

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Djilali Bounâama - Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de la Technologie
Mémoire du Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention de diplôme

Master

En

« **Technologie** »

Option :

« **Automatique et Informatique Industriel** »

Titre :

**Optimal state-feedback controller design for multivariable
Bidirectional IPT system using block roots and ant lion
optimizer**

Réalisée par :

- ♦ Mohammed Douaer
- ♦ Mohammed Araibi

Encadré par :

❖ Bachir Nail

Année universitaire : 2019-2020

Remerciement

Toute notre gratitude, grâce et remerciement vont à dieu puissant qui nous a donné la force, la patience, le courage et la volonté pour élaborer ce travail.

*C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que nous remercions notre promoteur **Mr Bachir Nail** pour la sollicitude avec laquelle il a suivi et guidé ce travail.*

Nous remercions les membres de jury qui nous font l'honneur de présider et d'examiner ce modeste travail.

Nos sincère remerciements a tous les enseignants du Université de Djilali Bounaama _ KHemis Miliana pour leurs soutiens et leur aides.

Toute notre gratitude va a tous les enseignants qui ont contribué a notre formation.

Dédicace

Louange dieu le puissant, prière et salut sur le prophète Mohamed que le salut sur lui.

Je dédie ce modeste travail a :

Mon père et ma mère qui m'encouragent beaucoup, mes frères.

Tous les membres de ma famille.

Mon ami ARABI MOHAMMED

A tous mes amis de la 2eme année Master A99

Toute personne ayant participe de loin ou de près pour la réalisation de ce travail.

Evidemment a mon Binôme « Mohammed Araihi »

MOHAMMED DOUAE

Dédicace

Louange dieu le puissant, prière et salut sur le prophète Mohamed que le salut sur lui.

Je dédie ce modeste travail a :

Mon père et ma mère qui m'encouragent beaucoup, mon frère, mes sœurs.

Tous les membres de ma famille.

Mes collègues.

A tous mes amis de la 3eme année AP

Toute personne ayant participe de loin ou de près pour la réalisation de ce travail.

Evidemment a mon Binôme « Mohammed Douaer »

MOHAMMED ARABI

موجز

في هذه الرسالة، ندرس إمكانية التحكم الأمثل في نظام نقل الطاقة الحثي (IPT) ثنائي الاتجاه من خلال اعتماد خوارزميات الذكاء الاصطناعي وذلك باستخدام خوارزمية "محسن أسد النمل" وكتلة الجذور كمثال في دراستنا.

أخيرًا، قمنا بمقارنة نتائج هذه الدراسة مع نتائج دراسات الطرق الكلاسيكية.

Résumé

Dans cette thèse, nous étudions la possibilité d'un contrôle optimal d'un système IPT bidirectionnel en adoptant des algorithmes d'intelligence artificielle en utilisant l'algorithme « ante lion optimise » et bloc de racine comme exemple pour notre étude.

Enfin, nous avons comparé les résultats de cette étude avec ceux des études de méthodes classiques.

Summary

In this thesis, we study the possibility of optimal control of a bidirectional IPT system by adopting artificial intelligence algorithms using the "ante lion optimize" and root block algorithm as an example for our study.

Finally, we compared the results of this study with those of classical method studies.

Sommaire

| Sommaire : | Pages |
|---|--------------|
| Remerciement | 1 |
| Dédicace | 2 |
| Résumé | 4 |
| La liste des figures | 7 |
| Liste de tableau | 7 |
| Liste des abréviations | 8 |
| Introduction générale | 9 |
| | |
| 1. Chapitre 1 : | |
| Formulation mathématique du système ipt bidirectionnel | 12 |
| 1.1 introduction | 13 |
| 1.2 modèle d'état dynamique d'un système <i>IPT</i> bidirectionnel | 13 |
| 1.2.1 modèle dynamique | 18 |
| 1.3 conclusion | 21 |
| | |
| 2. Chapitre 2 : | |
| Théories de l'algorithmme Ant lion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle | 22 |
| 2.1 introductions | 23 |
| 2.2 L'Optimisation : | 23 |
| 2.3 NORME D'OPTIMISEUR ANT LION | 24 |
| 2.3.1 Lion Ant Optimiser | 24 |
| 1) Fondation biologique | 24 |
| 2) Modèle mathématique et algorithmme d'optimisation | 25 |
| A. Promenades aléatoires de fourmis | 27 |
| B. Piéger dans les fosses des fourmis | 27 |
| C. Piège de construction | 28 |
| D. Glisser les fourmis vers fourmis lion | 28 |
| E. Attraper des proies et reconstruire la fosse | 29 |
| 3)L'élite | 30 |

| | |
|---|----|
| 3.1 Algorithm 1 Ant Lion Optimization Algorithm | 31 |
| 2.4 Block-Roots des polynômes matriciels | 33 |
| 2.4.1 Énoncé du problème | 33 |
| 2.4.2 Définition1 : | 33 |
| 2.4.3 Définition2: | 33 |
| 2.4.4 Définition3: | 34 |
| * Remarque 1: | 34 |
| 2.4.5 Définition4: | 34 |
| 2.4.6 Définition 5 | 35 |
| 2.4.7 Théorème 1 | 35 |
| 2.4.8 Corollaire1 | 35 |
| 2.4.9 Théorème 2: | 36 |
| * Remarque 2 | 36 |
| 2.4.10 Théorème 3: | 36 |
| 2.4.11 Théorème 4 | 37 |
| 2.5 CONCLUSION : | 37 |
| | |
| 3. Chapitre 3 | |
| Application et résulta | 38 |
| 3.1 Introduction | 39 |
| 3.2 schéma électrique | 39 |
| 3.3 Résultants avec interprétations | 40 |
| 3.3 1 Problème | 41 |
| 3.3.2 Les Courbes | 43 |
| 3.4 conclusions | 57 |
| | |
| 4. Conclusion générale | 58 |
| | |
| 4. Références bibliographiques | 58 |

La liste des figures

| Numéro | Figure | Page |
|----------------------|--|-----------|
| 1. Figure 1.1 | Système BD-IPT typique. | 13 |
| 2. Figure 1.2 | Représentation équivalente du circuit du système IPT bidirectionnel. | 16 |
| 3. Figure 2.1 | Pièges coniques et comportement de chasse des antlions. | 25 |
| 4. Figure 2.2 | Marche aléatoire d'une fourmi à l'intérieur d'un piège à fourmis. | 28 |
| 5. Figure 2.3 | Algorithme Antlion – Organigramme. | 32 |
| 6. Figure 3.1 | Système BD-IPT typique. | 39 |
| 7. Figure 3.2 | Meilleur score d'ALO lors des itérations. | 43 |
| 8. Figure 3.3 | Evolution des vecteurs d'optimisation ALO lors des itérations. | 43 |

Liste de tableau

| Numéro | Tableau | Page |
|-----------------------|--|------|
| 1. Tableau 1 | PARAMÈTRES DU SYSTÈME IPT BIDIRECTIONNEL | 18 |
| 2. Tableau 3.1 | Le gain de matrice K et Kc pour chaque approche | 45 |
| 3. Tableau 3.2 | Les valeurs normales du gain de matrice K et Kc pour chaque approche | 46 |
| 4. Tableau 3.3 | The bidirectional IPT System parameters values | 47 |

Liste des abréviations

| Symbole | Signification du symbole : |
|---------------|--|
| IPT | Transfert de puissance inductif |
| BD- IPT | Transfert de puissance inductif bidirectionnel |
| CLC | Inducteur - condensateur – inducteur |
| A | Matrice d'état |
| B | Matrice d'entrée |
| C | Matrice de sortie |
| D | Matrice de traversée |
| x | Vecteur variable. |
| Y | L'équation de sortie. |
| u | Vecteur d'entrée |
| W | Fréquence angulaire |
| j | Nombre complexe. |
| M | L'inductance entre les enroulements |
| K | Coefficient de couplage du système, |
| t | Temp |
| $[]^T$ | T représente la Transpose |
| $[]^{-1}$ | Représente l'Inverse |
| $[]^*$ | Représente conjuguer |
| ALO | Lion Ant Optimiser |
| NP-dur | Temps polynomial non déterministe |
| rand | Nombre aléatoire dans l'intervalle de [0, 1] |
| M_{Ant} | matrice qui enregistre la position des fourmis |
| $M_{Antlion}$ | matrice qui enregistre la position des antlions |
| $A_{i,j}$ | donne la i-ème valeur de fourmi à la j-ème dimension |
| n | nombre de fourmis |
| M_{OA} | matrice qui sauve la forme physique des fourmis |
| M_{OAL} | matrice qui sauve la forme physique des antlions |
| λ | Valeur propre. |
| CLS | Décalage cumulatif de la disposition |
| LQR | régulateur linéaire-quadratique |
| HHO | l'optimisation des faucons de Harris |
| DC/DC | une source de tension continue et une source de courant continu. |
| CC/CC | courant continu./ courant continu. |
| | |
| | |
| | |

Introduction générale

Introduction générale

Introduction générale :

Le transfert de puissance inductif IPT est la méthode de transfert de puissance sans fil la plus répandue. IPT est applicable à de nombreux niveaux de puissance et distances d'intervalle. Presque toutes les techniques de transfert d'énergie sans fil utilisent l'induction électromagnétique en champ proche. La loi circuitale d'Ampère et la loi d'induction de Faraday sont les deux principes sur lesquels se basent les systèmes IPT. La loi d'Ampère stipule qu'un champ magnétique est produit autour d'un conducteur transportant du courant électrique avec une force proportionnelle au courant, tandis que la loi de Faraday stipule qu'un champ magnétique alternatif peut induire une force électromotrice dans un conducteur qui est proportionnelle à la force du champ magnétique et son taux de variation. La première utilisation du transfert d'énergie sans fil a été possible grâce à Nikola Tesla vers 1891. Il a inventé la Tesla Coil, un circuit de transformateur à résonance électrique, utilisé pour mener des expériences innovantes parmi lesquelles la transmission d'énergie électrique sans fil. un système IPT se compose de deux bobines physiquement détachées. Lorsqu'un courant alternatif circule dans la première bobine, appelée bobine émettrice, un champ magnétique est produit. Si la deuxième bobine, appelée bobine réceptrice, est placée à proximité immédiate de l'émetteur, le champ magnétique alternatif induira une force électromotrice dans la bobine du récepteur. Un courant circulera dans la charge si elle est connectée à la bobine réceptrice. Dans ces circonstances, la puissance est transférée par induction d'une bobine à une autre sans contact physique un peu comme dans un transformateur mais, contrairement à ce dernier, elle a une faible valeur de couplage magnétique. Ces systèmes, en fait, ont une Inductance de fuite supérieure à leur inductance magnétique et sont donc appelés système à couplage lâche. Un tel transfert de puissance est propre, insensible aux produits chimiques ou à la saleté.

Un système IPT comprend trois composants principaux : une alimentation, près de deux bobines couplées, un redresseur et un convertisseur DC / DC.

