

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

## UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES  
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



# MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electronique

Spécialité : Electronique des systèmes embarqués

## THÈME

### MODELISATION DES INCERTITUDES DANS UN CONVERTISSEUR ZETA

Préparé par : M<sup>r</sup> MEKDOUD Abdelhak

Devant le Jury :

| Nom et prénoms                  | Grade | Qualité     |
|---------------------------------|-------|-------------|
| M <sup>r</sup> ABDICHE Ahmed    | Pr    | Président   |
| M <sup>r</sup> SAHLI Belkacem   | Pr    | Examineur 1 |
| M <sup>r</sup> KOUADRIA Mohamed | MCB   | Examineur 2 |
| M <sup>r</sup> BECHEIKH Mostefa | MCB   | Encadreur   |

PROMOTION 2021 /2022

# DEDICACE

*Je remercie DIEU le tout puissant de m'avoir donnée la force et le courage de finir ce modeste travail.*

*C'est avec un très grand honneur que je dédie ce modeste travail :*

*A ma mère, la joie de ma vie, qui a été toujours là pour moi, qui donne un sens à mon existence, à la lumière de mes yeux en témoignage de son affection et son soutien pendant tous les durs moments que j'ai traversé, j'espère que j'ai pu réaliser son rêve.*

*A mon père, grâce à son encouragement, sa confiance et son soutien moral, la personne la plus digne de mon estime et de mon respect.*

*A mon cher frère MEKDOUD Mohammed.*

*A mes sœurs*

*A mes meilleurs amis en particuliers : BENFERHAT Amine, MIMOUN Mohamed,  
et MEDHKOUR Mohamed*

*A tous mes enseignants qui durant mon parcours d'études m'ont donné le savoir et m'ont éclairée de leurs conseils.*

*Tous les personnes qui nous avoir aidé durant toutes la période de mon projet de fin d'étude.*

*MEKDOUD Abdelhak*

# REMERCIEMENTS

A l'issue de ce travail, nous adressons nos remerciements premièrement à Dieu le tout-puissant pour la volonté, le courage, la patience et la force qu'il nous a donnés durant toute la période d'étude.

Un remerciement particulier à Docteur BECHEIKH Mostefa, d'avoir accepté cette lourde tâche de nous encadrer, nous tenons aussi à lui remercier sincèrement pour les conseils et les encouragements qu'il nous a prodigués tout au long de ce travail, qu'il trouve ici l'expression de notre profonde reconnaissance.

Notre reconnaissance s'adresse à Professeur ABDICHE Ahmed d'avoir accepté de présider le jury de mon mémoire. Ainsi, nous tenions à exprimer nos remerciements au monsieur SAHLI Belkacem et KOUADRIA Mohamed qui ont acceptés d'évaluer notre travail.

Nous tenons à remercier également, Monsieur Docteur HADDOUCHE Kamel, et Docteur BELHADJI Youcef.

Nous adressons nos sincères remerciements à Mon frère MEKDOUD MOHAMMED ainsi qu'aux personnes qui nous ont aidés.

Nous remercions également nos familles qui n'ont pas cessé de nous encourager et nous aider à tous les moments surtout nos chers parents.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, nous disons merci.

# SOMMAIRE

|                                     |      |
|-------------------------------------|------|
| <b>PAGE DE GARDE</b> .....          | I    |
| <b>DEDICACE</b> .....               | II   |
| <b>REMERCIEMENTS</b> .....          | III  |
| <b>SOMMAIRE</b> .....               | IV   |
| <b>LISTE DES ABRIVIATIONS</b> ..... | VII  |
| <b>LISTE DES FIGURES</b> .....      | VIII |
| <b>LISTE DES TABLEAUX</b> .....     | XII  |
| <b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....  | 1    |

## **CHAPITRE 01 : Concepts généraux des incertitudes et les convertisseurs statiques**

|   |    |
|---|----|
| I.1. INTRODUCTION .....   | 3  |
| I.2. CONCEPTS GENERAUX AUTOUR DE L'INCERTITUDE .....                                | 3  |
| I.2.1. Prise en compte de l'incertitude en sciences appliquées .....                | 3  |
| I.2.2. Incertitude du système et modèles d'incertitude .....                        | 4  |
| I.2.3. Classification des incertitudes .....  | 4  |
| I.2.3.1. Variations des paramètres réels .....                                      | 4  |
| I.2.3.2. Non-linéarités négligées .....   | 4  |
| I.2.3.3. Dynamique non modélisée .....  | 4  |
| I.2.3.4. Perturbations externes négligées .....                                     | 5  |
| I.2.4. Type de l'incertitude .....  | 5  |
| I.2.4.1. Incertitudes paramétriques .....   | 5  |
| I.2.4.2. Incertitude non structurée .....   | 5  |
| I.2.4.3. Incertitudes structurées .....   | 10 |
| I.2.5. Principales raisons de l'incertitude dans les convertisseurs statiques ..... | 10 |
| I.3. PRESENTATION DE CONCEPTS GENERAUX AUTOUR DES CONVERTISSEURS STATIQUES .....    | 11 |
| I.3.1. Types de convertisseur statique .....  | 11 |
| I.3.1.1. Gradateur (AC/AC) .....  | 12 |
| I.3.1.2. Onduleur (DC/AC) .....   | 12 |
| I.3.1.3. Redresseur (AC/DC) .....   | 13 |
| I.3.1.4. Hacheur (DC/DC) .....  | 13 |
| I.3.2. Rôle des convertisseurs statique .....                                       | 14 |
| I.3.3. Application de convertisseur statique .....                                  | 14 |

|  |    |
|--|----|
| I.3.4. Avantages des convertisseurs statique               | 15 |
| I.3.5. Inconvénients des convertisseurs statique           | 16 |
| I.4. PRESENTATION DE CONVERTISSEUR DC/DC                   | 17 |
| I.4.1. Arbre généalogique des convertisseurs DC/DC         | 17 |
| I.4.2. Types de convertisseurs DC/DC                       | 18 |
| I.4.2.1. Convertisseurs DC/DC réversibles                  | 18 |
| I.4.2.2. Convertisseurs DC/DC non réversibles              | 19 |
| I.4.3. Avantages et inconvénients des convertisseurs DC/DC | 26 |
| I.4.3.1. Avantages   | 26 |
| I.4.3.2. Inconvénients                                     | 26 |
| I.4.4. Applications du convertisseur DC/DC                 | 26 |
| I.5. CONCLUSION  | 27 |

## **CHAPITRE 02 : Modélisation et dérivation de convertisseur Zeta**

|   |    |
|---|----|
| II.1. INTRODUCTION  | 29 |
| II.2. CONVERTISSEUR ZETA  | 29 |
| II.3. DESCRIPTION DU CIRCUIT DE CONVERTISSEUR ZETA                          | 29 |
| II.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR ZETA                      | 29 |
| II.4.1. L'interrupteur MOSFET est marche                                    | 30 |
| II.4.2. L'interrupteur MOSFET est éteint                                    | 30 |
| II.5. DERIVATION D'UN CONVERTISSEUR ZETA EN MODE CCM                        | 31 |
| II.6. MODELISATION DE CONVERTISSEUR   | 38 |
| II.6.1. Modélisation de l'espace d'état de chaque état de circuit           | 38 |
| II.6.2. Technique de moyenne d'espace d'état (EEM)                          | 41 |
| II.7. ANALYSE DU SYSTEME DU CONVERTISSEUR ZETA                              | 43 |
| II.8. APPLICATION   | 44 |
| II.9. AVANTAGES ET INCONVENIENTS  | 49 |
| II.9.1. Avantages   | 49 |
| II.9.2. Inconvénients   | 50 |
| II.10. COMPARAISON ENTRE LE CONVERTISSEUR ZETA ET LES AUTRES CONVERTISSEURS | 50 |
| II.11. CONCLUSION   | 51 |

## **CHAPITRE 03 : Modélisation des incertitudes (Simulation et Résultat)**

|   |           |
|---|-----------|
| III.1. INTRODUCTION -----   | 53        |
| III.2. LOGICIEL ENVIRONNEMENT (MATLAB) -----  | 53        |
| III.3. ORGANIGRAMME DU PROGRAMME DE SIMULATION -----  | 53        |
| III.4. MODELISATIONS DES INCERTITUDES -----   | 55        |
| III.4.1. Extraction les fonctions de transfert des signaux en cas de convertisseur idéal -----          | 55        |
| III.4.2. Création d'un modèle dynamique pour système idéal -----  | 57        |
| III.4.3. Extraction des fonctions de transfert des signaux pour le cas du convertisseur non idéal ----- | 57        |
| III.4.3.1. Première cas : Effet des changements de charge -----   | 57        |
| III.4.3.2. Deuxième cas : Effet des tolérances des composants -----                                     | 69        |
| III.5. CONCLUSION -----   | 82        |
| <b>CONCLUSION GENERALE</b> -----  | <b>84</b> |
| <b>ANNEXE</b> -----   |           |
| <b>BIBLIOGRAPHIE</b> -----  |           |
| <b>RESUME</b> -----   |           |

# LISTE DES ABRIVIATIONS

|                                       |  |
|---------------------------------------|--|
| <b>DC/DC</b>                          | Courant continu à courant continu (conversion de puissance). |
| <b>Gp (s)</b>                         | Fonction de transfert du système réel.                       |
| <b><math>\Delta(s)</math></b>         | Matrice d'incertitude $\Delta(s)$ de modèle.                 |
| <b>Go(s)</b>                          | Fonction de transfert du modèle nominal.                     |
| <b><math>\ \Delta\ _\infty</math></b> | Norme $H_\infty$ de la matrice $\Delta(s)$ .                 |
| <b>SISO</b>                           | Mono variable (Single-Input Single-Output).                  |
| <b>MIMO</b>                           | Système Multi variable (Multi-Input Multi-Output).           |
| <b>Watts, MW</b>                      | Unité internationale de puissance.                           |
| <b>VFD</b>                            | Variateur électronique de vitesse.                           |
| <b>MCC</b>                            | Machine (ou moteur) à courant continu.                       |
| <b>Q</b>                              | Interrupteur.  |
| <b>MLI</b>                            | Modulation de largeur d'impulsion.                           |
| <b>D</b>                              | Rapport cyclique.  |
| <b>ton</b>                            | Temps de conduction du commutateur par unité de période.     |
| <b>T</b>                              | Période du signal MLI.                                       |
| <b>DCR</b>                            | Résistance en courant continu d'une inductance.              |
| <b>ESR</b>                            | Résistance équivalente en série.                             |
| <b>CCM</b>                            | Mode de conduction continu.                                  |
| <b>DCM</b>                            | Mode de conduction discontinu.                               |
| <b>MOSFET</b>                         | Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.           |
| <b>EEM</b>                            | Moyenne d'espace d'état.                                     |
| <b>s</b>                              | Variable de Laplace.   |
| <b>C</b>                              | Condensateur.  |
| <b>f</b>                              | Fréquence de commutation.                                    |
| <b>L</b>                              | Inductance.  |
| <b>R</b>                              | Résistance.  |
| <b>re</b>                             | Résistance interne de la source de tension.                  |
| <b>rds</b>                            | Résistance de commutation.                                   |
| <b>IR</b>                             | Courant traversant la résistance.                            |
| <b>IL</b>                             | Courant traversant le condensateur.                          |
| <b>Ve</b>                             | Tension d'entrée.  |
| <b>Vs</b>                             | Tension de sortie.   |
| <b>VL</b>                             | Tension aux bornes de l'inductance.                          |
| <b>V ref</b>                          | Tension de référence.  |

# LISTE DES FIGURES

## CHAPITRE 01 : Concepts généraux des incertitudes et les convertisseurs statiques

|  |    |
|--|----|
| Figure I.1: Incertitude du système et modèles d'incertitude -----                      | 4  |
| Figure I.2: Classification des incertitudes -----                                      | 5  |
| Figure I.3: Configuration de la perturbation additive directe -----                    | 6  |
| Figure I.4: Configuration de la perturbation additive inverse -----                    | 7  |
| Figure I.5: Configuration de la perturbation multiplicative d'entrée -----             | 8  |
| Figure I.6: Configuration de la perturbation multiplicative de sortie -----            | 9  |
| Figure I.7: Configuration de la perturbation multiplicative de l'entrée inverse -----  | 9  |
| Figure I.8: Configuration de la perturbation multiplicative de la sortie inverse ----- | 10 |
| Figure I.9: Topologies de convertisseurs de statique -----                             | 11 |
| Figure I.10: Types de convertisseur statique -----                                     | 11 |
| Figure I.11: Principe de base du gradateur -----                                       | 12 |
| Figure I.12: Principe de base de l'onduleur -----                                      | 12 |
| Figure I.13: Principe de base du redresseur -----                                      | 13 |
| Figure I.14: Principe de base d'un hacheur -----                                       | 14 |
| Figure I.15: Types de convertisseurs DC/DC -----                                       | 18 |
| Figure I.16: Schéma électrique de base du convertisseur Buck -----                     | 20 |
| Figure I.17: Première phase Q fermé, d ouverte pour DT -----                           | 20 |
| Figure I.18: Deuxième phase "Q ouvert, d fermée" pour (1-D) T -----                    | 20 |
| Figure I.19: Schéma électrique de base du convertisseur Boost -----                    | 21 |
| Figure I.20: Schéma électrique de base du convertisseur Buck-Boost -----               | 22 |
| Figure I.21: Première phase "Q fermé, d ouverte" pour DT -----                         | 22 |
| Figure I.22: Deuxième phase "Q ouvert, d fermée" pour (1-D)T -----                     | 22 |
| Figure I.23: Schéma électrique du convertisseur Ćuk -----                              | 23 |
| Figure I.24: Première phase "Q fermé, d ouverte" pour DT secondes -----                | 23 |
| Figure I.25: Deuxième phase "Q ouvert, d fermée" pour (1-D)T secondes -----            | 23 |
| Figure I.26: Schéma électrique de base du SEPIC -----                                  | 24 |
| Figure I.27: Première phase "Q fermé, d ouverte" pour DT secondes -----                | 24 |
| Figure I.28: Deuxième phase "Q ouvert, d passante" pour (1-D)T secondes -----          | 24 |
| Figure I.29: Schéma électrique du convertisseur Zeta -----                             | 25 |
| Figure I.30: Schéma électrique du convertisseur Flyback -----                          | 25 |
| Figure I.31: Schéma électrique du convertisseur Forward -----                          | 26 |

## CHAPITRE 02 : Modélisation et dérivation de convertisseur Zeta

|   |    |
|---|----|
| Figure II.1: Circuit de convertisseur Zeta .  | 29 |
| Figure II.2: Circuit équivalent du convertisseur Zeta lorsque l'interrupteur est marche | 30 |
| Figure II.3: Circuit équivalent du convertisseur Zeta lorsque l'interrupteur est éteint | 31 |
| Figure II.4: Formes d'onde de tension et de courant de l'inducteur L1                   | 31 |
| Figure II.5: Formes d'onde de tension et de courant de l'inducteur L2                   | 32 |
| Figure II.6: Formes d'onde de courant de l'inducteur L1 à sa limite CCM                 | 34 |
| Figure II.7: Formes d'onde de courant de l'inducteur L2 à sa limite CCM                 | 35 |
| Figure II.8: Formes d'onde du courant et de la tension du condensateur C1               | 36 |
| Figure II.9: Formes d'onde du courant et de la tension du condensateur C2               | 37 |
| Figure II.10: Etapes du l'espace d'état.  | 38 |
| Figure II.11: Période de commutation et le rapport cyclique                             | 42 |
| Figure II.12: Circuit idéal de convertisseur Zeta (BO).                                 | 45 |
| Figure II.13: Réponse indicielle en BO du Zeta idéal.                                   | 45 |
| Figure II.14: Circuit non idéal de convertisseur Zeta (BO).                             | 46 |
| Figure II.15: Réponse indicielle en BO du Zeta non idéal.                               | 47 |
| Figure II.16: Circuit non idéal de convertisseur Zeta (BF).                             | 48 |
| Figure II.17: Réponse indicielle en BF du Zeta non idéal                                | 48 |

## CHAPITRE 03 : Modélisation des incertitudes (Simulation et Résultat)

|  |    |
|--|----|
| Figure III.1: Interface de logiciel MATLAB (Partie script).                                | 53 |
| Figure III.2: Organigramme du programme de simulation.                                     | 54 |
| Figure III.3: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas idéal.                       | 55 |
| Figure III.4: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas idéal.                       | 56 |
| Figure III.5: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas idéal.                         | 56 |
| Figure III.6: Réponse indicielle pour le convertisseur idéal.                              | 56 |
| Figure III.7: Modèle dynamique de convertisseur Zeta idéal.                                | 57 |
| Figure III.8: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1 non-idéal.                  | 58 |
| Figure III.9: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas1 non-idéal.                  | 59 |
| Figure III.10: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas1 non-idéal.                   | 59 |
| Figure III.11: Réponse indicielle en convertisseur non idéal cas1.                         | 59 |
| Figure III.12: Modèle dynamique de convertisseur Zeta non- idéal cas1.                     | 60 |
| Figure III.13: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1. | 60 |
| Figure III.14: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas1. | 61 |

|  |    |
|--|----|
| Figure III.15: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas1. -----                                       | 61 |
| Figure III.16: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1. -----                               | 62 |
| Figure III.17: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas1. -----                               | 62 |
| Figure III.18: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas1. -----                                 | 62 |
| Figure III.19: Diagramme de Bode de la limite d'incertitude additive du modèle de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1. -----                 | 63 |
| Figure III.20: Diagramme de Bode de la limite d'incertitude additive du modèle de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas1.-----                  | 63 |
| Figure III.21: Diagramme de Bode de la limite d'incertitude additive du modèle de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas1. -----                   | 64 |
| Figure III.22: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1. -----           | 64 |
| Figure III.23: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas1.-----            | 65 |
| Figure III.24: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas1.-----              | 65 |
| Figure III.25: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1.-----        | 66 |
| Figure III.26: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas1. -----       | 66 |
| Figure III.27: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas1. -----         | 67 |
| Figure III.28: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle nominal de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1. ----- | 67 |
| Figure III.29: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle nominal de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas1. ----- | 68 |
| Figure III.30: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle nominal de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas1. -----   | 68 |
| Figure III.31: Modèle d'incertitude additive du convertisseur Zeta non idéal cas1. -----   | 69 |
| Figure III.32: Modèle d'incertitude multiplicative du convertisseur Zeta non idéal cas1. -----                                       | 69 |
| Figure III.33: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2. -----   | 70 |
| Figure III.34: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas2.-----  | 71 |
| Figure III.35: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas2.-----  | 71 |
| Figure III.36: Réponse indicielle en convertisseur non idéal cas2.-----  | 71 |
| Figure III.37: Modèle dynamique de convertisseur Zeta non- idéal cas2.-----  | 72 |

|   |    |
|---|----|
| Figure III.38: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2. -----  | 72 |
| Figure III.39: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas2. -----  | 73 |
| Figure III.40: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas2. -----  | 73 |
| Figure III.41: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2. -----                                  | 74 |
| Figure III.42: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas2. -----                                  | 74 |
| Figure III.43: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas2. -----                                    | 75 |
| Figure III.44: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude additive du modèle de FT<br>( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2. -----                 | 75 |
| Figure III.45: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude additive du modèle de FT<br>( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas2.-----                  | 76 |
| Figure III.46: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude additive du modèle de FT ( $V_s(s)/d(s)$ )<br>cas2. -----                   | 76 |
| Figure III.47: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT<br>( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2. -----           | 77 |
| Figure III.48: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT<br>( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas2.-----            | 77 |
| Figure III.49: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT<br>( $V_s(s)/d(s)$ ) cas2.-----              | 78 |
| Figure III.50: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de<br>FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2.-----        | 78 |
| Figure III.51: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de<br>FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas2. -----       | 79 |
| Figure III.52: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de<br>FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas2. -----         | 79 |
| Figure III.53: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle<br>nominal de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2. ----- | 80 |
| Figure III.54: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle<br>nominal de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas2. ----- | 80 |
| Figure III.55: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle<br>nominal de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas2. -----   | 81 |
| Figure III.56: Modèle d'incertitude additive du convertisseur Zeta non idéal cas2.-----   | 81 |
| Figure III.57: Modèle d'incertitude multiplicative du convertisseur Zeta non idéal cas2. -----  | 82 |

# LISTE DES TABLEAUX

## CHAPITRE 02 : Modélisation et dérivation de convertisseur Zeta

|   |    |
|---|----|
| Tableau II.1: Paramètres du convertisseur Zeta idéal. -----                               | 44 |
| Tableau II.2 : Paramètres du convertisseur Zeta non idéal. -----                          | 46 |
| Tableau II.3 : Caractéristique de réponse du système de convertisseur Zeta.-----          | 49 |
| Tableau II.4 : Comparaison entre le convertisseur Zeta et les autres convertisseurs.----- | 50 |

## CHAPITRE 03 : Modélisation des incertitudes (Simulation et Résultat)

|  |    |
|--|----|
| Tableau III.1 : Paramètres du convertisseur Zeta idéal.-----         | 55 |
| Tableau III.2: Paramètres du convertisseur Zeta non-idéal cas1.----- | 58 |
| Tableau III.3: Paramètres du convertisseur Zeta non-idéal cas2-----  | 70 |

# **INTRODUCTION GENERALE**

# INTRODUCTION GENERALE

Les scientifiques sont réticents à penser, à communiquer et à faire face à l'incertitude.

En fait, certains considèrent que la prise en compte des incertitudes entraînerait une perte de crédibilité quant aux résultats obtenus.

Au contraire, la prise en compte des incertitudes permet au décideur de développer et d'étudier sa stratégie avec un certain niveau de confiance.

Il est donc important de les considérer en particulier dans le domaine industriel afin d'augmenter le niveau de confiance qui peut être donné au résultat obtenu et afin de contrôler fortement les systèmes industriels.

Aujourd'hui, en raison de l'avancement de l'électronique de puissance et de l'amélioration de la technologie, à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes une exigence plus sévère pour une régulation précise et fiable est souhaitée.

La réussite de la conception d'un système de contrôle robuste dépendrait, dans une certaine mesure, d'une description appropriée de la perturbation. Il est sûr que dans une application industrielle des incertitudes de modélisation existent et nous avons intérêt à les prendre en considération [1].

La première étape de la conception d'un contrôleur robuste pour les systèmes non linéaires consiste à modéliser l'incertitude qui affecte les équations nominales en termes d'écarts par rapport aux valeurs nominales des paramètres du système [2]. Dans cette partie du travail, nous touchons à une approche pour évaluer rapidement le modèle déterministe d'une telle incertitude.

Ce mémoire s'articule autour de trois chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à présenter les concepts généraux de l'incertitude et les convertisseurs statiques.
- Le deuxième chapitre consiste à présenter la modélisation et dérivation de convertisseur Zeta.
- Le troisième chapitre consiste à présenter la modélisation des incertitudes (Résultat et Simulation).

Ce mémoire est clôturé par une conclusion générale sur ce qui a été fait et des perspectives de continuation de ce travail.

# **CHAPITRE 01**

## **Concepts généraux des incertitudes et les convertisseurs statiques**

## I.1. Introduction

Dans ce chapitre on présentera des concepts généraux sur les incertitudes et les convertisseurs statiques (gradateur, onduleur, redresseur, hacheur). On abordera plus en détail les convertisseurs continus-continus DC/DC et leurs configurations basiques: les convertisseurs non réversibles et réversibles (en courant, en tension et en courant et tension).

Un intérêt spécial est dédié au convertisseur Zeta qui fera l'objet de notre étude dans ce travail.

## I.2. Concepts généraux autour de l'incertitude

Une définition générale de l'incertitude serait la suivante : « Caractère de ce qui ne peut être déterminé, connu à l'avance. Ce qui ne peut être établi avec exactitude, qui laisse place au doute » [1].

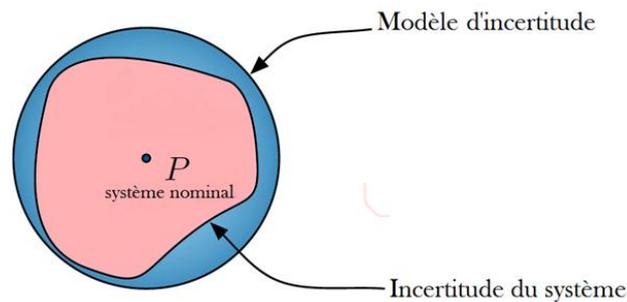
Ciroth et collègues lient l'incertitude à la réalité en soulignant le fait qu'une valeur mesurée diffère de la « vraie valeur » d'une donnée (la valeur théorique de cette donnée), et ce, de manière probabiliste. Si les définitions et les rapports à l'incertitude peuvent varier, de plus en plus de techniques permettant de la prendre en compte ont toutefois été développées, et ce, dans différents domaines : la métrologie, la climatologie, l'évaluation du risque nucléaire et les systèmes mécaniques et électriques et électroniques [2].

Néanmoins, la prise en compte et la détermination de l'incertitude dans chacun de ces domaines ont pour objectif principal de produire des résultats sur lesquels un degré raisonnable de confiance peut être fourni et sur lesquels la prise de décision peut être basée [2].

### I.2.1. Prise en compte de l'incertitude en sciences appliquées

La prise en compte de l'incertitude en ces sciences est encore peu répandue, et ce, pour différentes raisons. Cette prise est due à sa complexité de représentation et à la diversité dans ses formes [2]. Cette prise en compte de l'incertitude est nécessaire en sciences appliquées puisque ce sont sur les résultats d'études et les recherches scientifiques que sont basées les décisions importantes. Il est bien entendu que les incertitudes sont inévitables dans un système de contrôle réel [2].

## I.2.2. Incertitude du système et modèle d'incertitude



*Figure I.1: Incertitude du système et modèles d'incertitude [3].*

Les incertitudes sont à l'origine de très nombreux échecs survenant lors de l'exécution des programmes de manipulation. Il est donc essentiel de maîtriser au maximum ces incertitudes, si l'on veut synthétiser automatiquement des programmes de la commande de la robustesse [4].

## I.2.3. Classification des incertitudes

### I.2.3.1. Variations des paramètres réels

Lors de la modélisation d'un système, certains paramètres physiques tels que (la résistance) sont supposés avoir une certaine valeur. Cependant, ces paramètres peuvent différer des valeurs réelles en raison d'une imprécision dans la détermination ou d'un changement au cours d'une période de temps. Une telle variation des paramètres réels peut être considérée comme une incertitude ou une perturbation dans un système dynamique [5].

### I.2.3.2. Non-linéarités négligées

Lorsque les systèmes dynamiques sont linéarisés, les effets non linéaires apparaissant sous la forme de termes d'ordre supérieur sont négligés afin d'obtenir le modèle linéaire. Cela entraîne une divergence entre le système physique réel et le modèle mathématique, et cette divergence est traitée comme une perturbation du système dynamique nominal. Une autre façon dont les erreurs de modélisation se produisent dans cette catégorie est que nous pouvons simplement négliger les termes non linéaires dans les modèles mathématiques des systèmes dynamiques même si nous connaissons ou modélisons ces termes, en particulier au stade de la conception, pour diverses raisons pratiques [5].

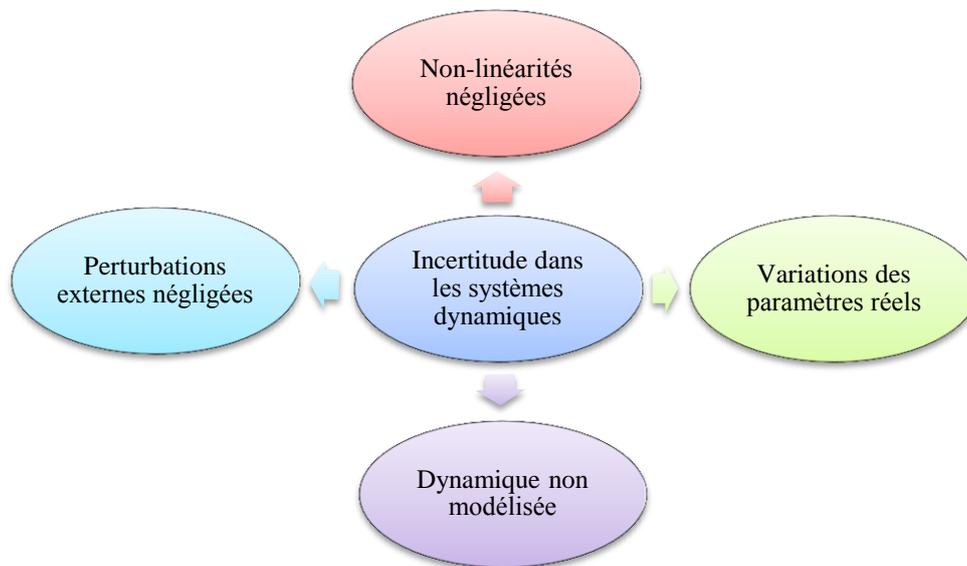
### I.2.3.3. Dynamique non modélisée

Les divergences qui se produisent lorsque certains états ne sont pas pris en compte ou inclus dans le modèle dynamique (comme celles qui se produisent dans les techniques de réduction de modèle) sont considérées comme des incertitudes et classées comme dynamiques non modélisées.

Dans certains cas, il est également possible qu'il soit assez difficile de modéliser un phénomène complexe dans un cadre mathématique et c'est ainsi que l'erreur de modélisation basée sur la dynamique non modélisée peut se manifester [5].

#### I.2.3.4. Perturbations externes négligées

Tout système dynamique dans le monde réel est constamment soumis à des perturbations qui ne peuvent pas toujours être modélisées. En l'absence de perturbations modélisées, leur effet est considéré comme une incertitude classée comme perturbation externe [5].



*Figure I.2: Classification des incertitudes [5].*

### I.2.4. Type de l'incertitude

#### I.2.4.1. Incertitudes paramétriques

La source de cette incertitude est constituée par les variations des paramètres dues aux changements d'environnement et à l'usure des composants physiques du système réel. Elles sont représentées par des variations des paramètres du système sur certaines plages prévues. Cela conduit à un décalage des points de fonctionnement comme dans le cas des convertisseurs. Cette catégorie d'incertitude dynamique affecte les performances de la gamme basse fréquence [6].

#### I.2.4.2. Incertitude non structurée

Toutes les perturbations dynamiques d'un système peuvent être rassemblées en un seul bloc (généralement la dynamique du système non modélisée ou négligée à des fréquences élevées comme les délais, la variation des paramètres et toutes les autres sortes de non-linéarités). Communément appelé incertitude "non structurée". L'incertitude dynamique non structurée est représentée de plusieurs façons, énumérées ci-dessous. Dans tous les systèmes présentés ci-dessous,

$G_p(s)$  désigne le système réel avec perturbation,  $\Delta$  représente les incertitudes et  $G_o(s)$  est le modèle nominal du système considéré [7].

Les représentations d'incertitudes non structurées sont utiles pour décrire la dynamique des systèmes non modélisés ou négligés. Ces incertitudes complexes se produisent généralement dans la gamme des hautes fréquences et peuvent inclure des retards non modélisés (temporisation), un couplage parasite, une hystérésis et d'autres non-linéarités. Cependant, les perturbations dynamiques dans de nombreux systèmes de commande industriels peuvent également être causées par une description inexacte des caractéristiques des composants, des effets de déchirure et d'usure sur les composants de l'usine, ou le déplacement des points de fonctionnement, etc. Ces perturbations peuvent être représentées par des variations de certains paramètres du système sur certaines plages de valeurs possibles (complexes ou réelles). Elles affectent les performances dans la plage des basses fréquences et sont appelées "incertitudes paramétriques" [8].

On distingue deux types :

**1) Incertitudes additives**

Représentent, en générale, des incertitudes absolues par rapport au modèle nominal. Ce type d'incertitudes est souvent utilisé afin de modéliser les dynamiques de non linéarités négligées ou des dynamiques mal connues [9].

- **Incertitude additive direct**

Soit  $G_o(s)$  la fonction de transfert du modèle nominal et  $G_p(s)$  la fonction de transfert du modèle incluant une incertitude additive de modèle nommée  $\Delta_a(s)$  [7].

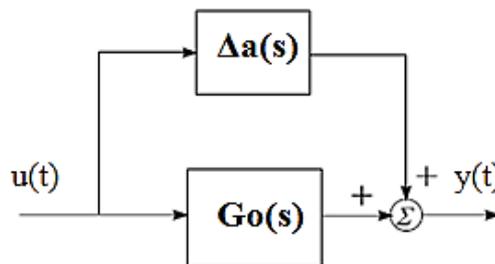


Figure I.3: Configuration de la perturbation additive directe [7].

**Nature de l'incertitude :** Incertitudes paramétriques

$$G_p(s) = G_o(s) + \Delta_a(s)$$

$$\Delta_a(s) = G_p(s) - G_o(s)$$

**Modèle nommée  $\Delta_a(s)$**

$$\|\Delta_a\|_\infty < 1$$

L'incertitude  $\Delta_a(s)$  est une fonction de transfert inconnue, on suppose qu'elle est stable et bornée.

- **Incertitude additive inverse**

Soit  $G_o(s)$  la fonction de transfert du modèle nominal et  $G_p(s)$  la fonction de transfert du modèle incluant une incertitude additive inverse de modèle nommée  $\Delta_{ai}(s)$  [7].

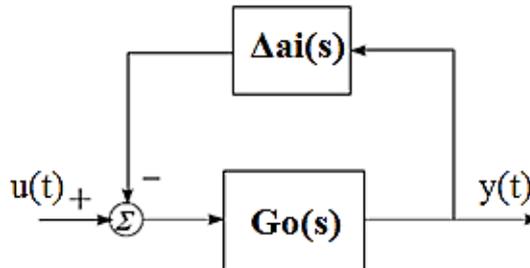


Figure I.4: Configuration de la perturbation additive inverse [7].

**Nature de l'incertitude :** Incertitudes paramétriques

$$(G_p(s))^{-1} = (G_o(s))^{-1} + \Delta_{ai}(s)$$

On peut écrire :

$$y(s) = G_o(s)(u(s) - \Delta_{ai}(s)y(s)) = G_o(s)u(s) - G_o(s)\Delta_{ai}(s)y(s)$$

$$y(s) + G_o(s)\Delta_{ai}(s)y(s) = G_o(s)u(s)$$

$$(I + G_o(s)\Delta_{ai}(s))y(s) = G_o(s)u(s)$$

$$y(s) = (I + G_o(s)\Delta_{ai}(s))^{-1}G_o(s)u(s) = G(s)u(s)$$

Ce qui donne la matrice de transfert du modèle  $G_p(s)$  :

$$G_p(s) = (I + G_o(s)\Delta_{ai}(s))^{-1}G_o(s)$$

$$G_p(s)^{-1} = G_o(s)^{-1}(I + G_o(s)\Delta_{ai}(s))$$

$$G_p(s)^{-1} = G_o(s)^{-1} + \Delta_{ai}(s)$$

$$\Delta_{ai}(s) = G_p(s)^{-1} - G_o(s)^{-1}$$

**Modèle nommée  $\Delta_{ai}(s)$**

$$\|\Delta_{ai}\|_{\infty} < 1$$

L'incertitude  $\Delta_{ai}(s)$  est une fonction de transfert inconnue, on suppose qu'elle est stable et bornée.

**2) Incertitudes multiplicatives**

Permettent de définir les écarts en termes de variation par rapport au modèle nominal. Elles peuvent être introduites sous forme multiplicative en entrée ou en sortie. Elles peuvent être prises en considération sous forme directe ou inverse.

Les formes multiplicatives en entrée sont généralement utilisées pour prendre en compte les erreurs de modélisation des actionneurs. Par contre, les incertitudes multiplicatives en sortie modélisent généralement les défauts des capteurs de mesure [10].

**Remarque :** Dans les systèmes SISO, il n'y a pas de différence entre la perturbation multiplicative d'entrée et la perturbation multiplicative de sortie.

Dans les systèmes MIMO, les deux descriptions ne sont pas nécessairement les mêmes [11].

