

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de
La Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOHAMED KHEIDER DE BISKRA
FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° d'ordre :.....

Série :.....

Mémoire

Présenté pour obtenir le diplôme de Magistère nouveau régime en

Electrotechnique

Option

Electricité industrielle

-Thème-

Etude et simulation d'une alimentation stabilisée à performances améliorées

Par

BENAISSA AMAR

Soutenu le : 17/01/2007

Devant le jury

Président	: ZOUZOU Salah Eddine	Pr	Université. Biskra
Rapporteur	: MOUSSI Ammar	Pr	Université. Biskra
Examineurs	: BENDAAS Med Lokmane	MC	Université. Batna
	BENAKCHA Abdelhamid	MC	Université. Biskra
	BETKA Achour	MC	Université. Biskra

Remerciement

Je tiens à remercier les membres du jury :

Monsieur Salah Eddine ZOUZOU, Professeur à l'université de Biskra pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant le jury.

Monsieur Ammar MOUSSI, Professeur à l'université de Biskra, qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour son aide, ses conseils tout au long de ce travail.

Monsieur Med Lokmane BENDAAS, Maître de conférence à l'université de Batna, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de participer comme examinateur.

Monsieur Abdelhamid BENAKCHA, Maître de conférence à l'université de Biskra, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être examinateur.

Monsieur Achour BETKA, Maître de conférence à l'université de Biskra, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être examinateur.

Je tiens également à remercier monsieur Boualagua RABHI, enseignant à l'université de Biskra pour son assistance et son aide qu'il m'a apporté tout au long de ce travail et à qui je dois témoigner ma reconnaissance pour ses conseils et ses idées efficaces.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Abdelkrim ALLAG, chargé de cours à l'université de Biskra pour ses conseils et ses idées.

Je remercie aussi mes collègues de la promotion « magistère 2003/2004 » je cite en particulier Monsieur MERRADI SAMIR

Enfin, je tiens à remercier toute personne ayant participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Sommaire

Sommaire	1
Notations	3
Introduction	5

Chapitre I Topologie des alimentations stabilisées (CA)

I.1 Introduction	8
I-2 Caractéristiques des alimentations stabilisées.....	8
I-3 Composition d'une alimentation stabilisée.....	8
I-4 Topologie des alimentations stabilisées à courant alternatif (CA).....	8

Chapitre II Etude des techniques MLI utilisées dans les convertisseurs statiques de puissance

II.1 Introduction	14
II-2 Principales techniques de modulation	15
a. Asservissement du courant.....	15
b. Asservissement de la tension.....	16
II.3 MLI naturelle en boucle ouverte	17
II.4 MLI naturelle en boucle fermée	21
II.5 MLI régulière symétrique	24
II.6 MLI régulière asymétrique	27
II.7 MLI à hystérésis	30
II.8 Comparaison des différentes MLI.....	34

Chapitre III

Conception d'une commande optimale pour un convertisseur CC/CA à basse fréquence de commutation

III.1 Introduction	37
III.2 Modélisation du système	37
2.1. En temps continu	37
2.2. En temps discret.....	40
III.3 Régulateur linéaire quadratique (LQR).....	43
3.1 Représentation d'état du système augmenté	44
3.2 Régulateur à temps fini.....	49
3.3 Régulateur à temps infini.....	49
III.4 Observateurs	50
4.1 Principe	50
4.2 Classification des observateurs	51
III.5 Estimation des paramètres par la méthode des moindres carrés récursifs (RLS).....	53
III.6 Filtre de Kalman	56
6.1 Model stochastique.....	56
6.2 Filtre de Kalman standard.....	57

Chapitre IV

Simulation de la technique proposée

IV.1 Introduction.....	60
IV.2 Schémas de simulation	60
IV.3 Résultats de simulation	62
3.1 cas d'une charge linéaire.....	62
3.2 Sensibilité des gains du régulateur LQR à la variation de la charge (linéaire).....	65
3.3 cas de variation de charge (linéaire).....	66
3.4 cas d'une charge non linéaire.....	67
Conclusion	68
Bibliographie	70

Notations

$V_{\text{réf}}$: Tension de référence [V]

V_{tri} : La porteuse (signal triangulaire) [V]

$V_{\text{réf}}$: Amplitude maximale de la tension de référence [V]

V_{tri} : Amplitude maximale de la porteuse (signal triangulaire) [V]

M_a : Le rapport de modulation d'amplitude

M_f : Le rapport de modulation de fréquence

f_{tri} : Fréquence de la porteuse [Hz]

$f_{\text{réf}}$: Fréquence de la référence [Hz]

V_{out} : La tension de charge [V]

V_{in} : la tension d'entrée du filtre L-C [V]

L : Inductance de la bobine du filtre [H]

C : Capacité du filtre [F]

R : Résistance de la charge [ohm]

h : La largeur de la bande d'hystérésis [V]

T_s : Le temps de discrétisation [S]

THD : Taux de Distorsion d'Harmonique [%]

u : Tension d'entrée du filtre [V]

i_L : Courant de bobine du filtre [A]

\hat{i}_L : Courant estimé de la bobine du filtre [A]

v_C : La tension aux bornes de la capacité du filtre [V]

ω_n : Pulsation naturelle [rad/s]

ξ : Rapport d'amortissement

$V(k)$: L'intégration de l'erreur

$r(k)$: Référence

A : Matrice d'état

B : Matrice de commande

C : Matrice de sortie

A_d : Matrice d'état en temps discret

B_d : Matrice de commande en temps discret

C_d : Matrice de sortie en temps discret

U_{LQR} : La tension de commande du régulateur LQR

K : Gains du régulateur

$\varpi(k)$: Le vecteur d'état du système augmenté

G : Matrice d'état du système augmenté

H : Matrice de commande du système augmenté

$\theta(k)$: Vecteur de paramètres

$\Psi(k)$: Vecteur de mesure

J_k : Fonction de coût

w_k : Bruit d'état

v_k : Bruit de mesure

Q_w : Matrice de covariance du bruit d'état

R_v : Matrice de covariance du bruit de mesure

E : Covariance

Q : Matrice de pondération arbitraire de l'état

R_u : Matrice de pondération arbitraire de l'entrée.

Introduction :

L'énergie électrique est indispensable et joue un rôle fondamental, même vital dans plusieurs domaines d'importances particulières tels que les hôpitaux, à savoirs les services de réanimations , les tours de contrôle des aéroports, les ordinateurs de banques, les systèmes de sécurités des réacteurs nucléaires ...etc. [15-16].

A cet effet il est évident qu'une légère perturbation d'alimentation dans ces milieux hypersensibles peut mettre en péril la santé, la sécurité et même la vie des individus [11]. Pour remédier à ce problème, les recherches sont orientées, et accrues, dans le domaine des alimentations stabilisées. Les performances d'une telle alimentation sont généralement mesurées en terme de :

- réponse transitoire dû aux changements brusques de la charge.
- Distorsion et forme d'onde de la tension d'alimentation que se soit pour les charges linéaires ou non linéaires.

Une alimentation stabilisée est généralement constituée d'un redresseur, un convertisseur statique CC/CA avec un filtre LC et ce pour mettre à la disposition de la charge une tension de qualité, dépourvue d'harmoniques et stable. Avec la réduction du coût des microcontrôleurs, l'usage de la technique de contrôle numérique dans les convertisseurs de puissance a évolué.

Le convertisseur de puissance fournit la forte énergie électrique destinée à l'alimentation de la charge, les informations de pilotage du convertisseur, reçues sous forme de petits signaux logiques, sont envoyés aux interrupteurs de puissance, les tensions d'attaques sont alors délivrés sous forme de signal binaire et de rapport cyclique bien déterminé. Le convertisseur délivre donc de forte tension commutées et de fort courant à la charge [12]. La basse fréquence de commutation contribue alors considérablement à la réduction des pertes et par conséquent à l'amélioration du rendement.

Pour améliorer les performances d'une telle alimentation, une stratégie de contrôle est proposée dans ce travail et met en évidence le maintien de la qualité de la tension en matière d'harmoniques (un bas Taux de Distorsion d'Harmonique) et d'une aptitude appréciable de suivi de la consigne en cas de variation brusque de la charge tout en gardant une fréquence de commutation relativement basse [1].

Ainsi nous avons mené notre travail de la manière suivante :

- Un premier chapitre consacré à l'étude des différentes topologies des alimentations stabilisées (CA).
- Un deuxième chapitre consacré à l'étude des différentes techniques de la MLI utilisées dans les convertisseurs statiques de puissance.
- Un troisième chapitre consacré à la conception d'une commande optimale pour un convertisseur CC/CA à basse fréquence de commutation.
- Un quatrième chapitre consacré à la présentation et à la discussion des résultats de simulation sous MATLAB SIMULINK.

Nous terminons avec une conclusion générale, suivi de quelques suggestions permettant d'améliorer ce travail.

Chapitre I

Topologie des alimentations stabilisées (CA)

I.1 Introduction :

L'alimentation des charges sensibles qui exigent une grande stabilité de l'amplitude et de la fréquence nécessite une alimentation stable qui remplace la source principale lorsque cette dernière subit une perturbation.

I.2 Caractéristiques des alimentations stabilisées :

Une alimentation stabilisée est une source d'énergie alternative régulée, qui à les caractéristiques suivantes [24]:

- Une amplitude de tension stable (statique et dynamique)
- Une fréquence de tension stable (statique et dynamique)
- Une tension symétrique (dans le cas triphasé)
- Une tension isogonale (dans le cas triphasé)
- Teneur des harmoniques faible
- Faible déviation par rapport à la sinusoïde
- Une capacité de court-circuit importante

I.3 Composition d'une alimentation stabilisée :

Une alimentation stabilisée est généralement composée :

- d'un redresseur pour la conversion de l'énergie du réseau alternative au continue CA/CC
- d'une batterie pour le stockage de l'énergie électrique
- d'un convertisseur statique pour la conversion du continue à l'alternative CC/CA
- de commutateurs statiques pour permuter l'alimentation de la charge entre le réseau et l'onduleur.

Et ce pour mettre à la disposition de la charge une tension de qualité, dépourvues d'harmonique et stable.

I.4 Topologie des alimentations stabilisées à courant alternatif (CA):

Les alimentations stabilisées peuvent être classées en fonction :

I.4.1 De la disponibilité du réseau (source principale) : Dans cette catégorie on discute la disponibilité du réseau et le mode transfert de l'alimentation de la charge du réseau vers l'ensemble batterie-onduleurs-commutateur statique -charge et vis versa [18-22].

Les deux configurations généralement utilisées dans ce type d'alimentation sont montrées sur la figure I.1 .

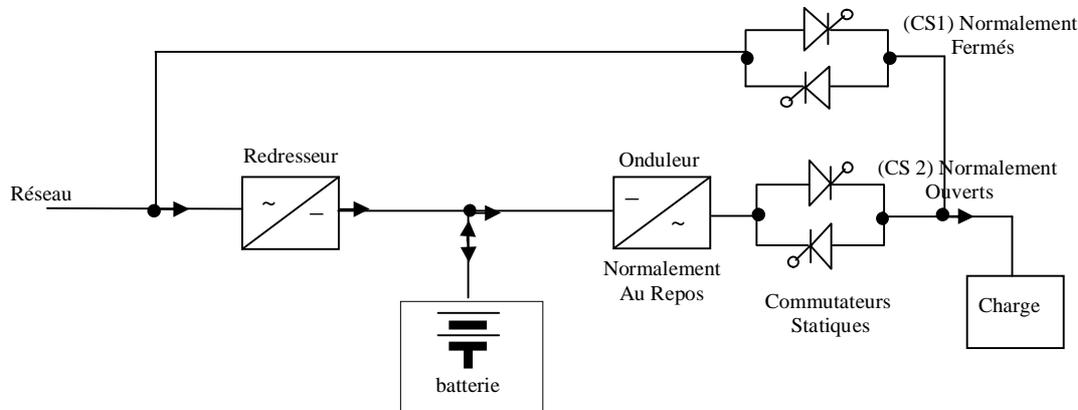


Fig .I.1 : Configurations des alimentations stabilisées.

Dans la première configuration de la figure I.1 la charge est normalement alimentée par la source principale (réseau) et le redresseur maintient la charge de la batterie (dans ce cas le commutateur statique (CS1) est fermé). En cas de défaillance de la source principale , l'alimentation de la charge est basculée vers l'ensemble batterie-onduleur.

Ce type de configuration exige un temps de transfert en cas de défaillance de la source principale qui prend habituellement de 4 à 5 ms lorsque le transfert est effectuée par des transistors, dans le cas d'un contacteur mécanique le temps de transfert peut aller de 30 à 50ms.

L'onduleur dans cette configuration n'est en service que dans la durée de défaillance de la source principale.

Dans la deuxième configuration la charge est alimentée continuellement par l'ensemble « réseau-redresseur-batterie-onduleur » (dans ce cas le commutateur statique (CS2) est fermé). Ce type de configuration n'exige aucun système de transfert en cas de défaillance de la source principale (réseau). En cas de défaillance de l'onduleur l'alimentation de la charge est basculée vers la source principale. L'onduleur dans cette configuration est en service d'une façon permanente [3].

I.4.2 Du mode de commutation : La figure I.2 montre une alimentation stabilisée bidirectionnelle où elle consiste à alimenter la charge directement du réseau dans ce cas le convertisseur est commandé en redresseur pour charger la batterie ; en cas de défaillance du réseau le convertisseur est commandé en onduleur.

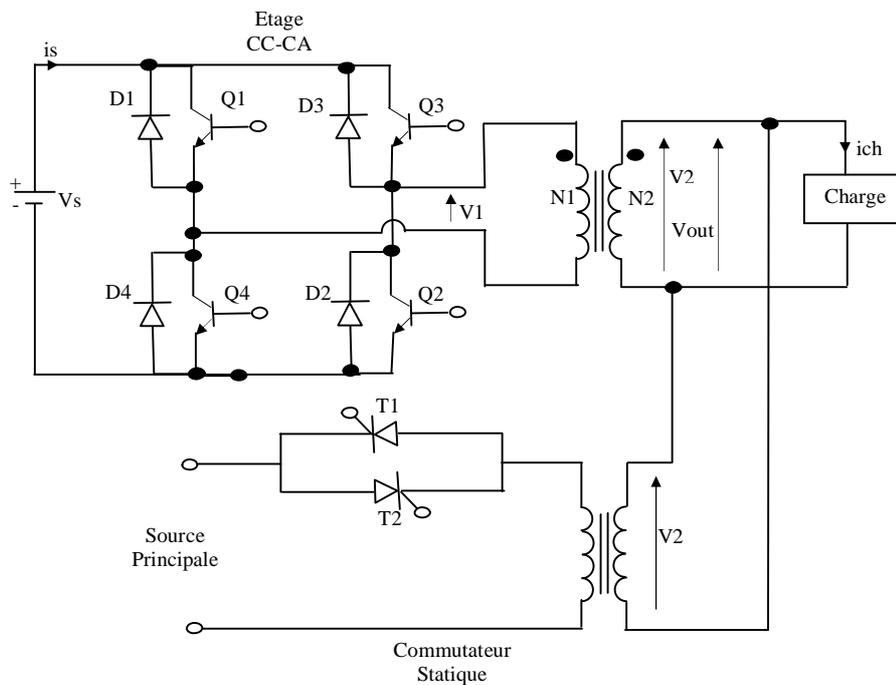


Fig .I.2 : Alimentation stabilisée bidirectionnelle.

Dans cette catégorie on discute les dimensions du transformateur d'isolement, rendement du convertisseur (mode de résonance); on distingue trois types [6]:

a. Alimentation en mode de commutation (switched-mode AC power supplies):

La dimension du transformateur de la figure I.2 peut être réduite à travers l'introduction d'une liaison de courant continu (CC) de haute fréquence comme le montre la figure I.3.

Le premier onduleur alimenté par la source continue est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) de très haute fréquence et ce pour réduire la dimension du transformateur, la sortie dc filtré alimente un second onduleur contrôlé par une MLI à la fréquence de sortie désirée.

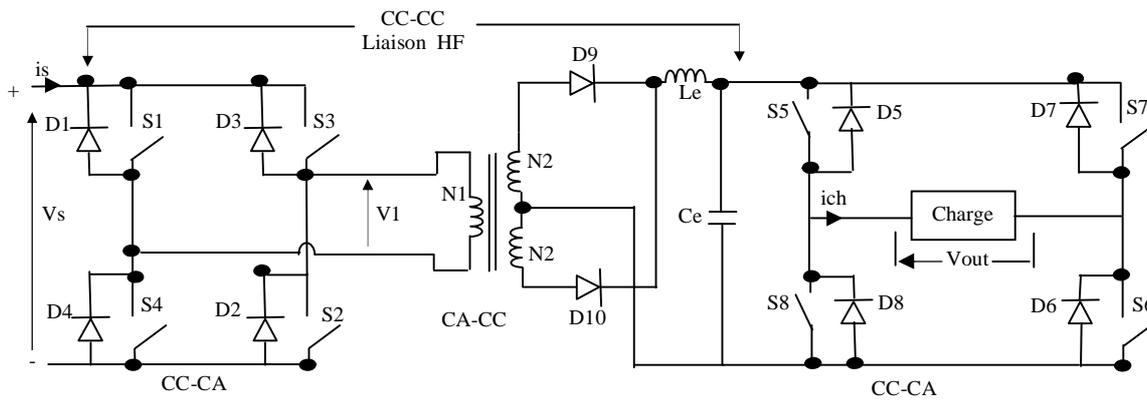


Fig.I.3 : Alimentation stabilisée en mode de commutation.

b. Alimentation en mode de résonance:

Le premier onduleur de la figure I.3 alimenté par la source continue peut être remplacé par un onduleur à résonance à travers l'introduction d'un circuit résonant (L-C) comme le montre la figure I.4. Le second onduleur est contrôlé par une MLI à la fréquence de sortie désirée.

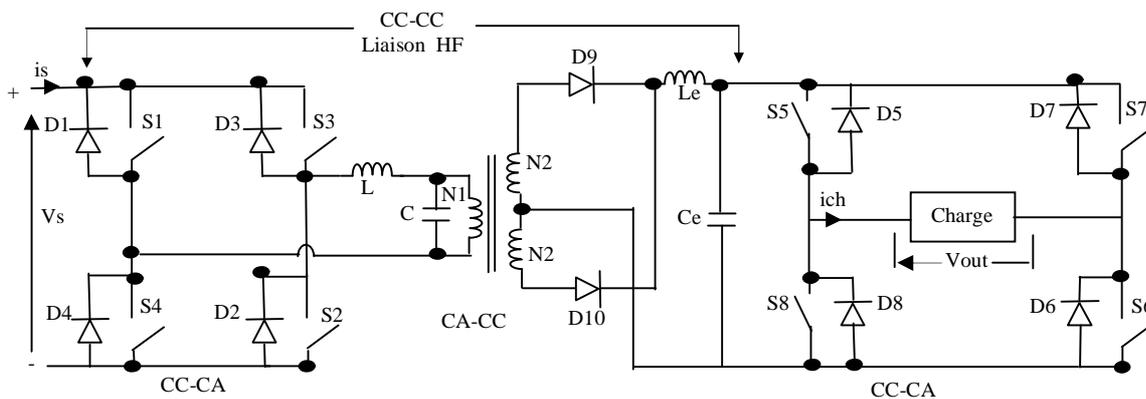


Fig.I.4 : Alimentation en mode de résonance.

c. Alimentation bidirectionnelle utilisant un cycloconvertisseur :

Le redresseur à diode et le second onduleur de la figure I.4 peuvent être remplacé par un cycloconvertisseur qui permet la conversion du courant alternatif à haute fréquence vers le courant alternatif à basse fréquence comme le montre la figure I.5.

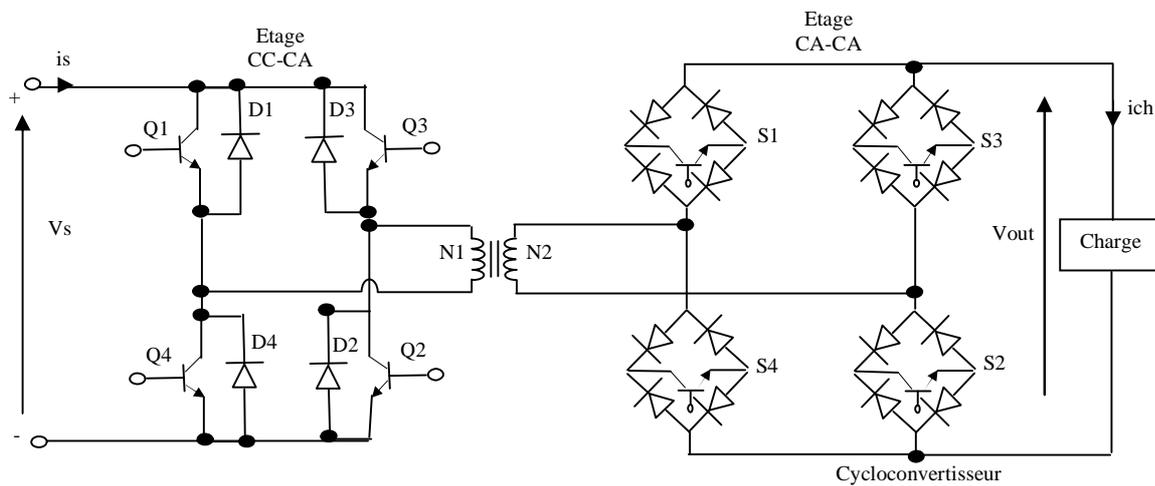


Fig.I.5 : Alimentation bidirectionnelle utilisant un cycloconvertisseur

Chapitre 2

Etude des techniques MLI utilisées dans les convertisseurs statiques de puissance

II.1 Introduction :

L'élément de base des alimentations stabilisées citées dans le chapitre I est un convertisseur CC/CA, ce dernier est commandé par la technique appelée modulation de largeur d'impulsion (MLI), très répandue ; elle permet la conversion d'un signal analogique continu temporellement en un train d'impulsion pour la commande du convertisseur.

