{\min}; \omega_{\max}]$

L'idée va être de grouper les courbes si cette distance est inférieure à un certain critère. On teste différents critères de distance afin de savoir lequel permet de se rapprocher le plus possible de l'ancienne méthode de groupement et quel critère permet de créer le moins de pôle possible tout en gardant l'erreur la plus faible possible tout en restant stable dans le domaine du temps. On rappelle que le nombre de pôle est très lié au temps de simulation dans le domaine temporel [31].

Par exemple, sur la Figure 4.1, on observe un total de 5 courbes. Cependant, certaines d'entre elles ont des trajectoires très similaires. Il pourrait être intéressant de les regrouper. On peut penser par exemple aux courbes orange et jaune qui formeraient un groupe ou encore la bleue turquoise et la verte qui ont des trajectoires similaires et qui sont relativement proches. On obtiendrait alors 3 groupes dont deux ayant 2 pôles et un autre ayant un seul pôle.

En ce qui concerne l'implémentation dans Matlab, il suffit de discrétiser l'équation Annexe. On obtient alors l'équation suivante :

$$d(f, g) = \frac{1}{N_\omega} \sum_{i=1}^{N_\omega} |f(\omega_i) - g(\omega_i)| \quad (4.2.2)$$

Avec f et g les mêmes fonctions définies précédemment et ω_i représentant la i -ème fréquence de l'intervalle choisi. Dans le cadre de l'implémentation Matlab, les fréquences ω_i sont toutes logarithmiquement espacées. N_ω correspond au nombre d'échantillons pris.

On teste les critères suivants pour cette méthode : 0.01, 0.1, 0.21, 0.3. On comparera ces différents critères aux travers de différents cas de câbles et de lignes complexes.

4.3 Cas utilisés pour la comparaison

4.3.1 Cas 3 conducteurs

Ce cas représente le cas de base de notre étude. Il a déjà été étudié dans [26] et les données géométriques du système de câbles sont présentées sur la Figure 3.3 et sur le Tableau A.1.

4.3.2 Cas 12 conducteurs

Ce cas de 12 conducteurs est un système de câbles sous-terrain. C'est un cas intermédiaire qui nous permettra d'illustrer l'importance du modèle FDCM dans les câbles ayant un nombre élevé de conducteurs. Chaque câble de ce système possède une gaine et un cœur. Ce système de câble est donc en réalité un système de 24 phases. On présente la disposition géométrique des câbles entre eux et par rapport au sol dans la figure ci-dessous. Les données de ce cas sont présentées dans le Tableau A.3 en annexe.

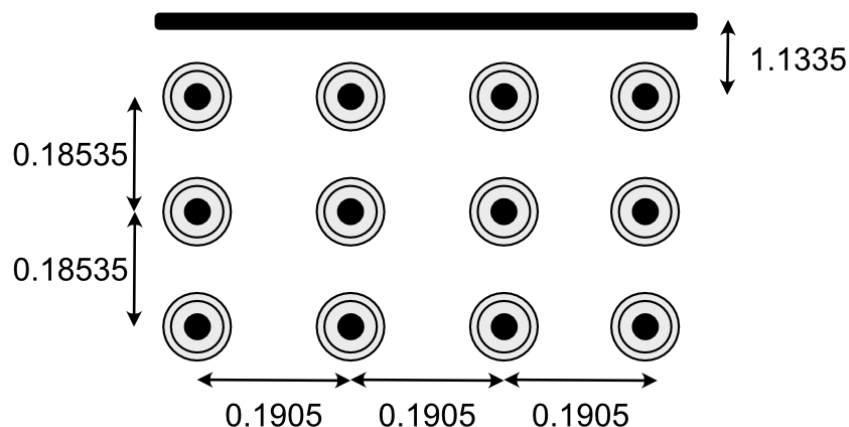


Figure 4.2 Disposition géométrique des câbles du cas 12 conducteurs

4.3.3 Cas 102 phases

Ce cas est le plus complexe abordé dans ce mémoire. C'est la première fois qu'un cas avec autant de conducteurs est étudié dans la littérature. Ce cas est une combinaison d'une ligne aérienne biterne classique et d'un système de 96 câbles. Par soucis de place on ne présentera que les motifs « centraux » du système de câbles ainsi que les données sur le motif de base. Long de 2 km il permet de relier un parc éolien off-shore à la terre ferme. On présente ci-dessous le motif de « base » de ce cas. Les valeurs associées à ce motif ainsi qu'à la ligne aérienne seront présentées dans les Tableau A.4, Tableau A.5, Tableau A.6 présentés en annexe.

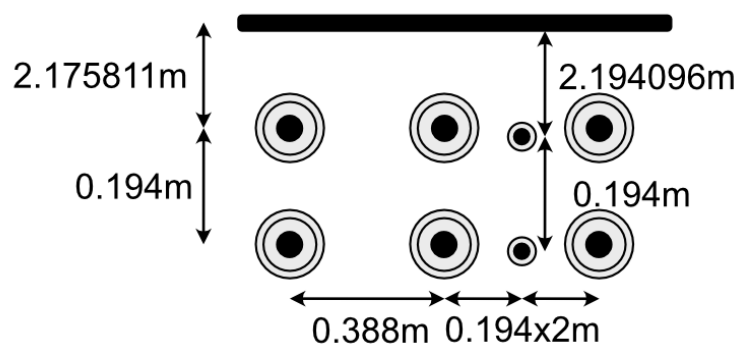


Figure 4.3 Motif de base du système de câble souterrain

Dans chacun de ces motifs les câbles des colonnes 1, 2, 4 (numérotées de gauche à droite) possède un cœur et une gaine donc 2 phases alors que les câbles de la colonne 3 ne possèdent qu'un cœur et donc une seule phase. Chaque motif possède donc en réalité 14 phases.

