الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED SEDDIK BENYAHIA JIJEL

Faculté des sciences et de la technologie

Département d'électrotechnique

N° :……/2026

# MEMOIRE DE MASTER

**DOMAINE: Sciences et Technologies**

**FILIERE : ÉLECTROTECHNIQUE**

**SPECIALITE : COMMANDES ÉLECTRIQUES**

## Thème

# *Modélisation et commande de la conversion DC/AC à un étage*

**Présenté Par :** ***BOURENANE Aymen***

***BOUTAOUI Zakaria***

**Date de soutenance : 01 / 07/ 2026**

**Jury de Soutenance**

| | | |
|---|---|---|
| **Président : M. LEFOUILI** | **Grade : Professeur** | **Univ MSB Jijel** |
| **Encadreur : B. MAKHLOUF** | **Grade : Maître de conférence** | **Univ MSB Jijel** |
| **Examinateur : B. MEDJAHED** | **Grade : Maître de conférence** | **Univ MSB Jijel** |

**Promotion : 2025 /2026**

# *Remerciements*

*Nous tenons tout d'abord à exprimer notre profonde gratitude envers Dieu Tout-Puissant pour nous avoir accordé la force, la patience et la persévérance nécessaires à la réalisation de ce travail.*

*Nous adressons ensuite nos sincères remerciements à Monsieur* ***B. Makhlouf****, pour sa disponibilité, ses conseils judicieux, et son encadrement précieux tout au long de ce projet.*

*Nous remerciements vont également à l'honorable jury pour le temps qu'il a consacré à l'évaluation de ce mémoire, ainsi que pour leurs remarques constructives et enrichissantes.*

*Enfin, nous exprimons notre reconnaissance à l'ensemble des enseignants de la filière Électrotechnique, pour leur engagement pédagogique et les connaissances qu'ils nous ont transmises durant notre parcours universitaire.*

# *Sommaire*

*Introduction générale*… … … …

*Conclusion*…… **50**

*Conclusion générale*…… **51**

*Références bibliographiques*…… **52**

# *Introduction générale*

L'évolution rapide des systèmes de conversion de l'énergie électrique constitue aujourd'hui un enjeu majeur dans de nombreux secteurs industriels, notamment les énergies renouvelables, les véhicules électriques et les alimentations sans interruption. Les convertisseurs statiques jouent ainsi un rôle essentiel en assurant l'adaptation des niveaux de tension et la transformation des différentes formes d'énergie électrique selon les besoins des charges. Parmi les différentes opérations de conversion, la conversion continu-alternatif (DC/AC) occupe une place prépondérante. Elle permet de transformer une source de tension continue, telle qu'une batterie ou un générateur photovoltaïque, en une tension alternative adaptée à l'alimentation des charges monophasées ou au raccordement au réseau électrique. Les performances de cette conversion dépendent principalement de la structure du convertisseur utilisé ainsi que de la stratégie de commande adoptée [Ghourzi_19], [Hammoudi_21].

La solution conventionnelle repose généralement sur une architecture à deux étages composée d'un convertisseur élévateur de tension suivi d'un onduleur monophasé. Le premier étage assure l'élévation et la régulation de la tension continue, tandis que le second réalise la conversion DC/AC. Cette structure présente l'avantage d'une commande relativement simple et d'une grande flexibilité d'utilisation. En revanche, l'utilisation de deux étages de conversion entraîne une augmentation du nombre de composants, des pertes de commutation, du volume du système ainsi que de son coût [Rashid_14].

Afin de remédier à ces limitations, de nouvelles topologies de conversion à un seul étage ont été développées au cours des deux dernières décennies. Parmi celles-ci, l'onduleur à source impédante constitue une innovation majeure en électronique de puissance [Peng_20]. Grâce à l'insertion d'un réseau d'impédance entre la source continue et le pont onduleur, cette topologie est capable d'assurer simultanément l'élévation de la tension et la conversion continu-alternatif au sein d'un seul étage de puissance [Battiston_14]. L'utilisation des états de court-circuit contrôlés, impossibles dans un onduleur conventionnel, permet d'obtenir un gain de tension élevé tout en réduisant le nombre de composants nécessaires au système.