L'alimentation produit un courant sinusoïdal, avec une fréquence généralement de 10-40 kHz, qui circule dans la bobine de l'émetteur. La puissance circule vers le deuxième sous-système au moyen d'une liaison inductive constituée par les deux bobines couplées. Les

Introduction générale

deux bobines ne sont pas nécessairement identiques, elles pourraient avoir des dimensions et des formes différentes. Le redresseur peut être nécessaire pour transformer la tension alternative haute fréquence en tension continue si la charge à alimenter est une charge continue. De plus, un convertisseur CC / CC supplémentaire peut être nécessaire pour fournir une tension continue d'entrée régulée à la charge.

FORMULATION MATHÉMATIQUE DU Bidirectionnel IPT systèmes

1.1 INTRODUCTION :

Le système IPT se compose de deux fichiers physiquement distincts. Lorsqu'un courant alternatif circule dans le premier enroulement, appelé enroulement émetteur, un champ magnétique est produit. Si la deuxième bobine, appelée bobine réceptrice, est placée à proximité immédiate de l'émetteur, le champ magnétique alternatif stimulera une force électrique dans la bobine réceptrice. Le courant circulera pendant la charge s'il est connecté à la bobine d'étirage. Dans ces conditions, l'énergie est transférée par induction d'une bobine à une autre sans contact physique, comme dans les convertisseurs, mais, contrairement à ces derniers, elle a une faible valeur de couplage magnétique. Ces systèmes, en fait, ont une inductance de fuite plus élevée que l'induction magnétique, et sont donc appelés un système de couplage lâche. Ce transfert d'énergie est propre et insensible aux produits chimiques ou à la saleté

1.2 MODÈLE D'ÉTAT DYNAMIQUE D'UN SYSTÈME IPT BIDIRECTIONNEL :

Le diagramme de la figure 1 représente le modèle physique IPT bidirectionnel. La sortie du capteur est connectée à la charge, qui est représentée comme une alimentation en courant continu pour absorber ou fournir de l'énergie. Similaire aux systèmes BD- IPT typique.

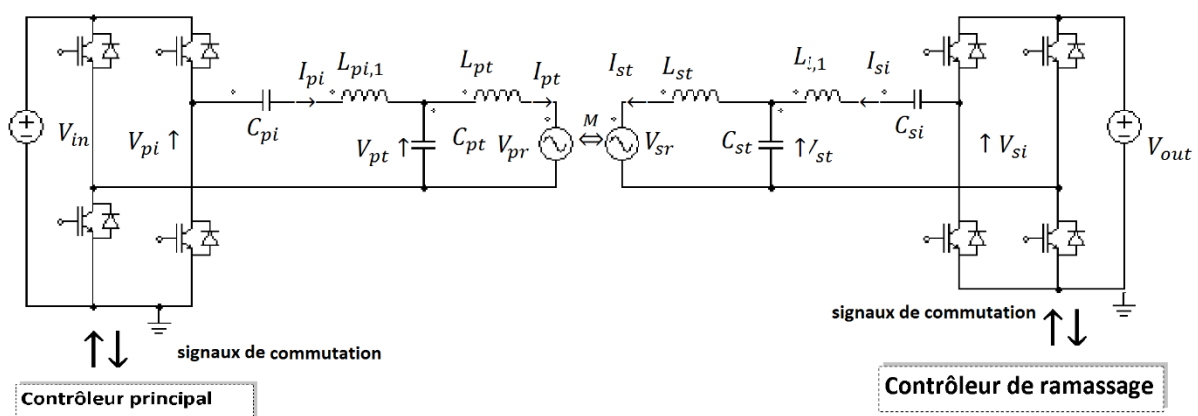


Figure1.1. Système BD-IPT typique.

La sortie du circuit de collecte est connectée à la charge, qui est représentée comme une source CC pour l'absorption ou la conduction d'énergie. Semblable aux systèmes IPT typiques, il génère une source primaire de courant constant « $i_T(t)$ » en « L_T », couplé magnétique à la bobine de capture.

Les circuits élémentaires et les micros sont réalisés avec une électronique presque identique, qui comprend un redresseur réversible et un inducteur de circuit (condensateur) inducteur - condensateur - inducteur (LCL),

Pour faciliter le flux d'énergie bidirectionnel entre la piste et le pick-up. Chaque circuit LCL est réglé sur la fréquence de trajet, qui est générée par l'alimentation primaire, et chaque redresseur réversible fonctionne à la même fréquence de trajet en mode de commutation ou de correction, selon la direction du flux d'énergie. Les tensions et les angles de phase entre les redresseurs réversibles déterminent la quantité et la direction du flux d'énergie

Supposons que le convertisseur côté primaire du système IPT bidirectionnel, représenté sur la figure 1, produise une tension sinusoïdale de référence

$v_{pi} < 0$ à une fréquence angulaire ω , et le courant de piste i_{pt} est maintenu constant par le contrôleur côté primaire.

Etant donné que l'inductance L_{pt} est couplée magnétiquement au secondaire ou à la bobine de détection L_{st} , une tension est induite aux bornes de L_{st} en raison de i_{pt} .

La tension induite V_{sr} dans la bobine de détection peut être donnée par

$$v_{sr} = j\omega M i_{pt} \quad (1.1)$$

M représente l'inductance entre les enroulements L_{pt} et L_{st} et peut être donné par

$$M = K * \sqrt{L_{pt} * L_{st}} \quad (1.2)$$

Où

k est le coefficient de couplage du système, qui typiquement est compris entre 0,1 et 0,3.

Ainsi, le couplage entre le primaire et le secondaire d'un système IPT est nettement inférieur à celui d'un transformateur traditionnel ou d'un moteur à induction, qui ont des coefficients de couplage supérieurs à 0,95.

Le capteur peut être utilisé comme source ou comme puits par le contrôleur et, malgré le mode de fonctionnement, la tension V_{pr} réfléchi sur la piste peut être exprimé par

$$v_{pr} = j\omega * M * i_{st} \quad (1.3)$$

Si les circuits LCL sur les deux côtés primaire et capteur sont accordés à la fréquence angulaire ω du courant alors

$$\omega^2 = \frac{1}{L'_{pi}C_{pt}} = \frac{1}{L_{pt}C_{pt}} = \frac{1}{L'_{si}C_{st}} = \frac{1}{L_{st}C_{st}} \quad (1.4)$$

Cela implique que

$L'_{pi} = L_{pt}$ et $L'_{si} = L_{st}$, où L'_{pi} et L'_{si} sont définis comme

$$L'_{pi} = L_{pt} - \frac{1}{\omega^2 C_{pi}} \quad (1.5)$$

$$L'_{si} = L_{si} - \frac{1}{\omega * C_{si}} \quad (1.6)$$

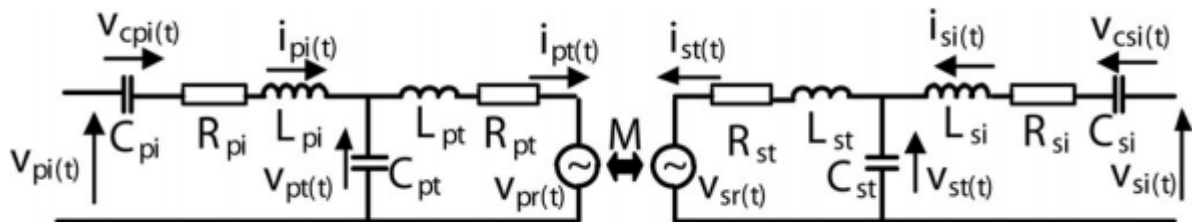


Figure 1.2. Représentation équivalente du circuit du système IPT bidirectionnel.

Dans ces conditions, on peut montrer que les courants i_{pi} et i_{pt} du primaire sont donnés par :

$$i_{pi} = j \frac{v_{pr}}{\omega * L_{pt}} \quad (1.7)$$

$$i_{pt} = -j \frac{v_{pi}}{\omega * L_{pt}} \quad (1.8)$$

De même, les courants d'entrée et de sortie du circuit de détection peut être donné par :

$$i_{st} = -j \frac{v_{si}}{\omega * L_{st}} \quad (1.9)$$

$$i_{si} = j \frac{v_{sr}}{\omega * L_{st}} \quad (1.10)$$

Résoudre pour i_{si} en utilisant (1.1) - (1.10),

$$i_{si} = j \frac{M}{L_{st}} * \frac{v_{pi}}{\omega * L_{pt}} \quad (1.11)$$

Si la tension alternative équivalente de la tension d'entrée au convertisseur de capteur est donnée par $v_{si} < -\theta$, alors la puissance d'entrée P_{si} du capteur est donnée par :

$$P_{si} = R_e : \{v_{si}(i_{si})^*\} \quad (1.12)$$

Remplacer (1.8) par (1.9)

$$P_{si} = \frac{M}{L_{st}} * \frac{|v_{pi}|}{w * L_{pt}} * |v_{si}| * \sin(\theta) \quad (1.13)$$

Il est évident d'après (13) qu'un transfert de puissance maximum a lieu lorsque la différence de phase θ entre les vecteurs de tension primaire et de détection est de $\pm 90^\circ$.

Un angle de phase principal constitue un transfert de puissance du capteur au primaire, tandis qu'un angle de phase en retard permet le transfert de puissance du primaire au capteur.

Comme la montre (1.13), pour tout v_{pi} et v_{si} donnés, la quantité et la direction du flux de puissance entre le primaire et le capteur peuvent être régulées en contrôlant à la fois l'amplitude et l'angle de phase relatif des vecteurs de tension générés par les convertisseurs.

Tension induite " $v_{si}(t)$ " de l'enroulement de capture, " L_{si} " du chemin Le courant " $i_T(t)$ " est donné par

$$v_{si}(t) = M \frac{di_T(t)}{dt} \quad (1.14)$$

La valeur instantanée de la tension $v_r(t)$ réfléchié dans le chemin peut être exprimée par le courant $i_{si}(t)$ dans le fichier de lecture par

$$\mathbf{v}_r(\mathbf{t}) = -\mathbf{M} \frac{di_{si}(t)}{dt} \quad (1.15)$$

1.2.1 Modèle dynamique :

Le modèle dynamique du circuit est développé en introduisant les variables d'état

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ x_8]^T \\ &= [i_{pi} \ v_{cpi} \ v_{pt} \ i_{pt} \ i_{si} \ v_{csi} \ v_{st} \ i_{st}] \end{aligned} \quad (1.16)$$

TABLEAU 1 : PARAMÈTRES DU SYSTÈME IPT BIDIRECTIONNEL

| Paramètre | Value |
|---------------------|----------------|
| $L_{pt} = L_{st}$ | 25 μH |
| $L_{pi} = L_{si}$ | 46.1 μH |
| $C_{pt} = C_{st}$ | 2.47 μF |
| $C_{pi} = C_{si}$ | 2.53 μF |
| M | 5 μH |
| Airgap | 48 mm |
| $V_{pin} = V_{sin}$ | 160 V |
| θ | $\pm 90^\circ$ |
| α_p | 120° |
| μ | ~0.85 |
| f_0 | 20 KHz |
| t_{samp} | 25 μs |

Où :

i_{pi} : courant à travers l'inductance côté primaire L_{pi} ;

V_{Cpi} : tension aux bornes du condensateur d'entrée primaire C_{pi} ;

V_{Pt} : tension aux bornes du condensateur côté primaire C_{pt} ;

i_{pt} : inductance de voie à travers L_{pt} ;

i_{si} : courant à travers l'inductance côté pick-up L_{si} ;

V_{csi} : tension aux bornes du condensateur de sortie du capteur C_{si} ;

V_{st} : tension aux bornes du condensateur côté pick-up C_{st} ;

i_{st} : courant traversant l'inductance côté pick-up L_{st} .

