

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET  
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS -SETIF-1  
UFAS1 (ALGERIE)

## **MEMOIRE**

Présenté à la Faculté de Technologie  
Département d'Electrotechnique

Pour l'Obtention du Diplôme de

## **MAGISTER**

Option : Automatique

Par

ABDERREZEK Hadjer

## **THEME**

**Contribution à la commande robuste  
des systèmes non linéaires**

Soutenu le 02 / 10 /2014 devant le jury d'examen :

|                          |                            |           |
|--------------------------|----------------------------|-----------|
| Mr. HEMSAS Kamel-Eddinne | Prof. Université de Sétif1 | Président |
| Mr. HARMAS Mohamed N.    | Prof. Université de Sétif1 | Encadreur |
| Mr. LAMAMRA Athmane      | M.C.A Université de Sétif1 | Examineur |
| Mr. ABDELAZZIZ Mourad    | M.C.A Université de Sétif1 | Examineur |

# Remerciements

*Tout d'abord, je remercie Dieu le tout puissant, de m'avoir donné le courage, la santé et la patience durant toute le temps que j'ai consacré à la réalisation de ce travail.*

*Je tiens également à exprimer ma plus profonde gratitude à mon encadreur Mr: HARMAS.N pour son suivi et conseils. Sans oublier les enseignants du département d'Electrotechnique qui ont contribué à ma formation.*

*Mes sincères remerciements aux membres du jury Mr: HEMSAS.K, Mr: ABDELAZZIZ.M et Mr: LAMAMRA.A pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail et pour l'honneur qu'ils m'ont fait de bien vouloir le juger.*

*Je termine par remercier tous mes amis et collègues qui m'ont soutenu durant l'élaboration de mon travail.*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail :*

*À mes très chers parents qui m'ont soutenu durant toute la durée de mes études.*

*À mes frères et mes sœurs et à ma grande famille.*

*À mon fiancé.*

*À Rania, Sara, Sousou, Meryem, Amr, Mouayed, Wael, firas, Donia, Amira, Sabah.*

*À tous mes amis.*

*À tous ceux qui m'aiment et que j'aime.*

*À vous.*

*Hadjer.*

# SOMMAIRE

|                            |    |
|----------------------------|----|
| INTRODUCTION GENERALE..... | 01 |
|----------------------------|----|

## Chapitre I

### COMMANDE ROBUSTE

|  |    |
|--|----|
| I.1. Introduction .....                                      | 04 |
| I.2. Généralités sur la commande .....                       | 04 |
| I.2.1. Système de commande .....                             | 04 |
| I.2.1. Organe de commande.....                               | 05 |
| I.2.3. Asservissement .....                                  | 05 |
| I.2.4. Régulation .....                                      | 05 |
| I.2.5. Propriétés d'un système commandé.....                 | 05 |
| I.3. Robustesse .....  | 06 |
| I.3.1. Définition .....                                      | 06 |
| I.3.2. Robustesse en stabilité .....                         | 07 |
| I.3.2.1. Notions relatives à la stabilité des systèmes ..... | 07 |
| I.3.2.2. Stabilité au sens de Lyapunov.....                  | 08 |
| I.3.2.2. Robustess en performance .....                      | 09 |
| I.4. Etat de l'art des commandes robustes .....              | 10 |
| I.4.1. Commande Hinfini .....                                | 10 |
| I.4.2. Commande par mode glissant .....                      | 10 |
| I.4.3. Commande floue .....                                  | 11 |
| I.4.4. Commande synergétique .....                           | 12 |

## Chapitre II

### COMMANDE PAR MODE GLISSANT ET SYNERGETIQUE

|  |    |
|--|----|
| II.1. Introduction.....  | 13 |
| II.2. Système à structure variable .....                                       | 13 |
| II.2.1. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état ..... | 14 |
| II.2.2. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande .....      | 14 |
| II.3. Introduction à la commande par mode glissant .....                       | 15 |
| II.3.1. Notion de base .....   | 15 |
| II.3.1.1. Régime glissant idéal .....  | 15 |
| II.3.1.2. Régime glissant réel .....   | 16 |
| II.3.2. Conception de la commande par mode glissant .....                      | 16 |
| II.3.2.1. Choix de la surface de glissement.....                               | 17 |

|   |    |
|---|----|
| II.3.2.2. Condition d'existence et de convergence .....             | 17 |
| II.3.2.2.1. Fonction discrète de commutation .....                  | 18 |
| II.3.2.2.2. Fonction de Lyapunov .....                              | 18 |
| II.3.2.3. Calcul de la commande .....                               | 18 |
| II.3.2.3.1. Commande équivalente .....                              | 18 |
| II.3.2.3.2. Commande de commutation .....                           | 19 |
| II.3.2.4. Les avantages et les inconvénient de cette commande ..... | 20 |
| II.3.2.5. Application à la commande d'un pendule inversé .....      | 20 |
| II.3.2.5.1. Synthèse de l'algorithme de commande .....              | 21 |
| II.3.2.5.2. Résultat de simulation .....                            | 22 |
| II.4. Introduction à la commande synergétique .....                 | 23 |
| II.4.1. Principe de la commande synergétique .....                  | 23 |
| II.4.2. Synthèse de la commande synergétique .....                  | 24 |
| II.4.3. Application à la commande d'un pendule inversé .....        | 25 |
| II.4.3.1. Synthèse de l'algorithme de commande.....                 | 25 |
| II.4.3.2. Résultat de simulation .....                              | 26 |
| II.5. Introduction du convertisseur DC/DC .....                     | 27 |
| II.5.1. Modèle mathématique du convertisseur buck DC/DC.....        | 28 |
| II.5.1.1. Interrupteur fermé .....                                  | 28 |
| II.5.1.2. Interrupteur ouvert .....                                 | 29 |
| II.5.1.3. Modèle finale ( combinaison des 2 structures) .....       | 29 |
| II.6. Commande par mode glissant du convertisseur buck DC/DC .....  | 30 |
| II.6.1. Synthèse de l'algorithme de commande .....                  | 30 |
| II.6.2. Résultats de simulation.....                                | 31 |
| II.6.2.1. Cas de poursuite .....                                    | 31 |
| II.6.2.2. Cas de variation de la tension de source .....            | 33 |
| II.6.2.3. Cas de variation de la charge .....                       | 34 |
| II.7. Commande Synergétique du convertisseur DC/DC buck .....       | 35 |
| II.7.1. Sythèse de l'algorithme de commande.....                    | 35 |
| II.7.2. Résultats de simulation.....                                | 35 |
| II.7.2.1. Cas de poursuite.....                                     | 36 |
| II.7.2.2. Cas de variation de la tension de source .....            | 37 |
| II.7.2.3. Cas de variation de la charge .....                       | 38 |
| II.8. Conclusion .....  | 39 |

## Chapitre III

### ADAPTATIVE TERMINAL SMC ET SYNERGETIQUE

|  |    |
|--|----|
| III.1. Introduction.....   | 40 |
| III.2. Commande Non-singulière de terminal mode glissant .....             | 40 |
| III.2.1. Commande terminal mode glissant du convertisseur DC/DC buck ..... | 40 |
| III.2.1.1. Synthèse de la loi de commande.....                             | 41 |

|   |    |
|---|----|
| III.2.1.2. Résultats de simulation .....                                      | 43 |
| III.2.1.2.1. Cas de poursuite .....   | 44 |
| III.2.1.2.2. Cas de variation de la tension de source .....                   | 44 |
| III.2.1.2.3. Cas de variation de la charge .....                              | 45 |
| III.3. Commande Terminal synergétique.....                                    | 46 |
| III.3.1. Commande terminal synergétique du convertisseur DC/DC buck .....     | 46 |
| III.3.1.1. Synthèse de la loi de commande.....                                | 46 |
| III.3.1.2. Résultat de simulation.....  | 47 |
| III.3.1.2.1. Cas de poursuite .....   | 48 |
| III.3.1.2.2. Cas de variation de la tension de source .....                   | 49 |
| III.3.1.2.3. Cas de variation de la charge .....                              | 50 |
| III.4. Généralité sur la commande adaptative .....                            | 52 |
| III.4.1. Concept de la commande adaptative.....                               | 52 |
| III.4.2. Le Principe .....  | 52 |
| III.5. Commande adaptative terminal mode glissant du Convertisseur DC/DC..... | 53 |
| III.5.1. Synthèse de la loi de commande .....                                 | 53 |
| III.5.2. Résultat de simulation.....  | 55 |
| III.5.2.1. Cas de poursuite .....   | 55 |
| III.5.2.2. Cas de variation de la tension de source .....                     | 56 |
| III.5.2.3. Cas de variation de la charge .....                                | 57 |
| III.6. Commande adaptative terminal synergétique .....                        | 58 |
| III.6.1. Synthèse de la loi de commande .....                                 | 59 |
| III.6.2. Résultats de simulation.....   | 60 |
| III.6.2.1. Cas de poursuite .....   | 60 |
| III.6.2.2. Cas de variation de la tension de source .....                     | 61 |
| III.6.2.3. Cas de variation de la charge .....                                | 62 |
| III.7. Conclusion.....  | 63 |

## Chapitre IV

### OPTIMISATION PAR ESSAIM PARTICULAIRE (PSO)

|  |    |
|--|----|
| IV.1. Introduction.....                    | 64 |
| IV.2. Intelligence collective .....        | 64 |
| IV.3. Définitions de base.....             | 64 |
| IV.3.1. Définition de l'optimisation ..... | 64 |
| IV.3.2. Fonction Objective.....            | 64 |
| IV.3.3. Variables de décision .....        | 65 |

|  |           |
|--|-----------|
| <b>IV.3.4 Formulation d'un problème d'optimisation .....</b>                                       | <b>65</b> |
| <b>IV.3.5 Minimum global .....</b>   | <b>66</b> |
| <b>IV.3.6 Minimum local.....</b>   | <b>66</b> |
| <b>IV.4. Introduction à l'optimisation par l'essaim particulaire .....</b>                         | <b>66</b> |
| <b>IV.4.1 Principes de base du PSO .....</b>   | <b>68</b> |
| <b>IV.4.2 Formulation mathématique de PSO .....</b>  | <b>69</b> |
| <b>IV.4.3. Configuration de la méthode .....</b>   | <b>70</b> |
| <b>IV.4.3.1. Nombre de particules .....</b>  | <b>71</b> |
| <b>IV.4.3.2. Topologie du voisinage .....</b>  | <b>71</b> |
| <b>IV.4.3.3. Coefficients de confiance .....</b>   | <b>72</b> |
| <b>IV.4.3.4. Vitesse maximale et coefficient de constriction .....</b>                             | <b>72</b> |
| <b>IV.4.3.5. Facteur d'inertie .....</b>   | <b>73</b> |
| <b>IV.4.3.6. Initialisation de l'essaim .....</b>  | <b>73</b> |
| <b>IV.4.3.7. Critères d'arrêt .....</b>  | <b>73</b> |
| <b>IV.4.4. Organigramme de principe de la PSO .....</b>  | <b>74</b> |
| <b>IV.5. Critères d'évaluation de performances .....</b>   | <b>75</b> |
| <b>IV.6. Optimisation des paramètres du ATSMC et ATSY par la technique PSO .....</b>               | <b>76</b> |
| <b>IV.7. Résultats de Simulation .....</b>   | <b>77</b> |
| <b>IV.7.1. Résultat de simulation de la Commande ATSMC Optimisé par la<br/>technique PSO .....</b> | <b>77</b> |
| <b>IV.7.2. Résultats de simulation de la commande ATSY optimisée par PSO.....</b>                  | <b>78</b> |
| <b>IV.8. Optimisation par essaim des particules modifiée (MPSO).....</b>                           | <b>78</b> |
| <b>IV.8.1. Résultats de simulations .....</b>  | <b>81</b> |
| <b>IV.8.1.1. Résultats de simulation de la Commande ATSMC Optimisé par MPSO .....</b>              | <b>81</b> |
| <b>IV.8.1.2. Résultats de simulation de la commande ATSY optimisée par MPSO.....</b>               | <b>82</b> |
| <b>IV.9. Conclusion.....</b>   | <b>83</b> |
| <b>CONCLUSION GENERALE .....</b>   | <b>84</b> |

# Liste Des Figures

|   |    |
|---|----|
| <b>Figure.I.1:</b> Le processus commandé .....  | 04 |
| <b>Figure.I.2 :</b> Propriétés d'un système commandé.....   | 06 |
| <b>Figure.I.3 :</b> Exemple physique d'un système stable.....   | 09 |
| <b>Figure.II.1 :</b> Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état<br>14 |    |
| <b>Figure.II.2 :</b> Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande<br>15      |    |
| <b>Figure. II. 3:</b> Glissement idéal .....  | 16 |
| <b>Figure. II.4 :</b> Glissement réel.....  | 16 |
| <b>Figure. II.5 :</b> Commande équivalente.....   | 19 |
| <b>Figure.II.6 :</b> Représentation de la commande discontinue.....                                       | 19 |
| <b>Figure. II.7 :</b> Plan de phase réel.....   | 20 |
| <b>Figure.II.8 :</b> pendule inversé.....   | 21 |
| <b>Figure.II.9 :</b> Sortie du système et le signal de référence.....                                     | 22 |
| <b>Figure.II.10 :</b> Commande U.....   | 22 |
| <b>Figure. II.11 :</b> Evolution de la surface S.....   | 23 |
| <b>Figure.II.12 :</b> Erreur de poursuite.....  | 23 |
| <b>Figure.II.13 :</b> Plan de phase.....  | 23 |
| <b>Figure.II.14 :</b> Sortie du système et le signal de référence.....                                    | 26 |
| <b>Figure.II.15 :</b> Commande U.....   | 26 |
| <b>Figure.II.16 :</b> Evolution de la macro-variable.....   | 27 |
| <b>Figure.II.17 :</b> Erreur de poursuite.....  | 27 |
| <b>Figure.II.18 :</b> Plan de phase.....  | 27 |
| <b>Figure.II.19 :</b> Circuit d'un hacheur Buck .....   | 28 |
| <b>Figure. II.20 :</b> Interrupteur fermé .....   | 28 |
| <b>Figure.II.21 :</b> Interrupteur ouvert.....  | 29 |
| <b>Figure.II.22 :</b> le signal de sortie du système et sa référence r.....                               | 32 |
| <b>Figure.II.23 :</b> la commande u.....  | 32 |
| <b>Figure.II.24 :</b> courant d'inductance.....   | 32 |
| <b>Figure.II.25 :</b> l'erreur de poursuite.....  | 32 |
| <b>Figure.II.26 :</b> la sortie du système et sa référence r.....   | 33 |
| <b>Figure.II.27 :</b> la commande u.....  | 33 |
| <b>Figure.II.28 :</b> courant d'inductance.....   | 33 |



|  |    |
|--|----|
| <b>Figure.II.29</b> : Erreur de poursuite.....                               | 33 |
| <b>Figure.II.30</b> : la sortie du système et sa référence r.....            | 34 |
| <b>Figure.II.31</b> : la commande u.....                                     | 34 |
| <b>Figure.II.32</b> : courant d'inductance.....                              | 34 |
| <b>Figure.II.33</b> : l'erreur de poursuite.....                             | 34 |
| <b>Figure.II.34</b> : la sortie du système et la tension de référence.....   | 36 |
| <b>Figure.II.35</b> : La commande u .....                                    | 36 |
| <b>Figure.II.36</b> : Courant d'inductance.....                              | 36 |
| <b>Figure.II.37</b> : L'erreur de poursuite.....                             | 36 |
| <b>Figure.II.38</b> : la sortie du système et la tension de référence r..... | 37 |
| <b>Figure.II.39</b> : Courant d'inductance.....                              | 37 |
| <b>Figure.II.40</b> : La commande u.....                                     | 37 |
| <b>Figure.II.41</b> : L'erreur de poursuite.....                             | 37 |
| <b>Figure.II.42</b> : la sortie du système et la tension de référence.....   | 38 |
| <b>Figure.II.43</b> : Courant d'inductance.....                              | 38 |
| <b>Figure.II.44</b> : La commande u.....                                     | 38 |
| <b>Figure.II.45</b> : L'erreur de poursuite.....                             | 39 |
| <b>Figure.III.1</b> : la sortie du système et sa référence r.....            | 43 |
| <b>Figure.III.2</b> : la commande u.....                                     | 43 |
| <b>Figure.III.3</b> : courant d'inductance.....                              | 44 |
| <b>Figure.III.4</b> : l'erreur de poursuite.....                             | 44 |
| <b>Figure.III.5</b> : la sortie du système et sa référence r.....            | 44 |
| <b>Figure.III.6</b> : la commande u.....                                     | 44 |
| <b>Figure.III.7</b> : courant d'inductance.....                              | 45 |
| <b>Figure.III.8</b> : l'erreur de poursuite.....                             | 45 |
| <b>Figure.III.9</b> : la sortie du système et sa référence r.....            | 45 |
| <b>Figure.III.10</b> : la commande u.....                                    | 45 |
| <b>Figure.III.11</b> : Courant d'inductance.....                             | 46 |
| <b>Figure.III.12</b> : Erreur de poursuite .....                             | 46 |
| <b>Figure.III.13</b> : Sortie du système et sa référence r.....              | 48 |
| <b>Figure.III.14</b> : Commande u.....                                       | 48 |
| <b>Figure.III.15</b> : Courant d'inductance.....                             | 48 |
| <b>Figure.III.16</b> : Erreur de poursuite.....                              | 48 |
| <b>Figure.III.17</b> : Sortie du système et sa référence r.....              | 49 |
| <b>Figure.III.18</b> : Commande u.....                                       | 49 |
| <b>Figure.III.19</b> : Courant d'inductance.....                             | 49 |
| <b>Figure.III.20</b> : Erreur de poursuite.....                              | 49 |
| <b>Figure.III.21</b> : Sortie du système et sa référence r.....              | 50 |
| <b>Figure.III.22</b> : Commande u.....                                       | 50 |
| <b>Figure.III.23</b> : courant d'inductance.....                             | 50 |
| <b>Figure.III.24</b> : Erreur de poursuite.....                              | 50 |
| <b>Figure.III.25</b> : principe des systèmes de commande adaptative.....     | 53 |
| <b>Figure.III.26</b> : Sortie du système et sa référence r.....              | 55 |
| <b>Figure.III.27</b> : Commande u.....                                       | 55 |

|  |    |
|--|----|
| <b>Figure.III.28</b> : Courant d'inductance.....   | 56 |
| <b>Figure.III.29</b> : Erreur de poursuite.....  | 56 |
| <b>Figure.III.30</b> : Sortie du système et sa référence r.....                            | 56 |
| <b>Figure.III.31</b> : Commande u.....   | 56 |
| <b>Figure.III.32</b> : Courant d'inductance.....   | 57 |
| <b>Figure.III.33</b> : Erreur de poursuite.....  | 57 |
| <b>Figure.III.34</b> : Sortie du système et sa référence r.....                            | 57 |
| <b>Figure.III.35</b> : Commande u.....   | 57 |
| <b>Figure.III.36</b> : Courant d'inductance.....   | 58 |
| <b>Figure.III.37</b> : Erreur de poursuite.....  | 58 |
| <b>Figure.III.38</b> : Sortie du système et sa référence r.....                            | 60 |
| <b>Figure.III.39</b> : Commande u.....   | 60 |
| <b>Figure.III.40</b> : Courant d'inductance.....   | 60 |
| <b>Figure.III.41</b> : Erreur de poursuite.....  | 61 |
| <b>Figure.III.42</b> : Sortie du système et sa référence r.....                            | 61 |
| <b>Figure.III.43</b> : Commande u.....   | 61 |
| <b>Figure.III.44</b> : Courant d'inductance.....   | 61 |
| <b>Figure.III.45</b> : Erreur de poursuite.....  | 62 |
| <b>Figure.III.46</b> : Sortie du système et sa référence r.....                            | 62 |
| <b>Figure.III.47</b> : Commande u.....   | 62 |
| <b>Figure.III.48</b> : Courant d'inductance.....   | 62 |
| <b>Figure.III.49</b> : Erreur de poursuite.....  | 63 |
| <b>Figure. .IV.1</b> : Illustration des différents minima d'une fonction objective.....    | 66 |
| <b>Figure.IV.2</b> : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles..... | 67 |
| <b>Figure.IV.3</b> : Cercle virtuel pour un swarm de sept particules.....                  | 68 |
| <b>Figure.IV.4</b> : Schéma vectoriel du déplacement d'une particule.....                  | 71 |
| <b>Figure.IV.5</b> : (a) anneau (avec $n=2$ ), (b) rayon, (c) étoile .....                 | 72 |
| <b>Figure.IV. 6</b> : Organigramme général d'un algorithme OEP.....                        | 74 |
| <b>Figure.IV.7</b> : Sortie du système optimisée par PSO.....                              | 77 |
| <b>Figure.IV.8</b> : Fonction objective (fitness) ITAE.....                                | 77 |
| <b>Figure.IV.9</b> : Sortie du système optimisée par PSO.....                              | 78 |
| <b>Figure.IV.10</b> : Fonction objective (fitness) ITAE.....                               | 78 |
| <b>Figure.IV.11</b> : L'organigramme de MPSO.....  | 80 |
| <b>Figure.IV.12</b> : Sortie du système optimisé par MPSO.....                             | 81 |
| <b>Figure.IV.13</b> : Fonction objective (fitness) ITAE.....                               | 81 |
| <b>Figure.IV.14</b> : Sortie du système optimisé par MPSO.....                             | 82 |
| <b>Figure.IV.15</b> : Fonction objective (fitness) ITAE.....                               | 82 |

# Abbreviations et Symboles

CSV : Commande à structure variable.  
SMC : Commande par mode glissant.  
VSS : Variable Structure System.  
TSMC : Terminal Sliding Mode Control.  
NTSMC: Non-Singular Terminal Sliding Mode Control.  
ATSMC: Adaptive Terminal Sliding Mode Control.  
ATSY: Adaptive Terminal Synergetic Control.  
PSO : Particle Swarm Optimization.  
OEP : Optimisation par l'essaim des particule.  
AGs : Les Algorithmes Génétiques.  
MPSO : Particle Swarm Optimization Modifiée.  
SISO : Single Input Single Output.  
MIMO: Multi Input Multi Output.  
ISE: Integral of Square Error.  
ITSE: Integral of Time Square Error.  
IAE: Integral of Absolut Error.  
ITAE: Integral of Time Absolut Error.

# INTRODUCTION GENERALE

Face au développement technologique rapide et les besoins de plus en plus de précision et de robustesse, les systèmes automatisés n'ont cessé d'évoluer entraînant inévitablement des structures de commandes de plus en plus complexes.

Les commandes dites classiques synthétisées généralement par des formalismes mathématiques rigides ont été souvent mise à difficulté devant des contraintes multiples et des besoins accrus en performance.

Les systèmes réels sont dans la plupart du temps non linéaires, mal définis, ont des paramètres variables et sont soumis à des perturbations externes. La modélisation de ces systèmes relève très souvent d'une approximation des phénomènes physiques mis en jeu. Or, c'est à partir de cette représentation approximative des systèmes que l'on souhaite construire une commande pour le système réel. Cette commande doit être alors robuste dans le sens où elle devra assurer une faible sensibilité aux incertitudes sur les paramètres, à leurs variations et aux perturbations externes. L'objectif de ce travail consiste à déterminer des commandes robustes, performantes et relativement simples à mettre en œuvre.

Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les commandes classiques, par exemple à action proportionnelle intégrale dérivée, peuvent s'avérer suffisantes si les exigences en précision et en performance du système ne sont pas trop sévères. Dans le cas contraire, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant une robustesse du comportement, du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. De nombreuses approches robustes ont été proposées, on peut citer dans ce contexte, la commande *Hinfini*, la commande par placement de pôle robuste, la commande par mode glissant, la commande floue, la commande synergétique...

Dans ce travail, nous nous sommes limité aux techniques dites de mode glissant et contrôle synergétique connues pour leurs robustesses tant en stabilité qu'en performance.

La commande à structure variable (CSV) qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette qualité de robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions des variables d'état, utilisées pour définir une surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre à une dynamique choisie par le concepteur indépendamment des paramètres du système et de leurs variations. Quand les trajectoires

d'état sont maintenues sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées. Cependant le point d'équilibre n'est atteint théoriquement qu'au bout d'un temps infini. Dans le but d'obtenir une convergence en temps fini, une surface de glissement non linéaire est utilisée, la commande est alors qualifiée de mode glissant terminal. Cette dernière peut présenter des points singuliers qu'on peut éluder par une approche dite commande par mode glissant terminal non singulière, mais les limites supérieures des perturbations doivent généralement être connues pour le calcul du gain de commutation.

La commande par mode glissant (SMC) a été largement utilisée dans de nombreux contrôles robustes dans de nombreuses applications non linéaires comme les convertisseurs DC / DC et les stabilisateurs de puissance et un grand effort a été réalisé pour réduire son principal inconvénient : le broutement (chattering) présent en raison de la composante discontinue de la loi de commande. De nombreuses approches ont été proposées pour éliminer le broutement, parmi lesquelles la commande synergétique.

Le contrôle synergétique est comme la commande par mode glissant, basé sur l'idée de base que si on peut forcer un système à évoluer vers un point d'équilibre selon une dynamique choisie par le concepteur à l'aide de la loi de contrôle continue, nous devrions obtenir des performances similaires à celles du mode glissant sans son principal inconvénient : phénomène de broutement.

Les performances de convergence peuvent être améliorées par l'approche terminale qui a l'avantage de convergence en temps fini sans le broutement. La grande robustesse de cette commande joue un rôle très important dans la garantie du fonctionnement des convertisseurs DC-DC malgré la variation de la tension de sortie et les variations de charge.

Afin de renforcer la robustesse des deux techniques terminales synergétique et de mode glissant, l'approche adaptative est utilisée pour estimer les incertitudes sur les paramètres dans l'élaboration de la loi de commande. Les paramètres dans les lois de commandes utilisées dans ce travail sont obtenus par tâtonnement et donc non optimaux.

Les techniques d'optimisation inspirées par l'intelligence en essaim sont devenues de plus en plus populaires au cours de la dernière décennie. Elles sont caractérisées par un fonctionnement décentralisé qui imite le comportement des essaims d'insectes, d'oiseaux, des bancs de poissons... L'avantage de ces approches par rapport aux techniques traditionnelles,

est leur souplesse et évitent souvent les minimums locaux. Ces propriétés en font des outils performants dans la conception d'algorithmes de plus en plus confrontés à des problèmes complexes. Dans ce travail, nous ferons appel à un algorithme méta-heuristique inspiré par des techniques d'intelligence en essaim : optimisation par essaim de particules (PSO). Ces derniers sont utilisés pour optimiser les paramètres du contrôleur synergétique appliqué à la commande d'un convertisseur DC-DC.

Le manuscrit est organisé en quatre chapitres :

Une introduction aux notions de base et à la commande robuste est présentée dans le premier chapitre en rappelant les principales techniques de commandes robustes telles que les commandes H<sub>infini</sub>, commande par mode glissant, commande floue et commande synergétique.

Le deuxième chapitre est consacré à la synthèse des principaux résultats sur la commande en régime glissant et la commande synergétique dans le formalisme classique, suivi par l'application de ces commandes sur un pendule inversé et à un convertisseur DC-DC abaisseur.

Une extension des commandes précédentes est présentée pour un convertisseur DC-DC abaisseur dans le troisième chapitre ainsi que le choix non linéaire de la surface de glissement et de la macro-variable synergétique. Les concepts de la commande adaptative, adaptative terminale de mode glissant et adaptative terminale synergétique sont ensuite abordés.

Le quatrième chapitre présente brièvement le principe de fonctionnement de la technique d'optimisation de l'essaim des particules (PSO) et l'application de cette méthode pour obtenir des gains optimisés des commandes adaptatives terminales mode glissant et adaptative terminale synergétique du convertisseur DC/DC Buck afin d'améliorer les performances.

Une conclusion générale parachève le mémoire et des perspectives sont dégagées.

## I.1. Introduction

L'Automatique est une discipline scientifique qui vise à conférer à un dispositif donné, appelé système, des propriétés souhaitées et ce, sans nécessité d'une intervention humaine. Une telle discipline requiert d'attribuer un modèle au comportement du dit système (phase de modélisation) et de l'utiliser afin, d'une part, de mieux comprendre ce comportement (phase d'analyse) et d'autre part, d'agir sur le système dans le but d'améliorer ses propriétés (phase de commande). La robustesse des systèmes asservis est une notion importante en automatique. Les applications industrielles sont soumises à des perturbations externes et aux bruits de mesure, à ceux-ci vient s'ajouter le fait que la notion de la fonction de transfert n'est qu'un modèle mathématique décrivant le système à étudier, ce modèle n'est pas toujours fidèle au système à cause, au moins, des incertitudes paramétriques et des dynamiques négligées. Ce chapitre traite quelque notion sur la commande et la robustesse, et l'état de l'art de quelque technique de commande ( commande *Hinfini*, commande par mode glissant, commande floue et la commande synergétique).

## I.2. Généralités sur la commande :

### I.2.1. Système de commande :

Les processus que nous considérons sont des systèmes physiques qui évoluent au cours du temps, sous l'effet d'influences internes et externes, et sur lesquels on peut faire des observations, c'est-à-dire des mesures. Les signaux qui nous intéressent sont appelées *variables de sortie*. Les grandeurs agissant sur le processus, et donc sur ses sorties, sont appelées *variables d'entrée*. Le processus est affecté par deux types de variables d'entrée : les commandes, sur lesquelles on peut agir, et les perturbations, sur lesquelles on n'a pas d'action. Parmi ces dernières, on distingue les perturbations mesurées et les perturbations non mesurées.

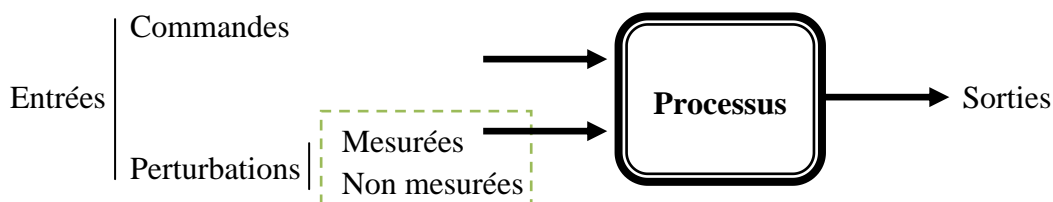


Fig.I.1: Le processus commandé.

Commander un processus, c'est déterminer les commandes à lui appliquer, de manière à assurer aux variables d'état ou aux sorties qui nous intéressent un comportement précisé par

un cahier des charges. Ces commandes sont délivrées par un organe de commande ; le processus et son organe de commande constituent le système commandé.

### **I.2.2. Organe de commande :**

Sa conception est effectuée en fonction du modèle du processus mis au point et du cahier de charges qui spécifie les performances désirées pour le système commandé.

Il comprend nécessairement un élément, le correcteur, qui effectue le calcul de la commande à appliquer au processus à partir de la consigne et de l'état du processus.

### **I.2.3. Asservissement :**

Un système asservi est un système dit suiveur, qui suit donc une consigne qui varie, exemple ; une machine-outil qui doit usiner une pièce selon un profil donné, un missile qui poursuit une cible, le pilotage automatique d'un avion.

### **I.2.4. Régulation :**

La consigne étant fixée et le système doit compenser l'effet des perturbations, à titre d'exemple, le réglage de la température dans un four, de la pression dans un réacteur, du niveau d'eau dans un réservoir.

### **I.2.5. Propriétés d'un système commandé :**

Il est à noter que le rôle d'un automaticien est de concevoir un système automatique qui soit : STABLE, PRECIS et RAPIDE.

- **Stabilité** : la grandeur de sortie doit converger vers une valeur finie si le signal d'entrée est aussi limité.
- **Précision** : l'erreur entre la mesure et la valeur désirée doit être la plus petite possible.
- **Rapidité** : il doit répondre rapidement à une excitation.



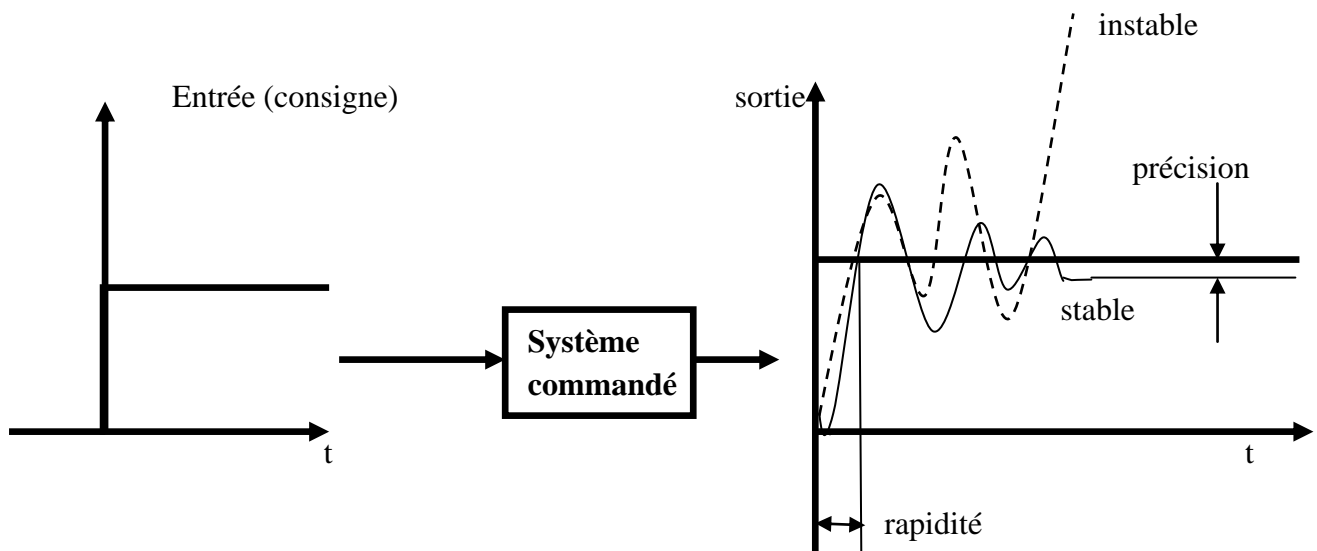


fig.I.2 : Propriétés d'un système commandé.