Dans la continuité des travaux consacrés aux convertisseurs à un seul étage, l'onduleur à source divisée (en anglais : Split-Source Inverter) a été proposé comme une alternative performante à l'onduleur à source impédante [Abdelhakim_17]. Cette topologie se distingue par une structure plus simple, reposant sur un nombre réduit de composants passifs, tout en conservant la capacité d'assurer simultanément l'élévation de la tension continue et sa conversion en tension alternative. En outre, la réduction du nombre de composants contribue à améliorer le rendement, et la fiabilité du système, faisant de cette topologie une solution particulièrement attractive pour les applications alimentées par des sources de faible tension, telles que les systèmes photovoltaïques et les batteries [Abdelhakim_18].

Le contenu de ce mémoire est organisé en trois chapitres, chacun portant sur une architecture de conversion DC/AC spécifique :

Le premier chapitre est consacré à l'étude de la chaîne de conversion DC/AC à deux étages, composée d'un hacheur élévateur suivi d'un onduleur monophasé. Les principes de fonctionnement, la modélisation des deux convertisseurs, les stratégies de commande ainsi que les résultats de simulation y sont présentés. Les simulations numériques ont été réalisées à l'aide du logiciel PLECS (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation), un environnement de simulation particulièrement adapté à l'étude des systèmes d'électronique de puissance.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude de l'onduleur monophasé à Z-source. Après une présentation de cette topologie et de son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de modulation sont étudiées, puis comparées à partir des résultats de simulation afin d'évaluer leurs performances respectives.

Enfin, le troisième chapitre porte sur l'étude de l'onduleur monophasé à source divisée. Après une analyse de son fonctionnement et de sa modélisation, les résultats de simulation sont présentés puis confrontés à ceux des autres topologies étudiées afin d'évaluer les performances de cette architecture en termes de gain de tension et de contraintes électriques.

Nous terminons par une conclusion générale qui évaluera l'ensemble des résultats obtenus et nous proposons des perspectives à ce travail.

# *Chapitre I*

## *Conversion DC/AC à double étage*

***Introduction***

La conversion de l'énergie électrique joue un rôle prépondérant dans l'intégration des systèmes modernes, notamment dans les applications industrielles et l'exploitation des énergies renouvelables. Bien que la conversion continue-alternative (DC/AC) soit traditionnellement réalisée en un seul étage, les limitations liées aux faibles niveaux de tension des sources primaires (telles que les cellules photovoltaïques ou les batteries ) imposent souvent l'adoption d'une architecture plus performante [Mohan_03].

L'objectif de ce chapitre est d'étudier la structure de conversion DC/AC à double étage. Cette topologie associe un premier étage continu-continu (DC/DC), chargé d'élever et de réguler la tension intermédiaire, à un second étage onduleur (DC/AC) destiné à générer des grandeurs alternatives conformes aux exigences de la charge. Nous détaillerons dans les sections suivantes les différentes structures des hacheurs élévateurs.

***I.1/ Généralités sur les hacheurs***

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant d'obtenir une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue constante.

Le contrôle de la tension de sortie repose sur la modification de sa valeur moyenne, obtenue en découpant la tension d'entrée par l'allumage et le blocage successifs d'un semi-conducteur. Ce cycle d'ouverture et de fermeture s'effectue à une fréquence de découpage ou de commutation fixe ($f_c$), généralement de l'ordre de quelques kilohertz à plusieurs dizaines de kilohertz selon l'application [Zemouri_14].

• **Le hacheur abaisseur :** également appelé hacheur dévolteur ou série, dont la fonction principale est de transférer de l'énergie d'une source de tension continue constante vers une charge continue en abaissant la valeur moyenne de la tension. La valeur moyenne de tension de sortie ***Vs*** est strictement inférieure (ou égale) à la tension continue d'entrée ***Ve***.