Soit le vecteur d'entrée u noté :

$$\mathbf{u} = [\mathbf{u}_1 \ \mathbf{u}_2]^T = [\mathbf{v}_{pi} \ \mathbf{v}_{si}]^T \quad (1.17)$$

Où :

$\mathbf{u}_1 = \mathbf{v}_{pi}$ = tension d'entrée appliquée au côté primaire. Notez que cette tension est fondamentalement la tension de sortie du transformateur côté primaire.

$\mathbf{u}_2 = \mathbf{v}_{si}$ = tension côté capteur. En suivant les principes de base de la théorie des circuits, le modèle dynamique peut être exprimé par les huit équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{R_{pi}}{L_{pi}} x_1 - \frac{1}{L_{pi}} x_2 - \frac{1}{L_{pi}} x_3 + \frac{1}{L_{pi}} \mathbf{u}_1 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_{pi}} x_1 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{C_{pt}} x_1 - \frac{1}{C_{pt}} x_4 \\ \dot{x}_4 = \gamma \left[\frac{1}{L_{pt}} x_3 - \frac{R_{pt}}{L_{pt}} x_4 - \beta x_7 - \beta R_{si} x_8 \right] \\ \dot{x}_5 = -\frac{R_{si}}{L_{si}} x_5 - \frac{1}{L_{si}} x_6 + \frac{1}{L_{si}} x_7 + \frac{1}{L_{si}} \mathbf{u}_2 \\ \dot{x}_6 = \frac{1}{C_{si}} x_5 \\ \dot{x}_7 = \frac{1}{C_{st}} x_5 + \frac{1}{C_{st}} x_8 \\ \dot{x}_8 = \gamma \left[\beta x_3 - \beta R_{pt} x_4 - \frac{1}{L_{si}} x_7 - \frac{R_{si}}{L_{si}} x_8 \right] \end{array} \right. \quad (1.18)$$

$$\text{Où : } \beta = \frac{M}{L_{si} * L_T}, \gamma = \frac{1}{1 - M\beta}. \quad (1.19)$$

Cela peut être exprimé dans la forme d'espace d'état standard comme suit :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (1.20)$$

\mathbf{A} est la matrice système, \mathbf{B} est la matrice d'entrée et \mathbf{x} est l'état matrice variable.

Où la matrice système **A** est donnée par :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix}
 \frac{-R_{pi}}{L_{pi}} & -\frac{1}{L_{pi}} & -\frac{1}{L_{pi}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{1}{C_{pi}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{1}{C_{pt}} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{pt}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{\gamma}{L_{pt}} & -\frac{\gamma R_{pt}}{L_{pt}} & 0 & 0 & -\gamma\beta & -\gamma\beta R_{si} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{si}}{L_{si}} & \frac{1}{-L_{si}} & \frac{1}{L_{si}} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{si}} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{st}} & 0 & 0 & \frac{1}{C_{st}} \\
 0 & 0 & \gamma\beta & -\gamma\beta R_{pt} & 0 & 0 & \frac{\gamma}{-L_{si}} & -\frac{\gamma R_{si}}{L_{si}}
 \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Et la matrice d'entrée **B** est donnée par

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix}
 \frac{1}{L_{pi}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{si}} & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix}^T \quad (1.22)$$

En considérant le courant de piste $i_{pt} = x_4$ et le courant de démarrage $i_{si} = x_5$ comme sorties, l'équation de sortie peut être écrite comme

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \quad (1.23)$$

Où:

C Est la matrice de sortie, **D** est la matrice de traversée et **x** est l'état matrice variable.

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1 \ \mathbf{y}_2]^T = [i_{pt} \ i_{si}]^T \quad (1.24)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T. \quad (1.25)$$

La puissance de sortie instantanée est donnée par

$$p_{si}(t) = i_{si}(t)v_{si}(t) = x_6(t)u_2(t) \quad (1.25)$$

1.3 Conclusion :

Le système de transfert de puissance inductif (IPT) bidirectionnel facilite le transfert de puissance sans contact entre deux côtes, qui sont séparés par un entrefer, grâce à un faible couplage magnétique. Les systèmes IPT bidirectionnels typiques sont essentiellement des circuits résonants d'ordre élevé et, par conséquent, qui présente un aperçu du comportement des systèmes IPT bidirectionnels. Le modèle est développé dans un cadre multivariable et mappé dans le domaine fréquentiel pour calculer la matrice des fonctions de transfert des systèmes IPT bidirectionnels à huit ordres.

Théories de l'algorithme ant lion optimizer et bloc racine des polynômes matricielle

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

2. 1 Introduction:

Lion Ant Optimizer (ALO) est le dernier modèle inspiré de la nature proposé par l'algorithme ALO basé sur le mécanisme de chasse aux fourmis de la nature. Dans cette leçon, l'inspiration pour l'algorithme ALO est fournie, puis le modèle mathématique et l'algorithme ALO sont détaillés.

L'objectif principal de l'algorithme ALO est de résoudre tout problème d'amélioration de la géométrie contrainte, et il peut obtenir la solution optimale pour réduire la fonction objectif en satisfaisant diverses contraintes. Dans le mécanisme ALO, il peut chasser les proies (fourmis) à travers cinq étapes principales comme suit; Marche aléatoire des fourmis, construction de pièges, piégeage dans des pièges à fourmis, glissement de proies pour les fourmis, la dernière étape de la chasse aux proies et reconstruction des pièges pour une nouvelle étape de chasse

Enfin, nous présentons des méthodes sur la masse racinaire des polynômes

2. 2 L'Optimisation:

L'optimisation fait référence au processus de recherche de la solution optimale (valeur min ou max) à partir d'un ensemble de solutions possibles (Search Space). C'est partout et presque dans toutes les branches de la science, de la technologie et de l'ingénierie: de l'exploration de données à la planification d'entreprise, de l'intelligence informatique à l'application industrielle et de la bioinformatique à l'informatique. En réalité, nous essayons toujours de minimiser les coûts, l'argent et le temps et de maximiser les performances et les bénéfices. Le problème d'optimisation peut être défini en utilisant la fonction objectif, un vecteur de variable x et un vecteur de contraintes C comme illustré dans l'équation 1.

$\min_{x \in R^n}$ soumis à

$$\min_{x \in R^n} \text{ sujet à } \begin{cases} C_i(x) = 0 & i \in E \\ C_i(x) \leq 0 & i \in I \end{cases} \quad (2.1)$$

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

où R , I et E représentent respectivement le domaine des nombres réels, les égalités et les inégalités. Le problème d'optimisation multi-objectif est celui qui a plus d'un objectif à optimiser. Malheureusement, les problèmes d'optimisation sont souvent complexes car ils appartiennent au temps polynomial non déterministe (NP-dur) et les techniques mathématiques n'ont pas réussi à le résoudre.

Dans la littérature, il existe de nombreux algorithmes méta-heuristiques inspirés de la nature pour résoudre ces problèmes complexes

2. 3 NORME D'OPTIMISEUR ANT LION:

2. 3. 1 Lion Ant Optimizer

Dans cette section, nous présentons les bases de l'algorithme ALO en décrivant ses principaux composants tels que l'inspiration, son modèle mathématique et comment il traite l'exploration.

1) Fondation biologique

Antlion est l'espèce d'insecte prédatrice qui appartient à la famille des Myrmeleontidae. Au cours de leur période larvaire (2,5-3 ans), ils mangent généralement des fourmis. Antlion creuse un trou en forme de cône à l'aide de sa mâchoire. Puis il se cache au fond du cône et attend. quand une fourmi piège dans le trou, elle commence à jeter du sable vers le piège afin d'enterrer la proie. Après avoir attrapé la proie et la consommé, Antlion jette le reste de la proie à l'extérieur du piège comme illustré sur la figure 2.1

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

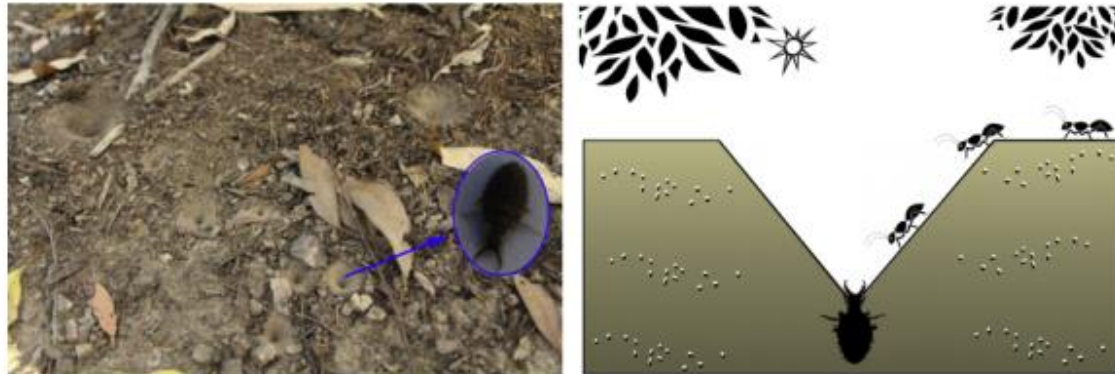


FIGURE 2.1: Pièges coniques et comportement de chasse des antlions

2) Modèle mathématique et algorithme d'optimisation

Pour modéliser le mouvement stochastique des fourmis dans l'espace de recherche, une marche aléatoire est utilisée comme suit:

$$X(t) = [0, \text{cumsum}(2r(t_1) - 1), \text{cumsum}(2r(t_2) - 1), \dots, \text{cumsum}(2r(t_n) - 1)] \quad (2.2)$$

On a défini :

Cumsum: la somme cumulée.

t : l'étape de la marche aléatoire.