- **Incertitude multiplicative d'entrée**

Soit  $G_o(s)$  la fonction de transfert du modèle nominal et  $G_p(s)$  la fonction de transfert du modèle incluant une incertitude multiplicative de modèle nommée  $\Delta_{me}(s)$  [7].

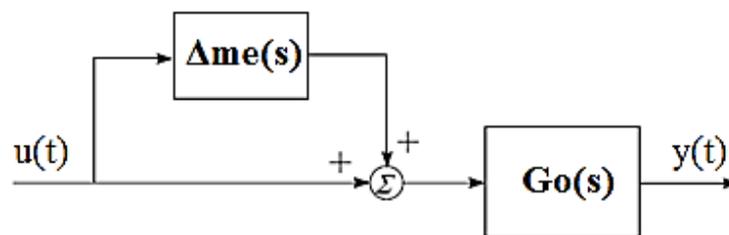


Figure I.5: Configuration de la perturbation multiplicative d'entrée [7].

**Nature de l'incertitude :** Actionneurs incertains

$$G_p(s) = G_o(s)[I + \Delta_{me}(s)]$$

On peut écrire :

$$y(s) = G_o(s)u(s) + G_o(s)\Delta_{me}(s)u(s)$$

$$y(s) = (G_o(s) + G_o(s)\Delta_{me}(s))u(s)$$

$$G_p(s) = G_o(s) + G_o(s)\Delta_{me}(s)$$

$$G_p(s) = G_o(s)(I + \Delta_{me}(s))$$

$$\Delta_{me}(s) = G_o(s)^{-1}(G_p(s) - G_o(s))$$

**Modèle nommée  $\Delta_{me}(s)$**

$$\|\Delta_{me}\|_{\infty} < 1$$

L'incertitude  $\Delta_{me}(s)$  est une fonction de transfert inconnue, on suppose qu'elle est stable et bornée. L'incertitude multiplicative d'entrée peut être utilisée pour représenter l'erreur dans les modèles des actionneurs ou une dynamique négligée en hautes fréquences.

- **Incertitude multiplicative de sortie**

Soit  $G_o(s)$  la fonction de transfert du modèle nominal et  $G_p(s)$  la fonction de transfert du modèle incluant une incertitude multiplicative de sortie de modèle nommée  $\Delta_{ms}(s)$  [7].

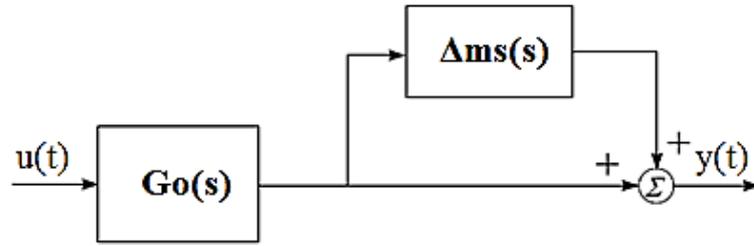


Figure I.6: Configuration de la perturbation multiplicative de sortie [7].

**Nature de l'incertitude : Capteurs incertains**

$$Gp(s) = [I + \Delta_{ms}(s)]Go(s)$$

On peut écrire

$$y(s) = Go(s)u(s) + \Delta_{ms}(s)Go(s)u(s)$$

$$y(s) = (Go(s) + \Delta_{ms}(s)Go(s))u(s) = Gp(s)u(s)$$

$$Gp(s) = (Go(s) + \Delta_{ms}(s)Go(s)) = (I + \Delta_{ms}(s))Go(s)$$

$$\Delta_{ms}(s) = (Gp(s) - Go(s))Go(s)^{-1}$$

**Modèle nommée  $\Delta_{ms}(s)$**

$$\|\Delta_{ms}\|_{\infty} < 1$$

L'incertitude  $\Delta_{ms}(s)$  est une fonction de transfert inconnue, on suppose qu'elle est stable et bornée.

L'incertitude multiplicative de sortie est utilisée pour représenter l'erreur de modèle des capteurs et les dynamiques négligées en hautes fréquences.

**- Incertitude multiplicative de l'entrée inverse**

Soit  $Go(s)$  la fonction de transfert du modèle nominal et  $Gp(s)$  la fonction de transfert du modèle incluant une incertitude multiplicative inverse d'entrée de modèle nommée  $\Delta_{mei}(s)$  [7].

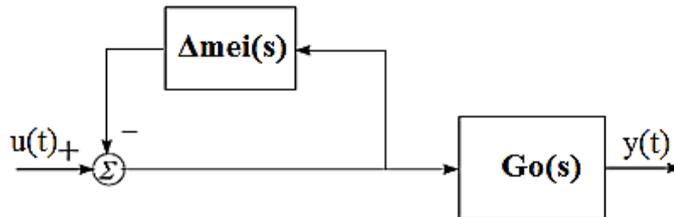


Figure I.7: Configuration de la perturbation multiplicative de l'entrée inverse [7].

**Nature de l'incertitude : Actionneurs incertains**

$$(Gp(s))^{-1} = [I + \Delta_{mei}(s)](Go(s))^{-1}$$

**Modèle nommée  $\Delta_{mei}(s)$**

$$\|\Delta_{mei}\|_{\infty} < 1$$

L'incertitude  $\Delta_{mei}(s)$  est une fonction de transfert inconnue, on suppose qu'elle est stable et bornée.

#### - Incertitude multiplicative de la sortie inverse

Soit  $G_o(s)$  la fonction de transfert du modèle nominal et  $G_p(s)$  la fonction de transfert du modèle incluant une incertitude multiplicative inverse de sortie de modèle nommée  $\Delta_{msi}(s)$  [7].

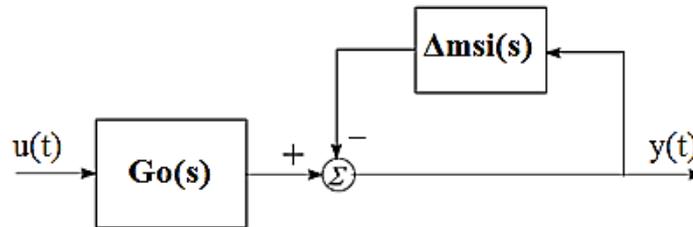


Figure I.8: Configuration de la perturbation multiplicative de la sortie inverse [7].

**Nature de l'incertitude :** Capteurs incertains

$$(G_p(s))^{-1} = G_o(s)^{-1} [I + \Delta_{msi}(s)]$$

**Modèle nommée  $\Delta_{msi}(s)$**

$$\|\Delta_{msi}\|_{\infty} < 1$$

L'incertitude  $\Delta_{msi}(s)$  est une fonction de transfert inconnue, on suppose qu'elle est stable et bornée.

L'incertitude multiplicative inverse d'entrée et l'incertitude multiplicative inverse de sortie sont utilisées pour modéliser les erreurs paramétriques d'un système en basses fréquences.

#### I.2.4.3. Incertitudes structurées

Contrairement aux incertitudes non structurées, confinées toutes dans un seul bloc, les incertitudes structurées permettent de tenir compte de chaque type d'incertitude, paramétrique ou autre, aux différents points de notre système [12].

#### I.2.5. Principales raisons de l'incertitude dans les convertisseurs statiques

- Incertitudes dues au processus de linéarisation.
- Différentes conditions de fonctionnement comme les variations de la tension d'entrée dans les convertisseurs qui viennent après l'étage du redresseur (ondulations du redresseur) et les variations du courant de sortie, c'est-à-dire l'incertitude liée à la charge dynamique (cas d'une charge dynamique comme celle d'un moteur électrique tirant un courant variable).
- Mesures défectueuses ou inexactes dues aux bruits des capteurs et aux bruits de commutation créés dans les alimentations à découpage.

- Incertitudes dans les composants passifs comme la capacité, les inductances. Ces incertitudes peuvent être capturées sous forme paramétrique.
- Les approximations numériques, les erreurs d'identification des paramètres, les diverses hypothèses de linéarisation, la réduction de modèle, les dynamiques négligées et les erreurs de mesure [13].

**I.3. Présentation de concepts généraux autour des convertisseurs statiques**

Un convertisseur statique est un réseau maillé de composants électriques qui agit comme un étage de liaison, d'adaptation ou de transformation entre deux sources, généralement entre un générateur et une charge [14].

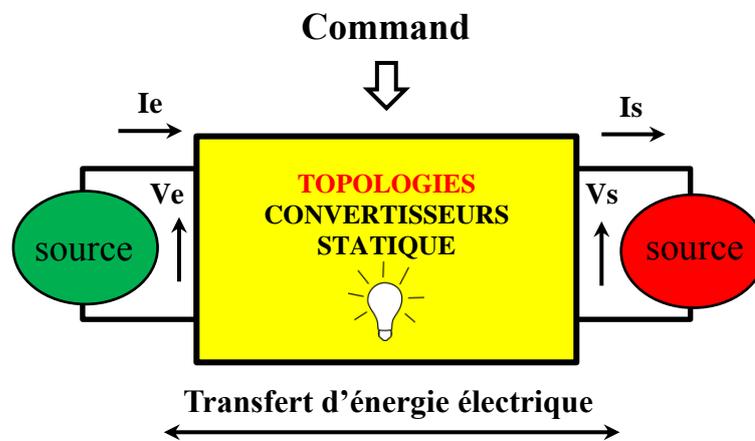


Figure I.9: Topologies de convertisseurs de statique [15].

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné.

**I.3.1. Types de convertisseur statique**

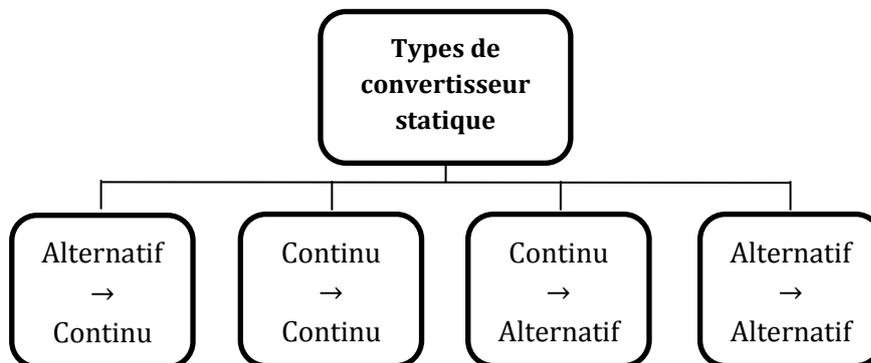


Figure I.10: Types de convertisseur statique [16].

Nous illustrerons sommairement les fonctionnalités de chacune des quatre familles définies [16].

**I.3.1.1. Gradateur (AC/AC)**

Le gradateur est un montage qui permet de contrôler la puissance absorbée par un récepteur en régime alternatif sans changer la fréquence de l'onde alternative de la source [17].

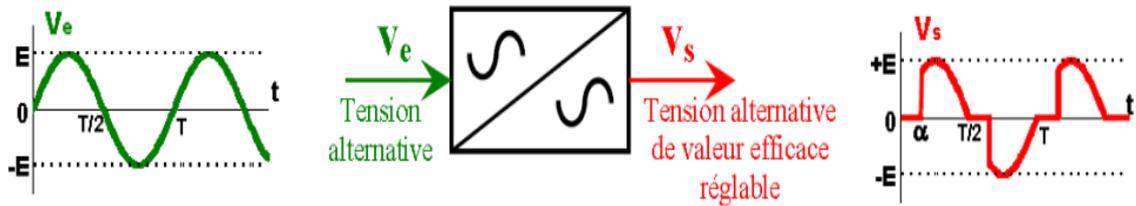


Figure I.11: Principe de base du gradateur [18].

La structure de base repose sur un interrupteur électronique capable de conduire dans les deux sens à l'état passant et de supporter une tension également dans les deux sens à l'état bloqué.

Cet interrupteur peut être alors réalisé : soit avec un seul composant comme un triac ou en assemblant deux thyristors tête-bêche.

- **Domaine d'utilisation de gradateur**

Les gradateurs sont utilisés pour réaliser des variateurs dans certains appareils fonctionnant sur le réseau (Lampes halogènes, aspirateurs domestiques, outillage électroportatif...), pour la régulation de chauffage électrique, ainsi que dans de nombreux processus industriels, comme le démarrage des moteurs asynchrones [17].

**I.3.1.2. Onduleur (DC/AC)**

Un convertisseur continu-alternatif permet d'obtenir une tension alternative (éventuellement réglable en fréquence et en amplitude) à partir d'une source de tension continue [17].

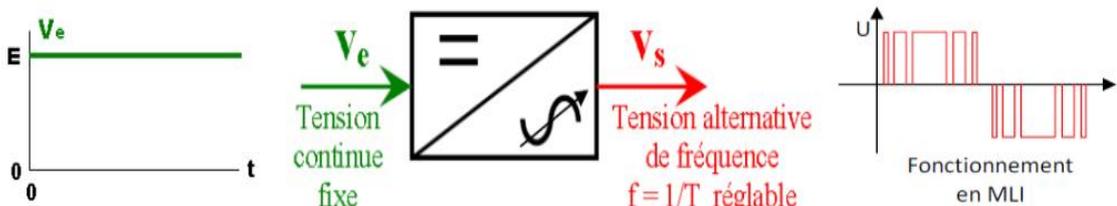


Figure I.12: Principe de base de l'onduleur [18].

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant. La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et est présente dans la plupart des systèmes industriels, dans toutes les gammes de puissance (quelques Watts à plusieurs MW) [24].

### - Domaine d'utilisation de onduleur

En ce qui concerne les applications industrielles, nous rencontrerons l'onduleur en sortie des variateurs de fréquence pour alimenter les moteurs asynchrones.

Production de tension sinusoïdale de fréquences moyennes (de quelques kHz à environ 10 kHz) : soudage, chauffage par induction.

Alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs.

Alimentation des moteurs à courant alternatif à fréquence variable [18].

### I.3.1.3. Redresseur (AC/DC)

Les redresseurs sont des convertisseurs statiques permettant, à partir de tensions alternatives, d'obtenir des grandeurs électriques dont la valeur moyenne est différente de zéro [17].

L'intérêt des dispositifs statiques modernes réside dans le fait qu'ils effectuent toutes les transformations par fermeture et ouverture d'interrupteurs électroniques (appelés soupapes dans le cas général) présentant des temps de réponse faibles, des pertes faibles et un encombrement réduit [18].

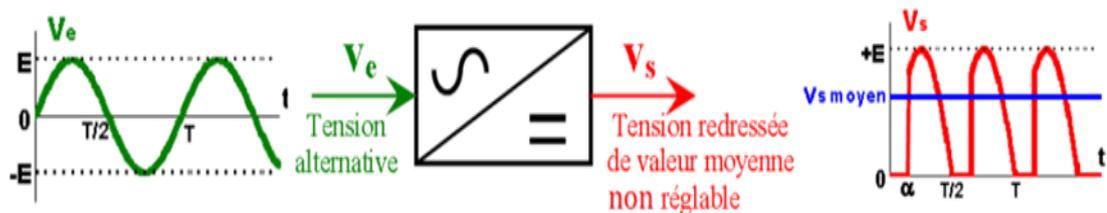


Figure I.13: Principe de base du redresseur [18].

Dans ce type de convertisseur, on peut les classer en deux classes, les redresseurs contrôlés et non contrôlés.

### - Domaine d'utilisation de redresseur [18]

Un redresseur-chargeur, alimenté par le réseau, constitué soit d'un pont à diodes suivi d'un hacheur, soit d'un pont commandé.

Les chargeurs de batterie qui varient de 1 jusqu'à 24 v. (téléphone portable, batterie de véhicule). Pour alimenter les systèmes de commande des différents convertisseurs ou de machines tournantes.

### I.3.1.4. Hacheur (DC/DC)

Le convertisseur DC/DC permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source continue fixe [17].

On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs.

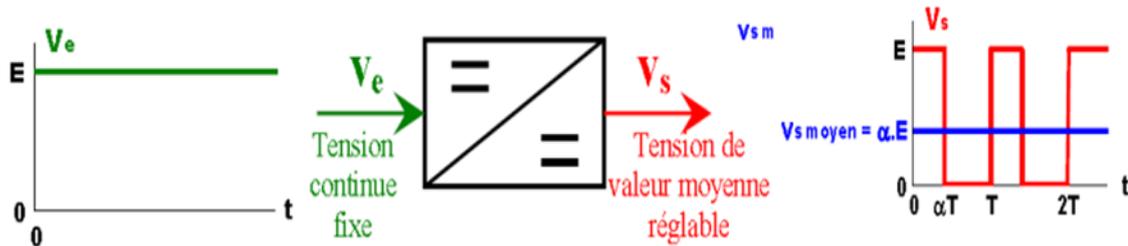


Figure I.14: Principe de base d'un hacheur [18].

### I.3.2. Rôle des convertisseurs statique

La tâche d'un convertisseur est de traiter et de contrôler le flux d'énergie électrique en fournissant des tensions et des courants sous une forme parfaitement adaptée aux charges des utilisateurs [14].

### I.3.3. Application de convertisseur statique [20]

Un régulateur de ventilateur, un variateur de lumière, la climatisation, la cuisson à induction, les éclairages de secours, les ordinateurs personnels, les aspirateurs, les onduleurs (système d'alimentation sans interruption) et charge de la batterie.

#### - Automobile et traction

Métros, véhicules électriques hybrides, chariots, chariots élévateurs et bien d'autres.

Une voiture moderne elle-même à tellement de composants où l'électronique de puissance est utilisée, comme le contacteur d'allumage, la commande d'essuie-glace, l'éclairage avant adaptatif, l'éclairage intérieur, la direction assistée électrique. De plus, l'électronique de puissance est largement utilisée dans les systèmes de traction et les navires modernes.

#### - Industries

Presque tous les moteurs utilisés dans les industries sont contrôlés par des entraînements électroniques de puissance, par ex. Laminoirs, usines textiles, cimenteries, compresseurs, pompes, ventilateurs, soufflantes, élévateurs, fours rotatifs, etc. D'autres applications incluent le soudage, les fours à arc, les grues, les applications de chauffage, les systèmes d'alimentation de secours, les machines de construction, les excavatrices, ... etc.

- **Défense et aérospatiale**

Alimentations électriques dans les avions, les satellites, les navettes spatiales, le contrôle avancé des missiles, les véhicules sans pilote et d'autres équipements de défense.

- **Énergie renouvelable**

Les systèmes de production tels que le solaire, l'éolien, etc. ont besoin de systèmes de conditionnement d'énergie, de systèmes de stockage et de systèmes de conversion pour devenir utilisables. Par exemple, les cellules solaires génèrent une alimentation en courant continu et pour une application générale, nous avons besoin d'une alimentation en courant alternatif et par conséquent un convertisseur électronique de puissance est utilisé.

### **I.3.4. Avantages des convertisseurs statique [21]**

- **Production de masse**

Raison du développement considérable des techniques de production de dispositifs à semi-conducteurs, ces dispositifs électroniques de puissance à base de semi-conducteurs sont désormais produits en grande quantité et ont donc entraîné un prix très bas. Ces appareils sont disponibles dans une variété de tensions et de courants nominaux parmi lesquels choisir.

- **Hautement fiable**

Etant donné que ces appareils n'ont pas de pièces mécaniques mobiles, il y a très peu de risques de panne et ont donc une performance très robuste et une longue durée de vie, à condition qu'ils soient utilisés dans des conditions nominales.

- **Hautement efficace**

Dans la plupart des applications, ces appareils agissent comme un interrupteur et nous savons que dans les deux modes de l'interrupteur, c'est-à-dire ON et OFF, la perte de puissance est très moindre, et les pertes de commutation sont également très faibles.

- **Maintenance négligeable**

Encore une fois en raison de l'absence de pièces mécaniques mobiles, les systèmes électroniques de puissance ne nécessitent pratiquement aucune maintenance.

- **Rapide**

Par rapport aux dispositifs mécaniques ou électromécaniques, les systèmes électroniques de puissance ont une réponse dynamique beaucoup plus rapide.

### - Taille

Ces systèmes électroniques de puissance sont de très petite taille par rapport aux systèmes mécaniques pour des puissances nominales similaires et donc moins de poids, moins d'espace au sol, moins de problèmes de manipulation, moins de coûts d'installation, moins de prix d'emballage et de transport et bien plus encore.

### I.3.5. Inconvénients des convertisseurs statique [21]

Les systèmes électroniques de puissance souffrent également de certains inconvénients. Voici quelques-uns d'entre eux :

### - Harmoniques

C'est un inconvénient sérieux des systèmes électroniques de puissance qu'il injecte des harmoniques considérables à la fois du côté de la charge connectée et du côté de la source d'alimentation. Étant donné que les convertisseurs modifient la forme d'onde sinusoïdale en fonction des besoins, des harmoniques sont générées dans la tension et le courant de sortie du convertisseur ainsi que dans le courant d'entrée du convertisseur. Maintenant, ces harmoniques créent beaucoup de problèmes des deux côtés. Du côté de la charge, si nous avons des moteurs, les harmoniques causent des problèmes tels qu'un échauffement excessif, plus de bruit acoustique, des vibrations de torsion de l'arbre du moteur, des problèmes de commutation dans les moteurs à courant continu. Nous avons donc aujourd'hui des moteurs VFD spéciaux qui sont conçus pour mieux gérer les effets des harmoniques. En dehors de cela, nous avons également des circuits de filtrage pour limiter les harmoniques à la charge.

Du côté de l'offre, les harmoniques créent également beaucoup de problèmes. Les performances des autres équipements connectés à la même alimentation sont sérieusement affectées. Les harmoniques dans les lignes d'alimentation entraînent également des interférences radio avec les lignes de communication, les équipements audio et vidéo. En dehors de cela, le transformateur côté entrée est également surchauffé et son efficacité est réduite. Des transformateurs convertisseurs spéciaux sont utilisés lorsque la sortie comporte des systèmes électroniques de puissance considérables, tels que les entraînements de moteurs dans les industries. Les harmoniques augmentent également l'effet de peau dans les câbles et donc plus de chauffage. Ainsi, nous devons également installer des filtres du côté de l'entrée.

- **Facteur de puissance faible**

Certains convertisseurs électroniques de puissance fonctionnent à un facteur de puissance d'entrée très faible et il peut donc être nécessaire d'installer des équipements de compensation de puissance réactive.

- **Faible capacité de surcharge**

Les appareils électroniques de puissance fonctionnent sur la tension et le courant nominaux à condition qu'un système d'évacuation de la chaleur approprié soit fourni. Un courant excessif provoque des points chauds aux jonctions et la combustion des appareils. Un  $dv/dt$  élevé conduit à un faux déclenchement et, par conséquent, un dispositif électronique de puissance nécessite des dispositifs de protection obligatoires tels qu'un circuit d'amortissement.

#### **I.4. Présentation de convertisseur DC/DC**

Les convertisseurs DC/DC sont des circuits d'électronique de puissance qui permettent de convertir une entrée de puissance électrique DC en une sortie de puissance électrique DC dont sa tension peut être supérieure ou inférieure selon le convertisseur utilisé, son rendement et ses paramètres de commande. Un hacheur ou un convertisseur DC/DC est un dispositif électronique de puissance statique qui convertit l'entrée DC fixe directement en une tension de sortie DC variable [22].

##### **I.4.1. Arbre généalogique des convertisseurs DC/DC**

Le professeur Luo et le Docteur Ye les ont systématiquement triés en six générations en 2001. Ce sont les convertisseurs de première génération (classiques), de deuxième génération (multi quadrants) convertisseurs, convertisseurs de troisième génération (composants commutés), convertisseurs de quatrième génération (commutation douce), convertisseurs de cinquième génération (redresseur synchrone) et convertisseurs de sixième génération (puissance résonante multiéléments) [23].

### I.4.2. Types de convertisseurs DC/DC

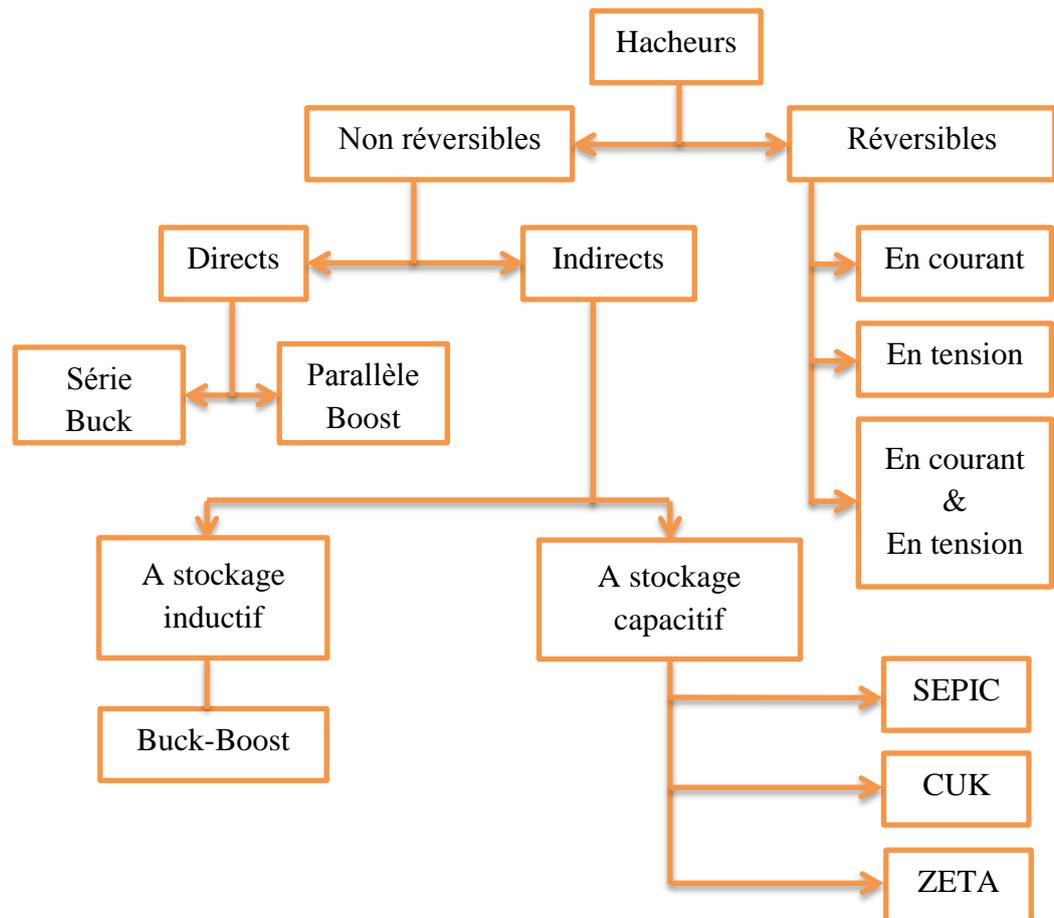


Figure I.15: Types de convertisseurs DC/DC [24].

#### I.4.2.1. Convertisseurs DC/DC réversibles

Ce sont des hacheurs qui assurent une réversibilité en tension et/ou en courant. Ainsi, il est possible d'inverser le sens de parcours de l'énergie. Une source peut devenir une charge et inversement. Ce type de comportement se rencontre usuellement dans les systèmes d'entraînement électrique. Ainsi, un moteur en sortie d'un hacheur représente une charge. Cependant, si on veut réaliser un freinage, le moteur va devenir une génératrice, ce qui va entraîner un renvoi d'énergie à la source (mieux qu'un simple freinage mécanique) [25].

Dans cette catégorie, on distingue trois types :

##### - Hacheur réversible en tension

Il est utilisé surtout pour l'entraînement d'une machine à courant continu MCC dans un sens de rotation pour le fonctionnement en moteur avec freinage par récupération dans l'autre sens de rotation (génératrice) c'est le cas des ascenseurs par exemple [26].

**- Hacheur réversible en courant**

Très employé pour l'entraînement d'une MCC dans un sens de rotation avec freinage par récupération [26].

**- Hacheur réversible en courant et en tension**

Très souvent, employé pour l'entraînement d'une MCC dans les deux sens de rotation avec freinage par récupération, c'est surtout le cas de la traction électrique à courant continu [25].

**I.4.2.2. Convertisseurs DC/DC non réversibles**

Ce sont des structures de hacheurs qui n'assurent pas la réversibilité, ni en tension, ni en courant. L'énergie ne peut donc aller que de la source vers la charge [27].

Dans cette catégorie, on distingue deux types :

**- Hacheurs à liaison directe qui associent deux sources de nature différentes**

Un hacheur à liaison directe est un convertisseur qui relie un générateur et un récepteur, autrement dit, une liaison directe entre deux sources continues de nature différente (pour buck) [28].

Les hacheurs à liaison directe ne permettent le réglage du transfert d'énergie qu'entre sources de natures différentes, l'une de tension et l'autre de courant. Si on veut régler un transfert d'énergie entre deux sources de même nature, il faut utiliser un convertisseur indirect, c'est-à-dire un convertisseur comportant un étage intermédiaire avec un élément de stockage d'énergie : inductance ou condensateur.

Ces convertisseurs sont très employés comme alimentations à découpage de faible puissance fonctionnant à des fréquences ultrasonores (pour Boost) [28].

**a. Hacheur série (convertisseur Buck).**

Hacheur abaisseur, hacheur dévolteur, hacheur série, hacheur de type Buck.

Le convertisseur Buck est un convertisseur abaisseur de tension, il est composé d'un interrupteur de puissance  $Q$ , d'une inductance  $L$ , d'une diode  $d$ , et d'un condensateur  $C$  [20].

En mode de conduction continue, le convertisseur Buck a deux phases de fonctionnement :

- Interrupteur de puissance fermé, diode ouverte.
- Interrupteur de puissance ouvert, diode fermée.

Les termes «  $V_s$  » et «  $V_e$  » sont respectivement la tension de sortie et la tension d'entrée.

«  $I_e$  » et «  $I_s$  » sont respectivement le courant de sortie et le courant d'entrée.

« T » est la période du signal MLI qui commande le commutateur, « D » est le rapport cyclique du signal MLI et « ton » est le temps de conduction du commutateur par unité de période. Le rapport cyclique « D » est défini comme le rapport du temps de la première phase de fonctionnement par unité de période sur la période de commutation totale, il est donné par :

$$D = \text{ton}/T.$$

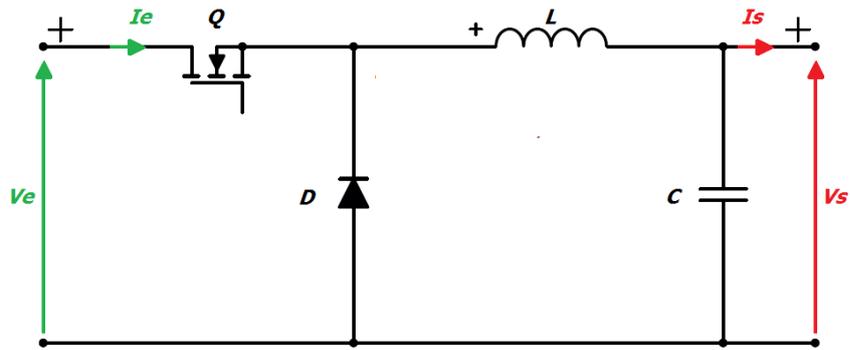


Figure I.16: Schéma électrique de base du convertisseur Buck [20].

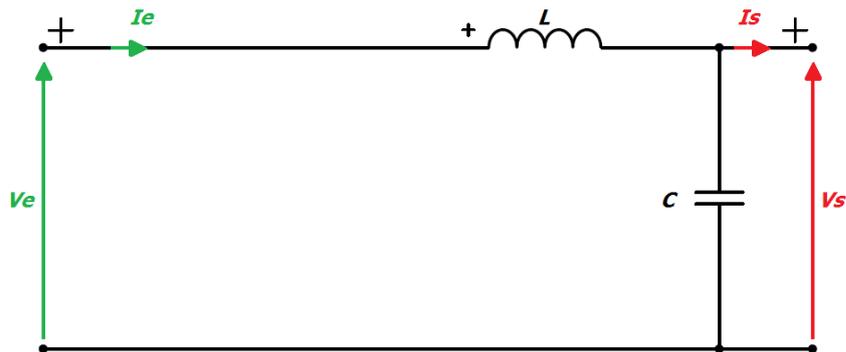


Figure I.17: Première phase Q fermé, d ouverte pour  $DT$  [20].

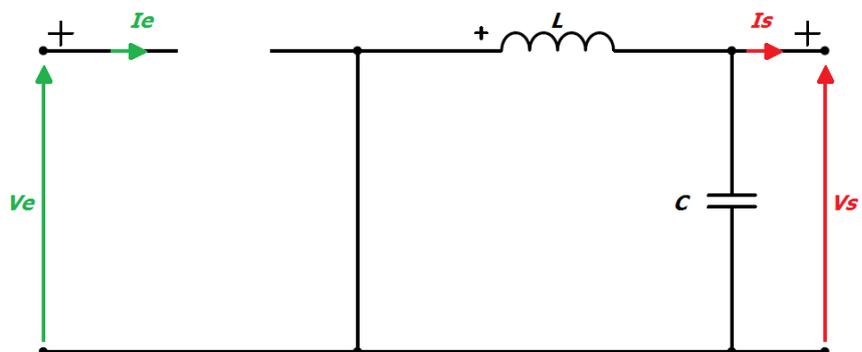


Figure I.18: Deuxième phase "Q ouvert, d fermée" pour  $(1-D) T$  [20].

L'expression de la tension de sortie dans le cas idéal est donnée par :  $V_s = V_e \times D$

### b. Hacheur parallèle (Convertisseur Boost)

Hacheur élévateur, hacheur survolteur, hacheur parallèle, hacheur de type Boost.

Le convertisseur Boost est un convertisseur élévateur de tension. Il est composé d'un interrupteur de puissance  $Q$ , d'une inductance  $L$ , d'une diode  $d$ , et d'un condensateur de sortie  $C$  [20].

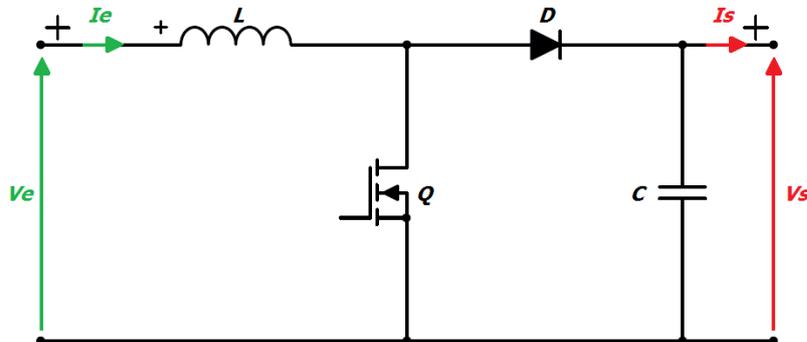


Figure I.19: Schéma électrique de base du convertisseur Boost [20].

La tension de sortie d'un convertisseur Boost dans le cas idéal est écrite comme suit :

$$V_s = V_e \times \left( \frac{1}{1-D} \right)$$

- **Hacheurs à liaison indirecte ou à accumulation qui associent deux sources de même nature**

### A. Hacheur à stockage inductif ou parallèle -série (Convertisseur Buck-Boost).

Hacheur inverseur, dévolteur- survolteur, de type buck-boost.

Le circuit Buck-Boost est un convertisseur qui a une topologie combinée en cascade du convertisseur Buck et du convertisseur Boost. Comme on le sait, le convertisseur Buck-Boost inverse la polarité de sa sortie par rapport à son entrée, ceci est dû à sa configuration.

Il est composé d'un interrupteur de puissance  $Q$ , d'une inductance  $L$ , d'une diode  $d$ , et d'un condensateur de sortie  $C$ . Le commutateur  $Q$  est commandé par un signal de modulation de largeur d'impulsion MLI qui est généré dans le circuit de commande.

En mode de conduction continue, le convertisseur Buck-Boost possède deux phases de fonctionnement :

- Interrupteur de puissance fermé, diode ouverte.
- Interrupteur de puissance ouvert, diode fermée.