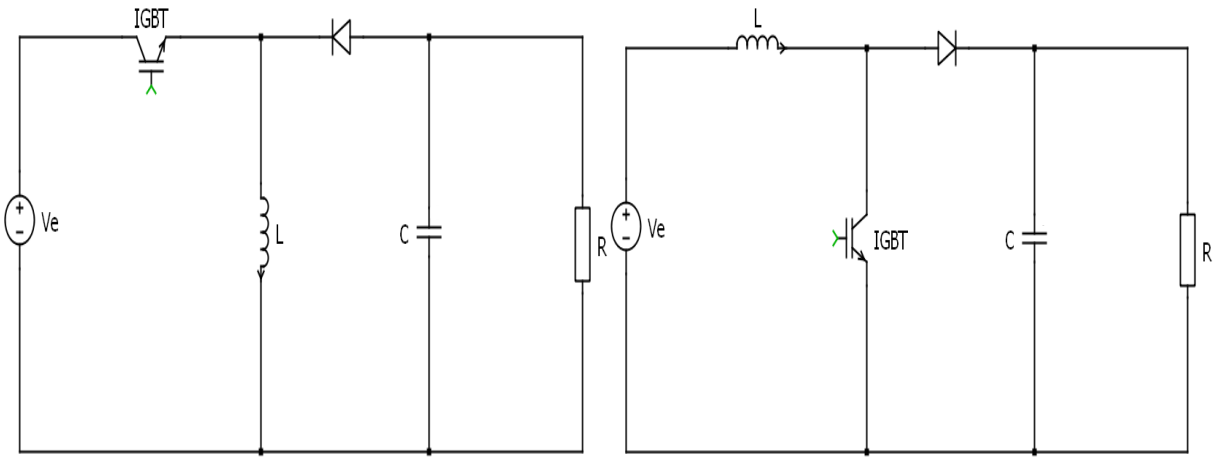
• **Le hacheur élévateur :** également appelé hacheur survolteur ou parallèle. Cet hacheur permet d'obtenir une tension de sortie continue de valeur moyenne plus élevée que la tension continue d'entrée.

***I.2/ Différentes structures des hacheurs élévateurs***

Avant d'entamer cette partie, deux structures classiques doivent être présentées (Figure. I.1). Le hacheur élévateur/abaisseur ne fonctionne pas simultanément en mode abaisseur et élévateur, c'est le rapport cyclique $\alpha$ ($0 \leq \alpha \leq 1$) qui fixe le comportement global :
Si $\alpha < 0{,}5 \Rightarrow$ fonctionnement abaisseur
Si $\alpha > 0{,}5 \Rightarrow$ fonctionnement élévateur

La relation entre $V_s$ et $V_e$ est donnée par :

$$V_s = -\frac{\alpha}{(1-\alpha)} V_e \quad \text{(I.1)}$$




***(a) : hacheur élévateur/abaisseur*** ***(b) : hacheur élévateur***

***Figure. I.1 : Schémas de principe***

La relation entre $V_s$ et $V_e$ (élévateur) s'exprime en fonction du rapport cyclique α :

$$V_s = \frac{1}{(1-\alpha)} . V_e \quad \text{(I.2)}$$

L'expression de l'ondulation du courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de la tension de sortie sont données par :

Ondulation du courant dans l'inductance :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha}{f_c . L} . V_e \quad \text{(I.3)}$$

Ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha}{(1-\alpha).R.C.f_c} . V_e \quad \text{(I.4)}$$

### *I.2.1/ Hacheur élévateur synchrone*

Cette configuration représente une amélioration du hacheur élévateur grâce à l'utilisation d'interrupteurs actifs en remplacement de la diode (Figure. I.2), ce qui réduit les pertes de conduction et augmente le rendement global [Mohan_03].