$r(t)$: est une fonction stochastique on a défini comme suite :

$$r(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } rand > 0.5 \\ 0 & \text{if } rand \leq 0.5 \end{cases} \quad (2.3)$$

où rand est un nombre aléatoire dans l'intervalle de $[0, 1]$. La position des fourmis et des antlions est donnée par les matrices suivantes:

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

$$M_{Ant} = \begin{bmatrix} A_{1,1} & A_{1,2} & \dots & \dots & A_{1,d} \\ A_{2,1} & A_{2,2} & \dots & \dots & A_{2,d} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A_{n,1} & A_{n,2} & \dots & \dots & A_{n,d} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$M_{Antlion} = \begin{bmatrix} AL_{1,1} & AL_{1,2} & \dots & \dots & AL_{1,d} \\ AL_{2,1} & AL_{2,2} & \dots & \dots & AL_{2,d} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ AL_{n,1} & AL_{n,2} & \dots & \dots & AL_{n,d} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

où

M_{Ant} :est une matrice qui enregistre la position des fourmis,

$M_{Antlion}$:est une matrice qui enregistre la position des antlions,

$A_{i,j}$:donne la i-ème valeur de fourmi à la j-ème dimension,

n :est le nombre de fourmis,

d :le nombre de dimensions Pour évaluer chaque fourmi et chaque antion, une fonction de fitness est utilisée et les résultats sont stockés dans la matrice comme indiqué dans l'Eq.2. 6 et Eq.2.7.

$$M_{OA} = \begin{bmatrix} f([A_{1,1}, A_{1,2}, \dots, \dots, A_{1,d}]) \\ f([A_{2,1}, A_{2,2}, \dots, \dots, A_{2,d}]) \\ \vdots \\ \vdots \\ f([A_{n,1}, A_{n,2}, \dots, \dots, A_{n,d}]) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

$$M_{OAL} = \begin{bmatrix} f([AL_{1,1}, AL_{1,2}, \dots, \dots, AL_{1,d}]) \\ f([AL_{2,1}, AL_{2,2}, \dots, \dots, AL_{2,d}]) \\ \vdots \\ \vdots \\ f([AL_{n,1}, AL_{n,2}, \dots, \dots, AL_{n,d}]) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Où

M_{OA} est une matrice qui sauve la forme physique des fourmis,

M_{OAL} est une matrice qui sauve la forme physique des antlions,

$A_{i,j}$: donne la i-ème valeur de fourmi à la j-ème dimension, n est le nombre de fourmis et f est la fonction objectif.

A. Promenades aléatoires de fourmis:

Pour que les fourmis marchent au hasard dans l'espace de recherche, l'équation 8 est utilisée pour normaliser la position des fourmis.

$$X_i^t = \frac{(X_i^t - a_i)(d_i^t - C_i^t)}{b_i - a_i} + C_i^t \quad (2.8)$$

où

b_i, a_i : est la marche aléatoire minimale et maximale de la i-ème variable respectivement,

C_i^t, d_i^t

i est le minimum et le maximum de la i-ème variable à l'itération t.

B. Piéger dans les fosses des fourmis:

Comme indiqué ci-dessus, les promenades aléatoires de fourmis sont affectées par des pièges à fourmis. Afin de modéliser mathématiquement cette hypothèse, les équations 9 et 8 sont proposées comme suit:

$$C_i^t = Antlion_i^t + C^t \quad (2.9)$$

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

$$d_i^t = Antlion_i^t + d^t \quad (2.10)$$

C. Piège de construction:

Une roue de roulette est utilisée pour modéliser la capacité de chasse du lion fourmi.

L'algorithme ALO doit employer un opérateur de roue de roulette pour sélectionner les lions fourmis en fonction de leur aptitude au cours des itérations. Ce mécanisme montre de grandes chances aux meilleurs lions de fourmis d'attraper des fourmis.

D. Glisser les fourmis vers fourmis lion:

Avec les mécanismes précédents, les lions de fourmis peuvent construire des pièges en fonction de leur forme physique et les fourmis doivent se déplacer au hasard. Cependant, les lions fourmis poussent le sable vers l'extérieur du centre de la fosse une fois qu'ils sentent qu'une fourmi est dans le piège. Ce comportement fait glisser la fourmi piégée qui tente de s'échapper. Les équations suivantes sont présentées à cet égard:

$$C^t = \frac{C^t}{I} \quad (2.11)$$

$$d^t = \frac{d^t}{I} \quad (2.12)$$

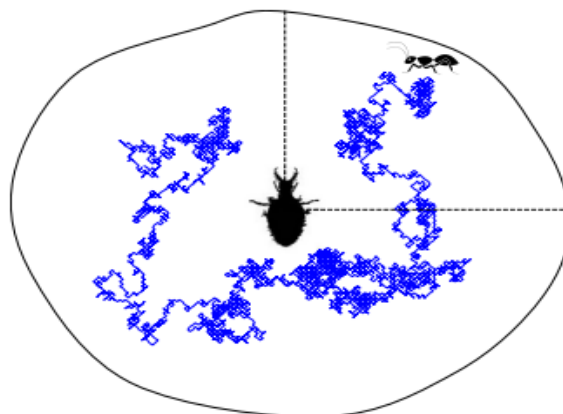


Figure. 2.2. Marche aléatoire d'une fourmi à l'intérieur d'un piège à fourmis.

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

où

C^t, d^t est le minimum et le maximum de toutes les variables à la t-ième itération respectivement,

C_j^t, d_j^t est le minimum et le maximum de toutes les variables pour i-ème ant respectivement, Antlion

j montre la j-ième position de l'antlion à la ième itération, et I est le rapport de glissement change comme dans l'équation suivante.

$$I = \begin{cases} 1 + \frac{10^6 iter}{Maxlter} & SI & 0.95Maxlter < iter < Maxlter \\ 1 + \frac{10^5 iter}{Maxlter} & SI & 0.90Maxlter < iter < Maxlter \\ 1 + \frac{10^4 iter}{Maxlter} & SI & 0.75Maxlter < iter < Maxlter \\ 1 + \frac{10^3 iter}{Maxlter} & SI & 0.50Maxlter < iter < Maxlter \\ 1 + \frac{10^2 iter}{Maxlter} & SI & 0.1Maxlter < iter < Maxlter \\ 1 & \text{par ailleurs} & \end{cases} \quad (2.13)$$

E. Attraper des proies et reconstruire la fosse:

La dernière étape de la chasse, c'est quand une fourmi atteint le fond du trou et se coince dans la mâchoire. Après cette étape, la fourmi tire la fourmi dans le sable et consomme son corps. Pour simuler ce processus, la proie est censée chasser lorsque la fourmi devient plus en forme (entre dans le sable) que sa contrepartie.

Une fourmi doit ensuite mettre à jour son site vers le dernier site de chasse aux fourmis pour accroître ses chances de chasser de nouvelles proies.

L'équation suivante est suggérée

$$Antlion_j^t = Ant_i^t \quad SI \quad f(Ant_i^t) > f(Antlion_j^t) \quad (2.14)$$

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

3) Élitisme:

Élitisme est une caractéristique importante des algorithmes évolutifs qui leur permettent de maintenir les meilleures solutions obtenues à tout stade d'amélioration. Dans cette étude, les meilleures fourmis

Jusqu'à présent obtenu à chaque itération est sauvé et l'élite.

L'élite étant les fourmis les plus dures, elles devraient pouvoir influencer les mouvements de toutes les fourmis lors des répétitions. Ainsi, on suppose que chaque fourmi marche au hasard à travers les siècles sélectionnés simultanément par la roulette et l'élite comme suit:

$$Ant_m^{It} = (R_I^{It} + R_e^{It})/2 \quad (2.15)$$

où

Ant_m^{It} = position du mième antlion sélectionné dans l'itération Itth;

R_I^{It} = promenade aléatoire autour de la lth roue de roulette sélectionnée antlion à l'itération Itth;

R_e^{It} = marche aléatoire autour de l'antlion d'élite à l'itération Itth.

Modéliser la phase de chasse finale lorsque la fourmi est tirée à l'intérieur du sable et consommée. Ensuite, antlion met à jour sa position selon l'équation suivante:

$$Antlion_i^t = Ant_i^t \quad SI \quad f(Ant_i^t) < f(Antlion_i^t) \quad (2.16)$$

3.1 Algorithme 1:

Algorithme Ant Lion Optimisation Algorithme

Input: Nombre de fourmis, fonction fitness, MaxIter.

Output: la position de l'antlion élitiste et sa valeur d'adaptation.

Initialiser la position des antlions et des fourmis au hasard.

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

Calculez chaque valeur de fitness des antlions.

Find the best antlion.

while stopping criteria not meet to **do** Select antlion by using roulette wheel to build a trap.

Faites glisser les fourmis au hasard dans un piège.

Créez une marche aléatoire pour chaque fourmi autour de l'antlion élitiste et normalisez-la.

Mettez à jour la position de chaque fourmi en utilisant la moyenne de 2 marches aléatoires.

Calculez la condition physique de chaque fourmi Remplacez un antlion par son correspondant si son installateur met à jour l'antlion élitiste.

end while.

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

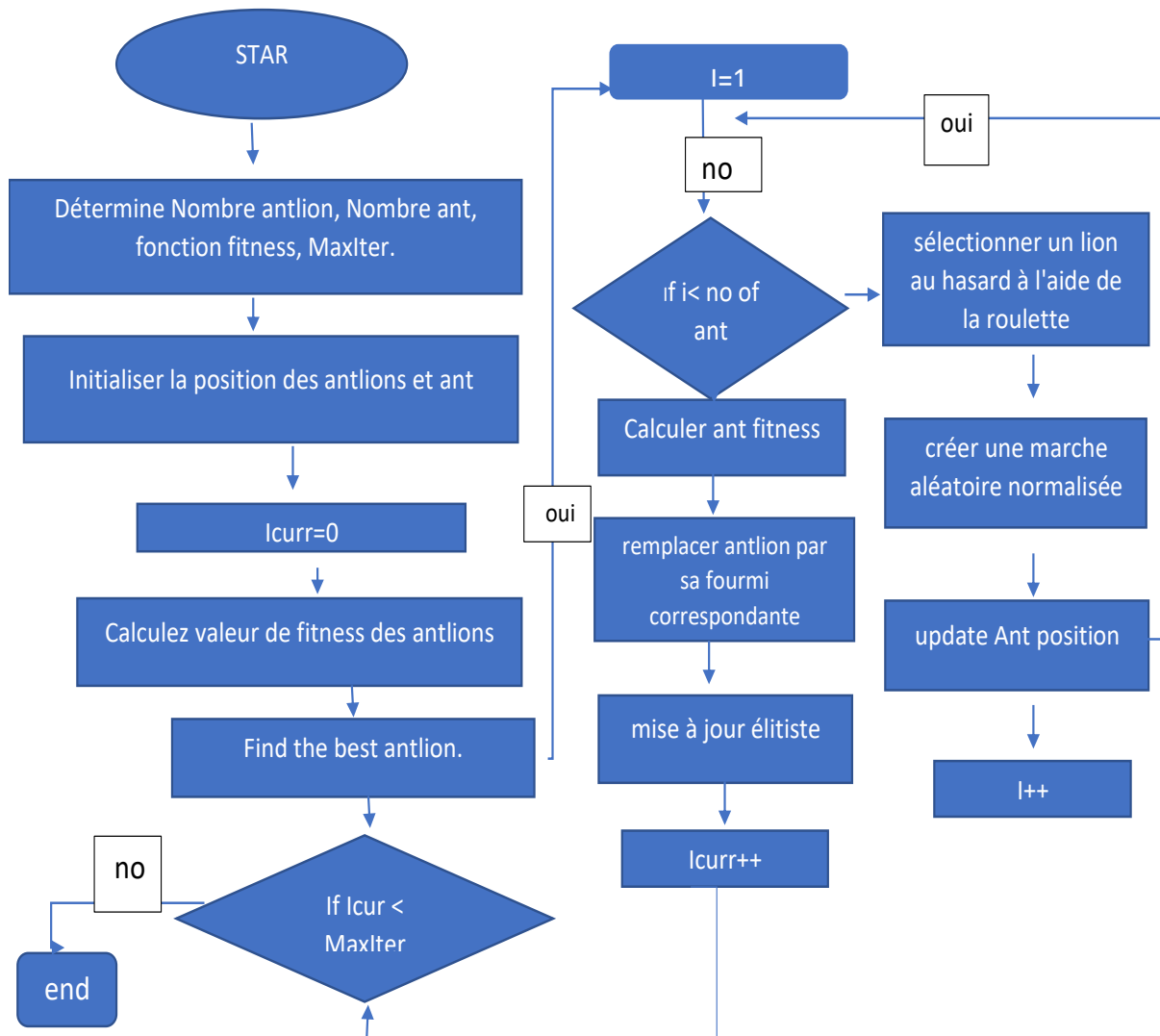


Figure2.3 : Algorithme Antlion – Organigramme

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

2. 4 Block-Roots des polynômes matriciel :

Dans ce titre, une réduction d'ordre système à grande échelle MIMO basée sur le concept de dominance existe entre les racines de bloc du polynôme de matrice caractéristique est traitée et élaborée de telle manière que l'idée centrale de notre travail est la méthode d'appariement des moments de bloc, et afin d'obtenir une approximation raisonnable d'un modèle, il peut ne pas être approprié de simplement abandonner les modes rapides.