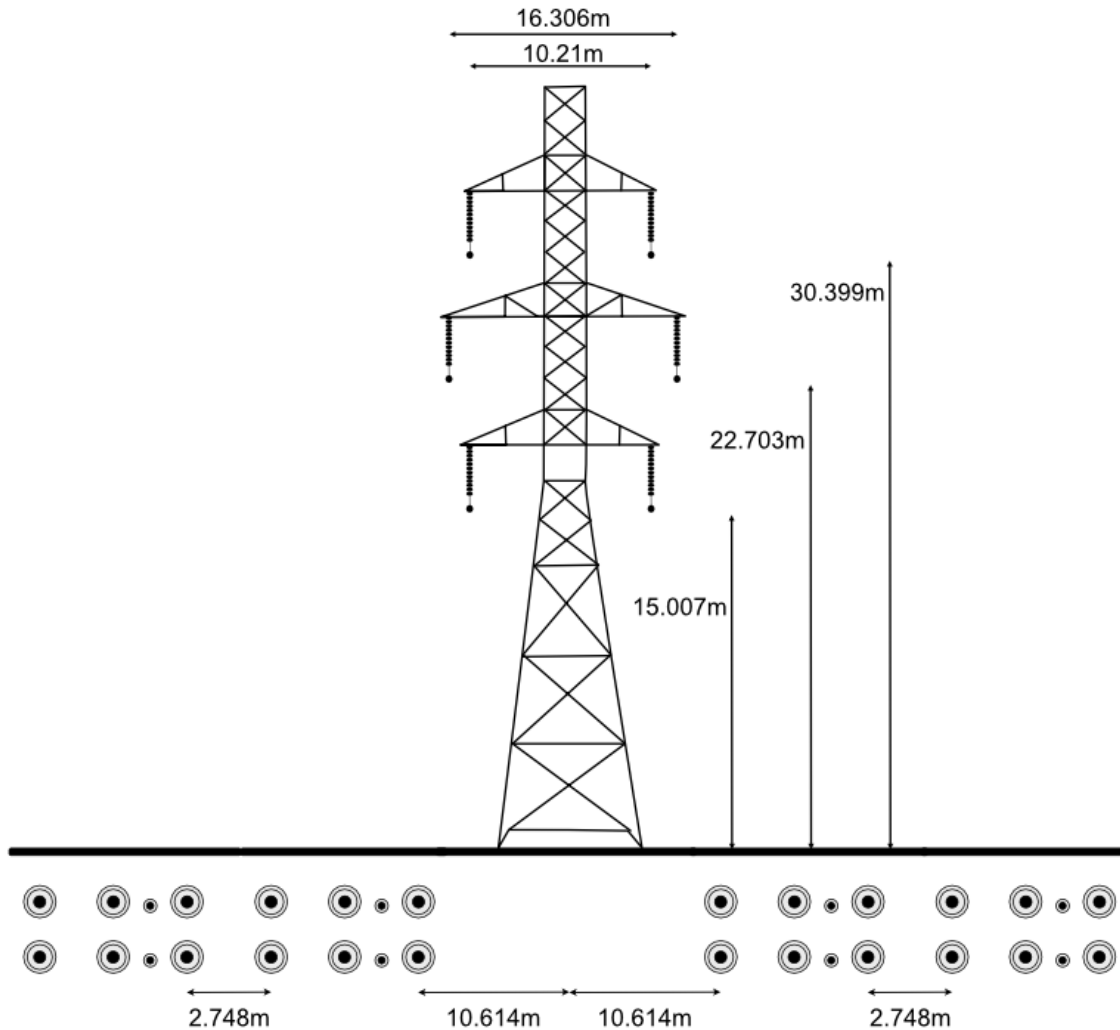


Figure 4.4 Cas 102 phases

Le motif élémentaire présenté sur la Figure 4.3 est répété 6 fois à gauche et à droite. On notera qu'il n'est répété que deux fois de chaque côté de la ligne biterne par souci de place. On prendra alors les écarts entre chaque motif indiqué sur la Figure 4.4. Étant donné que chaque motif est répété 6 fois de chaque côté on a donc un total de $12 \times 14 = 168$ fils pour le système de câbles auxquelles il faut rajouter les 6 phases de la ligne ce qui nous donne un total de 174 fils.

4.4 Comparaison des deux méthodes de groupement

Pour chaque cas nous comparerons les deux méthodes de groupement selon différents critères : le temps de lissage (sur Matlab), le temps CPU pour la simulation dans le domaine temporel, ainsi que le nombre de pôles de la fonction de propagation (le nombre de pôles pour la fonction

d'admittance caractéristique reste inchangé) ainsi que les erreurs RMS et absolue. Lorsque cela sera possible.

4.4.1 Cas 3 conducteurs

On présente le circuit d'étude pour le cas 3 conducteurs.

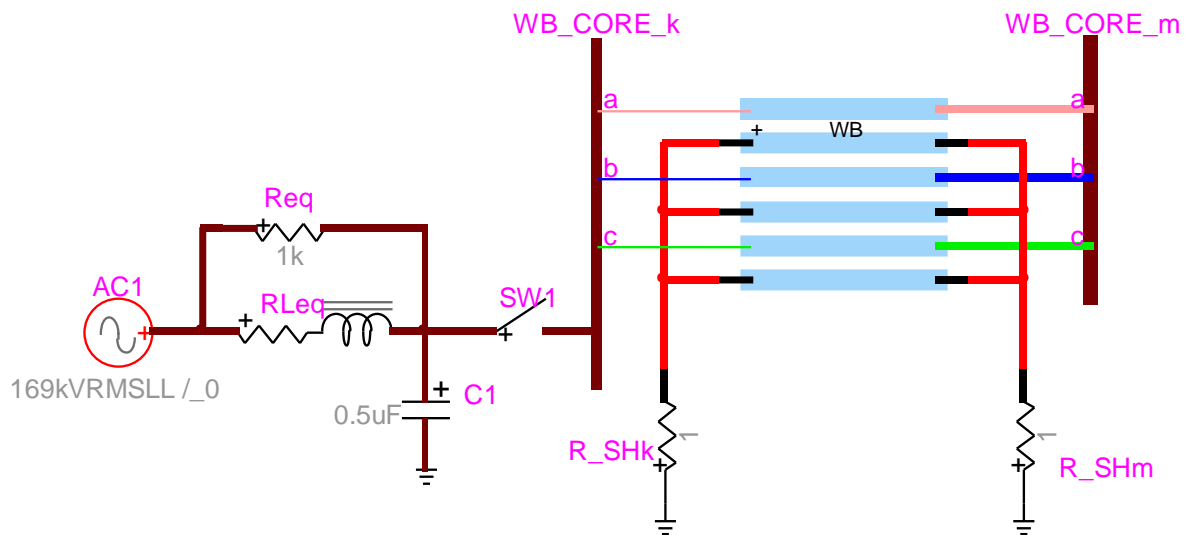


Figure 4.5 Circuit d'étude pour le cas 3 conducteurs

Étant donné que le système de câble a une longueur de 15 km on choisit un pas de temps inférieur

à 10 fois environ le délai de propagation associé à cette longueur soit $\frac{15 \times 10^3}{3 \times 10^8} = 50 \mu s$. On choisit

donc un pas de temps de $5 \mu s$. Enfin, on réalise une simulation temporelle de 50ms. On observe la phase a à la barre WB_CORE_m. Pour chaque lissage de ce cas on réalise un scan de fréquence sur [0.01 Hz ; 100 MHz] avec 10 points par décade. On choisit une tolérance de 1%.

Les valeurs propres de la fonction de propagation **H** sont présentées en fonction du logarithme de la fréquence à la Figure 4.1. On présente maintenant les caractéristiques des lissages.

Tableau 4.1 Ordre de Y_c et H selon la méthode de groupement avec ULM

Type de groupement	Critère de groupement	Ordre de Y_c	Ordre de H	Nombre de groupe de H	Stabilité dans le domaine du temps
Retards temporels	10	15	44	4	Oui
Distance	0.01	15	42	5	Oui
	0.1	15	44	4	Oui
	0.21	15	60	3	Oui

On présente maintenant les erreurs absolues et RMS (de la fonction de propagation H) ainsi que les temps de simulation et de lissage.

Tableau 4.2 Erreurs et temps de lissages et de simulation avec ULM

Type de groupement	Critère de groupement	Erreur RMS	Erreur absolue	Temps de lissage	Temps CPU de simulation
Retard temporels	10	5.293e-04	0.0079	6.464 s réf	0.31562 s réf
Distance	0.01	5.293e-04	0.1159	68.41%	99.01%
	0.1	5.293e-04	0.0090	75.22%	92.82%
	0.21	5.293e-04	0.0079	82.43%	102.72%

On montre maintenant une forme d'onde obtenue en observant la tension à la barre WB_CORE_m.