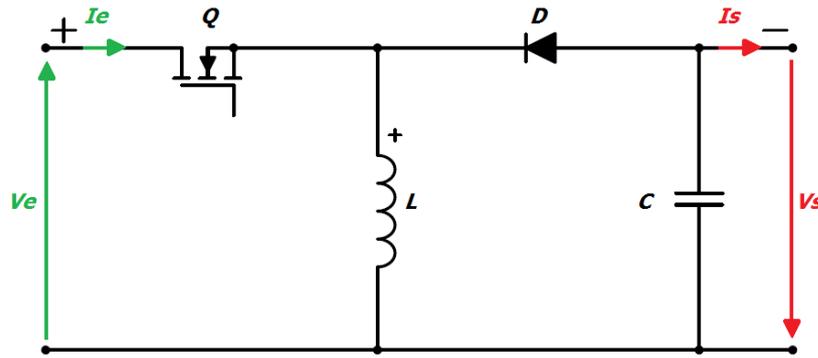


Figure I.20: Schéma électrique de base du convertisseur Buck-Boost [20].

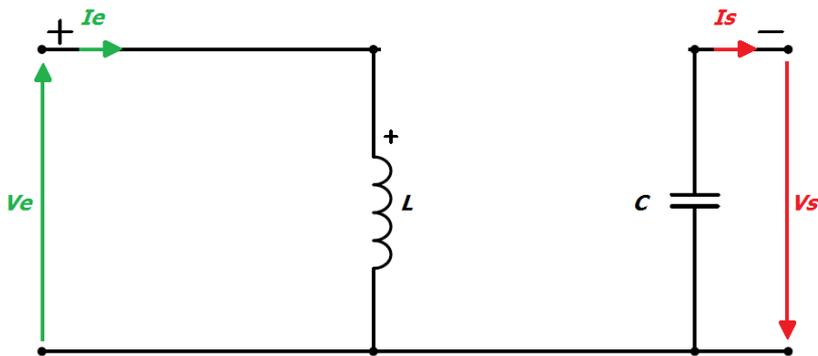


Figure I.21: Première phase "Q fermé, d ouverte" pour  $DT$  [20].

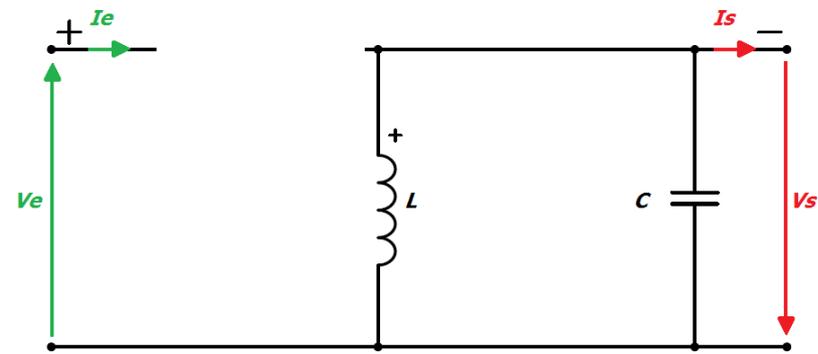


Figure I.22: Deuxième phase "Q ouvert, d fermée" pour  $(1-D)T$  [20].

**B. Hacheur à stockage capacitif (Ćuk, SEPIC et Zeta).**

Dans ce type de convertisseur, l'élément de stockage d'énergie est un condensateur. En phase de charge le condensateur est relié à l'entrée et il se charge en tension. En phase de décharge le condensateur est relié à la sortie et il joue le rôle d'une source de tension. SEPIC\_Ćuk\_Zeta .

**a. Convertisseur Ćuk**

Le convertisseur Ćuk est un convertisseur inverseur de polarité de type « abaisseur/élevateur ». Il est basé sur la topologie de commutation de Buck-Boost.

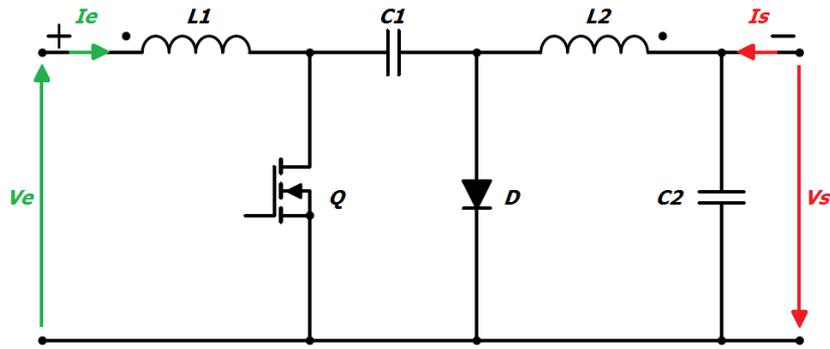


Figure I.23: Schéma électrique du convertisseur Ćuk [20].

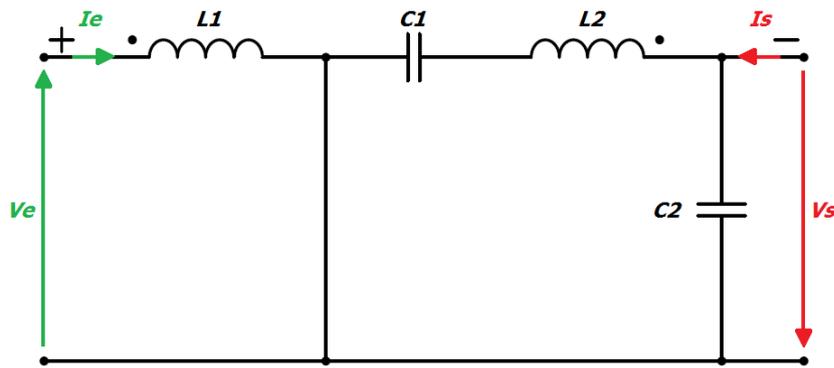


Figure I.24: Première phase "Q fermé, d ouverte" pour  $DT$  secondes [20].

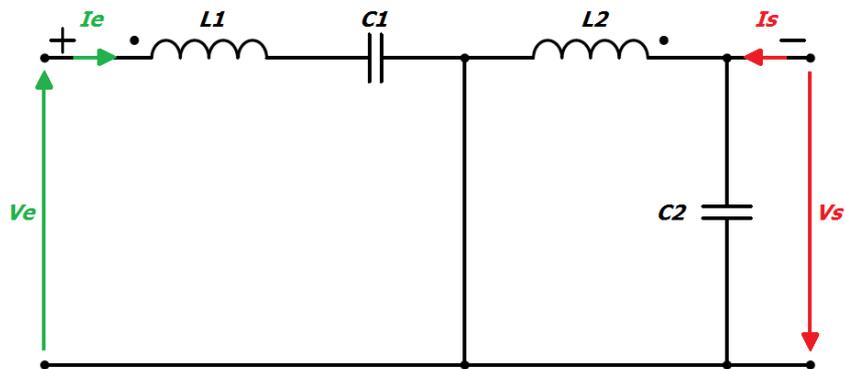


Figure I.25: Deuxième phase "Q ouvert, d fermée" pour  $(1-D)T$  secondes [20].

### b. Convertisseur SEPIC

Le convertisseur SEPIC (Single-Ended Primary-Inductance Converter) est un circuit de conversion de puissance continu/continu à stockage capacitif de type "abaisseur/élevateur" qui fournit une tension de sortie positive constante, inférieure ou supérieure à une tension d'entrée positive. Il est constitué d'un condensateur d'entrée  $C_{in}$ , d'un condensateur de sortie  $C_{out}$ , d'un condensateur de couplage alternatif  $C_c$ , de deux inducteurs  $L1$  et  $L2$ , d'une diode  $d$  et d'un commutateur de puissance  $Q$  [20].

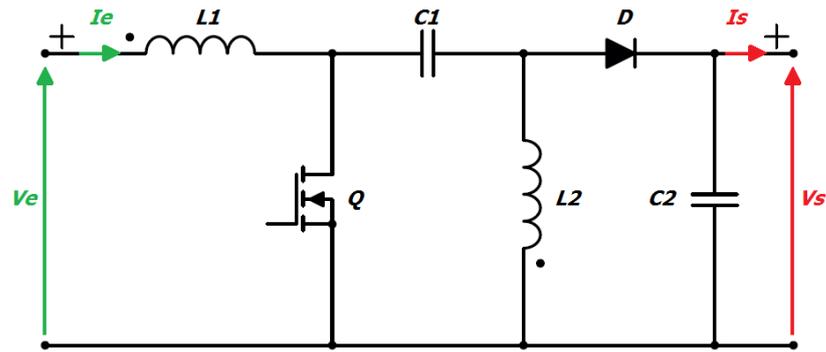


Figure I.26: Schéma électrique de base du SEPIC [20].

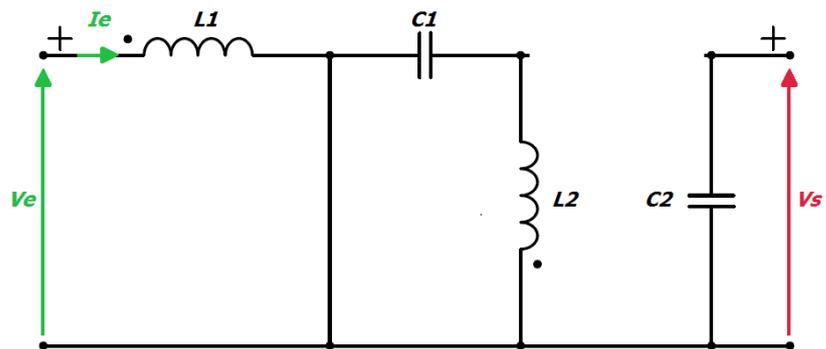


Figure I.27: Première phase "Q fermé, d ouverte" pour  $DT$  secondes [20].

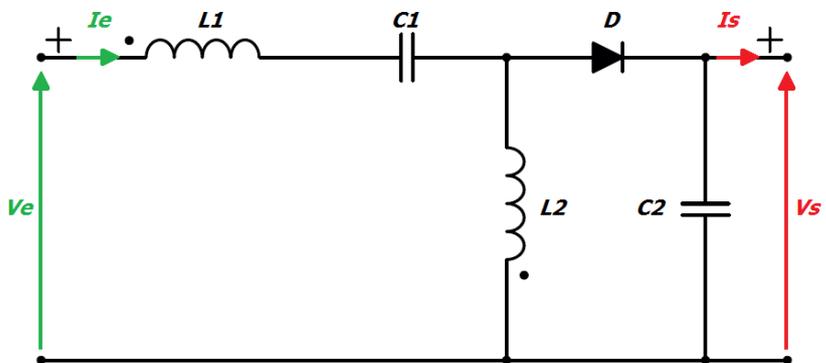


Figure I.28: Deuxième phase "Q ouvert, d passant" pour  $(1-D)T$  secondes [20].

### c. Convertisseur Zeta

Le convertisseur Zeta est un convertisseur de puissance à stockage capacitif qui réalise la fonction Buck-Boost, mais il est non-inverseur de polarité, ce qui signifie que sa tension de sortie a le même signe par rapport à sa tension d'entrée [20].

Dans le deuxième chapitre, on détaillé sur leur principe fonctionnement ...

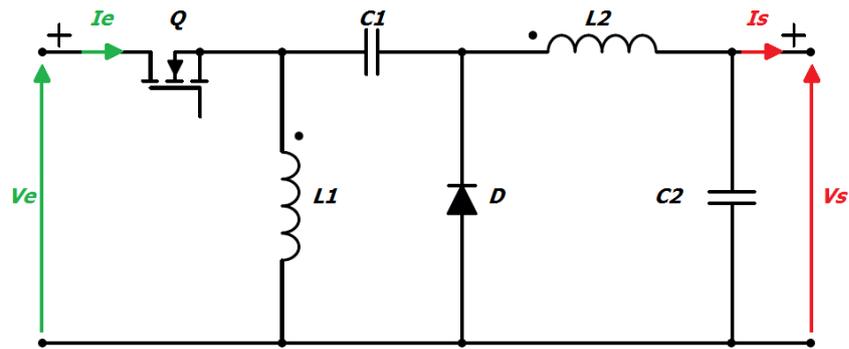


Figure I.29: Schéma électrique du convertisseur Zeta [20].

#### - Convertisseurs DC/DC isolés et les convertisseurs à stockage inductif- non isolés

Dans ce type de convertisseur, l'élément de stockage d'énergie est une inductance. En phase de charge cette inductance est reliée à l'entrée et elle reçoit du courant. En phase de décharge, l'inductance est reliée à la sortie et elle joue le rôle d'une source de courant [20].

Il existe trois familles de convertisseurs à stockage inductif non-isolés qui sont :

Les convertisseurs Buck, Boost et les convertisseurs Buck-Boost.

Les convertisseurs isolés utilisent généralement un transformateur pour isoler électriquement la sortie de l'entrée. Les plus connus sont le Flyback et le Forward. Ces convertisseurs sont souvent utilisés pour fournir un isolement galvanique, améliorer la sécurité et réduire les bruits [20].

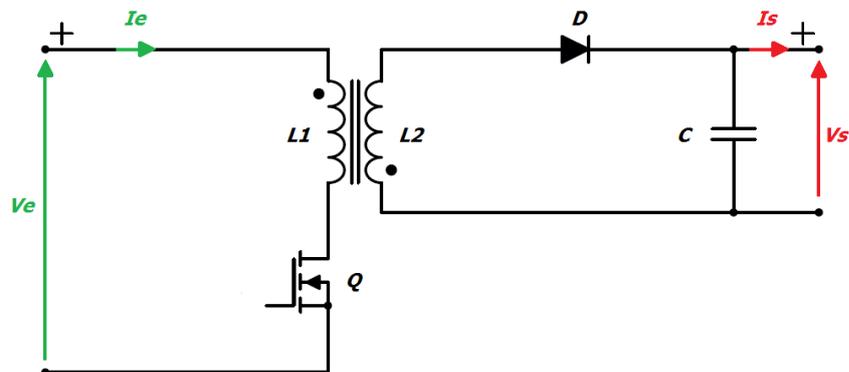


Figure I.30: Schéma électrique du convertisseur Flyback [20].

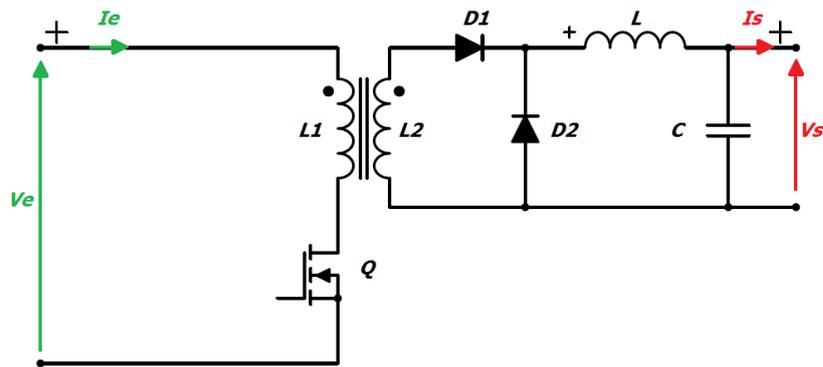


Figure I.31: Schéma électrique du convertisseur Forward [20].

### I.4.3. Avantages et inconvénients des convertisseurs DC/DC

#### I.4.3.1. Avantages [30]

- Il simplifie les systèmes d'alimentation du circuit.
- Il a une bonne efficacité.
- Il assure l'isolation des circuits primaires et secondaires les uns des autres.
- Il a une réponse rapide.
- Il nécessite moins d'entretien.
- Son coût est inférieur à celui des groupes électrogènes.
- Il est disponible sous forme de circuit hybride avec tous les éléments dans une seule puce.
- Il est utilisé dans la régulation et le contrôle de la tension continue.
- La sortie est bien organisée en tant que positif ou négatif.
- Il nécessite moins d'espace car sa taille peut être réduite par un convertisseur.

#### I.4.3.2. Inconvénients [30]

- Les convertisseurs de commutation entraînent plus de bruit.
- Ils sont chers car un circuit externe est nécessaire.
- Les hacheurs sont inadéquats en raison d'une tension et d'une alimentation en courant instables.
- Plus de courant d'ondulation, plus de capacité d'entrée et de sortie, des pertes plus élevées.

### I.4.4. Applications du convertisseur DC/DC [31]

Les convertisseurs DC/DC sont largement utilisés dans les applications industrielles et les circuits de matériel informatique.

Il est utilisé dans les appareils électroniques portables tels que les téléphones cellulaires et les ordinateurs portables et autres appareils électroniques. L'alimentation de tous ces appareils provient principalement de batteries.

Les convertisseurs DC/DC commutés sont utilisés pour augmenter la tension à partir de la faible tension de la batterie. Par conséquent, pas besoin d'utiliser plusieurs batteries pour obtenir la même chose.

Les circuits convertisseurs DC/DC sont utilisés pour la régulation de la tension dans la sortie. Par exemple, une source d'alimentation LED qui régule le courant à travers les LED. Aussi, une simple pompe de charge qui double ou triple la tension de sortie.

Il est conçu afin de maximiser la récolte d'énergie pour les systèmes photovoltaïques et pour les éoliennes sont appelés optimiseurs de puissance.

Les convertisseurs DC/DC sont couramment utilisés dans les applications de micro-réseaux CC, où différents niveaux de tension sont requis.

### **I.5. Conclusion**

Ce chapitre a fait l'objet d'une présente des concepts sur l'incertitude et ses types et certaines de ses équations et description les convertisseurs statiques. En outre, nous sommes intéressés plus spécialement au convertisseur continu-continu DC/DC, alors on a vu le principe de fonctionnement et topologie de chaque convertisseur. Et par la suite de ce mémoire, nous sera montré la dérivée, dynamique et modélisation de convertisseur Zeta.

# **CHAPITRE 02**

## **Modélisation et dérivation de convertisseur Zeta**

## II.1. Introduction

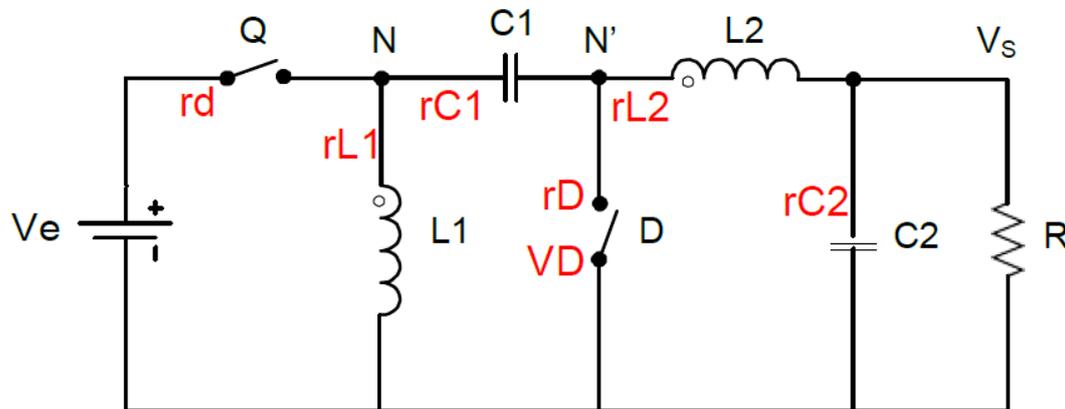
Dans ce chapitre, on présentera la description, la dérivation du convertisseur Zeta et son principe de fonctionnement, et décrira une modélisation mathématique afin de tracer les caractéristiques de la tension de sortie dans le cas du convertisseur idéal et convertisseur non idéal. Et pour la correction on utilisera le correcteur PI.

## II.2. Convertisseur Zeta

Un convertisseur Zeta est un convertisseur continu-continu de quatrième ordre composé de deux inductances et de deux condensateurs et capable de fonctionner en mode élévateur ou abaisseur [1].

## II.3. Description du circuit de convertisseur Zeta

Le circuit électronique est composé d'un commutateur MOSFET (Q), d'une diode (D), de deux condensateurs (C1 et C2) et de deux inductances (L1 et L2). Ainsi qu'une résistance R, qui représente une charge permanente, et la source de courant (le courant de charge). En plus, Les résistances,  $r_{C1}$ ,  $r_{C2}$ ,  $r_{L1}$  et  $r_{L2}$ , sont des résistances continue (DCR) et résistances série équivalentes (ESR) des condensateurs et des inductances (internes). Leurs valeurs sont généralement très faibles par rapport à R. Dans le convertisseur idéal, ces résistances sont nulles.



*Figure II.1: Circuit de convertisseur Zeta [1].*

## II.4. Principe de fonctionnement du convertisseur Zeta

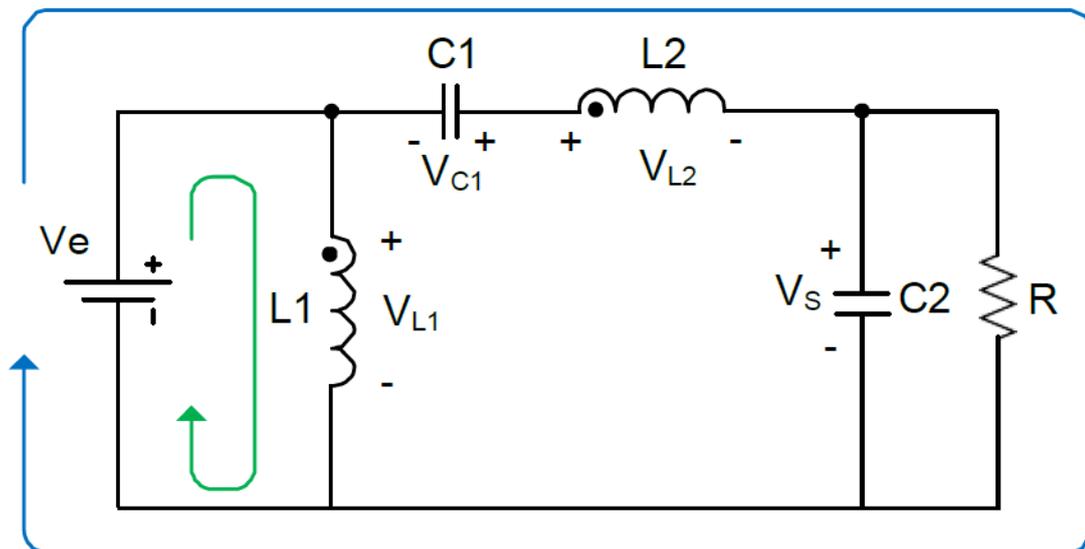
Le convertisseur Zeta en mode CCM est plus intéressant qu'en mode DCM pour les raisons suivantes : la relation entre les tensions d'entrée et de sortie est clairement spécifiée par le rapport cyclique de la commutation, le fonctionnement du convertisseur Zeta en mode DCM produit des valeurs efficaces élevées de courants causant un niveau élevé de stress sur les semi-conducteurs dans les applications qui impliquent une puissance élevée, et lorsqu'un gain DC élevé est nécessaire, la conception du contrôleur devient plus difficile lorsqu'il fonctionne en mode DCM. Dans ce travail, nous concentrerons sur le mode CCM [2].

Le circuit du convertisseur Zeta a deux états du circuit.

#### II.4.1. L'interrupteur MOSFET est marche

Le premier état est celui où l'interrupteur MOSFET est activé pendant un intervalle  $DT$  (où le rapport cyclique est désigné par  $D$  et le temps total est désigné par  $T$ ) et la diode est polarisée en sens inverse et agit donc comme un circuit ouvert.

Dans cet état, les inducteurs  $L1$  et  $L2$  sont à l'état de charge simultanément, et les courants des inducteurs augmentent de façon linéaire.



*Figure II.2: Circuit équivalent du convertisseur Zeta lorsque l'interrupteur est marche [2].*

#### II.4.2. L'interrupteur MOSFET est éteint

Le deuxième état est le suivant : lorsque le commutateur MOSFET est éteint pendant un intervalle de  $(1-DT)$  et la diode est polarisée vers l'avant.

Dans cet état, les inducteurs sont dans l'état de décharge et les énergies dans  $L1$  et  $L2$  sont déchargées dans les condensateurs  $C1$  et  $C2$  qui est la partie de sortie respectivement, et les courants des inducteurs diminuent linéairement.

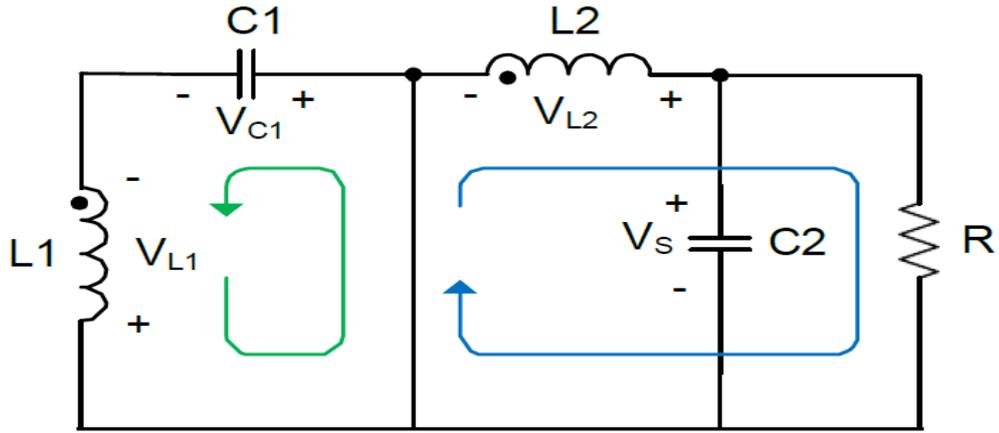


Figure II.3: Circuit équivalent du convertisseur Zeta lorsque l'interrupteur est éteint [2].

Pour garantir que les courants des inducteurs augmentent et diminuent de manière linéaire, les équations suivantes doivent être satisfaites :

$$\begin{cases} L1 > \frac{(1-D)^2 R}{2Df} \times \left( 1 + \frac{rL2}{R} + \frac{rC1}{R} \times \frac{D}{1-D} \right) \\ L2 > \frac{(1-D)R}{2f} \times \left( 1 + \frac{rL2}{R} \right) \end{cases} \quad (II.1)$$

Nous obtenons cette condition à partir de la dérivation d'un convertisseur Zeta.

II.5. Dérivation d'un convertisseur Zeta en mode CCM [1]

L'interrupteur est activé à  $t = 0$  jusqu'à  $t = DT_s$ .

$T_s$  est la période de commutation.

Pour l'inducteur L1 :

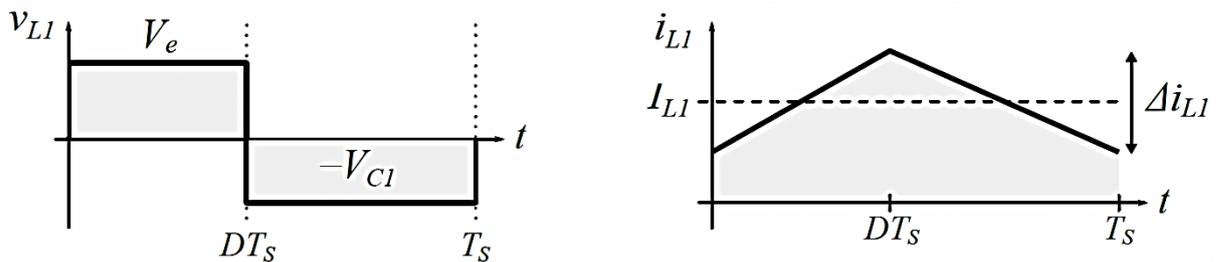


Figure II.4: Formes d'onde de tension et de courant de l'inducteur L1 [1].

On suppose que le courant traversant l'inducteur commence et finit à la même valeur après une période de commutation entière.

La moyenne de la tension appliquée sur l'inducteur est égale à zéro durant une période de commutation.

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{L1} dt = 0$$

$T_s$  : est divisée en deux segments pendant lesquels l'interrupteur est activé et désactivé.

$$\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{DT_s} V_{L1} dt + \int_{DT_s}^{T_s} V_{L1} dt \right)$$

Pendant le temps de :

$$t = 0 \text{ à } t = DT_s : V_{L1} = V_e$$

$$t = DT_s \text{ à } t = T_s : V_{L1} = -V_{C1}$$

L'intégrale est égale à :

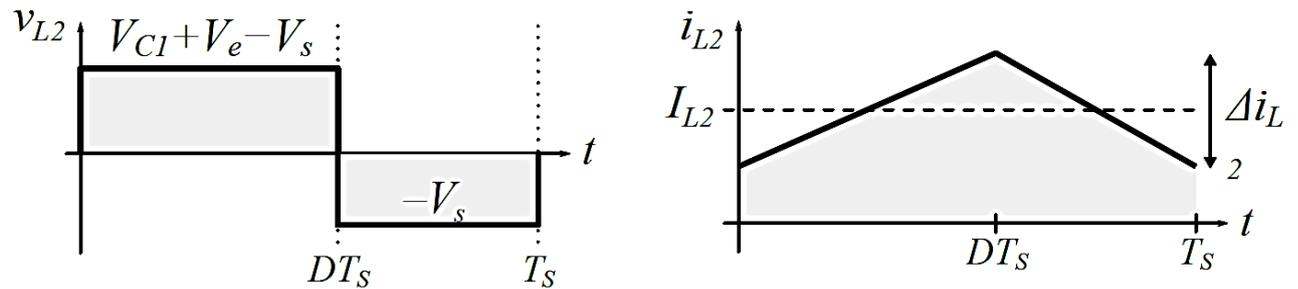
$$\frac{1}{T_s} (V_e \times DT_s - V_{C1}(1-D) \times T_s) = 0$$

$$V_e \times D - V_{C1}(1-D) = 0$$

Donc :

$$V_{C1} = V_e \times \frac{D}{1-D} \tag{II.2}$$

**Pour l'inducteur L2 :**



**Figure II.5:** Formes d'onde de tension et de courant de l'inducteur L2 [1].

La balance des volt-seconde de L2 est calculée comme suit :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{L2} dt = 0$$

$$D \times (V_{C1} + V_e - V_s) - V_s \times (1-D) = 0$$

$$D \times V_{C1} + D \times V_e - D \times V_s - V_s + D \times V_s = 0$$

En rassemblant les termes, cela équivaut :

$$V_s = D \times V_{C1} + D \times V_e$$

Donc :

$$V_{C1} = \frac{V_s}{D} - V_e \tag{II.3}$$

En combinant (II.2) et (II.3) :

$$V_e \times \frac{D}{1-D} = \frac{V_s}{D} - V_e$$

Cette expression est ensuite résolue pour le rapport de conversion  $M = \frac{V_s}{V_e}$

$$\frac{V_s}{D} = V_e \times \frac{D}{1-D} + V_e$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{D^2}{1-D} + D$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{D^2 + D \times (1-D)}{1-D}$$

En combinant tous les termes :

$$M = \frac{V_s}{V_e} = \frac{D}{1-D} \quad (\text{II.4})$$

Aussi résoudre le problème du rapport cyclique :

$$D = \frac{V_s}{V_e + V_s} \quad (\text{II.5})$$

La sortie de tension est non-inverseur, c'est-à-dire qu'elle a la même polarité que la tension d'entrée.

$$V_e = V_s \times \frac{1-D}{D}$$

(II.6)

En insérant (II.6) dans (II.2), on obtient une expression pour la tension moyenne aux bornes du condensateur C1 :

$$V_{C1} = V_e \times \frac{D}{1-D} = V_s \times \frac{1-D}{D} \times \frac{D}{1-D}$$

En annulant les termes, on obtient :

$$V_{C1} = V_s$$

Lorsque le convertisseur fonctionne en régime permanent, l'équilibre tension-seconde signifie que la tension moyenne aux bornes des inducteurs est nulle.

Ainsi, en appliquant la loi de tension de Kirchhoff à la boucle de L1, C1, L2 et Vs de sortie, la tension moyenne aux bornes du condensateur doit être égale à Vs de sortie.

En utilisant l'hypothèse de régime permanent selon laquelle le condensateur de sortie C2 est suffisamment grand pour maintenir une tension stable, nous pouvons également conclure que :

$$V_{C2} = V_s$$

$$I_{L1} = I_e \tag{II.7}$$

$$I_{L2} = I_s \tag{II.8}$$

Pour un convertisseur idéal sans perte, toute la puissance, P, est transférée de l'entrée à la sortie.

$$P = V_e \times I_e = V_s \times I_s$$

Ainsi, si nous utilisons (II.6), nous obtenons que :

$$I_e = \frac{D}{1-D} \times I_s \tag{II.9}$$

Nous ne sommes pas seulement concernés par les valeurs moyennes du courant de l'inducteur dans L1 et L2.

Il est tout aussi important de choisir une inductance suffisamment grande, afin de s'assurer que l'ondulation du courant de l'inducteur est suffisamment faible.

Nous pouvons voir que l'ondulation du courant de l'inducteur,  $\Delta i_{L1}$ , peut être exprimée comme

$$\text{suit : } \Delta i_{L1} = V_e \times \frac{DT_s}{L1}$$

En insérant (II.6) et en utilisant que :  $f = \frac{1}{T_s}$ , où f est la fréquence de commutation, nous obtenons que :

$$\Delta i_{L1} = V_s \times \frac{(1-D)}{L1 \times f} \tag{II.10}$$

Nous pouvons voir que pour maintenir une faible ondulation du courant d'inductance, nous pouvons choisir une grande inductance ou une fréquence de commutation élevée.

L'expression de l'ondulation du courant d'inductance est également utilisée pour s'assurer que le convertisseur fonctionne en CCM.

Pour que le convertisseur Zeta fonctionne toujours en CCM, il est nécessaire que le courant soit toujours supérieur à zéro. La limite est atteinte lorsque le courant d'inductance atteint tout juste zéro à la toute fin de la période de commutation,  $t = T_s$ ,

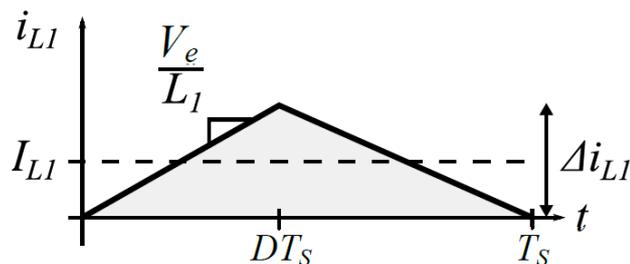


Figure II.6: Formes d'onde de courant de l'inducteur L1 à sa limite CCM [1].

Nous pouvons lire que la valeur DC du courant de l'inducteur est :  $I_{L1} = \frac{\Delta i_{L1}}{2}$

Pour assurer la CCM, nous avons besoin que :

$$i_{L1} \geq \frac{\Delta i_{L1}}{2} \quad (\text{II.11})$$

En insérant à la fois (II.7), (II.9) et (II.10) dans (II.11), on obtient :

$$\frac{D}{1-D} \times I_s \geq V_s \times \frac{(1-D)}{2 \times L1 \times f}$$

Cette expression est réarrangée pour isoler L1 :

$$L1 \geq \frac{(1-D)^2}{2 \times D \times f} \times \frac{V_s}{I_s}$$

En substituant,  $R = \frac{V_s}{I_s}$ , on obtient l'expression suivante pour la taille minimale de l'inductance L1 pour garantir qu'elle fonctionne en CCM.

$$L1 \geq \frac{(1-D)^2 \times R}{2 \times D \times f} \quad (\text{II.12})$$

De même, pour le dimensionnement de L2, nous avons besoin d'une expression pour l'ondulation du courant de l'inducteur de L2, notée  $\Delta i_{L2}$ . Nous voyons que :

$$\Delta i_{L1} = V_s \times \frac{(1-D) \times T_s}{L2} \quad (\text{II.13})$$

La limite pour assurer le CCM pour le courant dans l'inducteur L2 .