2. 4.1 Énoncé du problème :

Étant donné un système multivariable invariant dans le temps linéaire stable décrit par son équation d'espace d'états ou par une fonction de transfert matricielle $G(s)$, l'objectif est de dériver une approximation $G_r(s)$ de $G(s)$ telle que les r premiers moments de la matrice Le système original et le système réduit se correspondront en utilisant le concept de dominance existant entre les solvants du polynôme de matrice caractéristique.

2. 4. 2 Définition1:

étant donné l'ensemble des matrices complexes $m \times m A_0, A_1, \dots, A_l$, la fonction de valeur matricielle suivante de la variable complexe λ est appelée polynôme matriciel de degré l et d'ordre m :

$$A(\lambda) = A_0 * \lambda^l + A_1 * \lambda^{l-1} + \dots + A_{(l-1)} * \lambda + A_l \quad (2.17)$$

2. 4.3 Définition 2:

Le polynôme matriciel $A(\lambda)$ est appelé:

- i. Monic si est A_0 la matrice d'identité.
- ii. Comonique si A_l est la matrice d'identit.
- iii. Régulier si $\det(A(\lambda)) \neq 0$.
- iv. Non singulier si $\det(A(\lambda))$ n'est pas identiquement nul.

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

v. Unimodulaire si $\det(A(\lambda))$ est non nul constant

2.4.4 Définition3:

Le nombre complexe λ_i est appelé racine latente du polynôme matriciel $A(\lambda)$ s'il s'agit d'une solution du polynôme scalaire équation $\det(A(\lambda)) = 0$. Le vecteur non trivial p , solution de $A(\lambda_i)p = 0_m$ est appelé vecteur latent droit primaire associé à λ_i .

De même, la solution du vecteur q non trivial de $q^T * A(\lambda_i) = 0_m$ est appelée vecteur latent gauche primaire associé à λ_i .

- **Remarque 1:**

Si $A(\lambda)$ a un coefficient dominant singulier (A_0) alors $A(\lambda)$ a des racines latentes à l'infini. D'après la définition, nous pouvons voir que le problème latent d'un polynôme matriciel est une généralisation du concept de problème propre pour les matrices carrées. En effet, nous pouvons considérer le problème classique des valeurs propres / vecteur comme la recherche de la racine / vecteur latent d'un polynôme à matrice linéaire $(\lambda I - A)$. On peut aussi définir le spectre d'un polynôme matriciel $A(\lambda)$ comme étant l'ensemble de toutes ses racines latentes (*notation* $\sigma(\lambda)$). C'est essentiellement la même définition que celle du spectre d'une matrice carrée.

2.4.5 Définition4:

Une racine de bloc de droite également appelée solvant de $\lambda - matrice A(\lambda)$ et est une matrice réelle $R \ m \times \ m$ telle que:

$$R^l + A_1 R^{l-1} + \dots + A_{l-1} R + A_l = O_m \tag{2.18}$$

$$Eq(2) \Leftrightarrow A_R(R) = \sum_{i=0}^l A_i R^{l-i} = O_m \tag{2.19}$$

Alors qu'un solvant gauche est une matrice réelle $L \ m \times \ m$ telle que:

$$L^l + A_1 L^{l-1} + \dots + A_{l-1} L + A_l = O_m \tag{2.20}$$

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

$$Eq(4) \Leftrightarrow A_L(L) = \sum_{i=0}^l A_i L^{l-i} = O_m \quad (2.21)$$

2. 4.6 Définition 5:

Une matrice R (respectivement: L) est appelée solvant droit (respectivement: gauche) du polynôme matriciel si et seulement si le binôme $(\lambda I - R)$ (respectivement: $(\lambda I - L)$) divise exactement A (λ) à droite (respectivement: à gauche).

2. 4.7 Théorème 1:

(K. Hariche, E. D. Denman (1989)) étant donné un polynôme matriciel

$$A(\lambda) = A_0\lambda^l + A_1\lambda^{l-1} + \dots + A_{l-1}\lambda + A_l \quad (2.22)$$

a) Le rappel de la division de A (λ) à droite par le binôme $(\lambda I - X)$ est $A_R(X)$

b) Le rappel de la division de A (λ) à gauche par le binôme $(\lambda I - X)$ est $A_L(X)$

Signifie qu'il existe des polynômes matriciels Q (λ) et S (λ) tels que:

$$A(\lambda) = Q(\lambda)(\lambda I - X) + A_R(X) \quad (2.23)$$

$$= (\lambda I - X)S(\lambda) + A_L(X) \quad (2.24)$$

2. 4.8 Corollaire1:

(K. Hariche, E. D. Denman (1989)) donne également la relation fondamentale qui existe entre solvant droit (respectivement: solvant gauche) et droit (respectivement: gauche) linéaire facteur:

$$A_R(X) = 0 \text{ ssi } A(\lambda) = Q(\lambda)(\lambda I - X) \quad (2.25)$$

$$A_L(X) = 0 \text{ ssi } A(\lambda) = (\lambda I - X)S(\lambda) \quad (2.26)$$

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

2. 4.9 Théorème 2:

(Malika Yaici et al. (2014b)) Considérons l'ensemble des solvants $\{R_1, R_2, \dots, R_l\}$ construit à partir des valeurs propres $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_l)$ d'une matrice A_c . $\{R_1, R_2, \dots, R_l\}$ est un ensemble complet de solvants si et seulement si:

$$\begin{cases} \cup \sigma(R_i) = \sigma(A_c) \\ \sigma(R_i) \cap \sigma(R_j) = \emptyset \\ \det(V_R(R_1, R_2, \dots, R_l)) \neq 0 \end{cases} \quad (2.27)$$

Où: σ désigne le spectre de la matrice. Matrice V_R Vandermonde correspondant à $\{R_1, R_2, \dots, R_l\}$ donné comme

$$V_R(R_1, R_2, \dots, R_l) = \begin{pmatrix} I_m & I_m & \dots & I_m \\ R_1(x) & R_2(x) & \dots & R_l(x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_1(x)^{l-1} & R_2(x)^{l-1} & \dots & R_l(x)^{l-1} \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

- **Remarque 2:**

on peut définir un ensemble de solvants gauches de la même manière que dans le théorème précédent.

La relation entre les racines latentes, les vecteurs latents et les solvants peut être énoncée par les théorèmes suivants.

2. 4.10 Théorème 3:

(J.S.H. Tsai et al. (1992)) Si $A(\lambda)$ a n vecteurs latents droits linéairement indépendants $\{p_1, p_2, \dots, p_n\}$ (vecteurs latents gauche $\{q_1, q_2, \dots, q_n\}$) correspondant à latent racines $\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$ alors $P\Lambda P^{-1}$

, $(Q\Lambda Q^{-1})$ est un solvant droit (gauche).

Où: $P = [p_1, p_2, \dots, p_n]$,

Chapitre 2 Théories de l'algorithme antlion optimiser et bloc racine des polynômes matricielle

$$(Q = [q_1, q_2, \dots, q_n]^T) \text{ et } \Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n). \quad (2.29)$$

2. 4. 11 Théorème 4: (J.S.H. Tsai et al. (1992)) Si $A(\lambda)$ a n racines latentes $\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$ et les vecteurs latents droits correspondants $\{p_1, p_2, \dots, p_n\}$ ainsi que les vecteurs latents gauches $\{q_1, q_2, \dots, q_n\}$ sont tous deux linéairement indépendants, alors le solvant droit associé R et gauche les solvants L sont liés par:

$$R = W L W^{-1} \quad (2.30)$$

Où: $W = P Q$ et $P = [p_1, p_2, \dots, p_n]$, ($Q = [q_1, q_2, \dots, q_n]^T$) et "T" signifie transposer

2. 5 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, toutes les variables ALO et toutes les applications sont mises en évidence dans différents fichiers. Nous avons également apparié la masse racinaire pour réduire l'ordre des modèles pour les systèmes multivariés à constante de temps linéaire basés sur les solvants prédominants. Néanmoins, certaines des orientations de recherche qui pourraient être envisagées dans les travaux futurs sont énumérées ci-dessous :

Optimisation dynamique et dynamique polyvalente

Aucun travail n'a été suggéré dans la littérature sur les problèmes dynamiques.

ALO est très difficile car dans un environnement dynamique, la valeur optimale change avec le temps.

- Des recherches supplémentaires sont nécessaires sur l'aspect théorique de l'ALO pour une mise en œuvre plus stable.

Le paramétrage est très important, en particulier lors de l'application d'ALO à la précision d'une application réelle. Malheureusement, il n'y a pas de travail pour traiter autant de variables et ALO doit être amélioré car le large ALO est l'un des inconvénients majeurs.

Application et résulta

3.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous avons amélioré les propriétés du polynôme matriciel par le choix optimal de l'ensemble des modes de bloc en utilisant l'algorithme avancé d'intelligence en essaim appelé l'optimiseur de l'antlion.

Cet ensemble a examiné dans la conception des gains matriciels optimaux K du contrôleur de rétroaction d'état statique en attribuant au meilleur emplacement pour atteindre les performances CLS souhaitées.

Le système IPT bidirectionnel a choisi comme un bon cas d'étude en raison d'une faiblesse dans leur matrice de contrôlabilité.

3.2 schéma électrique :

Le système IPT bidirectionnel examiné se compose d'un côté primaire-seconde dont son équivalent de circuit est représenté sur la figure 3.1.