Le cycle de fonctionnement peut être décrit en deux étapes :

**Stockage d'énergie dans l'inductance :** l'interrupteur principal (IGBT1) est fermé tandis que l'interrupteur synchrone (IGBT2) est ouvert. L'énergie provenant de la source est accumulée dans l'inductance. Pendant cette phase, la charge est alimentée par le condensateur.

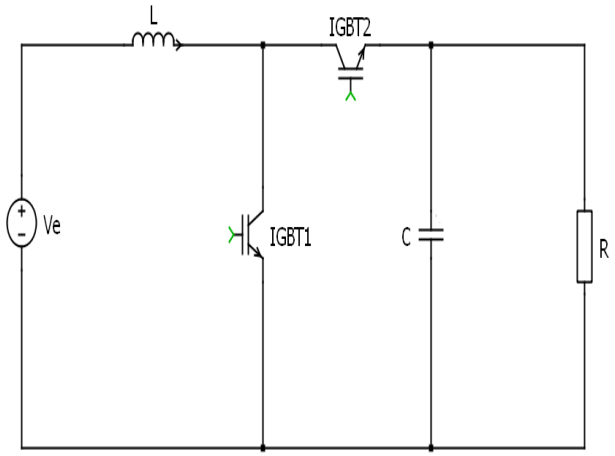



***Figure. I.2 : Structure du hacheur élévateur synchrone***

**Transfert d'énergie vers la charge :** l'interrupteur principal s'ouvre et l'interrupteur synchrone conduit. L'énergie stockée dans l'inductance est transférée vers le condensateur de sortie et la charge. Cette phase permet à la tension de sortie de dépasser la tension d'entrée.

Le hacheur élévateur synchrone se distingue par un rendement supérieur, dû à l'utilisation d'un IGBT à la place de la diode, ce qui permet de réduire les pertes de conduction et d'améliorer l'efficacité, en particulier pour les applications à basse tension et à fort courant. Cette structure limite également les échauffements et peut offrir une meilleure performance énergétique globale. Toutefois, ces avantages s'accompagnent de plusieurs contraintes, notamment une commande plus complexe nécessitant une synchronisation précise des interrupteurs IGBT 1 et 2 afin d'éviter tout court-circuit, ainsi qu'un coût plus élevé lié à l'ajout de circuits de commande de l'IGBT2.

### *I.2.2/ Hacheur élévateur isolé*

Contrairement au hacheur élévateur, cette structure permet de combiner élévation de tension et la séparation entre le circuit d'entré (source) et le circuit de sortie (charge) grâce à l'utilisation d'un transformateur haute fréquence, ce qui renforce la sécurité et protège les circuits [Mohan_03].

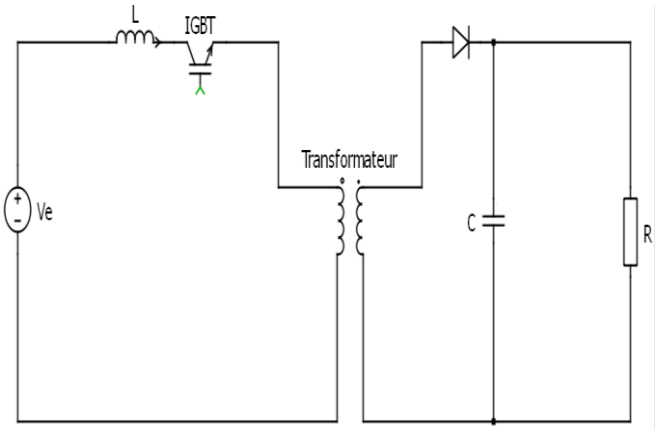



***Figure. I.3 : Structure du hacheur élévateur isolé***

Pour cette structure, les expressions de la tension de sortie, l'ondulation du courant dans l'inductance ($\Delta I_L$) et l'ondulation de la tension de sortie ($\Delta V_S$) sont données par :

$$V_s = \frac{n.\alpha}{1-\alpha}.V_e \quad \text{(I.5)}$$

$n$ : rapport de transformation

$$\Delta I_L = \frac{\alpha}{L.f_c}.V_e \quad \text{(I.6)}$$

$$\Delta V_s = \frac{n.\alpha^2}{(1-\alpha).R.C.f_c}.V_s \quad \text{(I.7)}$$

On retrouve cette structure principalement dans les alimentations à découpage des appareils électroniques tels que les ordinateurs, les téléviseurs. Il est également très présent dans les systèmes de télécommunications. De plus, il est utilisé dans les chargeurs de batteries et les alimentations sans interruption (UPS).