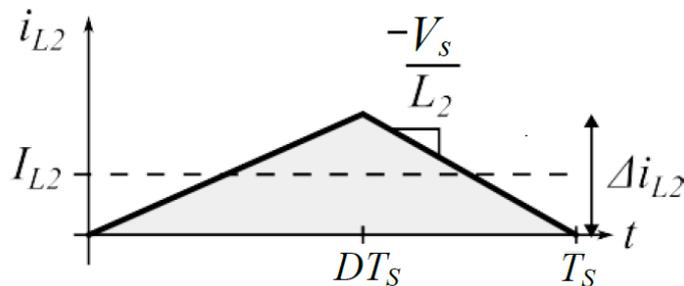


Figure II.7: Formes d'onde de courant de l'inducteur L2 à sa limite CCM [1].

Géométriquement, l'équation suivante doit être remplie :

$$I_{L2} \geq \frac{\Delta i_{L2}}{2} \quad (\text{II.14})$$

En insérant (II.8) et (II.13) dans (II.14), on obtient :

$$I_s \geq V_s \times \frac{(1-D) \times T_s}{2 \times L2}$$

En réarrangeant l'équation pour isoler  $L2$ , en utilisant à nouveau que  $T_s = \frac{1}{f}$  et  $R = \frac{V_s}{I_s}$  donnent l'équation suivante pour l'inductance minimale requise pour assurer le fonctionnement du CCM :

$$L2 \geq \frac{(1-D) \times R}{2 \times f} \tag{II.15}$$

En plus du dimensionnement des inductances et de l'ondulation de courant maximale autorisée, il est également important de dimensionner les condensateurs  $C1$  et  $C2$  pour une ondulation de tension maximale autorisée,  $\Delta V$ .

Pour dimensionner les condensateurs, nous utiliserons que la capacité est définie comme suit  $\frac{dQ}{dV}$ , où  $Q$  est la charge électrique. En réécrivant en un taux de changement moyen, nous obtenons

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C}, \text{ La quantité de charge est donnée comme l'intégrale du courant } \Delta Q = \int i(t)dt.$$

Maintenant, pour  $C1$ , si nous supposons que l'ondulation du courant est négligeable, il est déchargé par  $I_{L2} = I_s$  pendant le temps d'activation de l'interrupteur.

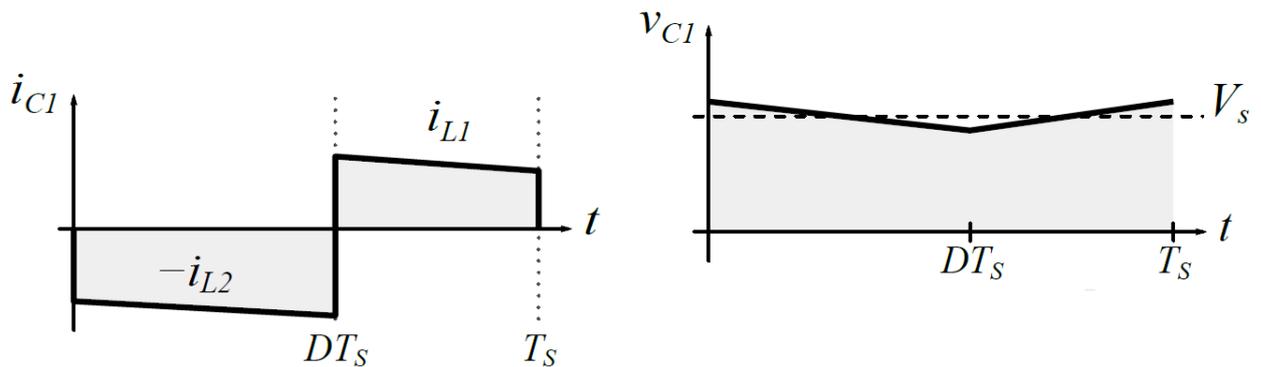


Figure II.8: Formes d'onde du courant et de la tension du condensateur  $C1$  [1].

A partir des observations suivantes, nous obtenons l'équation suivante équation :

$$\Delta V_{C1} = \frac{\int_0^{DT_s} I_s dt}{C1}$$

Qui est égale à :

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_s \times DT_s}{C1}$$

En réarrangeant pour la valeur de  $C1$ , on obtient que :

$$C1 = \frac{I_s \times D}{\Delta V_{C1} \times f}$$

En règle générale, on exigera que l'ondulation de la tension de la tension du condensateur ne doit pas dépasser un niveau prédéterminé, c'est-à-dire 1 ou 5 % de sa valeur en courant continu.

Ainsi, l'équation doit être écrite comme suit :

$$C1 \geq \frac{I_s \times D}{\Delta V_{C1} \times f} \quad (II.16)$$

Pour le dimensionnement de C2, nous utilisons des approximations géométriques, comme le montre la Figure. De même que pour le dimensionnement de C1, nous nous intéressons à la variation de la charge, qui est aussi l'intégration du courant.

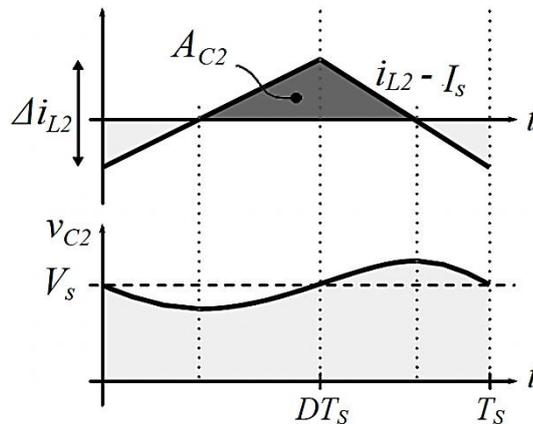


Figure II.9: Formes d'onde du courant et de la tension du condensateur C2 [1].

Maintenant, la charge qui détermine la variation de tension de C2, est représentée par la surface  $A_{C2}$ . Géométriquement, nous obtenons que :

$$A_{C2} = \frac{1}{2} \times \frac{T_s}{2} \times \frac{\Delta i_{L2}}{2}$$

En rassemblant les termes et en utilisant pour  $\Delta i_{L2}$ , nous obtenons que :

$$A_{C2} = \frac{T_s}{8} \times \frac{V_s \times (1 - D) \times T_s}{L2}$$

Cependant, cela ne représente que la charge. Pour dimensionner le condensateur nous utilisons

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V}, \Delta Q = A_{C2}, \text{ Pour } C2, \text{ on obtient}$$

$$C2 \geq \frac{A_{C2}}{\Delta V_{C2}} = V_s \times \frac{(1 - D)}{8 \times L2 \times f^2 \times \Delta V_{C2}} \quad (II.17)$$

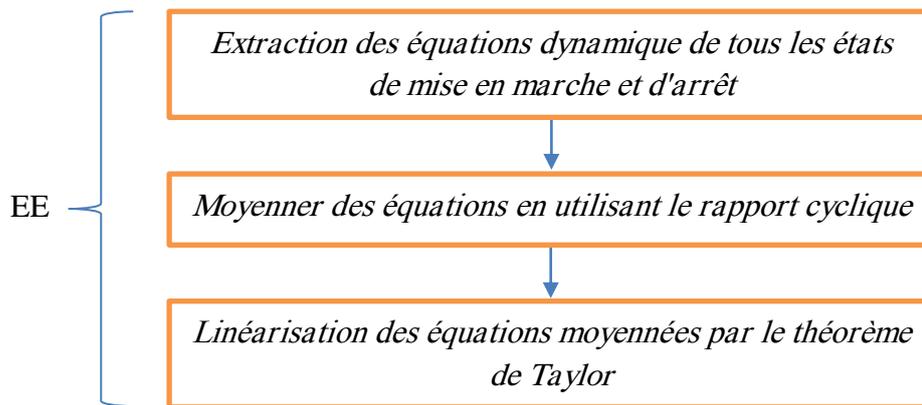
Ceci conclut la section, car nous avons maintenant les équations pour le dimensionnement de tous les composants passifs, L1, L2, C1 et C2.

**II.6. Modélisation de convertisseur**

La modélisation occupe une place très importante dans la conception des convertisseurs de puissance puisqu'elle ouvre la voie à la mise en place de systèmes de régulation qui asservissent les grandeurs électriques de sortie du convertisseur pour que celui-ci soit en adéquation avec la charge qu'il alimente.

**II.6.1. Modélisation de l'espace d'état de chaque état de circuit**

Nous pouvons résumer les étapes du l'espace d'état comme suit :



**Figure II.10:** Etapes du l'espace d'état.

Lorsque l'interrupteur MOSFET est activé, les équations du circuit sont les suivantes :

La tension aux bornes de l'inducteur L1 peut être écrite comme suit :

$$V_{L1} = L1 \times \frac{di_{L1}}{dt} = -rL1 \times i_{L1} + Ve$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-rL1}{L1} \times i_{L1} + \frac{Ve}{L1} \tag{II.18}$$

La tension aux bornes de l'inducteur L2 peut être écrite comme suit :

$$V_{L2} = L2 \times \frac{di_{L2}}{dt} = -\left(rL2 + rC1 + \frac{rC2 \times R}{rC2 + R}\right) \times i_{L2} + V_{C1} - \frac{R}{rC2 + R} \times V_{C2} + Ve$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L2} \times \left(rL2 + rC1 + \frac{rC2 \times R}{rC2 + R}\right) \times i_{L2} + \frac{1}{L2} \times V_{C1} - \frac{R}{L2 \times (rC2 + R)} \times V_{C2} + \frac{1}{L2} \times Ve \tag{II.19}$$

Le courant circulant dans le condensateur C1 peut être écrit comme suit :

$$i_{C1} = C1 \times \frac{dV_{C1}}{dt} = -i_{L2}$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C1} \times i_{L2} \tag{II.20}$$

Le courant circulant dans le condensateur C2 peut être écrit comme suit :

$$i_{C2} = C2 \times \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{R}{rC2 + R} \times i_{L2} - \frac{1}{rC2 + R} \times V_{C2}$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{R}{C2 \times (rC2 + R)} \times i_{L2} - \frac{1}{C2 \times (rC2 + R)} \times V_{C2} \quad (II.21)$$

La tension de sortie peut être écrite comme suit :

$$V_s = \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} \times i_{L2} + \frac{R}{rC2 + R} \times V_{C2} \quad (II.22)$$

Les équations précédentes (II.18) et (II.22) peuvent être réécrites sous forme de matrice comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-rL1}{L1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L2} \times \left( rL2 + rC1 + \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} \right) & \frac{1}{L2} & -\frac{R}{L2 \times (rC2 + R)} \\ 0 & -\frac{1}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C2 \times (rC2 + R)} & 0 & -\frac{1}{C2 \times (rC2 + R)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ \frac{1}{L2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times V_e \quad (II.23)$$

L'équation (II.22) qui est l'équation de sortie, peut être réécrite sous forme de matrice comme suit :

$$V_s = \begin{bmatrix} 0 & \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} & 0 & \frac{R}{rC2 + R} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

Les équations (II.23) et (II.24) représentent le modèle d'espace d'état du convertisseur Zeta dans l'état de circuit activé.

Ainsi, les matrices d'espace d'état du convertisseur Zeta pour l'état MOSFET est activé :

$$A1 = \begin{bmatrix} \frac{-rL1}{L1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L2} \times \left( rL2 + rC1 + \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} \right) & \frac{1}{L2} & -\frac{R}{L2 \times (rC2 + R)} \\ 0 & -\frac{1}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C2 \times (rC2 + R)} & 0 & -\frac{1}{C2 \times (rC2 + R)} \end{bmatrix}$$

$$B1 = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L1} \\ \frac{1}{L2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} & 0 & \frac{R}{rC2 + R} \end{bmatrix}$$

Lorsque l'interrupteur MOSFET est éteint, les équations du circuit sont les suivantes :

La tension aux bornes de l'inducteur L1 peut être écrite comme suit :

$$V_{L1} = L1 \times \frac{di_{L1}}{dt} = -(rC1 + rL1) \times i_{L1} - V_{C1}$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{1}{L1} \times (rC1 + rL1) \times i_{L1} - \frac{1}{L1} \times V_{C1} \quad (\text{II.25})$$

La tension aux bornes de l'inducteur L2 peut être écrite comme suit :

$$V_{L2} = L2 \times \frac{di_{L2}}{dt} = -\left(rL2 + \frac{rC2 \times R}{rC2 + R}\right) \times i_{L2} - \frac{R}{rC2 + R} \times V_{C2}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L2} \times \left(rL2 + \frac{rC2 \times R}{rC2 + R}\right) \times i_{L2} - \frac{R}{L2 \times (rC2 + R)} \times V_{C2} \quad (\text{II.26})$$

Le courant qui circule dans le condensateur C1 peut être écrit comme suit :

$$i_{C1} = C1 \times \frac{dV_{C1}}{dt} = i_{L1}$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C1} \times i_{L1} \quad (\text{II.27})$$

Le courant qui circule dans le condensateur C2 peut être écrit comme suit :

$$i_{C2} = C2 \times \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{R}{rC2 + R} \times i_{L2} - \frac{1}{rC2 + R} \times V_{C2}$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{R}{C2 \times (rC2 + R)} \times i_{L2} - \frac{1}{C2 \times (rC2 + R)} \times V_{C2} \quad (\text{II.28})$$

La tension de sortie peut être écrite comme suit :

$$V_s = \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} \times i_{L2} + \frac{R}{rC2 + R} \times V_{C2} \quad (\text{II.29})$$

Les équations précédentes (II.25) et (II.28) peuvent être réécrites sous forme de matrice comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L1} \times (rC1 + rL1) & 0 & -\frac{1}{L1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L2} \times \left( rL2 + \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} \right) & 0 & -\frac{R}{L2 \times (rC2 + R)} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C2 \times (rC2 + R)} & 0 & -\frac{1}{C2 \times (rC2 + R)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

L'équation (II.29) qui est l'équation de sortie, peut être réécrite sous forme de matrice comme suit :

$$V_s = \begin{bmatrix} 0 & \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} & 0 & \frac{R}{rC2 + R} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

Les équations précédentes (II.30) et (II.31) représentent le modèle d'espace d'état du convertisseur Zeta dans l'état MOSFET est éteint.

Ainsi, les matrices d'espace d'état du convertisseur Zeta pour l'état MOSFET est éteint:

$$A2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L1} \times (rC1 + rL1) & 0 & -\frac{1}{L1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L2} \times \left( rL2 + \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} \right) & 0 & -\frac{R}{L2 \times (rC2 + R)} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C2 \times (rC2 + R)} & 0 & -\frac{1}{C2 \times (rC2 + R)} \end{bmatrix}$$

$$B2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} & 0 & \frac{R}{rC2 + R} \end{bmatrix}$$

### II.6.2. Technique de moyenne d'espace d'état (EEM)

La technique EEM est une approche matricielle bien connue qui peut être utilisée pour obtenir le modèle d'espace d'état global pour les convertisseurs à commutation [3].

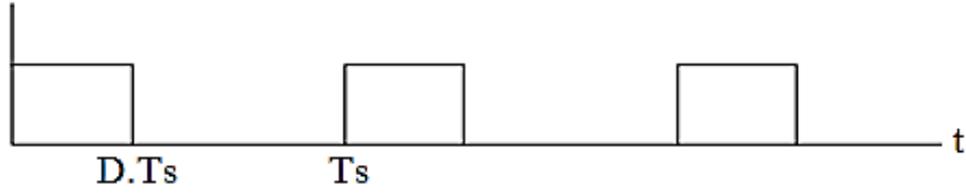


Figure II.11: Période de commutation et le rapport cyclique [3].

MOSFET est fermé pendant (DTs) secondes et est ouvert pendant (Ts-DTs). (1- DTs) secondes.

T et d indiquent respectivement la période de commutation et le rapport cyclique.

$$\begin{aligned}
 A_M &= A1(D) + A2(1 - D) \\
 B_M &= B1(D) + B2(1 - D) \\
 C_M &= C1(D) + C2(1 - D)
 \end{aligned}
 \tag{II.32}$$

Ainsi, le modèle d'espace d'état moyenné pour le convertisseur Zeta peut être écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{rC1 \times (1 - D) + rL1}{L1} & 0 & -\frac{1 - D}{L1} & 0 \\ 0 & -\frac{(rC2 + R) \times (rL2 + D \times rC1) + rC2 \times R}{L2 \times (rC2 + R)} & \frac{D}{L2} & -\frac{R}{L2 \times (rC2 + R)} \\ \frac{1 - D}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C2 \times (rC2 + R)} & 0 & -\frac{1}{C2 \times (rC2 + R)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L1} \\ \frac{D}{L2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times V_e$$

(II.33)

$$V_s = \begin{bmatrix} 0 & \frac{rC2 \times R}{rC2 + R} & 0 & \frac{R}{rC2 + R} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix}$$

(II.34)

La relation entre la tension d'entrée  $V_e$  et la tension de sortie  $V_s$  peut être écrite comme suit :

$$V_s = V_e \times \left( \frac{D}{1 - D} \right) \times \left( \frac{1}{1 + \frac{rL2}{R} + \frac{rC1}{R} \times \left( \frac{D}{1 - D} \right) + \frac{rL1}{R} \times \left( \frac{D}{1 - D} \right)^2} \right)$$

(II.35)

Les équations (II.33), (II.34) et (II.35) sont le modèle d'espace d'état moyen et la relation entre l'entrée et la sortie respectivement pour le cas où les éléments de stockage tels que les inductances et les condensateurs ont respectivement une résistance continue (DCR) et une

résistance série équivalente (ESR). Ou en d'autres termes, le cas où le convertisseur Zeta n'est pas idéal.

Et ce cas, du convertisseur Zeta idéal, dans lequel toutes les résistances DC (DCR) et Résistances Série Equivalentes (ESR) ont une valeur de zéro, ainsi, les équations (II.33), (II.34) et (II.35) seront les suivantes :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L2} & -\frac{1}{L2} \\ \frac{1-D}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & -\frac{1}{C2 \times R} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L1} \\ \frac{D}{L2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times V_e \quad (II.36)$$

$$V_s = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

$$V_s = V_e \times \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (II.38)$$

### II.7. Analyse du système du convertisseur Zeta

Le modèle d'espace d'état moyenné pour le système idéal du convertisseur Zeta est le suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L2} & -\frac{1}{L2} \\ \frac{1-D}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & -\frac{1}{C2 \times R} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L1} \\ \frac{D}{L2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times V_e \quad (II.39)$$

$$V_s = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \times \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (II.40)$$

Il y a six variables qui doivent être définies afin de trouver les matrices de l'espace d'état, à savoir L1,L2,C1,C2,R et D.

Les valeurs critiques de L1, L2, C1 et C2 en mode CCM dépendent principalement de la fréquence de commutation f, de la charge R et du rapport cyclique D.

Les valeurs critiques ou limites et les ondulations des courants des inducteurs et des tensions des condensateurs sont indiquées respectivement dans les équations.

$$\left\{ \begin{array}{l} L1 \geq \frac{(1-D)^2 \times R}{2 \times D \times f} \\ L2 \geq \frac{(1-D) \times R}{2 \times f} \\ C1 \geq \frac{D}{8 \times f \times (1-D) \times R} \\ C2 \geq \frac{1}{8 \times f \times R} \end{array} \right. \quad (II.41)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta i_{L1} = \frac{D \times Vs}{f \times L1} \\ \Delta i_{L2} = \frac{D \times Vs}{f \times L2} \\ \Delta V_{C1} = \frac{D \times Vs}{8 \times f^2 \times C1 \times L1} \\ \Delta V_{C2} = \frac{D \times Vs}{8 \times f^2 \times C2 \times L2} \end{array} \right. \quad (II.42)$$

Nous pouvons dériver le rapport cyclique D comme une relation entre les tensions d'entrée et les tensions de sortie converties, comme suit :

$$D = \frac{Vs}{Ve + Vs} \quad (II.43)$$

### II.8. Application

A partir d'une tension d'entrée de 20V, nous souhaitons obtenir des tensions de sortie de 7V, 12V et 32V.

Les valeurs sélectionnées pour le convertisseur Zeta idéal sont :

Tableau II.1: Paramètres du convertisseur Zeta idéal.

| Paramètres du convertisseur Zeta |     | Valeurs nominales |
|----------------------------------|-----|-------------------|
| Tension de source CC d'entrée    | Ve  | 20V               |
| Tension de source CC de sortie   | Vs  | 7V_12V_32V        |
| Condensateur1                    | C1  | 720µF             |
| Condensateur2                    | C2  | 15µF              |
| Inducteur                        | L1  | 1.6 mH            |
| Inducteur                        | L2  | 1.6 mH            |
| Résistance de charge             | R   | 10Ω               |
| Fréquence de commutation         | Fsw | 25KHz             |

Nous calculons le rapport cyclique de chaque tension souhaitée :

$$D = \frac{Vs}{Ve + Vs} = \frac{7}{20 + 7} = 0.2593$$

$$D = \frac{V_s}{V_e + V_s} = \frac{12}{20 + 12} = 0.375$$

$$D = \frac{V_s}{V_e + V_s} = \frac{32}{20 + 32} = 0.6154$$

Le circuit idéal de convertisseur Zeta (BO) représenté par la figure suivante :

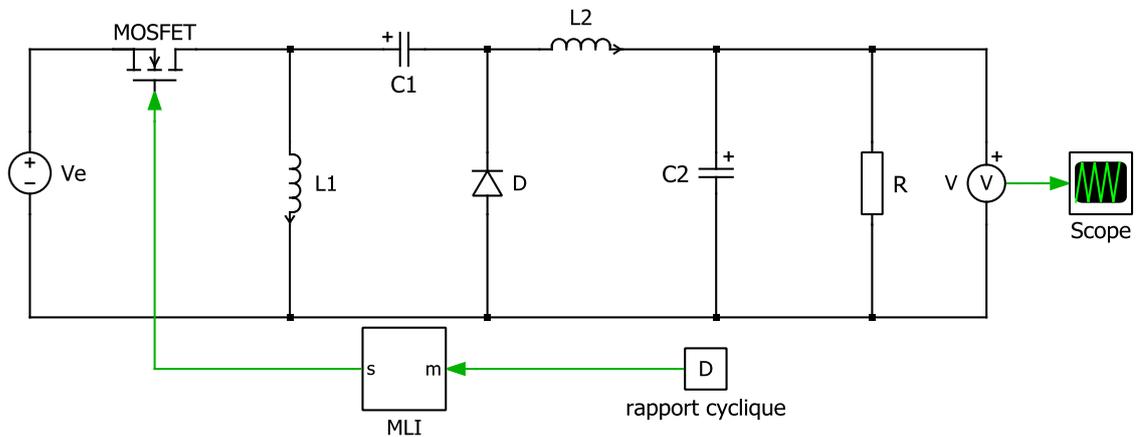


Figure II.12: Circuit idéal de convertisseur Zeta (BO).

Résultat de simulation :

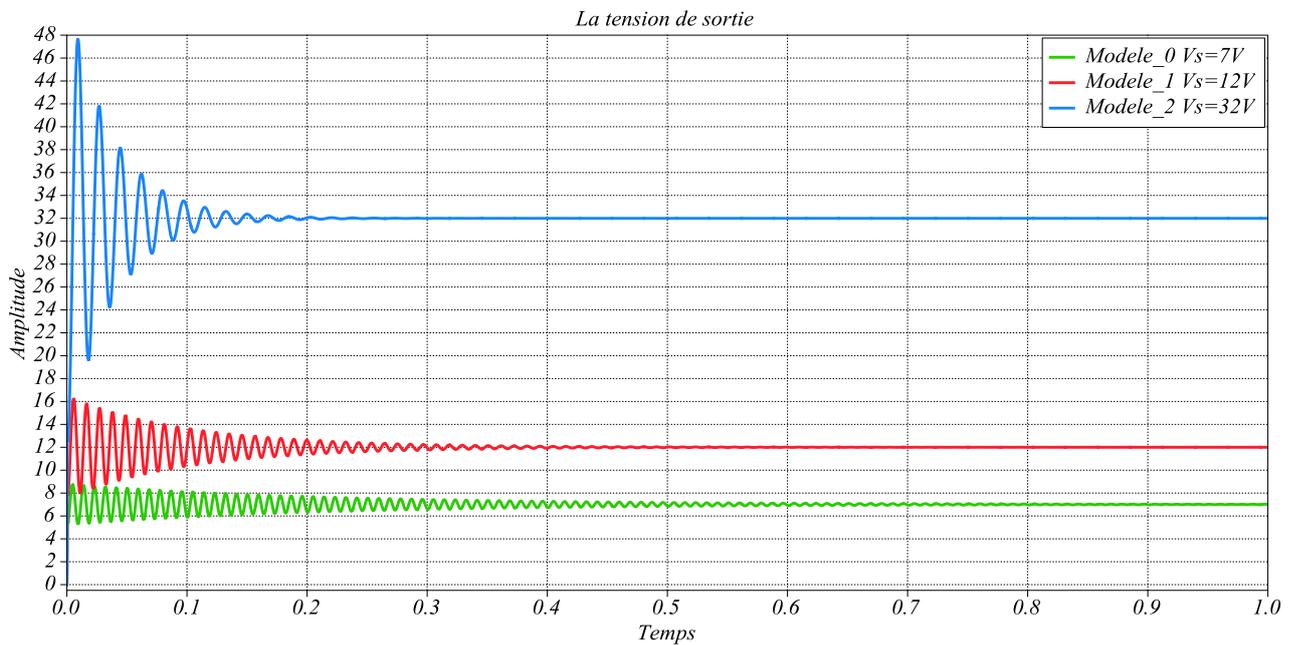


Figure II.13: Réponse indicielle en BO du Zeta idéal.

- Fonction de transfert

Pour  $V_s = 7$

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = \frac{1.08 \times 10^7 s^2 - 1.199 \times 10^9 s + 6.946 \times 10^{12}}{s^4 + 6667s^3 + 4.22 \times 10^7 s^2 + 3.564 \times 10^9 s + 1.985 \times 10^{13}}$$

Pour  $V_s = 12$

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = \frac{1.562 \times 10^7 s^2 + 8.477 \times 10^{12}}{s^4 + 6667s^3 + 4.213 \times 10^7 s^2 + 3.074 \times 10^9 s + 1.413 \times 10^{13}}$$

Pour  $V_s = 32$

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = \frac{2.564 \times 10^7 s^2 + 8.561 \times 10^{12}}{s^4 + 6667s^3 + 4.212 \times 10^7 s^2 + 3.048 \times 10^9 s + 5.35 \times 10^{13}}$$

**Remarque :**

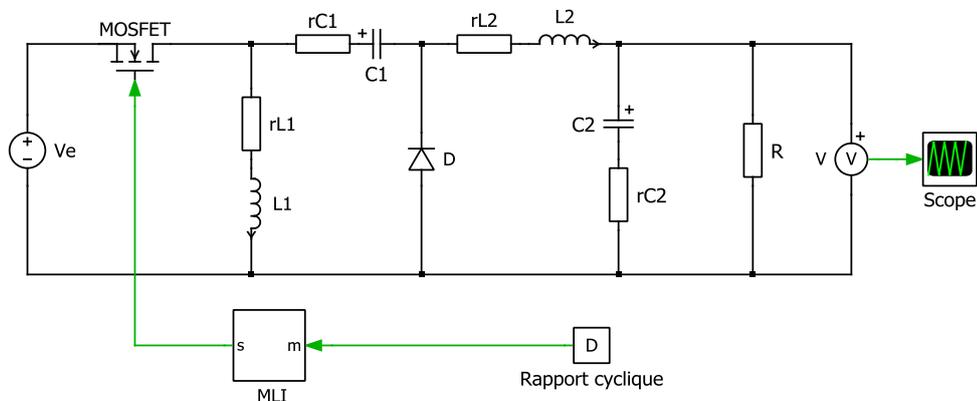
La tension de sortie est désirable. Mais, les oscillations amorties du régime transitoire au coure de 0.5s, 0.4s et 0,12s respectivement de  $V=7v$ ,  $V=12v$  et  $V= 32v$ .

Le correcteur PI peut être ajouté pour corrcte les oscillations amorties du régime transitoire.

Les valeurs sélectionnées pour le convertisseur Zeta non idéal sont :

*Tableau II.2 : Paramètres du convertisseur Zeta non idéal.*

| Paramètres du convertisseur Zeta  |       | Valeurs nominales |
|-----------------------------------|-------|-------------------|
| Tension de source CC d'entrée     | $V_e$ | 20V               |
| Tension de source CC de sortie    | $V_s$ | 7V_12V_32V        |
| Condensateur1                     | C1    | 720 $\mu$ F       |
| Condensateur2                     | C2    | 15 $\mu$ F        |
| Inducteur                         | L1    | 1.6 mH            |
| Inducteur                         | L2    | 1.6 mH            |
| Résistance de charge              | R     | 4 $\Omega$        |
| Fréquence de commutation          | Fsw   | 25KHz             |
| Résistance drain-source du Mosfet | rds   | 0.01 $\Omega$     |
| ESR C1                            | rC1   | 0.19 $\Omega$     |
| ESR C2                            | rC2   | 0.095 $\Omega$    |
| ESR L1                            | rL1   | 1e-3 $\Omega$     |
| ESR L2                            | rL2   | 0.5e-3 $\Omega$   |



*Figure II.14: Circuit non idéal de convertisseur Zeta (BO).*

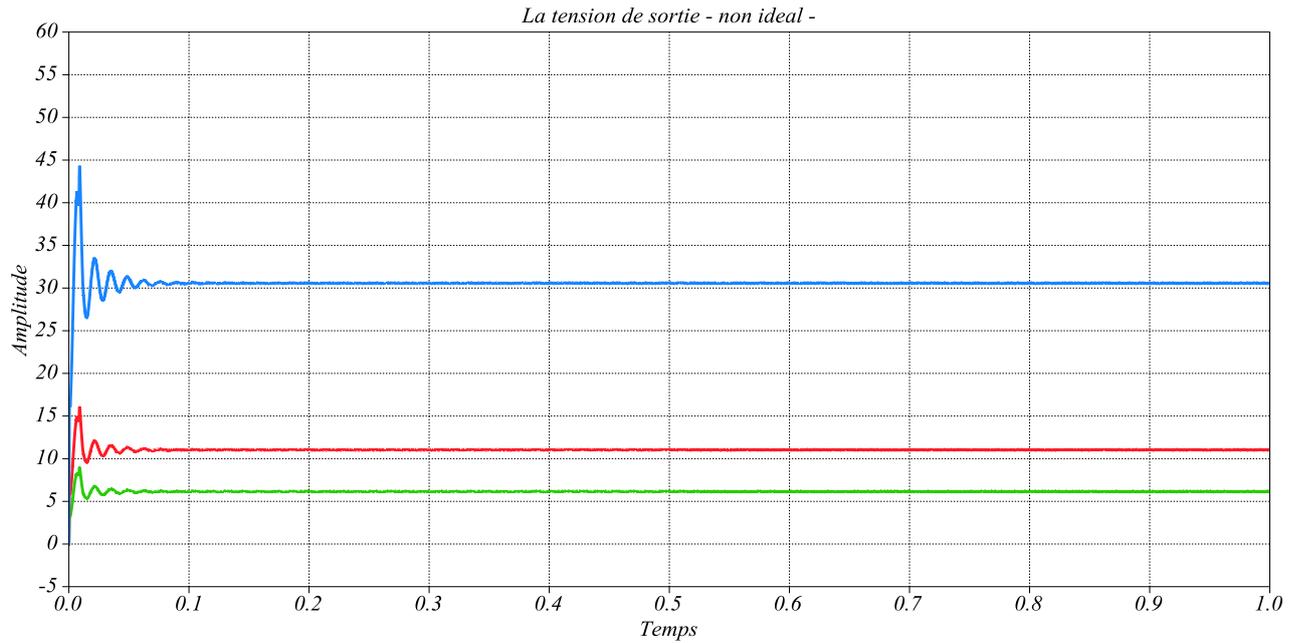


Figure II.15: Réponse indicielle en BO du Zeta non idéal.

- Fonction de transfert

**Pour Vs = 7**

$$\frac{Vs(s)}{Ve(s)} = \frac{15.25s^3 + 1.07 \times 10^7 s^2 + 9.579 \times 10^8 s + 6.882 \times 10^{12}}{s^4 + 6798s^3 + 4.272 \times 10^7 s^2 + 7.525 \times 10^9 s + 1.42 \times 10^{13}}$$

**Pour Vs = 12**

$$\frac{Vs(s)}{Ve(s)} = \frac{22.06s^3 + 1.548 \times 10^7 s^2 + 1.17 \times 10^9 s + 8.397 \times 10^{12}}{s^4 + 6798s^3 + 4.263 \times 10^7 s^2 + 6.471 \times 10^9 s + 1.42 \times 10^{13}}$$

**Pour Vs = 32**

$$\frac{Vs(s)}{Ve(s)} = \frac{36.2s^3 + 2.54 \times 10^7 s^2 + 1.188 \times 10^9 s + 8.482 \times 10^{12}}{s^4 + 6798s^3 + 4.263 \times 10^7 s^2 + 5.253 \times 10^9 s + 5.501 \times 10^{12}}$$

**Remarque :**

La tension de sortie est indésirable, Et les oscillations amorties du régime transitoire au cours de 0.08s.

- **Correcteur (régulateur) PI (pidTuner)**

On appel correcteur proportionnel est intégral (PI) un correcteur de la forme :

$$Kp + Ki \times \frac{1}{s}$$

A partir la commande pidTuner , on a proposé les paramètres de correcteur PI comme suit :

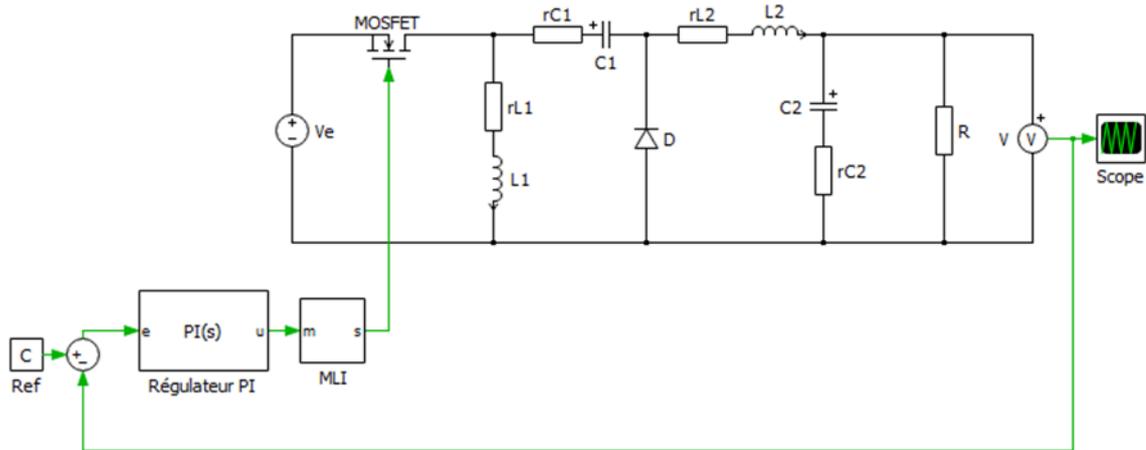


Figure II.16: Circuit non idéal de convertisseur Zeta (BF).