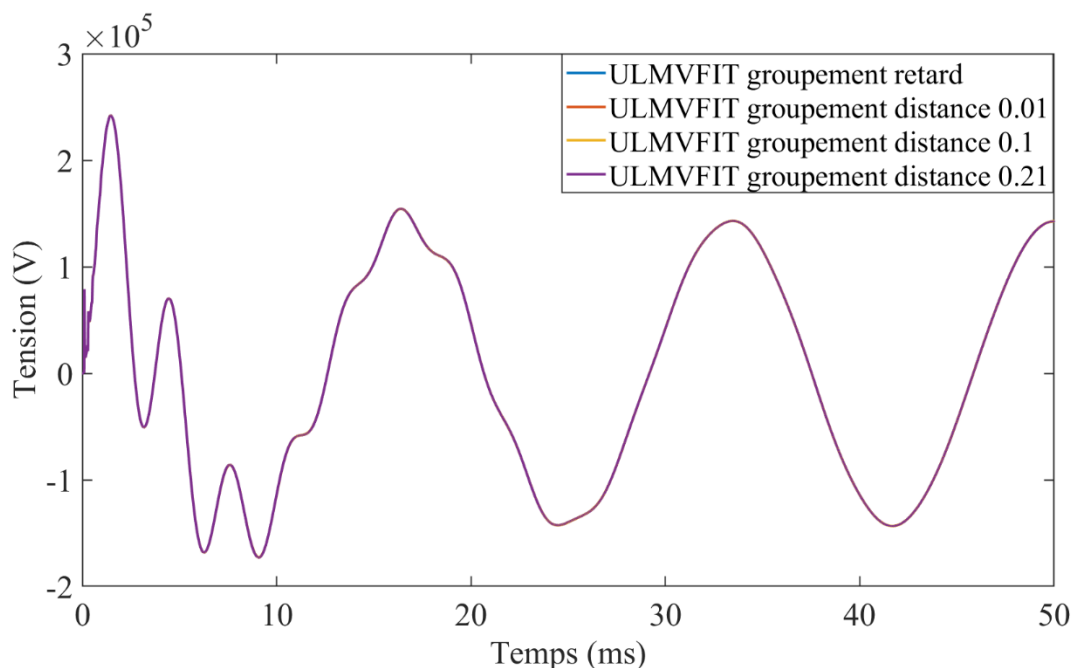


Figure 4.6 Forme d'onde de la tension à la barre WB_CORE_m selon les modèles de groupe

On note que les 4 modèles sont parfaitement confondus. Les erreurs RMS et absolues sont du même ordre pour les modèles 1, 3 et 4 (en partant du haut du tableau). Cependant, le temps de lissage est plus court pour les critères de groupement impliquant la distance entre les valeurs propres. Cela s'explique notamment grâce à la complexité du calcul des retards qui implique nécessairement des calculs supplémentaires pour chaque valeur propre.

Les temps de calculs sont très similaires pour les 4 méthodes de groupement avec ULM. Les légères différences s'expliquent par les tâches parallèles que mon ordinateur devait effectuer en même temps.

On passe maintenant à la comparaison des modèles FDCM. On présente les caractéristiques des lissages.

Tableau 4.3 Ordre de Y_c et H selon la méthode de groupement avec FDCM

Type de groupement	Critère de groupement	Ordre de Y_c	Ordre de H	Nombre de groupe de H	Stabilité dans le domaine du temps
Retards temporels	10	15	58	4	Oui
Distance	0.01	15	127	5	Oui
	0.1	15	58	4	Oui
	0.21	15	44	3	Oui

On présente maintenant les erreurs absolues et RMS (de la fonction de propagation H) ainsi que les temps de simulation et de lissage.

Tableau 4.4 Erreurs et temps de lissages et de simulation avec FDCM

Type de groupement	Critère de groupement	Erreur RMS	Erreur absolue	Temps de lissage	Temps CPU de simulation
Retards temporels	10	5.293e-04	0.011177	10.173 s	0.31250s
Distance	0.01	5.218e-04	0.011458	123.20%	150%
	0.1	5.293e-04	0.011177	92.96%	100%
	0.21	0.0071	0.34723	89.13%	85.0%

On note que tous les lissages de ce cas 3 conducteurs sont passifs aussi bien pour le modèle ULM que FDCM. On présente maintenant la forme d'onde de la phase à la barre WB_CORE_m tout comme avec le modèle ULM.

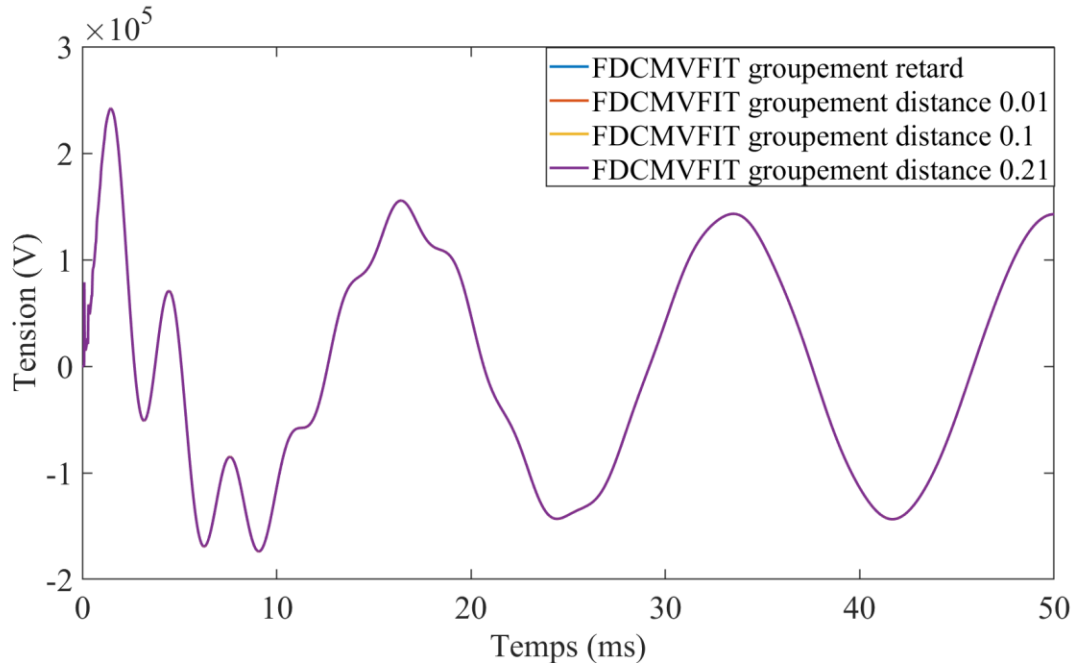


Figure 4.7 Figure d'onde à la barre WB_CORE_m avec le modèle FDCM

La figure d'onde est similaire à celle obtenue avec le modèle ULM. Les courbes sont confondues. On note que les simulations sont un peu plus lentes en moyenne avec le modèle FDCM. Cela est dû au nombre plus élevé de pôle. Pour ce cas, il n'est probablement pas pertinent d'utiliser le modèle FDCM qui donne un nombre de pôle plus élevé. En effet, le modèle ULM étant passif et stable dans le domaine temporel, on peut largement s'en contenter. En outre, il produit de faibles erreurs.

En ce qui concerne la méthode de groupement, pour le modèle ULM, la méthode semble équivalente à celle avec les retards. En effet, les temps simulations dans le domaine temporels sont similaires. L'erreur RMS pour le critère de distance 0.21 est élevée par rapport à celle obtenue avec la méthode des retards temporels. En outre, on peut dire que le lissage avec la méthode des groupements de distance avec le critère 0.1 est la meilleure pour ce modèle car elle obtient une erreur absolue similaire au lissage avec les groupements temporels et une erreur RMS 10 fois moindre. Le temps de lissage avec le critère de distance 0.1 est inférieur de 25% par rapport au temps de lissage de la méthode des groupements temporels. En conclusion on peut donc dire que le lissage ULM avec le critère de groupement distanciel 0.1 est le meilleur pour ce cas.