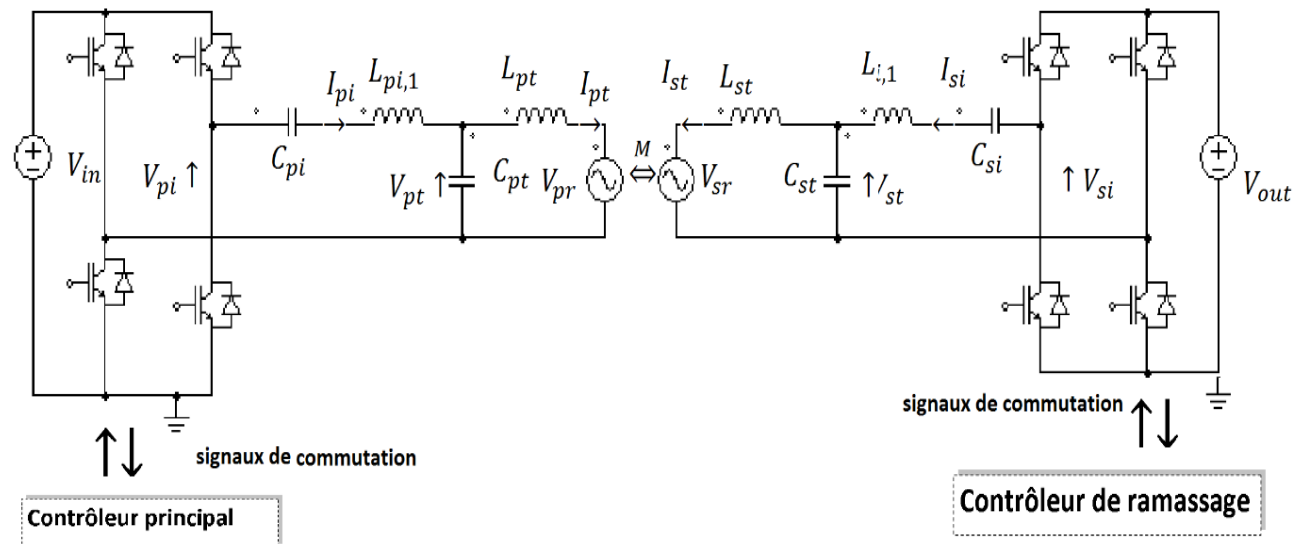


Figure 3.1. Système BD-IPT typique.

Les valeurs numériques des paramètres du modèle IPT sont données dans le TABLEAU 3. Où son modèle dynamique est d'ordre $n = 8$, avec deux entrées et deux sorties et son modèle d'espace d'état est donné comme suit

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{pi}}{L_{pi}} & -\frac{1}{L_{pi}} & -\frac{1}{L_{pi}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{pi}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{pt}} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{pt}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\gamma}{L_{pt}} & -\frac{\gamma R_{pt}}{L_{pt}} & 0 & 0 & -\gamma\beta & -\gamma\beta R_{si} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{si}}{L_{si}} & \frac{1}{-L_{si}} & \frac{1}{L_{si}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{si}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{st}} & 0 & 0 & \frac{1}{C_{st}} \\ 0 & 0 & \gamma\beta & -\gamma\beta R_{pt} & 0 & 0 & \frac{\gamma}{-L_{si}} & -\frac{\gamma R_{si}}{L_{si}} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{pi}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{si}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.2)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.3)$$

3.3 Résultats avec interprétations :

Pour atteindre les principaux objectifs de cet chapitre, nous avons appliqué les étapes de l'algorithme de contrôleur proposé sur le système IPT comme suit:

- $l = n / m$ est le rapport, $8/2 = 4$. Donc entier, le modèle est divisé en 4 blocs.
- La contrôlabilité du bloc est vérifiée, le rang $(\Omega) = 8$ (est un rang complètement complet).
- La matrice de transformation du contrôleur de bloc $T_c \in R^{8 \times 8}$ est calculé.
- Le modèle peut être transformé en une forme de contrôleur de bloc

Problème :

Bien que la matrice de contrôlabilité de bloc Ω_c ait un rang complet, le déterminant de Ω_c est proche de zéro,

c'est-à-dire: $\det(\Omega) = -1,39 \times 10^{-22}$, ce qui signifie que le système a une faible contrôlabilité, nécessite une solution spéciale basée sur outils d'optimisation.

- L'indice $l = 4$, donc 4 modes bloc souhaités $\{R_1(X), R_2(X), R_3(X), R_4(X)\} \in R^{2 \times 2}$

sont attribués et choisis en diagonale comme suit :

$$\left\{ \overbrace{\underbrace{r_1 \left(\begin{pmatrix} x_1 & 0 \\ 0 & x_2 \end{pmatrix} \right) r_1^{-1}}_{R_1(x)}, \underbrace{r_2 \left(\begin{pmatrix} x_3 & 0 \\ 0 & x_4 \end{pmatrix} \right) r_2^{-1}}_{R_2(x)}, \underbrace{r_3 \left(\begin{pmatrix} x_5 & 0 \\ 0 & x_6 \end{pmatrix} \right) r_3^{-1}}_{R_3(x)}, \underbrace{r_4 \left(\begin{pmatrix} x_7 & 0 \\ 0 & x_8 \end{pmatrix} \right) r_4^{-1}}_{R_4(x)}}^{X_{\overline{1, \dots, 8}}} \right\} \quad (3.4)$$

- La matrice de vandermonde du bloc droit $V_r(X) \in R^{8 \times 8}$, donné comme suit:

$$V_r(X) = \begin{pmatrix} I_2 & I_2 & \dots & I_2 \\ R_1(x) & R_2(x) & \dots & R_4(x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_1(x)^3 & R_2(x)^3 & \dots & R_4(x)^3 \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

- Le polynôme de matrice caractéristique souhaité est conçu sur la base d'un ensemble de modes de blocs:

$$D_d(X) = [R_1(X), R_2(X), R_3(X), R_4(X)] V_r(X)^{-1} \quad (3.6)$$

- dans ce cas, $K_c(x)$ s'obtient comme suit:

$$K_C(X) = [D_d(X)^T + A_c(\overline{7:8}, :)^T]^T \quad (3.7)$$

Et

$$A_c(\overline{7:8}, :)^T = \begin{pmatrix} -0,0002 & 0,0001 \\ 0,0001 & -0,0002 \\ -0,0000 & 0,0000 \\ 0,0000 & -0,0000 \\ -0,0371 & 0,0068 \\ 0,0069 & -0,0368 \\ -0,0011 & 0,0003 \\ 0,0003 & -0,0011 \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Pour calculer le $K_C(X)$ optimal, qui atteint le minimum de gains de matrice de norme possible et une bonne spécification de stabilité CLS, l'outil d'optimisation ANTLION est utilisé pour résoudre ce problème.

Le vecteur obtenu x que $\min_x \|K_C(x)\|_\infty$ est vérifié:

1. $Re(\lambda(Ac - BcKc)) < 0$ Vérifié par définitions.
2. $V_r V_r^{-1} = I_8$ Vérifié.
3. $-4 \leq x \leq 4$ Vérifié.

Après avoir résolu le problème d'optimisation à l'aide de l'optimiseur alo, les paramètres de l'optimiseur sont fixés comme suit :

le vecteur d'optimisation $x \in R^{24}$, où la limite inférieure et la limite supérieure des vecteurs sont données comme suit :

$$\text{et } \begin{cases} lb = [-4 * ones(1,8) - 4 * ones(1,16)] \\ ub = [-0.01 * ones(1,8) 4 * ones(1,16)] \end{cases}$$

respectivement, où le premier intervalle de ce vecteur présente l'espace des valeurs propres, et le second intervalle présente l'espace des vecteurs propres, respectivement.

C'est un très bon avantage qui permet d'attribuer les valeurs propres et les vecteurs propres dans le même temps, le nombre d'agents de recherche est 20, et le nombre d'itérations est 500, comme indiqué dans les figures Figure 3.2. et Figure 3.3, respectivement.

3.3.2 Les Courbes :

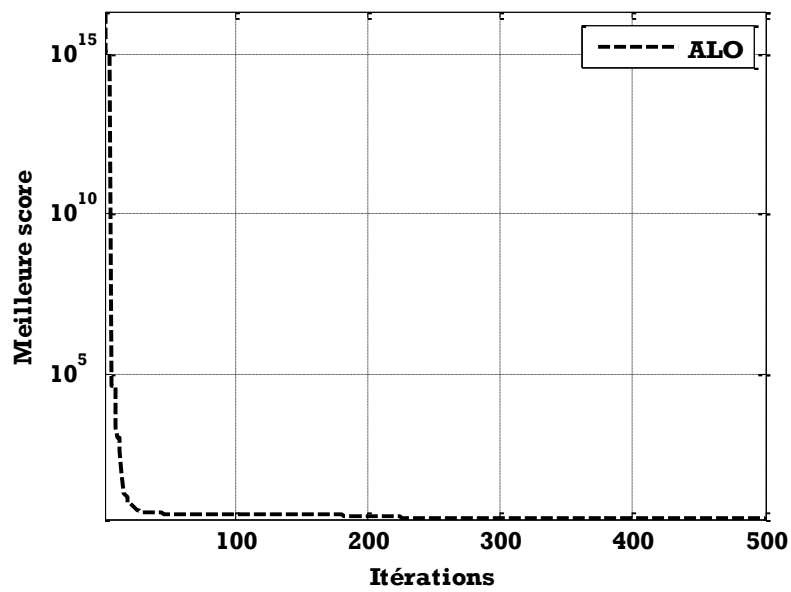


Figure 3.2: Meilleur score d'ALO lors des itérations

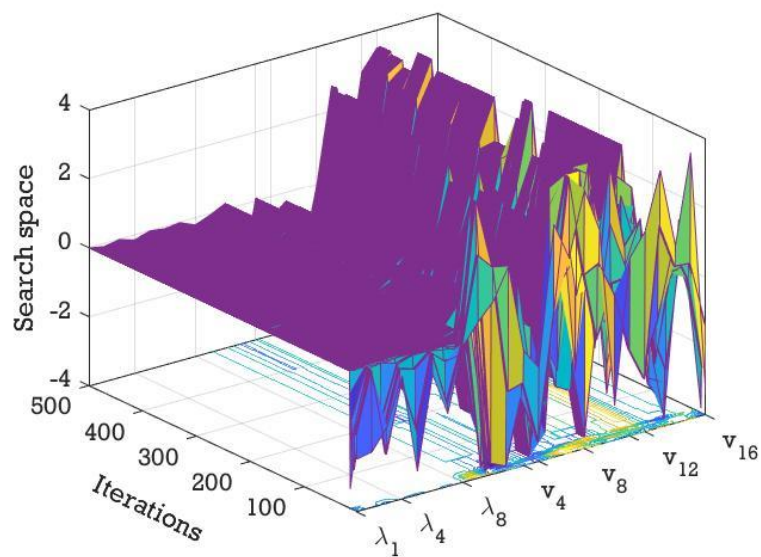


Figure 3.3: Evolution des vecteurs d'optimisation ALO lors des itérations

- Le vecteur des valeurs propres optimales obtenu en utilisant IPT est donné comme suit :

$$\lambda = \begin{pmatrix} \lambda & \lambda^* \\ -0.0100 + 0.1843i & -0.0100 - 0.1843i \\ -0.0100 + 0.1567i & -0.0100 - 0.1567i \\ -0.0100 + 0.0683i & -0.0100 - 0.0683i \\ -0.0100 + 0.0591i & -0.0100 - 0.0591i \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