Son principe repose sur le fait que la valeur moyenne d'un créneau est directement liée à son rapport cyclique. Ainsi en commandant un étage de puissance non linéaire, capable de commuter entre $+E$ et $-E$, il est possible d'obtenir une tension de sortie dont la valeur moyenne est fonction de la commande.

La figure II.1 nous montre le synoptique général de l'ensemble commande rapprochée, convertisseur de puissance, et charge :

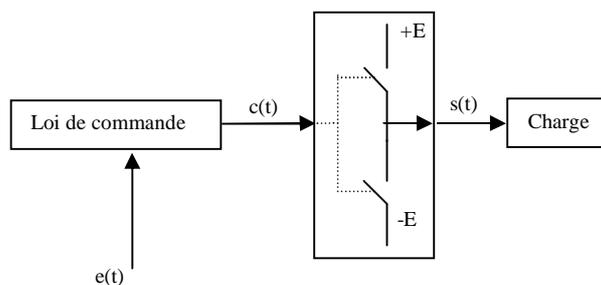


Fig. II.1 : synoptique général d'une commande rapprochée

La loi de commande dépend du type de modulation employée. Le signal $c(t)$ ainsi créé vient piloter l'étage de puissance comportant 2, 4 ou 6 interrupteurs. En effet dans le cas de source de puissances monophasées, une structure à 2 interrupteurs peut être utilisée si le bus d'alimentation en continu est symétrique. la figure II.2.a représente une telle structure. Les deux interrupteurs sont commandés en opposition par le signal binaire $c(t)$.

Dans le cas d'un bus continu non symétrique, l'utilisation d'un pont en H est très courante figure II.2.b . Dans le cas d'une source triphasée, l'utilisation d'un onduleur triphasé est indispensable ; il faut alors trois commandes de type MLI décalées dans le temps (nommées c_1 , c_2 et c_3). La figure II.2.c montre un tel montage [12].

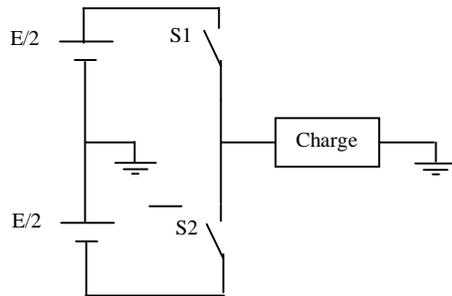


Fig. II.2.a : Onduleur en demi pont

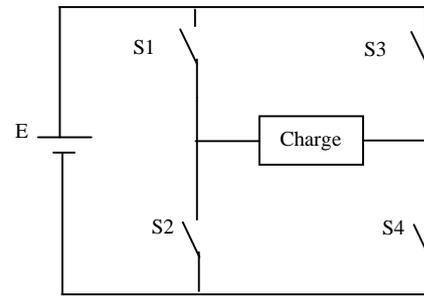


Fig. II.2.b : Onduleur en pont

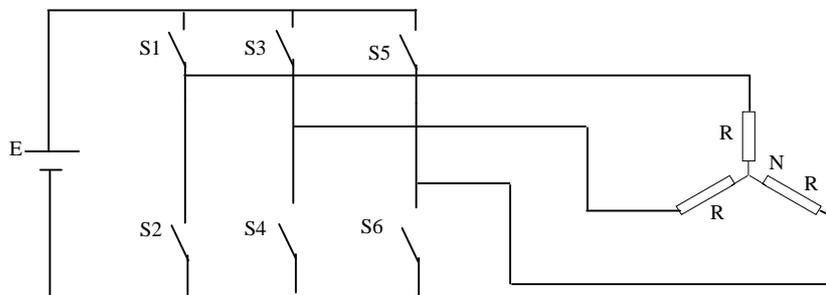


Fig II.2.c : Onduleur triphasé

II .2 Principales techniques de modulation :

Les principales lois de commande utilisées dans les convertisseurs statiques de puissance sont la MLI naturelle, la MLI symétrique et asymétrique (variante de la MLI naturelle), la MLI à hystérésis. Toutes ces modulations exceptées la MLI à hystérésis peuvent fonctionner en boucle ouverte. En revanche, on leur associe, dans la majorité des cas, une chaîne de retour afin d'asservir la grandeur de sortie.

a. Asservissement du courant :

Dans le cas où la grandeur à asservir est le courant, la figure II.3.a présente le schéma synoptique de principe.

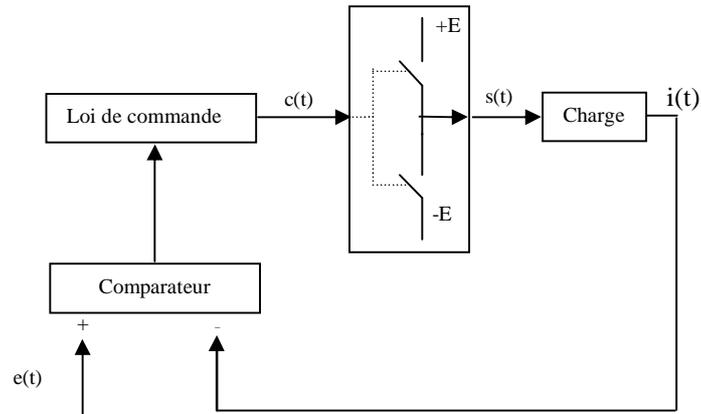


Fig. II.3.a : Synoptique de l'asservissement en courant

b. Asservissement de la tension :

Dans le cas où la grandeur à asservir est la tension, la figure II.3.b présente le schéma synoptique de principe.

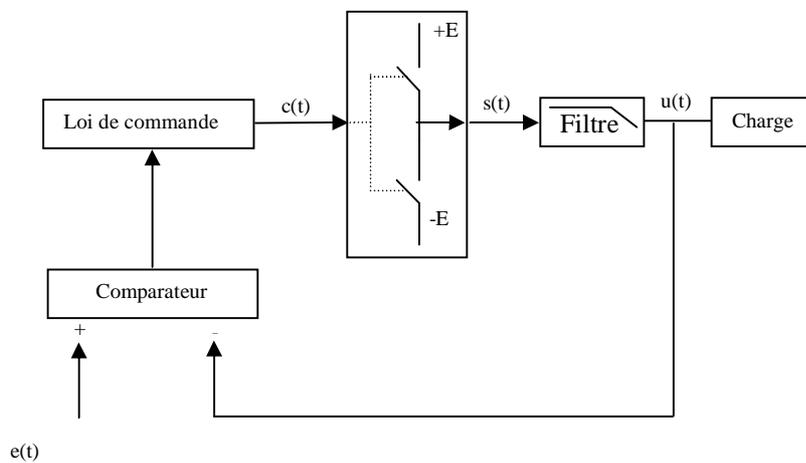


Fig. II.3.b : Synoptique de l'asservissement en tension

Nous allons présenter en détail les modulations citées précédemment par le biais de simulation sous MATLAB SIMULINK afin de mettre en exergue les avantages et les inconvénients de chaque modulation.

II .3 MLI naturelle en boucle ouverte :

Parmi les principales lois de commande utilisées dans les convertisseurs statiques de puissance la MLI naturelle , les paragraphes qui viennent nous montrent le principe générale et les résultats de simulation sous MATLAB SIMULINK.

II.3.1 Principe général de la MLI naturelle :

Le signal de référence $V_{réf}$ est comparé à la porteuse V_{tri} (signal triangulaire) de manière à obtenir un signal de type MLI.

Les conditions suivantes doivent être respectées :

- Fréquence du signal de référence ($f_{réf}$) bien plus faible que celle de la porteuse (f_{tri}) .
- Amplitude maximale du signal de référence $V_{réf}$ plus petite que l'amplitude maximale de la porteuse V_{tri} (en boucle ouverte).

Le rapport de modulation d'amplitude Ma est définie par :

$$Ma = V_{réf} / V_{tri}$$

Le rapport de modulation de fréquence Mf est définie par :

$$Mf = f_{tri} / f_{réf}$$

Enfin le signal issu de la comparaison commande un interrupteur de puissance. Si la valeur instantanée du signal $V_{réf}$ est supérieur à celle de la porteuse V_{tri} , on commutera alors la sortie à +E et inversement. La figure II .4 nous montre les signaux de référence $V_{réf}$, la porteuse V_{tri} et de sortie de l'onduleur. Ainsi en filtrant la sortie MLI par un filtre passe bas, on peut alors garder uniquement les composantes de basses fréquence du spectre et par conséquent l'image de l'entrée.

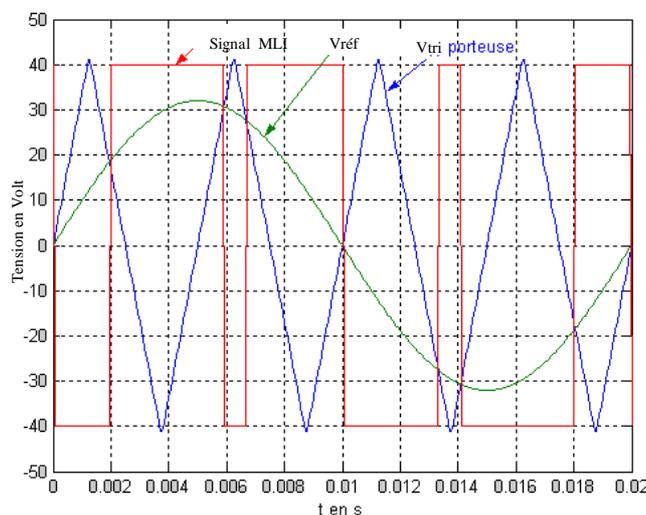
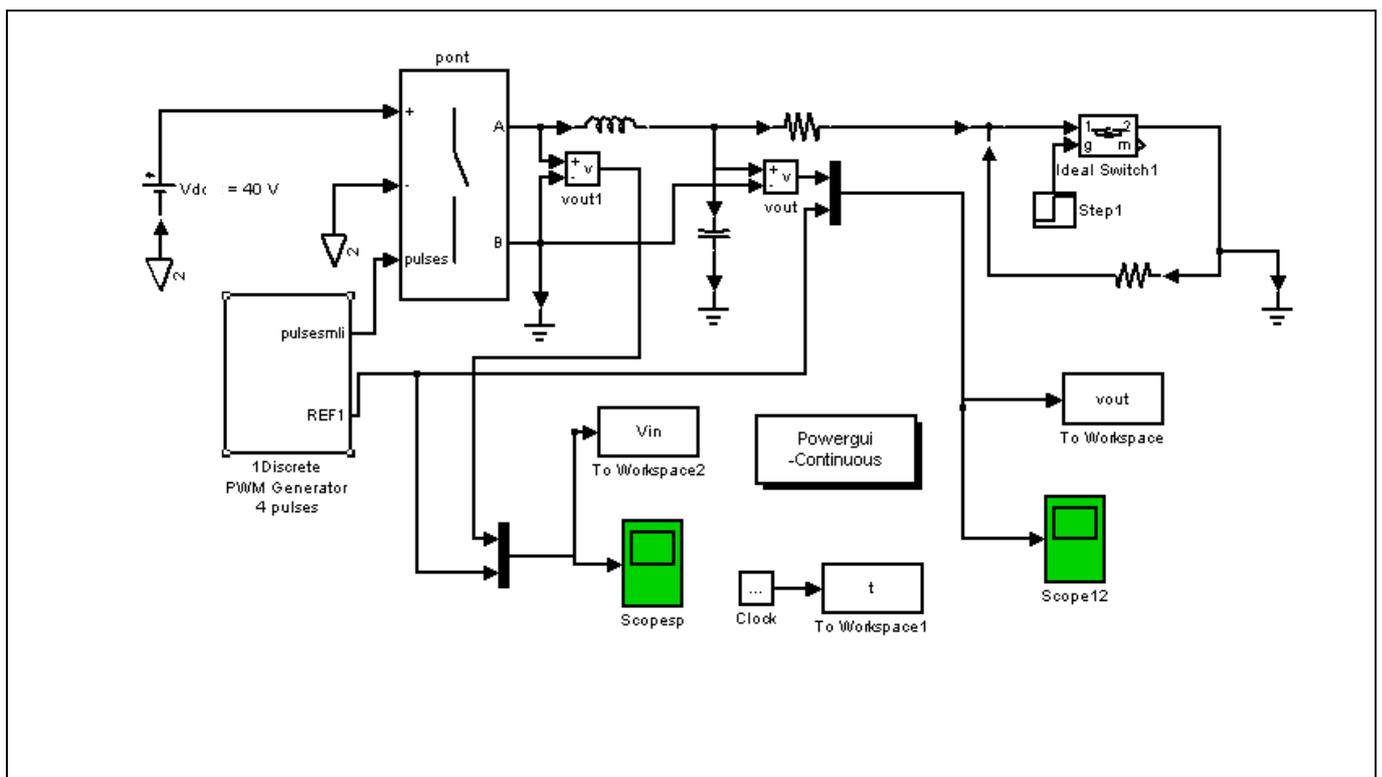


Fig . II.4: signaux de référence V_{ref} , la porteuse V_{tri} et de sortie de l'onduleur**II.3.2 Simulation sous Matlab :**

La simulation de la MLI naturelle en boucle ouverte est réalisée par le biais de l'implantation du synoptique de la technique en question sous MATLAB SIMULINK.

La figure II .5 nous montre le schéma synoptique de la MLI naturelle en boucle ouverte, composé d'une source de tension continue de 40V, d'un pont en H formant ainsi l'onduleur dont les interrupteurs sont considérés idéals, d'un filtre L-C de valeurs respectifs 53 mH et 80 μ F et une charge résistive dont la valeur peut basculer entre 24 Ω et 4 Ω .

La génération des impulsions MLI est produite à travers la comparaison d'une porteuse triangulaire de 1.5 kHz de fréquence et d'une référence de 32 V d'amplitude et de 50hz de fréquence avec un rapport de modulation M_a de 0.8. Le temps de discrétisation correspondant ainsi au pas de calcul T_s est de 1/18000 s.



II.3.3 Résultats de simulation :

Pour mettre en exergue les avantages et les inconvénients de cette technique on a procédé à la présentation des résultats de simulation comme le montre la figure II.6:

La figure II.6.a : montre la tension de référence et la tension d'entrée du filtre L-C V_{in} .

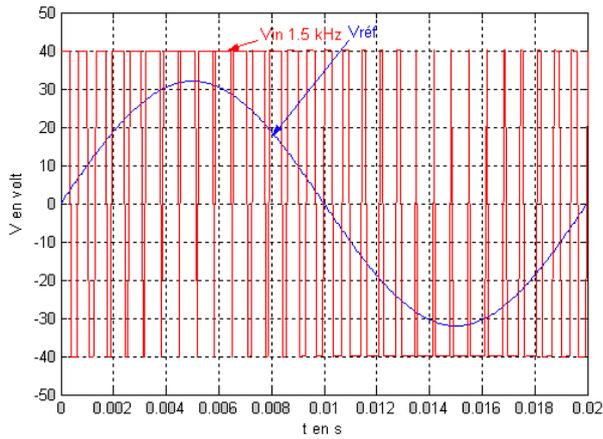
La figure II.6.b : montre la tension de référence $V_{réf}$ et la tension de charge V_{out} qui présente ici :

- une erreur d'amplitude soit 104.06% de l'amplitude de la référence.
- Une erreur de phase soit un retard de $\pi/100$ vis-à-vis la référence.

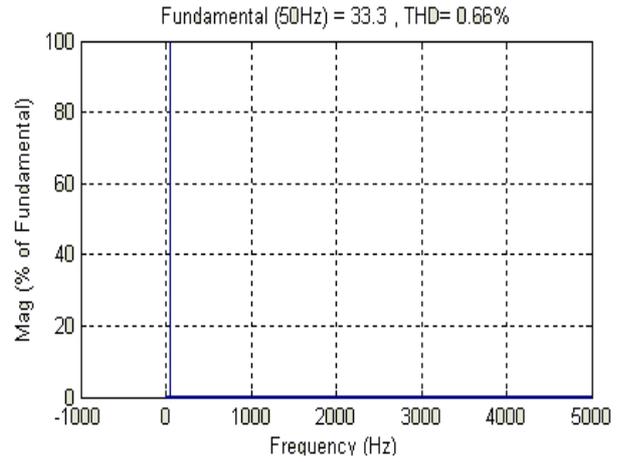
La figure II.6.c : montre le spectre de la tension de charge V_{out} qui présente dans notre cas un THD de 3.05%. Les raies d'inter modulation sont bien localisées ce qui rend envisageable l'emploi d'un filtre afin de les supprimer partiellement.

Pour améliorer la qualité de la tension de sortie on augmente la fréquence de commutation de 1.5 KHz à 5 KHz :

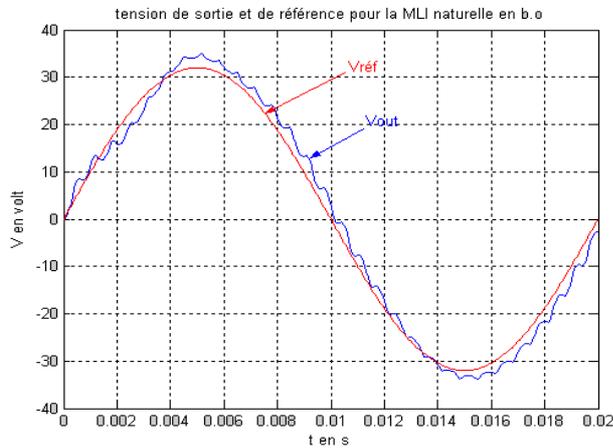
On remarque que la tension de charge V_{out} présente un THD de 0.66% avec un spectre assez pauvre en harmonique voir figure II.6.d .L'erreur d'amplitude n a pas variée par contre L'erreur de phase a subit une augmentation soit un retard de $\pi/50$ vis-à-vis la référence voir figure II.6.e. Pour réduire l'erreur (phase et amplitude) entre la consigne et la sortie, une chaîne de retour doit être insérée. Dans la figure II.6.f il est remarquable que suite à une variation de charge (R passe de 24Ω à 4Ω) la tension de sortie ne suit plus la consigne, une commande adéquate est donc indispensable.



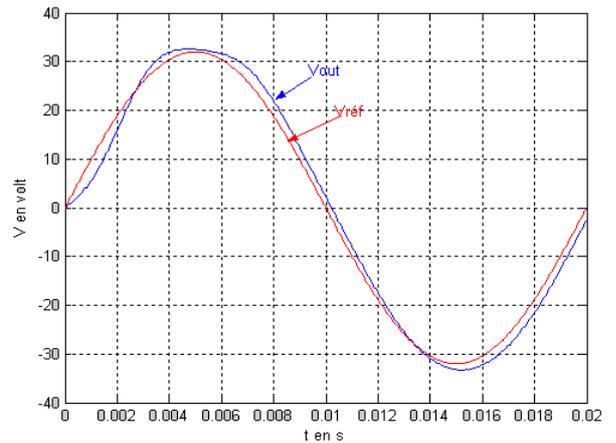
a. Tension de référence et Vin tension d'entrée du filtre L-C



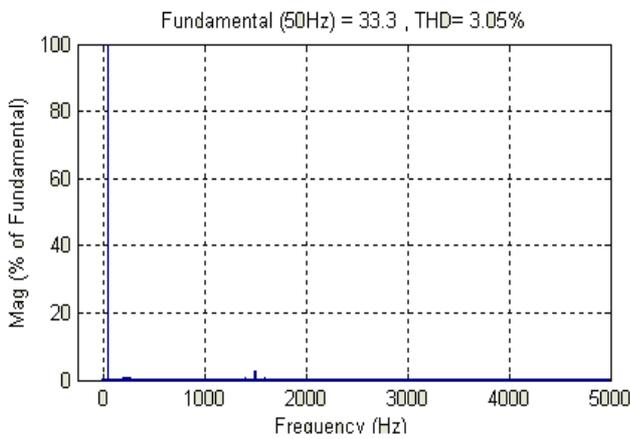
d. spectre de la tension de charge Vout (5 KHz)



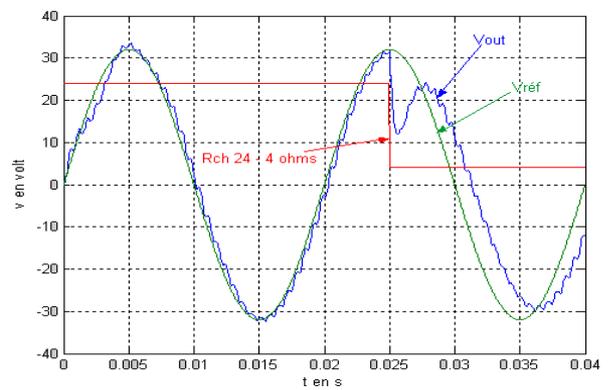
b Tension de charge Vout et tension de référence Vref



e. Tension de charge Vout et tension de référence Vref (5 KHz)



c. spectre de la tension de charge



f. Tension de charge et de référence en cas de variation de la charge

Fig . II.6 : Résultats de simulation de la technique MLI naturelle en boucle ouverte

II.4 MLI naturelle en boucle fermée :

La simulation de la MLI naturelle en boucle fermée est réalisée par le biais de l'implantation du synoptique de la technique en question sous MATLAB SIMULINK.