4.4.2 Cas 12 conducteurs

On présente le circuit d'étude pour le cas 12 conducteurs.

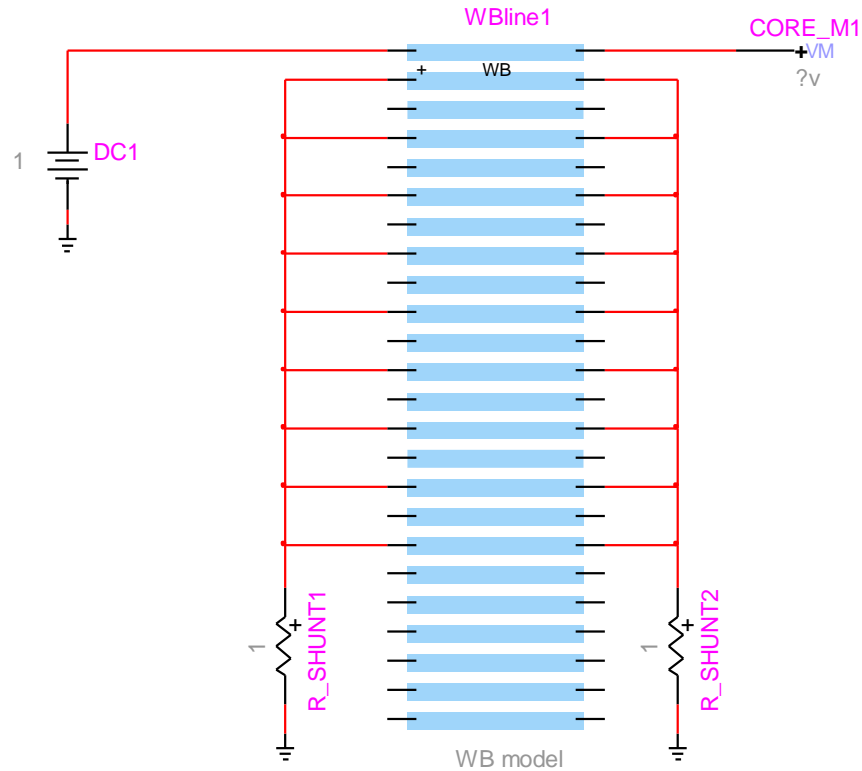


Figure 4.8: Circuit d'étude pour le cas 12 conducteurs

Ce système de câbles à cette fois une longueur de 2 km. On effectue le même raisonnement que pour le cas à 3 conducteurs et on choisit donc un pas de temps de $0.5\mu\text{s}$. Habituellement, on ferait un scan de fréquence de [0.01 Hz; 1MHz] car ce sont les valeurs par défaut d'EMTP et ces dernières fonctionnent pour la plupart des cas. Cependant, dans ce cas aucun des modèles calculés avec un tel scan de fréquence n'est stable dans le domaine temporel. Un scan de fréquence de [0.01 Hz; 100MHz] est beaucoup plus approprié ici car il permet d'obtenir des simulations stables dans le domaine temporel. Néanmoins faire un scan de fréquence a aussi ses inconvénients pour des gros modèles. En effet, on augmente sensiblement la taille du modèle (nombre de pôles et résidus des fonctions d'admittance caractéristique \mathbf{Y}_c et de propagation \mathbf{H}). En conséquence cela augmente aussi grandement le temps de calculs du modèle ainsi que le temps de simulation dans le domaine

du temps comme nous allons le voir. On présente la figure montrant les valeurs propres de \mathbf{H} en fonction de la fréquence pour se donner une idée du nombre de groupes que nous pourrions avoir.

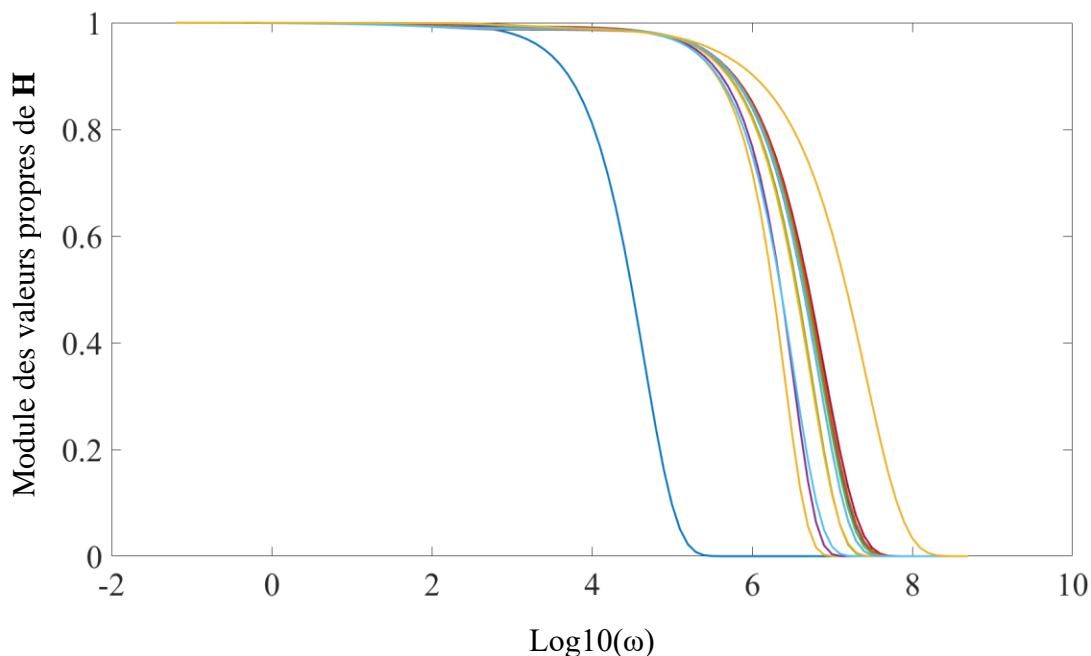


Figure 4.9 Module des valeurs propres de \mathbf{H} en fonction de la fréquence

On peut compter à première vue 7 groupes possibles de valeurs propres : la première (à gauche) bleue, suivie de la courbe jaune, de la courbe violette, puis de la courbe cyan, ainsi qu'une autre courbe jaune ce qui fait déjà 5 groupes. Ensuite, on note un amas de courbe que l'on peut considérer comme un seul et unique groupe et enfin la dernière courbe jaune de droite ce qui nous amène donc à 7 groupes.

Tous les lissages ULM pour ce cas sont instables dans le domaine temporel et ne seront donc pas présentés. On présente les résultats des lissages FDCM.

Tableau 4.5 Ordre de Y_c et H selon la méthode de groupement avec FDCM

Type de groupement	Critère de groupement	Ordre de Y_c	Ordre de H	Nombre de groupe de H	Stabilité dans le domaine du temps
Retards temporels	10	14	253	13	Oui
Distance	0.01	14	253	13	Oui
	0.1	14	215	11	Oui
	0.21	14	133	7	Oui

On présente maintenant les erreurs des lissages. On précise qu'ici la simulation temporelle a été faite sur une durée de 50ms afin de bien mettre en avant les différents temps CPU de simulations. On observe ici que le critère 7 groupe rejoint le compte fait « à l'œil nu » à la Figure 4.9.