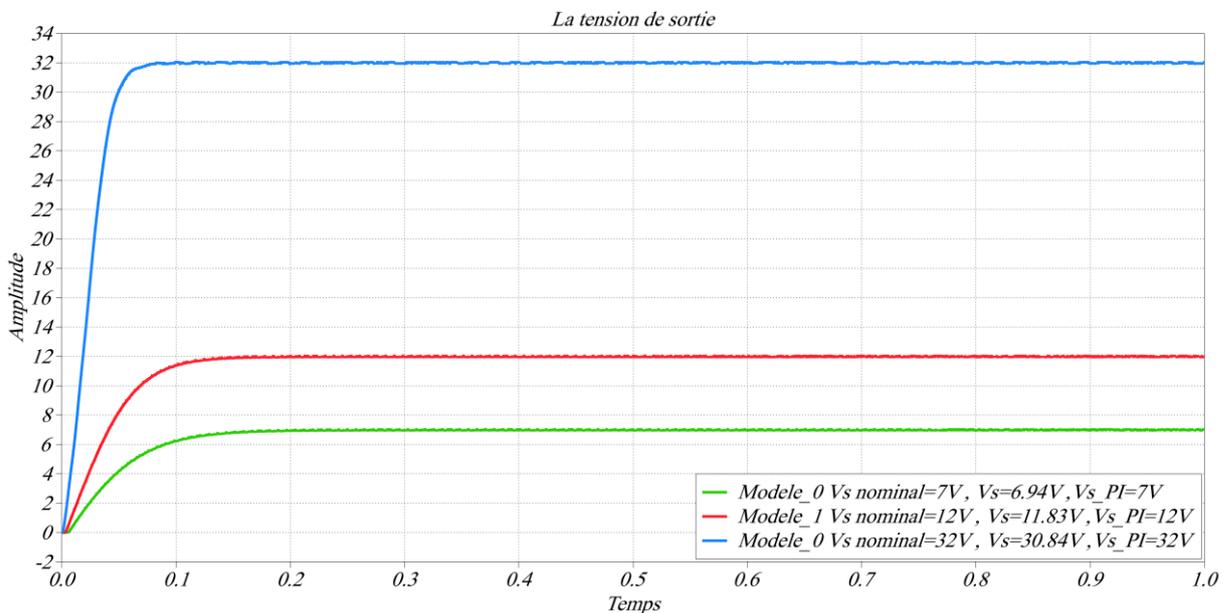


Figure II.17: Réponse indicielle en BF du Zeta non idéal .

**Remarque :**

Après avoir ajouté le correcteur PI dans le circuit non idéal, la tension de sortie est stabilisée en 0.05 seconde sans oscillations et un résultat souhaité est obtenu.

Le tableau suivant illustre la caractéristique de réponse qui est affectée par la modification de chacun des paramètres du système de convertisseur Zeta.

*Tableau II.3 : Caractéristique de réponse du système de convertisseur Zeta*

| Paramètres du convertisseur Zeta   | L1          |             | L2 |   | C1          |             | C2          |             |
|------------------------------------|-------------|-------------|----|---|-------------|-------------|-------------|-------------|
|                                    | A           | D           | A  | D | A           | D           | A           | D           |
| Dépassement                        | D           | A           | D  | A | A           | D           | A           | D           |
| Oscillation                        | D           | A           | A  | D | A           | D           | D           | A           |
| Temps de montée                    | A           | D           | A  | D | A           | D           | A           | D           |
| Temps de stabilisation             | Non affecté | Non affecté | A  | D | A           | D           | Non affecté | Non affecté |
| Ondulations de la sortie           | Non affecté | Non affecté | D  | A | Non affecté | Non affecté | D           | A           |
| Erreur en régime permanent         | D           | A           | A  | D | Non affecté | Non affecté | Non affecté | Non affecté |
| <b>NB: A =Augmenté, D= Diminué</b> |             |             |    |   |             |             |             |             |

Il est à noter qu'en augmentant L1 et en diminuant L2, un sous-dépassement se produit à un certain point en raison de l'apparition de zéros instables, nous ne pouvons donc pas faire varier ces valeurs et d'autres sans tenir compte des autres caractéristiques de réponse. D'autre part, l'erreur en régime permanent ne peut pas être réduite ou éliminée de manière significative dans le système de convertisseur Zeta en boucle ouverte.

Sur la base de ce qui précède, le choix des valeurs de L1, L2, C1 et C2 dépend de la réponse du convertisseur Zeta que nous voulons dans le système en boucle ouverte, et de la quantité d'ondulations que nous pouvons tolérer dans la tension de sortie convertie. Nous pouvons choisir les valeurs de L1, L2, C1 et C2 pour obtenir une très bonne réponse en boucle ouverte, mais cela ne suffit pas. Le système de convertisseur Zeta a besoin d'un contrôleur robuste car la tension de sortie convertie peut dévier de sa valeur désirée lorsque certaines perturbations se produisent comme le changement de la source de tension ou de la charge ou des deux, ce qui peut endommager ou dysfonctionner la charge ou le dispositif sensible [4].

## II.9. Avantages et inconvénients

### II.9.1. Avantages [5]

- L'avantage d'une topologie Zeta est que la boucle de rétroaction est plus stable, de sorte qu'elle peut faire face à une plage de tension d'entrée plus large et à des transitoires de charge plus élevés sans entrer en résonance. L'ondulation de sortie est également nettement inférieure.
- C'est un convertisseur de type Buck-Boost. Cela signifie que vous pouvez augmenter la tension et descendre également.

- Il offre une meilleure efficacité et un meilleur gain de tension que le convertisseur Buck-Boost ordinaire.
- La tension de sortie est positive par rapport à la terre, ce qui simplifie le circuit de détection.

### II.9.2. Inconvénients [5]

- L'inconvénient est qu'une topologie Zeta a un courant d'ondulation d'entrée plus élevé, elle a donc besoin d'un condensateur C1 plus grand pour le même transfert d'énergie (la tension intermédiaire est plus faible) et le commutateur n'est pas mis à la terre, donc un circuit de décalage de niveau est nécessaire pour conduire le commutateur.
- Le courant d'entrée est discontinu, ce qui n'est pas souhaité pour certaines applications.
- Il s'agit d'un convertisseur de quatrième ordre, ce qui rend le contrôle difficile. Certaines techniques de contrôle deviennent étrangement difficiles à mettre en œuvre dans ce convertisseur, comme le contrôle du mode coulissant.

### II.10. Comparaison entre le convertisseur Zeta et les autres convertisseurs [6]

*Tableau II.4 : Comparaison entre le convertisseur Zeta et les autres convertisseurs [6].*

|                     |   |
|---------------------|---|
| <b>Buck</b>         | Il est capable de limiter le courant d'appel et de protéger contre les surcharges, cependant : pour l'application du facteur de puissance, la tension continue de sortie est réfléchi vers le côté primaire du transformateur bloquant les diodes de redressement n'a pas d'avenir dans les applications de correction du facteur de puissance. |
| <b>Boost</b>        | Il n'est pas naturellement isolé et fonctionne uniquement comme un élévateur de tension.<br>il n'est pas capable de se protéger contre une surintensité ou un court-circuit de la charge.   |
| <b>Buck- Boost</b>  | Il est le seul convertisseur capable de satisfaire simultanément à toutes les spécifications mentionnées.   |
| <b>Cuk et Sepic</b> | Ils sont naturellement isolés et fonctionnent comme des abaisseurs et des élévateurs de tension, cependant : ne se protègent pas contre les surcharges ; un circuit supplémentaire est nécessaire pour limiter le courant d'appel.  |
| <b>Zeta</b>         | il est plus avantageux que les autres convertisseurs DC/DC.<br>Le principal attrait du convertisseur Zeta est qu'il s'agit d'une structure naturellement isolée, qui permet d'obtenir une tension de sortie régulée avec un seul étage de traitement de la puissance.   |

**II.11. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'analyse et la modélisation du circuit du convertisseur, ainsi que sa simulation avec différentes valeurs de rapport cyclique de la tension souhaitée dans les deux boucles (ouverte et fermée). À la fin de ce chapitre, on a mentionné les avantages et les inconvénients de ce convertisseur et on a fait une comparaison avec les autres hacheurs.

# **CHAPITRE 03**

## **Modélisation des incertitudes**

### **(Simulation et Résultat)**

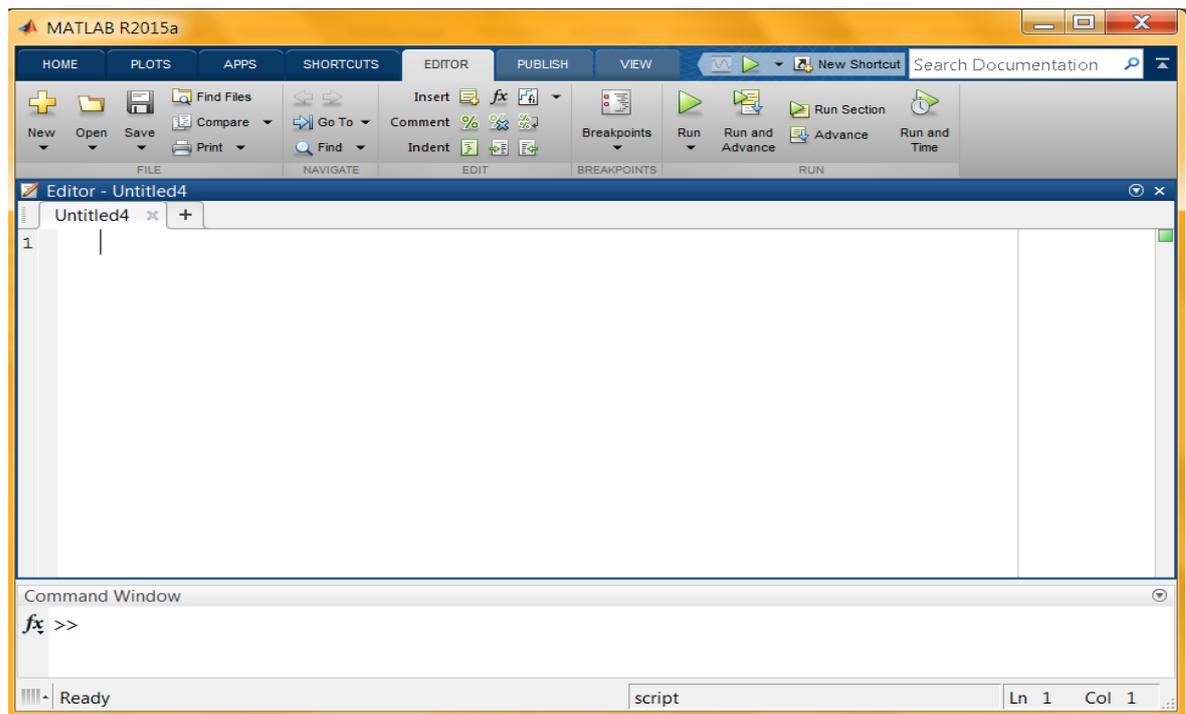
### III.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons utiliser des scripts sur MATLAB pour modéliser des incertitudes dans un convertisseur Zeta pour des cas non idéal.

Plus de extrait l'incertitude additive et multiplicative, nous déterminons des poids d'incertitudes et nous testons ces poids pour créer un modèle d'incertitudes.

### III.2. Logiciel environnement (MATLAB)

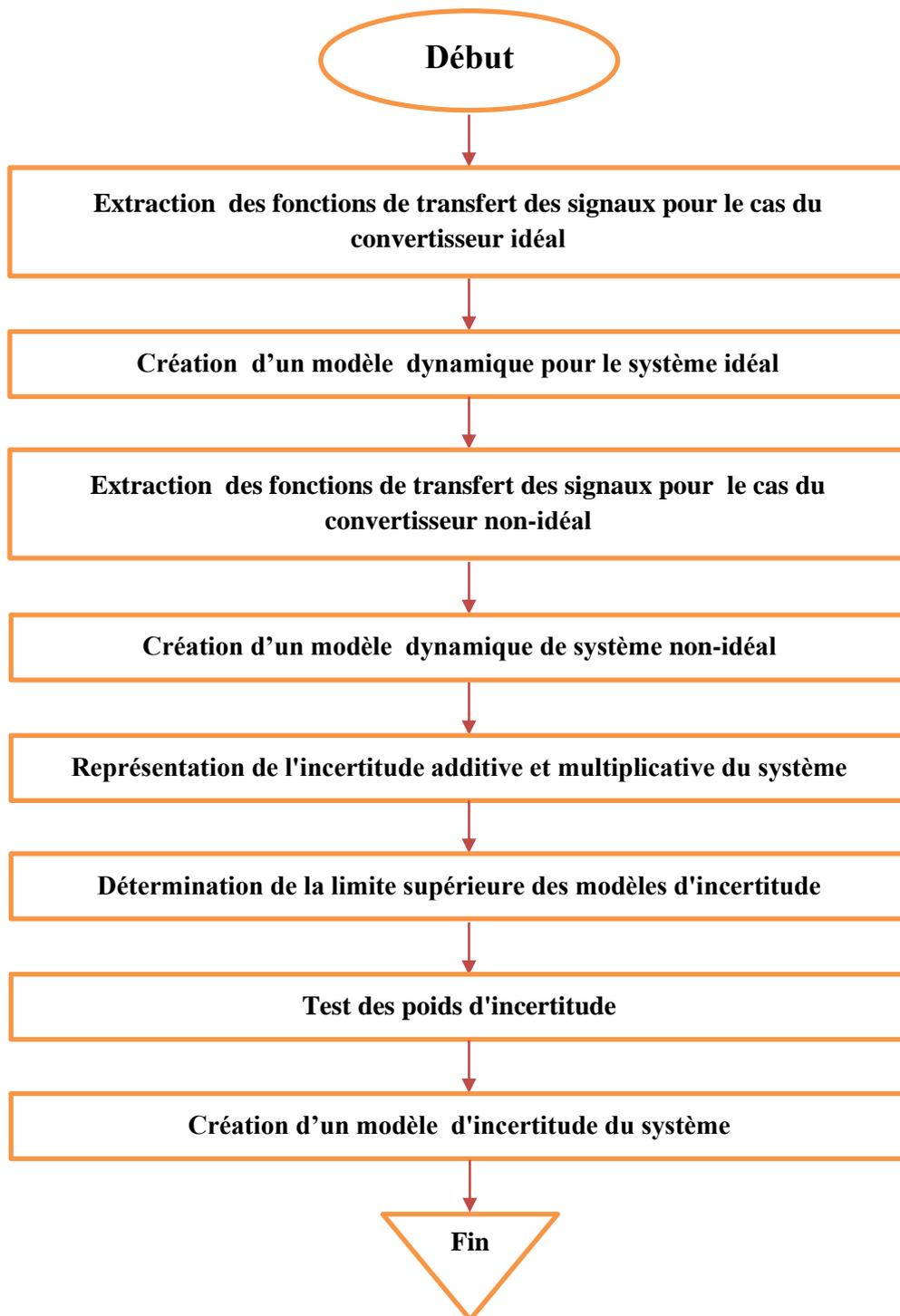
MATLAB (Matrix laboratory) est un langage de script émulé par un environnement de développement du même nom, il est utilisé à des fins de calcul numérique. Développé par la société 'The Math Works', MATLAB permet de manipuler des matrices, d'afficher des courbes et des données, de mettre en œuvre des algorithmes, de créer des interfaces utilisateurs, et peut s'interfacer avec d'autres langages comme le C, C++, Java.



*Figure III.1: Interface de logiciel MATLAB (Partie script).*

### III.3. Organigramme du programme de simulation

Cet organigramme décrit les étapes à entreprendre pour la construction des modèles d'incertitude additive et multiplicative de convertisseur Zeta [1] [2] [3].



*Figure III.2: Organigramme du programme de simulation.*

### III.4. Modélisations des incertitudes

Dans le chapitre précédent, Nous avons illustré l'influence des incertitudes sur le fonctionnement de convertisseur Zeta et sur la tension de sortie souhaitée, ainsi, nous utiliserons les étapes de l'organigramme précédent et le logiciel MATLAB pour créer le modèle d'incertitude de deux cas.

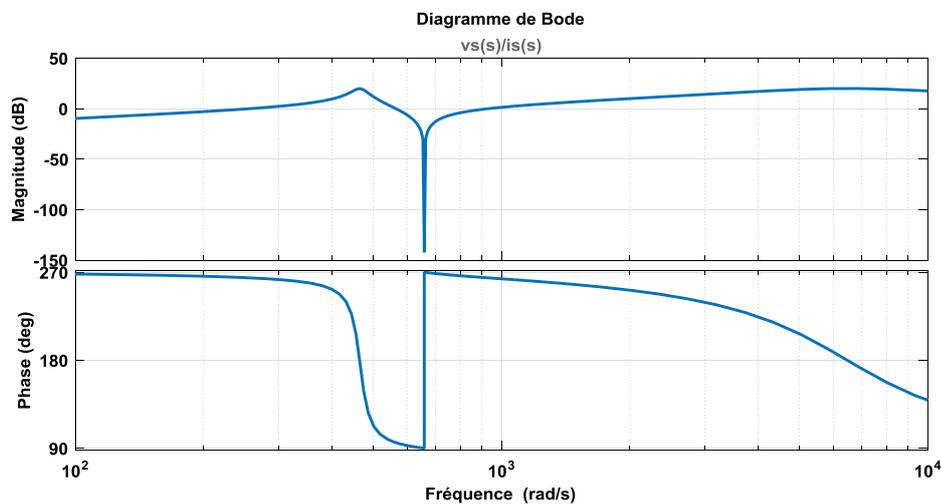
Nous avons choisi les valeurs nominales illustrées sur le tableau suivant :

*Tableau III.1 : Paramètres du convertisseur Zeta idéal.*

| Paramètres du convertisseur Zeta |     | Valeurs nominales |
|----------------------------------|-----|-------------------|
| Tension de source CC d'entrée    | VE  | 20V               |
| Tension de source CC de sortie   | Vs  | 20V               |
| Condensateur1                    | C1  | 720µF             |
| Condensateur2                    | C2  | 15µF              |
| Inducteur1                       | L1  | 1.6 mH            |
| Inducteur2                       | L2  | 1.6 mH            |
| Résistance de charge             | R   | 10Ω               |
| Fréquence de commutation         | Fsw | 25KHz             |

#### III.4.1. Extraction les fonctions de transfert des signaux en cas de convertisseur idéal

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #01# sur MATLAB pour extraire la fonction de transfert des signaux :  $V_e$ ,  $I_s$  et  $d$ , et le tracé des diagrammes de Bode de chaque fonction.



*Figure III.3: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas idéal.*

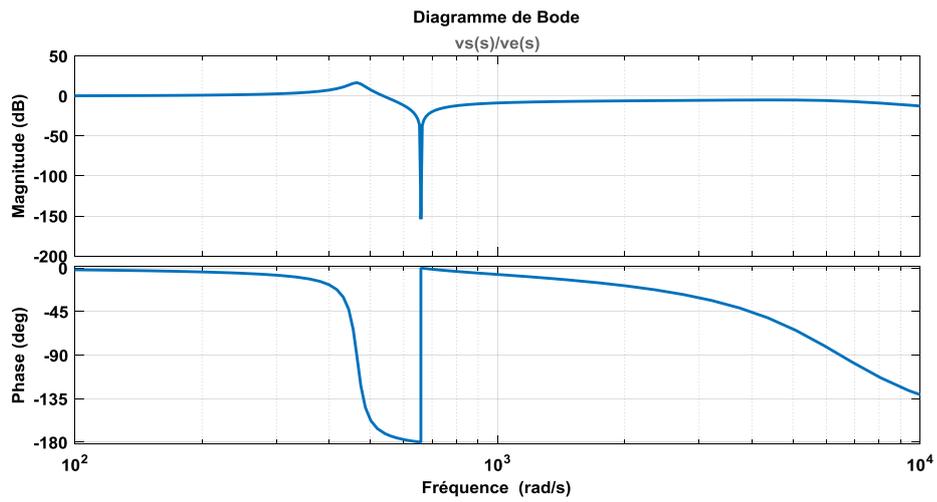


Figure III.4: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas idéal.

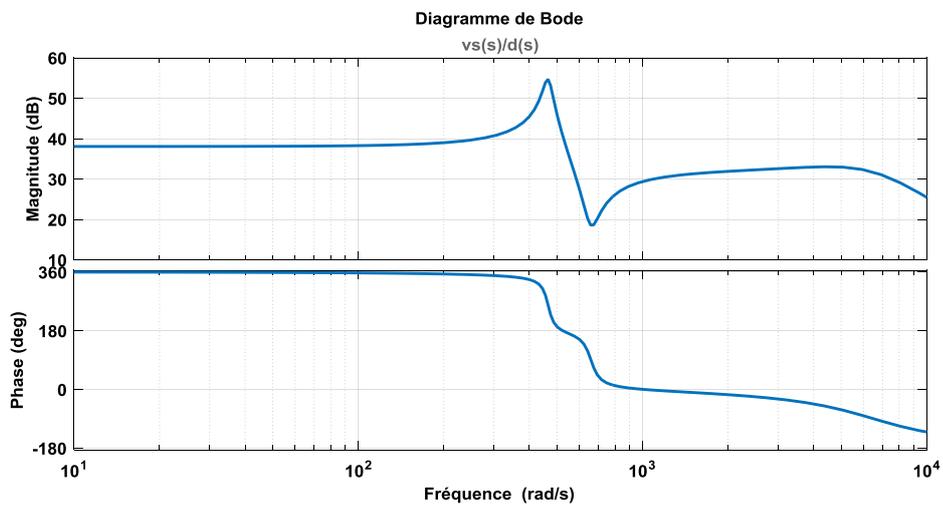


Figure III.5: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas idéal.

Aussi, la réponse indicielle  $V_s(s) / V_e(s)$  est tracée dans la Figure suivant :

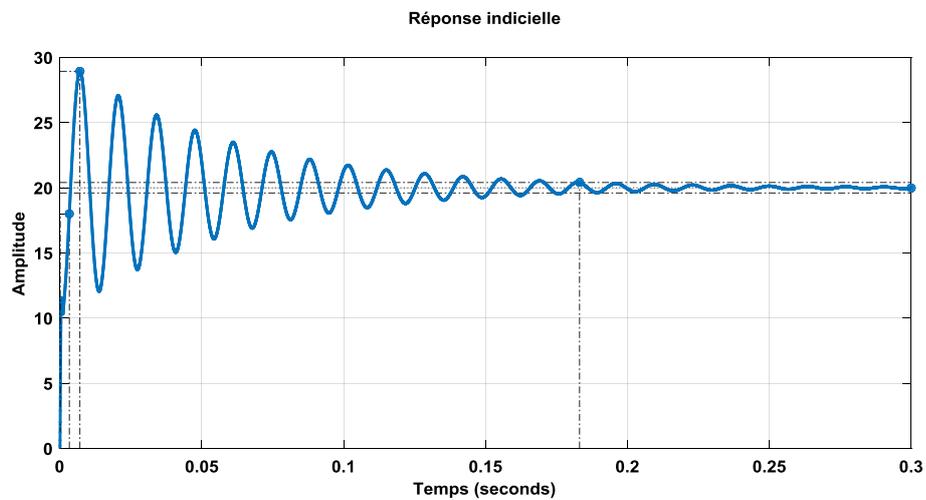


Figure III.6: Réponse indicielle pour le convertisseur idéal.

En régime permanent, la tension de sortie est désirable. Et les oscillations sont amorties après 0.26s, et le dépassement est de (55%).

### III.4.2. Création d'un modèle dynamique pour système idéal

En combinant les trois équations de fonctions de transfert, nous pouvons former un modèle qui peut être utilisé pour la création du modèle d'incertitude, qui est présentée sur la figure suivant :

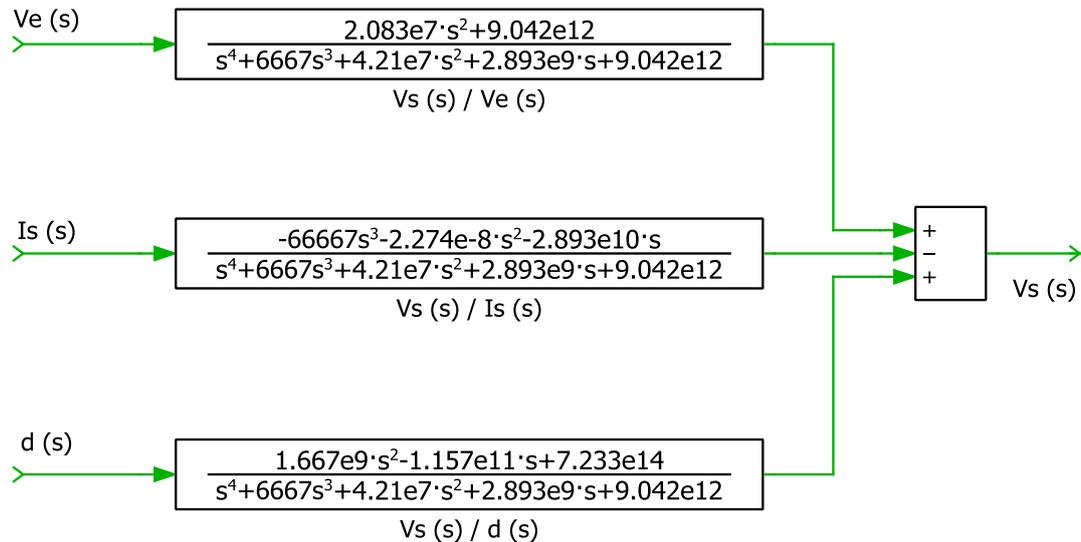


Figure III.7: Modèle dynamique de convertisseur Zeta idéal.

Ce modèle représente le coup de sifflet de départ pour l'obtention du modèle d'incertitude.

### III.4.3. Extraction des fonctions de transfert des signaux pour le cas du convertisseur non idéal

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #02# sur MATLAB pour extraire la fonction de transfert des signaux :  $V_e$ ,  $I_s$  et  $d$ . et le tracé des diagrammes de Bode de chaque fonction. Dans cette étape, nous avons deux cas à étudier :

L'effet des changements de charge et l'effet des tolérances des composants.

Nous commençons avec le premier cas, à partir de l'extraction des fonctions de transfert (non idéal) jusqu'à la création de modèle incertain.

#### III.4.3.1. Première cas : Effet des changements de charge

On choisit une plage de variation de la charge [2 Ohm ; 10Ohm] , et les ESR non nulles.

Tableau III.2: Paramètres du convertisseur Zeta non-idéal cas1.

| Paramètres du convertisseur Zeta non idéal cas1 |                 | Valeurs  |
|---|-----------------|----------|
| Tension de source CC d'entrée                   | VE              | 20V      |
| Tension de source CC de sortie                  | Vs              | 20V      |
| Condensateur                                    | C1              | 720µF    |
| l'ondulation du la tension de condensateur      | $\Delta v_{C1}$ | 0.06V    |
| Condensateur                                    | C2              | 15µF     |
| l'ondulation du la tension de condensateur      | $\Delta v_{C2}$ | 0.06V    |
| Inducteur                                       | L1              | 1.6 mH   |
| l'ondulation du courant de l'inducteur          | $\Delta i_{L1}$ | 0.18A    |
| Inducteur                                       | L2              | 1.6 mH   |
| l'ondulation du courant de l'inducteur          | $\Delta i_{L2}$ | 0.18A    |
| Chute de tension de la diode                    | vD              | 0.7V     |
| Résistance directe de la diode                  | rD              | 10mΩ     |
| Résistance de charge                            | R               | 10Ω      |
| Fréquence de commutation                        | Fsw             | 25KHz    |
| Résistance drain-source du MOSFET rds           | rds             | 0.01 Ω   |
| ESR ,rC1  | rC1             | 0.19 Ω   |
| ESR ,rC2  | rC2             | 0.095 Ω  |
| ESR ,rL1  | rL1             | 1e-3 Ω   |
| ESR ,rL2  | rL2             | 0.5e-3 Ω |

Les figures suivantes représentée le résultat d'exécution du script #02#

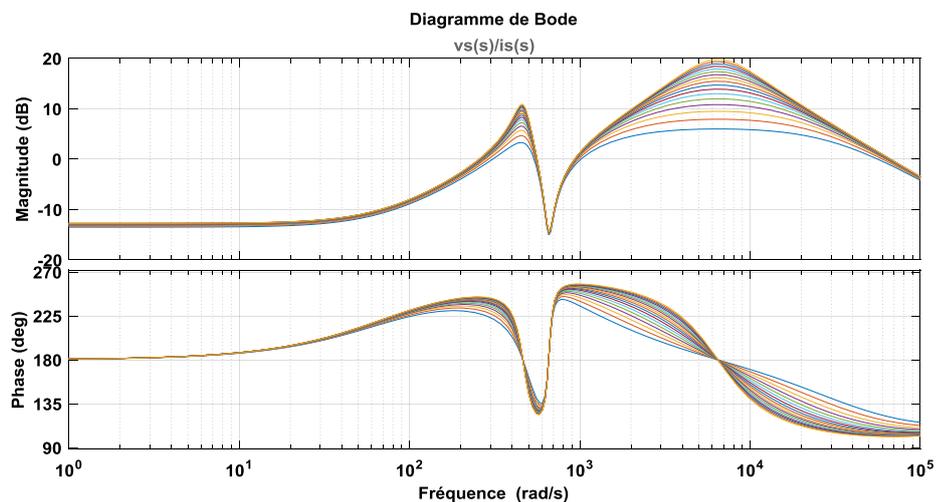


Figure III.8: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1 non-idéal.

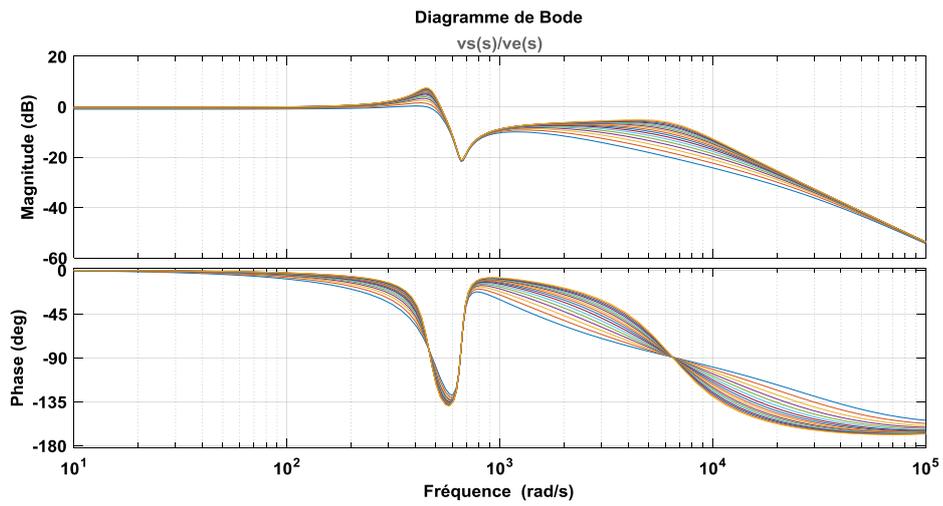


Figure III.9: Diagramme de Bode de FT ( $Vs(s)/Ve(s)$ ) cas1 non-idéal.

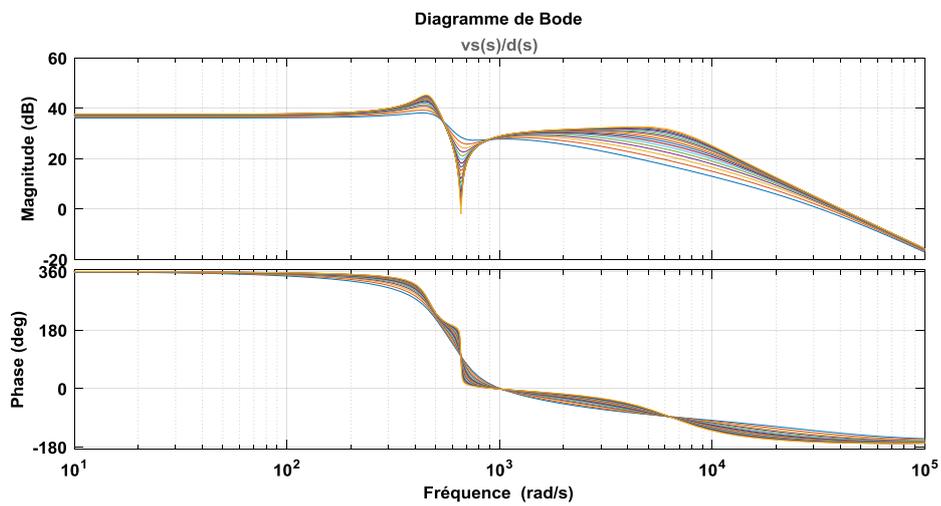


Figure III.10: Diagramme de Bode de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas1 non-idéal.

Aussi, la réponse indicielle  $Vs(s) / Ve(s)$  tracée dans la figure suivante :

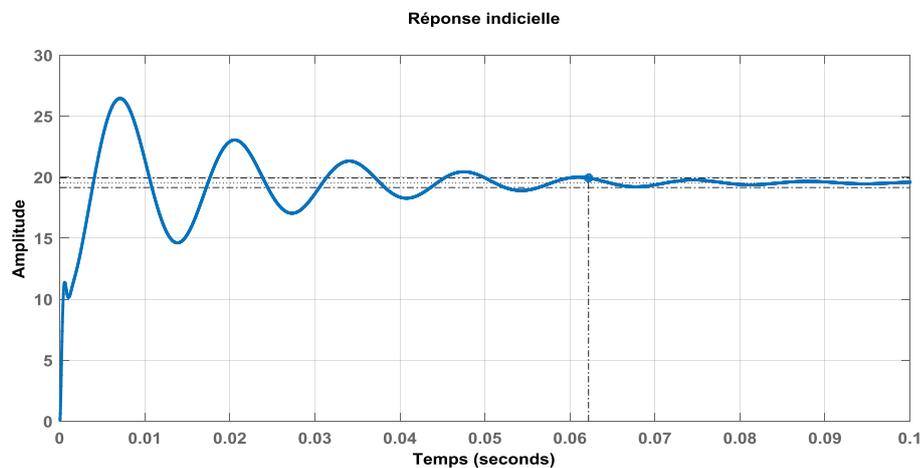


Figure III.11: Réponse indicielle en convertisseur non idéal cas1.

La tension de sortie est indésirable, et les oscillations amorties du régime transitoire au cours de 0.08 s.

**1) Création d'un modèle dynamique pour système non-idéal**

En combinant les trois équations de fonctions de transfert, nous pouvons former un modèle comme sur la figure suivant :

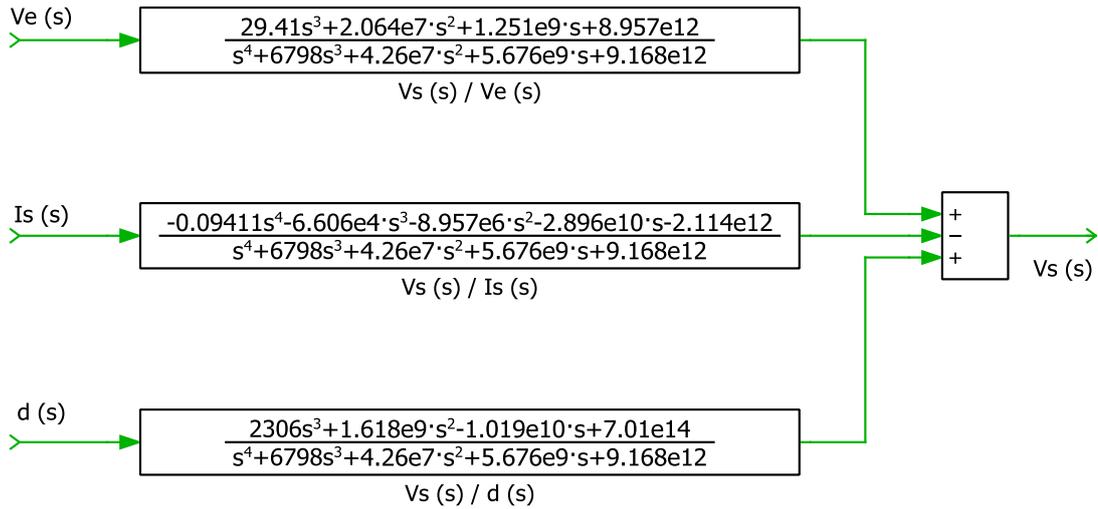


Figure III.12: Modèle dynamique de convertisseur Zeta non- idéal cas1.

**2) Représentation de l'incertitude additive et multiplicative du système**

**A. Représentation de l'incertitude additive du système**

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #03# sur MATLAB pour représenter les incertitudes additive en fonction de transfert  $V_e$ ,  $I_s$  et  $d$ . et le tracé des diagrammes de Bode de chaque représentations.