La figure II.7 nous montre le schéma synoptique de la MLI naturelle en boucle fermée, composé d'une source de tension continue de 40V, d'un pont en H formant ainsi l'onduleur dont les interrupteurs sont considérés idéals, d'un filtre L-C de valeurs respectifs 53 mH et 80 μ F et une charge résistive dont la valeur peut basculer entre 24 Ω et 4 Ω .

La génération des impulsions MLI est produite à travers la comparaison d'une porteuse triangulaire de 1.5 kHz et de l'erreur entre la référence de 32 V d'amplitude et de 50hz de fréquence et la tension de charge qui constitue ici la chaîne de retour ou la grandeur asservie avec un rapport de modulation M_a de 0.8. Le temps de discrétisation correspondant ainsi au pas de calcul T_s est de 1/18000 s.

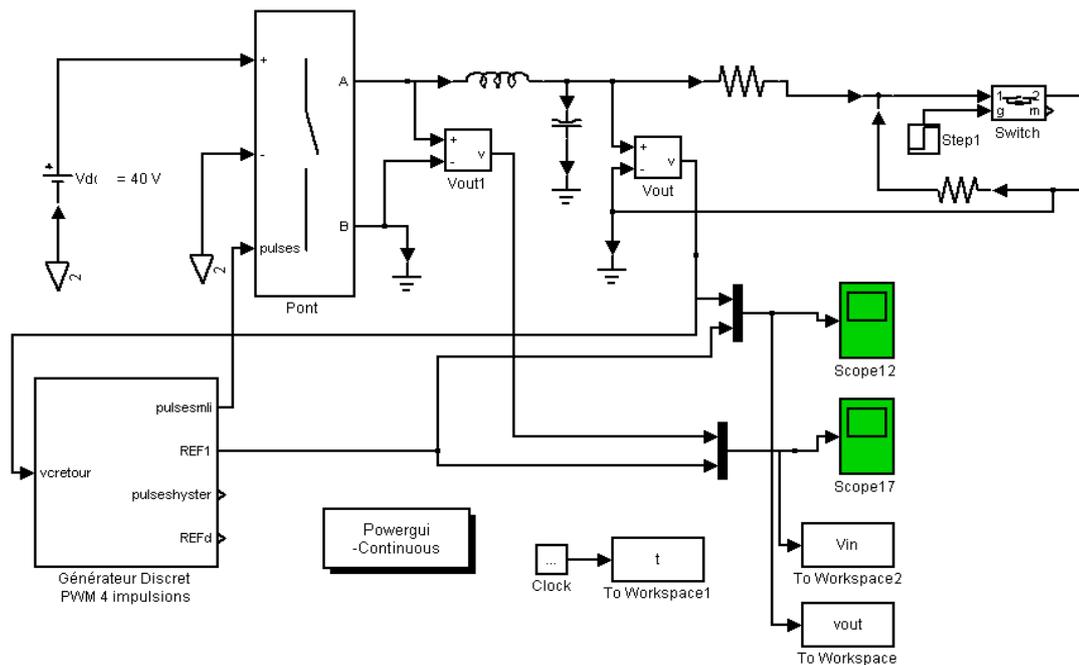


Fig II.7 : Synoptique de la MLI naturelle en boucle fermée sur Matlab-Simulink

II.4.1 Résultats de simulation :

Pour mettre le point sur les avantages et les inconvénients de cette technique on a procédé à la présentation des résultats de simulation comme le montre la figure II.8:

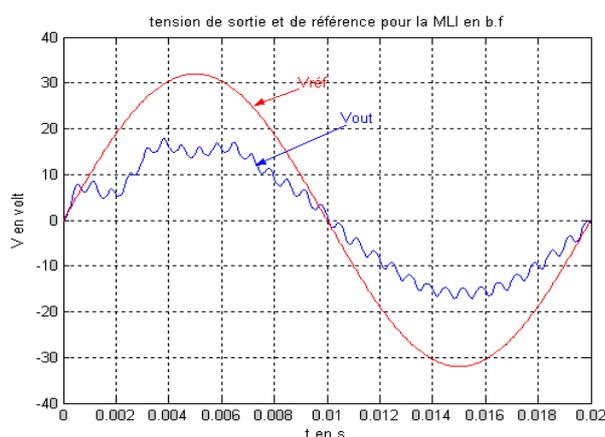
On remarque que l'erreur d'amplitude entre la consigne et la tension de charge V_{out} est importante soit 50.06% de l'amplitude de la référence voir figure II.8.a. La qualité de la tension de sortie est médiocre soit un THD de 8.15% comme le montre la figure II.8.b .

Pour réduire l'erreur d'amplitude on fait appel à un régulateur proportionnel ce qui nous a conduit aux résultats suivants :

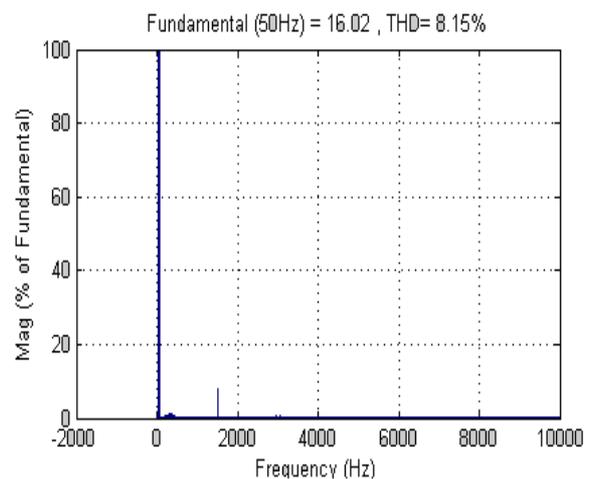
La figure II.8.c fait apparaître que la tension de charge V_{out} suit parfaitement la consigne mais cela est au détriment de la fréquence de commutation assez élevée soit 20kHz comme le montre la figure II.8.d . Le spectre de la tension de charge V_{out} présente dans notre cas un THD de 0.34% comme le montre la figure II.8.e. La MLI en boucle fermée est plus intéressante que la MLI en boucle ouverte. Seulement la fréquence de commutation (20KHz) est assez élevée c'est pour cette raison que l'implantation d'une commande adéquate reste toujours indispensable.

Dans la figure II.8.f il est remarquable que suite à une variation de charge (R passe de 24 à 4 Ω) la MLI en boucle fermée reste toujours intéressante mais la fréquence de commutation est assez élevée soit 20 kHz ce qui rend le rendement assez faible.

Pour évaluer la dynamique de la MLI naturelle, nous envoyons une consigne de type échelon comme le montre la figure II.8.g , le temps de réponse dépend essentiellement de la constante de temps de la charge.

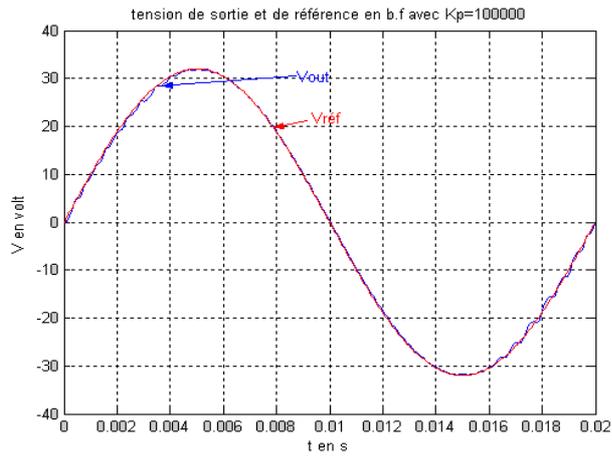


a : Tension de charge V_{out} et tension de référence V_{ref}

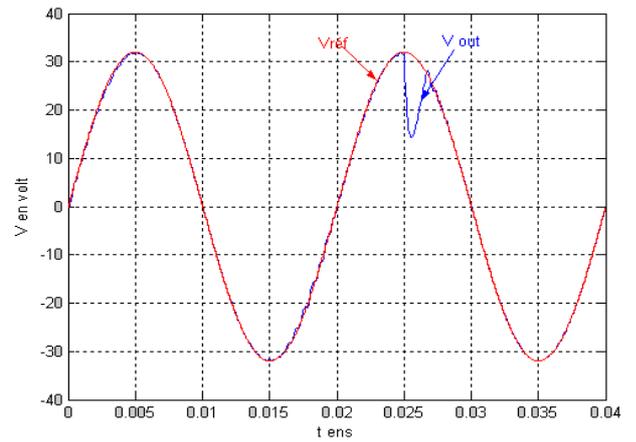


b : spectre de la tension de charge

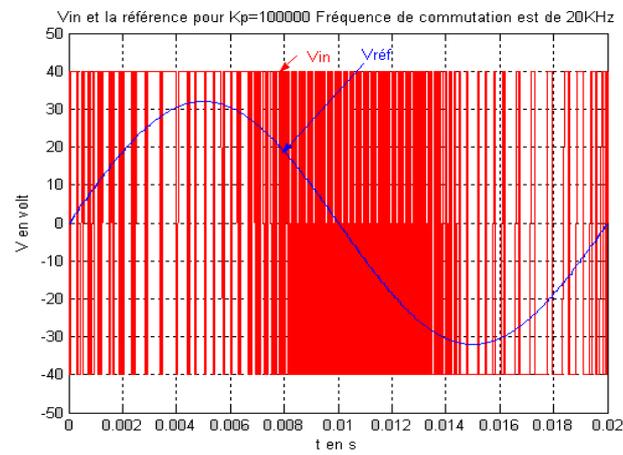
Fig . II.8 : Résultats de simulation de la technique MLI naturelle en boucle fermée



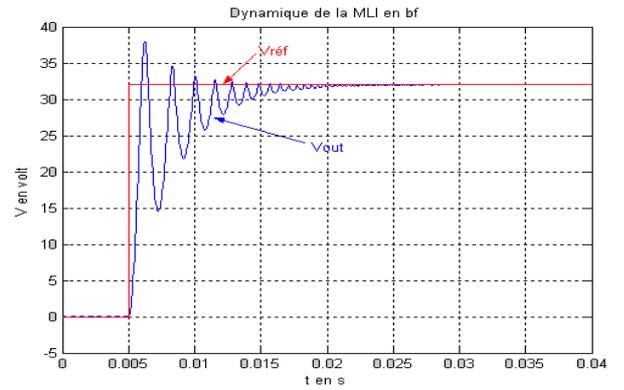
c : la tension de charge V_{out} et la tension de référence $V_{réf}$.



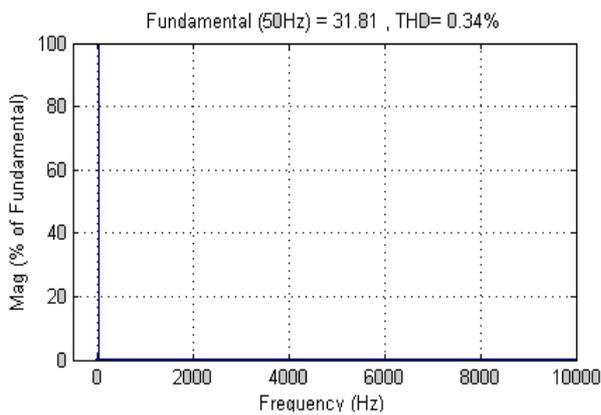
f : tension de charge et de référence en cas de variation de la charge



d: tension de référence $V_{réf}$ et V_{in} tension d'entrée du filtre L-C



g : réponse de la MLI naturelle à un échelon



e : spectre de la tension de charge

Fig . II.8 : Résultats de simulation de la technique MLI naturelle en boucle fermée

II.5 MLI REGULIERE SYMETRIQUE :

II.5.1 Principe : le principe est identique à la MLI naturelle, mise à part le fait que la référence subit un échantillonnage et blocage à travers un bloqueur d'ordre zéro (B.O.Z).

Le signal de référence est bloqué à chaque crête positive de la porteuse triangulaire. La comparaison de ce signal avec la porteuse permet d'obtenir le signal MLI. De plus il est possible de prédéterminer, grâce à un calculateur, les instant de commutation.

Les figures II.9, II.10 nous montre le synoptique de la MLI régulière symétrique en boucle ouverte et les différents signaux mis en jeu :

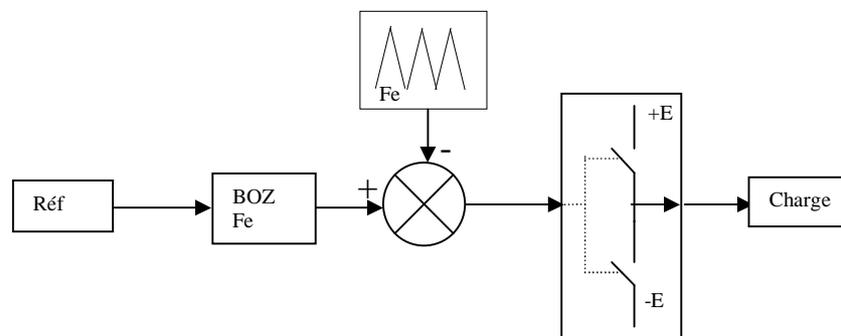


Fig II.9 : Synoptique de la MLI régulière symétrique en B.O

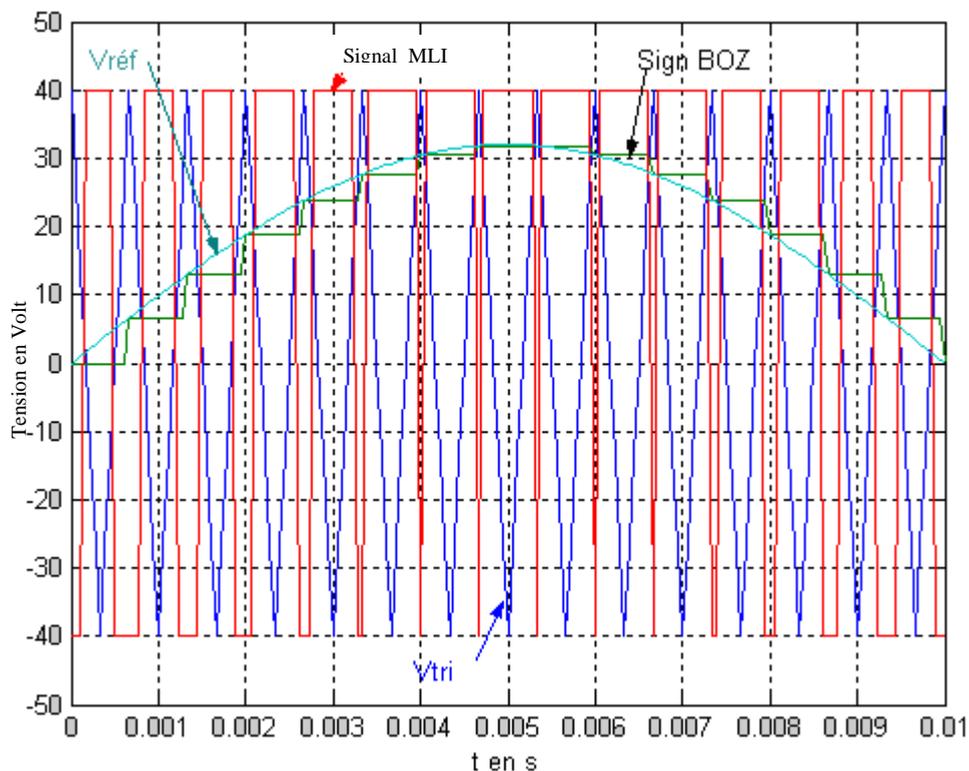


Fig II.10 : MLI régulière symétrique

II.5.2 Simulation:

La simulation de la MLI régulière symétrique est réalisée par le biais de l'implantation du synoptique de la technique en question sous MATLAB SIMULINK.

La figure II.11 nous montre le schéma synoptique de la MLI régulière symétrique, composé d'une source de tension continue de 40V, d'un pont en H formant ainsi l'onduleur dont les interrupteurs sont considérés idéals, d'un filtre L-C de valeurs respectifs 53 mH et 80 μ F et une charge résistive dont la valeur peut basculer entre 24 Ω et 4 Ω .

La génération des impulsions MLI est produite à travers la comparaison d'une porteuse triangulaire de 1.5 kHz et de la référence (32 V d'amplitude et de 50hz de fréquence) échantillonné bloqué à chaque crête positive de la porteuse avec un rapport de modulation M_a de 0.8. Le temps de discrétisation correspondant ainsi au pas de calcul T_s est de 1/18000 s.

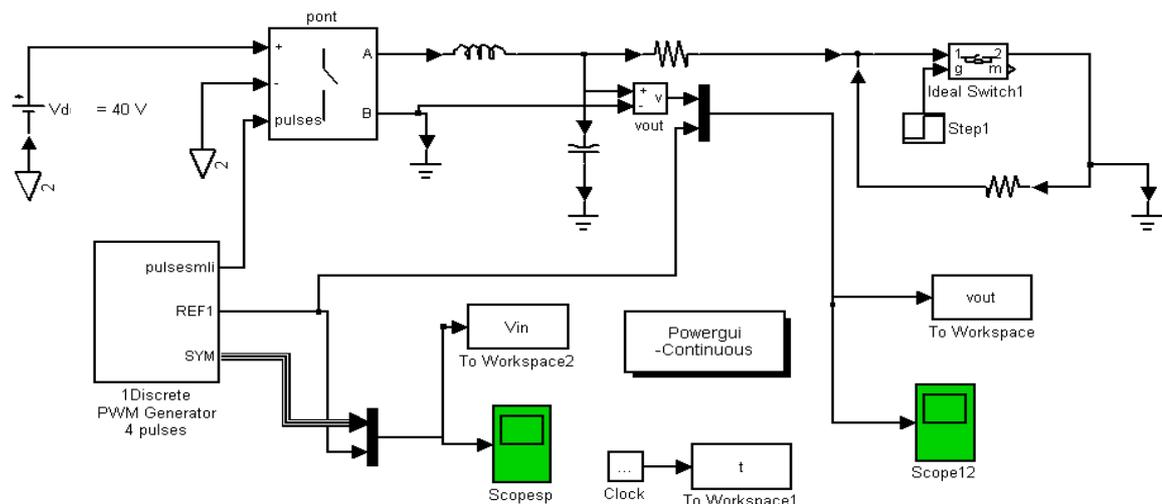


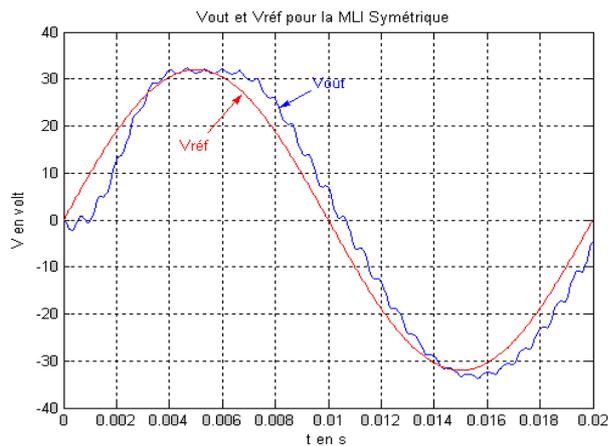
Fig II.11 : Synoptique de la MLI symétrique en B.O sur Matlab-Simulink

II.5.3 Résultats de simulation

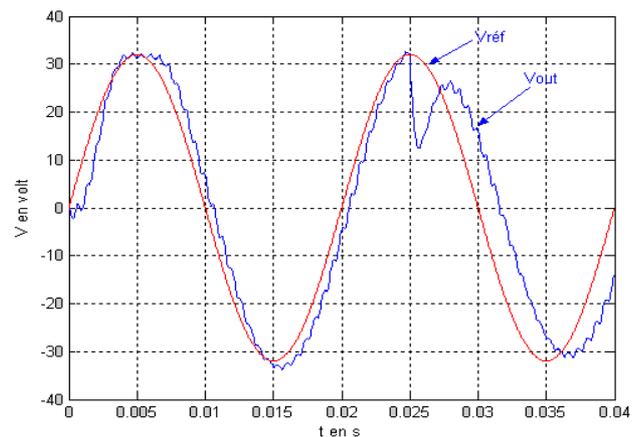
Pour mettre en évidence les avantages et les inconvénients de cette technique on a procédé à la présentation des résultats de simulation comme le montre la figure II.12:

La figure II.12.a nous montre la tension de charge V_{out} et la tension de référence $V_{réf}$ pour la MLI régulière symétrique, qui présente une erreur de phase et d'amplitude remarquables. La figure II.12.b montre le spectre de la tension de charge V_{out} qui présente ici un THD de 3.11% (relativement riche en harmonique). Pour améliorer la qualité de la tension de sortie on augmente la fréquence de commutation, mais cela reste toujours au détriment du rendement.

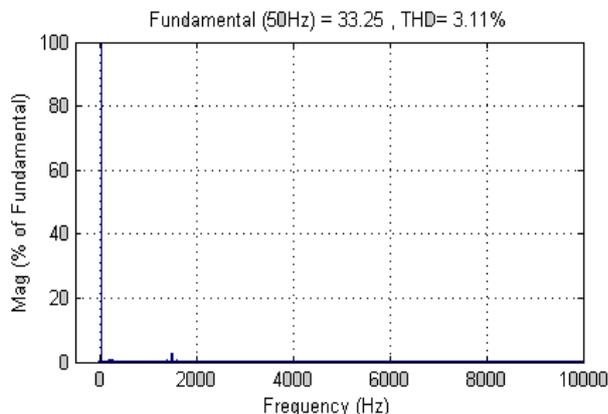
Dans la figure II.12.c il est remarquable que suite à une variation de charge (R passe de 24Ω à 4Ω) la tension de charge V_{out} ne suit plus la consigne et présente en plus une erreur d'amplitude et de phase.



a : la tension de charge V_{out} et la tension de référence $V_{réf}$.



c : tension de charge et de référence en cas de Variation de la charge



b : spectre de la tension de charge

Fig . II.12 Résultats de simulation de la technique MLI régulière symétrique

II.6 MLI REGULIERE ASYMETRIQUE :

II.6.1 Principe : le principe est identique à la MLI naturelle, mise a part le fait que la référence subit un échantillonnage et blocage à travers un bloqueur d'ordre zéro (B.O.Z)..