### *I.2.3/ Hacheur à stockage inductif*

Cette configuration permet d'obtenir une tension de sortie flexible soit supérieure ou inférieure par rapport à la tension d'entrée avec une inversion de polarité [Merzouk_12].

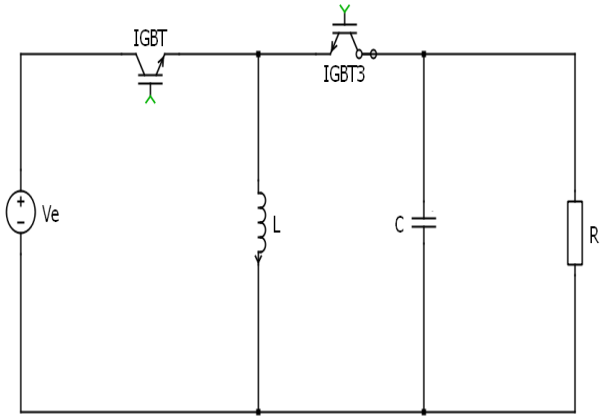



***Figure. I.4 : Schéma de principe du hacheur à stockage inductif***

Le hacheur à stockage inductif utilise l'inductance comme élément principal d'accumulation d'énergie. Son fonctionnement repose sur deux états de commutation. Lorsque l'interrupteur est fermé, l'inductance est connectée à la source et stocke de l'énergie, tandis que la diode est bloquée, ce qui empêche le transfert direct d'énergie vers la charge. Lorsque l'interrupteur s'ouvre, l'énergie emmagasinée dans l'inductance est restituée en générant une tension qui s'ajoute à celle de la source, rendant la diode conductrice et permettant ainsi l'alimentation de la charge.

Pour cette structure, les expressions de la tension de sortie, l'ondulation du courant dans l'inductance ($\Delta I_L$) et l'ondulation de la tension de sortie ($\Delta V_S$) sont données par :

$$V_s = -\frac{\alpha}{(1-\alpha)}.V_e \quad \text{(I.8)}$$

$$\Delta V_s = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha).R.C.f_c}.V_e \quad (I.9)$$

$$\Delta V_L = \frac{\alpha}{L.f_c}.V_e \quad (I.10)$$

### *I.2.4/ Hacheur à stockage capacitif*

Contrairement au cas précédant, l'énergie est d'abord accumulée dans le condensateur au lieu de l'inductance. Son principe consiste à charger le condensateur à partir de la source, puis à le décharger vers la charge. Ce convertisseur peut adapter le niveau de tension élévateur/abaisseur plus l'inversion de la polarité [Merzouk_12].

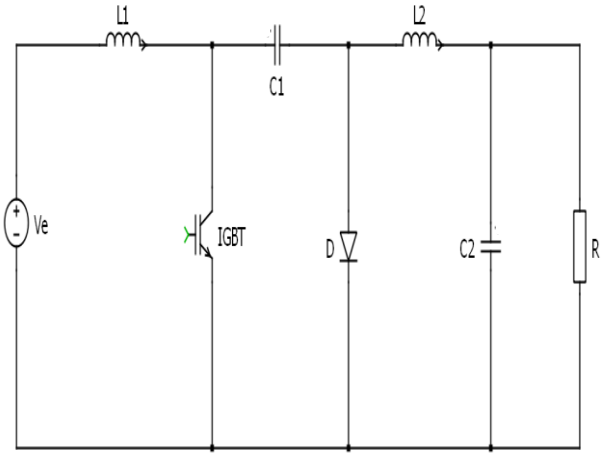



***Figure. I.5 : Schéma de principe du hacheur à stockage capacitif***

Pour cette structure, les expressions de la tension de sortie, l'ondulation du courant dans l'inductance ($\Delta I_L$) et l'ondulation de la tension de sortie ($\Delta V_S$) sont données par :