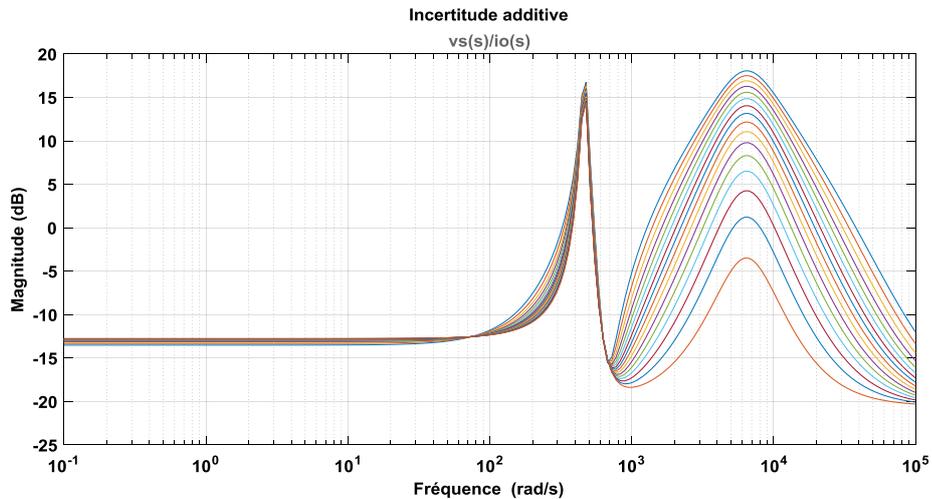


Figure III.13: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1.

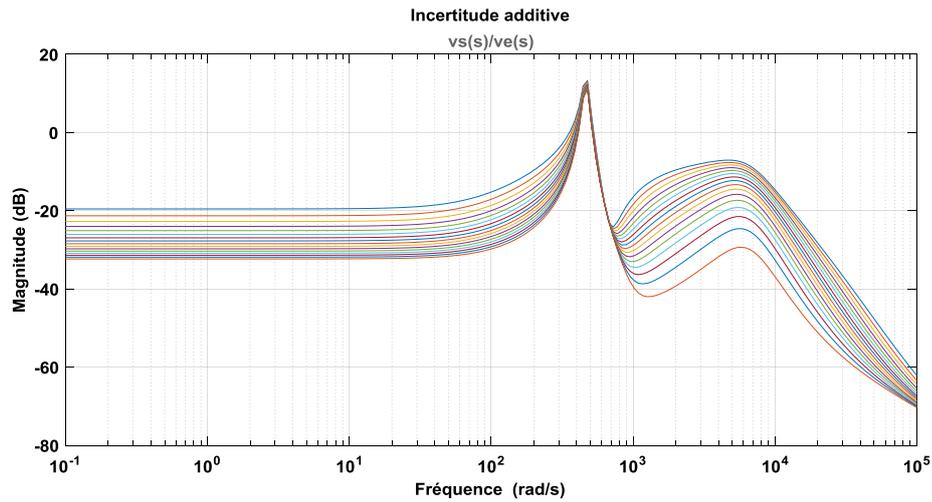


Figure III.14: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $Vs(s)/Ve(s)$ ) cas1.

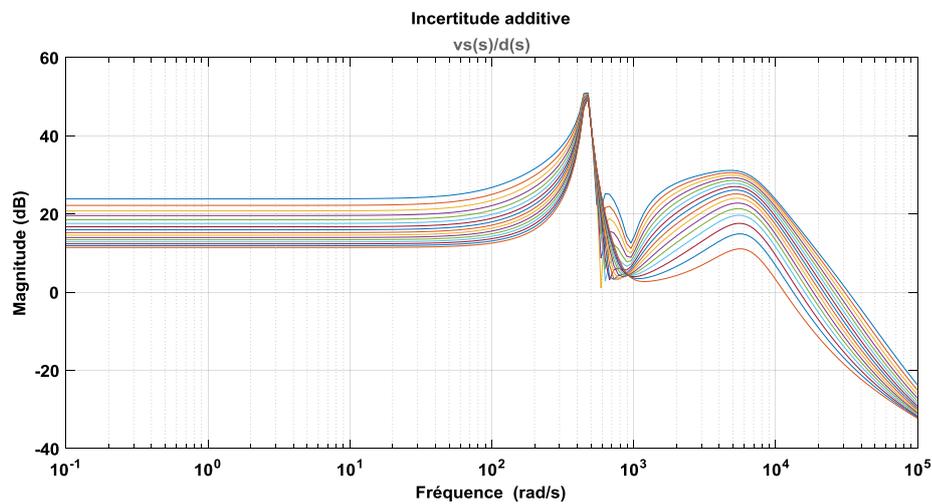


Figure III.15: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas1.

**B. Représentation de l'incertitude multiplicative du système**

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #04# sur MATLAB pour représenter les incertitudes multiplicative en fonction de transfert  $Ve$ ,  $Is$  et  $d$ . et le tracé des diagrammes de Bode de chaque représentations.

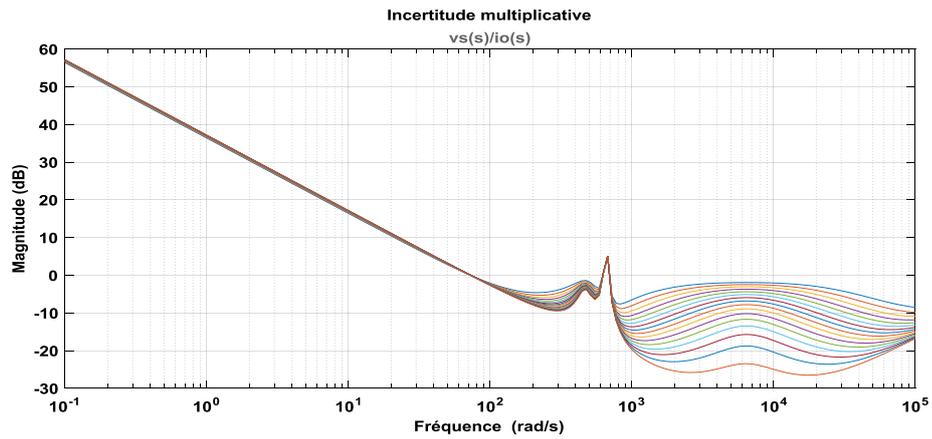


Figure III.16: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $Vs(s)/Is(s)$ ) cas I.

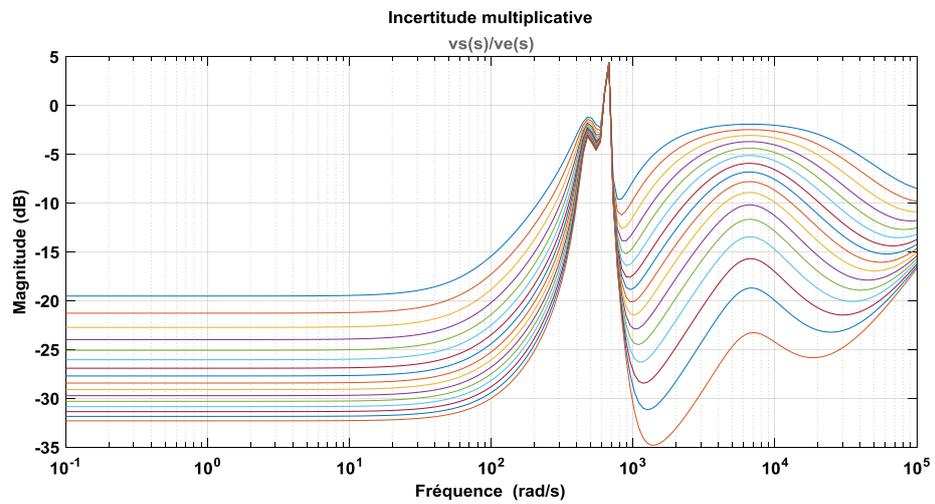


Figure III.17: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $Vs(s)/Ve(s)$ ) cas I.

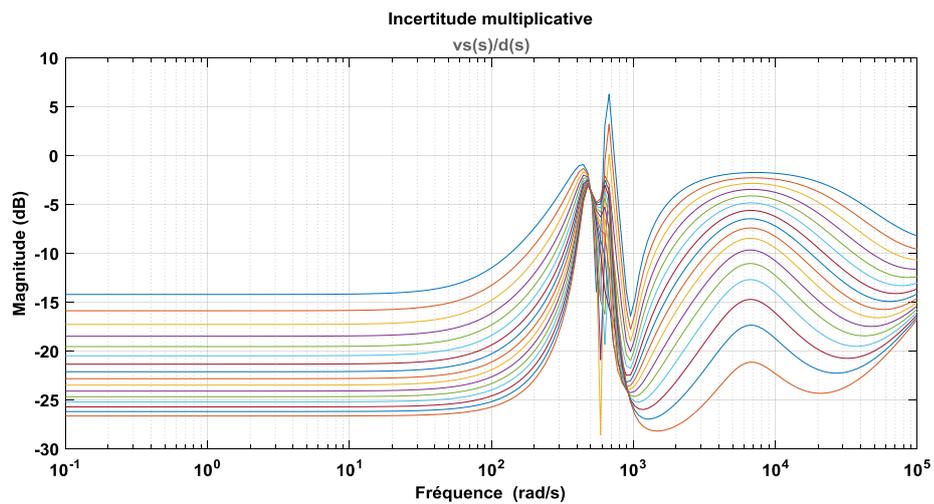


Figure III.18: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas I.

### 3) Détermination de la limite supérieure des modèles d'incertitude

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #05# et #06# sur MATLAB pour extraire les poids d'incertitude additive et multiplicative en fonction de transfert  $V_e$ ,  $I_s$  et  $d$ . et le tracé des diagrammes de Bode de chaque représentations.

#### A. Extraction des poids d'incertitude additive et leurs fonctions de transfert

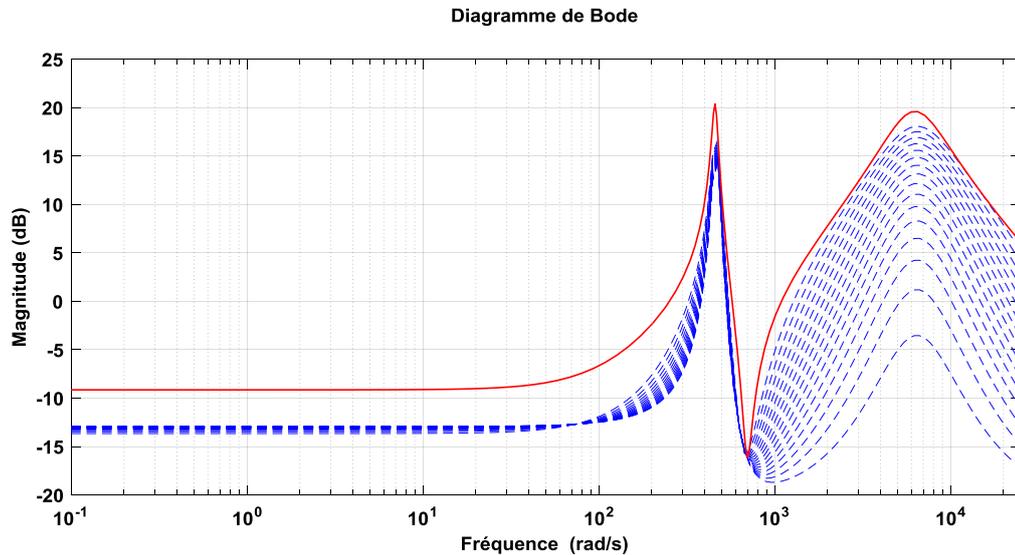


Figure III.19: Diagramme de Bode de la limite d'incertitude additive du modèle de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas1.

$$\frac{V_s(s)}{I_s(s)} = \frac{0.01068s^4 + 4.848s^3 + 9.317 \times 10^6 s^2 + 2.41 \times 10^{10} s + 2.892 \times 10^{12}}{s^4 + 5064s^3 + 3.97 \times 10^7 s^2 + 2.404 \times 10^9 s + 8.289 \times 10^{12}}$$

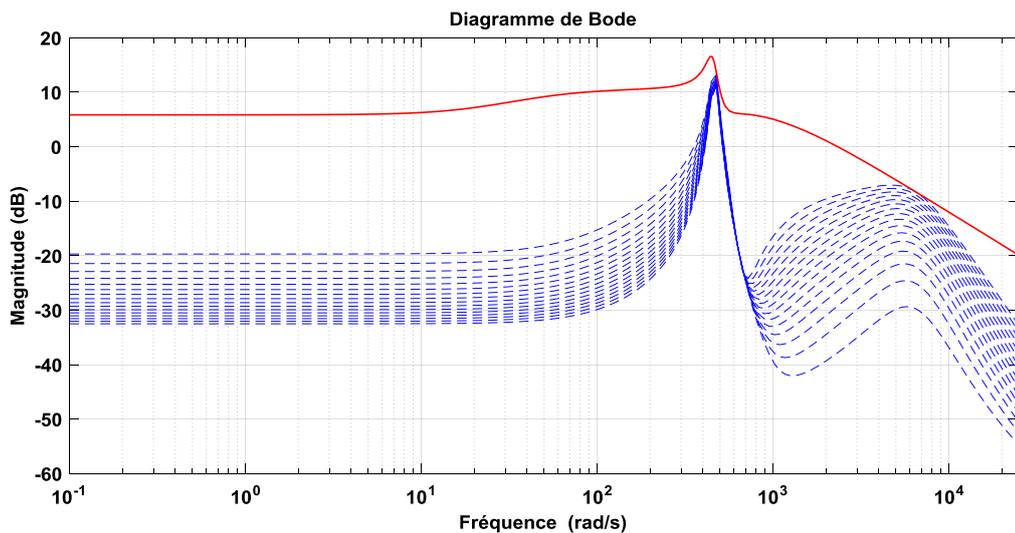


Figure III.20: Diagramme de Bode de la limite d'incertitude additive du modèle de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas1.

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = \frac{2.008 \times 10^{-4} s^4 + 2522s^3 + 4.34 \times 10^5 s^2 + 6.438 \times 10^8 s + 1.564 \times 10^{10}}{s^4 + 1015s^3 + 3.087 \times 10^5 s^2 + 1.986 \times 10^8 s + 7.973 \times 10^9}$$

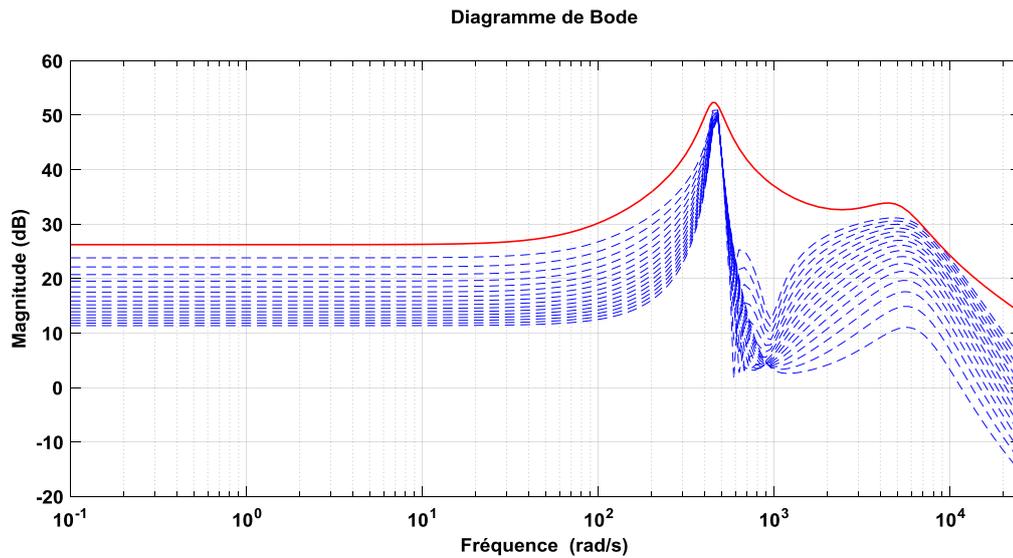


Figure III.21: Diagramme de Bode de la limite d'incertitude additive du modèle de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas1.

$$\frac{Vs(s)}{d(s)} = \frac{0.1107s^4 + 1.162 \times 10^5 s^3 + 9.024 \times 10^8 s^2 + 1.29 \times 10^{12} s + 1.08 \times 10^{14}}{s^4 + 4144s^3 + 2.647 \times 10^7 s^2 + 3.904 \times 10^9 s + 5.275 \times 10^{12}}$$

**B. Extraction des poids d'incertitude multiplicative et leurs fonctions de transfert**

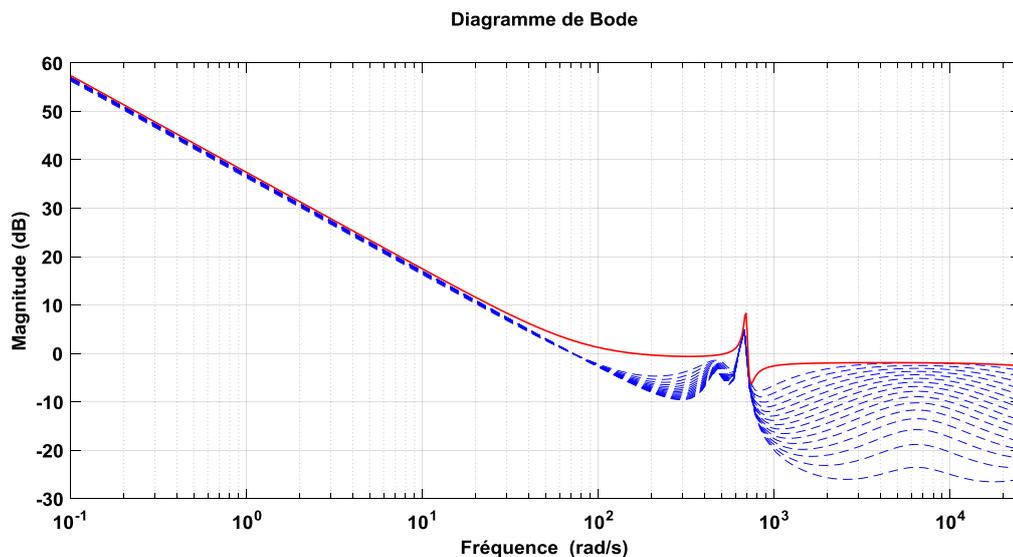


Figure III.22: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT ( $Vs(s)/Is(s)$ ) cas1.

$$\frac{Vs(s)}{Is(s)} = \frac{0.52198s^4 + 4.543 \times 10^4 s^3 + 4.854 \times 10^6 s^2 + 1.853 \times 10^{10} s + 1.543 \times 10^{12}}{s^4 + 4.384 \times 10^4 s^3 + 1.543 \times 10^6 s^2 + 2.087 \times 10^{10} s + 1.372 \times 10^8}$$

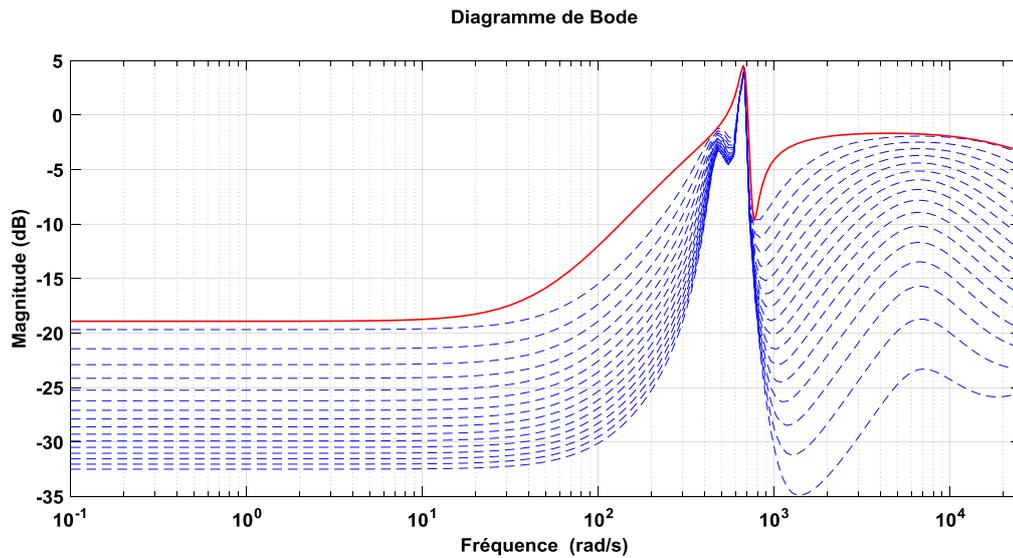


Figure III.23: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas1.

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = \frac{0.4943s^4 + 2.051 \times 10^4 s^3 + 2.812 \times 10^6 s^2 + 1.172 \times 10^{10} s + 5.704 \times 10^{11}}{s^4 + 2.478 \times 10^4 s^3 + 1.314 \times 10^7 s^2 + 1.237 \times 10^{10} s + 5.039 \times 10^{12}}$$

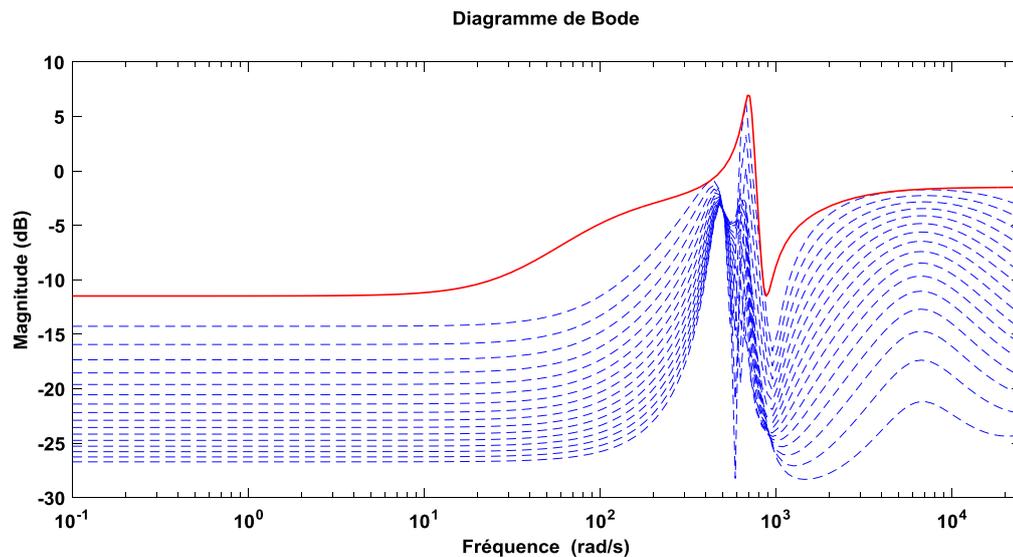


Figure III.24: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas1.

$$\frac{V_s(s)}{d(s)} = \frac{0.8422s^4 + 945.8s^3 + 7.598 \times 10^5 s^2 + 6.187 \times 10^8 s + 2.056 \times 10^{10}}{s^4 + 1758s^3 + 8.143 \times 10^5 s^2 + 8.583 \times 10^8 s + 7.71 \times 10^{10}}$$

#### 4) Test de la limite supérieure des modèles d'incertitude

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #07# et #08# sur MATLAB pour tester les poids d'incertitude additive et multiplicative en fonction de transfert  $V_e$ ,  $I_s$  et  $d$ . et le tracé des diagrammes de Bode de chaque représentations.

A. Test les poids d'incertitude additive :

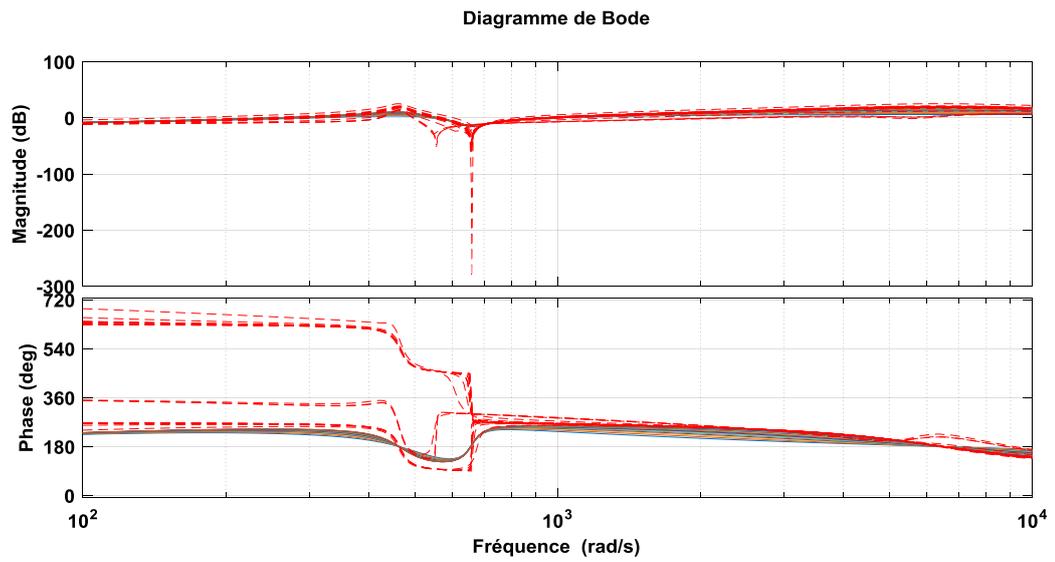


Figure III.25: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de FT  $(Vs(s)/Is(s))$  cas1.

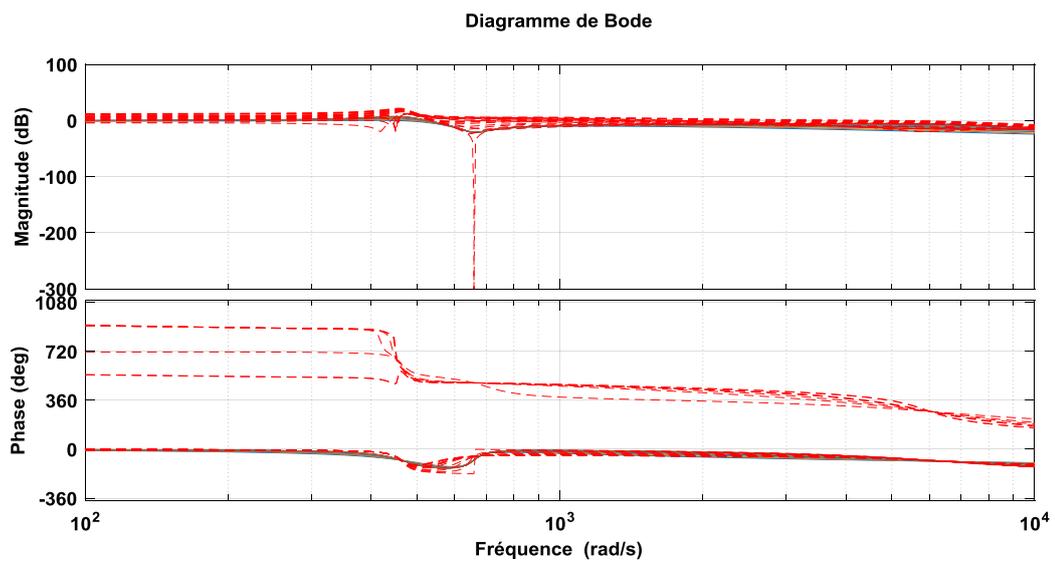


Figure III.26: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de FT  $(Vs(s)/Ve(s))$  cas1.

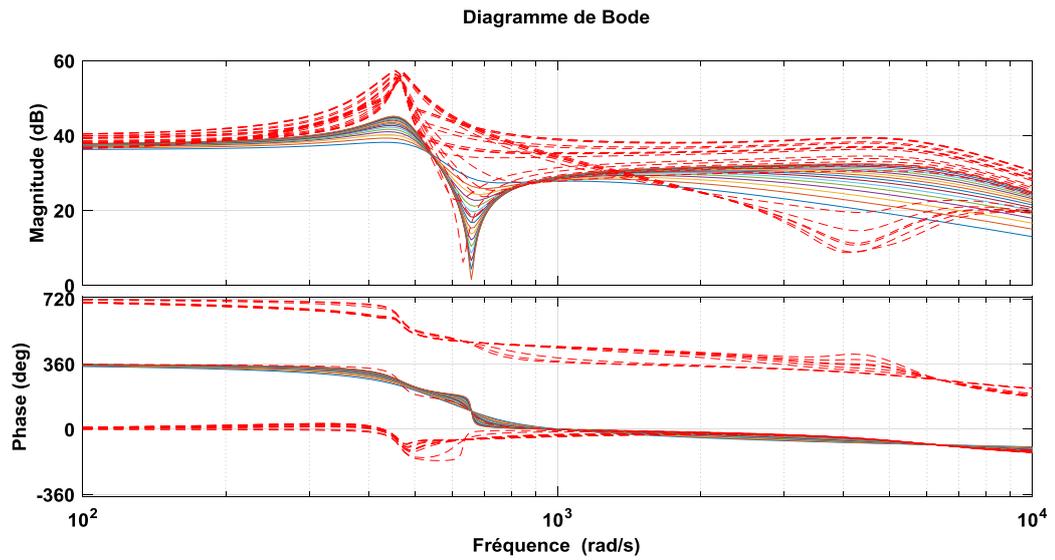


Figure III.27: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas1.

**B. Test les poids d'incertitude multiplicative :**

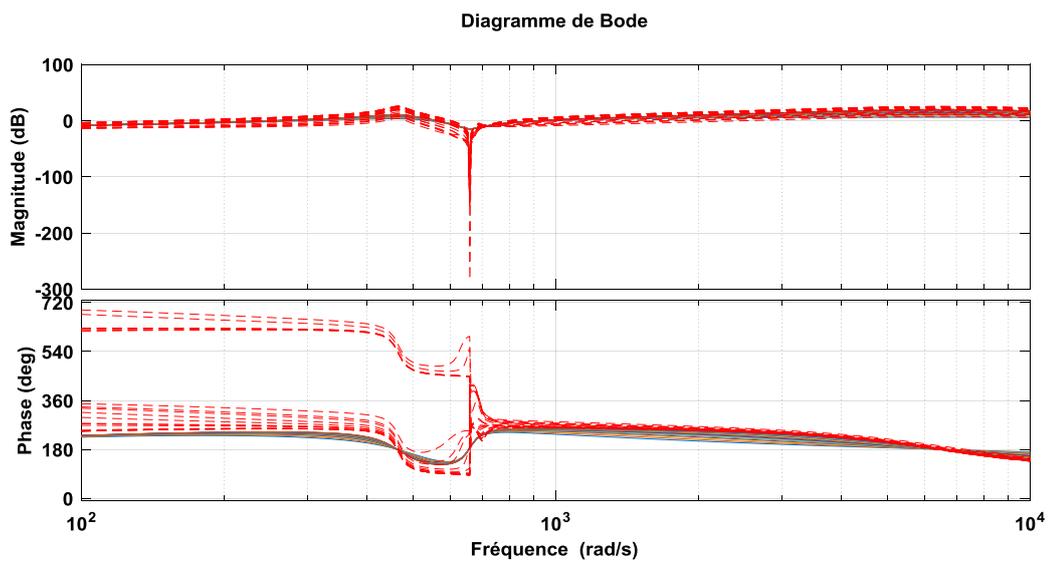


Figure III.28: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle nominal de FT ( $Vs(s)/Is(s)$ ) cas1.

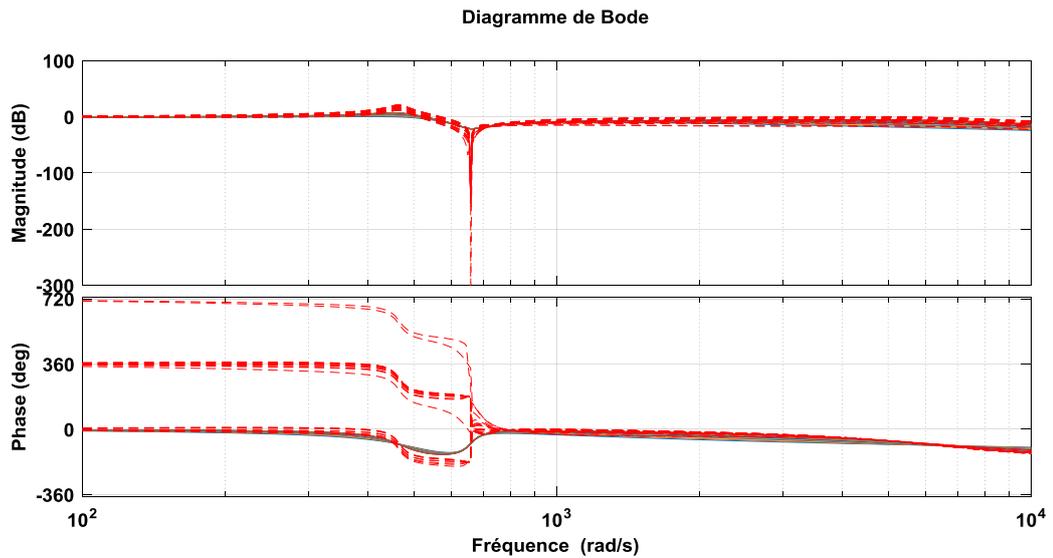


Figure III.29: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle nominal de FT ( $Vs(s)/Ve(s)$ ) cas1.

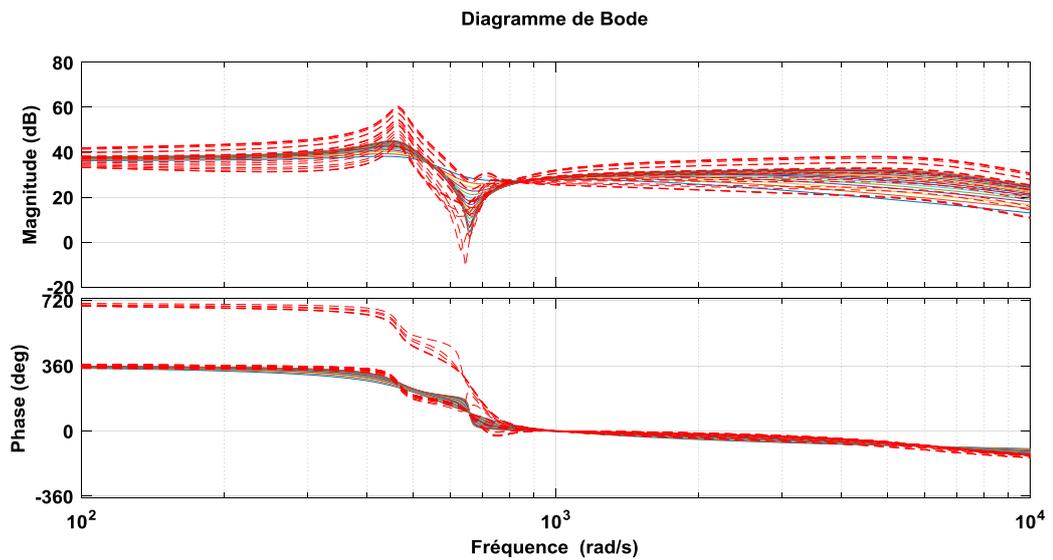


Figure III.30: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle nominal de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas1.

Le test des poids d'incertitude obtenus, il montre la fiabilité du modèle incertain puisqu'il couvre les résultats produits par le modèle nominal..

### 5) Création du modèle d'incertitude additive et multiplicative du système.

Grâce à ce modèle, le chercheur peut appliquer des théories et des méthodes sur le convertisseur pour réaliser le contrôle robuste et réduire le taux d'erreur.