Le signal de consigne est bloqué à chaque crête positive et négative de la porteuse triangulaire. La comparaison de ce signal avec le triangle permet d'obtenir le signal MLI. De plus il est possible de prédéterminer, grâce à un calculateur, les instant de commutation.

Les figures II.13, II.14 nous montrent le synoptique de la MLI régulière asymétrique en boucle ouverte et les différents signaux mis en jeu :

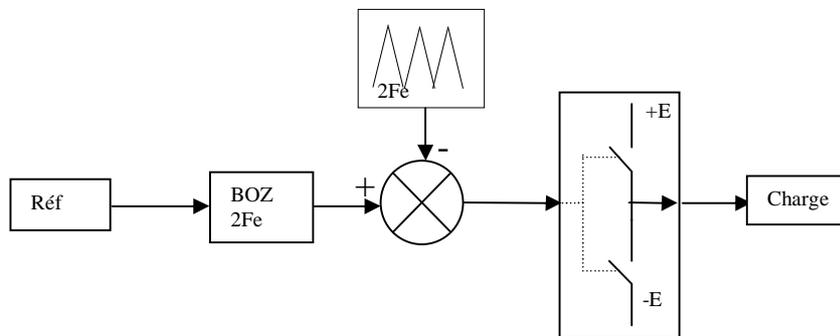


Fig II.13 : Synoptique de la MLI régulière asymétrique en B.O

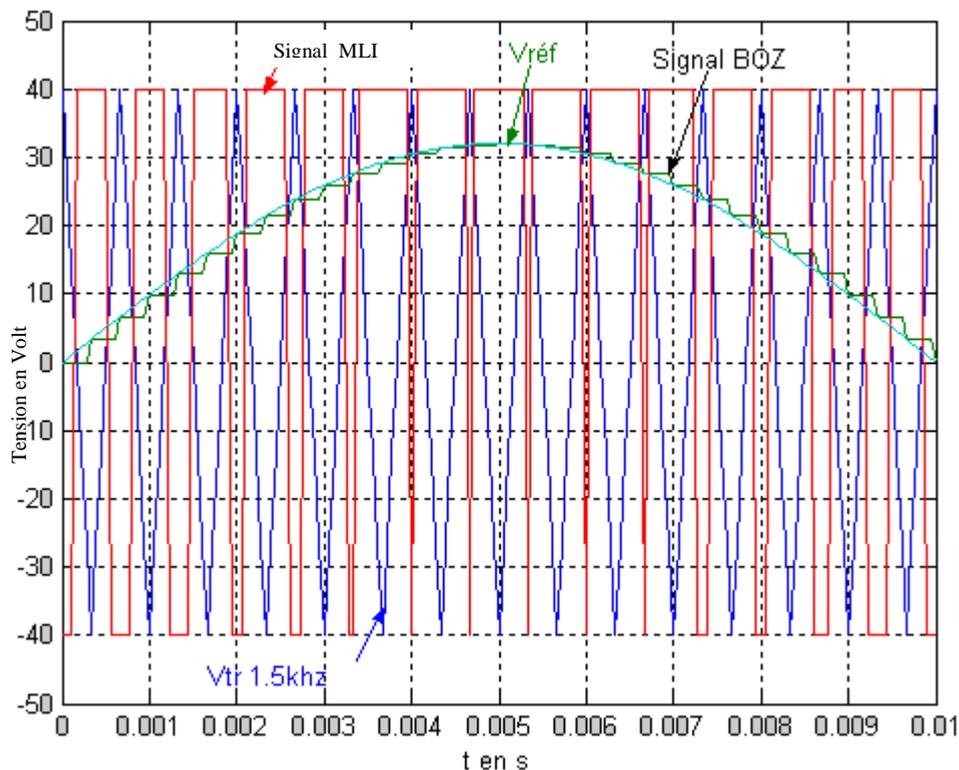


Fig II.14 : MLI régulière asymétrique

II.6.2 Simulation:

La simulation de la MLI régulière asymétrique est réalisée par le biais de l'implantation du synoptique de la technique en question sous MATLAB SIMULINK.

La figure II.15 nous montre le schéma synoptique de la MLI régulière asymétrique, composé d'une source de tension continue de 40V, d'un pont en H formant ainsi l'onduleur dont les interrupteurs sont considérés idéals, d'un filtre L-C de valeurs respectifs 53 mH et 80 μ F et une charge résistive dont la valeur peut basculer entre 24 Ω et 4 Ω .

La génération des impulsions MLI est produite à travers la comparaison d'une porteuse triangulaire de 1.5 kHz et de la référence (32 V d'amplitude et de 50hz de fréquence) échantillonné et bloqué à chaque crête positive et négative de la porteuse avec un rapport de modulation M_a de 0.8. Le temps de discrétisation correspondant ainsi au pas de calcul T_s est de 1/18000 s.

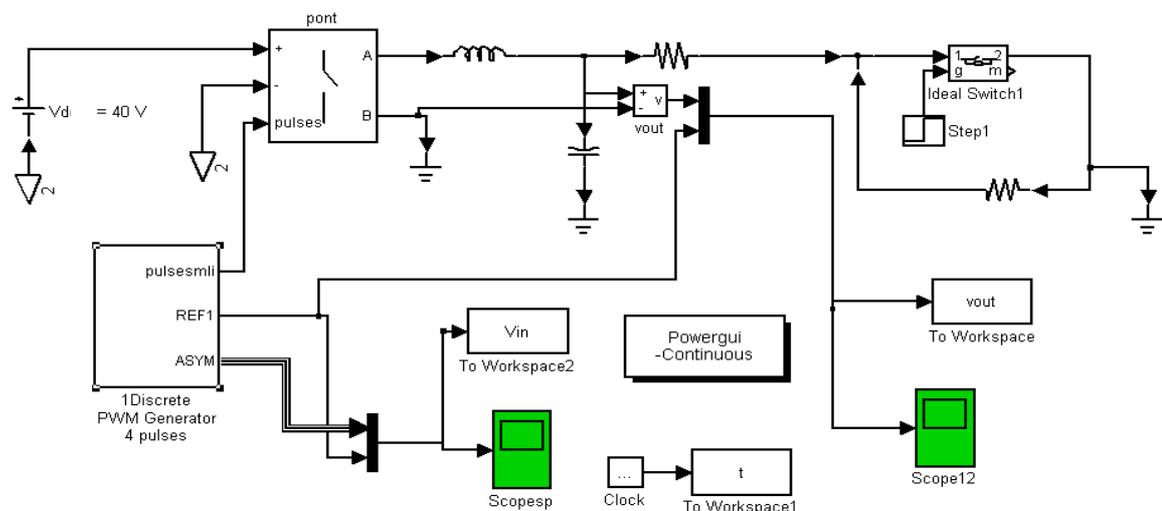


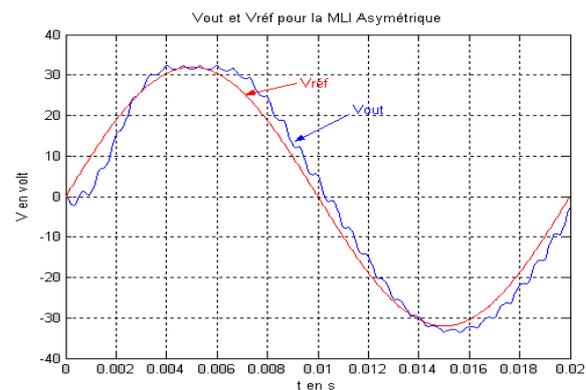
Fig II.15 : Synoptique de la MLI Asymétrique en B.O sur Matlab-Simulink

II.6.3 Résultats de simulation :

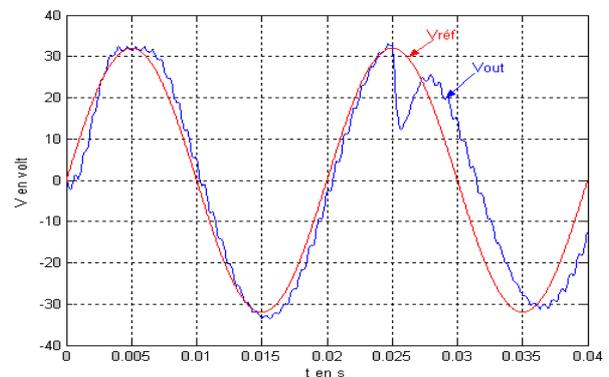
Pour mettre en exergue les avantages et les inconvénients de cette technique on a procédé à la présentation des résultats de simulation comme le montre la figure II.16:

La figure II.16.a nous montre la tension de charge V_{out} et la tension de référence $V_{réf}$ pour la MLI régulière Asymétrique. La tension de charge présente une erreur d'amplitude et de phase par rapport à la consigne. La figure II.16.b montre le spectre de la tension de charge qui est relativement riche en harmonique. Notons ici que le THD pour la MLI asymétrique est meilleure par rapport à la MLI symétrique soit 3.09% contre 3.11%. Pour améliorer la qualité de la tension de sortie on augmente la fréquence de commutation, mais cela reste toujours au détriment du rendement.

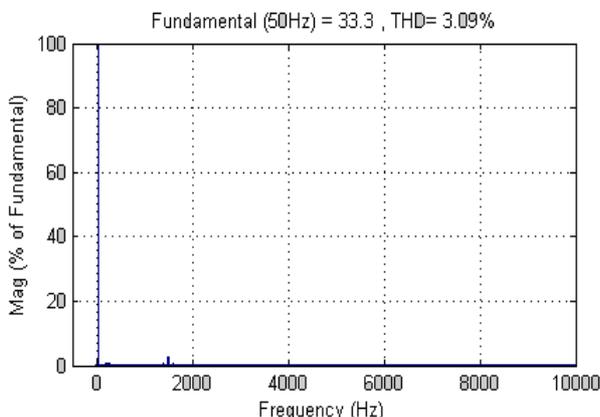
Dans la figure II.16.c il est remarquable que suite à une variation de charge (R passe de 24Ω à 4Ω dans notre cas) la tension de charge V_{out} ne suit plus la consigne et présente en plus une erreur de d'amplitude et de phase.



a : la tension de charge V_{out} et la tension de référence $V_{réf}$.



c : tension de charge et de référence en cas de Variation de la charge



b : Spectre de la tension de charge

Fig . II.16 Résultats de simulation de la technique MLI régulière asymétrique

II.7 MLI à hystérésis :

II.7.1 Principe : Dans ce cas le signal de retour et la consigne sont directement injectés dans un comparateur à hystérésis .La sortie de ce comparateur pilote l'étage de puissance. Dans ce procédé de modulation, aucun signal ne vient cadencer le système. Par conséquent, ce seront les paramètres de la charge, de l'alimentation et de la largeur d'hystérésis qui détermineront les instants de commutations et, par conséquent, la fréquence de hachage. Le synoptique en figure II.17 illustre une telle structure. La figure II.18 montre la MLI à hystérésis dans le cas d'une charge R-L

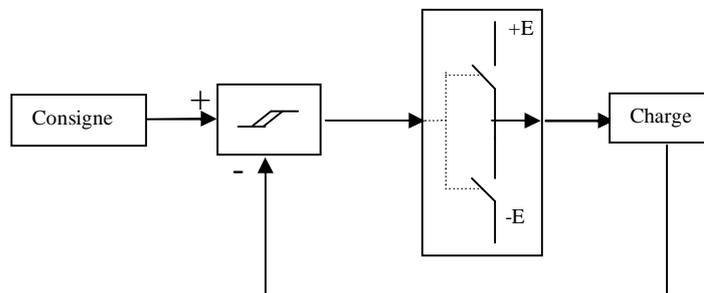


Fig . II.17 : Synoptique de la MLI à hystérésis

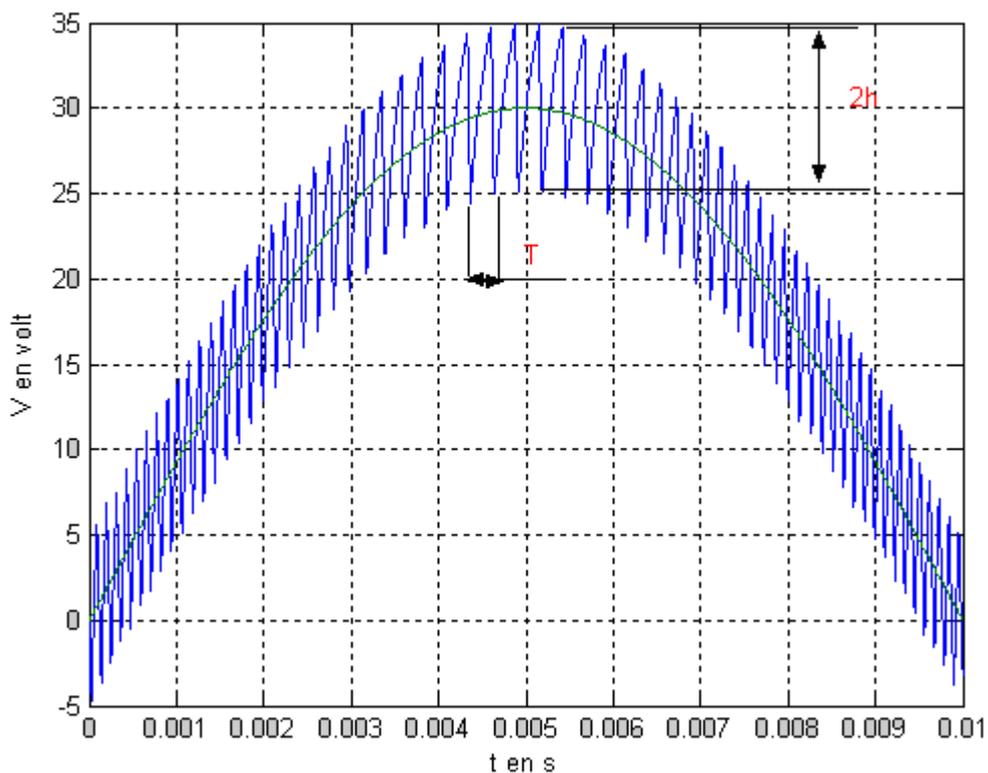


Fig.II.18 : MLI à hystérésis pour une charge R-L

II.7.3 Résultats de simulation :

Pour mettre en évidence les avantages et les inconvénients de cette technique on a procédé à la présentation des résultats de simulation comme le montre la figure II.20:

La figure II.20.a nous montre la tension de charge V_{out} et la tension de référence $V_{réf}$ pour la MLI à hystérésis. La tension de charge présente une erreur d'amplitude relativement basse soit une amplitude de 30.79 V contre 32V de référence et une erreur de phase nulle.

La figure II.20.b montre le spectre de la tension de charge avec un THD appréciable de 1.88%

La figure II.20.c montre la tension d'entrée du filtre L-C V_{in} et la tension de référence pour la MLI à hystérésis avec une fréquence de commutation de 1.5kHz ($h=0.055$). Notons ici pour la même fréquence de commutation (1.5kHz) que le THD pour la MLI à hystérésis est meilleure par rapport à la MLI symétrique, asymétrique, naturelle en B.F et en B.O soit respectivement 1.88% contre 3.11%, 3.09%, 8.15% et 3.05%. Pour améliorer la qualité de la tension de sortie on augmente la fréquence de commutation à travers la réduction de la bande d'hystérésis soit $h=0.02$. La tension de charge V_{out} suit parfaitement la consigne voir la figure II.20.d seulement la fréquence de commutation ici est assez élevée et peut atteindre 18KHZ comme le montre la figure II.20.e. Le spectre de la tension de charge V_{out} qui présente un taux de distorsion d'harmonique « THD » appréciable de 0.70% voir figure II.20.f. La figure II.20.g fait apparaître qu'en cas de variation de charge 24 Ω à 4 Ω ohms à l'instant 0.025 s, la tension de charge V_{out} subit une variation puis elle suit la consigne. En revanche la figure II.20.h montre que suite à la variation de la charge soit de 24 ohms à 4 ohms la fréquence de commutation passe de 1.5 khz à 20 khz ce qui rend indispensable l'implantation d'une commande adéquate.

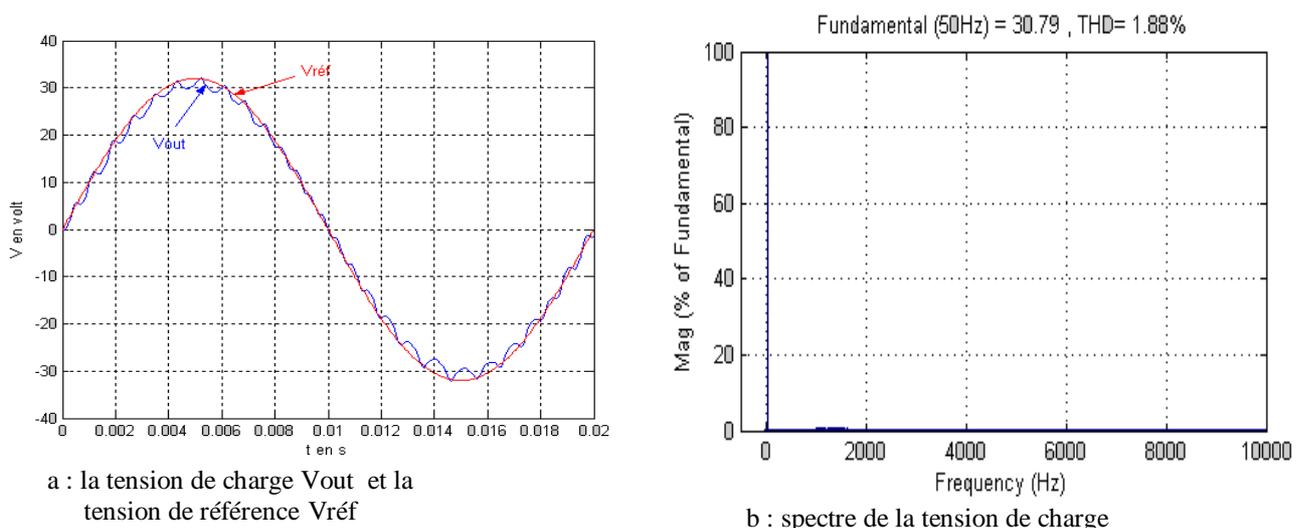
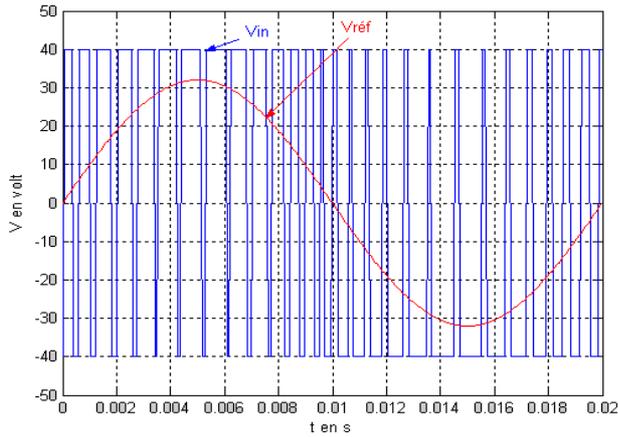
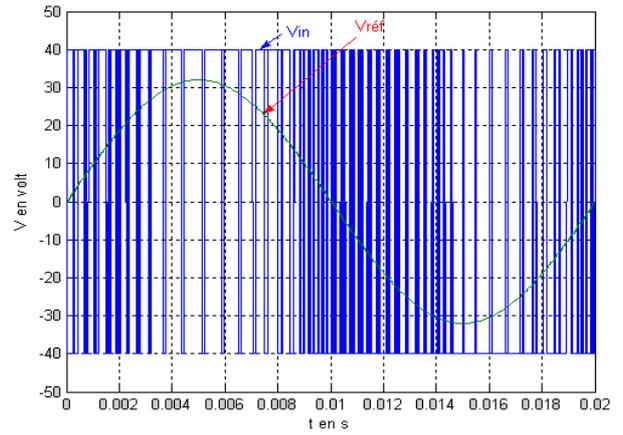


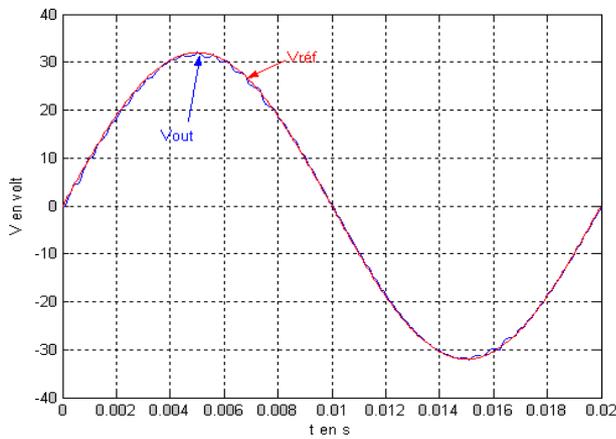
Fig . II.20 : Résultats de simulation de la technique MLI à hystérésis



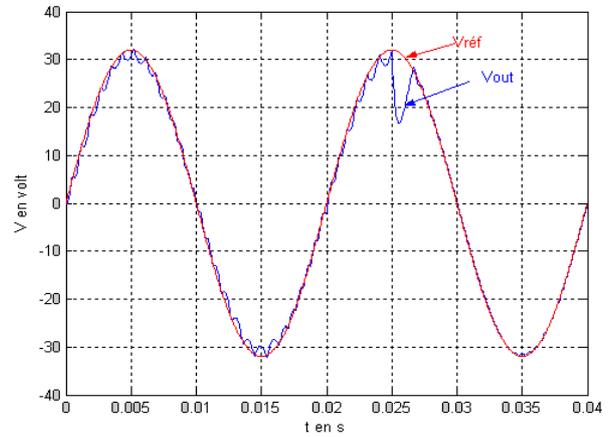
c : Tension de référence V_{ref} et V_{in} tension d'entrée du filtre L-C.