Tableau 4.6 Erreurs et temps de lissages et de simulation

Type de groupement	Critère de groupement	Erreur RMS	Erreur absolue	Temps de lissage	Temps CPU de simulation
Retards temporels	10	0.0013	0.0307	60.10 s réf	56.98s réf
Distance	0.01	0.0013	0.0307	100.5%	100%
	0.1	0.0014	0.0330	88.29%	83.39%
	0.21	0.0110	0.2461	65.39%	52.71%

Il est important de noter ici que malgré la stabilité dans le domaine temporel de ce cas complexe, la passivité n'a pas été obtenue. On présente maintenant les formes d'ondes sur 10ms afin de bien voir le transitoire.

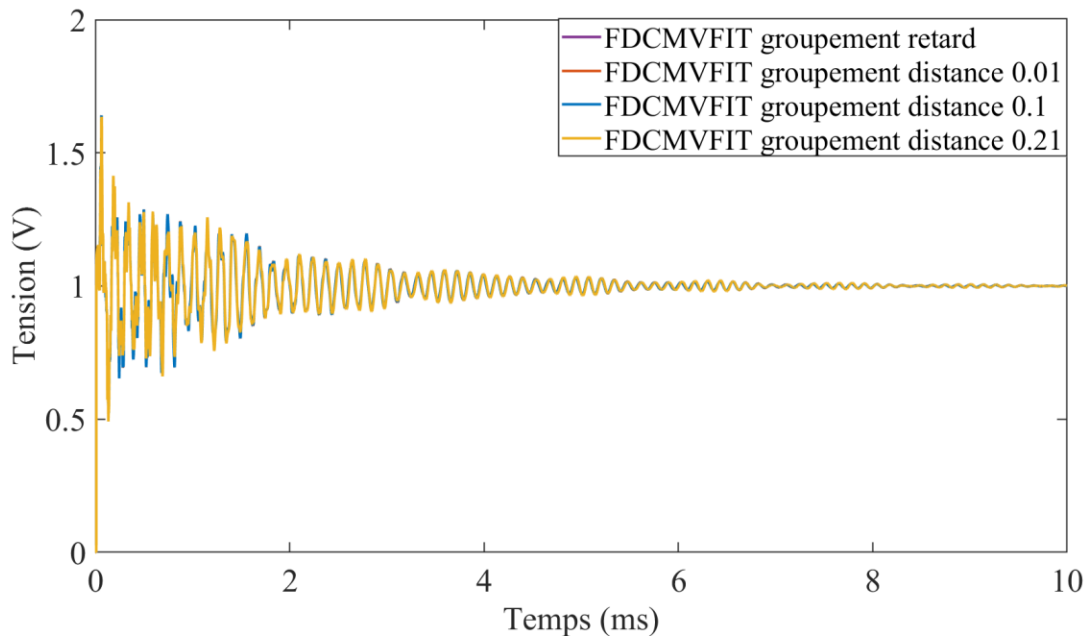


Figure 4.10 Figure d'onde au point CORE_M1 avec le modèle FDCM

On observe cette fois quelques légères différences entre la courbe jaune et le reste des courbes. Il est important de préciser que les 3 autres courbes sont bien confondues et que seule la courbe jaune avec le critère de groupement en distance 0.21 diffère des autres. Cela s'explique par le fait que ce critère est assez « agressif ». En effet, il peut grouper des valeurs propres de \mathbf{H} que les autres critères ne grouperaient pas. On ressent aussi cela à travers l'erreur absolue trouvée pour le critère 0.21. Cette dernière est quasiment 8 fois plus élevée (0.25 contre 0.03 pour les autres critères) que celles pour les autres critères. Cela explique les erreurs que l'on observe sur la figure d'onde. Cependant, il est bon de noter les avantages d'un tel critère. Ce dernier réduit grandement le nombre de groupe et de pôles de \mathbf{H} . Cela se traduit par une réduction quasiment de moitié du temps de simulation dans le domaine temporel. En outre, on note que le temps de lissage est diminué quant à lui de 40% par rapport au critère 10 de la méthode groupement avec les délais temporels. Pour ce cas-ci, le critère 0.1 garde quasiment la même erreur absolue que le critère 10 du délai temporel et augmente très légèrement les performances de vitesse de simulation. Le critère 0.21 semble donc ici être un bon compromis entre vitesse de simulation et précision car il garde tout de même une bonne précision dans le domaine temporel tout en observant un gain réel de performance. Enfin, il semble aussi plus naturel car on est capable de le « vérifier » sur la Figure 4.9.

4.4.3 Cas 102 conducteurs

On présente le circuit d'étude de ce cas.

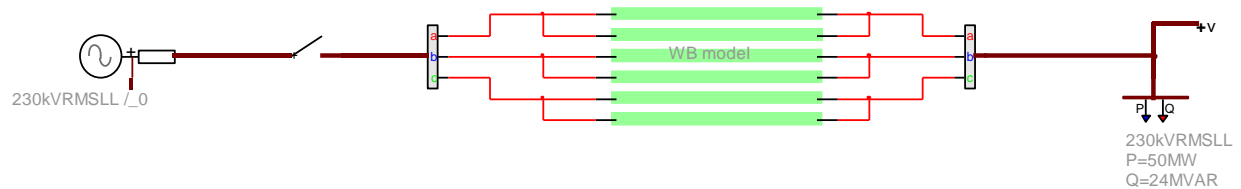


Figure 4.11 Cas-4, circuit d'étude

Le système étudié ici est long de 250m. C'est un système très court et comportant un très grand nombre de conducteurs. On pourrait s'arrêter à un certain groupe de câble et ne pas prendre en compte les extrêmes, cependant il est difficile de juger à quel niveau s'arrêter dans un tel cas. C'est pour cette raison que l'on choisit de prendre le cas tout entier malgré les longs temps de calculs attendus. La source a ici une puissance de court-circuit triphasé de 16GVA et monophasée de 12 GVA. On a réussi à effectuer un scan de fréquence [0.01Hz; 10MHz] avec des lissages stables dans le domaine temporel. On se contentera donc d'un tel scan étant donné les temps de calculs mis en jeu. On présente les modules des valeurs propres de la fonction de propagation. La Figure 4.12 est un zoom du scan complet sur la bande de fréquence sur laquelle les valeurs propres varient.