### I.3. Robustesse :

#### I.3.1. Définition

Par commande, nous entendons les techniques qui permettent d'élaborer un ou plusieurs signaux de commande en fonction de consigne et de mesure. On rencontre deux types de problèmes : la régulation, qui consiste à rendre la ou les sorties du système insensibles par rapport aux perturbations ou une modélisation imparfaite, et l'asservissement, où la sortie doit suivre la consigne.

Nous appellerons synthèse les algorithmes qui permettent d'obtenir des valeurs numériques pour les paramètres du régulateur, même si une part d'intervention humaine est nécessaire, par exemple pour modifier une spécification ; certains automaticiens réservent ce terme pour un calcul purement mécanique.

Les deux buts essentiels que doit remplir un régulateur sont d'assurer la stabilité et un certain niveau de performances, values selon des critères tels que temps de montée, intégrale de la valeur absolue de l'erreur après une perturbation ou amplification certaines fréquences. Ils sont le plus souvent contradictoires : la stabilité est d'autant plus facile à garantir que le régulateur impose une dynamique lente.

La synthèse d'une loi de commande se fait généralement sur un modèle nominal simplifié qui ne prend pas en compte toute la complexité du système. Des dynamiques sont négligées, comme celles qui se trouvent en dehors de la bande passante du système asservi ; les valeurs des paramètres du modèle sont considérés égales à leurs valeurs nominales.

Du fait de ces approximations, il est généralement nécessaire de recourir à une étape de validation a posteriori de la loi de commande. On parle d'analyse de la robustesse ; il s'agit d'analyser la robustesse du comportement du système asservi face aux perturbations externes (variation des conditions de fonctionnement, comme la température) ou internes (variation des paramètres) du système. Le régulateur est robuste s'il garantit le niveau de performances spécifié même lorsque le système s'écarter du modèle. On parle de commande robuste si les incertitudes sont explicitement prises en compte ; c'est en cela qu'elle se distingue de l'automatique classique, qui assure elle aussi une certaine robustesse évaluée typiquement par les marges de gain et de phase. La robustesse porte aussi bien sur la stabilité que sur les performances.

### I.3.2. Robustesse en stabilité :

La première question concerne la stabilité. L'analyse de la robustesse en stabilité consiste à établir si le système de mesure est stable malgré les variations attendues des paramètres.

**Robustesse en stabilité** : analyse de stabilité d'un système soumis à des incertitudes de modèle. Si le système est stable quelles que soient les incertitudes modélisées, il est dit robuste en stabilité à ces incertitudes. Afin de faciliter l'étude sur la stabilisation des systèmes non linéaires, d'abord, nous présentons des notions générales relatives à la stabilité des systèmes. Puis, nous énonçons deux théorèmes utilisés pour assurer la stabilité asymptotique, les théorèmes de Lyapunov.

#### I.3.2.1. Notions relatives à la stabilité des systèmes:

D'une manière générale, un système dynamique est souvent représenté par un ensemble d'équations différentielles de la forme :

$$\dot{x} = F(x, u, t) \quad (\text{I.1})$$

Où  $F : \mathcal{R}^n \times \mathcal{R}^m \times \mathcal{R} \rightarrow \mathcal{R}^n$  est une fonction continue,  $x \in \mathcal{R}^n$  représente l'état du système,  $u \in \mathcal{R}^m$  est la commande, et  $t \in \mathcal{R}$  est le temps.

Pour notre étude, nous nous restreindrons à l'analyse des systèmes invariants, i.e. dans lesquels le temps ne figure pas explicitement dans les équations

$$\dot{x} = F(x, u) \quad (\text{I.2})$$

La définition de la loi de commande en fonction de l'état  $u(x)$ , va nous permettre d'écrire le système (I.2) comme suit :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (\text{I.3})$$

Où  $f : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^n$  est une fonction en général non linéaire.

Sur la base de l'équation (I.3), nous allons énoncer maintenant les concepts liés à la stabilité des systèmes.

**Définition1** : l'état  $x^*$  est appelé point d'équilibre du système (I.3), s'il satisfait :

$$f(x^*) = 0 \quad (\text{I.4})$$

afin d'alléger les définitions de stabilité, il est courant de considérer que l'origine est un point d'équilibre, ( $x^* = 0$ ). Ceci est sans perte de généralité, car un simple changement de coordonnées permet de se ramener à cette condition.

**Définition2** : le point d'équilibre  $x = 0$  est dit **stable** si, pour tout  $R > 0$ , il existe  $r > 0$ , tel que si  $\|x(0)\| < r$ , alors  $\|x(t)\| < R$  pour tout  $t \geq 0$ . Dans le cas contraire, le point d'équilibre est dit instable.

Cette définition de base, assure l'existence d'un voisinage du point d'équilibre, tel que toute trajectoire du système issue de l'intérieur de voisinage est assurée de rester près de l'origine.

Dans la section qui suivent, nous allons présenter des théorèmes de base utilisés pour garantir la stabilité des systèmes du type (I.3).

### I.3.2.2. Stabilité au sens de Lyapunov :

Un système physique est stable s'il revient vers un état d'équilibre. Supposons un système mécanique telle la chute d'une bille, l'énergie mécanique de la bille est égal à l'Energie cinétique et l'énergie potentielle. Le point d'Energie mécanique nul est le point d'équilibre.

La théorie de Lyapunov peut être assez simplement interprétée en mécanique au sens où son énergie totale est complètement dissipée. Ainsi, le mouvement d'une bille atteint un état stable si la variation d'énergie mécanique  $E_m = V(x)$  décroît ( $x$  représente la position de la bille), c'est-à-dire si  $\dot{V}(x) < 0$ .

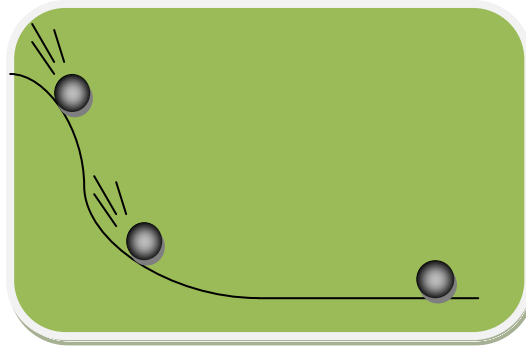


Fig.I.3 : Exemple physique d'un système stable.

- **Fonction candidate de Lyapunov :**

Soit  $V : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^+$ , une fonction telle que

i)  $V$  est continûment différentiable en tous ses arguments

ii)  $V$  est définie positive

iii) Il existe  $a$  et  $b$  deux fonctions scalaires de  $\mathcal{R}^+$  dans  $\mathcal{R}^+$ , continues, monotones non décroissantes, telles que :

1.  $a(0) = b(0) = 0$ .
2.  $\forall x \in \mathcal{R}^n, a(\|x\|) \leq V(x) \leq b(\|x\|)$ .

$\dot{V}(x)$  est la dérivée de  $V(x)$  le long de la trajectoire de  $\dot{x} = f(x, u)$ .

- **Avantages**

- Etude de la stabilité par l'examen totale de la fonction d'énergie.
- Ne nécessite ni la solution de l'équation d'état, ni la connaissance des pôles du système.

### I.3.3. Robustesse en performance :

Jusqu'ici, nous nous sommes limités à l'étude de la robustesse en stabilité. Nous allons maintenant montrer que la robustesse en performance peut elle aussi être étudiée au moyen d'une analyse de stabilité. Dans ce but, nous définissons la performance en terme de majoration de normes sur les réponses en fréquences.

Les performances sont définies soit dans le domaine temporel (amortissement, temps de réponse, ...etc.) soit dans le domaine fréquentiel (marges de stabilité, pulsation de coupure, facteur de surtension, ...etc.).

**Robustesse en performance** : analyse de performance d'un système soumis à des incertitudes de modèle. Si le système respecte les spécifications de performance quelles que soient les incertitudes modélisées, il est dit robuste en performance à ces incertitudes.

L'analyse de la robustesse en performance cherche à établir si le système maintient les performances prévues pour les variations attendues des paramètres.

#### **I.4. Etat de l'art des commandes robustes :**

Un modèle mathématique constitue souvent une description approchée de la réalité physique, et la loi de commande ne pourrait être construite que sur ce dernier. Ainsi la commande choisie devra être robuste dans le sens où elle devra garantir une faible sensibilité aux erreurs et aux incertitudes sur les paramètres, à leurs variations et aux perturbations.

##### **I.4.1. Commande *H<sub>infini</sub>* :**

En effet, la norme  $H_\infty$  est présentée comme un moyen pour quantifier le transfert entre une perturbation en entrée et la sortie contrôlée ; et certes la recherche d'un compensateur minimisant ce transfert peut être vue comme un problème de robustesse, non vis à vis d'une incertitude de modélisation mais vis à vis d'une perturbation exogène.

La commande fréquentielle avancée (ou commande  $H_\infty$ ) est née de la recherche d'une meilleure formalisation du cahier des charges par des critères mathématiques dont la résolution efficace permet de synthétiser un correcteur satisfaisant ce cahier des charges. Pour cela, elle utilise le cadre fréquentiel Commande fréquentielle avancée, La commande fréquentielle avancée (appelée encore commande robuste ou commande  $H_\infty$ ) propose une solution (imparfaite mais très intéressante) aux problèmes évoqués précédemment. Tout comme en automatique fréquentielle classique, l'incertitude est explicitement prise en compte.

##### **I.4.2. Commande par mode glissant :**

La théorie des systèmes à structure variable fait l'objet de multiples études depuis une cinquantaine d'années. Les premiers travaux sur ce type de systèmes sont ceux des chercheurs dans l'ancienne URSS, ou ceux en France, sur la commande à relais. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années soixante-dix lorsque Utkin [17], introduit la théorie des modes glissants. Actuellement, cette technique de commande connaît une large gamme d'applications dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique et l'électrotechnique. L'algorithme de commande par mode de glissement est classifié dans les

systèmes de contrôle à structure variable VSS (Variable Structure System dans la littérature anglo-saxonne).

Le principe de ce type de commande consiste à amener, quelles que soient les conditions initiales, le point représentatif de l'évolution du système sur une hyper surface de l'espace de phase représentant un ensemble de relations, statiques, entre les variables d'état. La surface considérée est alors désignée comme étant la *surface de glissement ou de commutation*. Le comportement dynamique résultant, appelé régime glissant idéal, est complètement déterminé par les paramètres et les équations définissant la surface.

L'avantage d'obtenir un tel comportement est double : d'un côté, on a une réduction de l'ordre du système, et d'autre part, le régime glissant insensible aux perturbations intervenant dans les mêmes directions que les entrées (*matching perturbations*).

La commande par mode de glissement est une commande qui exploite un nouveau phénomène (le glissement) pour résoudre des problèmes de commande selon le même principe :

- définir une surface de glissement telle que, lorsqu'on est sur cette surface, l'erreur converge vers zéro.
- vérifier que la commande qui maintient l'état sur la surface de glissement satisfait les contraintes.
- définir une commande qui amène l'état sur la surface de glissement.

#### **I.4.3. Commande floue :**

Le contrôle flou tire son nom des applications de contrôle ou de commande en automatique, mais il déborde maintenant ce cadre par ses multiples applications, partout où une modélisation mathématique est difficile. Le principe de cet algorithme de contrôle est très simple, il consiste à réaliser une «interpolation» entre un petit nombre de situations connues données par un expert sous la forme de règles floues du genre «si x est petit et y est modéré, alors u doit être très grand».

La mise au point des prédicats évoqués par ces règles se fait généralement de façon empirique, mais de plus en plus, différentes méthodes d'apprentissage ont été appliquées dans le but d'avoir des systèmes de contrôle auto-adaptatif.

Le contrôle flou est l'étude, la mise au point et l'expérimentation de systèmes basés sur des règles exprimées par des catégories linguistiques mal définies telles que :

Si  $(X \text{ est } A1) \text{ et } (Y \text{ est } A2) \text{ alors } (U \text{ est } B)$

où  $A1, A2, B$  sont des prédicats mentionnés comme «grand positif», «moyen», «presque nul».

Ces systèmes ont en commun d'avoir un petit nombre de règles (généralement entre 5 et 20), et de les considérer en disjonction : on ne veut pas voir de contradictions entre ces règles, mais au contraire, les prédicats se chevauchant, toutes les règles concourent à la détermination du paramètre  $U$  à contrôler.

La plupart du temps ces règles ont une, deux voire trois prémisses portant souvent sur un paramètre d'entrée  $E$  (erreur ou écart entre une valeur mesurée et une valeur cible ou «consigne»  $C$ ) et sur la variation  $\Delta E$  de ce paramètre entre deux mesures consécutives ( $E$  et sa dérivée  $E'$ ).

#### **I.4.4. Commande synergétique :**

Une nouvelle approche non linéaire, la théorie de la commande synergétique permet d'éviter les problèmes des commandes linéaires en employant explicitement un modèle non-linéaire, pour la synthèse de commande. Introduit dans les dernières décennies, le contrôle synergique gagne rapidement l'acceptation non seulement par la communauté de commande robuste, mais aussi par les partenaires industriels, comme illustré par sa mise en œuvre dans l'électronique de puissance.

La commande synergétique est assez proche de la commande par mode glissant dans le sens où on force le système à une dynamique choisie par le concepteur. Elle en diffère dans le fait que la commande  $y$  est toujours continue et utilise une macro-variable qui peut être fonction de deux ou plusieurs variables d'état du système, cette commande partage avec la commande par mode glissant les propriétés de réduction d'ordre du système et de découplage, mais il est utilisé pour plusieurs avantages. Tout d'abord, elle est bien appropriée à l'implémentation numérique. Un deuxième avantage est que la commande fonctionne à la fréquence constante de commutation et donc évite les problèmes de broutement.

Dans ce travail on s'intéressera uniquement à la commande par mode glissant et la commande synergétique.

## **II.1. Introduction :**

Les lois de commande classique donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités. Pour cela on utilise la commande par mode de glissement et la commande synergétique.

La commande par mode glissant ( sliding mode) est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. Cette commande est utilisée pour le contrôle des systèmes linéaires et non linéaires en robotique, en aviation militaire ainsi qu'en milieu sous-marin dans la commande des véhicules amphibies....

La commande synergétique est une technique de contrôle assez proche de la commande par mode glissant dans le sens où l'on force le système considéré à évoluer avec une dynamique pré-choisie par le concepteur. Elle en diffère dans le fait que la commande est toujours continue et utilise une macro-variable qui peut être fonction de deux ou plusieurs variables d'état du système.

## **II.2. Système à structure variable:**

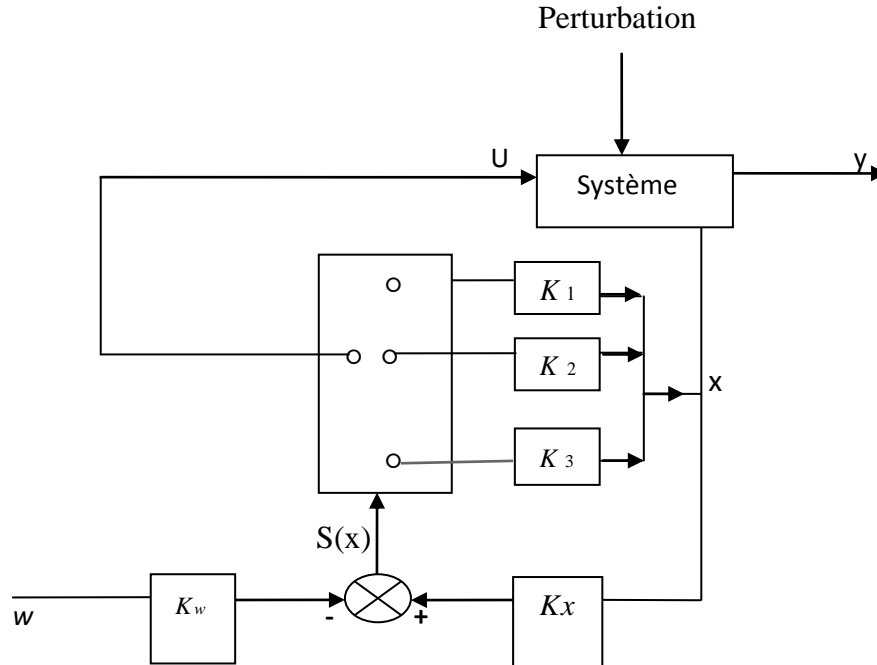
La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées. Aujourd'hui, la recherche et développement continuent à une grande variété de systèmes de technologie telles que des robots [17].

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver deux configurations de base pour la synthèse des différentes commandes:



### II.2.1. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état:

C'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique (Figure.II.1).



**Fig.II.1** : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

Le système est représenté par l'équation dynamique suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{II.1})$$

La surface de commutation  $S(x)$  est donnée par :

$$S(x) = Kx - K_w w = 0 \quad (\text{II.2})$$

Avec :

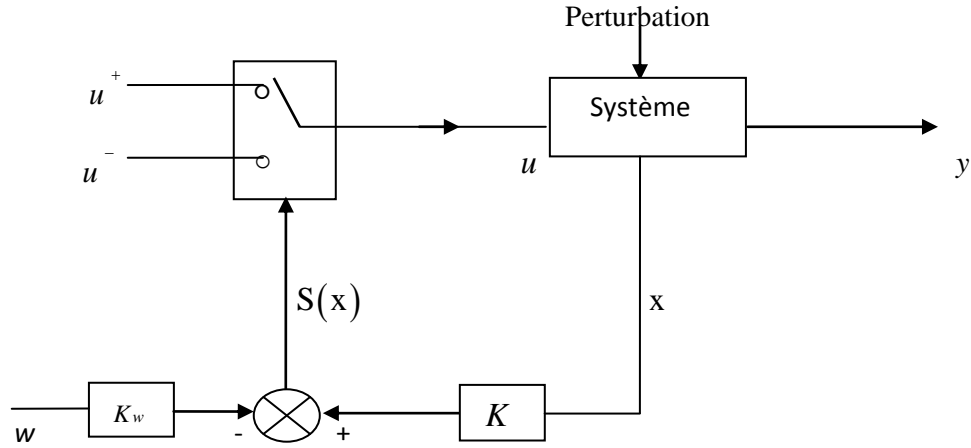
$K$  : Vecteur de la contre réaction d'état.

$w$  : Grandeur de consigne.

$K_w$  : Coefficient de l'intervention directe de la consigne.

### II.2.2. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande:

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la (Fig.II.2). Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée.



**Fig.II.2 :** Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

Dans ce cas la logique de commande est donnée par :

$$f(x) = \begin{cases} u^+ & S(x) > 0 \\ u^- & S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associée dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

### II.3. Introduction à la commande par mode glissant:

#### II.3.1. Notion de base :

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

##### II.3.1.1. Régime glissant idéal :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x) = 0$ . Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Fig. II.3) [18].

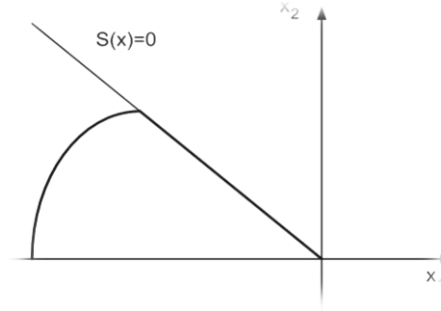


Fig. II. 3: Glissement idéal

### II.3.1.2. Régime glissant réel:

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Fig.II.4) [18].

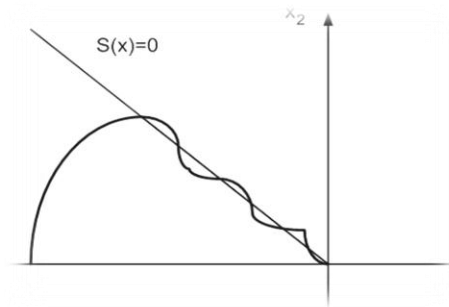


Fig. II.4 : Glissement réel.

### II.3.2. Conception de la commande par mode glissant :

Soit le système décrit par l'équation suivante:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, t) + g(x, t)u + w(x, t) \quad (\text{II.4})$$

Où :

$x(t) \in \mathbb{R}^n$  : représente le vecteur d'état, tel que  $x(t) = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$ .

$u(t) \in \mathbb{R}^m$  : Vecteur de commande.

$w(x, t) \in \mathbb{R}^n$  : Vecteur de perturbation.

$f(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times n}$  et  $g(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$  sont des fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système.

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande telle que (étant donné une trajectoire désirée  $x_d(t)$ ) l'erreur de poursuite tend vers zéro malgré la présence des perturbations. L'erreur de poursuite est définie par :

$$e(t) = x(t) - x_d(t). \quad (\text{II.5})$$

La mise en œuvre d'une commande par mode glissant passe par trois étapes :

- Le choix de la surface de glissement.
- Conditions d'existence et de convergence.
- L'établissement de la loi de commande.

**II.3.2.1. Choix de la surface de glissement :** La surface de glissement  $S(x) = 0$  représente le comportement dynamique désiré du système, Stoline propose une forme générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur désirée  $x_d(t)$  cette fonction est donnée par l'équation :

$$S(x, t) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$e(x)$  : L'écart entre la variable à régler et sa référence.

$\lambda$  : Constante positive.

$r$  : Degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$  pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalente à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

**II.3.2.2. Conditions d'existence et de convergence :** Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de Convergence:

### II.3.2.2.1. Fonction discrète de commutation:

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par ELMYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro, elle est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \end{cases} \text{ Si } \begin{cases} S(x) < 0 \\ S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Cette condition peut être formulée comme suit: } S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.8})$$

### II.3.2.2.2. Fonction de Lyapunov:

$$\text{Si on choisit comme fonction de Lyapunov : } V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.9})$$

$$\text{La dérivée de cette fonction est : } \dot{V}(x) = S(x).\dot{S}(x) \quad (\text{II.10})$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (II.11) est vérifiée.

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.11})$$

L'équation (II.9), explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par  $S^2(x)$  diminue tout le temps, c'est à dire que l'état système sera attiré vers la surface de glissement, d'où le nom d'attractivité. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

### II.3.2.3. Calcul de la commande:

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant.

Lorsqu'il y a un régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité, on aura donc

$$u = u_{eq} + u_c \quad (\text{II.12})$$

#### II.3.2.3.1. Commande équivalente :

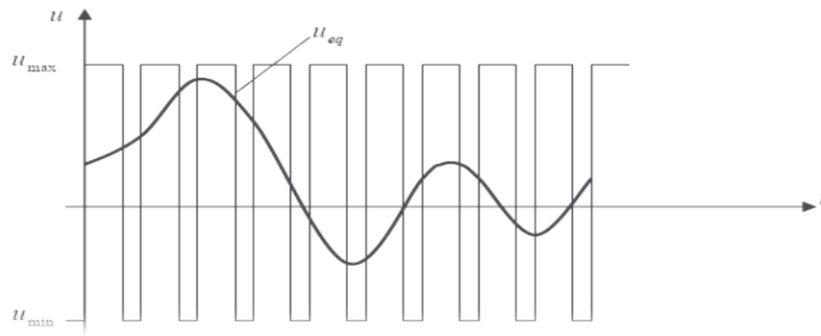
La commande équivalente proposée par FILIPOV et UTKIN [17] correspond à la commande du système nominale permettant de satisfaire la condition :  $\dot{S}(x, t) = 0$

On a en effet : 
$$\frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial t} = 0. \quad (\text{II.13})$$

$$u_{eq}(t) = \left( \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \left( \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) + \frac{\partial S}{\partial t} \right) \quad (\text{II.14})$$

Avec la condition d'existence : 
$$\left( \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \neq 0 \quad (\text{II.15})$$

Elle peut être interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $u_{\max}$  et  $u_{\min}$  (Fig.II.5).



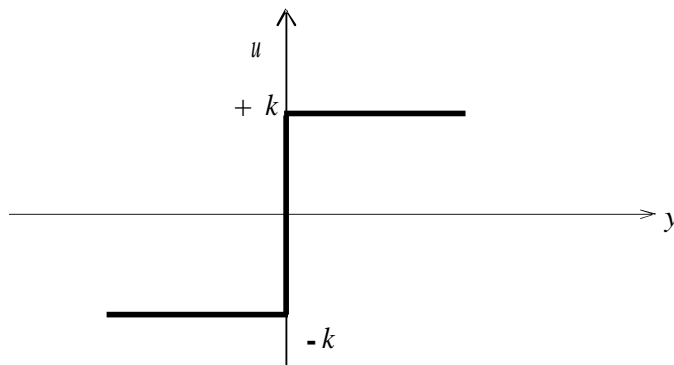
**Fig. II.5 :** Commande équivalente

#### II.3.2.3.2. Commande de commutation:

La commande de commutation permettant de garantir la condition d'attractivité et responsable du glissement, la forme la plus simple que peut prendre est celle d'un relais.

$$u_c = \dot{S}(x) = -k \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.16})$$

Où :  $k$  est une constante positive qui représente le gain de la commande discontinue (Fig.II.6)



**Fig.II.6 :** Représentation de la commande discontinue

### II.3.2.4. Avantages et les inconvénients de la commande par mode glissant :

Un des principaux avantages résidant dans l'utilisation de la commande par mode glissant est que tout système commandé par cette technique aura des propriétés implicites de « robustesse », car le système sera contraint à chaque instant à respecter la condition de glissement.

En général, on combine cette technique avec des méthodes de commande à structure variable, dans le but de pouvoir définir de manière explicite la robustesse du système, vis-à-vis des incertitudes paramétriques du modèle et des perturbations du système.

Quand l'état du système se trouve à la limite du changement de structure, des commutations successives à fréquences élevées peuvent se produire. Ce phénomène pouvant produire une sollicitation excessive des actionneurs, est appelé **broutement** (en anglais « chattering »).

Pour certaines applications, le broutement n'est pas acceptable pour deux raisons principales :

- Pour des fréquences de broutement élevées, dans certains cas, le système n'est plus modélisé correctement et peut devenir instable en boucle fermée.
- Le broutement produit une dynamique importante sur les actionneurs (moteurs), ce qui peut réduire leurs « temps de vie » et d'être la cause de vibrations dangereuses.

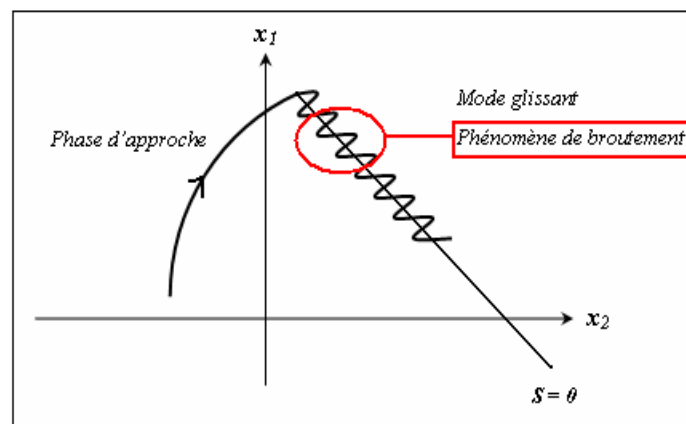


Fig. II.7 : Plan de phase réel.

### II.3.2.5. Application à la commande d'un pendule inversé :

Dans cette partie on s'intéresse à l'application de la commande par mode glissement sur le pendule inversé. Le pendule est représenté sous sa forme simplifiée comme le présente la (figure II.8), il est commandé par la force  $F$  appliquée au chariot, le grandeur à régler est la position angulaire  $\theta$ .

L'équation dynamique du pendule inversé est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) + g(x_1, x_2)u \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$f(x_1, x_2) = \frac{g \sin(x_1) - \frac{mlx_2^2 \cos(x_1) \sin(x_1)}{M+m}}{l(\frac{4}{3} - \frac{m \cos^2(x_1)}{M+m})} \quad \text{et} \quad g(x_1, x_2) = \frac{\frac{\cos(x_1)}{M+m}}{l(\frac{4}{3} - \frac{m \cos^2(x_1)}{M+m})}.$$

Où :

$y = x_1 = \theta$  est l'angle du pendule.

$x_2 = \dot{\theta}$  est la vitesse angulaire.

$g = 9.81 \text{ m/s}^2$  est la gravité universelle,  $M = 1 \text{ kg}$  est la masse du chariot,  $m = 0.1 \text{ kg}$  est la masse du pendule,  $2l$  est la longueur du pendule ( $l = 0.5 \text{ m}$ ),  $y$  est la sortie du système, et  $u$  est la commande.

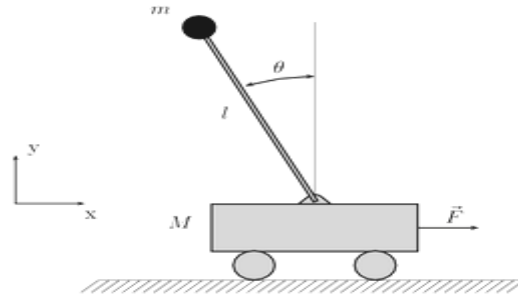


Fig.II.8 : pendule inversé.

#### II.3.2.5.1. Synthèse de l'algorithme de commande :

Pour appliquer notre contrôleur à ce système, on procède exactement comme pour le système précédent :

On choisit la surface comme suit:

$$S(t) = \lambda e_1 + e_2 \quad (\lambda > 0) \quad (\text{II.18})$$

$$\dot{S} = \lambda \dot{e}_1 + \dot{e}_2 \Rightarrow \dot{e}_2 = \dot{S} - \lambda e_2 \quad (\text{II.19})$$

On a :

$$u_c = \dot{S}(x) = -k \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.20})$$

On substitue (II.20) dans (II.19),



$$\dot{e}_2 = -k \text{sign}(S) - \lambda e_2 \quad (\text{II.21})$$

Tel que :  $\begin{cases} e_1 = e = y_m - y \\ e_2 = \dot{e} = \dot{y}_m - \dot{y} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \ddot{y}_m - \ddot{y} = \ddot{y}_m - f(x) - g(x)u \end{cases}$

$$\Rightarrow u = \frac{1}{g(x)} (\ddot{y}_m - f(x) - \dot{e}_2) \quad (\text{II.22})$$

A partir de (II.21) et (II.22), on obtient :  $u = \frac{1}{g(x)} (\ddot{y}_m - f(x) + k \text{sign}(S) + \lambda e_2)$  (II.23)

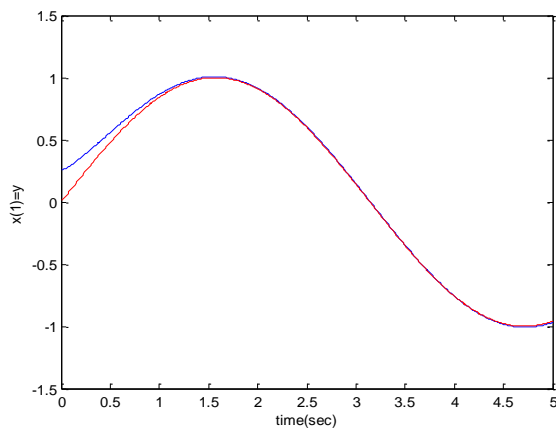
**Remarque :** la condition de glissement nous donne seulement l'ordre de grandeur des coefficients  $\lambda$  et  $k$ , leurs valeurs sont ajustées par simulation en tenant compte des critères suivants :

- Rapidité de la réponse sans dépassement important.
- La réduction de l'amplitude des oscillations.
- Réduction de l'erreur statique.

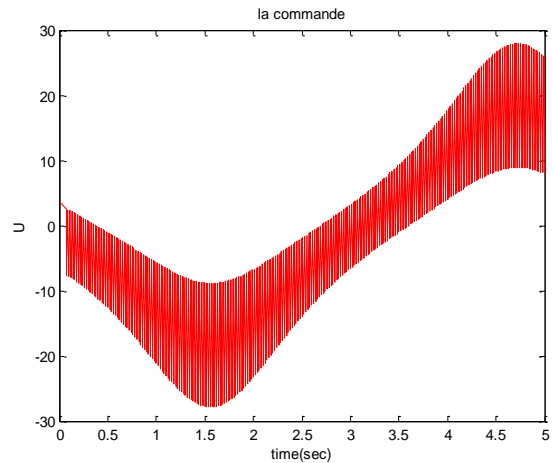
On prend pour signal de référence  $y_d(t) = \sin(t)$

### II.3.2.5.2. Résultats de simulation :

Les résultats de simulation sous MATLAB 7.11.0, pour ( $k=5$  et  $\lambda=2$ ) sont illustrés pour les conditions initiales  $x = (\frac{\pi}{12}, 0)^T$  par les figures suivantes :



**Fig.II.9 :** Sortie du système et le signal de référence.



**Fig.II.10 :** Commande U

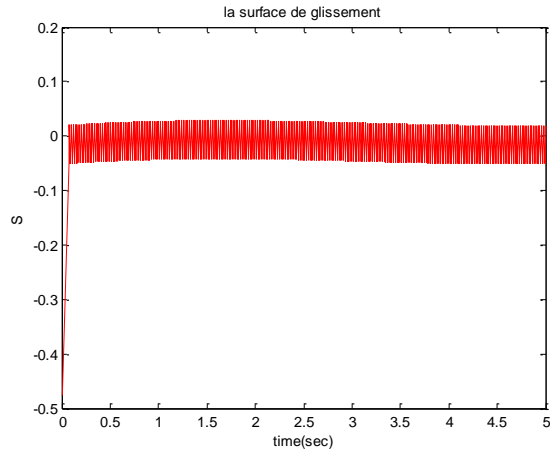


Fig. II.11 : Evolution de la surface S.

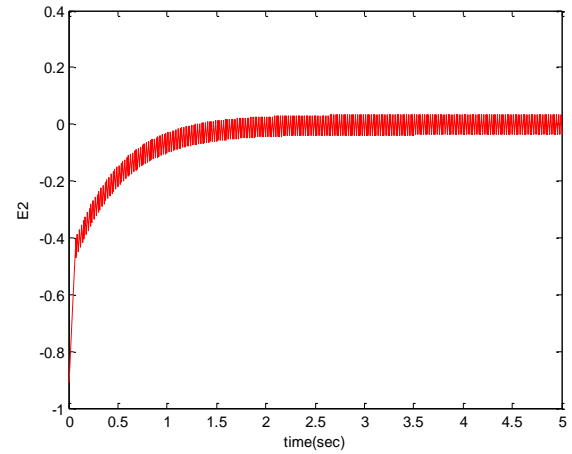


Fig. II.12 : Erreur de poursuite.