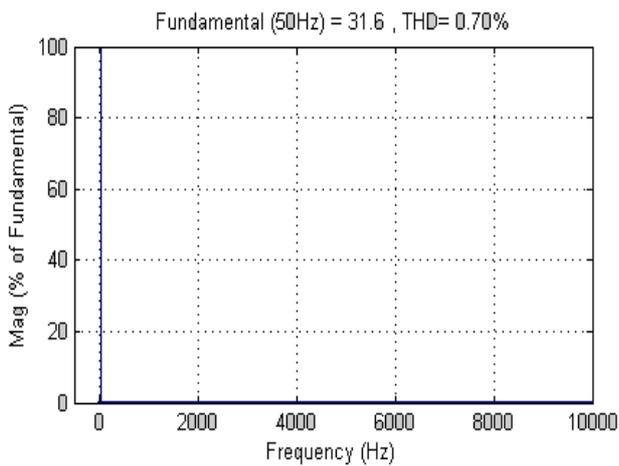
e : Tension de référence V_{ref} et V_{in} tension d'entrée du filtre L-C.



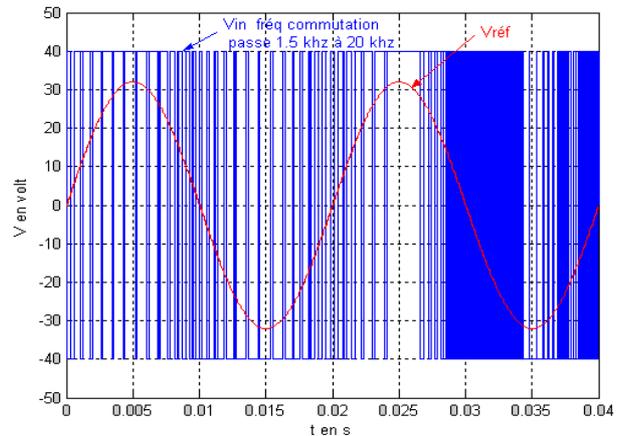
d : la tension de charge V_{out} et la tension de référence V_{ref} .



g : Tension de charge et de référence en cas de variation de la charge



f : spectre de la tension de charge V_{out}



h : Tension de référence V_{ref} et V_{in} tension d'entrée du filtre L-C.

Fig . II.20 : Résultats de simulation de la technique MLI à hystérésis

II.8 Comparaison des différentes techniques MLI :

Pour permettre une comparaison entre les différentes techniques MLI présentées dans ce chapitre on a procédé pour chaque technique à l'enregistrement des paramètres de performance suivants voir tableau II .1 :

- Le Taux de Distorsion d'Harmonique
- L'amplitude de la fondamentale.
- L'erreur d'amplitude de la fondamentale par rapport à la référence (32V pour notre cas).
- L'erreur de phase de la fondamentale par rapport à la référence.

Et ce pour les fréquences de commutations suivantes :

- 1.5 KHz
- >> 1.5KHz

	Fréquence de commutation	THD en %	Amplitude fondamentale en v	Erreur amplitude en volt	Erreur de phase en degré
MLI naturelle en B.O	1,5Khz	3,05	33,3	1,3	-1,8
	5khz	0,66	33,3	1,3	-3,6
MLI naturelle en B.F	1,5Khz	8,15	16,02	-15,98	0
	20 khz(Kp=100000)	0,34	31,81	-0,19	0
MLI Régulière symétrique	1,5Khz	3,11	33,25	1,25	-13,8
	5khz	1,21	33,3	1,3	-7,2
MLI Régulière Asymétrique	1,5Khz	3,09	33,3	1,3	-4,5
	5khz	1,2	33,3	1,3	-4,5
MLI à Hystérésis	1,5 khz (h=0,055)	1,88	30,79	-1,21	0
	18khz (h=0,01)	0,7	31,6	-0,4	0

Tableau II.1 : comparaison des différentes techniques MLI

La figure II.21 constitue une interprétation graphique du taux de distorsion total d'harmonique enregistré pour les différentes techniques MLI.

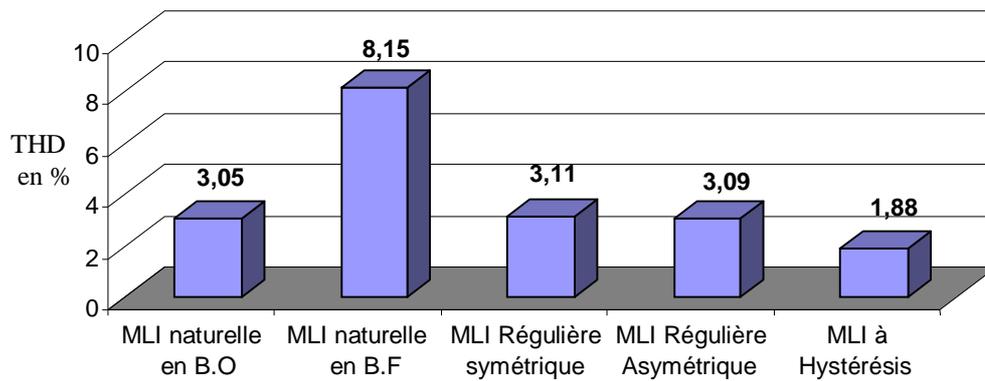


Fig . II.21 :THD en % pour une fréquence de commutation de 1,5 KHZ

En conclusion il est remarquable que la MLI à hystérésis présente des performances beaucoup plus meilleures que celles des autres techniques étudiées. Seulement en cas de variation de charge la MLI à hystérésis présente l'inconvénient d'augmentation de la fréquence de commutation.

Chapitre III

Conception d'une commande optimale pour un convertisseur CC/CA à basse fréquence de commutation

III.1 Introduction :

La configuration de base des alimentations stabilisées est constituée généralement d'une batterie pour le stockage de l'énergie électrique, un convertisseur statique DC/AC et un filtre LC et ce pour fournir à la charge une tension sinusoïdal avec un faible taux de distorsion d'harmonique.

Les performances des alimentations stabilisées sont généralement mesurées en terme de réponse transitoire dû aux changements brusque de la charge, distorsion de la tension de sortie pour les charges linéaires et non linaires.

Avec la réduction du coût des microcontrôleurs, l'usage de la technique du contrôle numérique dans les convertisseurs de puissance a augmenté. Cependant, les convertisseurs de puissance sont généralement opérés avec une fréquence de commutation basse pour la réduction des pertes. Par conséquent, la stratégie de contrôle proposée assure les mêmes performances en conservant une basse fréquence de commutation.

III.2 Modélisation du système :

Le model mathématique du système à une importance particulière dans la conception du contrôleur. Il permet la mise en équation du système physique, c'est une interprétation mathématique du système réel. Pour permettre la conception du contrôleur on procède dans ce paragraphe à l'établissement du model mathématique du système en temps continu et discret.

III.2.1 En temps continu :

a. Model d'état :

- La figure III .1 représente l'onduleur monophasé, le filtre LC et la charge résistive. L'onduleur est contrôlé par la MLI unipolaire.

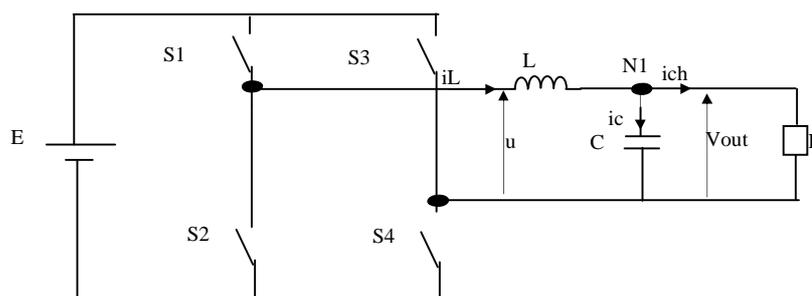


Fig III.1: Onduleur monophasé

Le filtre LC et la charge résistive forment le système à étudier à savoir :

- u : tension d'entrée
- i_L : courant de bobine du filtre
- V_{out} : tension de sortie ou tension d'alimentation de la charge

L'équation du nœud N1 est donnée par :

$$i_c = i_L - i_{ch} \quad (III.1)$$

En remplaçant l'expression des courants dans la capacité et dans la charge, on obtient :

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_L - \frac{v_c}{R}$$

D'où on tire la première équation du système d'état :

$$\dot{v}_c = -\left(\frac{1}{RC}\right)v_c + \left(\frac{1}{C}\right)i_L \quad (III.2)$$

D'autre part on a :

$$u - v_c = L \frac{di_L}{dt}$$

D'où on obtient la deuxième équation du système d'état :

$$\dot{i}_L = -\left(\frac{1}{L}\right)v_c + \left(\frac{1}{L}\right)u \quad (III.3)$$

En considérant comme variable d'état respectivement la tension aux bornes de la capacité et le courant de la bobine du filtre on peut écrire :

$$\dot{v}_c = -\left(\frac{1}{RC}\right)v_c + \left(\frac{1}{C}\right)i_L + 0u \quad (III.4)$$

$$\dot{i}_L = -\left(\frac{1}{L}\right)v_c + 0i_L + \left(\frac{1}{L}\right)u \quad (III.5)$$

La mise en équation du model nous permet d'obtenir :

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_c \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} u \quad (III.6)$$

Et l'équation de sortie :

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

Le système peut être décrit par les équations d'états suivantes :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (III.8)$$

$$y = Cx \quad (III.9)$$

b. Fonction de transfert en temps continu :

La fonction de transfert du système en temps continu est caractérisé par :

- La tension de sortie de l'onduleur V_{in}
- La tension aux bornes de la capacité comme tension de sortie : $y=V_c(t)=V_{out}$

Elle est donnée par :

$$\frac{y(p)}{V_{in}(p)} = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Et l'amortissement

$$\xi = \frac{1}{2RC\omega_n}$$

Démonstration de la formule de l'amortissement et de la pulsation naturelle :

L'équation du nœud N1 nous donne :

$$i_L = i_C + i_{ch} = C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R} \quad (\text{III.11})$$

D'où Laplacien de l'équation (III.11) nous permet d'obtenir:

$$i_L(p) = CPv_C(p) + \frac{v_C(p)}{R} \quad (\text{III.12})$$

On peut écrire :

$$i_L(p) = \frac{v_C}{R}(RCP + 1) \quad (\text{III.13})$$

D'autre part on a :

$$L \frac{di}{dt} = V_{in} - v_C \quad (\text{III.14})$$

D'où Laplacien de l'équation (III.14) nous permet d'obtenir:

$$LPi_L(p) = V_{in}(p) - v_C(p)$$

D'où :

$$LP \left[\frac{v_C}{R}(RCP + 1) \right] = V_{in} - v_C$$

D'où on tire : $LCv_C P^2 + \frac{Lv_C}{R} P = V_{in} - v_C$

$$LCP^2 + \frac{L}{R} P = \frac{V_{in}}{v_C} - 1$$

Alors :

$$\frac{V_{in}}{v_C} = LCP^2 + \frac{L}{R} P + 1$$

$$= LC \left(P^2 + \frac{1}{RC} P + \frac{1}{LC} \right)$$

D'où on tire :

$$\frac{v_c}{V_{in}} = H(p) = \frac{\frac{1}{LC}}{P^2 + \frac{1}{RC} P + \frac{1}{LC}} \quad (\text{III.15})$$

$$= \frac{\omega_n^2}{P^2 + 2\xi\omega_n P + \omega_n^2} \quad (\text{III.16})$$

Par identification on a :

$$\omega_n^2 = \frac{1}{LC}$$

Et

$$\xi = \frac{1}{2RC\omega_n}$$

III.2.2 En temps discret :

Le passage du model continu en model discret s'impose pour la raison suivante :

- Le stockage de certains valeurs dans des cases mémoires pour les utilisés durant le lancement de la commande optimale « Forward ».

a. Discrétisation du model du système:

Le processus échantillonné à T_s (temps de discrétisation) possède le model d'état discret suivant :

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \quad (\text{III.17})$$

L'équation de sortie en temps discret est donnée par :

$$Y(k) = C_d X(k) \quad (\text{III.18})$$

Le vecteur d'état est donné par :

$$X(k) = \begin{bmatrix} v_c(k) & \hat{i}_L(k) \end{bmatrix}^T$$

La matrice d'état en temps discret est donnée par :

$$A_d = I + T_s A$$

Soit

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{RC} & \frac{T_s}{C} \\ -\frac{T_s}{L} & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_d = T_s B$$

Soit

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_s}{L} \end{bmatrix}$$

La matrice de sortie peut être définie par :

$$C_d = [1 \quad 0]$$

b. Fonction de transfert en temps discret :

La fonction de transfert du système en temps discret peut être obtenue par :

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = C_d (ZI - A_d)^{-1} B_d + D_d \quad (\text{III.19})$$

$$\begin{aligned} &= \frac{[1 \quad 0] \begin{bmatrix} Z-1 & \frac{T_s}{C} \\ -\frac{T_s}{L} & Z-1 + \frac{T_s}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_s}{L} \end{bmatrix}}{(Z-1) \left(Z-1 + \frac{T_s}{RC} \right) + \frac{T_s^2}{LC}} \\ &= \frac{\frac{T_s^2}{LC}}{Z^2 + \left(\frac{T_s}{RC} - 2 \right) Z + \left(1 - \frac{T_s}{RC} + \frac{T_s^2}{LC} \right)} \end{aligned}$$

D'où la fonction de transfert en temps discret est donnée par :

$$H(Z) = \frac{\frac{T_s^2}{LC}}{Z^2 + \left(\frac{T_s}{RC} - 2 \right) Z + \left(1 - \frac{T_s}{RC} + \frac{T_s^2}{LC} \right)} \quad (\text{III.20})$$

On peut écrire :

$$= \frac{\theta_3}{Z^2 + \theta_1 Z + \theta_2}$$

D'où on obtient :

$$= \frac{\theta_3 Z^{-2}}{1 + \theta_1 Z^{-1} + \theta_2 Z^{-2}}$$

La fonction de transfert peut être décrite par :

$$H(Z) = \frac{\theta_3 Z^{-2}}{1 + \theta_1 Z^{-1} + \theta_2 Z^{-2}} \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$$\theta_1 = \frac{T_s}{RC} - 2$$

$$\theta_2 = 1 - \frac{T_s}{RC} + \frac{T_s^2}{LC}$$

$$\theta_3 = \frac{T_s^2}{LC}$$

On peut écrire :

$$\frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{\theta_3}{Z^2 + \theta_1 Z + \theta_2} \quad (\text{III.22})$$

$$Y(Z)(Z^2 + \theta_1 Z + \theta_2) = \theta_3 U(Z)$$

D'où TZ^{-1} :

$$Y(k+2) + \theta_1 Y(k+1) + \theta_2 Y(k) = \theta_3 U(k) \quad (\text{III.23})$$

$$Y(k) = -\theta_1 Y(k-1) - \theta_2 Y(k-2) + \theta_3 U(k-2) \quad (\text{III.24})$$

On remarque que l'équation (III.24) possède une action d'anticipation, par ailleurs on procède à la représentation d'état comme suit :

$$Y(k+2) = -\theta_1 Y(k+1) - \theta_2 Y(k) + \theta_3 U(k) \quad (\text{III.25})$$

Donc

$$Y(k+1) = -\theta_1 Y(k) + \int \{-\theta_2 Y(k) + \theta_3 U(k)\} \quad (\text{III.26})$$

On choisit l'état $X_1(k+1)$, tel que :

$$X_1(k+1) = -\theta_2 Y(k) + \theta_3 U(k) \quad (\text{III.26})$$

D'où l'expression (III.26) devient :

$$Y(k) = \int \{-\theta_1 Y(k) + X_1(k)\} \quad (\text{III.27})$$

Alors on choisit :

$$X_2(k) = Y(k) \quad (\text{III.28})$$

D'où le nouveau model d'état qui correspond à la fonction de transfert en temps discret :

$$\begin{cases} X_1(k+1) = -\theta_2 X_2(k) + \theta_3 U(k) \\ X_2(k+1) = X_1(k) - \theta_1 X_2(k) \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Avec :

$$Y(k) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} \quad (\text{III.30})$$

Alors les matrices d'état sont définies comme suit :

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & -\theta_2 \\ 1 & -\theta_1 \end{bmatrix}; \quad B_d = \begin{bmatrix} \theta_3 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

III.3 Régulateur linéaire Quadratique (LQR) :

L'objectif du régulateur linéaire Quadratique (LQR) est de poursuivre une référence $r(k)$ à chaque instant T_s , les gains optimaux du régulateur sont calculés par la minimisation d'une fonction de coût qu'on peut la changée à travers un choix judicieux des fonctions de poids ce qui rend possible l'optimisation de l'effort de contrôle dans le suivi de la tension de référence[1],[26].

Les variables d'état du système augmenté proposé dans notre projet sont alors définies comme suit [8]:

- L'état mesuré $v_c(k)$
- L'état estimé $\hat{i}_L(k)$
- L'intégration de l'erreur $V(k)$
- La référence $r(k)$
- La dérivée de la référence $\dot{r}(k)$

Le vecteur formé par les variables d'état du système augmenté est:

$$\varpi(k) = \begin{bmatrix} v_c(k) & \hat{i}_L(k) & V(k) & r(k) & \dot{r}(k) \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.31})$$

La tension de commande du régulateur LQR est définie comme suit :

$$U_{LQR} = -K\varpi(k) \quad (\text{III.32})$$

Avec K représente les gains de Ricatti tel que :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 & K_4 & K_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

III.3.1 Représentation d'état du système augmenté :

Elle consiste à mettre le système augmenté sous la forme standard :

$$\varpi(k+1) = G\varpi(k) + HU_{LQR}(k)$$

Pour déterminer les matrices G et H nous procédons comme suit :

Pour l'état mesuré $v_c(k)$ et l'état estimé $\hat{i}_L(k)$ on a :

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \quad (\text{III.34})$$

$$X(k) = \begin{bmatrix} v_c(k) & \hat{i}_L(k) \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.35})$$

$$A_d = I + T_s A \quad (\text{II.36})$$

soit

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{RC} & \frac{T_s}{C} \\ -\frac{T_s}{L} & 1 \end{bmatrix}, \quad B_d = T_s B \quad \text{avec} \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_s}{L} \end{bmatrix}, \quad C_d = [1 \quad 0]$$

L'équation III.34 peut être écrite dans le nouveau système augmenté comme suit :

$$\begin{cases} v_c(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{RC}\right)v_c(k) + \frac{T_s}{C}\hat{i}_L(k) + 0V(k) + 0r(k) + 0\dot{r}(k) + 0U_{LQR}(k) \\ \hat{i}_L(k+1) = -\frac{T_s}{L}v_c(k) + \hat{i}_L(k) + 0V(k) + 0r(k) + 0\dot{r}(k) + \frac{T_s}{L}U_{LQR}(k) \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

L'équation III.37 peut être décrite comme suit :

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U_{LQR} \quad (\text{III.38})$$

Pour l'intégration de l'erreur $V(k)$ on a :

$$V(k+1) = e(k+1) + V(k) \quad (\text{III.39})$$

L'erreur est donnée par :

$$\begin{aligned} e(k+1) &= r(k+1) - Y(k+1) \\ &= r(k+1) - C_d X(k+1) \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

$$V(k+1) = r(k+1) - C_d (A_d X(k) + B_d U(k)) + V(k) \quad (\text{III.41})$$

La réorganisation de l'équation (III.41) nous pouvons écrire :

$$V(k+1) = V(k) + r(k+1) - C_d(A_d X(k) + B_d U(k)) \quad (\text{III.42})$$

La mise en forme de l'équation (III.42) on peut écrire :

$$V(k+1) = -C_d A_d X(k) + V(k) + r(k+1) - C_d B_d U_{LQR}(k) \quad (\text{III.43})$$

D'autre part on a le signal de référence est définie par :

$$\ddot{r} + \omega^2 r = 0 \quad (\text{III.44})$$

Où ω est la pulsation du signal de référence avec :

$$\omega = 2\pi f \quad \text{Ou } f=50\text{hz}$$

En temps continu l'équation (III.44) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{r} \\ \ddot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ \dot{r} \end{bmatrix}$$

En temps discret on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} r(k+1) \\ \dot{r}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ -\omega^2 T_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(k) \\ \dot{r}(k) \end{bmatrix}$$

$$n(k+1) = R_d n(k) \quad (\text{III.45})$$

Ou :

$$n(k+1) = \begin{bmatrix} r(k+1) \\ \dot{r}(k+1) \end{bmatrix}; R_d = \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ -\omega^2 T_s & 1 \end{bmatrix}; n(k) = \begin{bmatrix} r(k) \\ \dot{r}(k) \end{bmatrix}$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$r(k+1) = C_d R_d n(k) \quad (\text{III.46})$$

D'où :

$$V(k+1) = -C_d A_d X(k) + V(k) + C_d R_d n(k) - C_d B_d U_{LQR}(k) \quad (\text{III.47})$$

D'où le système augmenté se présente comme suit :

$$X(k+1) = A_d X(k) + 0V(k) + n(k) + B_d U_{LQR}$$

$$\begin{aligned} V(k+1) &= -C_d A_d X(k) + V(k) + C_d R_d n(k) - C_d B_d U_{LQR}(k) \\ n(k+1) &= 0X(k) + 0V(k) + R_d n(k) + 0U(k) \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ V(k+1) \\ n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d & 0 & 0 \\ -C_d A_d & 1 & C_d R_d \\ 0 & 0 & R_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ V(k) \\ n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_d \\ -C_d B_d \\ 0 \end{bmatrix} U_{LQR} \quad (\text{III.48})$$

Et

$$Y(k) = \begin{bmatrix} C_d & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ V(k) \\ n(k) \end{bmatrix} \quad (\text{III.49})$$

Pour désigner les gains optimaux du régulateur nous devons présenter le système sous la forme standard comme suit [8] :

$$\varpi(k+1) = G\varpi(k) + HU_{LQR}(k) \quad (\text{III.50})$$

Cette expression constitue la forme standard pour appliquer la commande optimale où :

$$G = \begin{bmatrix} A_d & 0 & 0 \\ -C_d A_d & 1 & C_d R_d \\ 0 & 0 & R_d \end{bmatrix} ; \quad H = \begin{bmatrix} B_d \\ -C_d B_d \\ 0 \end{bmatrix}$$

La loi de commande est donnée par :

$$U_{LQR} = -K\varpi(k) \quad (\text{III.51})$$

Les gains qui définissent la loi de commande sont ceux qui minimisent la fonction de coût J donnée par [8]:

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \{ \varpi^T(k) Q \varpi(k) + U^T(k) R_u U(k) \} \quad (\text{III.52})$$

De tel façon qu'on ramène $\varpi(0) = \varpi_0$ vers $\varpi(N) = 0$

Les matrices Q et R_u sont des matrices de pondération arbitraire de l'état et de l'entrée, qui sont définies positives.