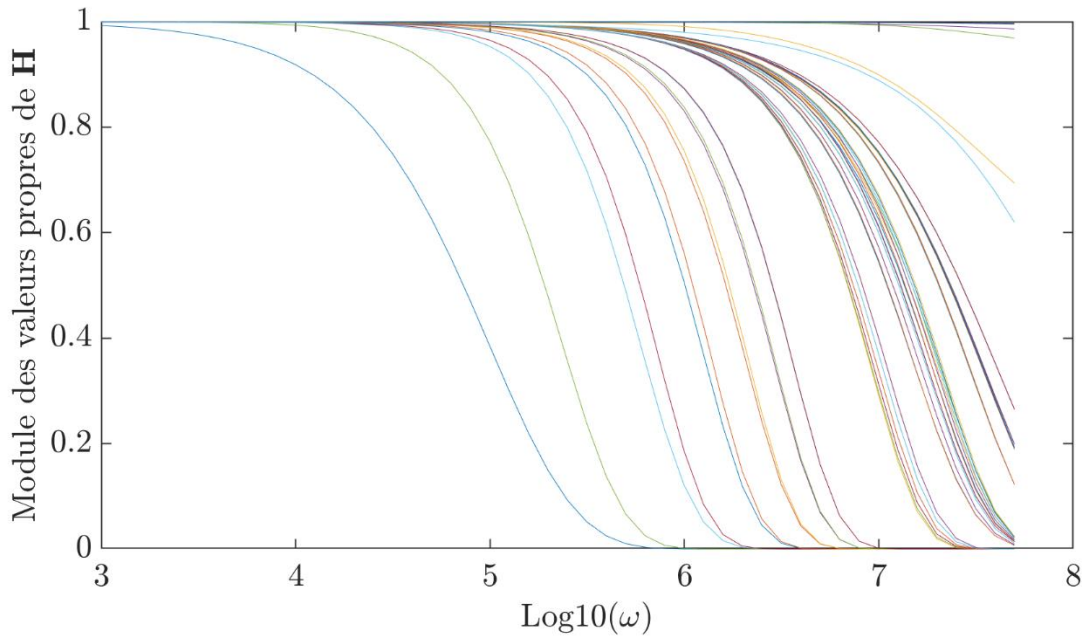


Figure 4.12 Module des valeurs propres de \mathbf{H} en fonction de la fréquence

Il est ici plus difficile de compter le nombre de groupe à vue d'œil étant donné le nombre de mode du système. Cependant, le Tableau 4.7 permet de voir qu'il est important « grouper » le plus possible les valeurs propres pour espérer avoir un modèle stable dans le domaine du temps.

Tableau 4.7 Ordre de \mathbf{Y}_c et \mathbf{H} selon la méthode de groupement avec FDCM

Type de groupement	Critère de groupement	Ordre de \mathbf{Y}_c	Ordre de \mathbf{H}	Nombre de groupe de \mathbf{H}	Stabilité dans le domaine du temps
Retards temporels	10	13	206	9	Oui
Distance	0.01	/	/	/	Non
	0.1	/	/	/	Non
	0.21	13	162	7	Oui

De même que pour le cas précédent, la passivité n'a pas été obtenue sur ces cas pour aucun des lissages.

Tableau 4.8 Erreurs et temps de lissages et de simulation

Type de groupement	Critère de groupement	Erreur RMS	Erreur absolue	Temps de lissage	Temps CPU de simulation
Retards temporels	10	0.0040473	0.79539	10508s	6279.28125s
Distance	0.01	/	/	/	/
	0.1	/	/	/	/
	0.21	0.0042273	0.79539	119.72%	82%

Seuls les lissages, avec le groupement en retard temporel et celui des distances entre les courbes 0.21 donnent des résultats réalistes. Les autres ne sont donc pas testés dans le domaine temporel et leurs temps de lissage ne sont pas comparés. On notera que des critères entre 0.21 ont été testés pour essayer de grouper les valeurs propres de \mathbf{H} de manière encore plus agressive comme 0.23, 0.24, 0.25, 0.27. Cependant, à partir de 0.25, les lissages ne sont plus stables et donnent des résultats qui ne sont plus stables dans le domaine temporel. En revanche, le lissage 0.23 est bien stable et donne un nombre de pôle légèrement inférieur à celui avec le critère 0.21 comme attendu. Cependant, ce gain n'est pas significatif et c'est pour cette raison que seul le groupement distance 0.21 est analysé dans le domaine temporel.

La ligne aérienne est alimentée par une source triphasée équilibrée et enclenchée par un interrupteur déséquilibré qui ferme les phases a b et c respectivement aux dates : 1.09ms, 1ms, 3.39ms. La simulation dure 30ms et le pas de temps choisi conformément à la longueur du système de 450m est de 0.25 μ s. On présente donc ici la tension en bout de ligne sur la Figure 4.13.

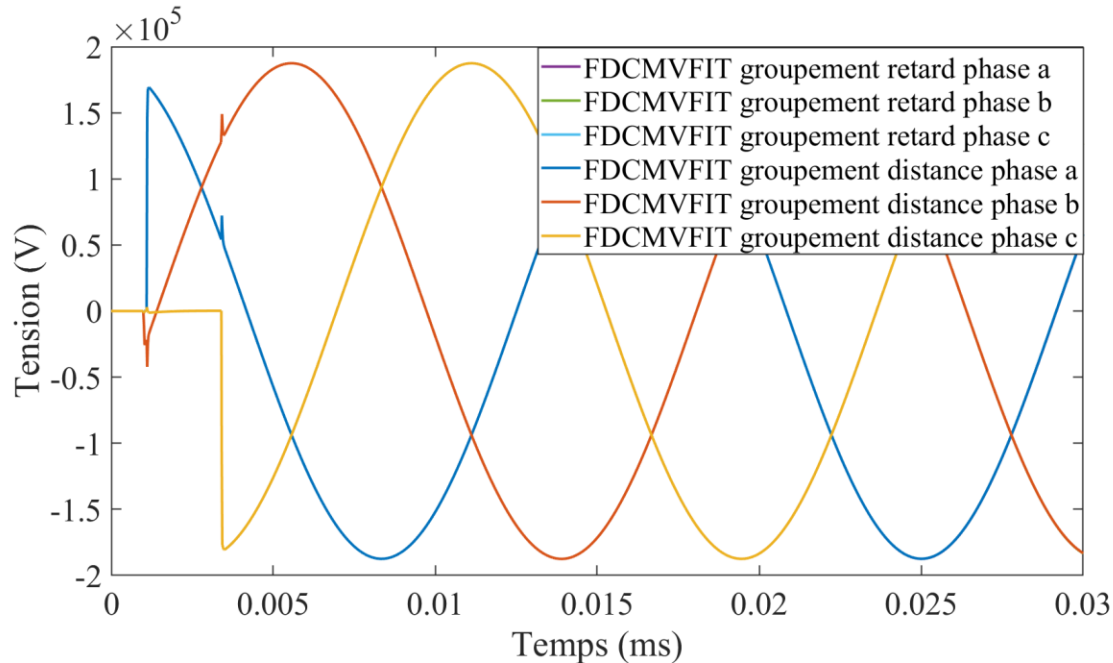


Figure 4.13 Tension sur les 3 phases en bout de ligne

Un zoom sur les transitoires rapides de chaque phase ne révèle aucune différence entre les deux courbes qui se superposent parfaitement. Cependant, les deux lissages ne sont pas égaux et le critère de distance à 0.21 permet une réduction de près de 20% du temps de simulation dans le domaine temporel tout en gardant une très grande précision dans ce dernier.

4.5 Récapitulatif

La méthode de groupement distance entre les courbes est une méthode alternative à celle des retards temporels qui semble accélérer la vitesse de simulation dans le domaine temporel sans pour autant perdre beaucoup de précision dans le cas où le lissage FDCM est utilisé. En outre, le groupement distance permet aussi de gagner du temps au niveau du lissage FDCM ce qui s'explique facilement par l'économie du calcul des délais temporels pour chaque valeur propre de la fonction de propagation **H**.

En revanche, la méthode de groupement distance entre les courbes ne peut pas se substituer à celle des groupements par retards temporels. En effet, dans le cas des lissages ULM, la méthode des groupements distance n'apporte aucune amélioration par rapport à la méthode des délais temporels. Il est important de noter, que cette méthode n'apporte pas la passivité ou la stabilité dans le domaine temporel par rapport à celle des retards. Parfois même, elle est moins performante et apporte des

instabilités dans le domaine temporel et peut rendre le modèle non passif notamment avec des lissages ULM.