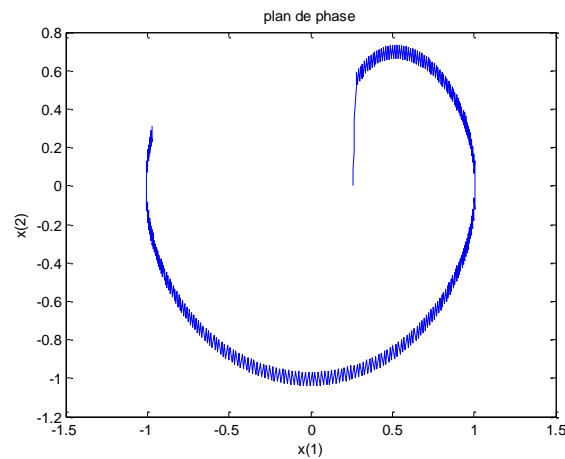


Fig. II.13 : Plan de phase.

## II.4. Introduction à la commande synergétique

### II.4.1. Principe de la commande synergétique :

La théorie de commande synergétique a été introduite la première fois d'une façon générale par les chercheurs russes dans les dernières années. Récemment cette théorie a été appliquée avec succès dans le domaine des commandes de l'électronique de puissance. Son application à un convertisseur élévateur a été présentée dans [17], et quelques aspects pratiques concernant la simulation et le hardware ont été discutés dans [15], [16] et parmi les applications pratiques réussies figure le chargeur de batteries [31].

Cette nouvelle approche ne requiert pas la linéarisation du modèle et emploie explicitement un modèle non linéaire pour la synthèse de la commande.

### II.4.2. Synthèse de la commande synergétique :

Considérons le système dynamique non-linéaire SISO de dimension  $n$  qui peut être décrit par l'équation non linéaire suivante :

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, u, t) \quad (\text{II.24})$$

Où  $x$  représente le vecteur d'état du système et  $u$  représente le vecteur de commande. La synthèse du contrôleur synergétique débute par la définition d'une macro-variable par le concepteur, pour réaliser le cahier des charges et prendre en charge d'éventuelles contraintes de contrôle, qui est donnée comme suit.

$$\Psi = \psi(x, t) \quad (\text{II.25})$$

Où  $\Psi$  est la macro-variable et  $\psi(x, t)$  est une fonction définie par l'utilisateur, en général fonction des variables d'état et du temps. L'objectif de la commande synergétique est de forcer le système à évoluer sur le domaine choisit au préalable par le concepteur :

$$\psi = 0 \quad (\text{II.26})$$

Les caractéristiques de la macro-variable peuvent être choisies par le concepteur, selon les paramètres tels que l'objectif de commande, le temps de réponse, limitations de la commande, etc.... La macro-variable peut être une combinaison linéaire simple des variables d'état, et elle est forcée d'évoluer d'une façon désirée exprimée par une contrainte choisie par le concepteur comme indiquée en exemple par l'équation suivante :

$$T \dot{\psi} + \psi = 0, \quad T \succ 0 \quad (\text{II.27})$$

Où  $T$  est un paramètre de contrôle qui indique la vitesse de convergence du système en boucle fermé vers le domaine indiqué.

En tenant compte de la chaînes de la différentiation qui est donnée par

$$\frac{d\psi(x, t)}{dt} = \frac{d\psi(x, t)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (\text{II.28})$$

La substitution de (II.24) et de (II.25) dans (II.27) permet d'écrire :

$$T \frac{d\psi(x, t)}{dx} f(x, u, t) + \psi(x, t) = 0 \quad (\text{II.29})$$

En résolvant (II.6) pour  $u$ , la loi de commande peut être trouvée comme :

$$u = g(x, \psi(x, t), T, t) \quad (\text{II.30})$$

De (II.30), on peut voir que la commande dépend non seulement des variables d'état du système, mais également de la macro-variable et de la constante de temps choisies  $T$ . En d'autres termes, le concepteur peut choisir les caractéristiques du contrôleur en choisissant une macro-variable appropriée et une constante de temps spécifique  $T$ . En synthétisant le contrôleur, chaque domaine présente une nouvelle contrainte sur le domaine de l'espace d'état et réduit l'ordre du système d'un degré, tout en allant dans la direction de la stabilité globale. Dans la synthèse du contrôleur synergétique montré ci-dessus, il est clair que le contrôleur synergétique agit sur le système non-linéaire et une linéarisation ou une simplification du modèle n'est pas nécessaire comme lors de l'application de la théorie de commande traditionnelle.

Par le choix approprié des macro-variables, le concepteur peut obtenir les caractéristiques intéressantes suivantes pour le système final [30] :

- Stabilité globale
- Insensibilité vis-à-vis les paramètres
- Suppression de bruit.

Il est intéressant de noter que la loi de la commande synergétique garantit la stabilité globale sur le domaine choisi. Ceci signifie qu'une fois que l'hypersurface est atteinte le système n'est pas supposé la quitter, même en cas d'assez grandes variations des paramètres. Cette propriété d'invariance aux perturbations est partagée par la technique de commande en mode glissant lors du glissement des trajectoires sur la surface de glissement. Un exemple d'application est donné dans la section suivante afin d'illustrer la simulation de la mise en œuvre du contrôle synergétique.

### **II.4.3. Application à la commande d'un pendule inversé**

On applique la commande explicitée précédemment au contrôle d'un pendule inversé décrit par l'équation différentielle (II.17).

#### **II.4.3.1. Synthèse de l'algorithme de commande :**

Pour appliquer notre contrôleur à ce système, on procède exactement comme pour le système précédent :

On choisit la macro-variable comme suit:

$$\psi(t) = ke_1 + e_2 \quad (k > 0) \quad (\text{II.31})$$

$$\text{Donc} \quad \dot{\psi} = k\dot{e}_1 + \dot{e}_2 \quad (\text{II.32})$$

$$\text{Et d'après la relation} \quad T\dot{\psi} + \psi = 0 \quad T > 0. \quad (\text{II.33})$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} e_1 = e = y_m - y \\ e_2 = \dot{e} = \dot{y}_m - \dot{y} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \ddot{y}_m - \ddot{y} = \ddot{y}_m - f(x) - g(x)u \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Où,  $k$  est une constante positive,  $y_m$  est le signal de référence,  $x_1 = \theta$  l'angle de pendule,  $x_2 = \dot{\theta}$  est la vitesse de pendule. L'objectif de la commande synergétique est de forcer le système à suivre un signal de référence. On veut maintenir  $\psi = 0$ , c'est-à-dire que le système  $y$  est confiné et que l'on tend vers l'origine du plan de phase.

A partir de (II.33) et (II.34), on obtient :

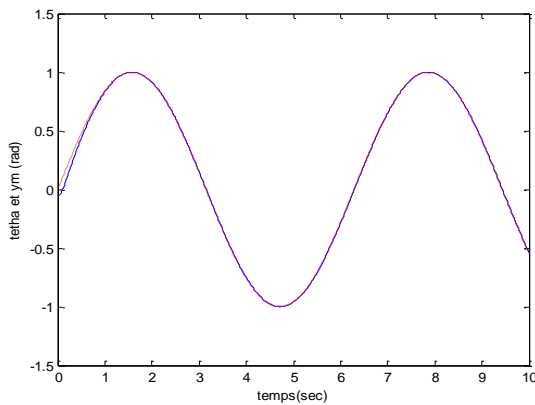
$$u = \frac{1}{g(x)} \left( \ddot{y}_m - f(x) + \frac{1}{T} \psi + k.e_2 \right) \quad (\text{II.35})$$

#### II.4.3. 2 Résultats de simulation :

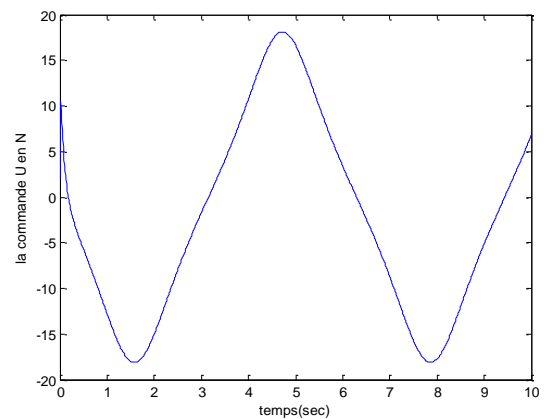
On prend pour signal de référence  $y_d(t) = \sin(t)$  Pour les conditions initiales  $x_0 = (\frac{-\pi}{60}, \frac{\pi}{60})^T$ .

Les valeurs de :  $k$  et  $T$ , sont ajustées par simulation en tenant compte les critères suivantes :

- Rapidité de la réponse sans dépassement important.
- La réduction de l'amplitude des oscillations.
- Réduction de l'erreur statique.



**Fig.II.14 :** Sortie du système et le signal de référence.



**Fig.II.15 :** Commande U.

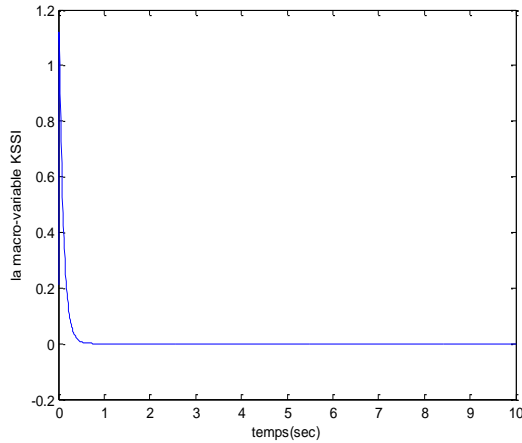


Fig.II.16 : Evolution de la macro-variable.

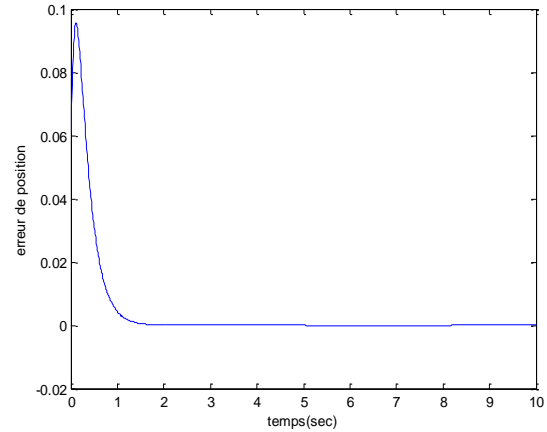


Fig.II.17 : Erreur de poursuite.

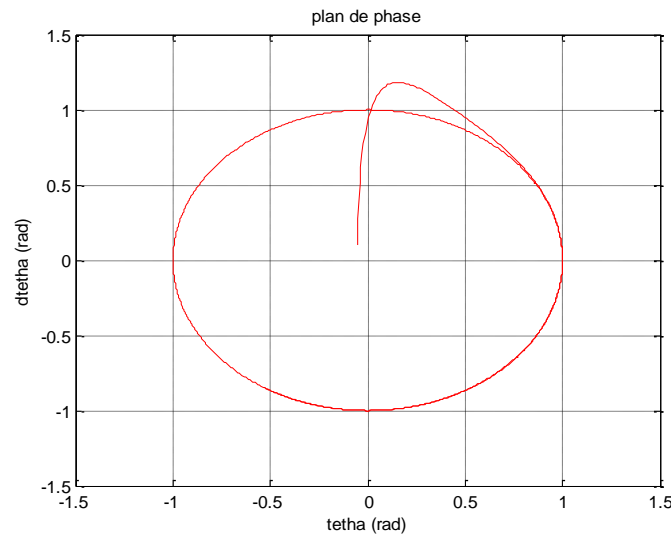


Fig.II.18 : Plan de phase.

## II.5. Introduction aux convertisseurs DC-DC

L'adaptation des niveaux de tension et de courant des éléments de l'énergie électrique par rapport à un bus continu nécessite un convertisseur statique DC-DC. Parmi les commandes appliquées à un tel convertisseur, on trouve :

- La commande par retour d'état c'est une commande robuste non linéaire basée sur la boucle de courant standard.
- La commande par hystérésis programmée, la fréquence du signal de cette commande est constante.

Le comportement dynamique de ce convertisseur est décrit par un modèle non linéaire et nécessite une commande robuste et rapide en régime transitoire. Dans cette application on

utilisera la commande par mode glissant et la commande synergétique, des commandes robustes appropriées aux convertisseurs statiques.

### II.5.1. Modèle mathématique du convertisseur DC-DC Buck :

Dans notre étude, on fait l'hypothèse que l'on travaille en régime continu, c'est-à-dire que le courant dans l'inductance de lissage ne s'annule pas. Le modèle mathématique du convertisseur Buck peut être déduit en appliquant la loi de Kirchhoff dans le cas où l'interrupteur est passant, et dans le cas où il est bloquant [17].

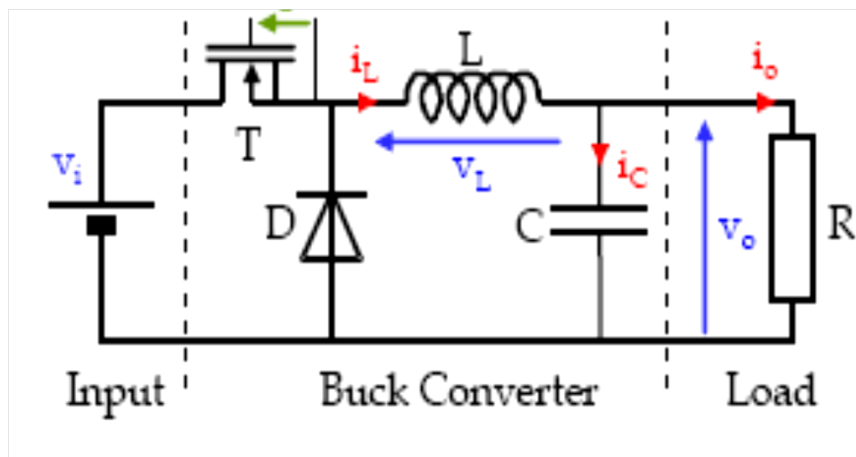


Fig.II.19 : Circuit d'un hacheur Buck

#### II.5.1.1. Interrupteur fermé :

Sur l'intervalle  $0 \leq t \leq uT$  :

L'interrupteur  $T$  est fermé, la diode  $D$  est bloquée ; le circuit équivalent est donné dans le schéma suivant:

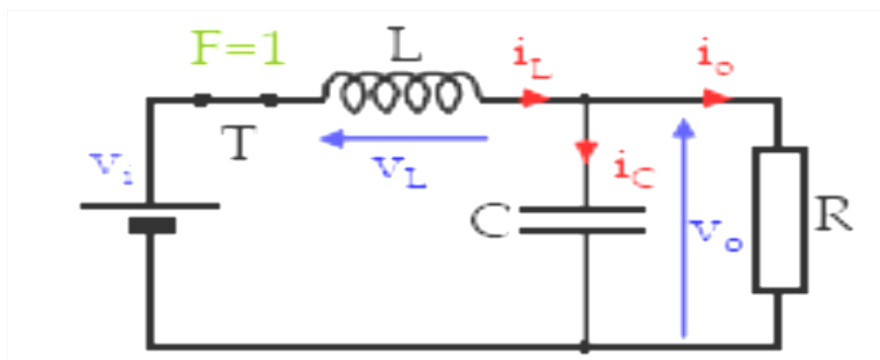


Fig. II.20 : Interrupteur fermé

Le comportement du convertisseur pour ce cas est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_o \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

### II.5.1.2. interrupteur ouvert :

Sur l'intervalle  $uT \leq t \leq T$  :

L'interrupteur T est ouvert, la diode D entre en conduction, le circuit équivalent est donné dans le schéma suivant:

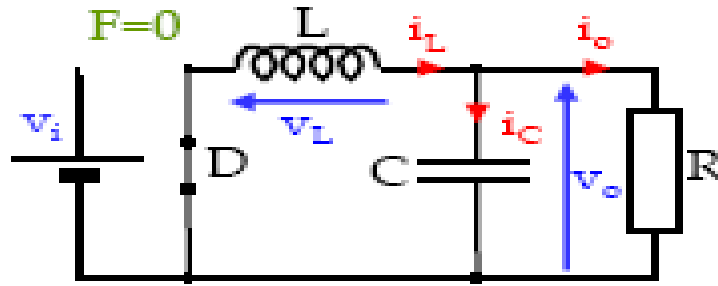


Fig.II.21 : Interrupteur ouvert.

Le comportement du convertisseur pour ce cas est décrit par le système d'équations suivant

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} + V_o = 0 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

### II.5.1.3. Modèle final (combinaison des 2 structures) :

Les équations (II.38) représentent le modèle du convertisseur DC-DC en régime de fonctionnement continu :

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = u \cdot V_{in} - V_o \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Avec  $u$  représente l'état de l'interrupteur (rapport cyclique). lorsque  $u = 1$ , l'interrupteur T est mis en marche, et lorsque  $u = 0$ , T est éteint.

La loi de commande adoptée pour le contrôle du convertisseur est celle présentée par l'équation (II.39).

$$0 \leq u \leq 1 \quad (\text{II.39})$$



Lorsque le convertisseur fonctionne dans le mode de conduction continue, le système peut être décrit comme dans [14].

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (\text{II.40})$$

Sélectionner la tension de sortie et de son dérivé en tant que variables d'état du système,

comme suit :

$$\begin{cases} x_1 = v_o \\ x_2 = \frac{dv_o}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Ensuite, la représentation d'état décrivant le système est dérivée en tant que

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC} u \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Lorsque la fréquence de commutation est suffisamment élevée et les ondulations sont de petite taille, et si nous supposons que le rapport cyclique d'une période de commutation est  $d$  alors le modèle moyen de l'espace d'état peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC} d \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

## II.6. Commande par mode glissant d'un convertisseur DC-DC BUCK

### II.6.1. Synthèse de l'algorithme de commande

La synthèse de la loi de commande se fait en deux étapes:

Dans la première étape, la définition d'une surface de glissement  $S$  ayant des dynamiques désirées qui peuvent être choisis comme suit:

$$S = \dot{e} + \lambda e \quad (\text{II.44})$$

Supposons que la tension désiré est  $r$ , l'erreur de poursuite et sa dérivée sont définis comme suit:

$$e = x_1 - r \quad ; \quad \dot{e} = x_2 - \dot{r}$$

Afin de garantir l'existence du mode glissant, la commande doit satisfaire à la condition

$$S\dot{S} < 0 \quad (\text{II.45})$$

Dans la seconde étape, la préparation d'une loi de commande de manière à forcer le système d'accès et ensuite de rester sur la surface de glissement jusqu'à ce qu'elle atteigne l'origine du plan de phase. La commande équivalente est obtenu par les conditions d'invariance de la surface donnée par:

$$S = 0 \quad ; \quad \dot{S} = 0$$

Par conséquent, l'expression de la commande équivalente est:

$$u_{eq} = \frac{LC}{V_{in}} \left[ \frac{x_1}{LC} + \frac{x_2}{RC} + \lambda \dot{e} + \ddot{r} \right] \quad (\text{II.46})$$

e terme du commandement discontinu us fournit la vitesse de glissement et la robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures et paramétrique. La partie discontinue de la commande est donnée par:

$$u_s = -k \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{II.47})$$

Où:  $k > 0$ .

Par conséquent, la commande totale est définie par:

$$u = \frac{LC}{V_{in}} \left[ \frac{x_1}{LC} + \frac{x_2}{RC} + \lambda \dot{e} + \ddot{r} + k \cdot \text{sign}(S) \right] \quad (\text{II.48})$$

### II.6.2. Résultats de simulation

Les contrôleurs proposés ont été utilisés pour le fonctionnement du convertisseur et de la simulation DC-DC a été réalisée. Les paramètres du convertisseur DC-DC sont choisis. La tension désirée est  $r = 20\text{v}$ . L'état initial du système est  $x = [0, 0]^T$ .

Pour tester la robustesse on applique des perturbations dans l'intervalle [1-1.5 s] par exemple la variation de la tension d'entrée de 24v à 35v, ou la variation de la charge de 8 à 20 ohms.

## II.6.2.1. Cas de poursuite :

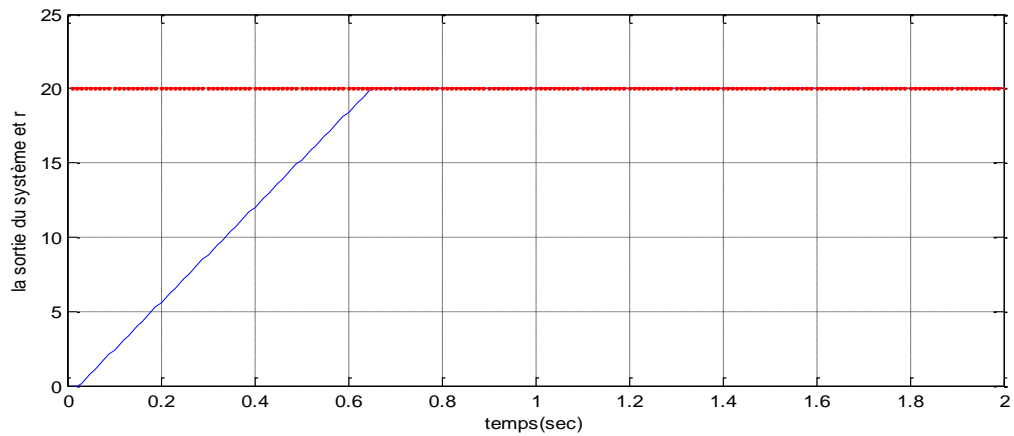


Fig.II.22 : le signal de sortie du système et sa référence r.

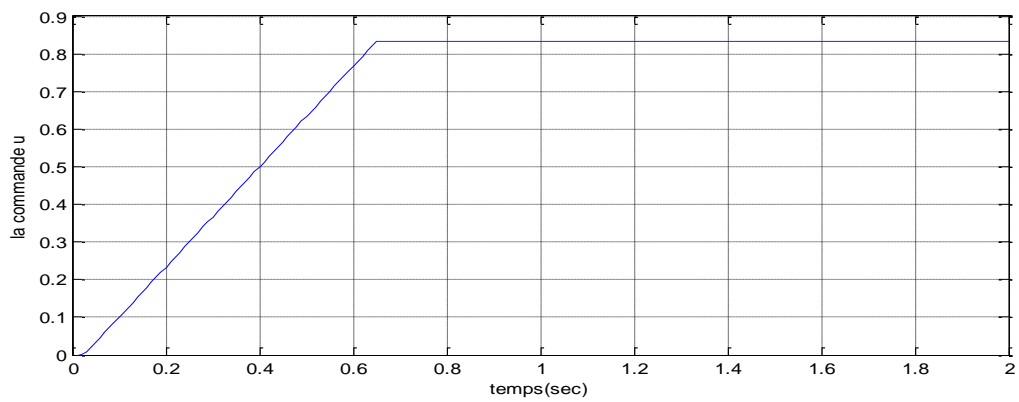


Fig.II.23 : la commande u.

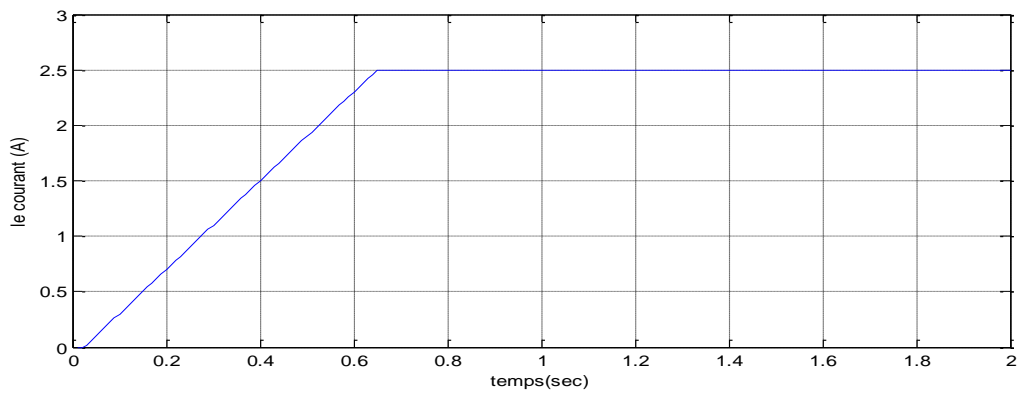


Fig.II.24 : courant d'inductance.

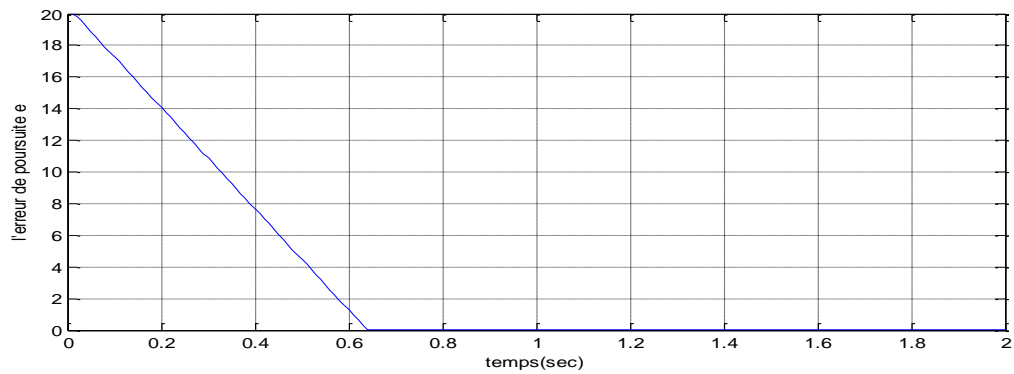


Fig.II.25 : l'erreur de poursuite.

## II.6.2.2. Cas de variation de la tension de source

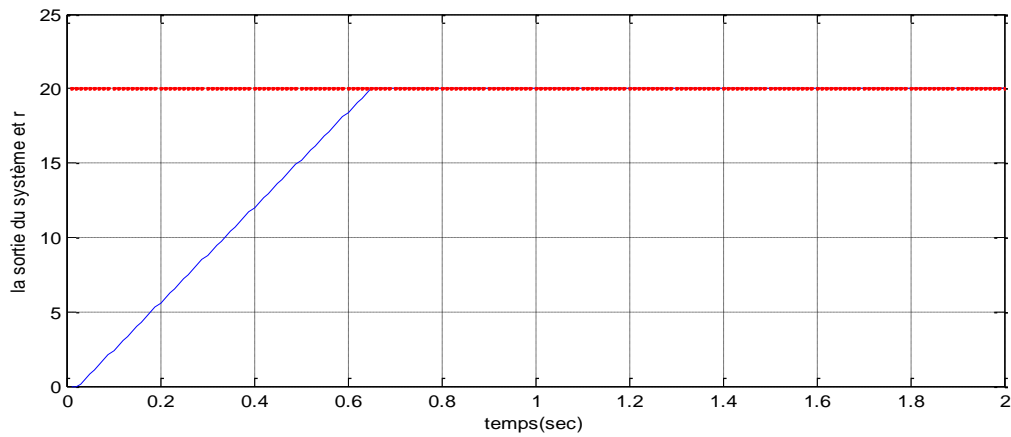
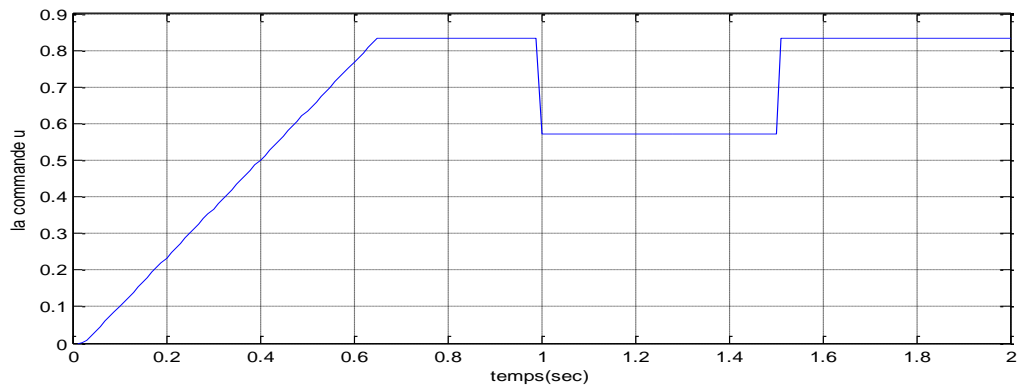
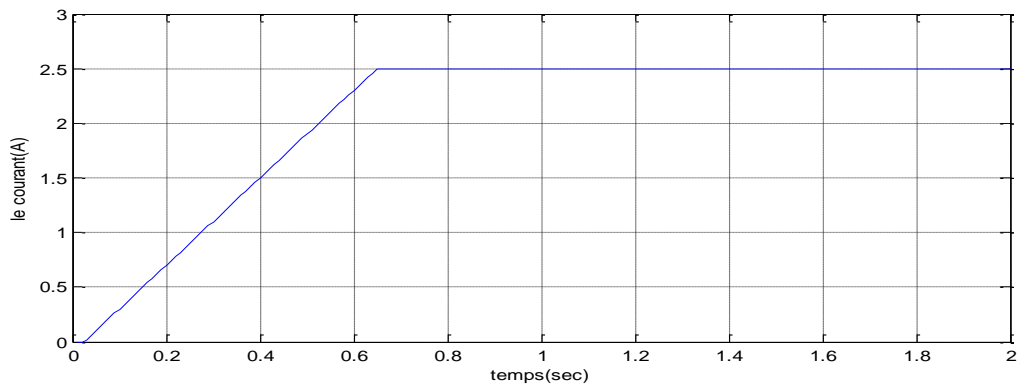
Fig.II.26 : la sortie du système et sa référence  $r$ .Fig.II.27 : la commande  $u$ .

Fig.II.28 : courant d'inductance.

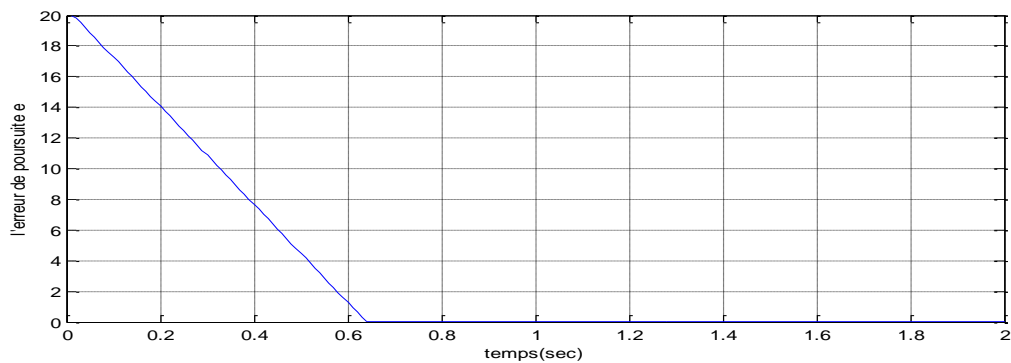
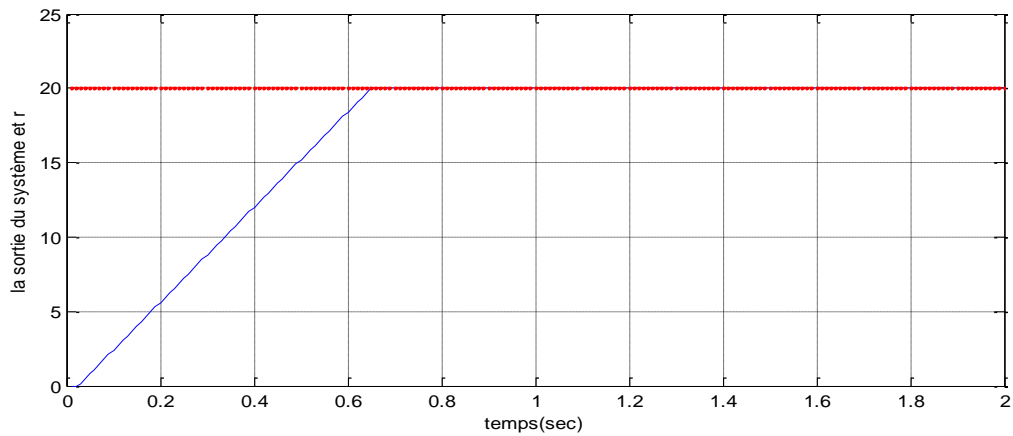
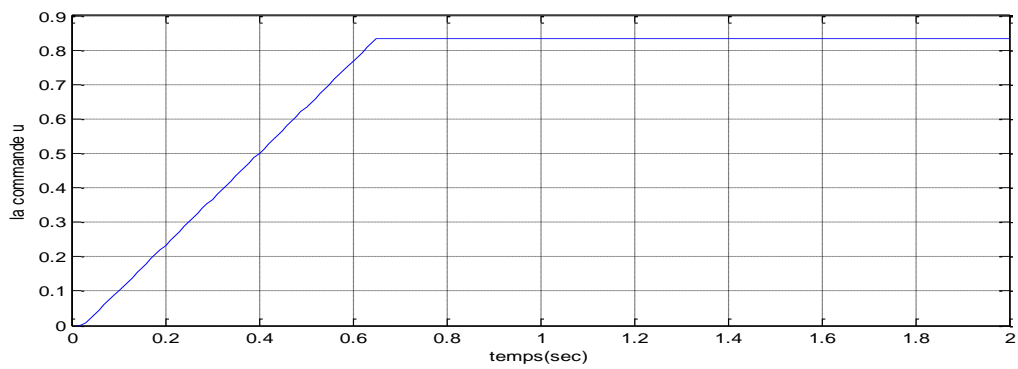


Fig.II.29 : Erreur de poursuite.