La stratégie de commande optimale sans qu'il y ait contrainte sur la commande U_{LQR} (pas de limitation par exemple) se présente comme suit :

- On forme le Hamiltonien H_a :

$$H_a = \frac{1}{2}U^T(N)R_U U(N) + P^T(k+1)(G\varpi(k) + HU_{LQR}) \quad (III.53)$$

- L'équation vectorielle adjointe :

$$P^*(k) = \frac{-\partial H_a^*}{\partial \varpi(k)} = Q\varpi(k) + G^T P^*(k+1) \quad (III.54)$$

On suppose que l'inverse de $G=G^{-1}$ existe.

- Condition de transversalité :

$$P(N) = \frac{\partial \Theta(\varpi(N))}{\partial \varpi(N)} = 0 \quad (III.55)$$

- Trajectoire optimale $\varpi^*(k)$:

$$\frac{\partial H_a^*(k)}{\partial U_{LQR}} = 0 \Rightarrow U_{LQR}^*(k) = -R_u^{-1}H^T P^*(k+1) \quad (III.56)$$

On a 2n équations différentielles à deux conditions aux limites ($\varpi(0) = \varpi_0$ et $P(N) = P_N$)
D'où :

$$\begin{cases} \varpi^*(k+1) = G\varpi^*(k) - HR_u^{-1}H^T P^*(k+1) \\ P^*(k) = Q\varpi^*(k) + G^T P^*(k+1) \end{cases} \text{ avec } \varpi(0) = \varpi_0 \quad (III.57)$$

Une solution en boucle fermé est proposé par Ho et Bryson (1969), tel que :

$$P(k) = P_{LQR}(k)\varpi(k) \quad (III.58)$$

Par substitution des équations (III.56), (III.57), (III.58) afin d'éliminer $P(k)$ nous aurons donc :

$$\begin{cases} \varpi(k+1) = G\varpi(k) - HR_u^{-1}H^T P_{LQR}(k+1)\varpi(k+1) \\ P_{LQR}(k)\varpi(k) = Q\varpi(k) + G^T P_{LQR}(k+1)\varpi(k+1) \end{cases} \quad (III.59)$$

D'où

$$P_{LQR}(k)\varpi(k) = Q\varpi(k) + G^T P_{LQR}(k+1)[I + HR_u^{-1}H^T P_{LQR}(k+1)]^{-1}G\varpi(k) \quad (III.60)$$

Soit :

$$P_{LQR}(k)\varpi(k) = [Q + G^T P_{LQR}(k+1)[I + HR_u^{-1}H^T P_{LQR}(k+1)]^{-1}G]\varpi(k) \quad (III.61)$$

$\forall \varpi(k) \neq 0$ on a :

$$P_{LQR}(k) = Q + G^T P_{LQR}(k+1) \left[I + HR_u^{-1} H^T P_{LQR}(k+1) \right]^{-1} G \quad (\text{III.62})$$

Soit :

$$P_{LQR}(k) = Q + G^T \left[P_{LQR}^{-1}(k+1) + HR_u^{-1} H^T \right]^{-1} G \quad (\text{III.63})$$

L'équation (III.63) présente l'équation de différence non linéaire matricielle de Riccati, avec condition terminale [4], [8] :

$$P_{LQR}(k) \Big|_{k=N} = 0$$

La commande est :

$$U_{LQR}^*(k) = -R_u^{-1} H^T P^*(k+1) \quad (\text{III.64})$$

$$= -R_u^{-1} H^T P_{LQR}(k+1) \varpi^*(k+1) \quad (\text{III.65})$$

D'autre part on a :

$$\left(P_{LQR}(k) - Q \right) \varpi^*(k) = G^T P_{LQR}(k+1) \varpi^*(k+1) \quad (\text{III.66})$$

$$P_{LQR}(k+1) \varpi^*(k+1) = \left(G^T \right)^{-1} \left(P_{LQR}(k) - Q \right) \varpi^*(k)$$

En remplaçant l'équation (III.66) dans (III.65) :

$$U_{LQR}^*(k) = -R_u^{-1} H^T \left(G^T \right)^{-1} \left(P_{LQR}(k) - Q \right) \varpi^*(k) \quad (\text{III.67})$$

Pour lancer la commande optimale on doit tout d'abord résoudre :

$$P_{LQR}(k) = Q + G^T \left[P_{LQR}^{-1}(k+1) + HR_u^{-1} H^T \right]^{-1} G \quad (\text{III.68})$$

Avec condition terminale

$$P_{LQR}(k) \Big|_{k=N} = 0$$

la résolution de l'équation (III-68) Back Ward de $k=N$ à $k=0$ en stockant toutes les valeurs $P_{LQR}(k)$ dans des cases mémoires pour les utiliser aux instants t_k $k=1,2,\dots,N$ durant le lancement de la commande optimale forward.

On peut ainsi adopter la stratégie de commande optimale par retour d'état.

Ou :

$$U^*_{LQR}(k) = -K_{LQR} \varpi^*(k)$$

Avec les gains :

$$K_{LQR}(k) = R_u^{-1} H^T (G^T)^{-1} (P_{LQR}(k) - Q) \quad (\text{III.69})$$

Pour synthétiser le processus du calcul des gains optimaux nous procédons comme suit :

– on calcul $P_{LQR}(N) = 0, P_{LQR}(N-1), \dots, P_{LQR}(0)$

– on lance le calcul de la commande optimale à travers :

$$U^*_{LQR}(k) = -R_u^{-1} H^T (G^T)^{-1} (P_{LQR}(k) - Q) \varpi^*(k) \quad \text{Sachant que } \varpi^*(0) = \varpi_0$$

– on calcul la trajectoire optimale à chaque pas à travers l'équation :

$$\varpi^*(k+1) = G \varpi^*(k) + H U^*_{LQR}(k)$$

III.3.2 Régulateur à temps fini :

Pour les régulateurs à temps fini on choisi la fonction de coût J comme suit :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \{ \varpi^T(k) Q \varpi(k) + U^T(k) R_u U(k) \} \quad (\text{III.70})$$

On pratique le même raisonnement utilisé dans le paragraphe précédent, on aboutit à l'équation matricielle non linéaire de Riccati :

$$P_{LQR}(k) = Q + G^T [P_{LQR}^{-1}(k+1) + H R_u^{-1} H^T]^{-1} G \quad (\text{III.71})$$

$\dim(P_{LQR}(k)) = nxn$ et $P_{LQR}(N) = 0$ l'état final

On peut aussi trouver une forme équivalente soit :

$$P_{LQR}(k) = G^T P_{LQR}(k+1) G + Q - [H^T P_{LQR}^{-1}(k+1) G]^T [R_u + H^T P_{LQR}(k+1) H]^{-1} H^T P_{LQR}(k+1) G \quad (\text{III.72})$$

Avec $P_{LQR}(k) = P_{LQR}^T(k)$, d'où la matrice $P_{LQR}(k)$ est symétrique.

III.3.3 Régulateur à temps infini :

Pour les régulateurs à temps infini on choisi la fonction de coût J comme suit :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \{ \varpi^T(k) Q \varpi(k) + U^T(k) R_u U(k) \} \quad (\text{III.73})$$

La solution du problème en temps infini peut être établie en posant $N \rightarrow \infty$, ce qui conduit la matrice de Riccati à devenir une constante :

$$\lim_{N \rightarrow \infty} P_{LQR}(N) = P_{LQR}$$

En remplaçant $P_{LQR}(k+1)$ et $P_{LQR}(k)$ par P_{LQR} dans l'équation matricielle non linéaire de Riccati :

$$P_{LQR} = G^T P_{LQR} G + Q - \left[H^T P_{LQR}^{-1} G \right]^T \left[R_u + H^T P_{LQR} H \right]^{-1} H^T P_{LQR} G \quad (III.74)$$

On tire par la suite l'expression de la commande :

$$U^*_{LQR} = - \left[\left(R_u + H^T P_{LQR} H \right)^{-1} \left(H^T P_{LQR} G \right) \right] \bar{w}^*(k) \quad (III.75)$$

III.4 Observateurs :

III.4.1 Principe :

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir des données accessibles tel que les entrées imposées et sorties mesurées.

La figure III-2 présente le schéma de principe de l'observateur

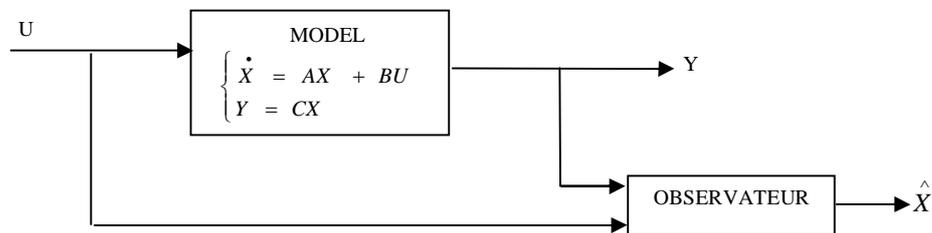


Fig. III. 2 : Principe de l'observation

L'observation se fait en deux phases : Une phase d'estimation et la seconde de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système (estimateur) et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K (observateur). Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [25] figure III.3.

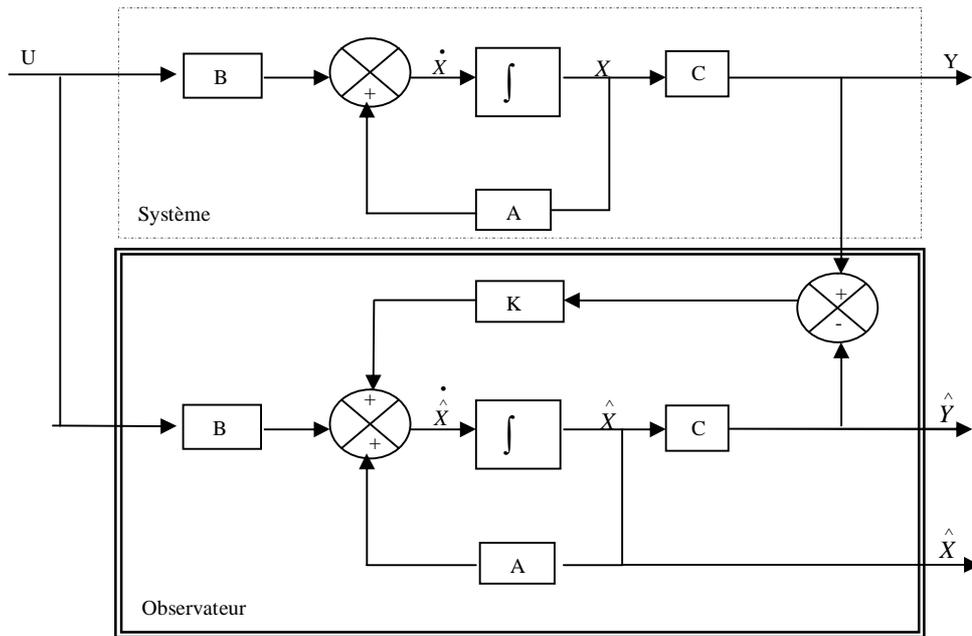


Fig. III.3 : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

III.4.2 Classification des observateurs :

Les techniques d'observation diffèrent en fonction de :

- la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire)
- l'environnement considéré (déterministe ou stochastique)
- dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit)

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories :

- observateurs pour les systèmes linéaires : ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur la matrice « A » du système qui est linéaire et invariant dans le temps. l'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.
- Observateurs pour les systèmes non linéaires : les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas des observateurs ont été développées pour palier cette difficulté, on peut citer par exemple :

- des observateurs ou les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par méthode de Lyapounov
- des observateurs à structures variables (modes glissants)
- des observateurs à grand gain.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :

- observateurs de type déterministes : ce sont des observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesure et fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe parmi ces observateur nous citons l'observateur de Luenberger.
- Observateurs de type stochastiques : ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. leurs observations se base sur la présence de bruit dans le système, ce qui est souvent le cas l'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

En fonction de la dimension du vecteur d'état , ces observateurs peuvent être classés en deux familles :

- Observateurs d'ordre complet : ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état du système complet .ils nécessitent un temps de calcul long
- Observateurs d'ordre réduit : ces observateurs donnent les information sur les variables d'état non mesurable. Ces observateurs nécessitent moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son model : de ses matrice A, B et C (fig III.3). Cette approche néglige les notions d'incertitude et de fluctuations aléatoires. Or toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe s'avère suffisante. Cependant pour atteindre de hautes performances il faut augmenter la précision des variables estimées [10].

Dans le cas stochastique, qui est plus générale, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures .la structure de base d'un observateur est semblable à celle d'un

observateur d'état déterministe .ce pendant les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du model d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [10]

III.5 Estimation des paramètres par la méthode des moindres carrés récurrents (RLS):

L'estimation des paramètres $\hat{\theta}$ du model se fait à travers la minimisation à chaque instant d'une fonction de coût quadratique $J(\hat{\theta})$ correspondant à la somme des carrées de l'erreur entre la sortie réelle du processus à identifier et celle du model obtenu à chaque instant d'échantillonnage T_s .

La fonction de transfert en temps discret du processus est définie comme suit [26]:

$$H(Z) = \frac{\frac{T_s^2}{LC}}{Z^2 + \left(\frac{T_s}{RC} - 2\right)Z + \left(1 - \frac{T_s}{RC} + \frac{T_s^2}{LC}\right)} \quad \text{(III.76)}$$

Qui peut s'écrire :

$$H(Z, \theta) = \frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{\theta_3}{Z^2 + \theta_1 Z + \theta_2} \quad \text{(III.77)}$$

Ou θ_1 , θ_2 , θ_3 présentent les paramètres du système à identifier qui dépendent des paramètres R , L , C tel que :

$$\theta_1 = \frac{T_s}{RC} - 2 ; \theta_2 = 1 - \frac{T_s}{RC} + \frac{T_s^2}{LC} ; \theta_3 = \frac{T_s^2}{LC}$$

La figure III.4 présente le Schémas de simulation du modèle réalisant $H(Z)$.

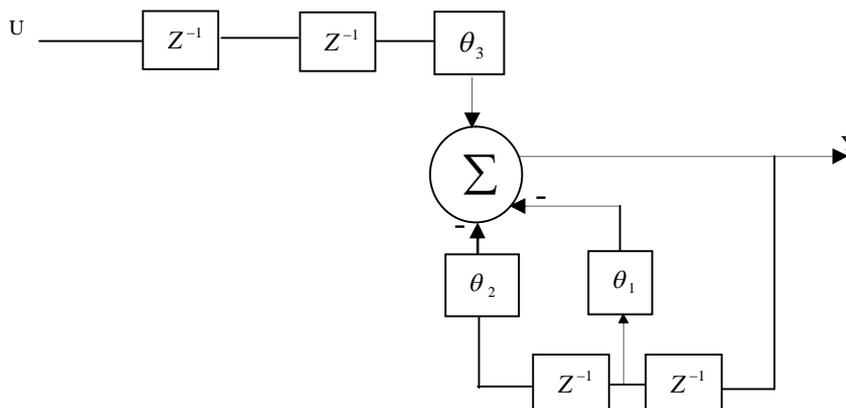


Fig. III.4 : Schémas de simulation du modèle réalisant H(Z)

L'équation de récurrence décrivant le model est :

$$Y(k) = -\theta_1 Y(k-1) - \theta_2 Y(k-2) + \theta_3 U(k-2) \quad (\text{III.78})$$

Qui peut être exprimé sous forme d'un produit scalaire d'un vecteur de paramètre $\theta(k)$ et un vecteur de mesure $\Psi(k-1)$, tel que :

$$Y(k) = \theta^T(k) \Psi(k-1) \quad (\text{III.79})$$

Avec

$$\theta(k) = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3]$$

Et

$$\Psi(k-1) = [-Y(k-1) \quad -Y(k-2) \quad U(k-2)] \quad (\text{III.80})$$

Le critère quadratique à minimiser est :

$$J_k(\theta) = \sum_{k=1}^N e^2(k, \theta) \quad (\text{III.81})$$

qui peut être écrit sous la forme :

$$J_k(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (Y(k) - \theta^T(k) \Psi(k-1))^2 \quad (\text{III.82})$$

D'où :

$$\frac{dJ_k(\theta)}{d\theta} = \sum_{k=1}^N (Y(k) - \theta^T(k) \Psi(k-1)) (-\Psi(k-1)) = 0 \quad (\text{III.83})$$

On obtient alors :

$$\sum_{k=1}^N \Psi(k-1) Y(k) = \sum_{k=1}^N \Psi(k-1) \Psi(k-1)^T \theta(k) \quad (\text{III.84})$$

D'où :

$$\theta(k) = \left[\sum_{k=1}^N \Psi(k-1) \Psi(k-1)^T \right]^{-1} \left[\sum_{k=1}^N \Psi(k-1) Y(k) \right] \quad (\text{III.85})$$

Qui peut être écrit sous la forme :

$$\theta(k) = p(k) \left[\sum_{k=1}^N \Psi(k-1)Y(k) \right] \quad (\text{III.86})$$

La matrice p est la matrice de variance de l'erreur de l'estimation, telle que :

$$p(k)^{-1} = \left[\sum_{k=1}^N \Psi(k-1)\Psi(k-1)^T \right] = p(k-1)^{-1} + \Psi(k-1)\Psi(k-1)^T \quad (\text{III.87})$$

La forme récursive de $p(k)$ est :

$$p(k) = p(k-1) - \frac{p(k-1)\Psi(k-1)\Psi(k-1)^T p(k-1)}{1 + \Psi(k-1)^T p(k-1)\Psi(k-1)} \quad (\text{III.88})$$

D'autre part on a :

$$\theta(k) = p(k) \left[\sum_{k=1}^N \Psi(k-1)Y(k) \right] = p(k) \left[\Psi(k-1)Y(k) + \sum_{k=1}^{N-1} \Psi(k-1)Y(k) \right] \quad (\text{III.89})$$

Alors :

$$\theta(k) = p(k) \left[\Psi(k-1)Y(k) + p(k-1)^{-1} \theta(k-1) \right] \quad (\text{III.90})$$

D'où l'expression finale récursive de $\hat{\theta}(k)$:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + p(k)\Psi(k-1) \frac{Y(k) - \Psi^T(k-1)\hat{\theta}(k-1)}{1 + \Psi^T(k-1)p(k-1)\Psi(k-1)} \quad (\text{III.91})$$

Les paramètres sont périodiquement ajustés selon la loi :

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + L(k) \left[y(k) - \Psi^T \hat{\theta}(k-1) \right] \quad (\text{III.92})$$

III.6 Filtre de Kalman:

Le filtre de Kalman est un observateur linéaire qui peut être dans le cas d'un système non linéaire appliquée au modèle linéarisé.

Le filtre de Kalman permet de résoudre dans le domaine temporel le problème de l'estimation statistique pour les systèmes linéaires. Il fait appel à la représentation d'état des systèmes linéaires stochastiques. Il fournit alors une estimation optimale au sens de la variance minimale ainsi que la variance de l'erreur d'estimation [2], [9].

Dans le cas d'un système discret la formulation du filtre est particulièrement adaptée au traitement numérique donc à l'implantation sur un ordinateur en vue de son fonctionnement en temps réel.

III.6.1 Modèle stochastique :

Dans le cas stochastique, on prend en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Ce pendant les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

III.6.1.1 Bruit :

a. Bruit d'état :

Le bruit d'état prend en considération les imperfections du modèle par rapport au système réel, les termes prépondérants de bruit d'état dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres sont dus aux variations des paramètres du système. Il existe d'autres sources de bruit d'état qui affectent le système il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur [25].

b. Bruit de mesure :

Les bruits de mesures concernent la chaîne de mesure c'est à dire les capteurs et les convertisseurs analogique – numérique (CAN), il y a donc principalement deux sources de bruit un bruit analogique dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN.