Un des objectifs principaux de cette section était de déterminer un critère unique pour la méthode de groupement des valeurs propres de \mathbf{H} par la distance entre les différentes valeurs propres de \mathbf{H} . La valeur de 0.21 est une valeur intéressante par rapport au groupement distance. En effet, elle permet un groupement agressif sans pour autant impacter la stabilité dans le domaine temporel ni même la précision. En effet, 0.1 semble être la valeur qui permet de se rapprocher le plus de la méthode de groupement avec les retards temporels mais cette dernière peut parfois apporter des instabilités comme avec le dernier cas. 0.01 est une valeur trop petite et on perd de l'efficacité apportée par le groupement des valeurs propres. 0.3 donne un groupement très agressif qui peut être pertinent mais qui apporte sur les plus gros cas des instabilités car des valeurs propres trop éloignées sont alors groupées alors qu'il n'y a pas lieu de le faire.

CHAPITRE 5 CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

5.1 Résumé

Dans ce mémoire, différentes options et améliorations du modèles WB sont présentées. L'objectif est de rendre le modèle WB plus rapide tout en gardant un excellent niveau de précision. Les différentes options explorées dans ce mémoire sont résumées dans les paragraphes suivants.

Dans le Chapitre 2, une revue du modèle WB est présentée depuis les équations des télégraphistes jusqu'aux équations dans le domaine temporel. Ensuite, le lissage vectoriel VFIT est présenté aux côtés du novateur lissage RKFIT. Un schéma de l'algorithme du lissage RKFIT est d'ailleurs présenté. Ce dernier plus complexe mathématiquement permettrait une réduction du nombre de pôles tout en ayant une précision de lissage excellente. Ensuite, une revue du modèle CTWB est présentée. Enfin, le modèle FD (lui aussi à transformation constante) développé initialement par J-R Marti [2, 19] est lui aussi étudié.

Dans le Chapitre 3, une comparaison rigoureuse entre les lissages RKFIT et VFIT dans le modèle WB est présentée. Le lissage RKFIT, appliqué aux modèles ULM et FDCM, donne en effet, un nombre de pôles réduit par rapport à VFIT tout en ayant une précision similaire voire accrue. Ce nombre réduit de pôles se traduit par la suite par une réduction de temps de simulation de l'ordre de 10% à 20% dans le domaine du temps. Bien que les 4 premières simulations soient extrêmement courtes et que ce gain ne soit pas perceptible, il le devient alors dans un réseau plus important. C'est ce qui est réalisé dans le dernier cas de cette première étude avec l'intégration des lissages VFIT et RKFIT dans le réseau à grande échelle IEEE-118 [27]. Le gain absolu est alors d'environ 40 secondes sur un temps de simulation de 5 minutes ce qui est significatif. En outre, il n'y a pas vraiment de coût dans le temps de lissage car les temps de calculs sur MATLAB sont très similaires. Enfin, il est présenté que FDCM permet de résoudre dans certains cas (de câbles notamment) des problèmes de stabilité temporelle. Le rôle de FDCM est juste de compléter ULM dans les cas complexes dans lesquels ULM ne permet pas d'obtenir la stabilité temporelle.

Ensuite, le modèle à transformation constante présenté dans [15] est approfondi et de nouvelles options sont étudiées. L'implémentation du nouveau RKF dans ce modèle est présentée et étudiée. RKF présente à nouveau une excellente précision de lissage et une bonne précision dans le domaine temporel. Le modèle FD lui produit un plus grand nombre de pôles et est moins précis dans le

lissage des éléments de \mathbf{H} . Cela permet d'attribuer à la technique Bode fitting les imprécisions du modèle FD et non à la transformation constante puisque les autres techniques de lissages atteignent une très bonne précision. Dans le modèle à transformation constante, l'admittance caractéristique \mathbf{Y}_c utilisée est la même que celle du modèle ULM. L'impact de l'utilisation d'une matrice de transformation constante pour \mathbf{Y}_c est testé. Cet impact dans le domaine temporel est très limité. Enfin, la passivité de la transformation constante est testée et il est montré que cette dernière ne peut pas être conservée malgré la stabilité dans le domaine temporel.

Enfin, dans le Chapitre 4, une nouvelle méthode de groupement des éléments de \mathbf{H} est présentée. Cette dernière qui consiste à grouper les éléments diagonaux avant le lissage par rapport à leur distance et non à leurs retards temporels respectifs est fonctionnelle. Cependant, elle est plus efficace avec l'implémentation de FDCM. En effet, le groupement par distance n'offre pas de réelle réduction du nombre de pôles dans le model ULM et peut parfois rendre instable le model selon le critère de distance utilisé. En revanche, les cas d'études suggèrent que cette méthode est plus efficace avec FDCM car elle permet de grouper plus de valeurs propres tout en gardant la stabilité dans le domaine du temps. Le critère retenu est de 0,21 et permet de garder la stabilité temporelle tout en réduisant le nombre de pôles. On observe suite à cette réduction un gain de temps de simulation de près de 20%. La précision en revanche est légèrement réduite mais pas toujours. Pour garder une précision équivalente et un nombre de pôles similaires, il est intéressant d'utiliser le critère 0,1. Cette méthode permet aussi l'économie du temps de calcul des retards temporels associés à chaque valeur propre de \mathbf{H} . En conclusion cette méthode s'avère efficace avec le modèle lorsque le modèle FDCM est utilisé.

5.2 Futurs travaux

De futures recherches pourraient alors améliorer l'algorithme de recherche des retards temporels de \mathbf{H} . Une idée pourrait être de calculer des délais initiaux grâce aux formules de Bode et après de rechercher ces délais autour de ces délais initiaux à plus ou moins 10% afin d'optimiser la fonction MPS (minimum phase shift function). On retarderait alors le moment où la phase de \mathbf{H} commence à osciller. Cela pourrait alors permettre de réduire des instabilités dans le domaine du temps.

Enfin, pour les systèmes courts, les retards temporels calculés sont généralement très courts. Il pourrait donc être intéressant pour de comparer les retards temporels sur une échelle logarithmique et non linéaire comme c'est le cas actuellement. Il serait donc intéressant de comparer la différence des logarithmes de deux retards temporels pour plus mettre en valeurs leurs différences.