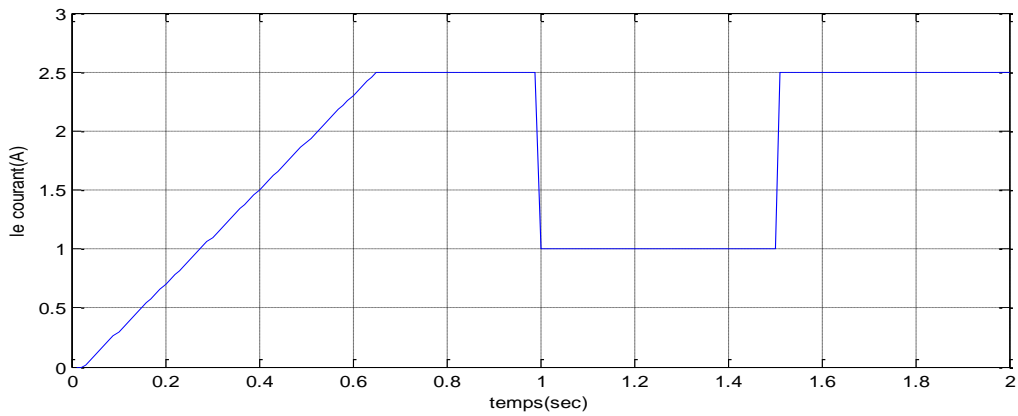
### II.6.2.3. Cas de variation de la charge:



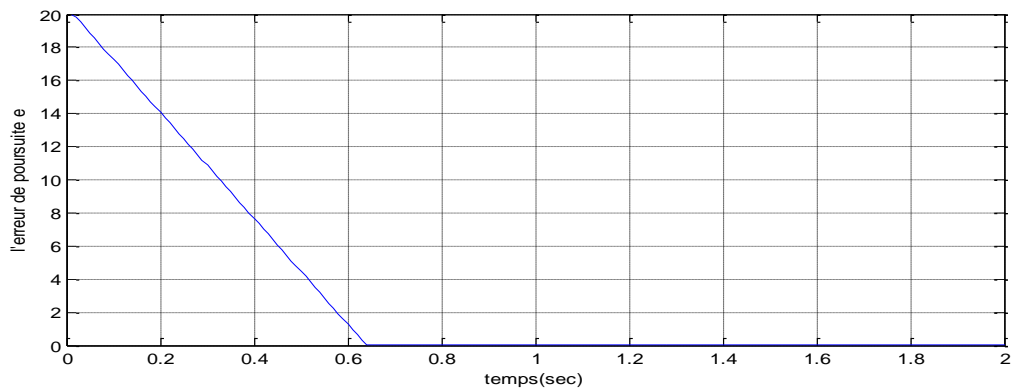
**Fig.II.30** : la sortie du système et sa référence  $r$ .



**Fig.II.31** : la commande  $u$ .



**Fig.II.32** : courant d'inductance.



**Fig.II.33** : l'erreur de poursuite.

## II.7. Commande synergétique du convertisseur DC-DC Buck

### II.7.1. Synthèse de l'algorithme de commande

La synthèse de commande synergique de la donnée dans le système (II.42) commence par définir la macro-variable comme suit :

$$\psi = k.e + \dot{e} \quad (II.49)$$

Avec :  $e = x_1 - r$  ;  $\dot{e} = x_2 - \dot{r}$

L'objectif de la commande synergétique est de forcer le système à évoluer sur le domaine choisit au préalable par le concepteur :  $\psi = 0$  .

L'évolution dynamique désirée des macro-variables est  $T\dot{\psi} + \psi = 0$  (II.50)

Où T est un paramètre de conception indiquant la vitesse de convergence vers l'attracteur spécifié par la macro-variable.

Directement remplaçant les équations (II.49) et (II.50) du convertisseur abaisseur en (II.43) et en réarrangeant, on obtient la loi de commande qui est donnée par

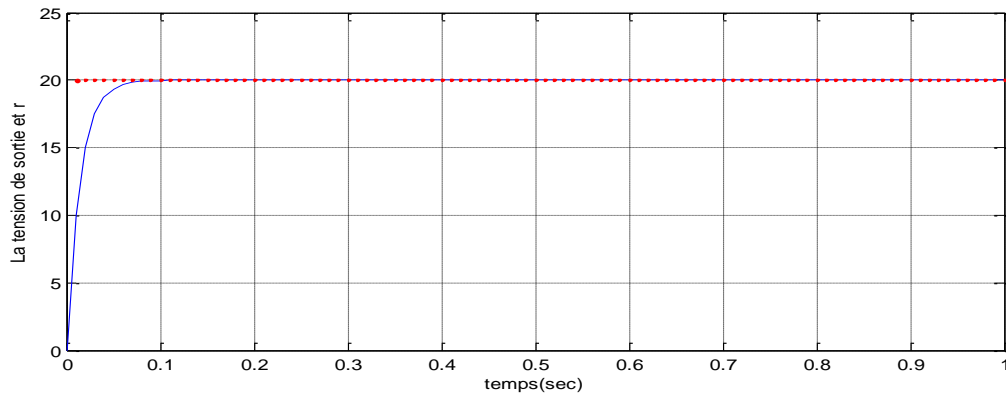
$$d = \frac{L.C}{V_{in}} \left[ \ddot{r} + \frac{x(1)}{L.C} + \frac{x(2)}{R.C} + k.\dot{e} + (1/T).\psi \right] \quad (II.51)$$

### II.7.2. Résultats de simulation :

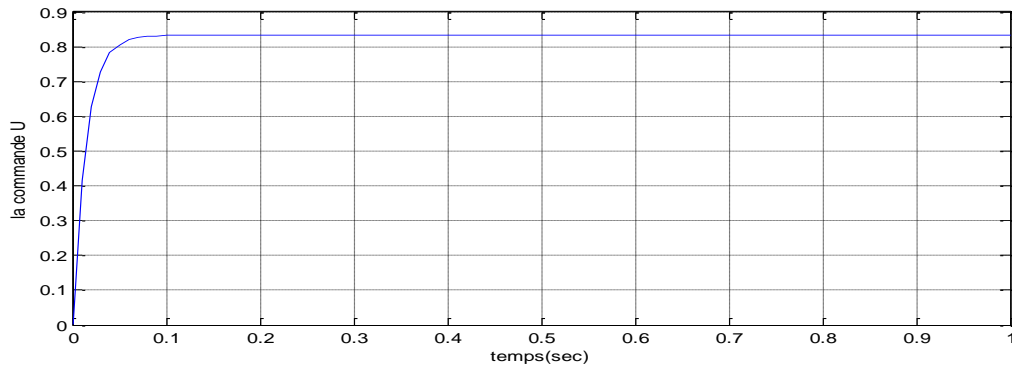
Les contrôleurs proposés ont été utilisés pour le fonctionnement du convertisseur et de la simulation DC-DC a été réalisée. Les paramètres du convertisseur DC-DC sont choisis. La tension désirée est  $r = 20V$  . L'état initial du système est  $x = [0,0]^T$  . Les principaux paramètres utilisés dans la conception de contrôleur sont:

Pour tester la robustesse on applique des perturbations dans l'intervalle [0.38-0.59 s] par exemple la variation de la tension d'entrée de 24V à 35V, ou la variation de la charge de 8 à 20 ohms.

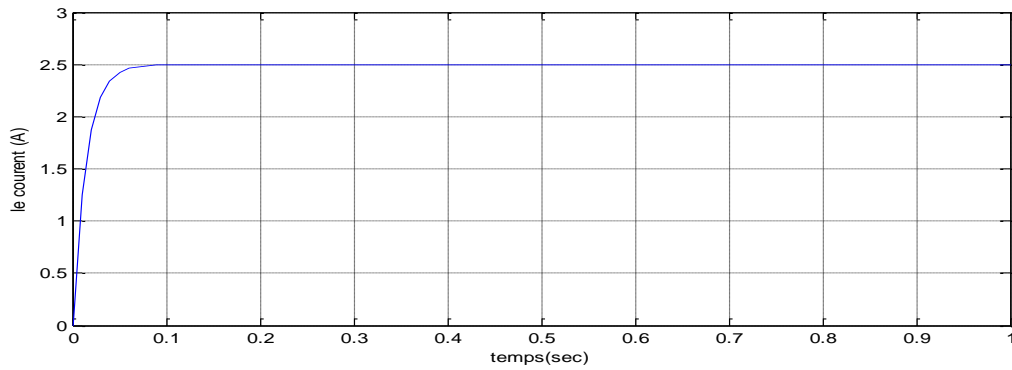
### II.7.2.1. Cas de poursuite :



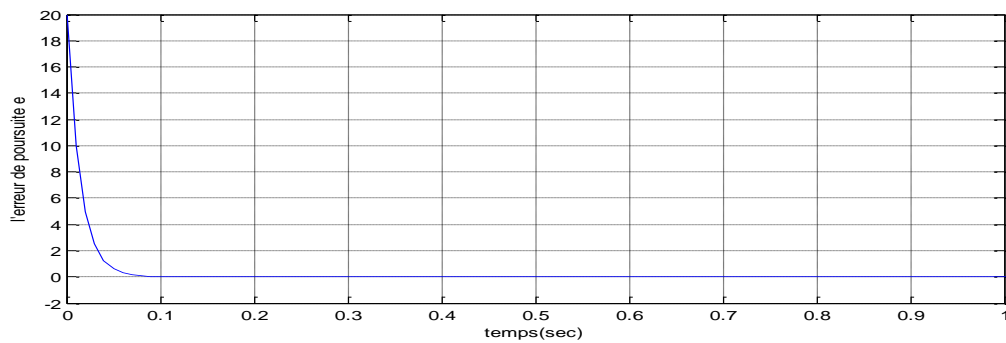
**Fig.II.34** : la sortie du système et la tension de référence.



**Fig.II.35** : La commande  $u$

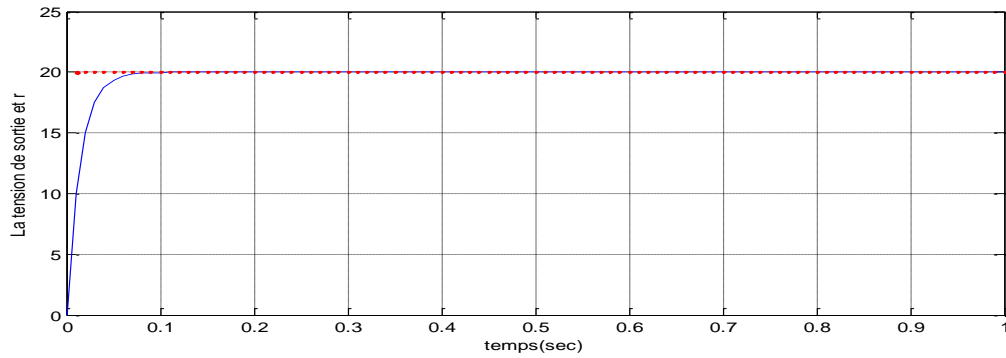


**Fig.II.36** : Courant d'inductance

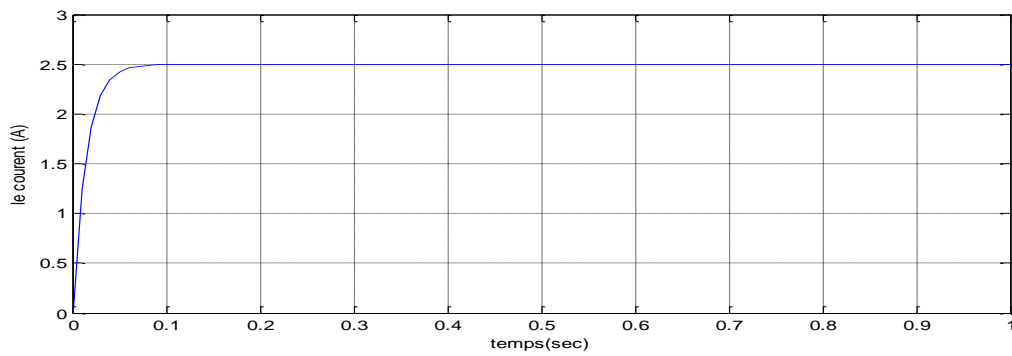


**Fig.II.37** : L'erreur de poursuite

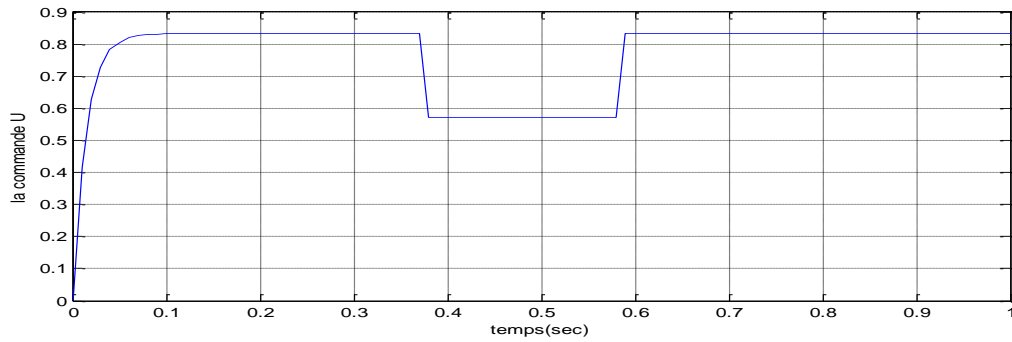
### II.7.2.2. Cas de variation de la tension d'entrée



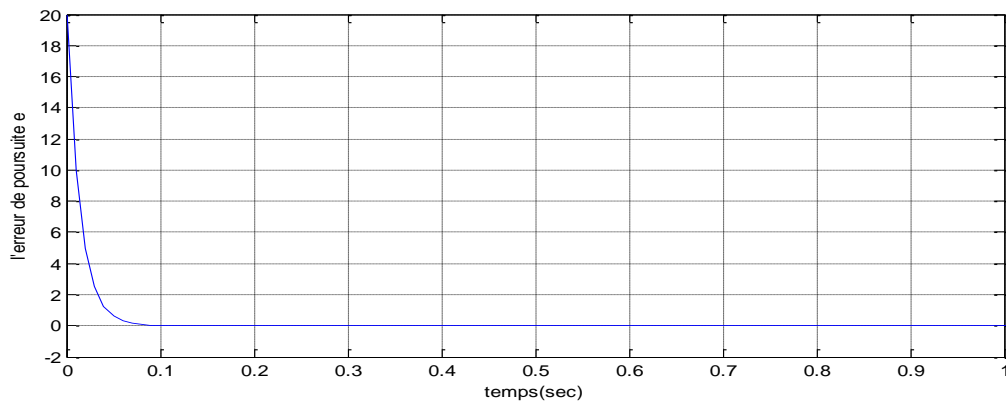
**Fig.II.38** : la sortie du système et la tension de référence r.



**Fig.II.39** : Courant d'inductance



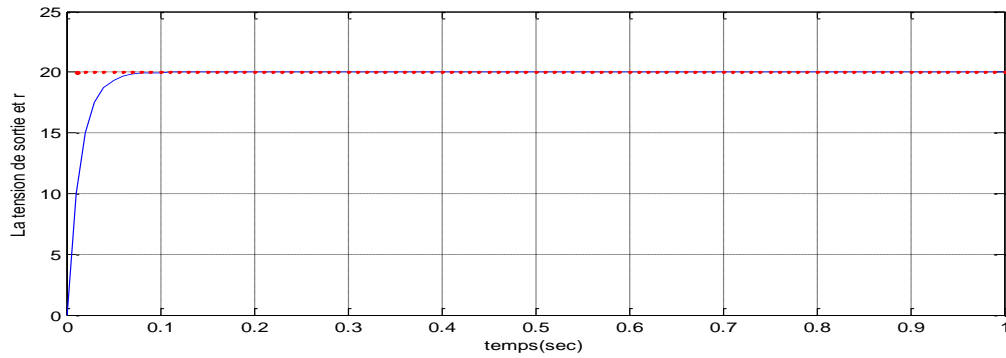
**Fig.II.40** : La commande u



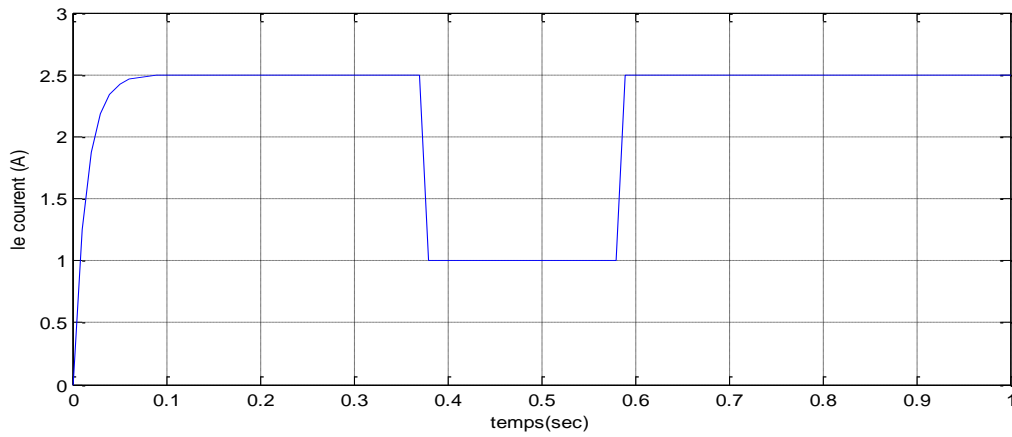
**Fig.II.41** : L'erreur de poursuite.



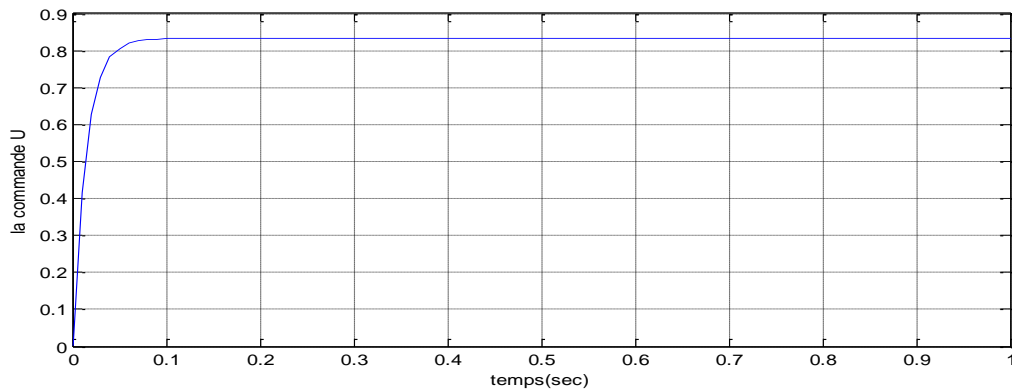
### II.7.2.3. Cas de variation de la charge



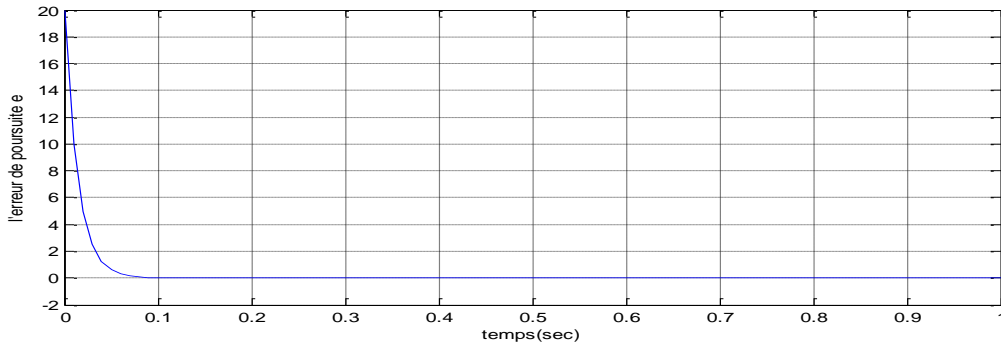
**Fig.II.42** : la sortie du système et la tension de référence.



**Fig.II.43** : Courant d'inductance



**Fig.II.44** : La commande  $u$



**Fig.II.45 :** L'erreur de poursuite.

## II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons effectué une synthèse des principaux résultats sur la commande en régime glissant et la commande synergétique dans le formalisme classique.

Les commandes appliquées forcent la sortie du système à suivre le signal de référence. Cette poursuite s'effectue en minimisant l'erreur d'approximation d'une part et en assurant la stabilité du système d'une autre part.

Mais la commande par mode glissant appliquée oscille avec une fréquence de commutation qui tend vers l'infini (chattering) qui peut être inacceptable si le signal de commande à une signification physique comme la force.

Puis, on a présenté une nouvelle technique de commande adoptée pour résoudre les problèmes de commande des systèmes non linéaires, et d'après les résultats de simulation, on peut conclure que la loi de commande synergétique montre une bonne performance de poursuite et garanti la stabilité asymptotique du système avec une réduction du problème de broutement..

Le contrôle élaboré garantit seulement une convergence asymptotique de l'état final, afin d'avoir une convergence plus rapide, il est nécessaire de modifier la surface de glissement et la macro-variable.

### III.1. Introduction

En général, la surface de glissement la plus couramment utilisée est la surface de glissement linéaire, ce qui peut garantir la stabilité et la performance asymptotique souhaitée du système de commande en boucle fermée en utilisant le mode de glissement classique. Bien que les paramètres de la surface de glissement linéaire puissent être ajustés de manière appropriée pour obtenir le taux de convergence arbitraire, les états du système ne peuvent pas atteindre le point en temps fini à l'équilibre. Pour pallier à cet inconvénient, la commande de mode glissant terminal ( TSMC ) avec la surface non linéaire de glissement est proposée fondée sur le concept d'un attracteur borné. En comparaison avec le SMC conventionnel doté d'une surface de glissement linéaire, TSMC offre des propriétés supérieures comme la rapidité, la convergence en temps fini, et plus la précision de contrôle. Cependant, il existe deux inconvénients de TSMC qui sont le problème du point de singularité et l'exigence de la limite de l'incertitude. Le premier problème a été surmonté par l'apport de l'approche non singulière en mode glissant terminal (NTSMC) [4,14], et le deuxième problème peut être résolu par une estimation de l'incertitude bien conçue [14]. On applique le même principe avec la commande synergétique terminale à partir d'un choix de l'équation de la macro-variable non linéaire pour obtenir les mêmes performances. Ensuite, nous abordons ensuite le concept de la commande adaptative, adaptative terminal mode glissant et adaptative terminal synergétique, on a utilisé ces contrôleurs dans la commande d'un convertisseur DC-DC Buck.

### III.2. Commande Non-singulière de Mode Glissant Terminal

Il y a deux composantes de base de la méthode SMC : une surface de glissement stable qui assure la dynamique voulue, et un effort de contrôle qui pilote les états du système pour atteindre et rester sur la surface de glissement. Habituellement, la surface de glissement est un hyperplan linéaire du système Etats et que la stabilité asymptotique est assurée sur le collecteur de glissement, ce qui implique que les erreurs de système ne peuvent pas converger vers zéro en un temps fini. Terminal Mode Glissant (TSMC) est un système de variante du SMC qui peuvent atteindre la stabilité temps fini. TSMC offre une convergence de l'erreur en temps fini. Inspiré par cette idée, les chercheurs ont développé des approches TSMC avec les systèmes d'ordre élevé, les systèmes linéaires MIMO et les systèmes dynamiques incertains.

#### III.2.1. Commande de Mode Glissant Terminal d'un Convertisseur DC-DC Buck

La commande de mode glissant terminal (TSM, Terminal Sliding Mode) est proposée dans le but principal de réduire le temps de convergence, le gain et le broutement (chattering) de la

commande par mode glissant par rapport à la commande par mode glissant conventionnelle. Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que la rapidité, temps de convergence fini. TSMC utilise spécialement une surface de glissement non linéaire.

### III.2.1.1. Synthèse de la loi de commande

On aborde dans ce qui suit l'application de la commande de mode glissement terminal au convertisseur DC-DC. L'équation dynamique du convertisseur DC-DC Buck est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC}d \end{cases} \quad (III.1)$$

La conception de la commande de mode glissant terminal est basée sur un choix particulier de la surface de glissement et la détermination d'une loi de commande permettant de conduire l'état du système sur la surface du glissement. Le mode glissant terminal est établie et la convergence en temps finie est garantie.

Dans ce but, on définit une surface de glissement non linéaire:

$$S = e + \frac{1}{\beta} \dot{e}^{\frac{p}{q}} = (x_1 - r) + \frac{1}{\beta} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p}{q}} \quad (III.2)$$

Où  $\beta > 0$ ,  $p$  et  $q$  sont des constantes positives impaires, et  $1 < \frac{p}{q} < 2$ .

Supposons que le temps de  $S(0) \neq 0$  à  $S = 0$  est  $t_r$  quand l'écart de poursuite est nul est  $t_s$ .

Lorsque le système atteint la surface de glissement, il existe

$$S = e + \frac{1}{\beta} \dot{e}^{\frac{p}{q}} = 0 \quad (III.3)$$

En transformant, l'équation suivante peut être dérivée

$$\dot{e} = -\beta^{\frac{p}{q}} e^q \quad (III.4)$$

Ensuite  $t_s$  peut être obtenu de la manière suivante

$$t_s = \frac{p}{\beta^{\frac{p}{q}} (p-q)} |e(t_r)|^{1-\frac{p}{q}} \quad (III.5)$$

En ajustant  $p$ ,  $q$  et  $\beta$ , le système peut atteindre un état stationnaire dans un temps limité de  $t_s$

la fonction de Lyapounov est défini comme suit :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (\text{III.6})$$

La condition suffisante pour que l'existence du terminal mode glissant est

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{dS^2}{dt} < -\eta |S| \quad (\text{III.7})$$

Où:  $\eta > 0$ .

La condition (III.7) conduit à  $S\dot{S} < -\eta |S|$  (III.8)

La différentiation de (III.5) par rapport au temps et à l'aide de (III.6), on obtient :

$$\dot{V} = S(x_2 - \dot{r} + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} (\frac{-x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC} d - \ddot{r})) \quad (\text{III.9})$$

La commande par mode glissant terminal est réalisée sous la forme :

$$d = -\frac{LC}{V_{in}} (-\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} - \ddot{r} + \beta \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{2-\frac{p}{q}} + (\eta + k) \text{sign}(S)) \quad (\text{III.10})$$

Où:  $k > 0$ .

La substitution de (III.10) dans (III.9) conduit à:

$$\dot{V} = S\dot{S} = \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} (-(\eta + k) |S|) \quad (\text{III.11})$$

Parce-que  $1 < \frac{p}{q} < 2$  (III.12)

Donc:  $0 < \frac{p}{q} - 1 < 1$  (III.13)

Et parce que  $p$  et  $q$  sont des constantes positives impairs, quand  $(x_2 - \dot{r}) \neq 0$ , il existe :

$$(x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} > 0 \quad (\text{III.14})$$

Donc:  $\dot{V} \leq \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} (-\eta |S|) = \frac{-1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} \eta |S| = -\eta' |S|$  (III.15)

Où 
$$\eta' = \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} \quad \eta' > 0 \quad (\text{III.16})$$

Par conséquent, la stabilité de Lyapunov est satisfaite.

### III.2.1.2. Résultats de Simulation :

Les paramètres du convertisseur DC-DC sont choisis

$L = 80\mu H$ ;  $E = 24V$ ;  $R = 8\Omega$ ;  $C = 2000\mu F$ . La tension désirée  $r = 20v$ . L'état initial du système est  $x = [0, 0]^T$ .  $p = 5, q = 3$  [14].

Pour tester la robustesse on applique des perturbations dans l'intervalle [1.5-2.5 s] par exemple la variation de la tension d'entrée de 24v à 35v, ou la variation de la charge de 8 à 20 ohms.

Les résultats de simulation de l'exemple précédent sous MATLAB 7.11.0 sont illustrés par les figures suivantes :

#### III.2.1.2.1. Cas de poursuite :

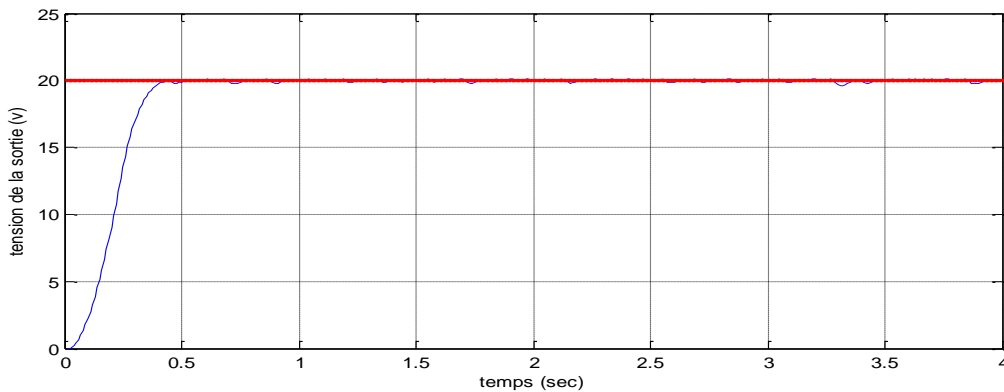


Fig.III.1 : la sortie du système et sa référence r.

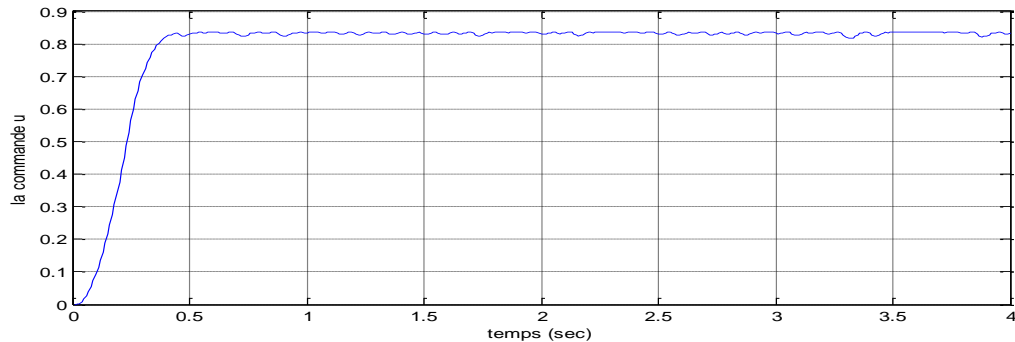


Fig.III.2 : la commande u.

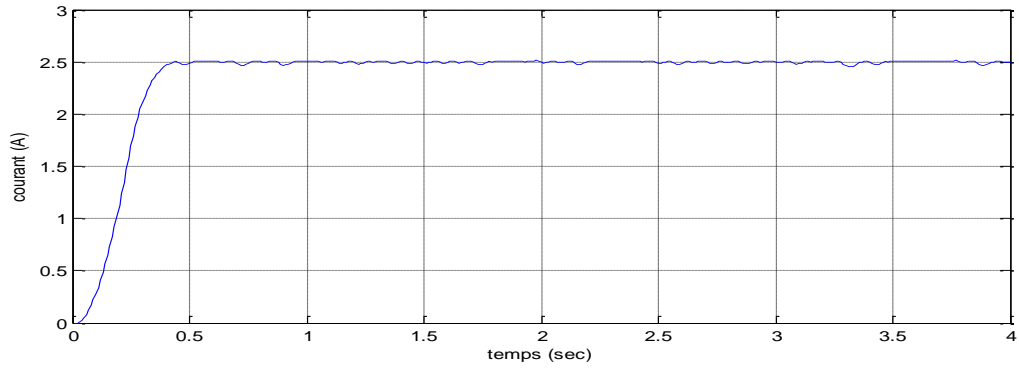


Fig.III.3 : courant d'inductance.

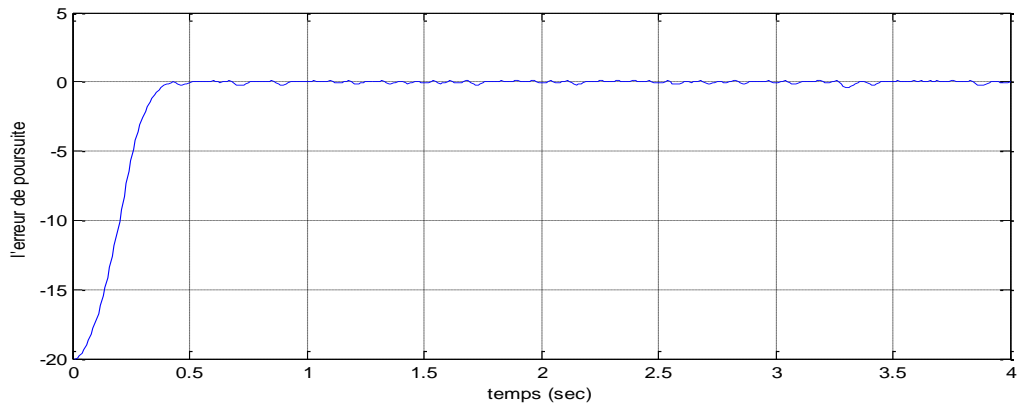
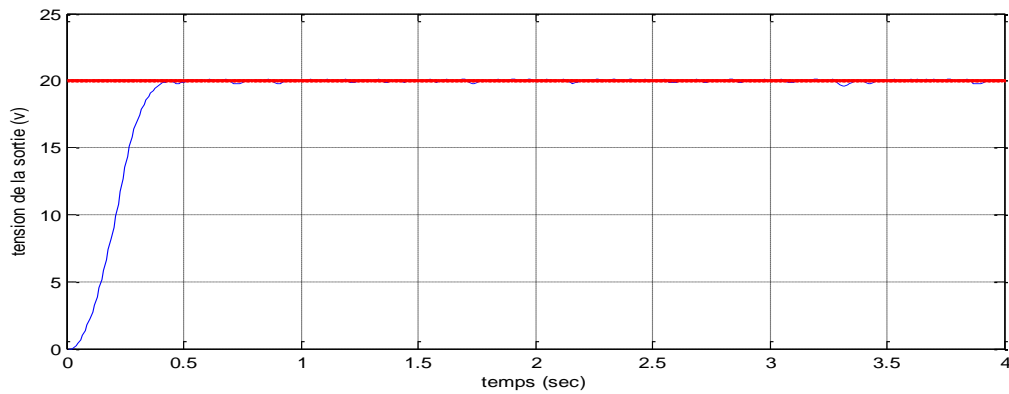
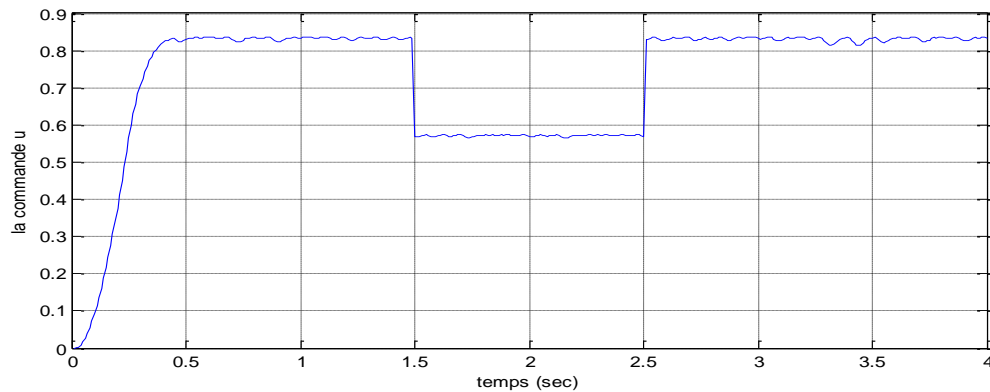


Fig.III.4 : l'erreur de poursuite.