$$V_s = -\frac{\alpha}{(1-\alpha)}.V_e \quad (I.11)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{\alpha}{L_1.f_c}.V_e = \frac{\alpha}{L_2.f_c}.V_e = \frac{\alpha}{L.f_c}.V_e \quad (I.12)$$

$$\Delta V_s = \frac{\alpha}{8.L.Cf_c}.V_e \quad (I.13)$$

### *I.2.5/ Hacheurs dérivés du hacheur à stockage capacitif*

#### *I.2.5.a/ Hacheur SEPIC*

Le hacheur SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter) permet d'obtenir une tension de sortie réglable peut être supérieure ou inférieure à la tension d'entrée, tout en conservant la même polarité. Tout en offrant un courant d'entrée quasi continu ce qui limite les perturbations côté source [Merzouk_12].

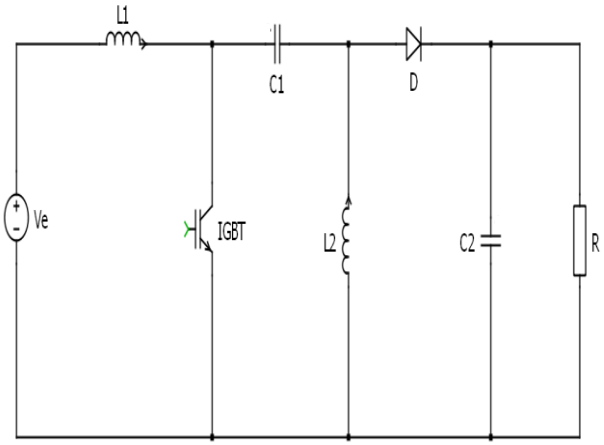



***Figure. I.6 : Schéma de principe du hacheur SEPIC***

Pour cette structure, les expressions de la tension de sortie, l'ondulation du courant dans l'inductance ($\Delta I_L$) et l'ondulation de la tension de sortie ($\Delta V_S$) sont données par :

$$V_s = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} . V_e \quad \text{(I.14)}$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{\alpha}{L_1 . f_c} . V_e = \frac{\alpha}{L_2 . f_c} . V_e = \frac{\alpha}{L . f_c} . V_e \quad \text{(I.15)}$$

$$\Delta V_s = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha) . R . C . f_c} . V_e \quad \text{(I.16)}$$

Le hacheur SEPIC offre une grande souplesse d'utilisation puisqu'il permet d'obtenir une tension de sortie ajustable, pouvant être supérieure, inférieure ou égale à la tension d'entrée tout en gardant la même polarité. Il présente aussi l'avantage de maintenir un courant d'entrée assez continu. En revanche, sa structure est relativement complexe car elle nécessite deux inductances et un condensateur de couplage performant, ce qui augmente le coût et l'encombrement du système. De plus, les pertes peuvent être plus importantes et le dimensionnement des composants devient plus exigeant en raison des contraintes électriques plus élevées.

### *I.2.5.b/ Hacheur ZETA*

Cet Hacheur faisant partie des structures à stockage d'énergie inductif avec transfert capacitif. Il est généralement classé comme une variante du hacheur à stockage capacitif, en raison de l'utilisation d'un condensateur de liaison assurant le transfert d'énergie entre deux inductances. Cette topologie permet d'obtenir une tension de sortie réglable, pouvant être aussi bien supérieure qu'inférieure à la tension d'entrée, tout en conservant la même polarité. Grâce à sa structure, il garantit une bonne continuité des courants d'entrée et de sortie, ce qui lui confère de bonnes performances pour les applications nécessitant une alimentation stable [Merzouk_12].