RÉFÉRENCES

- [1] I. Kocar, "Wideband modeling of transmission lines and cables," PhD, Department of Electrical Engineering, Polytechnique Montreal, 2009.
- [2] J. R. Marti, "The problem of frequency dependence in transmission line modelling," University of British Columbia, 1980.
- [3] I. Kocar and J. Mahseredjian, "Accurate frequency dependent cable model for electromagnetic transients," in *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2016, pp. 1-1.
- [4] L. O. Chua, "Computer-aided analysis of electronic circuits," *Algorithms and computational techniques*, 1975.
- [5] B. Gustavsen, "Avoiding Numerical Instabilities in the Universal Line Model by a Two-Segment Interpolation Scheme," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 3, pp. 1643-1651, 2013.
- [6] I. Kocar, J. Mahseredjian, and G. Olivier, "Improvement of numerical stability for the computation of transients in lines and cables," *IEEE transactions on power delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 1104-1111, 2010.
- [7] A. Ramirez and R. Iravani, "Enhanced fitting to obtain an accurate DC response of transmission lines in the analysis of electromagnetic transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 6, pp. 2614-2621, 2014.
- [8] M. Cervantes, I. Kocar, J. Mahseredjian, and A. Ramirez, "Partitioned Fitting and DC Correction for the Simulation of Electromagnetic Transients in Transmission Lines/Cables," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 6, pp. 3246-3248, 2018.
- [9] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, pp. 1052-1061, 1999.
- [10] M. Berljafa, S. Elsworth, and S. Güttel, "A rational Krylov toolbox for MATLAB," 2014.
- [11] M. Berljafa, *Rational Krylov decompositions: Theory and applications*. The University of Manchester (United Kingdom), 2017.
- [12] M. Berljafa and S. Guttel, "The RKFIT algorithm for nonlinear rational approximation," *SIAM Journal on Scientific Computing*, vol. 39, no. 5, pp. A2049-A2071, 2017.
- [13] B. Gustavsen, "Improving the pole relocating properties of vector fitting," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1587-1592, 2006.
- [14] A. Mouhaidali, D. Tromeur-Dervout, O. Chadebec, J.-M. Guichon, and S. Silvant, "Electromagnetic Transient Analysis of Transmission line based on rational Krylov approximation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 36, no. 5, pp. 2913-2920, 2020.
- [15] R. Tang, "Modèle de ligne à transformation constante basé sur le modèle large-bande," Master's thesis, Department of Electrical Engineering, Polytechnique Montréal, 2021.

- [16] R. Iracheta and O. Ramos-Leaños, "Improving computational efficiency of FD line model for real-time simulation of emts," in *North American Power Symposium 2010*, 2010, pp. 1-8.
- [17] H. W. Dommel, *Electromagnetic Transients Program Reference Manual:(EMTP) Theory Book*. Bonneville Power Administration, 1986.
- [18] J. A. M. Velasco, *Power system transients: parameter determination*. CRC Press, 2010.
- [19] J. R. Marti, "Accurate modelling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetic transient simulations," *IEEE Transactions on power apparatus and systems*, no. 1, pp. 147-157, 1982.
- [20] T. Sarkar, J. Nebat, D. Weiner, and V. Jain, "Suboptimal approximation/identification of transient waveforms from electromagnetic systems by pencil-of-function method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 28, no. 6, pp. 928-933, 1980.
- [21] T. K. Sarkar and O. Pereira, "Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 1, pp. 48-55, 1995.
- [22] M. Kabir and R. Khazaka, "Macromodeling of Distributed Networks From Frequency-Domain Data Using the Loewner Matrix Approach," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, pp. 3927-3938, 2012.
- [23] M. Berljafa and S. Güttel, "Generalized rational Krylov decompositions with an application to rational approximation," *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications*, vol. 36, no. 2, pp. 894-916, 2015.
- [24] M. Berljafa and S. Güttel, "The RKFIT algorithm for nonlinear rational approximation, MIMS EPrint 2015.38," *Manchester Institute for Mathematical Sciences, The University of Manchester, UK*, p. 21, 2015.
- [25] J. Mahseredjian, S. Denetière, L. Dubé, B. Khodabakhchian, and L. Gérin-Lajoie, "On a new approach for the simulation of transients in power systems," *Electric power systems research*, vol. 77, no. 11, pp. 1514-1520, 2007.
- [26] I. Kocar and J. Mahseredjian, "Accurate Frequency Dependent Cable Model for Electromagnetic Transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, no. 3, pp. 1281-1288, 2016.
- [27] A. Haddadi and J. Mahseredjian, "Power system test cases for EMT-type simulation studies," *CIGRE, Paris, France, Tech. Rep. CIGRE WG C*, vol. 4, no. 2018, pp. 1-142, 2018.
- [28] A. Ametani, "A General Formulation of Impedance and Admittance of Cables," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-99, no. 3, pp. 902-910, 1980.
- [29] H. W. Dommel, *EMTP Theory Book*. Microtran Power System Analysis Corporation, 1996.
- [30] I. Kocar and J. Mahseredjian, "New procedure for computation of time delays in propagation function fitting for transient modeling of cables," in *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2016, pp. 1-1.

- [31] A. Gueye, I. Kocar, E. François, and J. Mahseredjian, "Comparison of rational Krylov and vector fitting in transient simulation of transmission lines and cables," *IEEE Trans. Power Deliv.*, April 2023 2023.

ANNEXE A DONNÉES DE LIGNES ET DE CÂBLES

Tableau A.1 Données du cas 1 (Figure 3.3)

Longueur	15 km
Rayon interne du cœur	3.175 mm
Rayon externe du cœur	12.54 mm
Rayon interne de la gaine	22.735 mm
Rayon externe de la gaine	26.225 mm
Rayon global du câble	29.34 mm
Résistivité de la gaine	$2.1 \times 10^{-7} \Omega.m$
Résistivité du cœur	$1.7 \times 10^{-8} \Omega.m$
Permittivité relative de l'isolant du cœur	3.5
Permittivité relative de l'isolant de la gaine	2
Facteur de perte de l'isolant	4×10^{-4}
Résistivité de la terre	100 $\Omega.m$

Tableau A.2 Données du cas 4 (Figure 3.4)

Longueur	2 km
Rayon interne du cœur	0 mm
Rayon externe du cœur	12.38 mm
Rayon interne de la gaine	24.69 mm
Rayon externe de la gaine	25.33 mm
Rayon global du câble	27.34 mm
Résistivité de la gaine	1.7×10^{-8} Ohm m
Résistivité du cœur	1.7×10^{-8} Ohm m
Permittivité relative de l'isolant du cœur	2.3
Permittivité relative de l'isolant de la gaine	2.48
Facteur de perte de l'isolant	4×10^{-4}
Résistivité de la terre	100 Ohm m

Tableau A.3 Cas 12 conducteurs, données des câbles

Longueur	2 km
Rayon interne du cœur	0 mm
Rayon externe du cœur	12.38 mm
Rayon interne de la gaine	24.69 mm
Rayon externe de la gaine	25.326 mm
Rayon global du câble	27.358 mm
Résistivité de la gaine	$1.7 \times 10^{-8} \Omega.m$
Résistivité du cœur	$1.7 \times 10^{-8} \Omega.m$
Permittivité relative de l'isolant du cœur	2.48
Permittivité relative de l'isolant de la gaine	2.3
Facteur de perte de l'isolant	5×10^{-3}
Résistivité de la terre	100 $\Omega.m$

Tableau A.4 Cas 102 conducteurs, données des câbles à deux phases

Rayon interne du cœur	0 mm
Rayon externe du cœur	14.2 mm
Rayon interne de la gaine	25.014 mm
Rayon externe de la gaine	25.636 mm
Rayon global du câble	28.335 mm
Résistivité de la gaine	$1.724 \times 10^{-8} \Omega.m$
Résistivité du cœur	$1.724 \times 10^{-8} \Omega.m$
Permittivité relative de l'isolant du cœur	3.5
Permittivité relative de l'isolant de la gaine	2
Facteur de perte de l'isolant	0.01

Tableau A.5 Cas 102 conducteurs, données des câbles à une phase

Rayon interne du cœur	0 mm
Rayon externe du cœur	8.4 mm
Rayon global du câble	10.05 mm
Résistivité du cœur	$1.724 \times 10^{-8} \Omega.m$
Permittivité relative de l'isolant du cœur	2
Facteur de perte de l'isolant	0.01

Tableau A.6 Cas 102 conducteurs, données de ligne

Nombre de conducteurs par phase	1
Rayon des conducteurs	16.995 mm
Résistance DC	0.039 Ω / km