### III.2.1.2.2. Cas de variation de la tension de source

Fig.III.5 : la sortie du système et sa référence  $r$ .Fig.III.6 : la commande  $u$ .

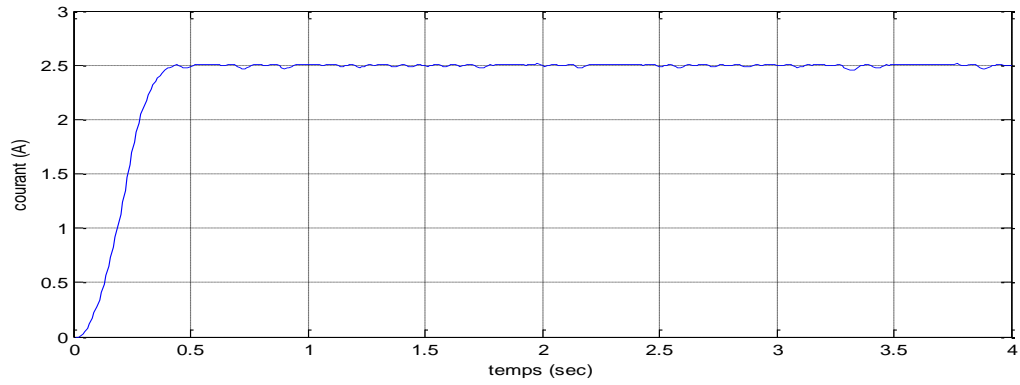


Fig.III.7 : courant d'inductance.

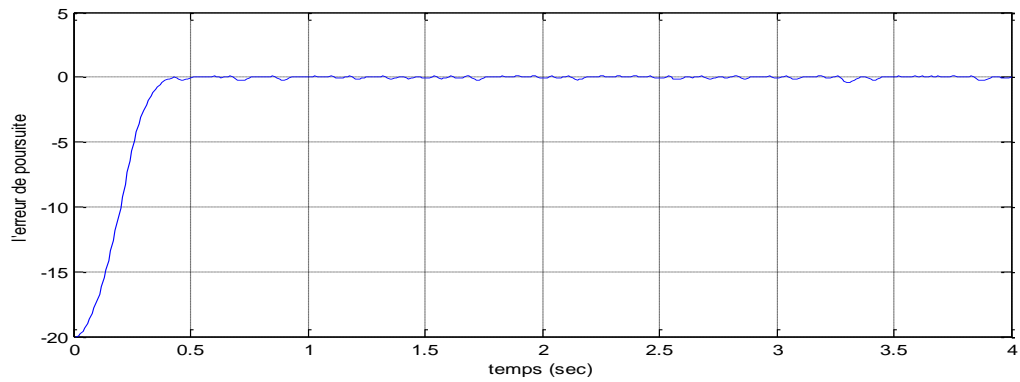


Fig.III.8 : l'erreur de poursuite.

### III.2.1.2.3. Cas de variation de la charge:

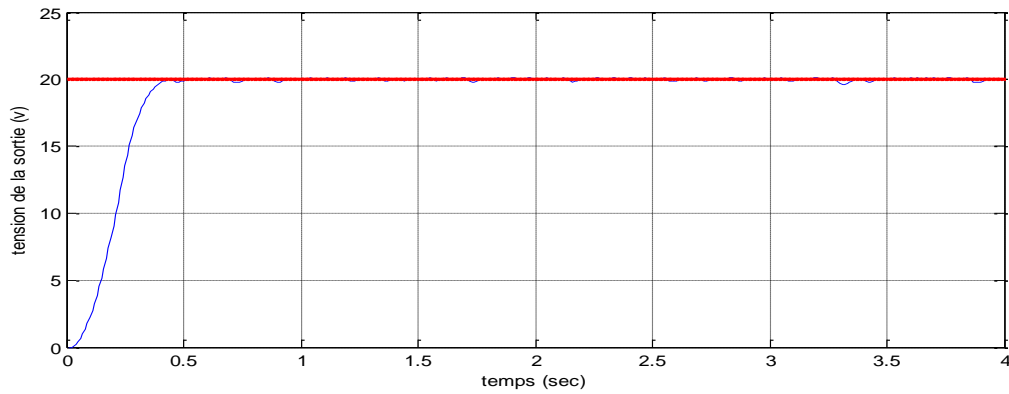


Fig.III.9 : la sortie du système et sa référence r.

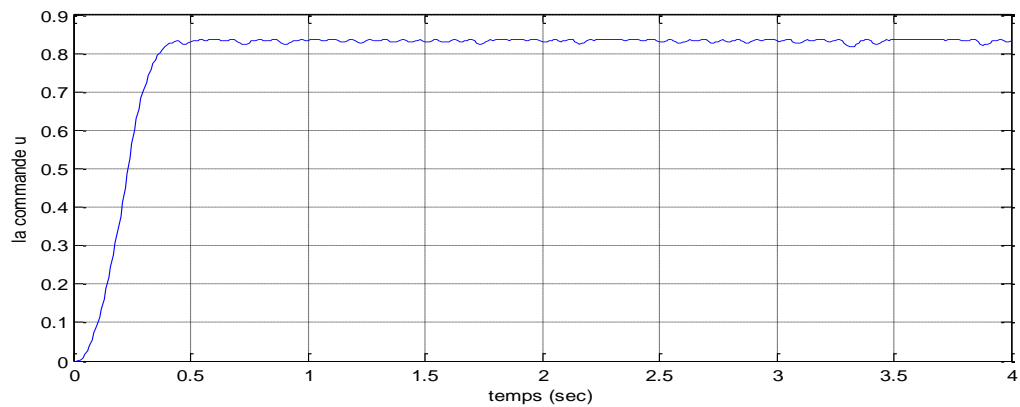


Fig.III.10 : la commande u.



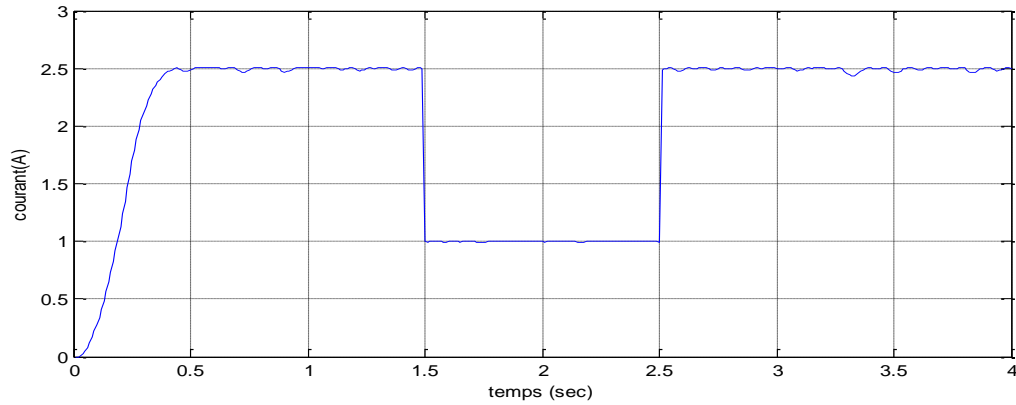


Fig.III.11 : Courant d'inductance.

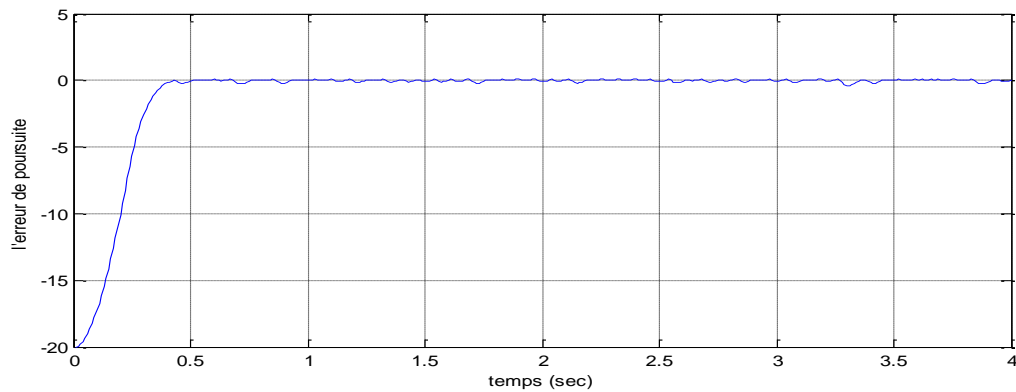


Fig.III.12 : Erreur de poursuite

### III.3. Commande Synergétique Terminale :

La commande synergétique terminale (Terminal Synergetic Control) a l'avantage de convergence en temps fini et amoindrit l'erreur statique. La forte robustesse de cette commande joue un rôle très important pour garantir le fonctionnement normal du système.

La conception de la commande synergétique terminale est basée sur un choix particulier de la variable macro qui se traduit par la détermination d'une loi de commande pour forcer le système pour suivre un signal de référence en un temps fini.

#### III.3.1. Commande Synergétique Terminale d'un Convertisseur DC-DC Buck

##### III.3.1.1. Synthèse de la loi de commande

On applique les règles que nous avons vues précédemment à commander un convertisseur DC-DC Buck décrit par l'équation différentielle (III.1).

La macro-variable non linéaire est définie comme suit:

$$\psi(e) = \dot{e} + \alpha.e + \beta.e^{\frac{q}{p}} \quad (\text{III.17})$$

Où  $\alpha > 0, \beta > 0, p$  et  $q$  sont des constantes positives, et  $q > p$ .

En utilisant l'approche synergétique,  $T \dot{\psi} + \psi = 0$  (III.18)

l'équation (III.18) peut être exprimée comme suit:

$$\ddot{e} + \alpha \dot{e} + \beta \frac{q}{p} \dot{e} e^{\frac{q}{p}-1} = -\frac{1}{T} \psi(e) \quad (III.19)$$

Donc la commande synergétique terminale est donnée par la relation suivante:

$$d = \frac{C.L}{V_{in}} \left[ \frac{x(1)}{L.C} + \frac{x(2)}{R.C} + \frac{\psi(e)}{T} + \alpha \dot{e} + \beta \left( \frac{q}{p} \right) \dot{e} e^{\frac{q}{p}-1} \right] \quad (III.20)$$

Stabilité asymptotique est obtenue en utilisant la fonction de Lyapounov candidat:

$$V = \frac{1}{2} \psi(e)^2 \quad (III.21)$$

Cela conduit, après différenciation puis en utilisant (III.21), à:

$$\dot{V} = \psi(e) \dot{\psi}(e) \quad (III.22)$$

$$\dot{V} = \psi(e) \left( \ddot{e} + \alpha \dot{e} + \beta \frac{q}{p} \dot{e} e^{\frac{q}{p}-1} \right) = \psi(e) \left( -\frac{1}{T} \psi(e) \right)$$

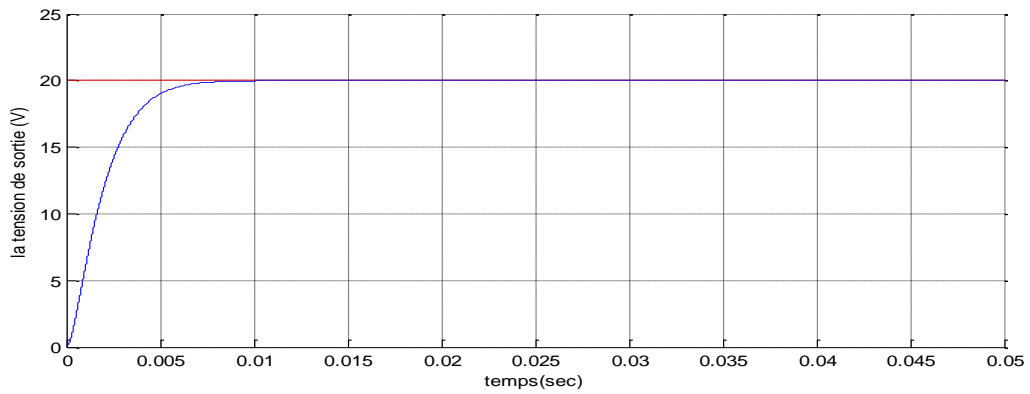
$$\dot{V} = -\frac{1}{T} \psi(e)^2 < 0 \quad (III.23)$$

Par conséquent, le contrôleur peut répondre à la stabilité de Lyapunov.

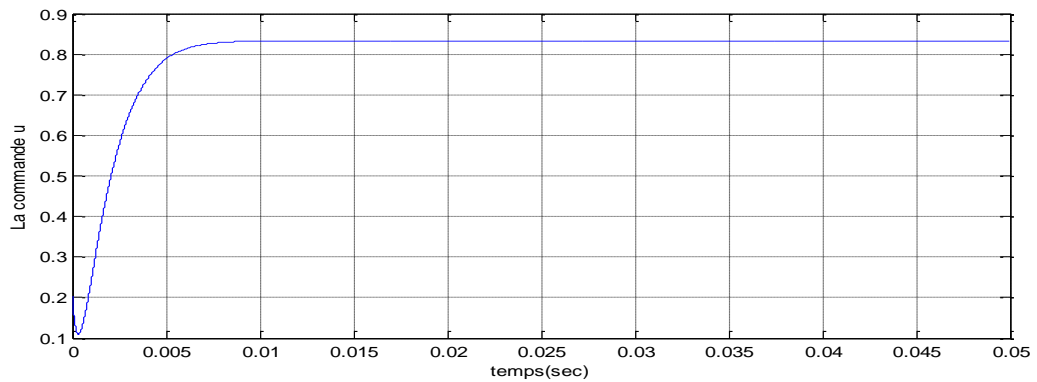
### III.3.1.2. Résultats de Simulation :

Les paramètres du convertisseur DC-DC sont choisis  $L = 80 \mu H; E = 24V; R = 8\Omega; C = 2000 \mu F$  [14]. La tension désirée  $r = 20v$ . L'état initial du système est  $x = [0, 0]^T$ .  $p = 5, q = 2$ . Pour tester la robustesse on applique des perturbations dans l'intervalle [0.025-0.035 s] par exemple la variation de la tension d'entrée de 24v à 35v, e ou la variation de la charge de 8 à 20 ohms.

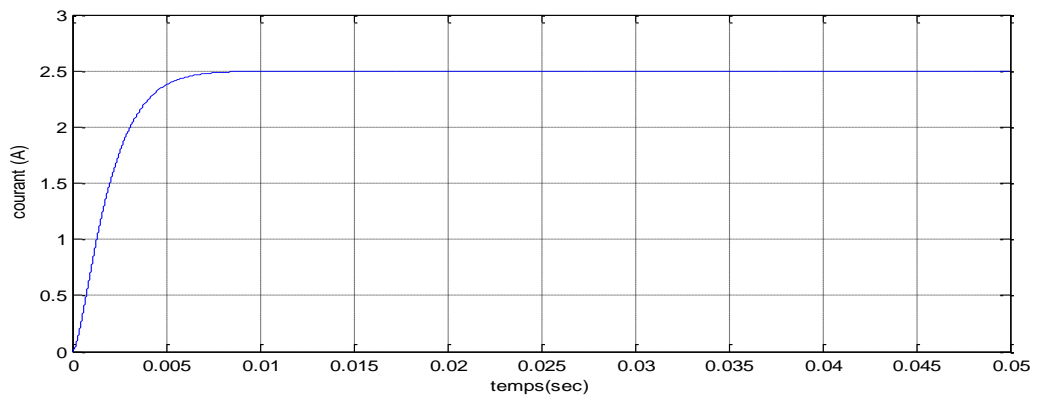
### III.3.1.2.1. Cas de poursuite :



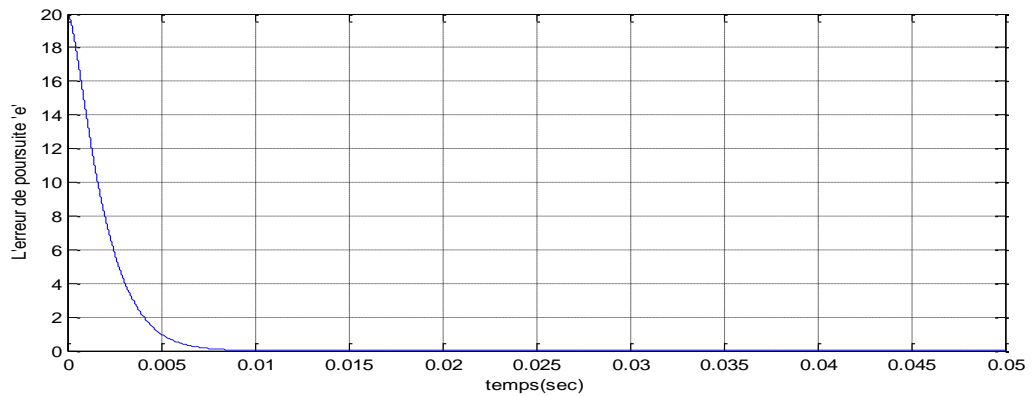
**Fig.III.13** : Sortie du système et sa référence  $r$ .



**Fig.III.14**: Commande  $u$ .



**Fig.III.15** : Courant d'inductance.



**Fig.III.16** : Erreur de poursuite.

### III.3.1.2.2. Cas de la variation de la tension d'entrée

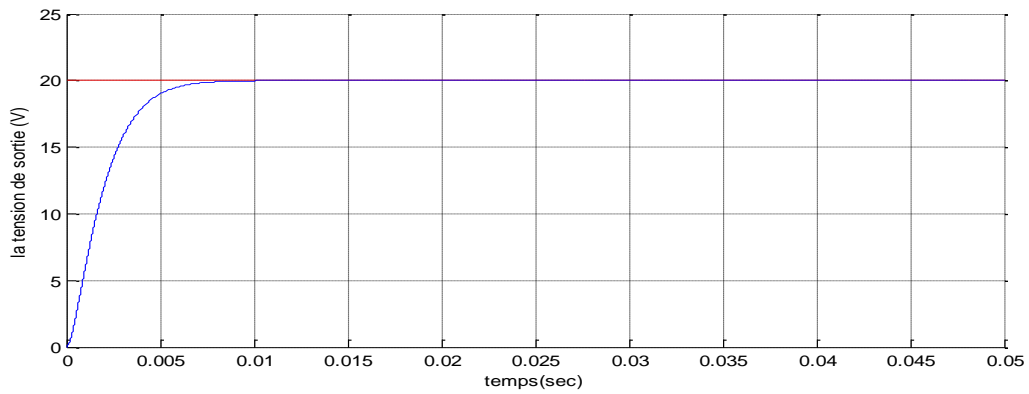


Fig.III.17 : Sortie du système et sa référence r.

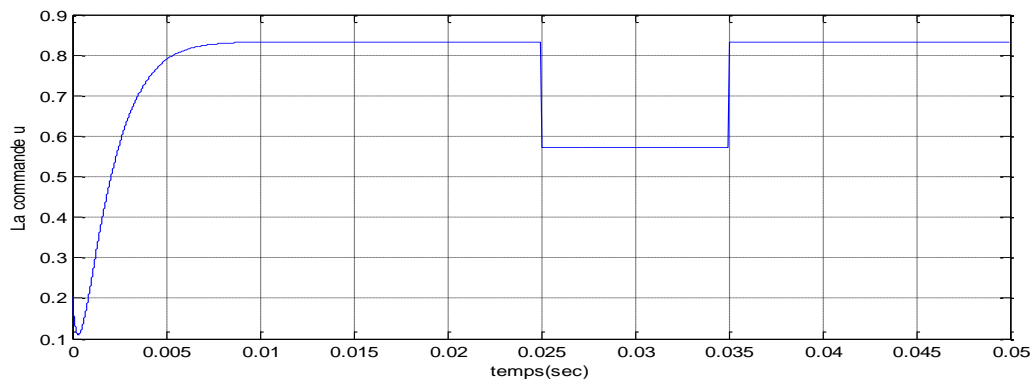


Fig.III.18 : Commande u.

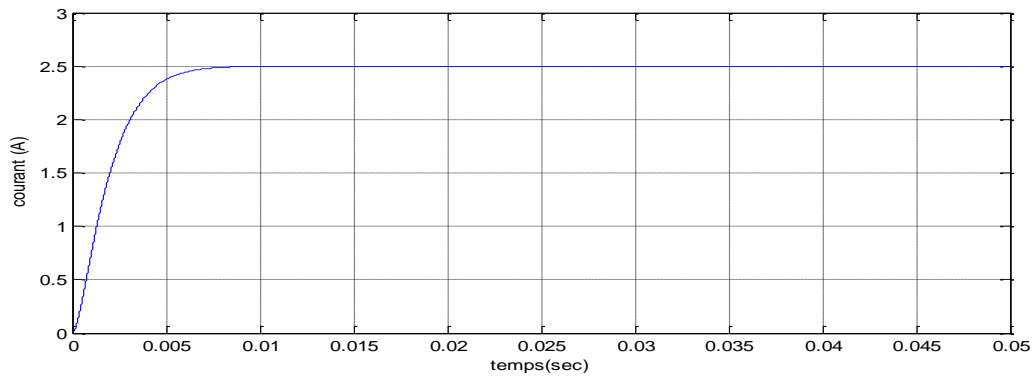


Fig.III.19: Courant d'inductance.

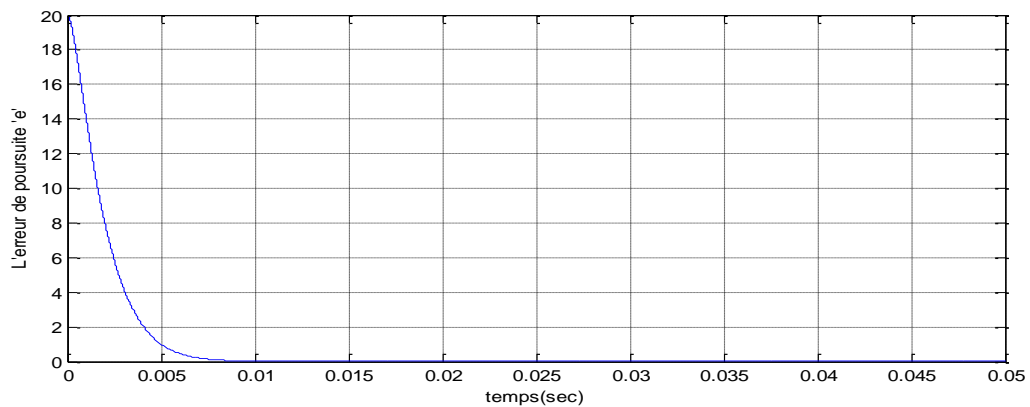


Fig.III.20 : Erreur de poursuite.

### III.3.1.2.3. Cas de variation de la charge:

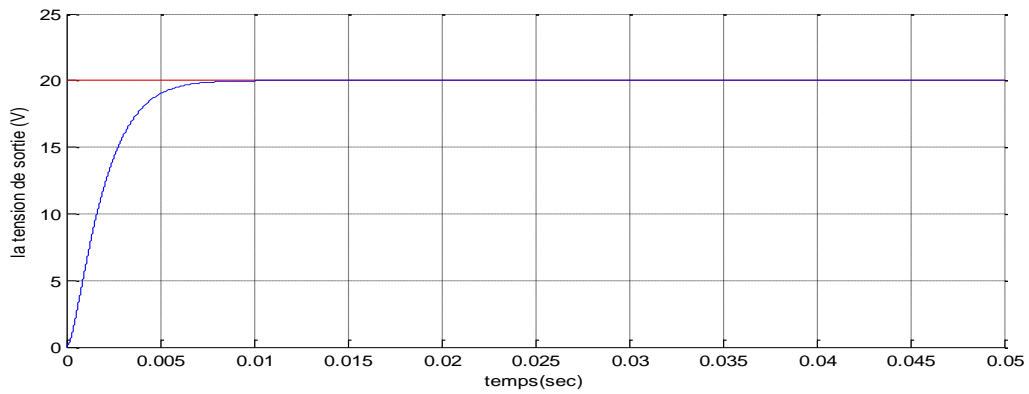


Fig.III.21 : Sortie du système et sa référence r.

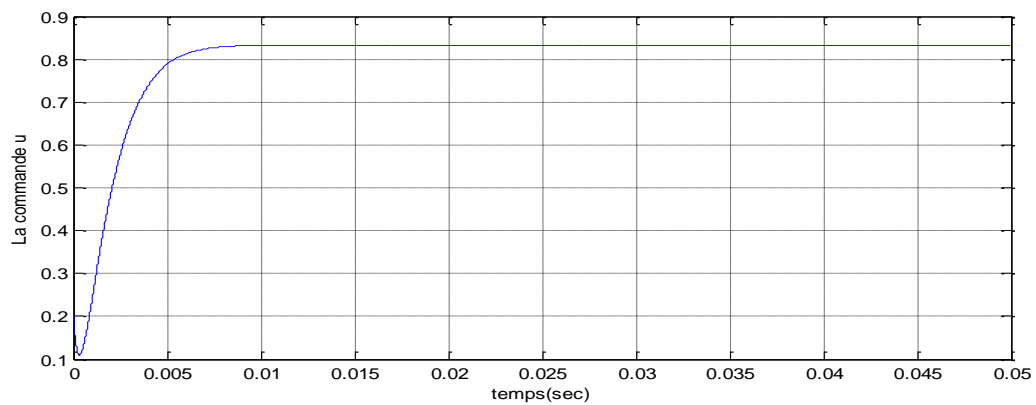


Fig.III.22 : Commande u.

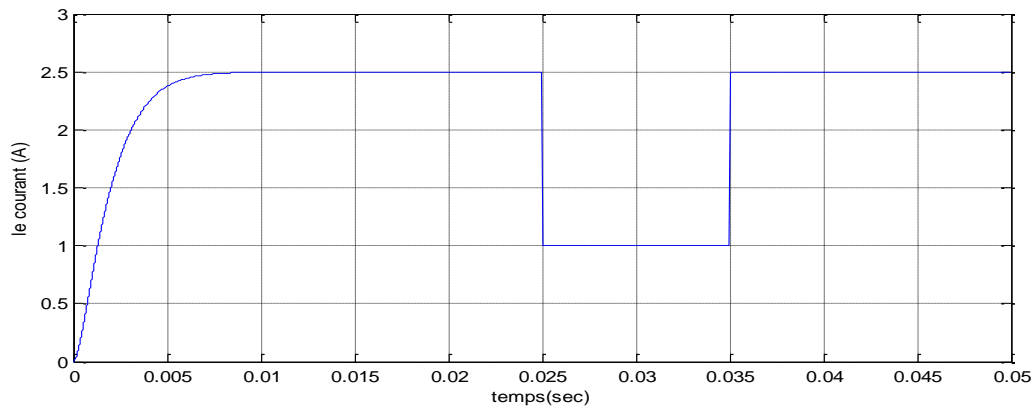


Fig.III.23 : courant d'inductance.

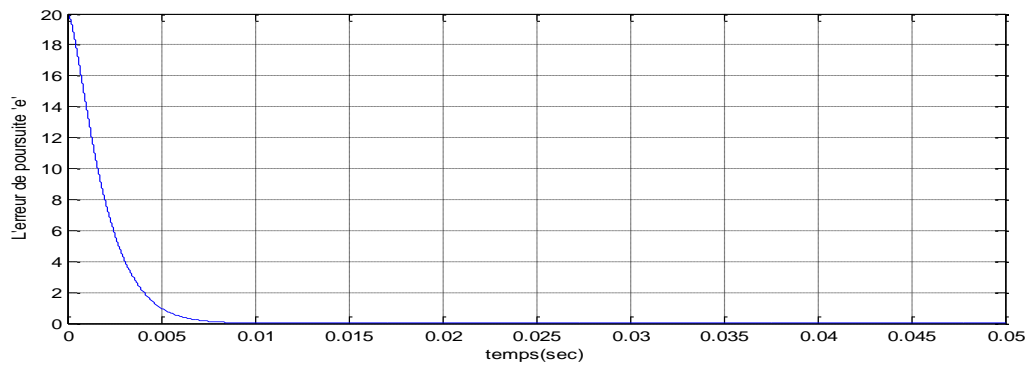


Fig.III.24 : Erreur de poursuite

### III.4. Généralités sur la commande adaptative

La commande adaptative a débutée dans les années 50 comme solution pour contrôler les processus fonctionnant sous des conditions et environnement variables dans le temps. Dans les années 60 plusieurs contributions de la théorie de la commande ont été introduites dans le développement de la commande adaptative, comme par exemple l'approche d'état et les théories de stabilité... . Au début des années 70 les différentes méthodes d'estimation ont été introduites dans la commande adaptative.

L'utilisation en industrie de la commande adaptative a commencé au début des années 80 en parallèle avec une rapide évolution en micro-électronique qui a permis d'implémenter des régulateurs adaptatifs sur des systèmes à microprocesseurs.

#### III.4.1. Concept de la commande adaptative

En général, le système à contrôler possède des paramètres incertains au début de l'opération de commande. Malgré que l'effet de cette incertitude paramétrique puisse disparaître en temps fini par un certain mécanisme d'ajustement, elle peut causer une instabilité du système.

Dans d'autre cas, un phénomène inverse se produit, on démarre avec des paramètres connus et certains, mais au cours de fonctionnement, ces paramètres perdent leurs valeurs initiales et deviennent incertains, donc sans une mise à jour continuelle du régulateur, le régulateur initial s'avère inefficace.

Dans de nombreuses situations, les systèmes de commande classique sont basés sur les modèles à paramètres fixes, car ils ne peuvent prendre en charge les variations lentes ou rapides de la dynamique des systèmes, d'où la nécessité d'introduire la notion de systèmes de commande adaptative afin d'assurer les performances désirées. Pour cela, les paramètres du régulateur (contrôleur) sont ajustés automatiquement sur la base des informations recueillies du système.

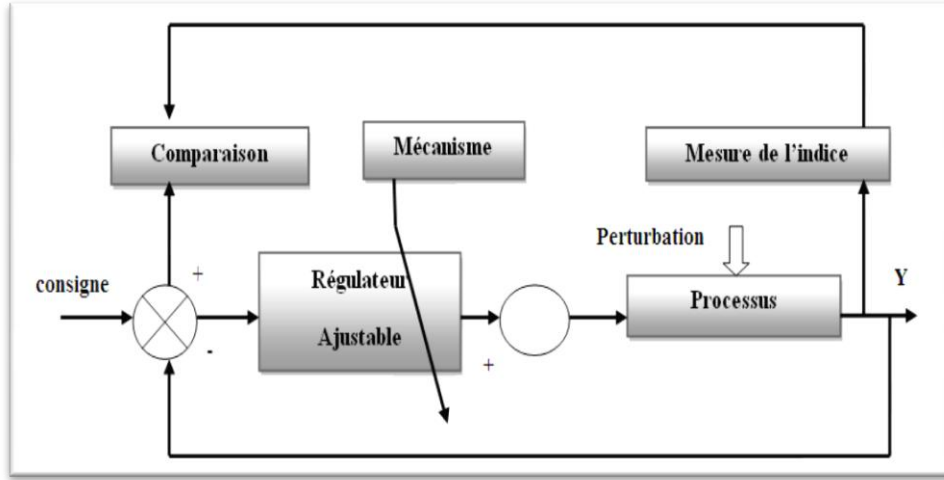
L'adaptation est souhaitable pour deux raisons principales:

- L'affinement au cours du temps du réglage initial du système de commande
- La prise en compte des variations des paramètres du système à commander.

#### III.4.2. Principe

En principe, un système de commande adaptative mesure un certain indice de performance du système à commander à partir de l'écart entre l'indice de performance désiré et l'indice de performance mesuré. Le mécanisme d'adaptation commande certains paramètres du système ajustable ou introduit un signal supplémentaire de commande d'après une certaine stratégie

afin de minimiser l'indice de performance, la figure (III.25) représente le principe général d'un système dans une plage donnée de commande adaptative.



**Fig.III.25** : principe des systèmes de commande adaptative.

Trois approches ont été essentiellement considérées pour le développement des stratégies de commande adaptative destinées aux procédés à paramètres inconnus et/ou variables dans le temps, la commande adaptative peut être structurée selon les catégories suivantes :

- approximation des stratégies de commande optimale stochastique.
- système de commande auto-ajustable (self-tuning control).
- commande adaptative à modèle de référence (MRAC).

### III.5. Commande Adaptative Terminal Mode Glissant du Convertisseur DC/DC :

#### III.5.1. Synthèse de la loi de commande

L'équation dynamique du convertisseur DC-DC Buck est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC}d \end{cases} \quad (III.24)$$

Considérons que les perturbations causées par la variation paramétrique peuvent se produire dans les processus en cours d'exécution, le modèle du convertisseur peut être modifié comme

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC}d + F \end{cases} \quad (III.25)$$

Où  $F$  désigne l'ensemble des perturbations du système souffert.

On suppose que  $F$  est délimitée et  $F \leq l_g, l_g > 0$ .