Ils sont prépondérants dans le cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un ordinateur numérique [25].

III.6.1.2 Model stochastique du système:

Le model discret du système dont on veut estimer l'état $\hat{i}_L(k)$ est donnée par :

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \quad (\text{III-93})$$

$$Y(k) = C_d X(k) \quad (\text{III-94})$$

$$\text{Avec } X(k) = \begin{bmatrix} v_c(k) & \hat{i}_L(k) \end{bmatrix}^T ; A_d = I + T_s A$$

$$\text{Soit : } A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{RC} & \frac{T_s}{C} \\ -\frac{T_s}{L} & 1 \end{bmatrix} ; B_d = T_s B \text{ avec } B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} ; C_d = [1 \ 0]$$

Est idéal et ne peut prendre en considération tous les phénomènes qui régissent le système réel.

Afin de modéliser cet écart entre le système réel et le model élaboré on introduit dans l'équation d'état du model un vecteur de perturbation w_k , encore appelé bruit d'état et un vecteur de bruit de mesure.

Le nouveau model d'état discret s'écrit :

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) + w(k) \\ y(k) = C_d x(k) + v(k) \end{cases} \quad (\text{III-95})$$

Afin d'obtenir une estimation optimale par le filtre de Kalman, le bruit d'état w_k et de mesure v_k doivent être centré, blanc, Gaussien, décorrélé et de matrice de covariance Q_w et R_v qui doivent être connues [25].

$$E[w(k)^T \ w(k)] = R_w > 0$$

$$E[v(k)^T \ v(k)] = R_v > 0$$

$$E[w(k)^T \ v(k)] = 0$$

$$E(w_k) = 0$$

$$E(v_k) = 0$$

III.6.2 Filtre de Kalman standard :

La prédiction de l'état $\hat{x}^{k+1/k}$ et de la matrice de covariance $\hat{M}^{k+1/k}$ s'écrit :

$$\begin{cases} \hat{x}^{k+1/k} = A_k \hat{x}^{k/k} + B_k u_k \\ \hat{M}^{k+1/k} = A_k \hat{M}^{k/k} A_k^T + Q_w \end{cases} \quad (\text{III-96})$$

L'étape de correction réajuste la prédiction à partir des mesures $y(k+1)$ pondérées par le gain de Kalman :

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1} (y(k+1) - C_k \hat{x}_{k+1/k}) \quad (III-97)$$

Le gain de Kalman K_{k+1} est déterminé à partir de la matrice de covariance $\hat{M}_{k+1/k}$ et de la matrice de covariance des bruits de mesure R_v :

$$K_{k+1} = \left(\hat{M}_{k+1/k} C_d^T \right) \left(C_d \hat{M}_{k+1/k} C_d^T + R_v \right)^{-1} \quad (III-98)$$

$$\hat{M}_{k+1/k+1} = \hat{M}_{k+1/k} - K_{k+1} C_d \hat{M}_{k+1/k} \quad (III-99)$$

La figure III.5 présente le schéma général du filtre de Kalman discret

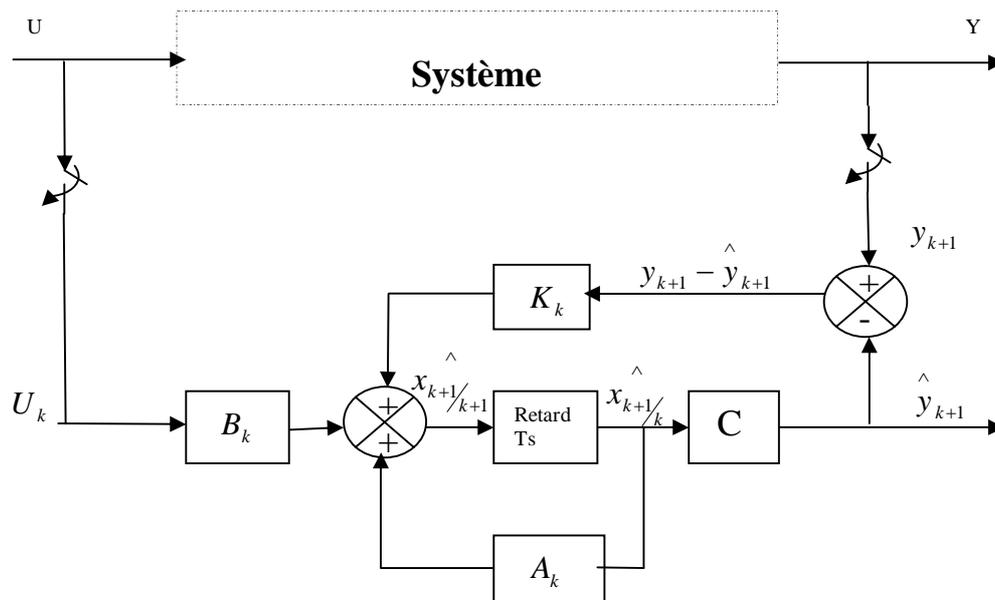


Fig. III.5 : Schéma général du filtre de Kalman discret

Après avoir examiné les outils d'estimation des paramètres du modèle à travers l'estimateur RLS, l'estimation du courant de la bobine à travers le filtre de Kalman et l'outil de calcul des gains optimaux du régulateur LQR, le chapitre suivant est consacré à la mise en œuvre de ces outils à travers la simulation sous MATLAB SIMULINK de la technique proposée.

Chapitre IV

Simulation de la technique proposée

IV.1 Introduction :

Pour valider les performances de la technique proposée et la contribution qu'elle apporte, on a réalisé un certain nombre de simulation sous MATLAB SIMULINK.

Les résultats sont basés sur le model définie au chapitre III.

L'idée est de trouver une technique qui nous permet de poursuivre une consigne toute en conservant une basse fréquence de commutation (1.5 KHZ) avec une qualité appréciable en matière du Taux de Distorsion d'Harmonique « THD ».

IV.2 Schémas de simulation :

La simulation de la technique proposée est réalisée par le biais de l'implantation du synoptique de la technique en question sous MATLAB SIMULINK.

La figure IV .1 nous montre le schéma synoptique de la technique proposée, composé d'une source de tension continue de 40V, d'un pont en H formant ainsi l'onduleur dont les interrupteurs sont considérés idéals, d'un filtre L-C de valeurs respectifs 53 mH et 80 μ F et une charge résistive dont la valeur peut basculer entre 24 Ω et 4 Ω .

Ici :

- La tension mesuré de charge $v_c(k)$
- Le courant estimé de la bobine $\hat{i}_L(k)$
- L'intégration de l'erreur $V(k)$
- La référence $r(k)$
- La dérivée de la référence $\dot{r}(k)$

Forment les entrées du régulateur LQR qui a l'objectif de poursuivre une référence $r(k)$ à chaque instant T_s , les gains optimaux du régulateur sont calculés par la minimisation d'une fonction de coût qu'on peut la changée à travers un choix judicieux des fonctions de poids ce qui rend possible l'optimisation de l'effort de contrôle dans le suivi de la tension de référence.

Le courant de la bobine est estimé par le filtre de Kalman, les paramètres du filtre et de la charge sont estimé par l'estimateur RLS.

La sortie du régulateur LQR est une tension de commande U_{LQR} , formant ainsi le signal de référence pour la MLI unipolaire.

La génération des impulsions MLI unipolaire qui pilote l'étage de puissance est produite à travers la comparaison d'une porteuse triangulaire de 1.5 khz et de la référence U_{LQR} avec un rapport de modulation m_a de 0.8. Le temps de discrétisation T_s est de 1/18000 s.

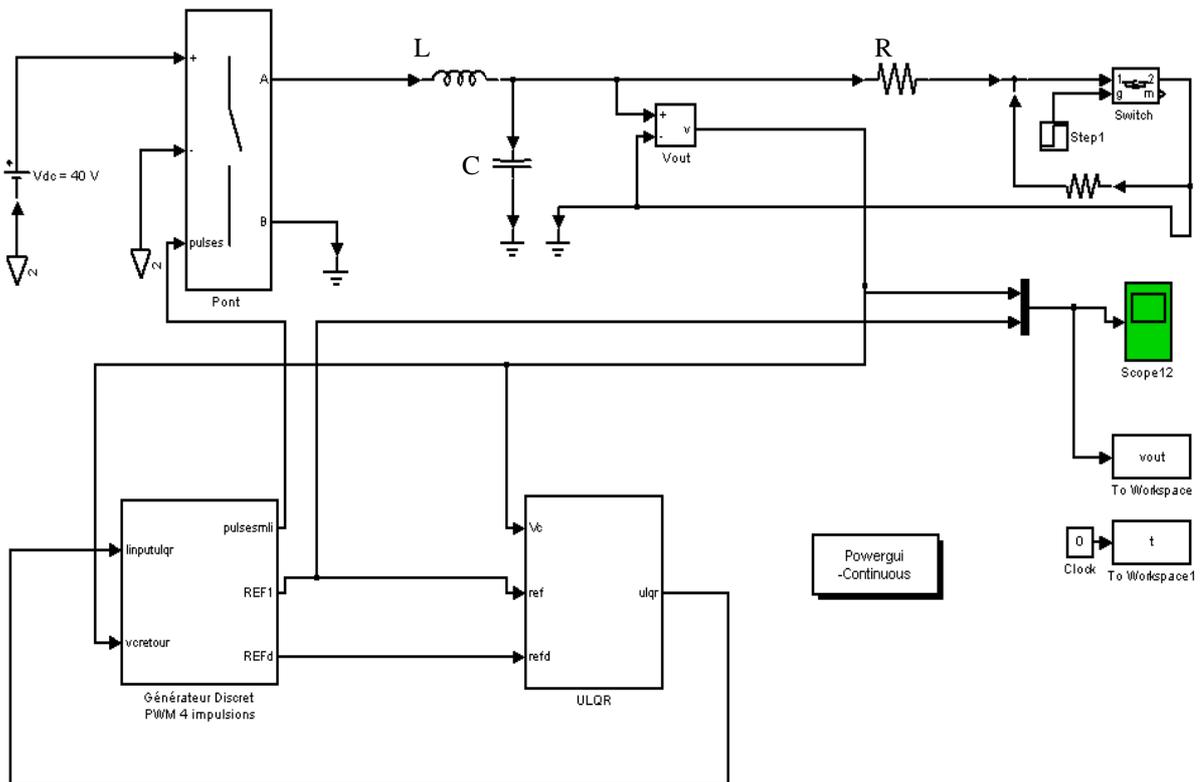


Fig.IV.1 : Synoptique de la technique proposée sur Matlab-Simulink

IV.3 Résultats de simulation

IV.3.1 Cas d'une charge linéaire :

La figure IV.2 montre les résultats de simulation de la technique proposée dans le cas d'une charge linéaire $R= 24\Omega$ à savoir :

La figure IV.2.a: montre la tension de charge V_{out} et la tension de référence $V_{réf}$ dans le cas d'une charge linéaire $R= 24\Omega$, il est remarquable que V_{out} suit parfaitement la référence $V_{réf}$.

La figure IV. 2. b: montre la tension d'entrée V_{in} à la sortie de l'onduleur et la tension de sortie V_{out} dans le cas d'une charge linéaire $R= 24\Omega$, on remarque ici que la technique MLI appliquée est la MLI unipolaire $+E 0 -E$.

La figure IV. 2. c: montre le courant de la bobine \hat{i}_L estimé par le filtre de Kalman et le courant de la bobine mesuré, on remarque que l'estimation par le filtre de Kalman est appréciable.

La figure IV. 2. d: montre l'estimation des paramètres θ_1 , θ_2 et θ_3 de la fonction de transfert du model discrétisé du système, La technique RLS donne une estimation appréciable comme le montre La figure IV. 2. d.

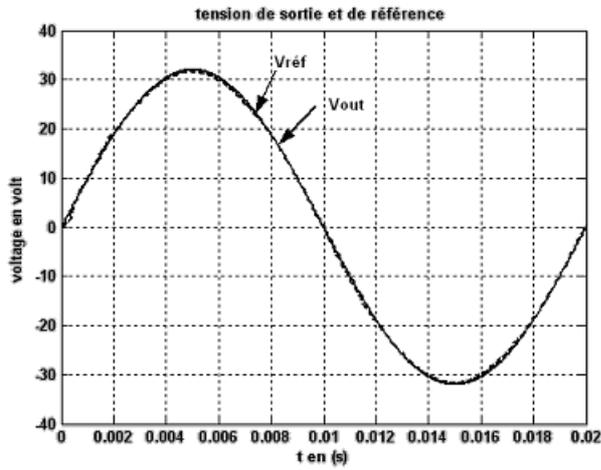
La figure IV. 2. e: montre les gains optimaux du régulateur LQR k_1 , k_2 , k_3 , k_4 , k_5 . Ces gains varient à la variation de la charge afin de s'adapter à la poursuite de la tension de référence.

La figure IV. 2. f: montre la tension de commande U_{lqr} et la porteuse triangulaire avec une fréquence de commutation de 1.5Khz pour une charge linéaire de 24Ω .

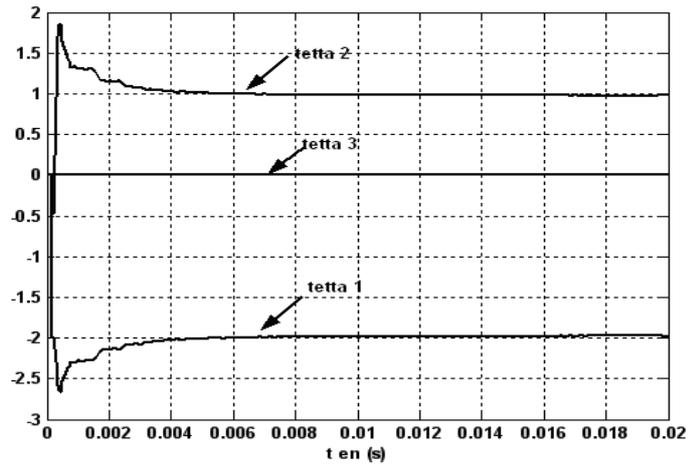
La figure IV. 2. g: montre le spectre de la tension de charge V_{out} qui présente ici un THD appréciable de 0.94% pour une charge linéaire de 24Ω .

La figure IV. 2. h: montre une analyse spectrale de la tension de charge V_{out} et met en évidence l'amplitude de la fondamentale par rapport à l'amplitude des autres harmoniques.

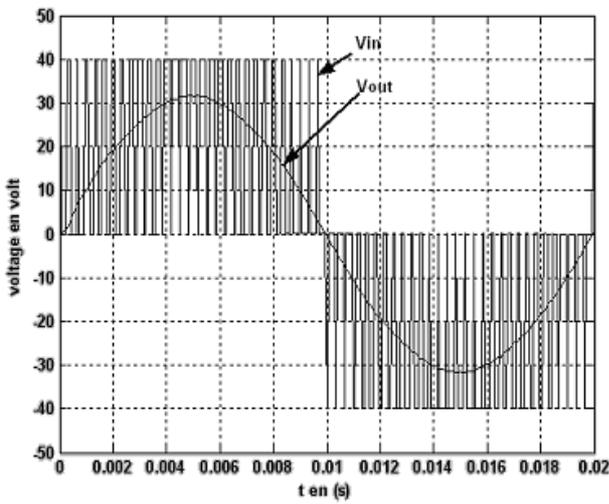
Le spectre pauvre est en harmonique et présente un THD appréciable de 0.94%, pour le cas d'une charge linéaire de 24Ω .



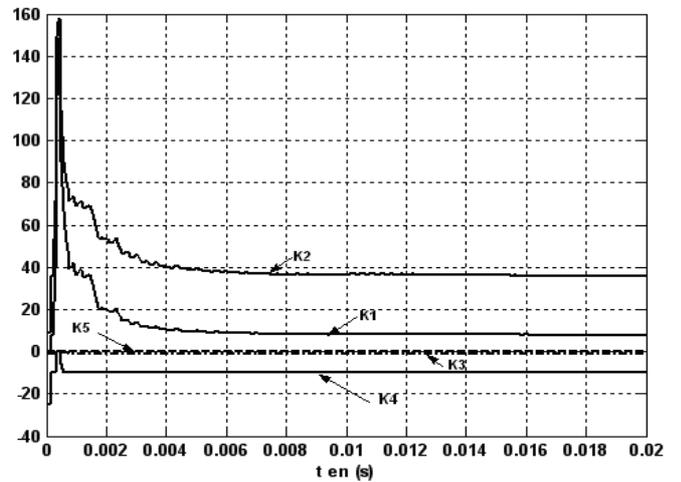
a : Tension de charge V_{out} et de référence V_{ref}



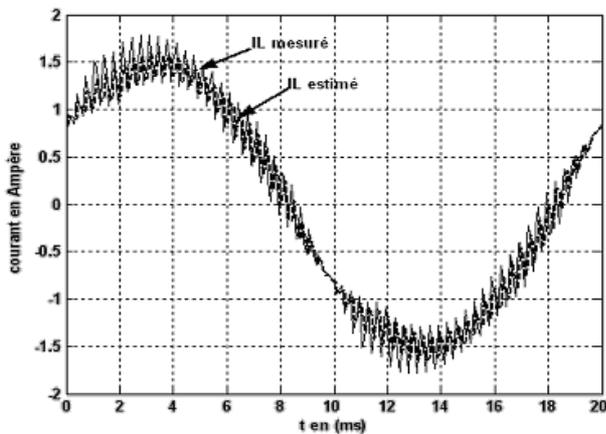
d : Estimation des paramètres θ_1, θ_2 et θ_3 Par l'estimateur RLS



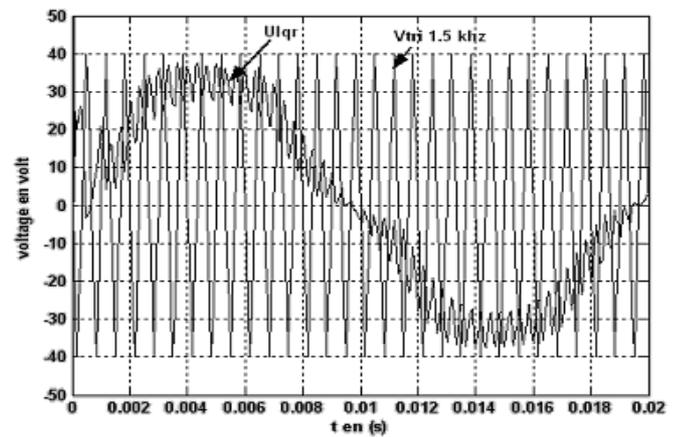
b : Tension d'entrée V_{in} à la sortie de l'onduleur et la tension de charge V_{out}



e : les gains optimaux du régulateur LQR.