**A. Création du modèle d'incertitude additive**

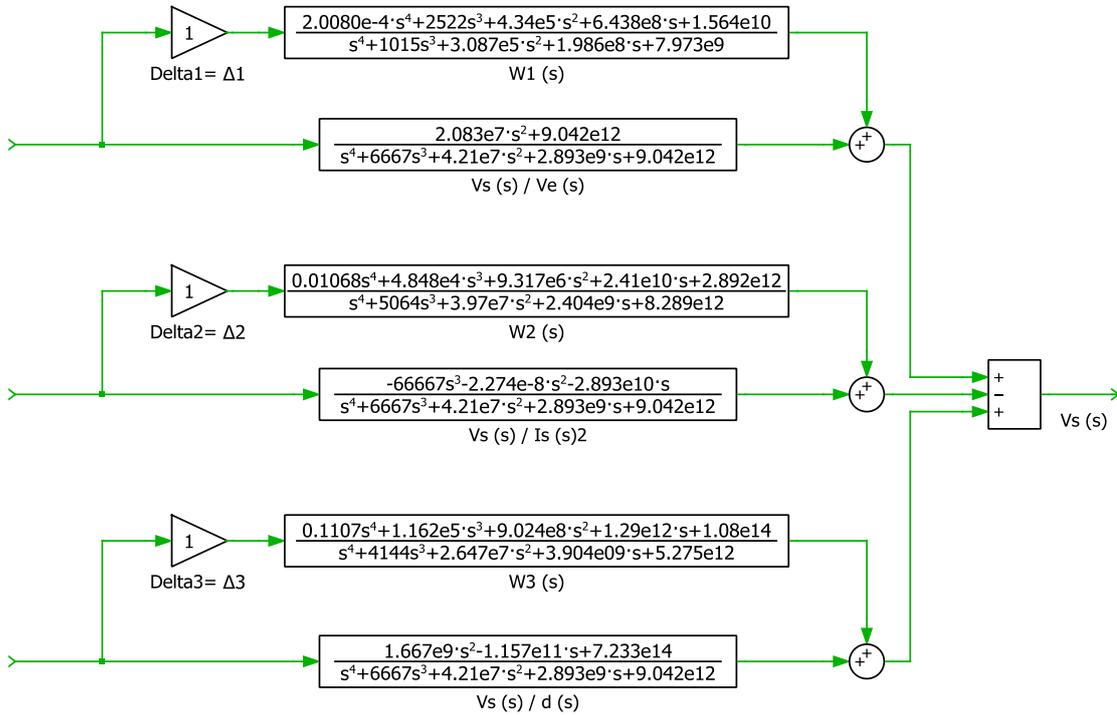


Figure III.31: Modèle d'incertitude additive du convertisseur Zeta non idéal cas1.

**B. Création du modèle multiplicatif du système.**

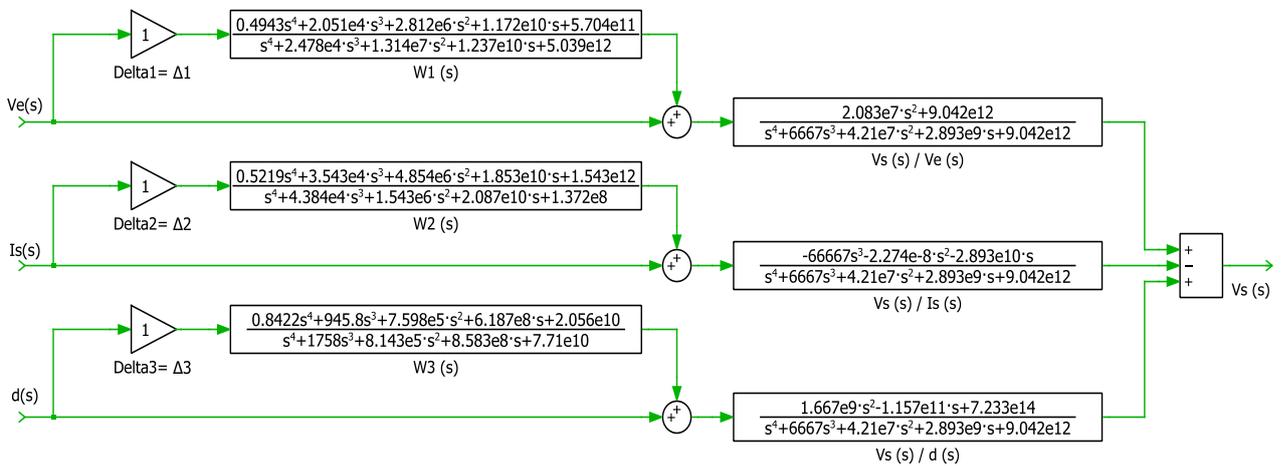


Figure III.32: Modèle d'incertitude multiplicative du convertisseur Zeta non idéal cas1.

**III.4.3.2. Deuxième cas : Effet des tolérances des composants**

On choisit une plage de variation des valeurs des composants comme l'illustre le tableau suivant :

Tableau III.3: Paramètres du convertisseur Zeta non-idéal cas2

| Paramètres du convertisseur Zeta non idéal cas2 |                 | Valeurs  | Erreur %    |
|---|-----------------|----------|-------------|
| Tension de source CC d'entrée                   | VE              | 20V      | ±15%        |
| Tension de source CC de sortie                  | Vs              | 20V      |             |
| Condensateur1                                   | C1              | 720µF    | ±15%        |
| l'ondulation du la tension de condensateur      | $\Delta v_{C1}$ | 0.06V    |             |
| Condensateur2                                   | C2              | 15µF     | ±15%        |
| l'ondulation du la tension de condensateur      | $\Delta v_{C2}$ | 0.06V    |             |
| Inducteur1                                      | L1              | 1.6 mH   | ±7%         |
| l'ondulation du courant de l'inducteur          | $\Delta i_{L1}$ | 0.18A    |             |
| Inducteur1                                      | L2              | 1.6 mH   | ±7%         |
| l'ondulation du courant de l'inducteur          | $\Delta i_{L2}$ | 0.18A    |             |
| Chute de tension de la diode                    | vD              | 0.7V     | ±25%        |
| Résistance directe de la diode                  | rD              | 10mΩ     | [-10%,+40%] |
| Résistance de charge                            | R               | 10Ω      | ±70%        |
| Fréquence de commutation                        | F               | 25KHz    |             |
| Résistance drain-source du MOSFET rds           | rds             | 0.01 Ω   | ±15%        |
| ESR ,rC1  | rC1             | 0.19 Ω   | [-10%,+70%] |
| ESR ,rC2  | rC2             | 0.095 Ω  | [-10%,+70%] |
| ESR ,rL1  | rL1             | 1e-3 Ω   | [-10%,+70%] |
| ESR ,rL2  | rL2             | 0.5e-3 Ω | [-10%,+70%] |

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #09# sur MATLAB pour extraire la fonction de transfert des signaux :  $V_e$ ,  $I_s$  et  $d$ . et le tracé des diagrammes de Bode de chaque fonction.

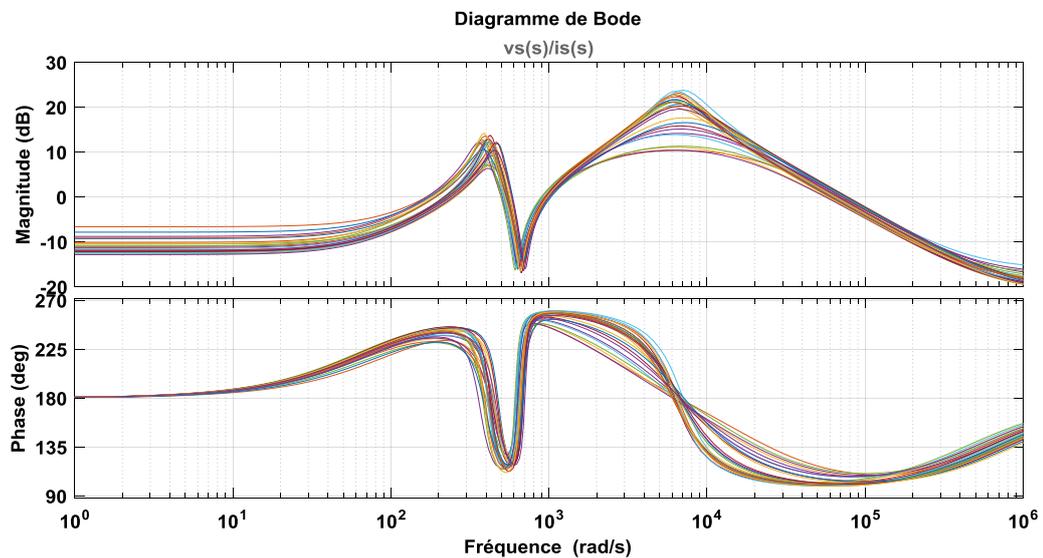


Figure III.33: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2.

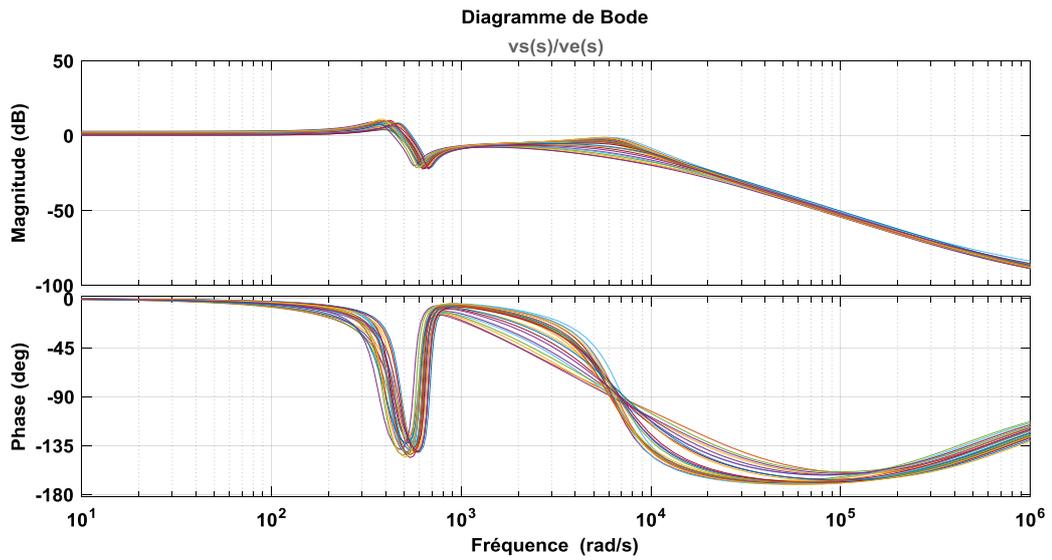


Figure III.34: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas2.

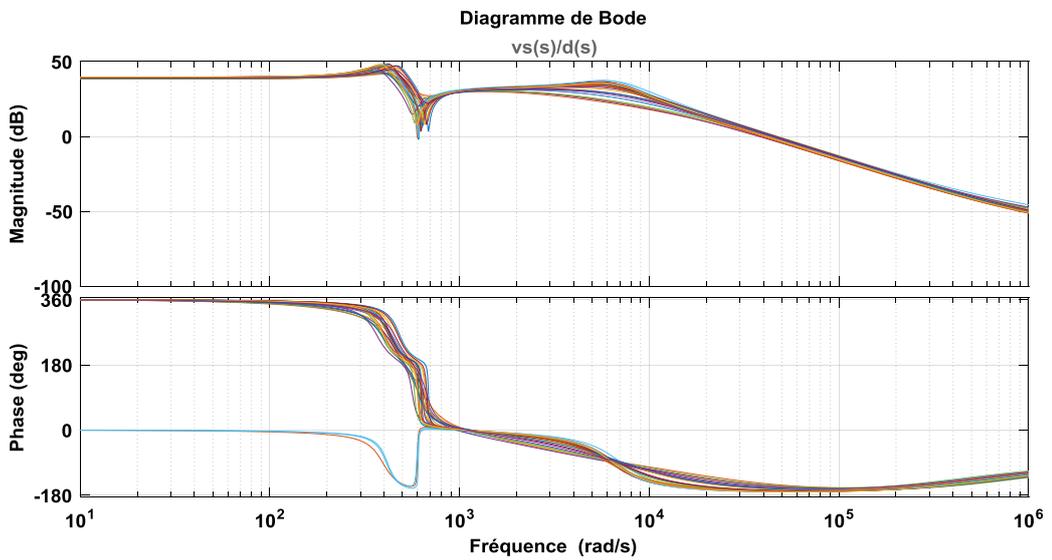


Figure III.35: Diagramme de Bode de FT ( $V_s(s)/d(s)$ ) cas2.

Aussi, la réponse indicielle  $V_s(s) / V_e(s)$  tracée dans la figure suivante :

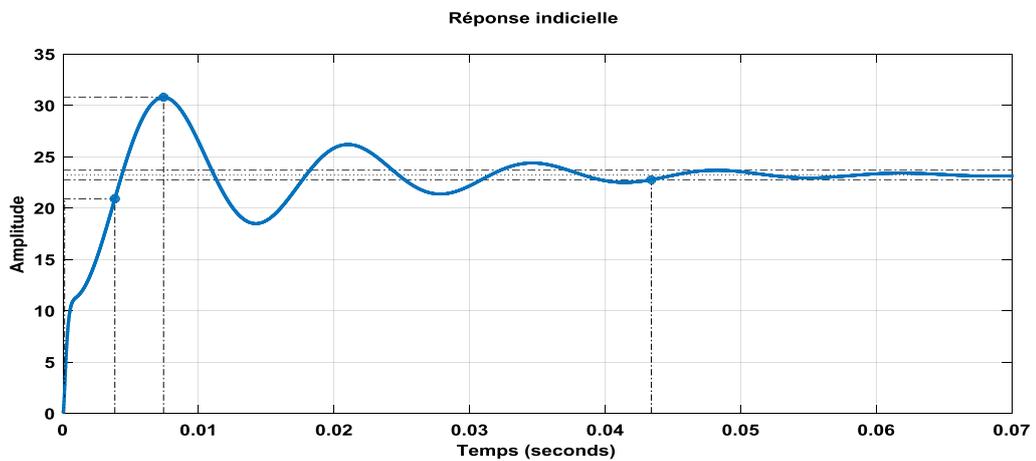


Figure III.36: Réponse indicielle en convertisseur non idéal cas2.

La tension de sortie est indésirable, et les oscillations amorties du régime transitoire au cours de 0.06s.

**1) Création d'un modèle dynamique pour système non-idéal**

En combinant les trois équations de fonctions de transfert, nous pouvons former un modèle comme sur la figure suivant :

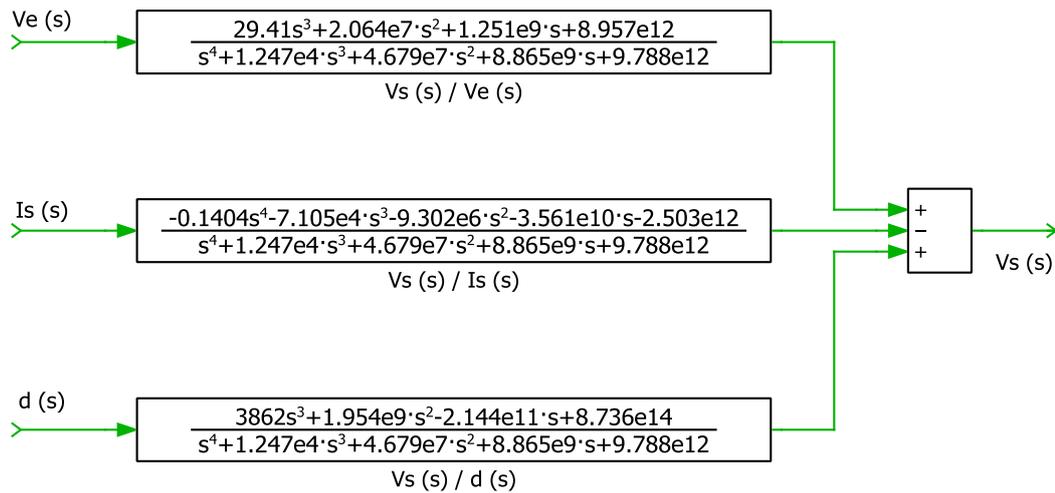


Figure III.37: Modèle dynamique de convertisseur Zeta non- idéal cas2.

**2) Représentation de l'incertitude additive et multiplicative du système**

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #10# et #11# sur MATLAB pour représenter les incertitudes additive et multiplicative en fonction de transfert  $V_e$ ,  $I_s$  et  $d$ . et le tracé des diagrammes de Bode de chaque représentations.

**A. Représentation de l'incertitude additive du système**

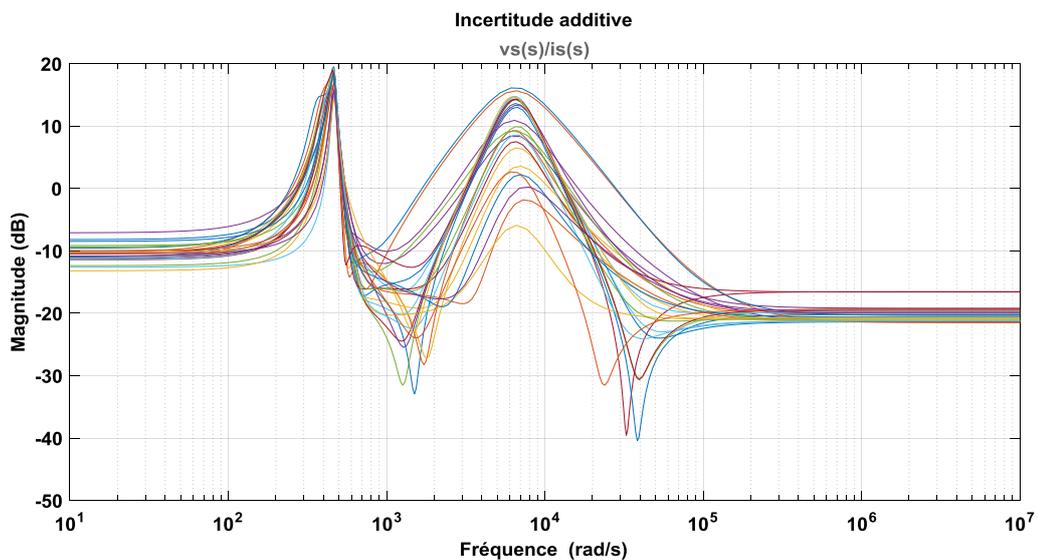


Figure III.38: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2.

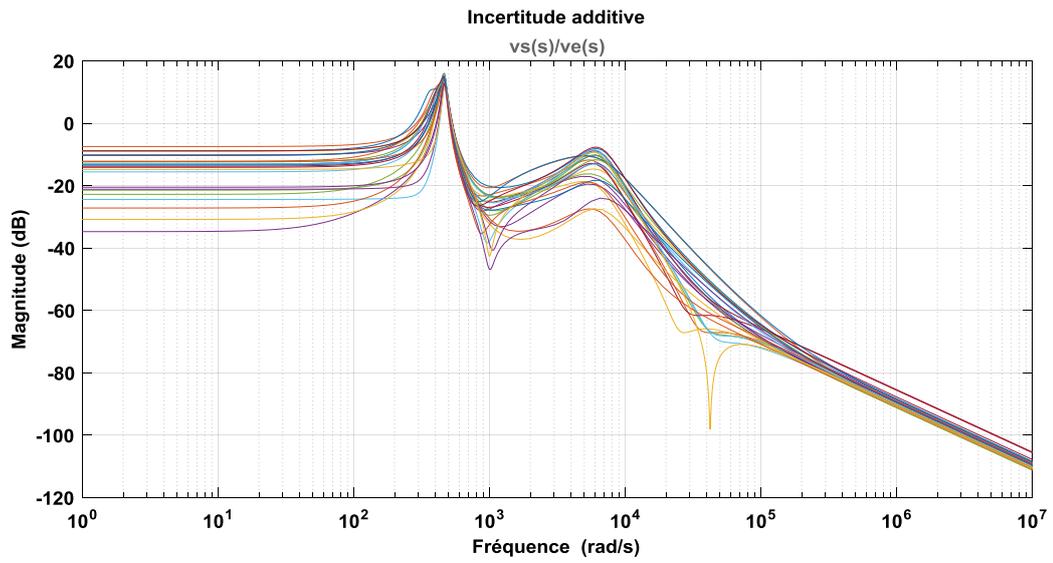


Figure III.39: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $Vs(s)/Ve(s)$ ) cas2.

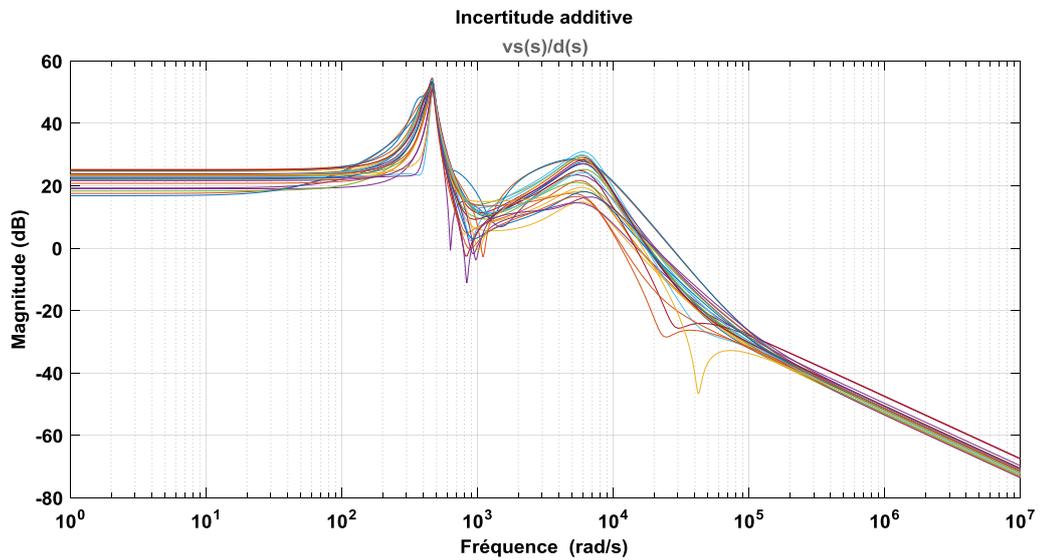


Figure III.40: Diagramme de Bode de l'incertitude additive de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas2.

B. Représentation de l'incertitude multiplicative du système

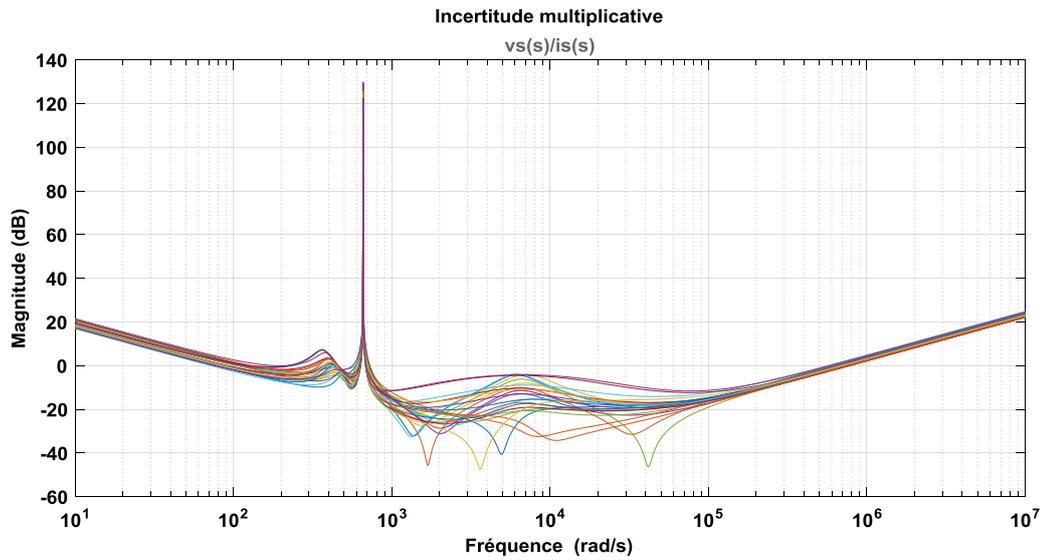


Figure III.41: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $V_s(s)/I_s(s)$ ) cas2.

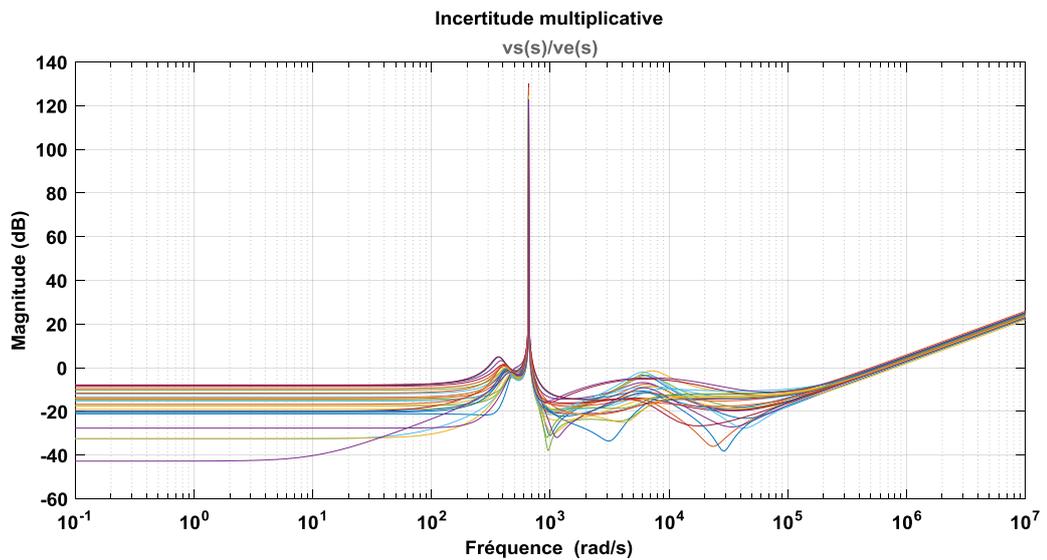


Figure III.42: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $V_s(s)/V_e(s)$ ) cas2.

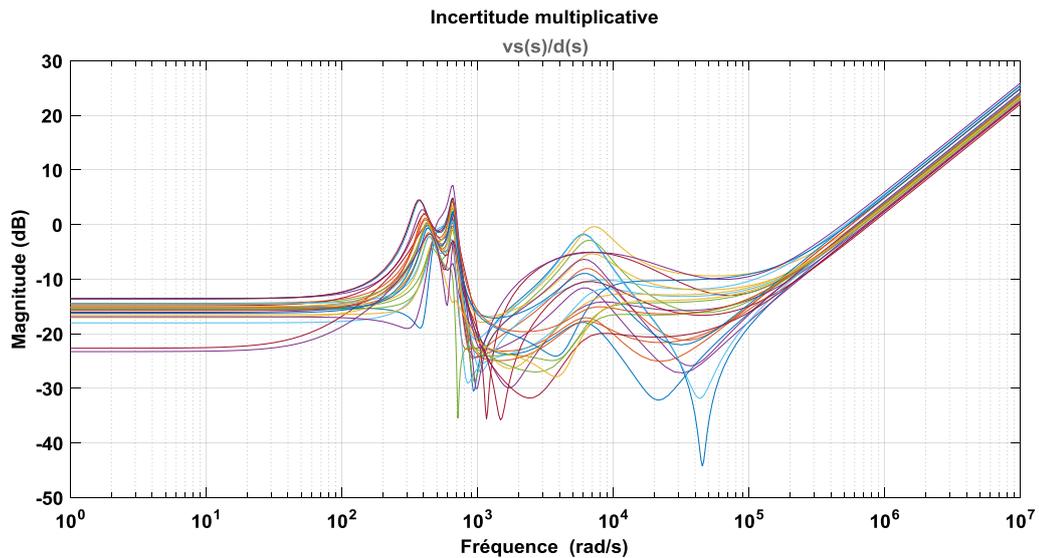


Figure III.43: Diagramme de Bode de l'incertitude multiplicative de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas2.

### 3) Détermination de la limite supérieure des modèles d'incertitude

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #12# et #13# sur MATLAB pour extraire les poids d'incertitude additive et multiplicative en fonction de transfert  $V_e$ ,  $I_s$  et  $d$ . et le tracé des diagrammes de Bode de chaque représentations.

#### A. Extraction des poids d'incertitude additive et leurs fonctions de transfert

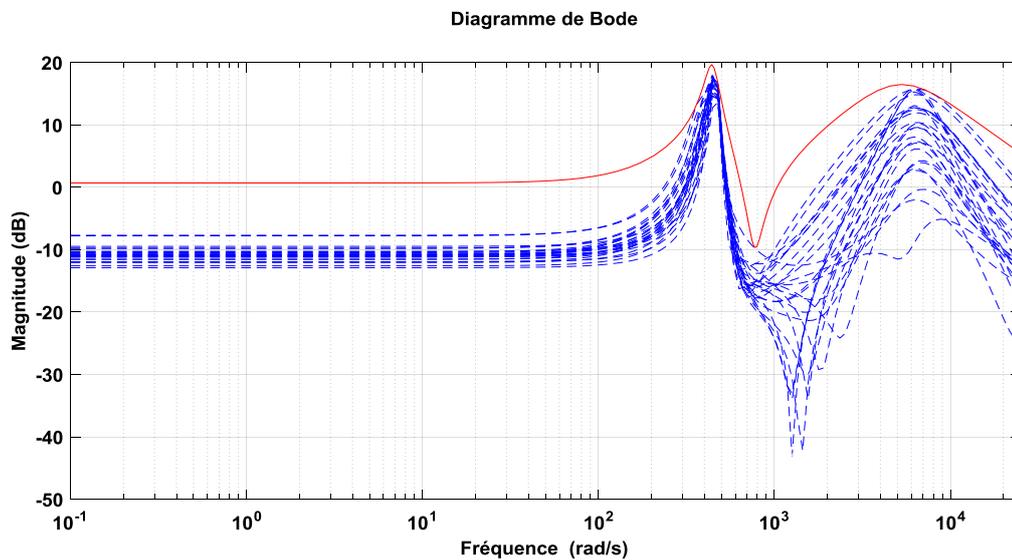


Figure III.44: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude additive du modèle de FT ( $Vs(s)/Is(s)$ ) cas2.

$$\frac{Vs(s)}{Is(s)} = \frac{0.0866s^4 + 4.666 \times 10^4 s^3 + 1.569 \times 10^7 s^2 + 2.923 \times 10^{10} s + 5.867 \times 10^{12}}{s^4 + 6978s^3 + 2.818 \times 10^7 s^2 + 3.555 \times 10^9 s + 5.415 \times 10^{12}}$$

Diagramme de Bode

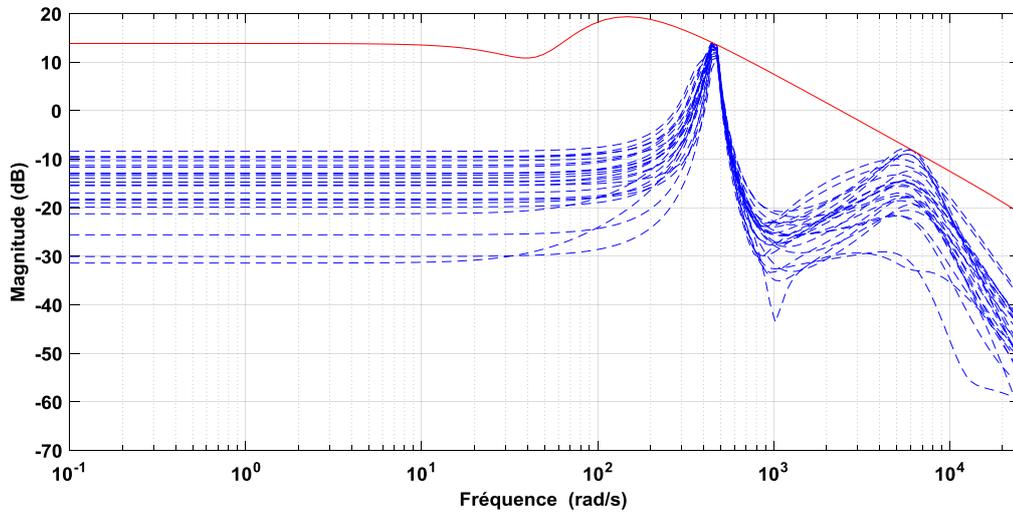


Figure III.45: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude additive du modèle de FT (Vs(s)/Ve(s)) cas2.

$$\frac{Vs(s)}{Ve(s)} = \frac{0.0225s^4 + 854.9s^3 + 2.39 \times 10^8 s^2 + 1.017 \times 10^{10} s + 5.069 \times 10^{11}}{s^4 + 9.924 \times 10^4 s^3 + 2.868 \times 10^7 s^2 + 2.862 \times 10^9 s + 1.029 \times 10^{11}}$$

Diagramme de Bode

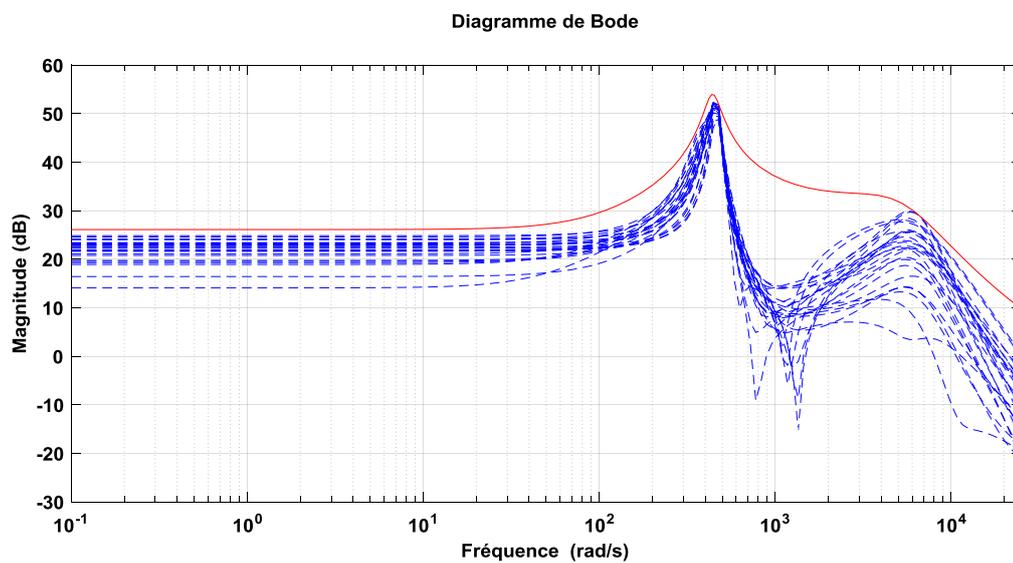
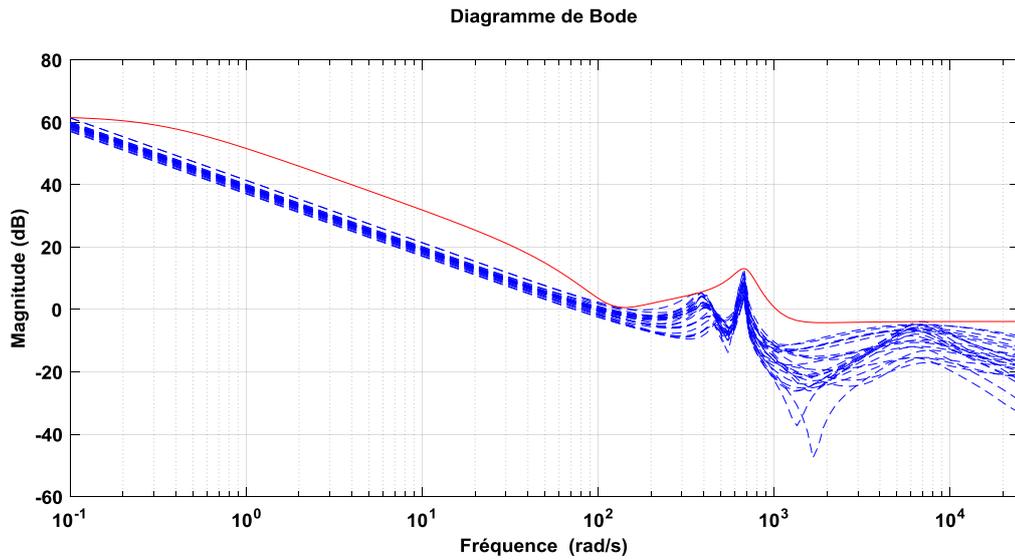


Figure III.46: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude additive du modèle de FT (Vs(s)/d(s)) cas2.