La surface de glissement utilisée dans cette commande TSMC est choisie comme suit :

$$S = e + \frac{1}{\beta} \dot{e}^{\frac{p}{q}} = (x_1 - r) + \frac{1}{\beta} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p}{q}} \quad (III.26)$$

Où  $\beta > 0$ ,  $p$  et  $q$  sont des constantes positives impaires, et

$$1 < \frac{p}{q} < 2 \quad (\text{III.27})$$

Pour rendre la commande du système insensible sur les valeurs limites de perturbation, estimation adaptative de perturbation  $F$  s'effectue, puis la commande non singulière terminale mode glissant est modifiée. L'erreur d'estimation est définie comme

$$\tilde{F} = F - \hat{F} \quad (\text{III.28})$$

Où  $\hat{F}$  est l'estimation de  $F$ .

La fonction de Lyapunov est définie comme:

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{F}^2 \quad (\text{III.29})$$

Ensuite, la relation suivante peut être dérivée

$$\dot{V} = s(x_2 - \dot{r} + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} (-\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{E}{LC} d + \hat{F} - \ddot{r})) - \frac{1}{\gamma} \tilde{F}(\dot{\tilde{F}} - \gamma s \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}}) \quad (\text{III.30})$$

Pour éliminer l'influence que l'erreur estimée amener sur le système, la variable commandée estimée est sélectionnée comme

$$\dot{\tilde{F}} = \gamma s \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} \quad (\text{III.31})$$

La loi de la commande adaptative non-singulière de mode glissant terminal est définie comme

$$\text{suit} \quad d = -\frac{LC}{E} (-\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \hat{F} - \ddot{r} + \beta \frac{q}{p} (x_2 - \dot{r})^{\frac{2-p}{q}} + ws^{\frac{m}{n}} + hs) \quad (\text{III.32})$$

Où  $w > 0, h > 0, m < n$ , sont des constantes positives impaires. Il n'y a pas le terme de commutation dans cette loi de commande, donc le broutement est éliminé.

La substitution de (III.31) et (III.32) dans (III.30) conduit à

$$\dot{V} = -\frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} (ws^{\frac{m+n}{n}} + hs^2) \quad (\text{III.33})$$

Parce que l'équation (III.33) est satisfaite, et tant que  $p$  et  $q$  sont des constants positives impaires, donc quand  $x_2 - \dot{r} \neq 0$  vient en existences, l'équation  $(x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} > 0$  est satisfaite.

De l'autre côté, puisque  $m < n$ , et  $m, n$  sont des constantes positives impaires, donc quand  $s \neq 0$  est réalisée, la condition suivante est satisfaite.

$$s^{\frac{m+n}{n}} > 0 \quad (\text{III.34})$$



Avec la condition de  $x_2 - \dot{r} \neq 0$ , on a

$$\dot{V} = -\frac{1}{\beta} \frac{p}{q} (x_2 - \dot{r})^{\frac{p-1}{q}} (ws^{\frac{m+n}{n}} + hs^2) \leq 0 \quad (\text{III.35})$$

Donc la stabilité de Lyapunov est satisfaite.

### III.5.2. Résultats de simulation :

Les paramètres du convertisseur DC-DC sont choisis

$L = 80\mu H$ ;  $E = 24V$ ;  $R = 8\Omega$ ;  $C = 2000\mu F$  [14]. La tension désirée  $r = 20v$ . L'état initial du système est  $x = [0, 0]^T$ .  $p = 5, q = 3$ . Pour tester la robustesse on applique des perturbations dans l'intervalle  $[0.5-1 \text{ s}]$  par exemple la variation de la tension d'entrée de  $24v$  à  $35v$ , ou la variation de la charge de  $8$  à  $20 \text{ ohms}$ .

#### III.5.2.1. Cas de poursuite :

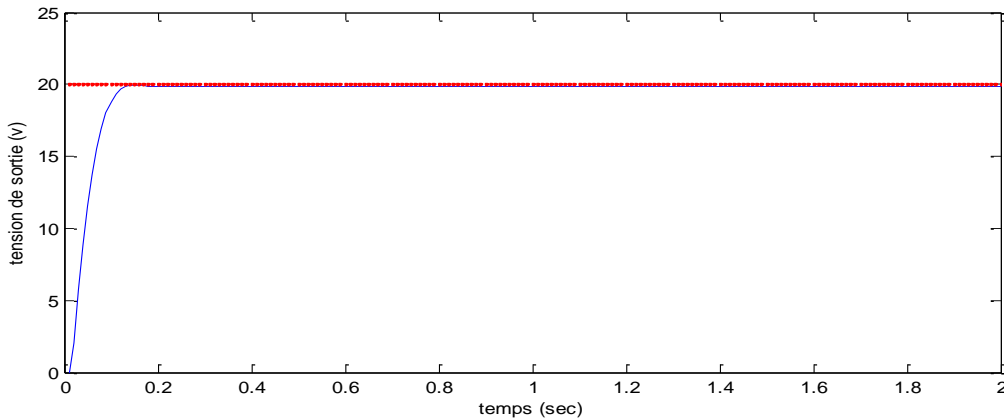


Fig.III.26 : Sortie du système et sa référence  $r$ .

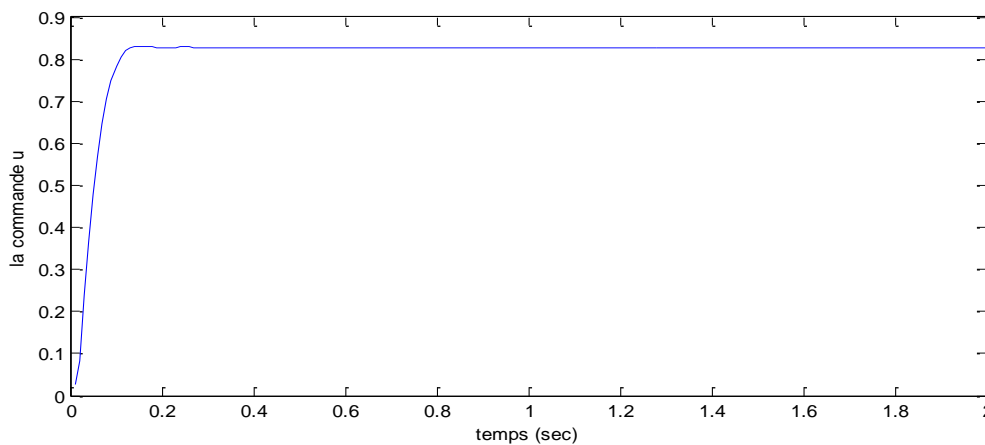


Fig.III.27 : Commande  $u$ .

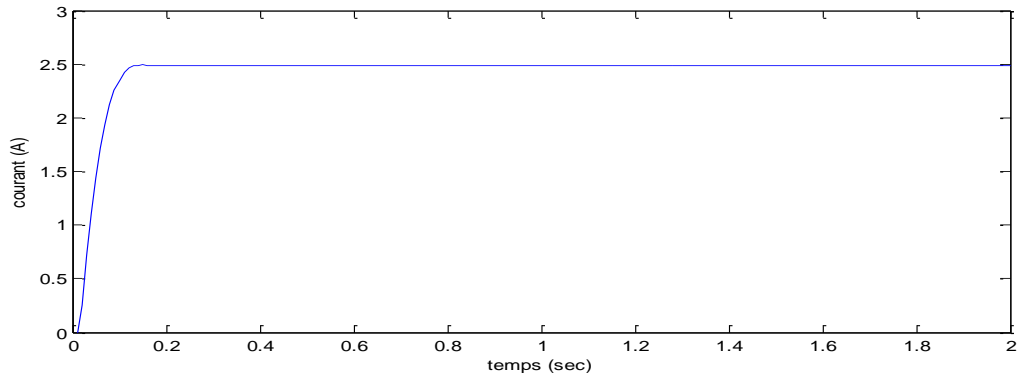


Fig.III.28 : Courant d'inductance.

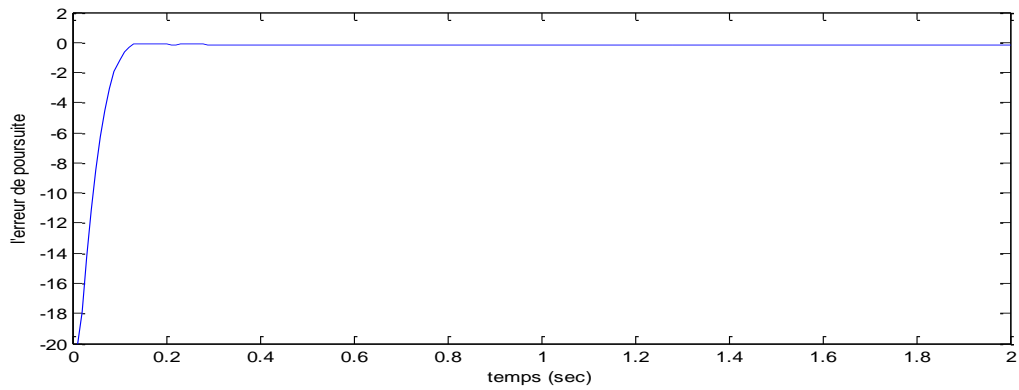


Fig.III.29 : Erreur de poursuite.

### III.5.2.2. Cas de variation de la tension de source

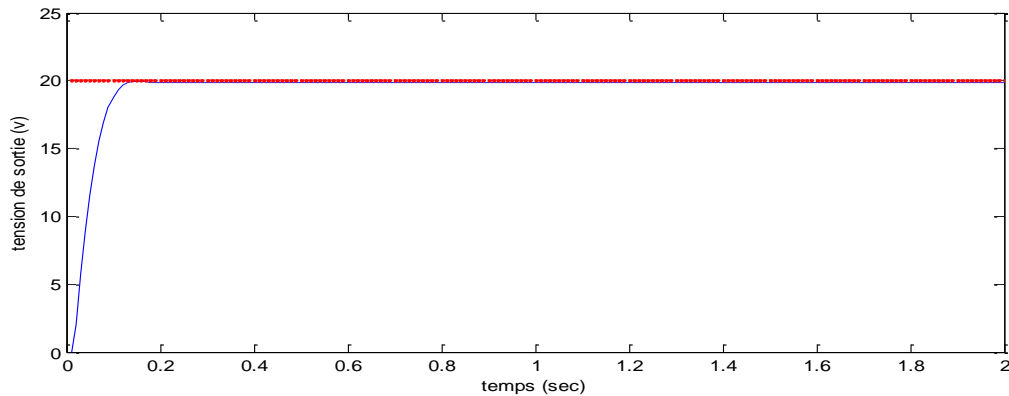


Fig.III.30 : Sortie du système et sa référence r.

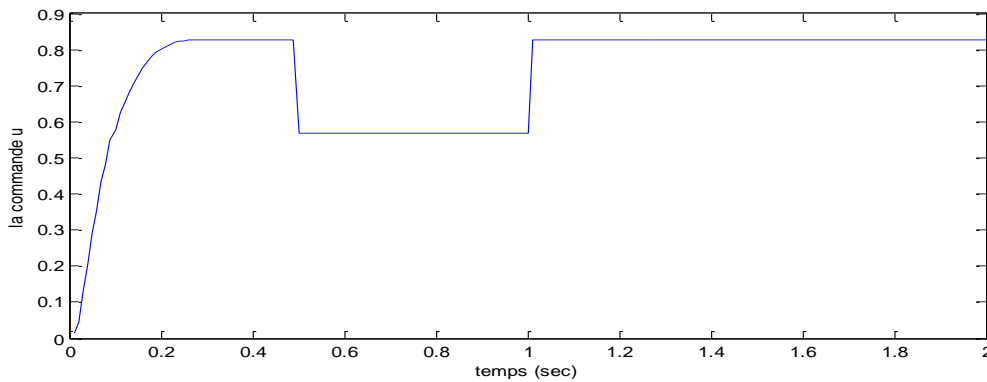


Fig.III.31 : Commande u.

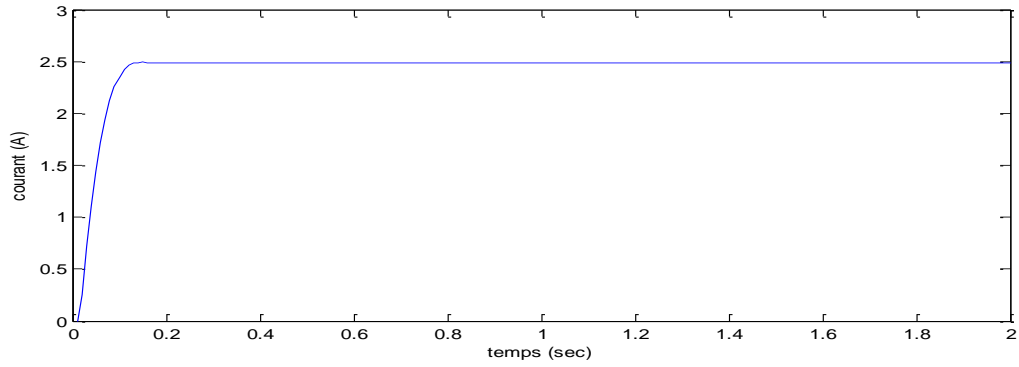


Fig.III.32 : Courant d'inductance.

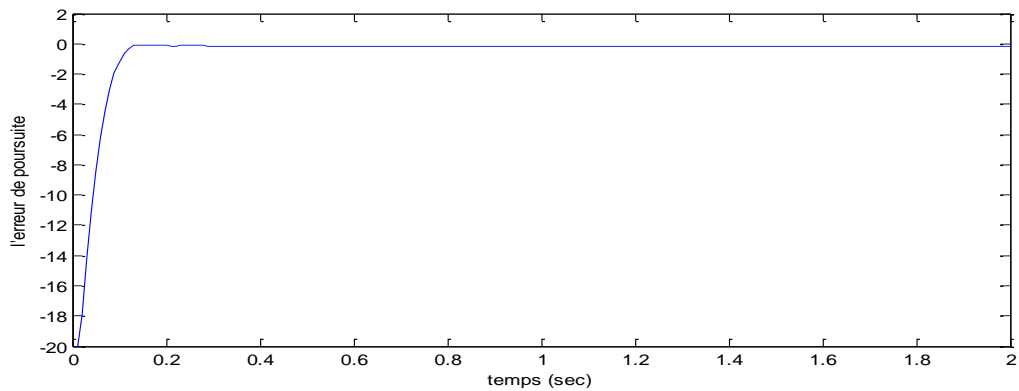


Fig.III.33 : Erreur de poursuite.

### III.5.2. 3. Cas de variation de la charge:

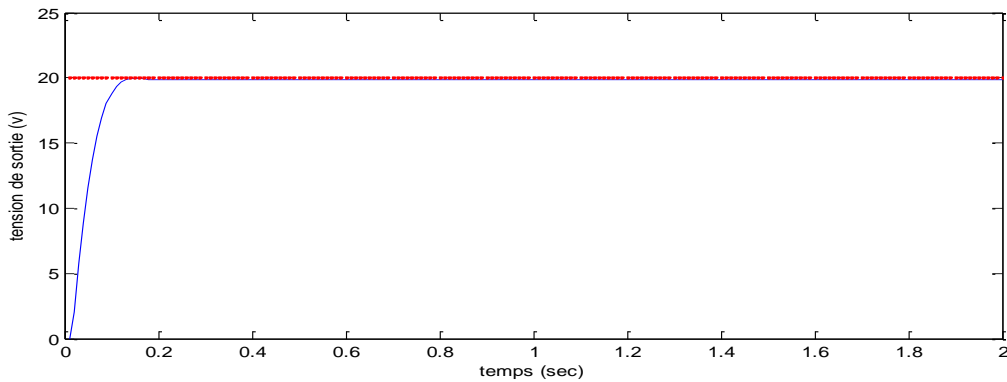


Fig.III.34 : Sortie du système et sa référence r.

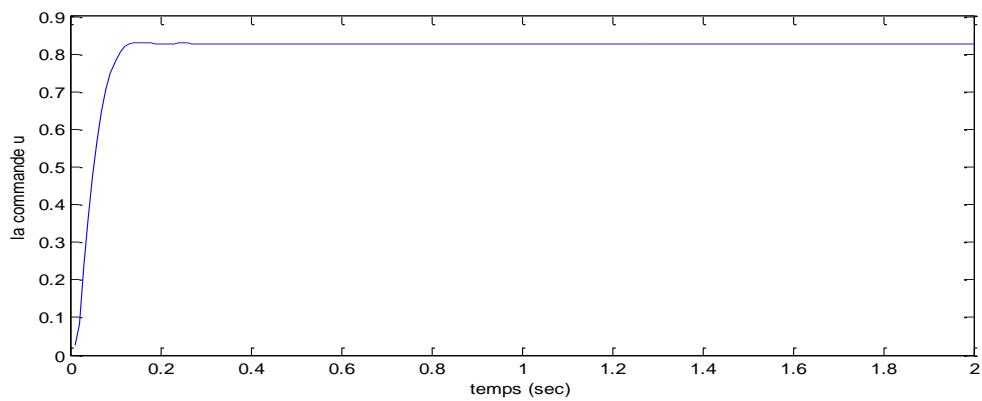


Fig.III.35 : Commande u.

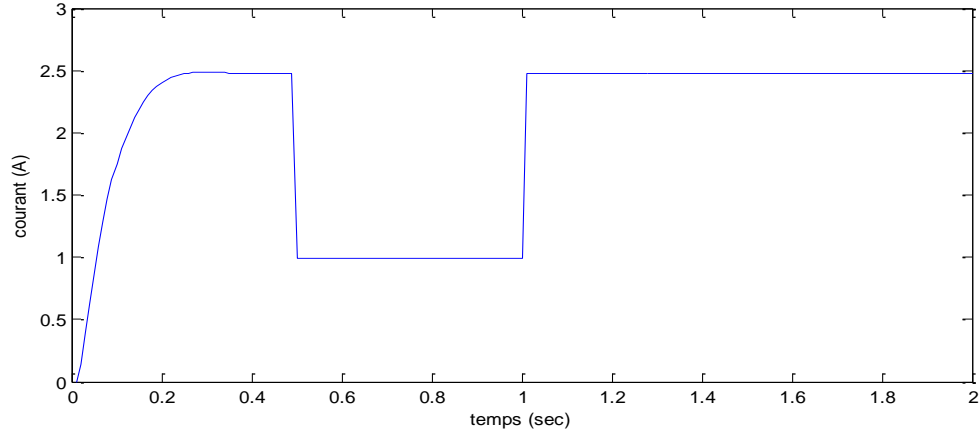


Fig.III.36 : Courant d'inductance.

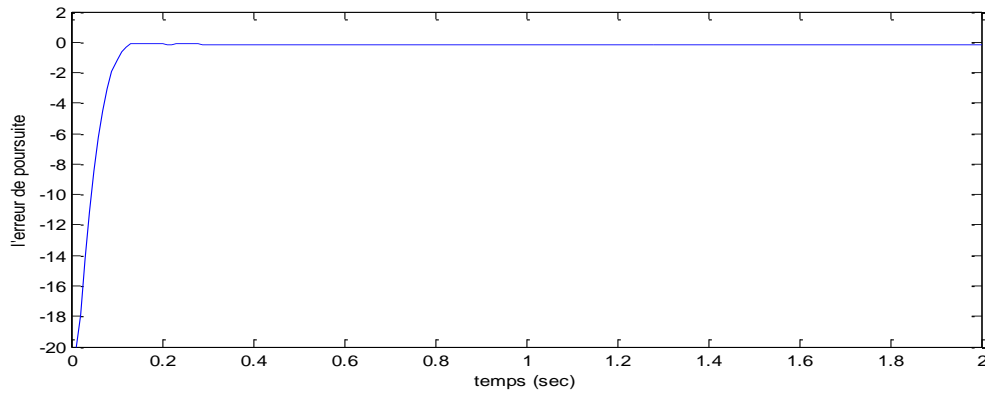


Fig.III.37 : Erreur de poursuite.

### III.6. Commande Adaptative Synergétique Terminale

#### III.6.1. Synthèse de la loi de commande

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{E}{LC}d + F \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Où  $F$  désigne l'ensemble des perturbations du système.

On suppose que  $F$  est délimitée et  $F \leq l_g, l_g > 0$ .

Commençons par la définition d'une macro variable choisie comme

$$\psi = \dot{e} + \alpha e + \beta e^p \quad (\text{III.37})$$

Avec:  $e = r - x(1)$  ;  $\dot{e} = \dot{r} - x(2)$

La commande va forcer le système d'exploitation sur le collecteur  $\psi = 0$ .

Le concepteur peut choisir les caractéristiques de cette macro-variables selon les spécifications de contrôle (par exemple, la limitation de la sortie de commande, et ainsi de suite). L'évolution dynamique désirée des macro-variables est :

$$T\dot{\psi} + \psi = 0 \quad (\text{III.38})$$

Où  $T$  est un paramètre de conception indiquant la vitesse de convergence vers le collecteur spécifié par la macro-variable.

Pour rendre le système de commande pas fondée sur les valeurs limites de perturbation, estimation adaptative de perturbation s'effectue, puis le contrôleur terminal synergétique est modifié. L'erreur d'estimation est définie comme suit

$$\tilde{F} = F - \hat{F} \quad (\text{III.39})$$

Où  $\hat{F}$  est l'estimation de  $F$ .

La définition de la fonction de Lyapunov est comme suit :

$$V = \frac{1}{2}\psi^2 + \frac{1}{2\gamma}\tilde{F}^2 \quad (\text{III.40})$$

La dérivé de cette fonction est donné par:

$$\dot{V} = \psi \left( \frac{x_1}{LC} + \frac{x_2}{RC} - \frac{E}{LC}d - \hat{F} + \ddot{r} + \alpha\dot{e} + \beta \frac{q}{p} \dot{e} e^{\frac{q}{p}-1} \right) - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} (\dot{\hat{F}} - \gamma\psi) \quad (\text{III.41})$$

Pour éliminer l'influence de l'erreur estimée amenée sur le système, la variable commandée estimée est sélectionnée comme

$$\dot{\hat{F}} = \gamma\psi \quad (\text{III.42})$$

Par conséquent La loi de commande est donné par:

$$d = \frac{LC}{V_{in}} \left( \frac{x_1}{LC} + \frac{x_2}{RC} + \frac{1}{T}\psi + \alpha\dot{e} + \beta \frac{q}{p} \dot{e} e^{\frac{q}{p}-1} - \hat{F} + w s^{\frac{m}{n}} + h s \right) \quad (\text{III.43})$$

Où  $w > 0, h > 0, m < n$ , sont des constantes impaires.

La substitution de (III.42) et (III.43) dans (III.41) conduit à :

$$\dot{V} = -\left(w\psi^{\frac{m+n}{n}} + \left(h + \frac{1}{T}\right)\psi^2\right) \leq 0 \quad (\text{III.44})$$

Donc la stabilité de Lyapunov est satisfaite.

### III.6.2. Résultats de simulation :

Les paramètres du convertisseur DC-DC sont choisis  $L = 80\mu H$ ;  $E = 24V$ ;  $R = 8\Omega$ ;  $C = 2000\mu F$

La tension désirée  $r = 20V$  [14]. L'état initial du système est  $x = [0, 0]^T$ .  $p = 5, q = 3$ . Pour tester la robustesse on applique des perturbations dans l'intervalle  $[0.025-0.035 \text{ s}]$  par exemple la variation de la tension d'entrée de  $24V$  à  $35V$ , ou la variation de la charge de  $8$  à  $20$  ohms.

#### III.6.2.1. Cas de poursuite :

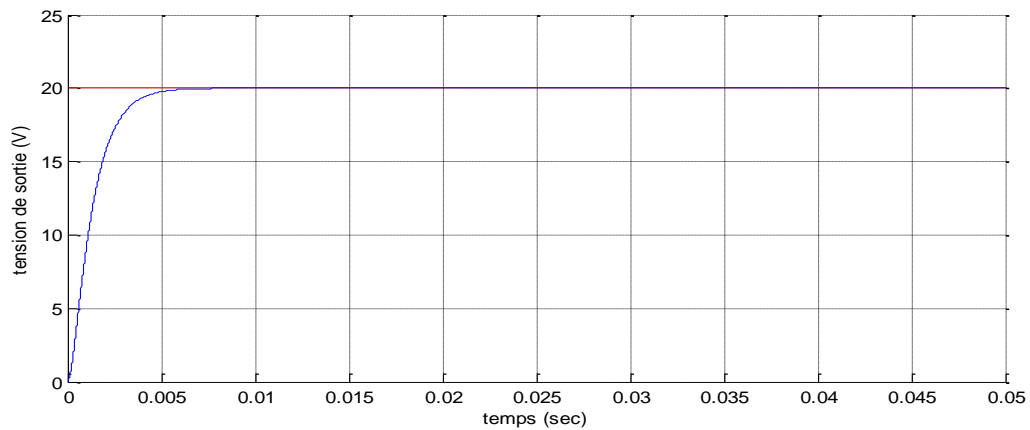


Fig.III.38 : Sortie du système et sa référence  $r$ .

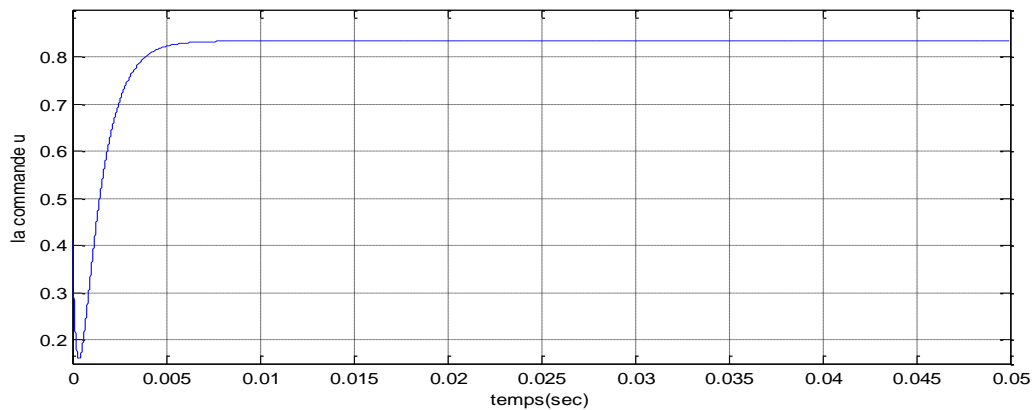
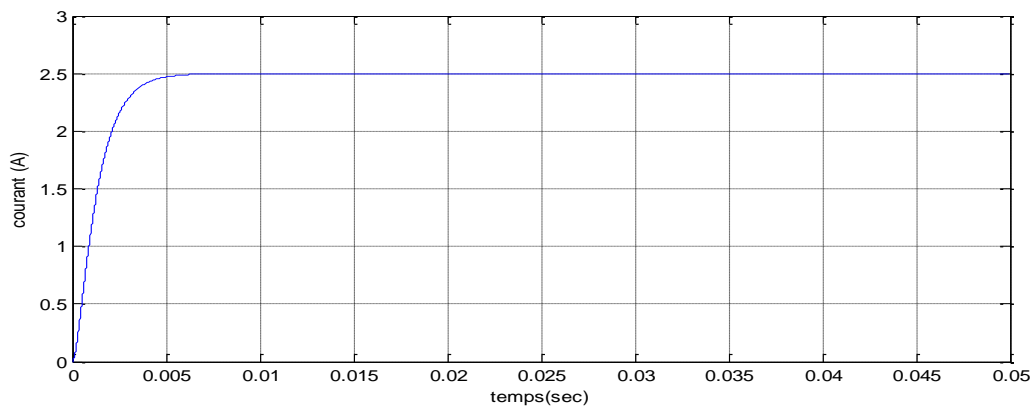
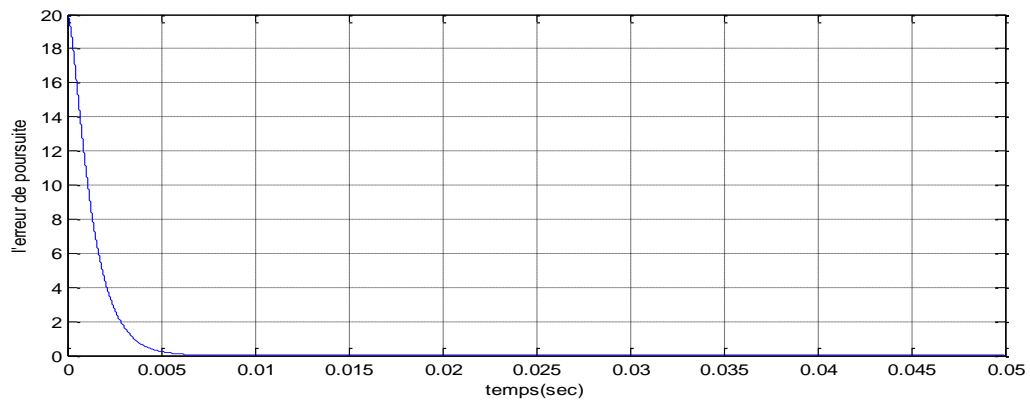
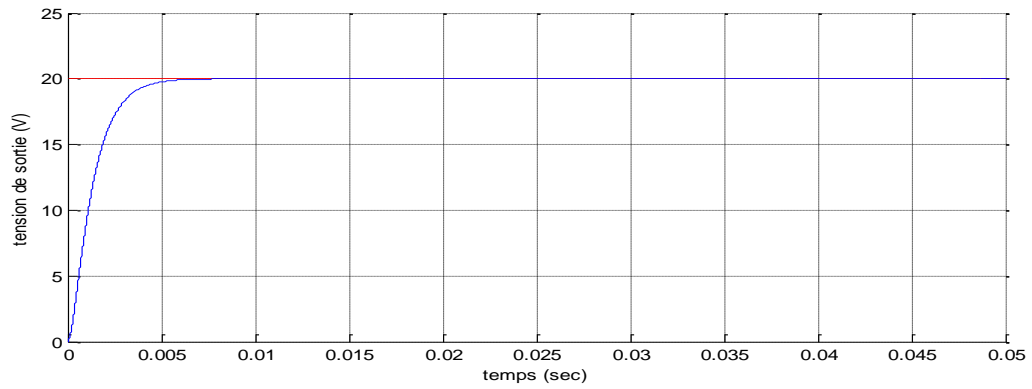
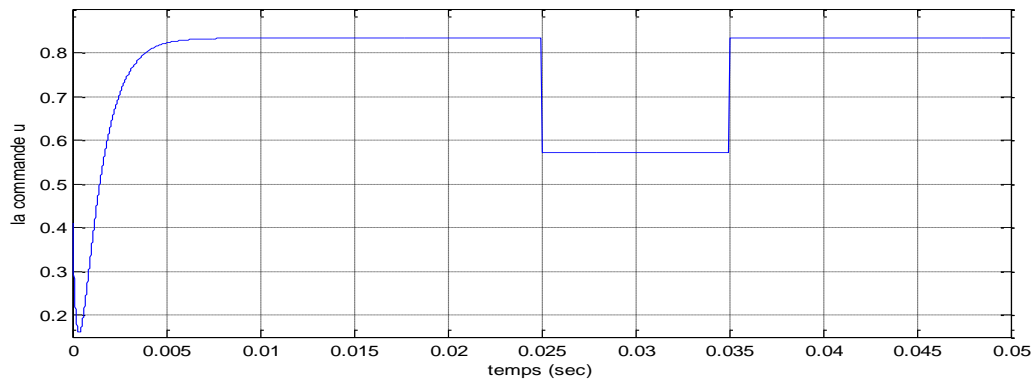
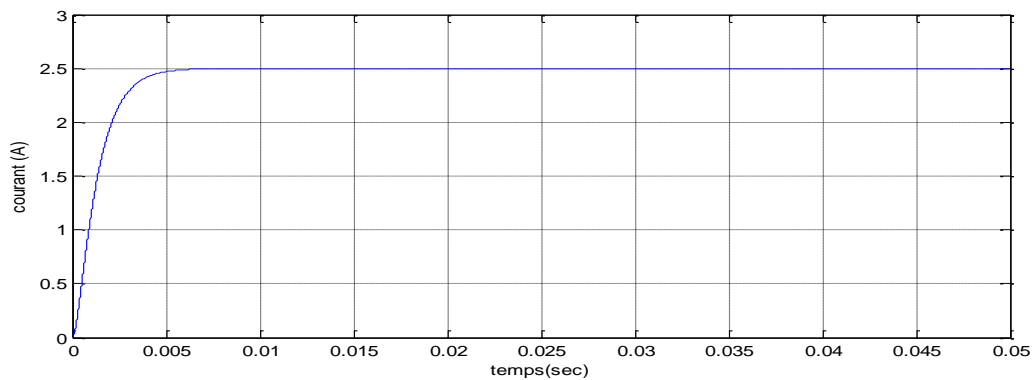


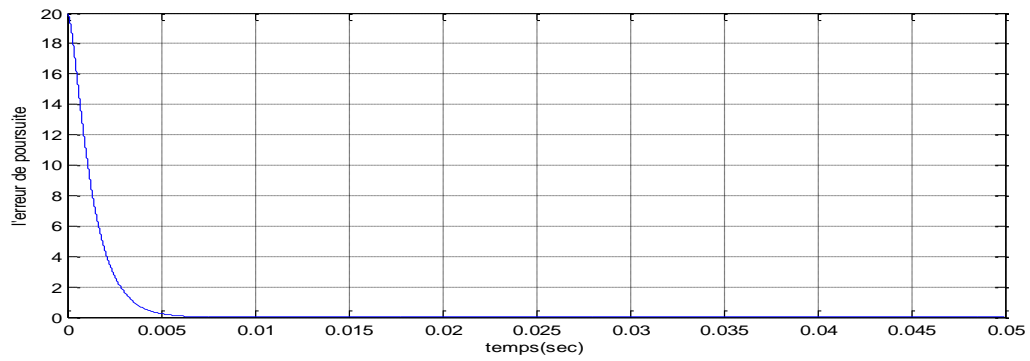
Fig.III.39 : Commande  $u$ .