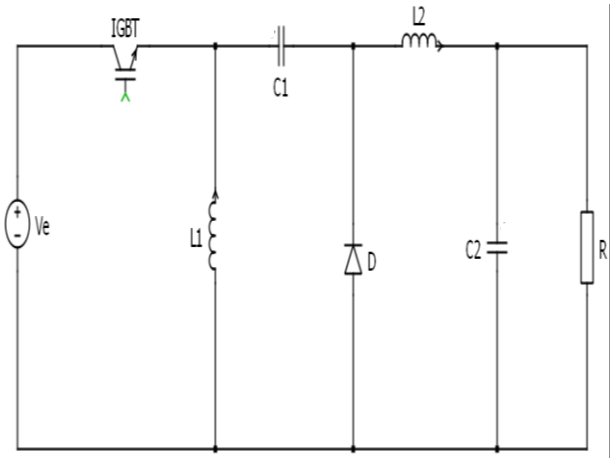



***Figure. I.7 : Schéma de principe du hacheur ZETA***

Pour cette structure, les expressions de la tension de sortie, l'ondulation du courant dans l'inductance ($\Delta I_L$) et l'ondulation de la tension de sortie ($\Delta V_S$) sont données par :

$$V_s = \frac{\alpha}{(1-\alpha)}.V_e \quad \text{(I.17)}$$

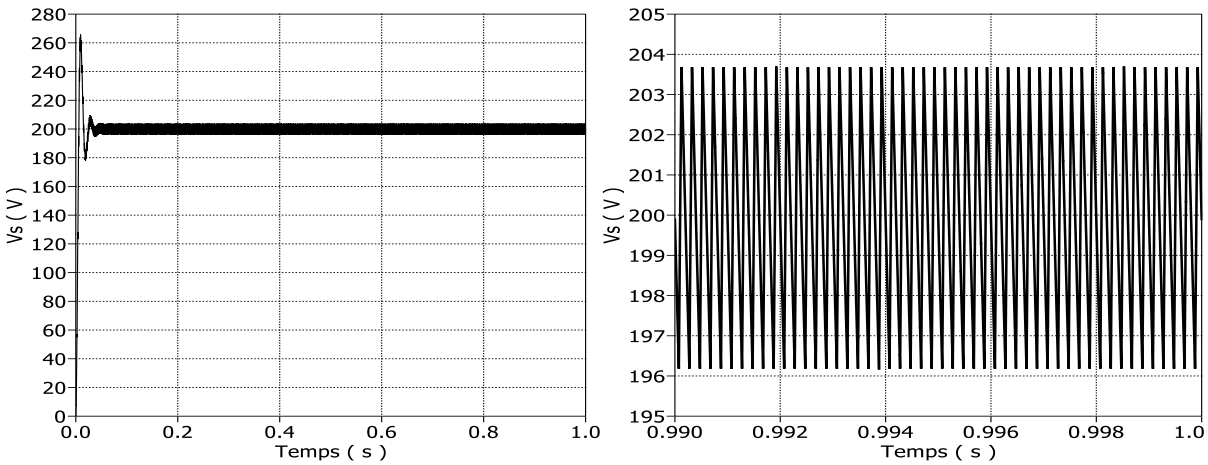
$$\Delta I_{L1} = \frac{\alpha}{L_1.f_c}.V_e = \frac{\alpha}{L_2.f_c}.V_e = \frac{\alpha}{L.f_c}.V_e \quad \text{(I.18)}$$

$$\Delta V_s = \frac{\alpha}{8.L.C.f_c^2}.V_e \quad \text{(I.19)}$$

### *I.3/ Résultats de simulation*

Après la présentation des différents types du hacheur, nous abordons maintenant la simulation en utilisant le logiciel PLECS. En choisissant les structures suivantes des hacheurs : élévateur, élévateur/abaisseur, à stockage inductif et à stockage capacitif.