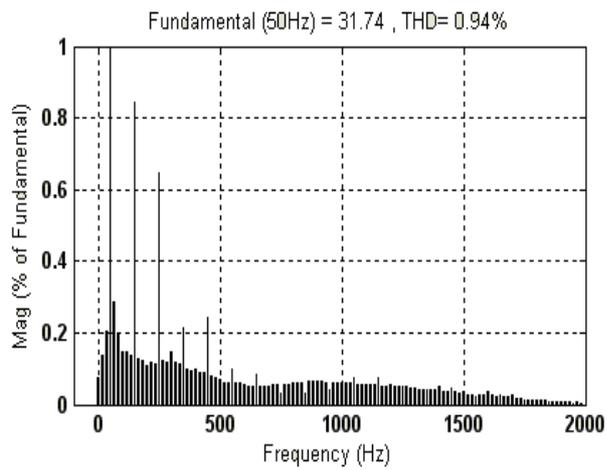


c : le courant mesuré et estimé de la bobine

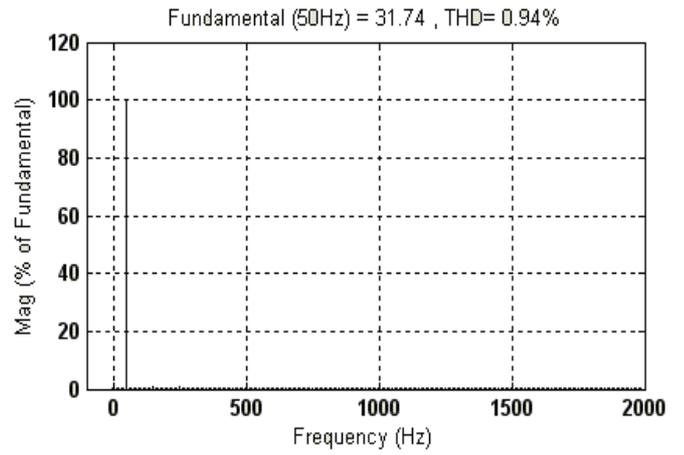


f : la tension de commande U_{lqr} et la porteuse Triangulaire V_{tri}

Fig . IV.2 : Résultats de simulation de la technique proposée dans le cas d'une charge linéaire



g : spectre de la tension de charge
Vout

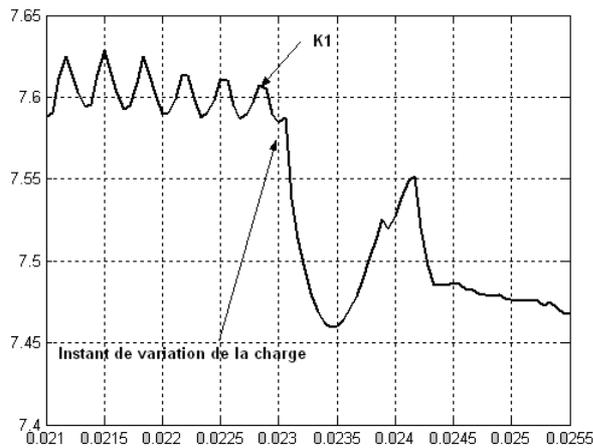


h : spectre de la tension de charge

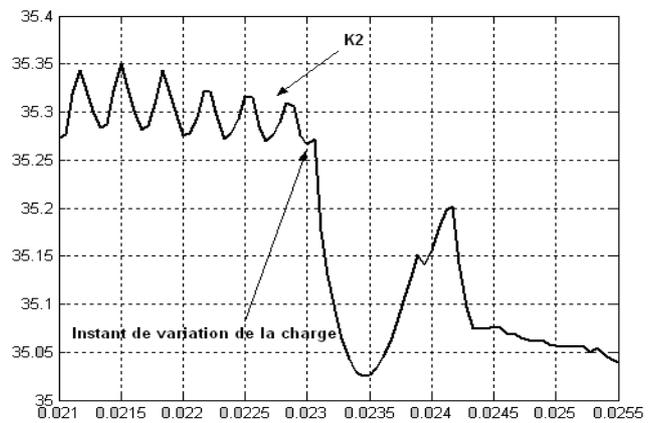
Fig .IV.2 : Résultats de simulation de la technique proposée dans le cas d'une charge linéaire

IV.3.2 Sensibilité des gains du régulateur LQR à la variation de la charge:

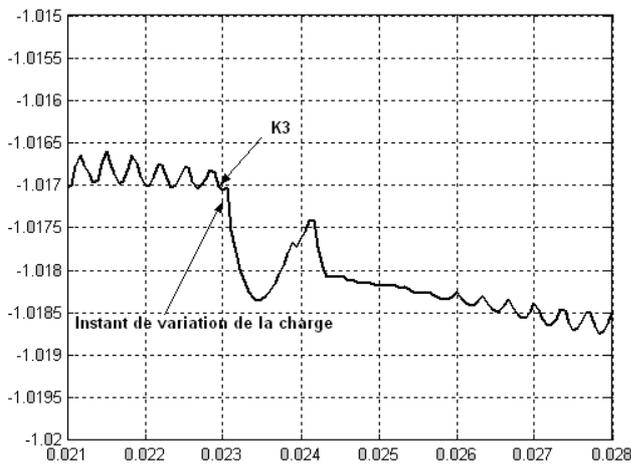
Pour examiner la sensibilité des gains optimaux du régulateur LQR k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 à la variation de la charge on a procédé à la réalisation par le biais de simulation sous MATLAB SIMULINK d'une variation de la charge résistive R passant ainsi de 56Ω à 12Ω à l'instant 0.023 s et on a enregistré la sensibilité des gains optimaux du régulateur LQR k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 à cette variation comme le montre respectivement pour chaque gain les figures : Fig.IV.3.a , FigIV. 3.b , Fig.IV. 3.c , Fig.IV. 3.d , Fig.IV. 3.e .



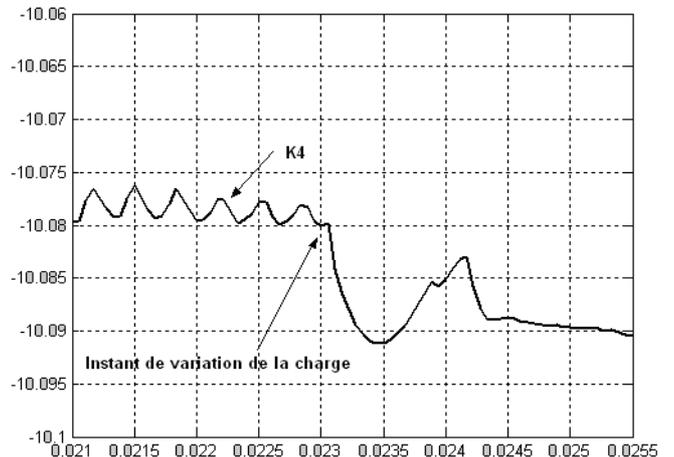
a : sensibilité du gain K_1 à la variation De la charge R (passe de 24Ω à 4Ω)



b : sensibilité du gain K_2 à la variation De la charge R (passe de 24Ω à 4Ω)

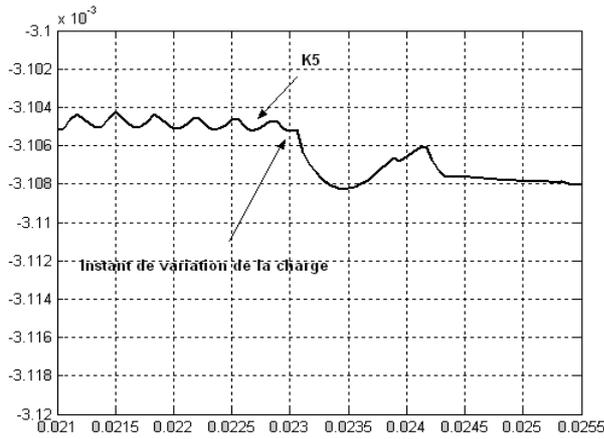


c : Sensibilité du gain K_3 à la variation De la charge R (passe de 24Ω à 4Ω)



d : sensibilité du gain K_4 à la variation De la charge R (passe de 24Ω à 4Ω)

Fig .IV.3 : Sensibilité des gains du régulateur LQR à la variation de la charge



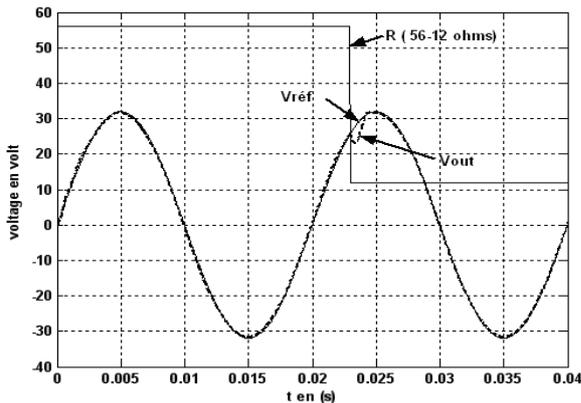
e : sensibilité du gain K5 à la variation
De la charge R (passe de 24 Ω à 4 Ω)

Fig .IV.3 : Sensibilité des gains du régulateur LQR à la variation de la charge

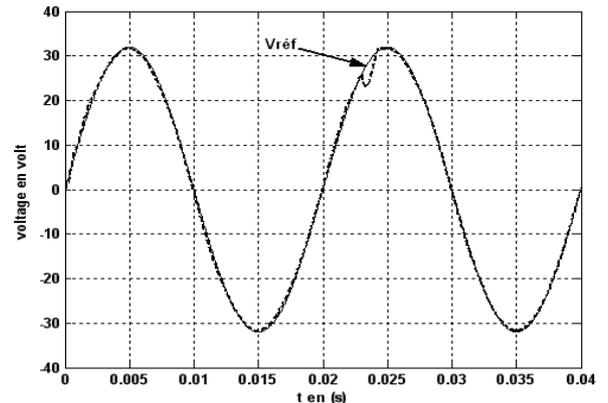
IV.3.3 En cas de variation de charge : 56 Ω – 12 Ω:

La figure IV.4.a: montre la tension de charge V_{out} et la tension de consigne ou de référence $V_{réf}$ en cas de variation de charge ici R passe 56 Ω à 12Ω , malgré le choix de l’instant de variation qui est critique la technique proposée présente une aptitude de suivi appréciable.

La figure IV. 4.b: montre la tension de charge V_{out} et la tension de consigne ou de référence $V_{réf}$ en cas de variation de charge.



a : Tension de charge V_{out} et de référence $V_{réf}$



b : tension de charge V_{out} et tension de référence $V_{réf}$

Fig .IV.4 : Tension de charge V_{out} et de référence $V_{réf}$ en cas de variation de la charge

IV.3.4 Cas d’une charge non linéaire :

Pour les charges non linéaires on a procédé à l’augmentation de la puissance transitée à travers le convertisseur CC/CA et ce pour valider les aptitudes de la technique proposée pour les puissance relativement élevées. Les valeurs du filtre L-C ont été réajustées soit 29 mh et 200 μ F . La figure IV.5.a montre la tension de charge V_{out} et la tension de référence $V_{réf}$ dans le cas d’une charge non linéaire (un pont à diode alimentant une charge résistive de 100 Ω à travers un condensateur de 300 μ F), on note ici une qualité de suivi appréciable. La figure IV. 5. b montre l’analyse spectrale de la tension de charge V_{out} qui présente ici un THD appréciable de 1.14%, Le cas d’une charge non linéaire de 100 Ω , 300 μ F. La figure IV. 5. c montre l’analyse spectrale de la tension de charge V_{out} et met en évidence l’amplitude de la fondamentale par rapport à l’amplitude des autres harmoniques. Le spectre est pauvre en harmonique et présente un THD appréciable de 1.14%. La figure IV. 5. e fait apparaître la tension de charge V_{out} et la tension à la sortie du convertisseur.

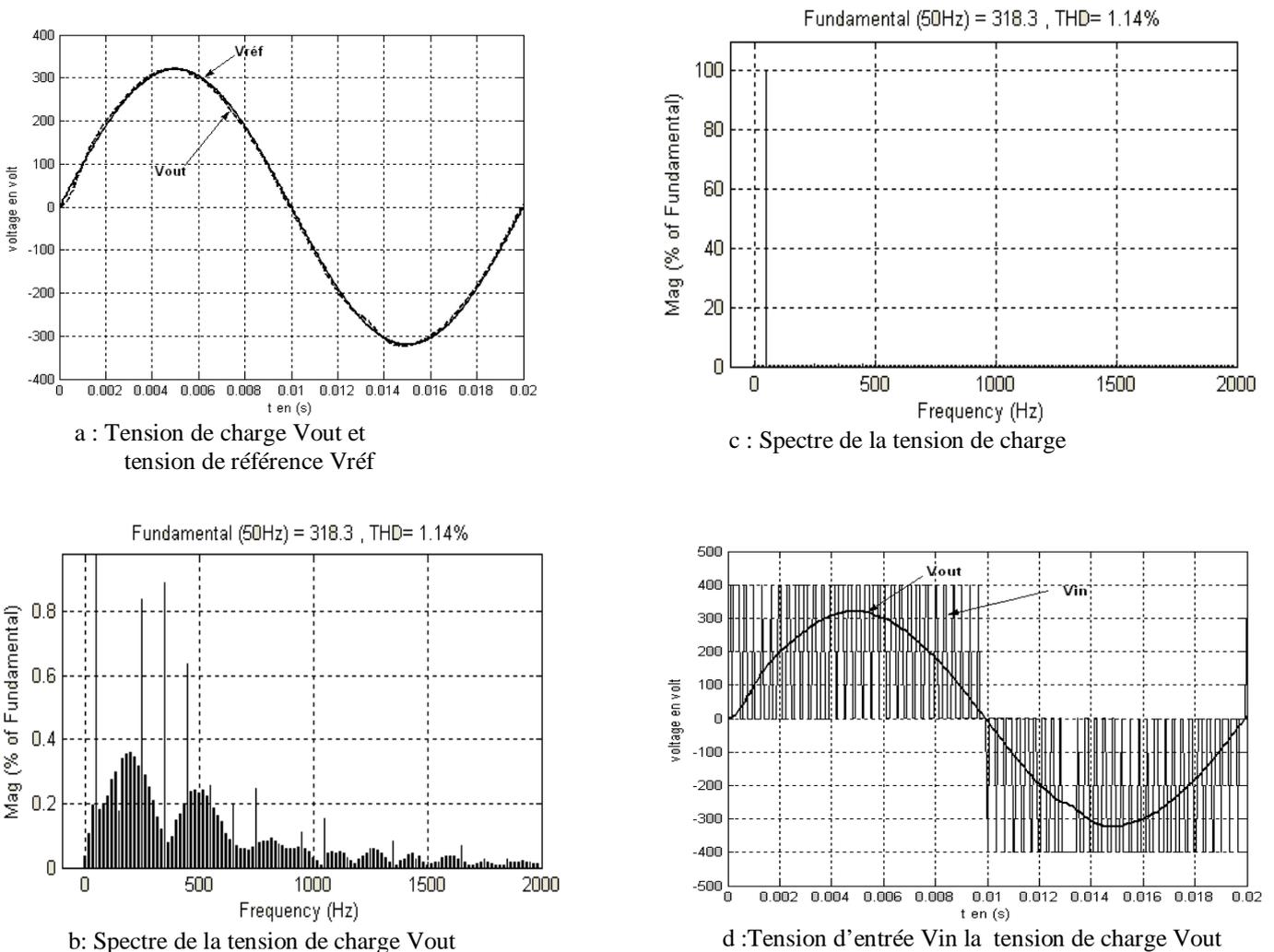


Fig . IV.5 Résultats de simulation de la technique proposée dans le cas d’une charge non linéaire

Conclusion

Dans ce travail une alimentation stabilisée à performances améliorées a été étudiée et simulée sous MATLAB SIMULINK.

Les performances de cette alimentation mesurée en terme de réponse transitoire dû au changement brusque de la charge, distorsion et forme d'onde de la tension d'alimentation sous différentes condition de charge (linéaire, non linéaire et variation de charge) d'une part , et d'une fréquence de commutation relativement basse d'autre part ont été améliorées à travers la conception d'une commande adaptative optimale.

Le régulateur linéaire quadratique (LQR) a été développé avec succès pour notre alimentation, les gains de ce dernier sont calculés par la minimisation d'une fonction de coût qu'on peut la changée à travers un choix judicieux des fonctions de poids ce qui rend possible l'optimisation de l'effort de contrôle dans le suivi de la tension de référence.

L'estimateur à moindre carré récursif (RLS) identifie les paramètres du model qui sont employés pour calculer périodiquement les gains du régulateur et les adapter aux différentes conditions de la charge (linéaire, non linéaire et variation).

La simulation de cette technique a donnée de bons résultats à savoir :

- Une tension de sortie avec un Taux de Distorsion d'Harmonique (THD) appréciable.
- Une bonne aptitude de suivi de la tension de référence pour différentes conditions de la charge (linéaire, non linéaire et variation).
- Un pilotage des interrupteurs de puissance du convertisseur à basse fréquence de commutation qui contribue considérablement à la réduction des pertes et favorise son utilisation pour les applications de grande puissance.

En fin ce travail ouvre la perspective d'une expérimentation de l'association sous contrôle d'un DSP pour valider nos résultats de simulation.

ملخص

دراسة و محاكاة تغذية مستقرة ذات مميزات محسنة

هذه المذكرة تعرض إستراتيجية تحكم لتغذية مستقرة ذات تواتر تبديل منخفض. ولقد تم استعمال مراقب خطي من الدرجة الثانية LQR لمبدلة CC/CA ذو ربح محدد باعتماد دالة تقليل التكلفة. يستخدم المقدر RLS لتحديد خصائص النموذج في مختلف ظروف الحمولة. يقدر تيار وشيعة المرشح عن طريق مرشح كالمان. يمثل الجهد بين طرفي المكثفة و تيار الو شيعة متغيرات النموذج. تظهر نتائج المحاكاة أن الإستراتيجية المقترحة تقدم أداء جيدا بالنسبة للحمولة الخطية و غير الخطية بمعامل التشوه الكلي (THD) منخفض عند الترددات المنخفضة مما يجعل هذه الإستراتيجية مفيدة جدا في التطبيقات ذات القدرة العالية.

SURVEY AND SIMULATION OF STABILISED AC POWER SUPPLY WITH IMPROVED PERFORMANCES

Abstract – This thesis presents a control strategy applied for stabilised power supply with a low commutation frequency. An adaptive linear quadratic controller (LQR) for a DC/AC converter is presented. The controller gains are determined by minimizing a cost function. A recursive least square (RLS) estimator is used to identify the parameters model at different load conditions. The inductor current is estimated by a Kalman filter. The capacitor voltage and the inductor current are used as state variables. Simulation results show that the proposed strategy offers good performances for either linear and non-linear loads with low total harmonic distortions even at low frequencies making it very useful for high power applications.

Index terms – Linear quadratic regulator, adaptive control, parameter estimation, simulation, uninterruptible power supplies, total harmonic distortion.

ETUDE ET SIMULATION D'UNE ALIMENTATION STABILISEE A PERFORMANCES AMELIOREES

Résumé- Ce mémoire présente une stratégie du contrôle pour une alimentation Stabilisée avec une fréquence commutation basse. Un contrôleur linéaire quadratique adaptatif (LQR) pour un convertisseur DC/AC est présenté. Les gains du contrôleur sont déterminés en minimisant une fonction du coût. Un estimateur (RLS) est utilisé pour identifier les paramètres du modèle pour différentes conditions de la charge. Le courant de la bobine du filtre est estimé par un filtre Kalman. La tension aux bornes du condensateur et le courant de la bobine sont utilisés comme variables d'état. Les résultats de la simulation montrent que la stratégie proposée offre de bonnes performances pour les charges linéaires et non linéaires avec un bas THD en fréquences basses ce qui la rend très utile pour les applications de fortes puissances.

Mots-clés - régulateur quadratique Linéaire, contrôle adaptatif, estimation du paramètre, simulation, les alimentations de secours, THD « distorsion harmonique totale »,

BIBLIOGRAPHIE

- [1] K.Shabaani and M. K.Jalili, "Application of adaptive LQR with repetitive control for UPS systems, " in Proceedings of the IEEE on Control Applications Conference , June 2003, pp. 1124-1129.
- [2] G. Welch and G. Bishop, " An introduction to the kalman filter ", University of North Carolina at Chapel Hill, NC 27599-3175, 2003.
- [3] A. Gannett, " Control strategies for high power four-leg voltage source inverters ", Master of Science in Electrical Engineering Virginia Polytechnic Institute, July 30, 2001.
- [4] K. Ogata, " Discrete-time control systems", Prentice- Hall, 1987.
- [5] K. J. Astrom, and B Wittenmark, " Adaptive control ", 2nd edition , Addison-Wesley, 1989.
- [6] M. H.RASHID, " Power electronics hand book ", Academic Press of Florida Copyright , 2001.
- [7] G. F. Franklin and J. D. Powell, " Digital control of dynamic System " , Addison-Wesley of Publishing Company, Inc-Philippines, 1980.
- [8] V.F.Montagner, E.G.Carati and H.A. Grandling , " An adaptive Linear quadratic regulator with repetitive controller applied to uninterruptible power supplies " , in Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference, October 2000, pp.2231-2236 .
- [9] E.Sedda, " Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage à erreur borne et par filtrage de kalman ", thèse de doctorat de l'université de Paris 6, France,1998.
- [10] C . Canudas, " Commande des moteurs asynchrone : Modélisation , Control vectoriel et DTC ", Volume 1, Hermes Science Publication, Paris, 2000.
- [11] B.Rabhi, " Etude et réalisation d'une alimentation ininterrompue UPS de type off-line à temps de transfert nul ", Thèse de magister université de Biskra, 1998.
- [12] J.C. LECLAIRE, " Circuit spécifique pour commande de machine à courant alternatif " Thèse de Doctorat université de Nantes Ireste, 1999.
- [13] S.Martinez, M.Castro and All, "Off-line uninterruptible power supply with zero transfer time using integrated magnetics " , IEEE Ttransaction on Iindustrial Electronics,Vol 36, N°3, August 1989, pp.441-445.

- [14] D.Alexa , M.Florea," Uninterruptible power supply with intermediate HF circuit ",
Archive Für Elektrotechnik 75, 1992, pp.341-344.
- [15] F. Labrique, G. Segulier and R.Bausiere, " Les convertisseurs de l'électronique de
puissance : La conversion continu-alternatif ", 2nd Edition, Technique & Documentation
Lavoisier, Paris, 1995.
- [16] Y. Yamaoka ,O.Wada and All ," New type UPS (BIROS-X) ", in Proceedings of the
IEEE on Control Applications Conference, 1990, pp. 419-423.
- [17] N. Mohan, T. M.Undeland and W.P.Robbin. " Power electronics: Converter, Application
and Design ", John Wiley & Sons, Inc, 1995.
- [18] B.Beck, " Uninterruptible power supply and Heemaf System ", IEE Electronics & Power,
July/August 1981, pp.554-557.
- [19] P. Barnett , " Changing trends in the design of uninterruptible power supply ",IEE
Electronics & Power, July 1987, pp.457-460.
- [20] T. Aoki , K.Yotsumoto and S. Muroyama, " A control method for uninterruptible power
supply with a bidirectional cycloconverter ",IEEE Transaction Communication ,Vol
E75-B, NO.1, January 1992, pp.34-41
- [21] " American Power conversion ", Notes techniques.
- [22] F. Kamran et T. G.Habetler," A novel on-line UPS with universal filtering capabilities ",
IEEE Transaction on Power Electronics, Vol 13, N° 3, May 1998, pp.366-371.
- [23] J . Bergougnoux and W. Varoquaix. " Caractéristique du service public de l'électricité
", Technique de l'ingénieur, 1986.
- [24] B. Knight , " Uninterruptible- power – supply Systems ", IEE Electronics & Power,
July/August 1982 , pp.529-532.
- [25] K .YAHIA , " Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone
Triphasé ", Mémoire de magistère université de Biskra, 2005.
- [26] S .ZEROUALI . " Commande adaptative et analyse des phénomènes transitoires,
surtension et pics répétitifs dans les convertisseurs DC-AC à résonance appliqués à un
générateur de chauffage par induction " , Mémoire de magistère université de Biskra,
2005.