- Les vecteurs de bloc optimaux générés par IPT donnés comme suit :

$$\begin{aligned} r_1 &= \begin{pmatrix} -0.0009 & -0.0728 \\ 1.6950 & -2.4987 \end{pmatrix}, r_2 = \begin{pmatrix} -0.6586 & -0.1674 \\ 0.0405 & 0.4531 \end{pmatrix} \\ r_3 &= \begin{pmatrix} 0.0065 & 2.5952 \\ -0.0210 & -0.1366 \end{pmatrix}, r_4 = \begin{pmatrix} -0.4614 & 0.6146 \\ -0.6286 & 0.7785 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

- L'ensemble des racines de bloc optimales construites sur la base de valeurs propres optimales et de vecteurs propres de bloc optimaux donnés comme :

$$\begin{aligned} R_1 &= \begin{pmatrix} -0.0100 + 0.0568i & 0.0000 + 0.0001i \\ -0.0000 + 3.9782i & -0.0100 - 0.0568i \end{pmatrix}, \\ R_2 &= \begin{pmatrix} -0.0100 - 0.0712i & -0.0000 - 0.0514i \\ 0.0000 + 0.0086i & -0.0100 + 0.0712i \end{pmatrix} \\ R_3 &= \begin{pmatrix} 0.0100 + 0.1911i & 0.0000 + 0.1163i \\ 0.0000 - 0.0198i & -0.0100 - 0.1911i \end{pmatrix}, \\ R_4 &= \begin{pmatrix} -0.0100 + 4.3058i & 0.0000 - 3.2755i \\ -0.0000 + 5.6526i & -0.0100 - 4.3058i \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Tableau 3.1 : Le gain de matrice K et Kc pour chaque approche:

| approche | Placement de pôle | LQR | HHO | alo |
|----------|--|---|--|---|
| K_c^T | $\begin{pmatrix} -0,0000 & 0,0001 \\ 0,0001 & -0,0001 \\ 0,0007 & -0,0001 \\ 0,0001 & 0,0006 \\ -0,0008 & 0,0044 \\ 0,0041 & -0,0054 \\ 0,00394 & 0,0132 \\ -0,0096 & 0,00383 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0,9998 & 0,0001 \\ 0,0001 & 0,9998 \\ 3,0724 & 0,0009 \\ 0,0010 & 3,0724 \\ 4,1827 & 0,0097 \\ 0,0099 & 4,1830 \\ 3,0592 & 0,0035 \\ 0,0035 & 3,0593 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0,0066 & -0,0014 \\ -0,0003 & 0,0011 \\ 0,4870 & -0,0195 \\ -0,0343 & 0,3289 \\ 0,7539 & -0,0814 \\ 0,0026 & 0,5911 \\ 0,9169 & -0,0753 \\ -0,0578 & 0,6169 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} -0,0000 & -0,0000 \\ 0,0001 & -0,0001 \\ 0,0007 & -0,0001 \\ -0,0001 & 0,0006 \\ -0,0010 & 0,0009 \\ 0,0025 & -0,0051 \\ 0,0389 & 0,0003 \\ 0,0003 & 0,0139 \end{pmatrix}$ |
| K^T | $\begin{pmatrix} 1,8975 & 0,1641 \\ 0,0704 & 0,2767 \\ 0,1842 & 0,6637 \\ 0,1787 & 0,5349 \\ 0,2507 & -1,7106 \\ -0,2489 & 0,3975 \\ 0,5608 & -0,5658 \\ -0,7522 & 0,2658 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 5,6772 & -0,0564 \\ 0,4142 & -0,0007 \\ 0,4331 & -0,0182 \\ 0,2304 & 0,5584 \\ 0,0562 & -5,6724 \\ -0,0007 & -0,4142 \\ -0,0160 & 0,4318 \\ -0,5636 & -0,2663 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0,0426 & -0,0035 \\ 0,0435 & -0,0068 \\ 0,0444 & -0,0027 \\ 1,2128 & 0,2528 \\ 0,0027 & -0,0268 \\ -0,0134 & -0,0042 \\ -0,0128 & 0,0634 \\ -0,3618 & -0,8353 \end{pmatrix} * 10^3$ | $\begin{pmatrix} 1,8087 & 0,0139 \\ -0,0155 & -0,1667 \\ -0,1034 & 0,2640 \\ -0,0443 & 0,2454 \\ -0,0125 & -1,7990 \\ -0,2479 & 0,4568 \\ 0,0490 & -0,1389 \\ -0,4099 & 0,2609 \end{pmatrix}$ |

Le TABLEAU 1 montre le gain K et Kc de la matrice de rétroaction de la sortie statique pour le LQR, le placement des pôles, l'optimisation des faucons de Harris (HHO) et les méthodes ALO respectivement.

Kc est calculé sur la base du système sous forme de contrôleur canonique en bloc.

En outre, les gains des matrices K et Kc pour le LQR et le placement des pôles sont calculés sur la base de la valeur optimale obtenue valeurs propres de la méthode alo pour que l'étude de la comparaison ait un sens et une signification.

Le TABLEAU 2 donne les valeurs des première, seconde et infinité des normes de gain de matrice de contrôleur K pour chaque méthode, le contrôleur proposé étant caractérisé par la meilleure norme, ce qui rend le CLS stable en consommant une énergie de contrôle minimale, en comparaison avec les méthodes LQR et de placement des pôles.

Tableau 3.2 : Les valeurs normales du gain de matrice K et Kc pour chaque approche

| Approches | $\ K\ _1$ | $\ K\ _2$ | $\ K\ _\infty$ | $\ Kc\ _1$ | $\ Kc\ _2$ | $\ Kc\ _\infty$ |
|-------------------|-----------|-----------|----------------|------------|------------|-----------------|
| ALO | 1.8226 | 1.9583 | 3.3456 | 0.0459 | 0.0393 | 0.0392 |
| HHO | 1465.6 | 1387.8 | 1734 | 0.9922 | 1.3006 | 2.2594 |
| LQR | 5.7336 | 5.7721 | 7.4185 | 4.1929 | 6.1158 | 11.3287 |
| Placement de pole | 2.0616 | 2.2407 | 4.5790 | 0.0526 | 0.0425 | 0.0623 |

Table 3.3: The bidirectional IPT System parameters values

| Paramètre | Valeur | paramètre | Valeur | paramètre | Valeur |
|--|---------------|-----------|--|-----------|-----------------|
| L_{pi} | 46.45 μ H | C_S | 2.47 μ F | R_T | 0.0158 Ω |
| L_T | 22.48 μ H | C_{pi} | 2.5307 μ F | R_{SI} | 0.0179 Ω |
| L_{SI} | 23.49 μ H | C_{SO} | 2.5329 μ F | R_{SO} | 0.0122 Ω |
| L_{SO} | 46.28 μ H | M | 8.0 μ H | V_{DC1} | 150V |
| C_T | 2.49 μ F | R_{pi} | 0.0152 Ω | V_{DC2} | 150V |
| $\beta = \frac{M}{L_{si}l_T} = 0,0149$ | | | $\gamma = \frac{1}{1 - M\beta} = 1,1354$ | | |

3.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, une approche pratique a été introduite pour améliorer les conceptions des contrôleurs à rétroaction multivariable.

Cette approche consiste à choisir les meilleurs modes de blocs et le meilleur emplacement dans la sortie et le système de rétroaction d'état en utilisant ALO.

L'examen de cette proposition est illustré en trouvant les gains matriciels K , qui placent les modes blocs optimaux par en appliquant les mesures de retour d'information de l'État.

Après la mise en œuvre de l'approche sur le système de IPT bidirectionnel, les résultats obtenus ont montré le meilleur comportement dans l'ampleur des normes (énergie minimale de contrôle) et la flexibilité de localisation des valeurs propres en comparant avec des méthodes populaires.

Cette proposition considère comme un outil prometteur qui peut trouver des solutions à de nombreux problèmes des contrôleurs conception

Conclusion générale

Conclusion générale :

Conclusion générale :

Le système de transfert de puissance inductif (IPT) bidirectionnel facilite le transfert de puissance sans contact entre deux côtes, qui sont séparés par un entrefer, grâce à un faible couplage magnétique.

Les systèmes IPT bidirectionnels typiques sont essentiellement des circuits résonants d'ordre élevé et, par conséquent, qui présente un aperçu du comportement des systèmes IPT bidirectionnels.

Le modèle est développé dans un cadre multivariable et mappé dans le domaine fréquentiel pour calculer la matrice des fonctions de transfert des systèmes IPT bidirectionnels à huit ordres.

Dans ce travail, toutes les variantes d'ALO, toutes les applications dans des fichiers différents ont été mises en évidence. Cependant, certaines tendances de recherche qui pourraient être prises en compte dans les travaux futurs sont énumérées ci-dessous :

- Optimisation dynamique et multi-objectif dynamique :

Aucun travail dans la littérature n'a été proposé pour les problèmes dynamiques.

ALO EST très difficile car, dans l'environnement dynamique, la valeur optimale change avec le temps.

- Davantage de recherches sur l'aspect théorique de l'ALO sont nécessaire pour une mise en œuvre plus stable.
- Le réglage des paramètres est très important, en particulier lorsque ALO est appliqué pour résoudre une application réelle. Malheureusement, il n'y a pas de travail pour gérer un très grand nombre de variables et ALO devrait être amélioré car ALO à grande échelle est l'un des principaux inconvénients

Dans ce mémoire on a voire une méthode pour construire des racines de bloc d'un polynôme matricielle à partir de valeur latente et de vecteur à été développée, puis l'affait de retour d'état utilisé transformation forme bloc (description de fonction de transfert, solvant d'un polynôme matriciel, structure d'un solvant désire ...) ; on présenté aussi le retour d'état avec bloc de placement du pole

Dans ce chapitre, une approche pratique a été introduite pour améliorer la conception des contrôleurs à rétroaction multi variable.

Cette approche consiste à choisir les meilleurs modes de blocs et le meilleur emplacement dans la sortie et le système de rétroaction d'état en utilisant ALO.

Conclusion générale :

L'examen de cette proposition est illustré en trouvant les gains matriciels K , qui placent les modes blocs optimaux par en appliquant les mesures de retour d'information de l'État.

Après la mise en œuvre de l'approche sur le système de IPT bidirectionnel, les résultats obtenus ont montré le meilleur comportement dans l'ampleur des normes (énergie minimale de contrôle) et la flexibilité de localisation des valeurs propres en comparant avec des méthodes populaires. Cette proposition considère comme un outil prometteur qui peut trouver des solutions à de nombreux problèmes des contrôleurs conception

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- 1- A. Hu and S. Hussmann, "Improved power flow control for contactless moving sensor applications," IEEE Power Electronics Letters, vol. 2, no. 4, pp. 135–138, 2004.
- 2- P. Sergeant and A. V. den Bossche, "Inductive coupler for contactless power transmission," IET Trans on Electric Power Applications, vol. 2, pp. 1–7, 2008.
- 3- U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A bi-directional inductive power interface for electric vehicles in v2g systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, no. in press, 2011.
- 4- D. J. Thrimawithana, U. Madawala, and Y. Shi, "Design of a bidirectional inverter for a wireless v2g system," in IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET, 2010, pp. 1–5.
- 5- M. J. Neath, U. Madawala, and D. J. Thrimawithana, "The impact of variations in component values on droop control of inductive power transfer systems," in Submitted 37th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics :IECON, 2011, 2011.
- 6- U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A current sourced bidirectional inductive power transfer system," IET Transactions on Power Electronics, no. in press, 2010.
- 7- D. J. Thrimawithana, U. Madawala, and Y. Shi, "A primary side controller for inductive power transfer systems," in IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT) pp. 661-666., 2010, pp. 661–666.
- 8- J. Boys, C.-Y. Huang, and G. Covic, "Single-phase unity power-factor inductive power transfer system," in Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008, 2008, pp. 3701–3706. M. Eghtesadi, "Inductive power transfer to an electric vehicle-analytical model," in 40th IEEE Conference on Vehicular Technology, Orlando, FL, USA, 1990, pp. 100–104.
- 9- A. Covic, J. T. Boys, M. Kissin, and H. Lu, "A three-phase inductive power transfer system for roadway-powered vehicles," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, pp. 3370–3378, 2000.
- 10- N. A. Keeling, J. T. Boys, and G. A. Covic, "Unity power factor inductive power transfer pick-up for high power applications," in 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON 2008, Orlando, FL, USA, 2008, pp. 1039–1044.