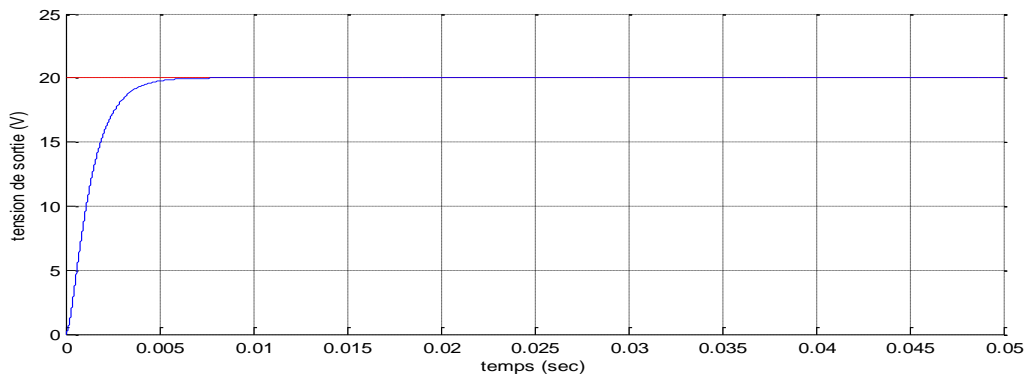
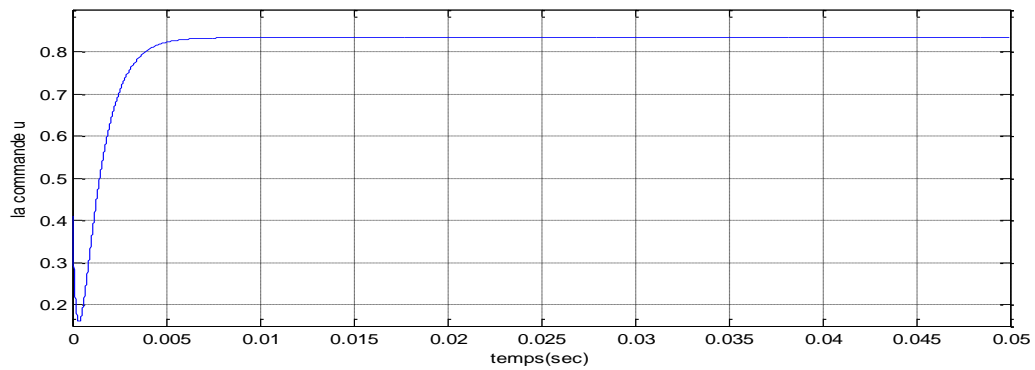
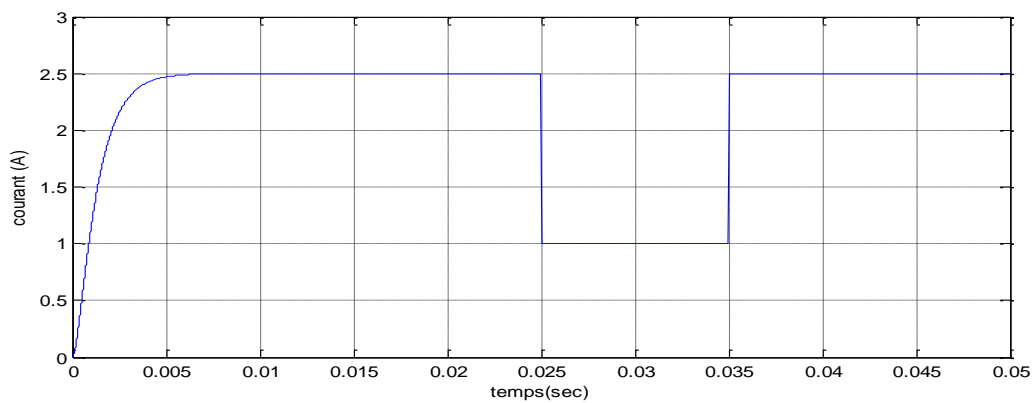
**Fig.III.40 :** Courant d'inductance.**Fig.III.41 :** Erreur de poursuite.

### III.6.2.2. Cas de variation de la tension de source

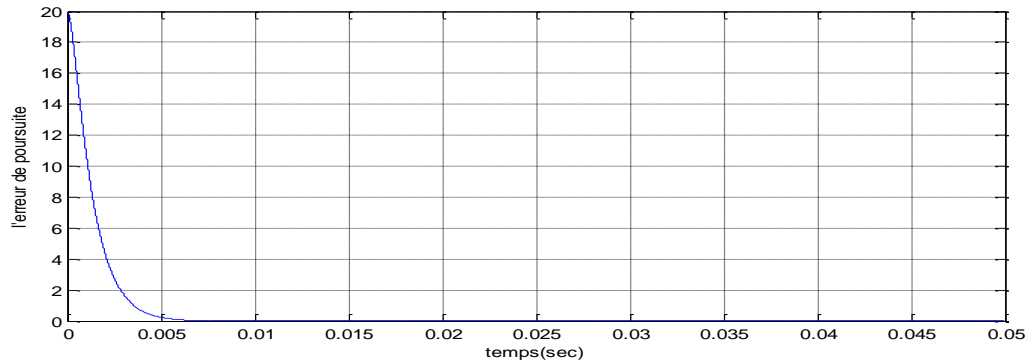
**Fig.III.42 :** Sortie du système et sa référence r.**Fig.III.43 :** Commande u.

**Fig.III.44** : Courant d'inductance.**Fig.III.45** : Erreur de poursuite.

### III.6.2.3. Cas de variation de la charge:

**Fig.III.46** : Sortie du système et sa référence r.**Fig.III.47** : Commande u.**Fig.III.48** : Courant d'inductance.



**Fig.III.49** : Erreur de poursuite.

### III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on constate que les commandes forcent le système à suivre le signal de référence, cette poursuite s'effectue en minimisant l'erreur d'approximation d'une part, et en assurant la stabilité du système d'autre part. Il est clair que la poursuite (vitesse de convergence) par la commande de mode glissant terminal (TSM) et la commande synergétique terminale est plus rapide que dans le cas des commandes conventionnelles. Les résultats de simulation des commandes adaptative de mode glissant terminal et adaptative synergétique terminale montrent une bonne performance en poursuite.

## IV.1 .Introduction

En engineering plusieurs problèmes nécessitent l'utilisation des méthodes d'optimisation pour s'approcher ou avoir la solution optimale. Les méthodes déterministes semblent avoir rempli ce besoin, mais le problème des optimums locaux constitue un véritable piège pour accéder à l'optimum global. D'où, l'utilisation des méthodes stochastiques dites métaheuristiques qui, en général, évitent ce problème et ayant une grande capacité de trouver l'optimum global [11]. Parmi ces techniques, celles basées sur l'intelligence collective, inspirées de la nature, les plus répandus sont à savoir : les algorithmes de colonies de fourmis (ACO), les algorithmes génétiques (AGs) et plus particulièrement l'optimisation par essaim de particules soit en anglais (Particle Swarm Optimization) (PSO).

Ce chapitre, présentera brièvement le principe de fonctionnement les PSO et comme exemple d'application on applique cette méthode pour optimiser les gains de les commandes adaptative de mode glissant terminal et adaptative synergétique terminale du convertisseur DC-DC Buck.

## IV.2. Intelligence collective

La capacité des insectes sociaux à réaliser des tâches hautement complexes a inspiré les chercheurs à donner lieu au concept d'intelligence collective articulé autour des mécanismes d'auto-organisation. L'intelligence d'essaim (Swarm intelligence) est le terme utilisé pour désigner les systèmes d'intelligence artificielle, où le comportement collectif de simples agents est bien apparent. Cette expression a été introduite par Berni et Wang en 1989 dans le contexte des systèmes robotisés cellulaires.

Cette capacité de passer du comportement individuels simples à des comportements collectifs complexes et efficaces est appelée "intelligence en essaim" (swarm intelligence) ou «intelligence collective » dans le domaine de l'intelligence artificielle.

## IV.3. Définitions de base

Avant d'entamer les concepts de base de l'optimisation d'essaim de particules, il est préférable de donner un bref aperçu sur l'optimisation en notant que les définitions présentées sont liées à un problème de minimisation.

### IV.3.1. Définition de l'optimisation

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (de l'optimum) d'une fonction donnée. On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation

pour lesquelles les variables de la fonction à optimiser sont contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes.

### IV.3.2. Fonction Objective

C'est le nom donné à la fonction  $f$  (on l'appelle aussi fonction de coût ou critère d'optimisation). C'est cette fonction que l'algorithme d'optimisation va devoir optimiser (trouver un optimum).

### IV.3.3. Variables de décision

Elles sont regroupées dans le vecteur  $\vec{x}$ . C'est en faisant varier ce vecteur que l'on recherche un optimum de la fonction  $f$ .

### IV.3.4 Formulation d'un problème d'optimisation

Un problème d'optimisation est présenté sous la forme suivante :

$$\text{Minimiser } f(\vec{x}) \quad (\text{fonction à optimiser}) \quad (\text{IV.1})$$

$$\text{Sujet de : } \vec{g}(\vec{x}) \leq 0 \quad (m \text{ contraintes d'inégalité}) \quad (\text{IV.2})$$

$$\vec{h}(\vec{x}) = 0 \quad (p \text{ contraintes d'égalité}) \quad (\text{IV.3})$$

Avec  $\vec{x} \in R^n, \vec{g}(\vec{x}) \in R^m, \vec{h}(\vec{x}) \in R^p$

Les vecteurs  $\vec{g}(\vec{x})$  et  $\vec{h}(\vec{x})$  représentent respectivement  $m$  contraintes d'inégalité et  $p$  contraintes d'égalité.

### IV.3.5 Minimum global

On a la fonction  $f : \Omega \subseteq R^n \rightarrow R$ , tel que  $\Omega \neq \emptyset$ . Pour  $x^* \in \Omega$ , on dit que  $x^*$  est un optimum global si et seulement si :

$$\forall x \in \Omega : f(x^*) \leq f(x) \quad (\text{IV.4})$$

Tel que :

$x^*$  : L'optimum global.

$f$  : La fonction objective.

$\Omega$  : La région faisable ( $\Omega \in s$ ).

$s$  : L'espace de recherche global.

Le minimum global est illustré par le point M3 dans la Figure (IV.1).

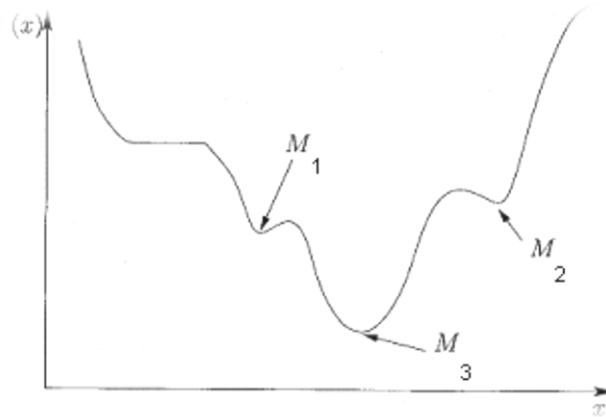
### IV.3.6 Minimum local

Un point  $x^*$  est un minimum local de la fonction  $f$  si et seulement si :

$$f(x^*) \leq f(x), \forall x \in V(x^*) \text{ et } x^* \neq x \quad (\text{IV.5})$$

D'où  $V(x^*)$  définit un voisinage de  $x^*$ .

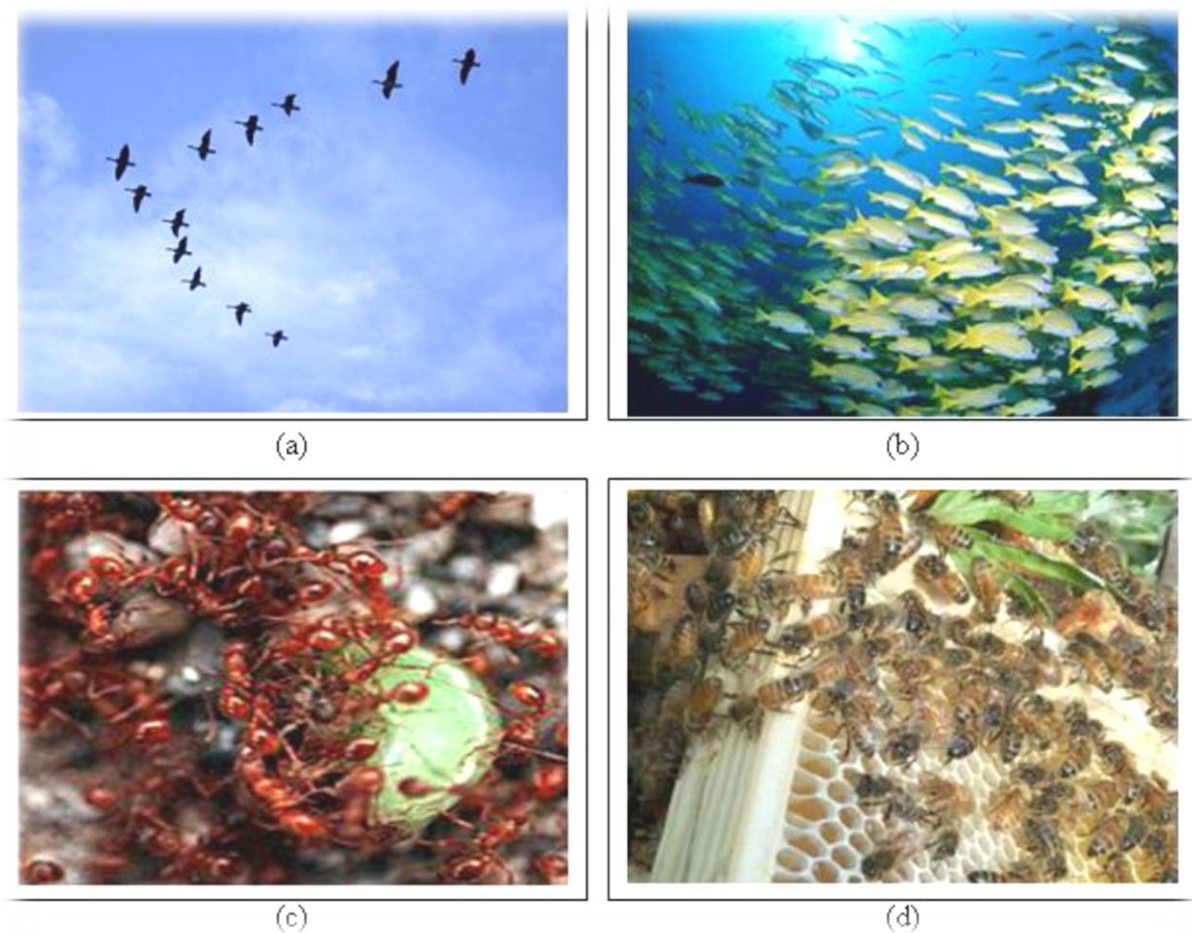
Deux minimums locaux sont illustrés dans la figure (IV.1) sont les points  $M_1$  et  $M_2$ .



**Fig. .IV.1 :** Illustration des différents minima d'une fonction objective.

### IV.4. Introduction à l'optimisation par l'essaim particulaire:

L'optimisation d'essaim de particules (PSO) est relativement un nouvel algorithme de l'érudition computationnelle, introduit en premier par James Kennedy et Russell Eberhart en 1995. Elle porte quelque ressemblance avec la computation évolutionnaire, inspiré par le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons figure (IV.2) [11].



**Fig.IV.2** : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.

Depuis son apparition, PSO a gagné la popularité croissante parmi les chercheurs et les praticiens comme une technique robuste et efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles.

L'objectif de PSO est trouver l'optimum global de quelque multidimensionnelle (habituellement non linéaire) fonction et avoir les particules converger sur l'optimum de la fonction, beaucoup comme un essaim d'oiseaux convergeant vers sa destination. L'algorithme a prouvé son efficacité à résoudre beaucoup de problèmes d'optimisation.

Les particules sont distribuées initialement aléatoirement à travers l'espace de recherche et sont dotées d'une vélocité initiale. Chaque particule se tient au courant de son emplacement et aptitude (la valeur de la fonction qui est optimisée), aussi bien que la meilleure place (et aptitude correspondante) elle a rencontré si loin dans son vol.

Avec le temps, la vélocité de chaque particule est ajustée afin qu'elle se déplace vers sa propre meilleure place et la meilleure place trouvée par une autre particule dans son voisinage.

Le voisinage d'une particule est le sous-ensemble de particules dans l'essaim avec lequel elle a un lien direct. Ce réseau de rapports entre toutes les particules est connu comme la sociométrie, ou topologie de l'essaim.

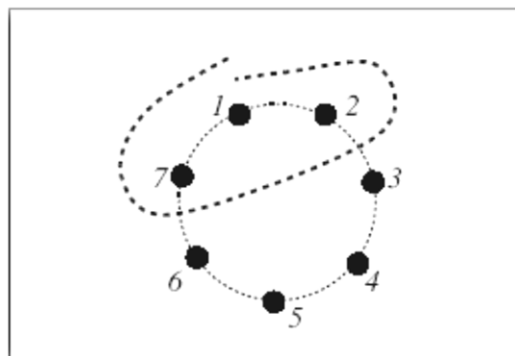
L'algorithme PSO s'arrête quand un critère est satisfait. Il donne souvent de meilleurs résultats d'une manière plus rapide, comparé à d'autres méthodes. Une autre raison pour laquelle PSO est attrayant c'est qu'il y a peu de paramètres à ajuster.

PSO a été appliquée avec succès dans de nombreux domaines: la fonction d'optimisation, la formation de réseaux de neurones artificiels, les contrôleurs flous, et d'autres zones où les algorithmes évolutionnaires peuvent être appliqués.

#### IV.4.1 Principes de base du PSO

Dans le PSO, chaque individu de la population est une particule, tandis que la population est connue sous le nom d'essaim. Il faut noter, que la particule peut bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation. Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles très simples comme "rester proche des autres individus", "aller dans la même direction", "aller à la même vitesse" suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier.

L'espace de recherche est défini comme «voisinage», différentes topologies sont considérées: Topologie en (étoile, rayon, circulaire, ..), le plus utilisé est le circulaire tel que schématisé sur la figure (IV.3) [11].



**Fig.IV.3** : Cercle virtuel pour un swarm de sept particules.

Le groupe d'information de taille trois de la particule 1 est composé des particules 1, 2 et 7.

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

\*Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).

\* Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance.

\* A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse.

Pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure position actuelle.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche.

Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres.

#### IV.4.2 Formulation mathématique de PSO

Considérons une population composée de  $K$  particules.

Les équations formalisant le mouvement des particules sont données par [15] :

$$v_i(t+1) = w.v_i(t) + \varphi_1.r_1(t).(P_{bi}(t) - x_i(t)) + \varphi_2.r_2(t).(P_g(t) - x_i(t)) \quad (IV.6)$$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t+1) \quad (IV.7)$$

Chaque particule  $P_i(i=1,2,...,K)$  dans l'essaim est caractérisé par :

1) Sa position courante  $x_i(t) \in \mathfrak{R}^d$  qui réfère à une solution candidate pour le problème d'optimisation considéré à l'itération  $t$ ;

2) Sa vitesse  $v_i(t) \in \mathfrak{R}^d$

3) La meilleure position  $P_{bi}(t) \in \mathfrak{R}^d$  identifie durant sa trajectoire antécédente. Soit

$P_g(t) \in \mathfrak{R}^d$  La meilleure position globale identifiée dans le processus de recherche pour toutes les particules dans le swarm. La position optimal est mesurée avec une fonction dit *fitness* définit suivant le problème d'optimisation. Durant l'optimisation, les particules se déplacent suivant les équations (IV.6) et (IV.7).

4)  $r_1(\cdot)$  et  $r_2(\cdot)$  sont des variables aléatoires générés d'une distribution uniforme dans l'intervalle  $[0, 1]$  afin de fournir un poids stochastique aux différentes composantes participant dans la définition de la vitesse de la particule.

5)  $\varphi_1$  et  $\varphi_2$  sont deux constantes d'accélération régulant les vitesses relatives par rapport aux meilleurs positions locales et globales. Ces paramètres sont considérés comme des facteurs d'échelle utilisés pour déterminer les mouvements relatifs de la meilleure position de la particule ainsi que de la meilleure position globale. Ce sont des facteurs qui déterminent le degré d'influence des positions passées de la particule elle mêmes et celles des autres particules dans le swarm.

6) L'inertie  $w$  est utilisée comme un compromis entre l'exploration locale et globale du swarm. Des valeurs élevées de ce paramètre permettent une bonne exploration globale, tandis que pour des valeurs minimales une recherche fine est réalisée.

L'équation (IV.6) permet le calcul de la vitesse à l'itération  $t+1$  pour chaque particule en combinant linéairement la position et la vitesse (à l'itération  $t$ ) et les distances qui séparent la position courante de la particule de son antécédente meilleure position et la meilleure position globale, respectivement. La mise à jour de la position de la particule est réalisée à travers l'équation (IV.7). Les équations (IV.6) et (IV.7) sont itérées jusqu'à ce que la convergence soit atteinte.

La Figure (IV.4) présente un schéma de principe résumant les explications ci-dessus.



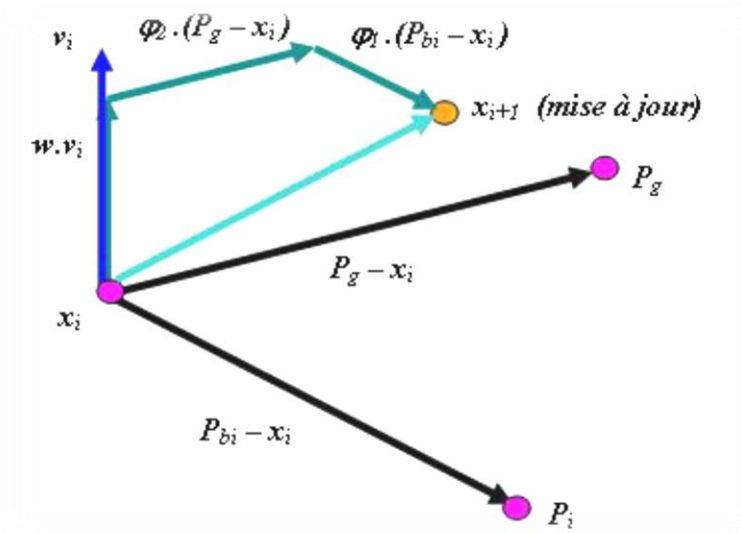


Fig.IV.4 : Schéma vectoriel du déplacement d'une particule [24]

### IV.4.3. Configuration de la méthode

#### IV.4.3.1. Nombre de particules

La quantité de particules allouées à la résolution du problème dépend essentiellement de deux paramètres:

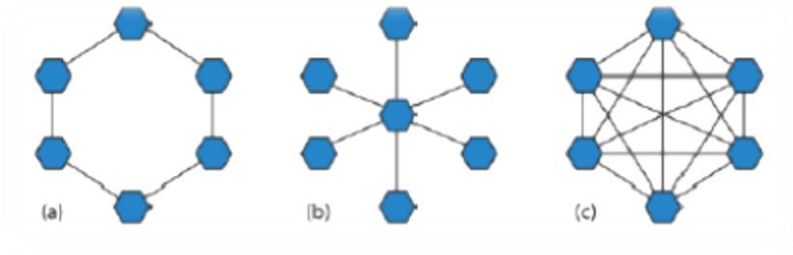
La taille de l'espace de recherche et le rapport entre les capacités de calcul de la machine et le temps maximum de recherche. Il n'y a pas de règle pour déterminer ce paramètre, faire de nombreux essais permet de se doter de l'expérience nécessaire à l'appréhension de ce paramètre.

#### IV.4.3.2. Topologie du voisinage

La topologie du voisinage défini avec qui chacune des particules va pouvoir communiquer.

Il existe de nombreuses combinaisons dont les suivantes sont les plus utilisées:

- a) topologie en étoile : chaque particule est reliée à toutes les autres. L'optimum du voisinage est l'optimum global.
- b) topologie en anneau : chaque particule est reliée à n particules (en général,  $n = 3$ ) c'est la topologie la plus utilisée.
- c) topologie en rayon : les particules ne communiquent qu'avec une seule particule centrale.



**Fig.IV.5** : (a) anneau (avec  $n=2$ ), (b) rayon, (c) étoile

#### IV.4.3.3. Coefficients de confiance

Les variables de confiance pondèrent les tendances de la particule à vouloir suivre son conservation ou son panurgisme. Les variables aléatoires  $\rho$  suivantes :

$$\begin{cases} \rho_1 = r_1 \cdot \varphi_1 \\ \rho_2 = r_2 \cdot \varphi_2 \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Où  $r_1$  et  $r_2$  suivent une loi uniforme sur  $[0:1]$  et  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  sont des constantes positives déterminées de façon empirique et suivant la relation  $\varphi_1 + \varphi_2 \leq 4$ .

#### IV.4.3.4. Vitesse maximale et coefficient de constriction:

Afin d'éviter que les particules ne se déplacent pas trop rapidement dans l'espace de recherche, passant éventuellement à côté de l'optimum, il peut être nécessaire de fixer une vitesse maximale ( $V_{max}$ ) pour améliorer la convergence de l'algorithme.

Cependant, on peut s'en passer si on utilise un coefficient de constriction  $k$  ; et qui permet de resserrer l'hyper-espace de recherche.

L'équation de la vitesse devient alors:

$$K = 1 - \frac{\sqrt{\rho^2 - 4\rho}}{2} \quad (\text{IV.9})$$

Avec  $\rho = \rho_1 + \rho_2 > 4$ .

$$v_i(t+1) = K \cdot v_i(t) + \varphi_1 \cdot r_1(t) \cdot (P_{bi}(t) - x_i(t)) + \varphi_2 \cdot r_2(t) \cdot (P_g(t) - x_i(t)) \quad (\text{IV.10})$$

Les études dans [11] indiquent que l'utilisation d'un coefficient de constriction donne généralement un meilleur taux de convergence sans avoir à fixer de vitesse maximale.

Cependant, dans certains cas, le coefficient de constriction seul ne permet pas la convergence vers la solution optimale pour un nombre d'itérations donné.

En plus du coefficient de constriction, ce qui, permet d'améliorer les performances globales de l'algorithme.

#### IV.4.3.5. Facteur d'inertie:

Le facteur d'inertie  $w$  introduit par [11] permet de définir la capacité d'exploration de chaque particule en vue d'améliorer la convergence de la méthode.

\* Une grande valeur de ( $w > 1$ ) est synonyme d'une grande amplitude de mouvement et donc, in fine, d'exploration globale.

\* Une faible valeur de ( $w < 1$ ) est synonyme de faible amplitude de mouvement et donc, d'exploration locale.

Fixer ce facteur, revient donc à trouver un compromis entre l'exploration locale et l'exploration globale.

Le calcul de la vitesse est alors défini par:

$$v_i(t+1) = w.v_i(t) + \varphi_1.r_1(t).(P_{bi}(t) - x_i(t)) + \varphi_2.r_2(t).(P_g(t) - x_i(t))$$

La taille du facteur d'inertie influence directement la taille de l'hyper-espace exploré et aucune valeur de  $w$  ne peut garantir la convergence vers la solution optimale.

Les études menées par [11] indiquent une meilleure convergence pour:  $w \in [0.8:1.2]$

#### IV.4.3.6. Initialisation de l'essaim:

La position des particules ainsi que leur vitesse initiale doivent être initialisés aléatoirement selon une loi uniforme sur  $[0..1]$ .

#### IV.4.3.7. Critères d'arrêt:

La convergence vers la solution optimale globale n'est pas garantie dans tous les cas de figure même si les expériences dénotent la grande performance de la méthode.

De ce fait, il est fortement conseillé de doter l'algorithme d'une porte de sortie en définissant un nombre maximum d'itération.

L'algorithme doit alors s'exécuter tant que l'un des critères de convergence suivant n'a pas été atteint:

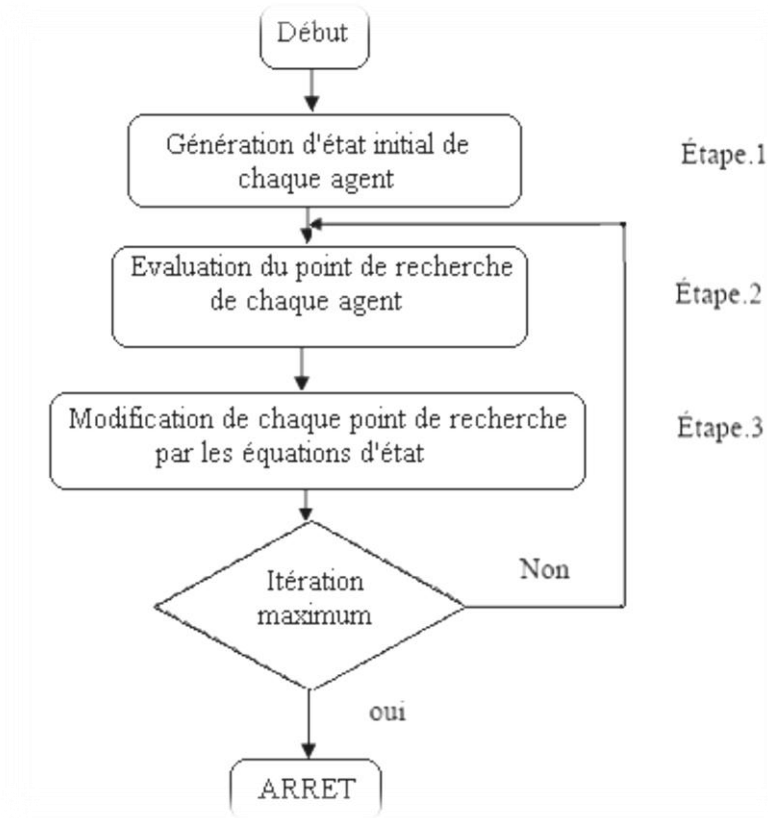
\* un nombre maximum d'itération a été atteint.

\* la variation de la vitesse est proche de 0.

\* le fitness de la solution est suffisant.

#### IV.4.4. Organigramme de principe de la PSO

Schéma de principe de l'algorithme est donné par la figure suivante :



**Fig.IV. 6:** Organigramme général d'un algorithme OEP.

##### Etape 1 : Génération d'état initial de chaque agent

Les points de recherche initiaux, position et vitesse de chaque agent sont produits aléatoirement. Pour chaque agent le point de recherche courant est placé à pbest.

##### Etape 2 : Evaluation du point de recherche de chaque agent

Les points de recherche courants sont évalués au moyen de la fonction objective relative au système d'étude. Si la valeur d'un agent est meilleure que son pbest courant, pbest prend cette nouvelle valeur. Si la meilleure valeur de pbest est meilleure que gbest courant,

gbest est remplacé par cette meilleure valeur et l'agent qui correspond à cette meilleure valeur est ainsi stocké.

##### Etape 3 : Modification du point de recherche.

La modification du point de recherche se fait en moyennant les équations (IV.6) et (IV.7).

Etape 4 : Critère d'arrêt.

La procédure de recherche est arrêtée lorsque le nombre courant d'itération devient égal à la valeur maximale d'itérations préalablement déterminée. Dans ce cas de figure, la dernière valeur *gbest* peut être considérée comme solution. Dans l'autre cas, la recherche continue en revenant à l'étape 2.

L'optimisation par essaim de particules peut être présentée par les points suivants :

- \* La méthode OEP peut essentiellement manipuler le problème d'optimisation continu.
- \* L'OEP utilise plusieurs points de recherche comme le fait l'algorithme génétique (GA) qui convergent graduellement vers le point optimal en utilisant les valeurs *pbest* et *gbest*.
- \* La méthode OEP utilise La diversification et l'intensification pour une recherche efficace.
- \* L'OEP présente un avantage certain sur les méthodes classiques dans le sens où elle permet une exploration aléatoire de l'espace des solutions. De plus, elle est simple à mettre en œuvre et son exécution conduit à l'obtention de très bons résultats, rapidement et efficacement avec peu de paramètres à ajuster.

**IV.5. Critères d'évaluation de performances :**

La quantification de la performance du système est obtenue grâce à un indice de performance. les performances choisi dépend du processus en cours d'examen est choisi de telle sorte qu'on insiste sur les aspects spécifiques de la performance du système. Les indices de performances préférés en ingénierie de commande incluent l'intégrale de l'erreur carrée (ISE) indice (IV.11), Intégral de temps multiplié par l'erreur carrée (ITSE) indice (IV.12), l'intégrale de l'erreur absolue (IAE) indice (IV.13) et l'intégrale de temps multiplié par l'erreur absolue (ITAE) indice (IV.14).

L'indice ISE:

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (IV.11)$$

les caractéristiques de cet indice de performance est qu'il pénalise lourdement les grandes erreurs et légèrement les petites erreurs. Un système conçu par ce critère tend à montrer une diminution rapide pour une grande erreur initiale. D'où la réponse est rapide et oscillatoire menant à un système qui a une mauvaise stabilité relative.

L'indice ITSE:

$$ITSE = \int_0^{\infty} t.e^2(t)dt \quad (IV.12)$$

Ce critère met peu l'accent sur les erreurs initiales et pénalise fortement les erreurs se produisant vers la fin de la réponse transitoire à une entrée échelon.

L'indice IAE:

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (IV.13)$$

Les systèmes basés sur cet indice pénalisent l'erreur de commande.

L'indice ITAE:

$$ITAE = \int_0^{\infty} t.|e(t)| dt \quad (IV.14)$$

Un système est conçu en utilisant ce critère ait des petits dépassements et oscillations amorties bien. Toute grande erreur initiale à un échelon-réponse est pénalisé légèrement tandis que des erreurs se produisent plus tard dans la réponse sont pénalisés lourdement. L'indice de performance ITAE est utilisé dans cette étude.

#### IV.6. Optimisation des paramètres du ATSMC et ATSY par la technique PSO

L'implémentation des PSO a été effectuée en se référant à l'organigramme suscité.

Mais avant tout, on donne quelques explications aux symboles utilisés :

$P_{bi}$  : représente la  $i^{ème}$  meilleure solution (position) de la particule i.

$P_g$  : représente la meilleure solution (position) globale du groupe.

$X_i$  : représente la solution (position) de la  $i^{ème}$  particule.

$V_i$  : représente la vitesse (vitesse) de la  $i^{ème}$  particule.

$f$ : la fonction fitness à optimiser.

$\phi_1, \phi_2$  : sont des pondérations choisies généralement égales à 2.

$r_1, r_2$  : sont deux variables aléatoires uniformément distribuées.

$w$  : représente l'inertie est fixée à 0.8.