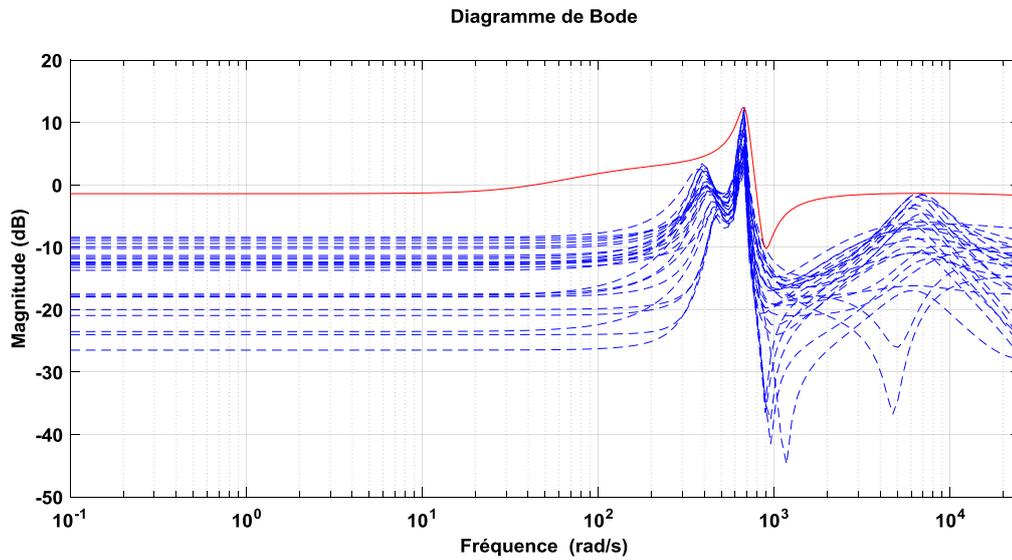
$$\frac{Vs(s)}{d(s)} = \frac{0.234s^4 + 6.539 \times 10^4 s^3 + 1.187 \times 10^9 s^2 + 1.175 \times 10^{12} s + 1.061 \times 10^{14}}{s^4 + 6103s^3 + 2.785 \times 10^7 s^2 + 3.557 \times 10^9 s + 5.255 \times 10^{12}}$$

**B. Extraction des poids d'incertitude multiplicative et leurs fonctions de transfert**



*Figure III.47: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT (Vs(s)/Is(s)) cas2.*

$$\frac{Vs(s)}{Is(s)} = \frac{0.642s^4 + 665.7s^3 + 8.188 \times 10^5 s^2 + 8.189 \times 10^7 s + 1.165 \times 10^{10}}{s^4 + 253.3s^3 + 4.889 \times 10^5 s^2 + 2.924 \times 10^7 s + 9.355 \times 10^6}$$



*Figure III.48: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT (Vs(s)/Ve(s)) cas2.*

$$\frac{Vs(s)}{Ve(s)} = \frac{0.76649s^4 + 2.523 \times 10^4 s^3 + 5.235 \times 10^6 s^2 + 1.962 \times 10^{10} s + 9.823 \times 10^{11}}{s^4 + 2.915 \times 10^4 s^3 + 5.82 \times 10^6 s^2 + 1.383 \times 10^{10} s + 1.155 \times 10^{12}}$$

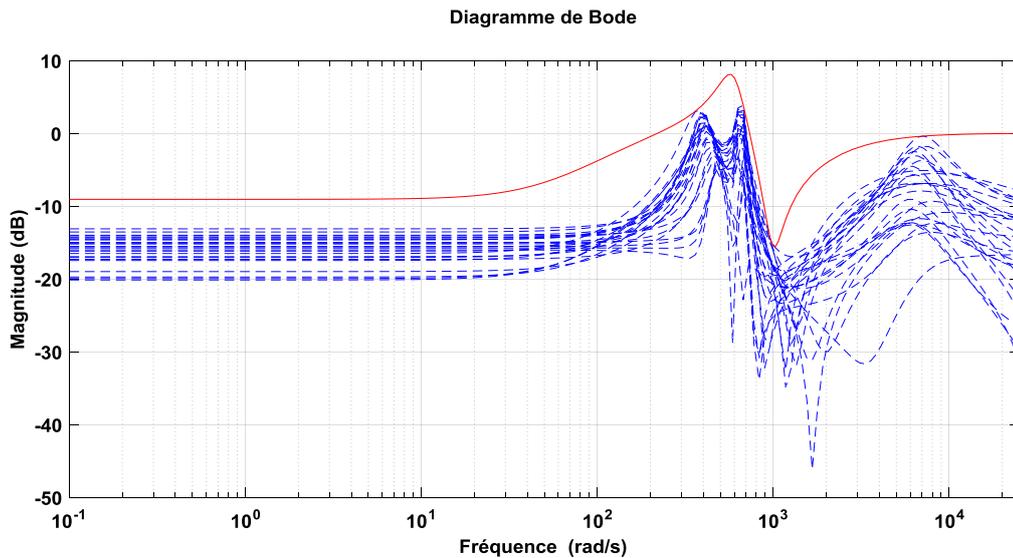


Figure III.49: Diagramme de Bode de La limite d'incertitude multiplicative du modèle de FT  $(Vs(s)/d(s))$  cas2.

$$\frac{Vs(s)}{d(s)} = \frac{1.006s^4 + 1022s^3 + 1.213 \times 10^6 s^2 + 8.272 \times 10^8 s + 4.169 \times 10^{10}}{s^4 + 2356s^3 + 1.124 \times 10^6 s^2 + 8.204 \times 10^8 s + 1.18 \times 10^{11}}$$

#### 4) Test de la limite supérieure des modèles d'incertitude

Dans cette étape, nous avons utilisé le script #14# et #15# sur MATLAB pour tester les poids d'incertitude additive et multiplicative en fonction de transfert  $V_e$ ,  $I_s$  et  $d$ . et le tracé des diagrammes de Bode de chaque représentations.

##### A. Teste les poids d'incertitude additive

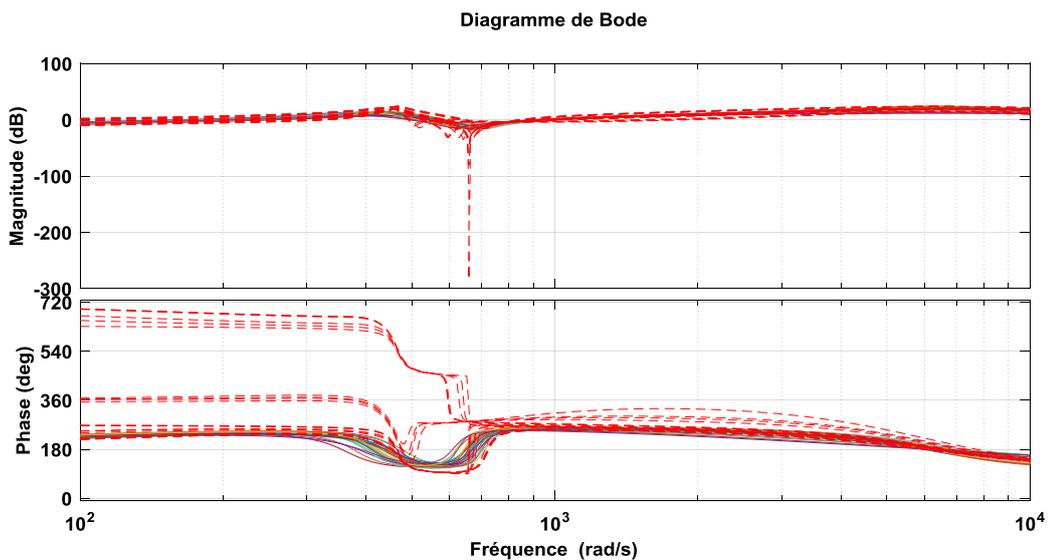


Figure III.50: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de FT  $(Vs(s)/Is(s))$  cas2.

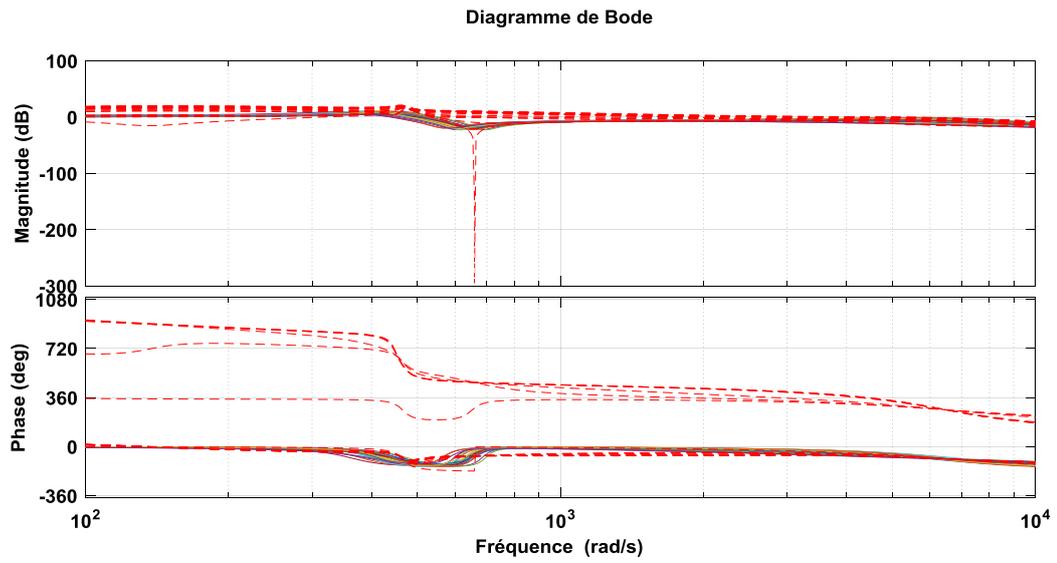


Figure III.51: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de FT ( $Vs(s)/Ve(s)$ ) cas2.

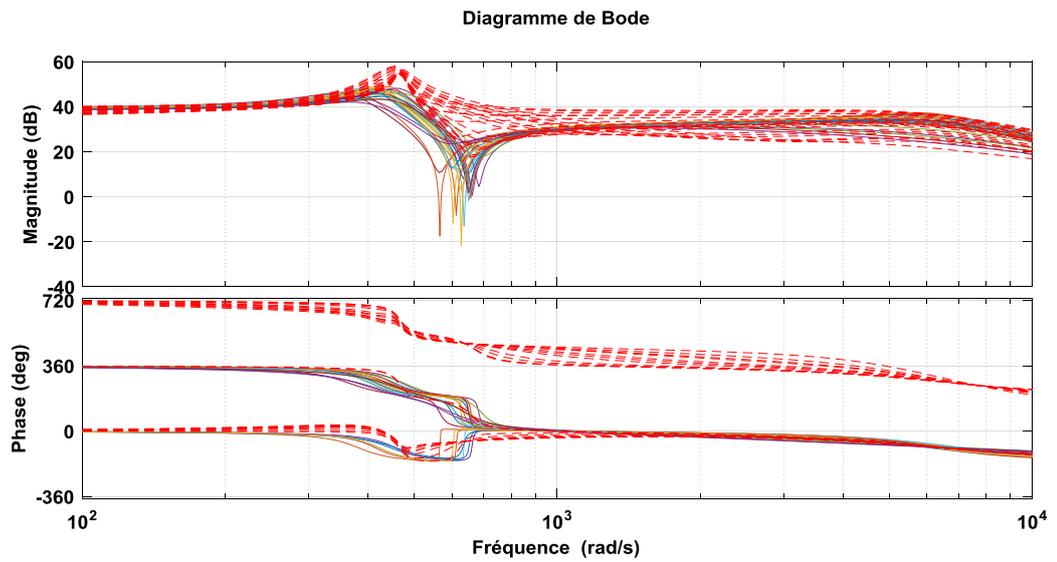


Figure III.52: Diagramme de Bode de modèle additive développé couvrent le modèle nominal de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas2.

B. Test des poids d'incertitude multiplicative

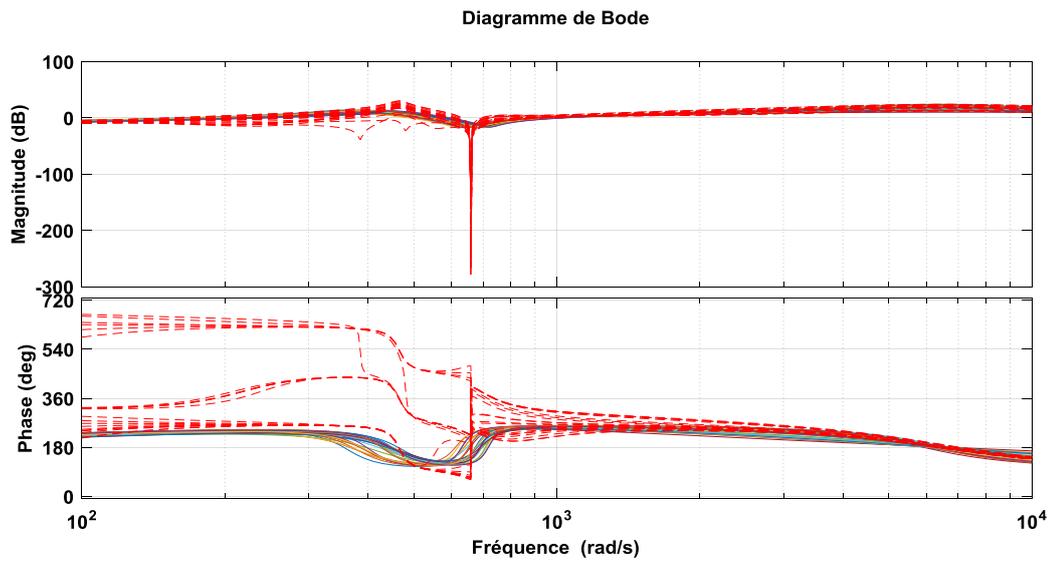


Figure III.53: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle nominal de FT ( $Vs(s)/Is(s)$ ) cas2.

Fig.

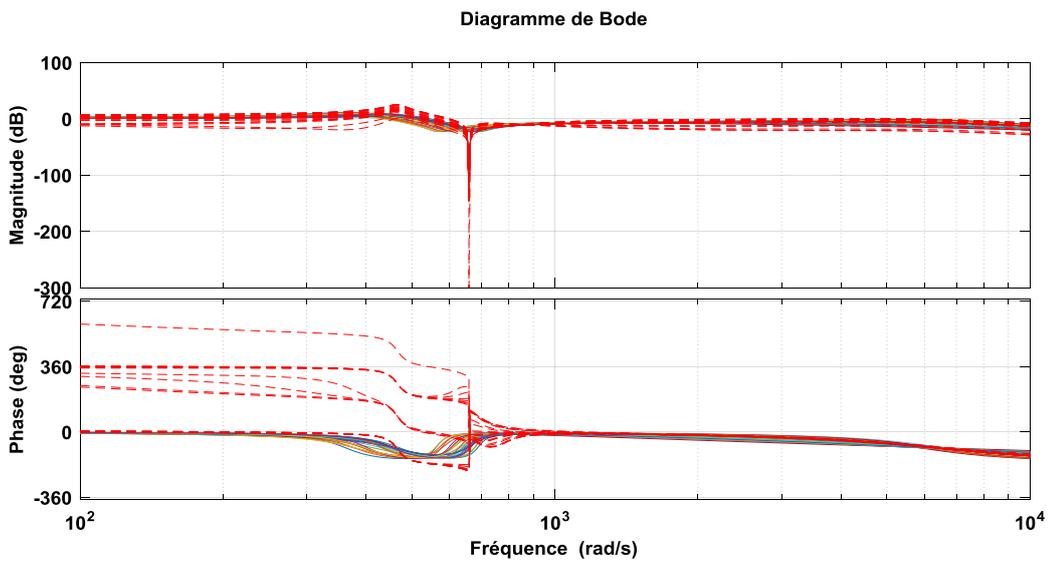


Figure III.54: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle nominal de FT ( $Vs(s)/Ve(s)$ ) cas2.

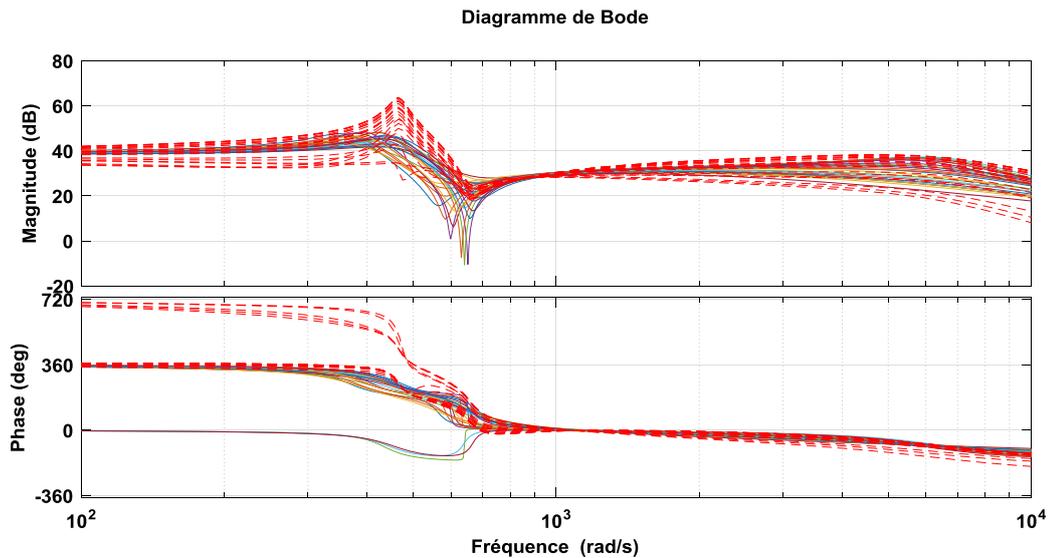


Figure III.55: Diagramme de Bode de modèle multiplicative développé couvrent le modèle nominal de FT ( $Vs(s)/d(s)$ ) cas2.

### 5) Création d'un modèle d'incertitude additive et multiplicative du système

Grâce à ce modèle, le chercheur peut appliquer des théories et des méthodes sur le convertisseur pour réaliser le contrôle robuste et réduire le taux d'erreur.

#### A. Création du modèle d'incertitude additive

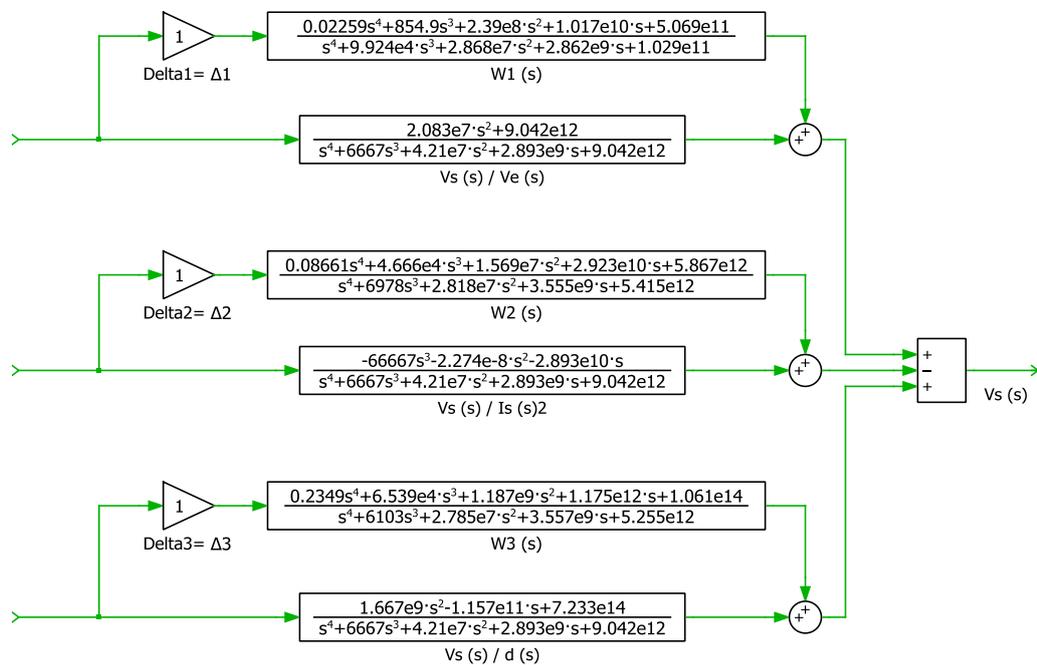


Figure III.56: Modèle d'incertitude additive du convertisseur Zeta non idéal cas2.

**B. Création du modèle multiplicative du système.**

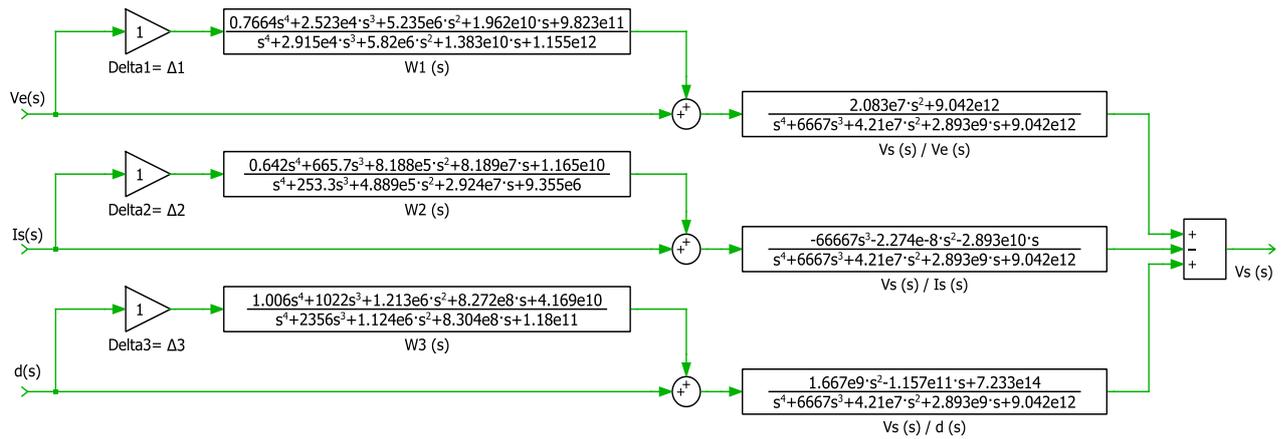


Figure III.57: Modèle d'incertitude multiplicative du convertisseur Zeta non idéal cas2.

**III.5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté une technique de modélisation des incertitudes à l'aide du MATLAB de deux cas, qui présentés ont montré les techniques de construction de modèles d'incertitude additive et multiplicative à partir des modèles d'incertitude paramétrique via la sélection de modèles nominaux et de fonctions de poids appropriés. Le choix de la fonction de poids appropriée est la partie importante de la création du modèle.

# **CONCLUSION GENERALE**

# CONCLUSION GENERALE

L'étude présentée dans ce mémoire porte essentiellement sur l'analyse et la modélisation du convertisseur Zeta qui est une alimentation DC/DC non réversible. Aussi que sur la modélisation des incertitudes additive et multiplicative dans ce convertisseur.

Par ailleurs, ce travail nous a permis de découvrir le domaine des incertitudes et les convertisseurs 4eme ordre, tant dans leur théorie que dans leur développement et leur utilisation.

Aussi, nous avons eu l'opportunité de découvrir les instructions de Toolbox pour description les systèmes incertains.

# ANNEXE

## Extraction les fonctions de transfert des petits signaux en cas le convertisseur idéal

```
*****  
% #01# Ce programme extrait les fonctions de transfert des petits signaux d'un convertisseur ZETA %  
*****
```

## Extraction les fonctions de transfert des petits signaux en cas le convertisseur non idéal cas1

```
*****  
% #02# Ce programme extrait les fonctions de transfert des petits signaux d'un convertisseur ZETA %  
*****
```

## Représentation de l'incertitude du système, détermination de la limite supérieure des modèles d'incertitude et test des poids d'incertitude

```
*****  
% #03# Ce programme représenter l'incertitude additive d'un convertisseur ZETA %  
*****  
% #04# Ce programme représenter de l'incertitude multiplicative d'un convertisseur ZETA %  
*****  
% #05# Ce programme déterminer la limite supérieure des modèles d'incertitude additive %  
d'un convertisseur ZETA non idéal %  
*****  
% #06# Ce programme déterminer la limite supérieure des modèles d'incertitude multiplicative %  
d'un convertisseur ZETA non idéal %  
*****  
% #07# Ce programme tester la limite supérieure des modèles d'incertitude ADD d'un convertisseur ZETA %  
*****  
% #08# Ce programme tester la limite supérieure des modèles d'incertitude MUL d'un convertisseur ZETA %  
*****
```

## Extraction les fonctions de transfert des petits signaux en cas le convertisseur non idéal cas2

```
*****  
% #09# Ce programme extrait les fonctions de transfert des petits signaux d'un convertisseur ZETA %  
*****
```

## Représentation de l'incertitude du système, détermination de la limite supérieure des modèles d'incertitude et test des poids d'incertitude

```
*****  
% #10# Ce programme représenter l'incertitude additive d'un convertisseur ZETA %  
*****  
% #11# Ce programme représenter de l'incertitude multiplicative d'un convertisseur ZETA %  
*****  
% #12# Ce programme déterminer la limite supérieure des modèles d'incertitude additive %  
d'un convertisseur ZETA non idéal %  
*****  
% #13# Ce programme déterminer la limite supérieure des modèles d'incertitude multiplicative %  
d'un convertisseur ZETA non idéal %  
*****  
% #14# Ce programme tester la limite supérieure des modèles d'incertitude ADD d'un convertisseur ZETA %  
*****  
% #15# Ce programme tester la limite supérieure des modèles d'incertitude MUL d'un convertisseur ZETA %  
*****
```

[3abdelhak38makdoud@gmail.com](mailto:3abdelhak38makdoud@gmail.com)  
[mekdoudabdelhak@yahoo.fr](mailto:mekdoudabdelhak@yahoo.fr)  
+213771607548  
+213666863819

# BIBLIOGRAPHIE

## CHAPITRE 01 : Concepts généraux des incertitudes et les convertisseurs statiques

[1] La rousse 2015b.

[2] **STEPHANIE MULLER**, *Estimation de l'incertitude sur les flux d'inventaire du cycle de vie*, Université de Montréal, Ecole polytechnique de Montréal. Canada, December 2015.

[3] **EMILIO FRAZZOLI**, *Dynamic Systems and Control*, Massachusetts Institute of Technology, PhD Courses, Etats-Unis, April 2011.

[4] **KHELOUDJA IMERZOUKENE, TASSADIT HADDAD**, *Synthèse d'un correcteur PID robuste Basée sur l'approche des scénarios*, Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Département d'automatique, Mémoire de master, Algérie, Juillet 2017.

[5] **RAMA K. YEDAVALLI**, *Robust Control of Uncertain Dynamic Systems, a Linear State Space Approach*, Springer, Book, USA, 2014.

[6] **KEMIN ZHOU**, *Essentials of robust control*, Prentice Hall, Book, Chinese, 1999.

[7] **DA-WEI GU, PETKO H. PETKOV, MIHAIL M KONSTANTINOV**, *Robust control Design with MATLAB*, Springer, Book, Bulgaria, 2013.

[8] **A. G. STEFANOPOULOU, S. ASHHAB**, *Control-Oriented Model for Camless Intake Process Part II*, University of California, Mechanical and Environmental Engineering Department, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, California, march 2000.

[9] **YOUSFI SAFIA**, *Développement d'algorithmes pour la commande  $H_\infty$  des systèmes non linéaires*, Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Département automatique, Mémoire de magister, Algérie, 2010.

[10] **BACHIRI SARA**, *Commande Robuste  $H_\infty$  : Application aux Machines Electriques*, Université Mohamed Boudiaf Msila, Département de génie électrique, Mémoire de master, Algérie, 2016.

[11] **PAULINE KERGUS, KARL JOHAN ASTROM**, *Control System Synthesis Robust control*, Lund University, PhD courses, Suede, 2020.

[12] **RAKOTOARIMALALA ANJA MAHOLISOA**, *Simulation de l'alimentation par la mise en série des circuits de puissance et analyse mathématique du réglage robuste d'un moteur asynchrone triphasé*, Université d'Antananarivo, Ecole supérieure polytechnique, Madagascar, Septembre 2014.

[13] **HARSH PUROHIT**, *Robust control using  $h$  infinity Technique for uncertain system*, Indian institute of technology roorkee, Master of technology, Indian, June, 2012.

- [14] **DE Y. CHERON**, *Constituent parts of Static converters*, Soft commutation, Book, Switzerland, 1992.
- [15] **F. BORDRY, D. AGUGLIA**, *Definition of Power Converters*, CERN accelerator school, Course on power convertors, Switzerland, 2015.
- [16] **PHILIP T. KREIN**, *Power electronics handbook*, Muhammad H. Rashid, Academic Press, Book, USA, 2001.
- [17] **CHRISTIAN BISSIERES**, *Convertisseurs statiques*, L.P. la chauvinière, Cours communication technique 1EL2, France, 2013.
- [18] **ZEMOURI AZEDDINE**, *Etude expérimentale d'un Convertisseur dc/dc contrôlé par Une commande robuste*, Université de Batna, Département d'électrotechnique, Mémoire de magister, Algérie, 2014.
- [19] **THIERRY LEQUEU**, *Cours d'Electronique de Puissance*, Département GEII - IUT de Bordeaux, Notes de cours 2ième année Option E.E.P, France, 2003.
- [20] **ABDULKADIR ZENGİN**, *Power electronics converters, applications, and design*, Department of Electrical Engineering University of Minnesota Minneapolis, Book 3ed, États-Unis, 2004.
- [21] **CHARLES W. DUNCAN, JR**, *Energy research abstracts*, Technical information center, United States department of energy, Book, États-Unis, 1980.
- [22] **HIDRI IMED**, *Les convertisseurs DC/DC et DC/AC*, Institut supérieur des études technologiques de Nabeul, Département Génie Electrique, Support de cours D'électronique de puissance EI-2, Tunisie, 2013.
- [23] **MUHAMMAD H. RASHID**, *Power electronics handbook*, Elsevier, Book, USA, 2011.
- [24] **BOUZGHAYA IMED**, *Etude d'un Hacheur à Stockage Capacitif*, Université Larbi Ben Mhidi, Oum El-Bouaghi, Département de Génie Electrique, Mémoire de master, Algérie, juin 2014.
- [25] **AZIZ DEROUICH**, *Machines à courant continu Fonctionnement en moteur*, Université sidi Mohamed ben Abdellah de Fès, Ecole supérieure de technologie, Support de cours electrotechnique1, Maroc, 2011.
- [26] **BOUDOUEH TAREK, KHELIF NADER RESSEL**, *Montages hacheurs et ses applications*, Université Mohamed Khider de Biskra, Département de génie électrique, Mémoire de master, Algérie, Septembre 2020.
- [27] **BOUGANDOURA, ABDELWAHAB**, *Etude sur la Commande du Hacheur Quatre Quadrants*, Université Larbi Ben Mhidi, Oum El-Bouaghi, Département de Génie Electrique, Mémoire de master, Algérie, juin 2013.

[28] **KAOUANE MOHAMED**, *Contribution à la commande d'un système de Conversion hybride photovoltaïque-éolien avec Stockage de l'énergie*, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Instrumentation électronique, Thèse de doctorat, Algérie, 2018.

[29] **SEBASTIEN LAROUSSE**, *Conversion DC/DC large plage pour application Embarquée dans un environnement ferroviaire*, L'université Claude Bernard Lyon 1, Thèse de doctorat, France, 2016.

[30] **WEN-WEI CHEN JIANN-FUH CHEN**, *Control Techniques for Power Converters with Integrated Circuit*, Springer, Singapore, Book, USA, December 2017

[31] **ISSA BATARSEH, AHMADHARB**, *Power electronics Circuit analysis and design*, Springer, book, USA, 2018.

## **CHAPITRE 02 : Modélisation et dérivation de convertisseur Zeta**

[1] **JON VAN DER, HORST BRUYN**, *Applications of Luo converters*, The University of Auckland, Department of Electrical Engineering, Project final report part iv, Oceania, 2004.

[2] **JOHN WILEY, SONS**, *Origin of Power Converters, Decoding, Synthesizing, and Modeling*, SPI Global, Book, USA, 2020.

[3] **FANG LIN LUO, HONG YE**, *Power electronics advanced conversion technologies*, CRC press, Book, New York, 2010.

[4] **STEVE ROBERTS, M.SC. B.SC**, *DC/DC Book of Knowledge Practical tips for the User*, RECOM Engineering GMBH & Co KG, Book, German, 2014.

[5] **SIMON ANG, ALEJANDRO OLIVA**, *Power Switching converters*, CRC press, Book, New York, 2005.

[6] **WILEY, SONS**, *Sneak circuits of Power electronic Converters*, IEEE press, Book, China, 2015.

## **CHAPITRE 03 : Modélisation des incertitudes (Simulation et Résultat)**

[1] **GARY BALAS,RICHARD CHIANG,ANDY PACKARD,MICHAEL SAFONOV**, *Robust Control Toolbox™ 3, User's Guide*,2005-2022.

[2] **GARY BALAS, RICHARD CHIANG, ANDY PACKARD, MICHAEL SAFONOV**, *u-Analysis and Synthesis Toolbox*, 1993.

[3] **FARZIN ASADI**, *State-Space Control Systems: The MATLAB®/Simulink® Approach*, 2020.

# Résumé

Comme la plupart des circuits électriques et électroniques, en particulier les convertisseurs fixes, souffrent d'une perte d'efficacité due à plusieurs facteurs, notamment les changements dans les valeurs des composants, l'alimentation et le vieillissement, qui rendent les convertisseurs incertains, ils appellent toute cette incertitude.

Ce sujet présente les concepts généraux de l'incertitude et les convertisseur statiques ainsi que la modélisation de convertisseur Zeta pour appliquer des méthodes basées sur MATLAB, en extrayant et en décrivant l'incertitude pour la modéliser dynamiquement afin de faciliter l'inclusion de règles de contrôle robustes à l'avenir.

**Mots clés :** DC/DC, Zeta, les incertitudes, additive, multiplicative, MATLAB

## Abstract

Since most electrical and electronic circuits, especially stationary converters, suffer from loss of efficiency due to several factors, including changes in component values, power supply, and aging, which make converters uncertain, they call all this uncertainty.

This topic presents general concepts of uncertainty and static converters as well as Zeta converter modelling to apply MATLAB based methods, extracting and describing uncertainty to model it dynamically to facilitate the inclusion of robust control rules in the future.

**Keywords:** DC/DC, Zeta converters, uncertainties, additive, multiplicative, MATLAB.

## ملخص

نظراً لأن معظم الدوائر الكهربائية والإلكترونية، وخاصة المحولات الثابتة، تعاني من فقدان الكفاءة بسبب عدة عوامل بما في ذلك التغيرات في قيم المكونات وإمدادات الطاقة والشيخوخة، مما يجعل المحولات غير موثوقة، فإنهم يسمون كل هذا عدم اليقين.

يقدم هذا الموضوع المفاهيم العامة لعدم اليقين، والمحولات الثابتة وكذلك، نمذجة المحول زيتا لتطبيق الأساليب القائمة على الماتلاب، واستخراج ثم وصف عدم اليقين ثم نمذجته ديناميكياً لتسهيل إدراج قواعد التحكم القوية في المستقبل.

**الكلمات المفتاحية :** المحولات مستمر- مستمر، محول زيتا، عدم اليقين، اضافي، مضاعف، ماتلاب.