Références bibliographiques

- 11- AKSHYA K. SWAIN, MICHAEL J. NEATH, U.K. MADAWALA and D.J. THIRIMAWITHANA: A dynamic model for bi-directional inductive power transfer systems. In 37th IEEE Conf. on Industrial Electronics Society, (2011), 1024-1029.
- 12- AKSHYA SWAIN, SRIKANTH DEVARAKONDA and UDAYA MADAWALA: Modelling, sensitivity analysis and controller synthesis of multi pick-up bi-directional inductive power transfer systems. IEEE Trans. on Industrial Informatics, 10(2), (2014), 1372-1380
- 13- AKSHYA SWAIN, DHAFFER ALMAKHLES, NATHAN PYLE, HOSSEIN MEHRABI and AIGUO PATRICK HU: Single-bit modulator-based controller for capacitive power transfer system. In 2nd IEEE Southern Power Electronics Conf., (2017), 1-5.
- 14- AKSHYA SWAIN, DHAFFER ALMAKHLES, YOUFENG HOU, NITISH PATEL and UDAYA MADAWALA: A sigma-delta modulator based PI controller for bidirectional inductive power transfer system, . In 2nd IEEE Southern Power Electronics Conf., (2017), 1-5.
- 15- A.K. SWAIN, M.J. NEATH, U.K. MADAWALA and D.J. THIRIMAWITHANA: A dynamic multivariable state-space model for bidirectional inductive power transfer systems. IEEE Trans. on Power Electronics, 27(11), (2012), 4772-4780
- 16- U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "Current sourced bi-directional inductive power transfer system," IET Power Electron., vol. 4, no. 4, pp. 471–480, Apr. 2011
- 17- A. K. Swain, M. J. Neath, U. K. Madawala, and D. J. Thrimawithana, "A dynamic multivariable state-space model for bidirectional inductive power transfer systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 11, pp. 4772–4780, Nov. 2012.
- 18- On The Order Reduction of MIMO Large Scale Systems Using Block-Roots 23 Shieh LS and Wei YJ (1975), A mixed method for multivariate system reduction, IEEE Transactions on Automatic Control 20: 429-432.
- 19- H. Zobot, K. Hariche, (1997), On solvents-based model reduction of MIMO systems, International Journal of Systems Science, volume 28, number 5, pages 499-505.
- 20- C. B. Vishwakarma and R. Prasad, (2009), MIMO System Reduction Using Modified Pole Clustering and Genetic Algorithm, Modelling and Simulation in Engineering , Article ID 540895, 5 pages

Références bibliographiques

- 21- Belkacem Bekhiti, A. Dahimene, B. Nail, K. Hariche, and A. Hamadouche, (2015), On Block Roots of Matrix Polynomials Based MIMO Control System Design , 4-th IEEE International Conference on Electrical Engineering, ICEE, Boumerdes
- 22- X.-S. Yang, M. Karamanoglu, “Swarm intelligence and bio-inspired computation: an overview”, in: Swarm Intelligence and Bio-Inspired Computation, Elsevier, 2013, pp. 3-23.
- 23- R. Eberhart, J. Kennedy, “A new optimizer using particle swarm theory ”, in: Micro Machine and Human Science, 1995. MHS’95., Proceedings of the Sixth International Symposium on, IEEE, 1995, pp. 39-43.
- 24- M. Dorigo, M. Birattari, “Ant colony optimization”, in: Encyclopedia of machine learning, Springer, 2011, pp. 36-39.
- 25- D. Karaboga, “An idea based on honey bee swarm for numerical optimization”, Tech. rep., Technical report-tr06, Erciyes university, engineering faculty, computer engineering department (2005).
- 26- D. Karaboga, B. Basturk, “A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: artificial bee colony (abc) algorithm”, Journal of global optimization 39 (3) (2007) 459-471.
- 27- S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt, M. P. Vecchi, “Optimization by simulated annealing, science 220 (4598) (1983) 671-680.
- 28- A. H. Gandomi, A. H. Alavi, “Krill herd: a new bio-inspired optimization algorithm”, Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation 17 (12) (2012) 4831-4845.
- 29- X.-S. Yang, S. Deb, Cuckoo search via Lévy flights, in: Nature & Biologically Inspired Computing, 2009. NaBIC 2009. World Congress on, IEEE, 2009, pp. 210-214.
- 30- Z. W. Geem, J. H. Kim, G. V. Loganathan, A new heuristic optimization algorithm: harmony search, simulation 76 (2) (2001) 60-68.
- 31- X. Meng, Y. Liu, X. Gao, H. Zhang, “A new bio-inspired algorithm: chicken swarm optimization”, in: International conference in swarm intelligence, Springer, 2014, pp. 86-94.

Références bibliographiques

- 32- S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, A. Lewis, "Grey wolf optimizer", *Advances in engineering software* 69 (2014) 46-61.
- 33- A. G. Hussien, A. E. Hassanien, E. H. Houssein, M. Amin, and A. T. Azar, "New binary whale optimization algorithm for discrete optimization problems," *Engineering Optimization*, pp. 1-15, 2019.
- 34- S. Mirjalili, "The ant lion optimizer", *Advances in Engineering Software* 83 (2015) 80-98.
- 35- B. Nail, A. Kouzou, and A. Hafaifa, "Robust block-modes assignment in linear discrete-time sliding mode control for a class of multivariable system: gas turbine power plant application", *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 41, no. 5, pp. 1216–1232, May. 2019.
- 36- S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, and A. Lewis, *Grey Wolf Optimizer*, *Advances in Engineering Software*, vol. 69, pp. 46–61, Mar. 2014.
- 37- T. Tanaka and C. Langbort, "The Bounded Real Lemma for Internally Positive Systems and H-Infinity Structured Static State Feedback," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 56, no. 9, pp. 2218–2223, Sep. 2011.
- 38- L. Le-Tien and A. Albu-Schaffer, "Robust Adaptive Tracking Control Based on State Feedback Controller With Integrator Terms for Elastic Joint Robots With Uncertain Parameters," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 26, no. 6, pp. 2259–2267, Nov. 2018.
- 39- W. Xiang, J. Xiao, and Y. Jiang, "Real-time signalization for an oversaturated intersection via static state feedback control: A switched system approach," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 352, no. 8, pp. 3304–3324, Aug. 2015.
- 40- E. Castañeda-Toledo, V. Kuřcera, and J. Ruiz-León, "Realization of full column rank precompensators using stabilizing static state feedback," *Systems & Control Letters*, vol. 76, pp. 42–46, Feb. 2015.
- 41- G. Gkizas et al., "Digital state-feedback control of an interleaved DC-DC boost converter with bifurcation analysis," *Control Engineering Practice*, vol. 73, pp. 100–111, Apr. 2018.

Références bibliographiques

- 42- X. Yang, B. Chen, Y. Li, Y. Liu, and F. E. Alsaadi, "Stabilization of dynamic-algebraic Boolean control networks via state feedback control," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 355, no. 13, pp. 5520–5533, Sep. 2018.
- 43- M. Yaici and K. Hariche, "On eigenstructure assignment using block poles placement," *European Journal of Control*, vol. 20, no. 5, pp. 217–226, Sep. 2014.
- 44- L. S. and Y. T. Tsay, "Transformations of a class of multivariable control systems to block companion forms," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 27, no. 1, pp. 199–203, Feb. 1982.
- 45- B. Nail, A. Kouzou, A. Hafaifa, and V. Puig, "Optimal Static State-Feedback Controller Design for MIMO LTI Systems Based on Constraints Block Roots and Interior-Point Algorithm: Application to Gas Compressor System," in *2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS)*, Medea, Algeria, 2018, pp. 1–6.
- 46- B. Bekhiti, A. Dahimene, B. Nail, and K. Hariche, "On λ -matrices and their applications in MIMO control systems design," *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 29, no. 4, pp. 281–294, 2018.
- 47- Belkacem Bekhiti, Bachir Nail, Abdelhakim Dahimene, Kamel Hariche and George F. Fragulis, "On the block decomposition and spectral factors of λ -matrices", *Control and Cybernetics.*, vol. 49 no. 1, pp. 1–36, Jan. 2020.
- 48- Belkacem Bekhiti, Abdelhakim Dahimene, Bachir Nail, Kamel Hariche, "On the theory of λ -matrices based MIMO control system design", *Control and Cybernetics* vol. 44 (2016) No.4
- 49- Panda, M., Das, B., "Grey Wolf Optimizer and Its Applications: A Survey", *Proceedings of the Third International Conference on Microelectronics, Computing and Communication Systems*, 179–194. 2019.
- 50- U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4789–4796, Oct. 2011.

Références bibliographiques

- 51- A. Swain, D. Almakhles, M. J. Neath, and A. Nasiri, "Robust H^∞ output feedback control of bidirectional inductive power transfer systems," *Archives of Control Sciences*, vol. 27, no. 1, pp. 41–62, Mar. 2017.
- 52- A. A. S. Mohamed and O. Mohammed, "Physics-Based Co-Simulation Platform With Analytical and Experimental Verification for Bidirectional IPT System in EV Applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 1, pp. 275–284, Jan. 2018.
- 53- A. A. S. Mohamed, A. Berzoy, F. G. N. de Almeida, and O. Mohammed, "Modeling and Assessment Analysis of Various Compensation Topologies in Bidirectional IWPT System for EV Applications," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 53, no. 5, pp. 4973–4984, Sep. 2017.
- 54- A. K. Swain, M. J. Neath, U. K. Madawala, and D. J. Thrimawithana, "A Dynamic Multivariable State-Space Model for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4772–4780, Nov. 2012.
- 55- A. K. Swain, S. Devarakonda, and U. K. Madawala, "Modeling, Sensitivity Analysis, and Controller Synthesis of Multipickup Bidirectional Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 10, no. 2, pp. 1372–1380, May 2014.
- 56- A. A. Heidari, S. Mirjalili, H. Faris, I. Aljarah, M. Mafarja, and H. Chen, "Harris hawks optimization: Algorithm and applications," *Future Generation Computer Systems*, vol. 97, pp. 849–872, Aug. 2019.