\*Il est à noter que chaque particule contient un nombre de composantes, pour notre exemple chaque particule contient deux composantes (coefficients des commandes) à savoir  $(\alpha(p/q), \beta(m/n))$

#### IV.7.Résultats de Simulation :

Les paramètres du convertisseur DC-DC sont choisis  $L = 80\mu H; E = 24V; R = 8\Omega; C = 2000\mu F$  [14]. La tension désirée  $r = 20v$ . L'état initial du système est  $x = [0, 0]^T$ .  $p = 5, q = 3$ , nombre d'itérations  $n=20$ , nombre d'itérations=10.

##### IV.7.1.Résultat de simulation de la Commande ATSMC Optimisé par la technique PSO

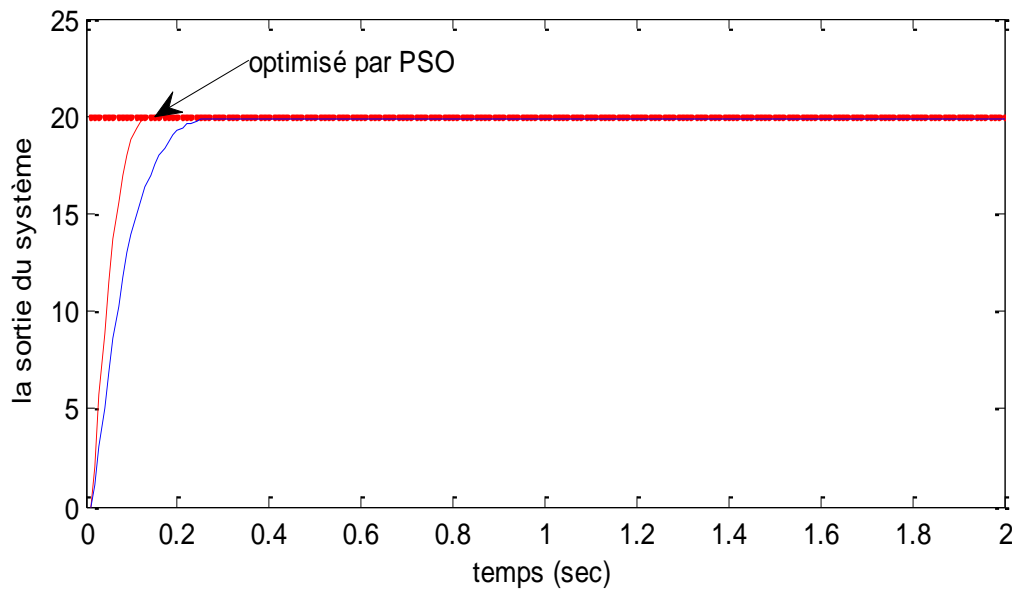


Fig.IV.7 : Sortie du système optimisée par PSO.

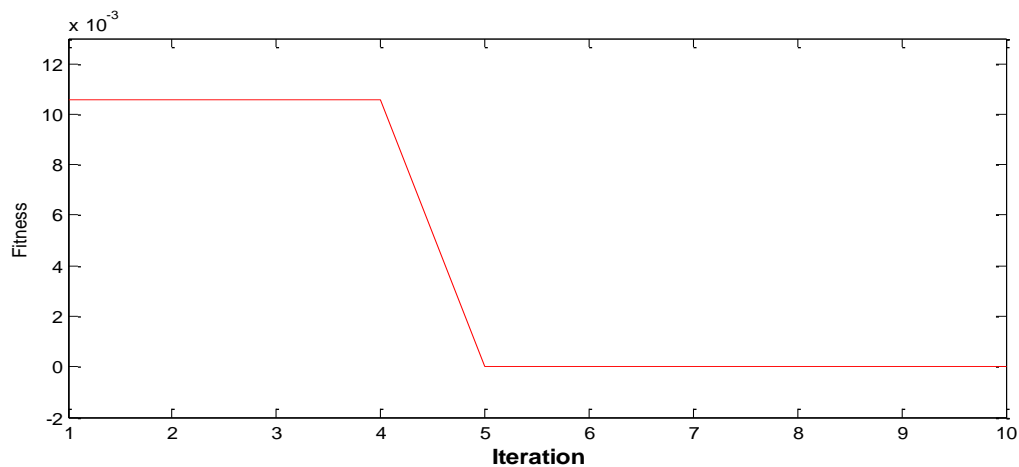
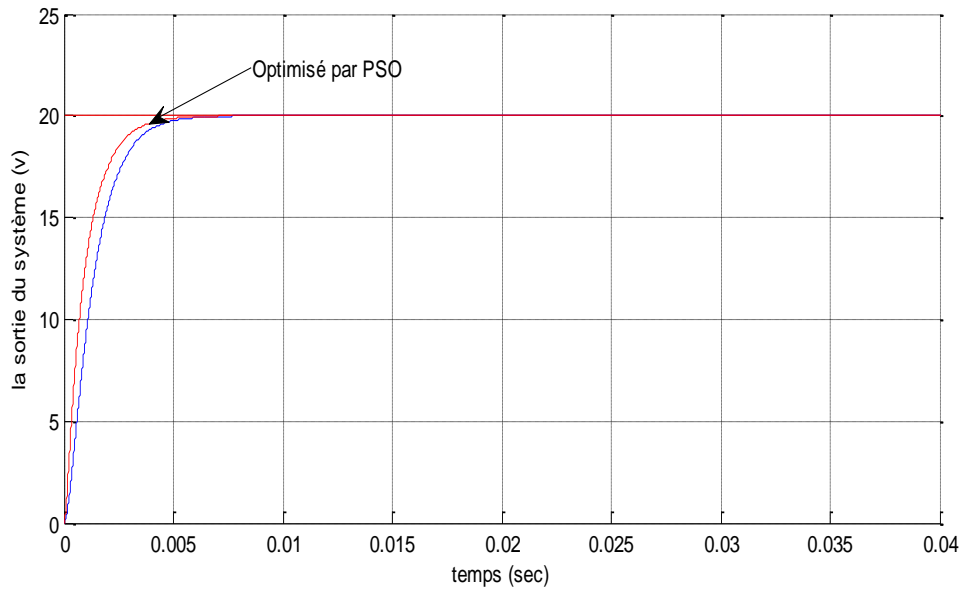
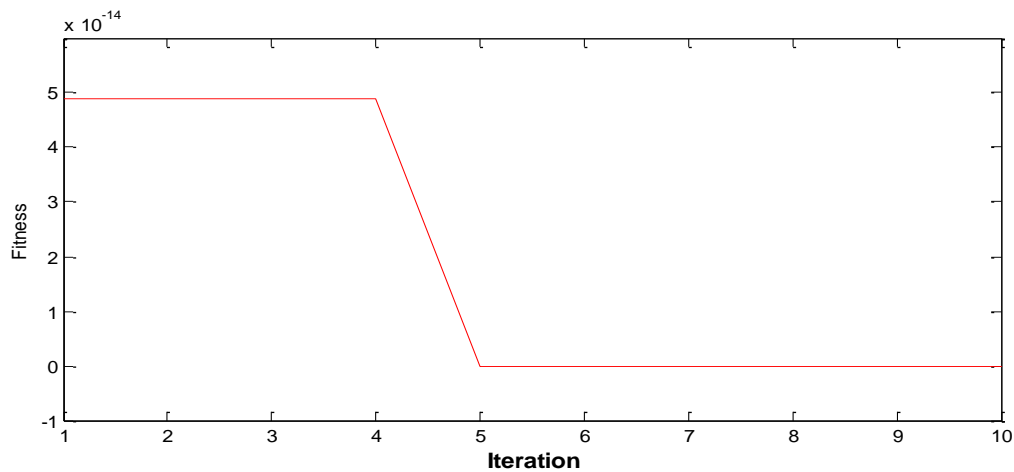


Fig.IV.8 : Fonction objective (fitness) ITAE.

### IV.7.2. Résultats de simulation de la commande ATSY optimisée par PSO



**Fig.IV.9 :** Sortie du système optimisée par PSO.



**Fig.IV.10 :** Fonction objective (fitness) ITAE.

Les figures (IV.7), (IV.9) présentent les résultats de simulation pour le convertisseur DC-DC « Buck » contrôlé par les commandes : adaptative de mode glissant terminal et adaptative synergétique terminale avec l'utilisation de la technique PSO.

D'après ces figures, on remarque qu'il y'a une différence notable entre les résultats obtenus avant et après l'utilisation la technique PSO. Il apparaît clairement que l'optimisation par essaim de particules présente de meilleures performances tant pour la technique ATSMC que la technique ATSY.



#### IV.8. Optimisation par essaim des particules modifiée (MPSO) :

Les équations régissant l'approche PSO contient trois paramètres.  $\varphi_1$  et  $\varphi_2$  sont appelés constantes d'accélération cognitives et sociales, pour aider à guider les particules vers le gbest. Ces constantes sont égales et peuvent prendre des valeurs de 0 à 2, mais les études ont montré que leurs valeurs fixées à 2 donnent les meilleurs résultats.

Le troisième paramètre est  $w$  appelé facteur d'inertie, en général choisi est linéairement décroissant de  $w_{\max} = 0,9$  à  $w_{\min} = 0,4$ . Pour la conception modifiée  $w$  est calculé en utilisant l'équation (IV.15) pour différentes itérations (i).

$$w = w_{\max} - \frac{(w_{\max} - w_{\min})i}{\text{Max.no.iterations}} \quad (\text{IV.15})$$

De plus le facteur d'inertie ( $w$ ) contrôle l'influence de la vitesse sur la nouvelle vitesse. Une grande masse d'inertie oblige une grande exploration à travers l'espace de recherche; une plus faible masse d'inertie provoque une exploration réduite. L'utilisation de l'équation (IV.15) pour mettre à jour  $w$  conduit à l'exploration suffisante de l'espace de recherche, de trouver ainsi la solution optimale globale.

Le terme  $v_i$  est limité à la plage de  $\pm v_{\max}$ . Si la vitesse ne respecte pas cette limite, il sera mis à sa limite appropriée. En plus de cette vitesse maximale est également limitée en utilisant la fonction Signum.

Comme la mise à jour de la vitesse conduit à l'accélération de particules. Plus l'accélération, plus lisse est la trajectoire de la particule. Cependant, une trop petite accélération peut conduire à une lente convergence, alors que trop grande accélération entraîne les particules vers l'infini.[13].

Dans le même principe de l'optimisation par l'essaim des particules, il est à noter que chaque particule contient un nombre de composantes (coefficients des commandes) à savoir

$$(\alpha \left( \frac{p}{q} \right), \beta \left( \frac{m}{n} \right)).$$

L'organigramme de la MPSO est représenté sur la figure (IV.11).

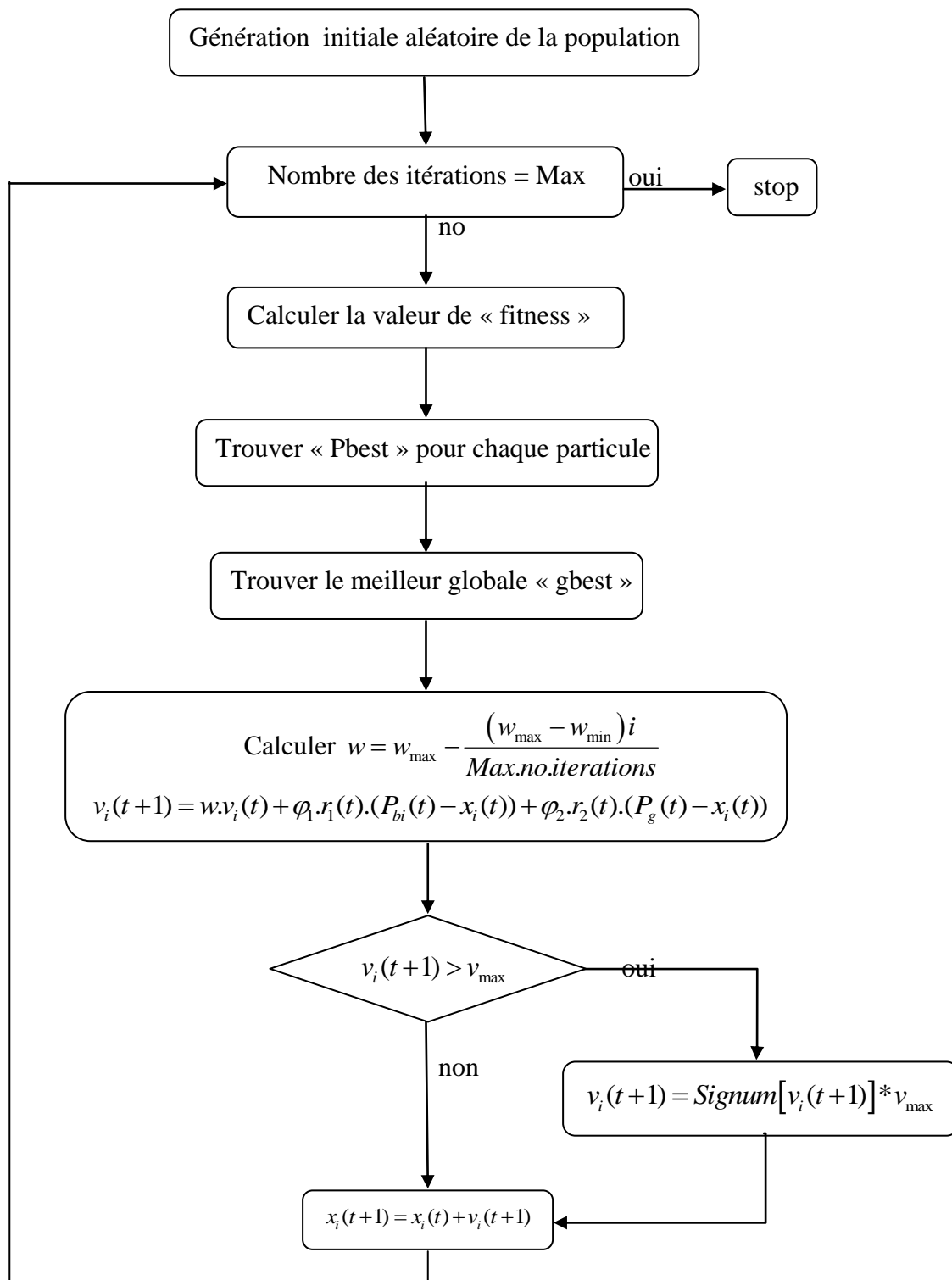
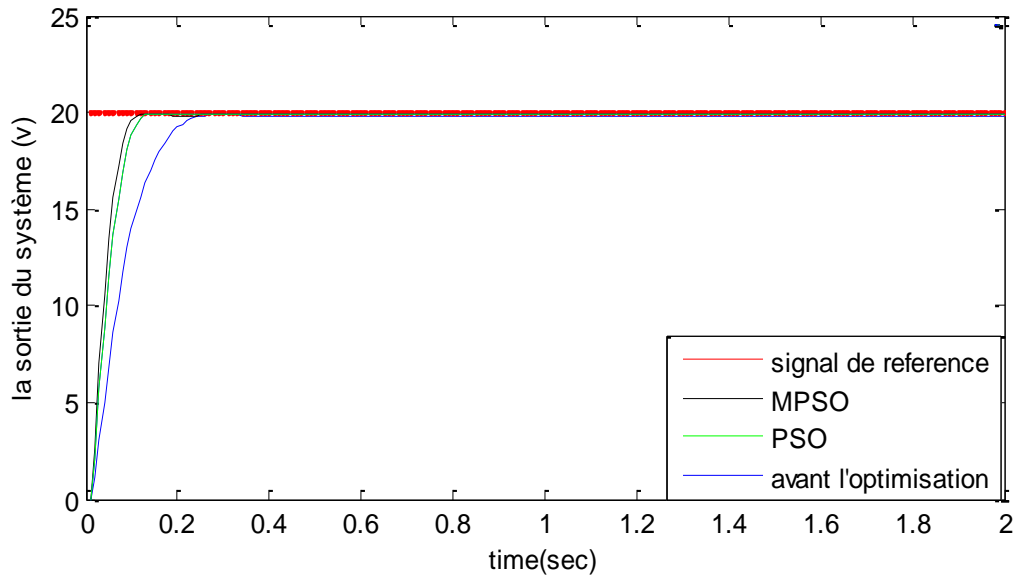


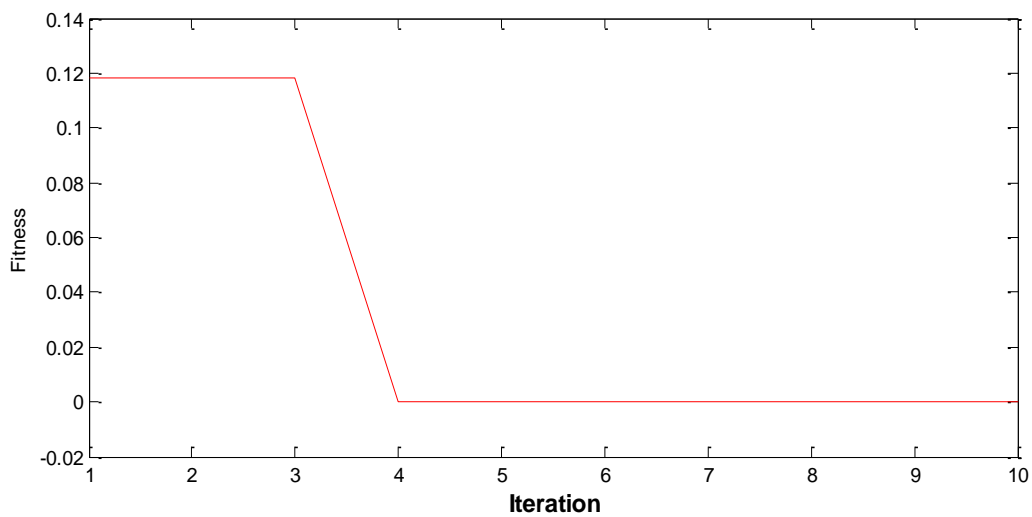
Fig.IV.11 : L'organigramme de MPSO.

### IV.8.1.Résultats de simulations :

#### IV.8.1.1. Résultats de simulation de la Commande ATSMC Optimisé par MPSO :



**Fig.IV.12 :** Sortie du système optimisé par MPSO.



**Fig.IV.13 :** Fonction objective (fitness) ITAE.

Les paramètres obtenus sont résumés dans le tableau suivant :

| Paramètres                       | Avant optimisation | Optimisation Par PSO | Optimisation Par MPSO |
|----------------------------------|--------------------|----------------------|-----------------------|
| $\alpha\left(\frac{p}{q}\right)$ | 5/3                | 1.5229               | 1.5342                |
| $\beta\left(\frac{m}{n}\right)$  | 3/5                | 0.8325               | 0.8067                |

#### IV.8.1.2. Résultats de simulation de la commande ATSY optimisée par MPSO :

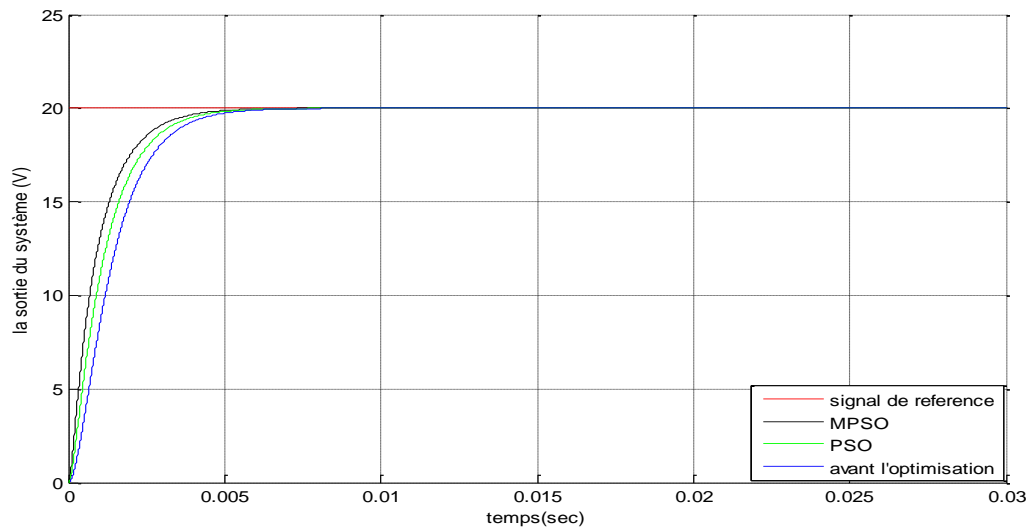


Fig.IV.14 : Sortie du système optimisé par MPSO.

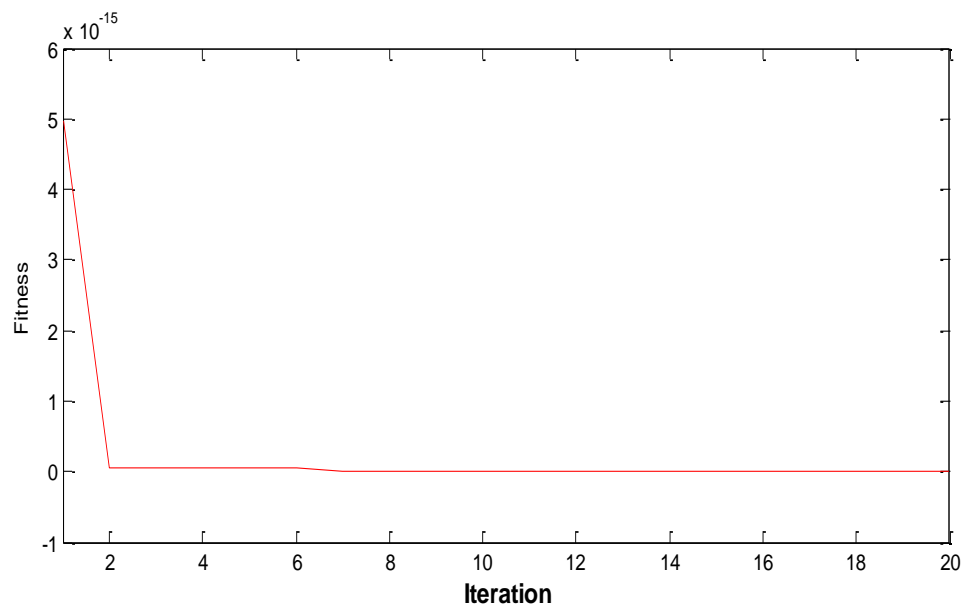


Fig.IV.15 : Fonction objective (fitness) ITAE.

Les paramètres obtenus sont résumés dans le tableau suivant :

| Paramètres                       | Avant<br>Optimisation | Optimisation<br>Par PSO | Optimisation<br>Par MPSO |
|----------------------------------|-----------------------|-------------------------|--------------------------|
| $\alpha\left(\frac{p}{q}\right)$ | 5/2                   | 2.8898                  | 2.9569                   |
| $\beta\left(\frac{m}{n}\right)$  | 3/5                   | 0.8798                  | 0.9830                   |

Les figures (IV.12), (IV.14) présentent les résultats de simulation pour le convertisseur DC-DC « Buck » contrôlé par l'approche adaptative de mode glissant terminal et adaptative synergétique terminale. L'application de cette technique a rendu le système plus stable avec une bonne performance, et cela pour un nombre de population et d'itérations réduit.

#### IV.9. Conclusion

Nous avons présentés, dans ce chapitre, des connaissances de base sur l'optimisation. Suivi de l'introduction à la méthode d'Optimisation par Essaim de Particules, son principe de base, sa formulation mathématique ainsi que l'état de l'art de son algorithme. Avec une implémentation des algorithmes des PSO dans le but d'évaluer et d'ajuster les gains des commandes ATSMC et ATSY utilisées. Les simulations réalisées montrent la robustesse et la bonne tenue de l'estimateur utilisé tout en convergeant vers les solutions globales.

L'application de l'optimisation par essaim de particules modifié (MPSO) a rendu le système plus stable et cela pour un nombre de population et d'itérations réduit. Les résultats de simulation montrent que, grâce à cette technique, la stabilité dynamique du système est améliorée et la commande proposée présente une bonne robustesse vis-à-vis des conditions de fonctionnement.

# CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail nous avons d'abord introduit des notions de base de la commande robuste en général. Dans la deuxième partie on a développé deux commandes robustes : la commande par mode glissant et la commande synergétique d'un système non linéaire SISO dont on a testé par simulation la robustesse sur un convertisseur DC-DC abaisseur. On a ensuite introduit la notion de convergence de temps fini par le biais d'améliorations introduites sur la forme de la surface de glissement et sur la macro-variable à la fois, qui résultent en commande de mode glissant terminal et en commande synergétique terminale.

Les algorithmes développés ont été testés en simulant la commande d'un convertisseur afin de nous permettre de procéder à l'élaboration de la tâche principale de notre travail à savoir les commandes adaptatives de mode glissant terminal et adaptative synergétique terminale des systèmes non linéaires dans la troisième partie. L'aspect adaptatif est principalement consacré à la prise en charge des incertitudes globales qui ne requièrent plus la connaissance de leurs bornes supérieures.

Les résultats de simulation montrent que la commande adaptative synergétique terminale du convertisseur DC-DC abaisseur (ATSY) présente d'excellentes performances par rapport au contrôle adaptatif de mode glissant terminal (ATSMC).

Une méta-heuristique en l'occurrence l'optimisation par essaim de particules est utilisée pour déterminer de façon optimale les paramètres de la loi de commande adaptative synergétique terminale. Les résultats de simulation montre une amélioration des performances et incite à l'implémentation hard pour validation expérimentale. Ceci entre dans le cadre des perspectives qu'on souhaite aborder :

- Implantation des commandes développées pour des validations expérimentales.
- Utilisation des systèmes flous pour estimer les dynamiques des systèmes.
- Développement d'une version discrète des commandes développées.

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. TAAFAR, « Contribution à la modélisation, l'analyse et l'optimisation de lois de commandes pour Convertisseur DC/DC de puissance », thèse de Doctorat, Ecole doctorale Science et technologies de l'information des télécommunications et des Systèmes, 14 Novembre 2011.
- [2] E. SANTI, A. MONTI, D. LI, K. PRODDUTUR, R.A. DOUGAL, "Synergetic control for DC-DC boost converter: implementation options », IEEE Transactions on industry applications, Vol. 39, No.6, November-December, 2003.
- [3] J. LEE, D. KANG, S. WON, "Finite-time observer-based synchronization for a class of uncertain chaotic systems using adaptive terminal sliding mode control", 978-1-4673-2421-2/12/\$31.00 IEEE, 2012.
- [4] H. KOMURCUGIL, "Adaptive terminal sliding-mode control strategy for DC-DC buck converters", ISA Transactions 51 (2012) 673-681.
- [5] H. SILVA, B. DUHAN, "Robust Nonlinear Control for boost converter" IEEE, Transactions on Power Electronics, vol.10, No.6, November 1995.
- [6] I. KONDRATIEV, E. SANTI, A.R. DOUGAL, G. VESELOV, "Synergetic control for m-parallel connected DC-DC buck converters ", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, PP. 182-188, June, 2004.
- [7] G. SALLOUM, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 13 Mars 2007.
- [8] G.SHABIB , M. ABDEL GAYED, A.M.RASHWAN, "Optimal tuning of PID controller for AVR system using modified particle swarm optimization », Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON'10), Paper ID 170, Cairo University, Egypt, December 19-21, 2010.
- [9] G. SPIAZZI, P. MATTAVELLI, L. ROSSETTO, « Sliding mode control of DC-DC converters », University of Padova, Via Gradenigo 6/a - 35131 - Padova (Italy).

- [10] K.L.CHUANKAI, "Nonsingular terminal sliding mode control of robot manipulators using fuzzy wavelet networks", IEEE transactions on fuzzy systems, Vol. 14, No. 14, December, 2006.
- [11] L.KARTOBI, « Optimisation de la synthèse des Facs par les algorithmes génétiques et les essais particuliers pour le contrôle des réseaux électriques », mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique de l'ENP, 29 Novembre 2006.
- [12] L. GUPTA, R. MEHRA, « Modified PSO based adaptive IIR filter design for system identification on FPGA », International Journal of Computer Applications (0975 – 8887), Vol. 22, No.5, May 2011.
- [13] L. ZHANG, H. YU, S. HU, "A new approach to improve particle swarm optimization », E. Cantu-Paz et al. (Eds.): GECCO 2003, LNCS 2723, pp. 134–139, 2003.
- [14] L. FAN, Y. YU, « Adaptive non-singular terminal sliding mode control for DC-DC converters », advances in Electrical and Computer Engineering, Volume 11, Number 2, 2011.
- [15] L. DOUGAL, K. PRODDUTUR, E. SANTI, A. MONTI. ' ' Synergetic control of a boost converters theory and experimental verification ' ', Proceedings IEEE Southeast Con. 2002.
- [16] L. RAMON, L. MARTINEZ-SALAMERO, "Linear state-feedback control of a boost converter for large-signal stability", IEEE, vol.48, Issue: 4, pp. 418-424, April 2001.
- [17] L. MEDJBEUR, « Commande adaptative Synergétique Floue », mémoire de Magistère, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2010.
- [18] M.C. SOUSE ALAOUI, « Commande et observateur par modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur », thèse de doctorat, 08 Juillet 2009.
- [19] M. USMAN IFTIKHAR, « Contribution à la modélisation des convertisseurs continu/continu dans une perspective de commande- Influence du filtre d'entrée », thèse de Doctorat, faculté des sciences d'Orsay, 15 Décembre 2008.
- [20] M. JIANQING, F. YINGGUO, X. ZIBIN, "Adaptive fast terminal sliding mode control for a class of uncertain System", International Conference on Industrial and Information Systems, 2009.
- [21] M. LARIBI, M.S. AIT CHIKH, C. LARBES, L. BARAZANE, « Application de la commande synergétique au contrôle de vitesse d'une machine asynchrone », Revue des Energies Renouvelables Vol. 13 N°3 , 485 – 496, 2010.



- [22] M. HARMAS, A. HAMZAOU, K. HARMAS, Z. BOUCHAMA, “Adaptive fuzzy synergetic converter control », ICCIT, 2012.
- [23] N. R. MUDE, A. SAHU, “Adaptive control schemes for DC- DC buck converter”, International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), Vol. 2, Issue 3, May-Jun 2012, pp. 463-467.
- [24] S. ZEBBICHE, A.H. CHEBHI, « Commande par mode glissant avec réduction du broutement et introduction aux observateurs de mode glissant », mémoire de Magistère, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2003.
- [25] S.A. KAMALAKAR, N. R. KULKARNI,” Performance verification of DC-DC buck converter using sliding mode controller for comparison with the existing controllers – a theoretical approach”, International Journal of Advances in Engineering & Technology, Vol. 2, Issue 1, pp. 258-268, Janvier 2012.
- [26] S.H. LEE, J.B.PARK, H.C.YOON, “Terminal sliding mode control of nonlinear chaotic systems using Self-Recurrent wavelet neural network”, International Conference on Control, Automation and Systems,17-20,2007 in COEX, Seoul, Korea, October, 2007.
- [27] S.GUO, J.HE, “Adaptive dynamic terminal sliding mode control method”, Second International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2009.
- [28] V. BREGEAULT, « Quelques contributions à la théorie de la commande par Modes glissants », thèse de Doctorale, Ecole Centrale de Nantes, 3 Décembre 2010.
- [29] X.TONG, H.ZHAO, G.FENG, “Adaptive global terminal sliding mode control for anti-warship missiles”, Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, Dalian, China, June 21 - 23, 2006.
- [30] Y.F. LIU, C.S. PARESH, “ Large-Signal modeling of hysteretic current-programmed converters” IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, No.3, May 1996.
- [31] Z. JIANG, R.A. DOUGAL, « Synergetic control of power converters for pulse current charging of advanced batteries from a fuel cell power source », Published in IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 19, pages 1140-1150, 2004.

## **Résumé :**

Ce travail est basé sur la conception de la commande robuste du convertisseur Buck DC-DC avec l'étude et le choix d'une technique d'optimisation de type évolutionnaire.

Il s'agit d'évaluer en un premier temps l'état de l'art de deux commandes robustes : la commande par mode glissant et la commande synergetique, aussi de développer les algorithmes pour le contrôle d'un système non linéaire (convertisseur) en une seconde phase.

La synthèse de contrôleurs résulte en général en une convergence théoriquement réalisable après un temps infini. On propose d'accélérer la convergence c'est-à-dire en un temps fini par l'approche terminale entre autres. Les paramètres du signal de commande élaboré seront ensuite optimisés par une approche évolutive (PSO).

**Mots-clés :** Robustesse- Sliding mode- Synergetique- TSMC- TSY- Algorithmes Evolutionnaires-PSO.

## **Summary:**

This work is based on the design of robust control of the buck DC-DC converter, with a study and choice of optimization evolutionary technique.

This is a first step in evaluating the state of the art two robust control: a sliding mode control and synergetic control, and developing algorithms for control of a nonlinear system (converter) in a second phase.

The synthesis of controllers generally results in a theoretically achievable convergence after an infinite time, it is proposed to accelerate the convergence that is to say a finite time approach among others. The parameters of the control signal produced will then optimized by an evolutionary approach (PSO).

**Key-words:** Robust- Sliding Mode- Synergetic-TSMC-TSY-Evolutionary Algorithms-PSO.

## **ملخص:**

يعتمد هذا العمل على تصميم جهاز تحكم قوي للمحول الخافض مستمر مستمر مع دراسة واختيار لتقنية تطور التحسين.

في الخطوة الاولى يتم تقييم طريقتين للتحكم الدقيق وهما: تحكم انزلاق الوضع وتحكم التآزر. تطوير الخوارزميات من أجل التحكم بالأنظمة اللاخطية (المحول) يتم بالمرحلة الثانية.

توليف وحدات التحكم تؤدي عموماً إلى تحقيق التقارب من الناحية النظرية بعد وقت لانهائي يقترح تسريع التقارب وهذا يعني التقارب المحدود عن طريق النهج النهائي وغيره. اعدادات اشارة التحكم المنتجة تكون الامثل من قبل نهج تطوري (سرب جسيمات التحسين).

**مفاتيح الكلمات :** القوي – وضع الانزلاق- التآزر-نهائي انزلاق الوضع- خوارزميات التطور- س ج ت,