On prend la tension d'entrée égale à 50 V et en voulons une tension de sortie égale à 200 V avec un rapport cyclique α = 0.75 et 0.8 pour le hacheur élévateur et les autres trois types respectivement. Notre charge est purement résistive est égale à 40 Ω. La fréquence de commutation est de 5 kHz. La valeur de L et C sont 5 mH et 1000 µF respectivement.



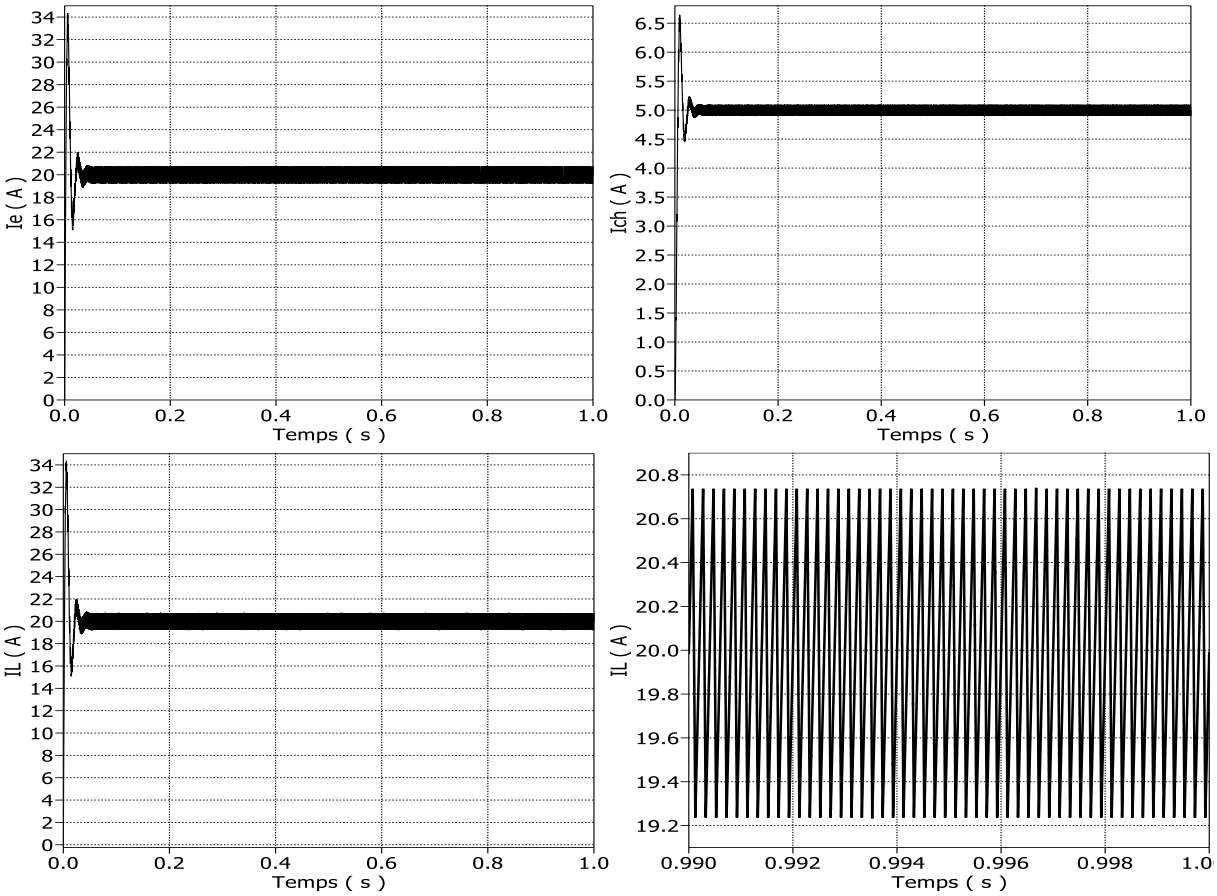
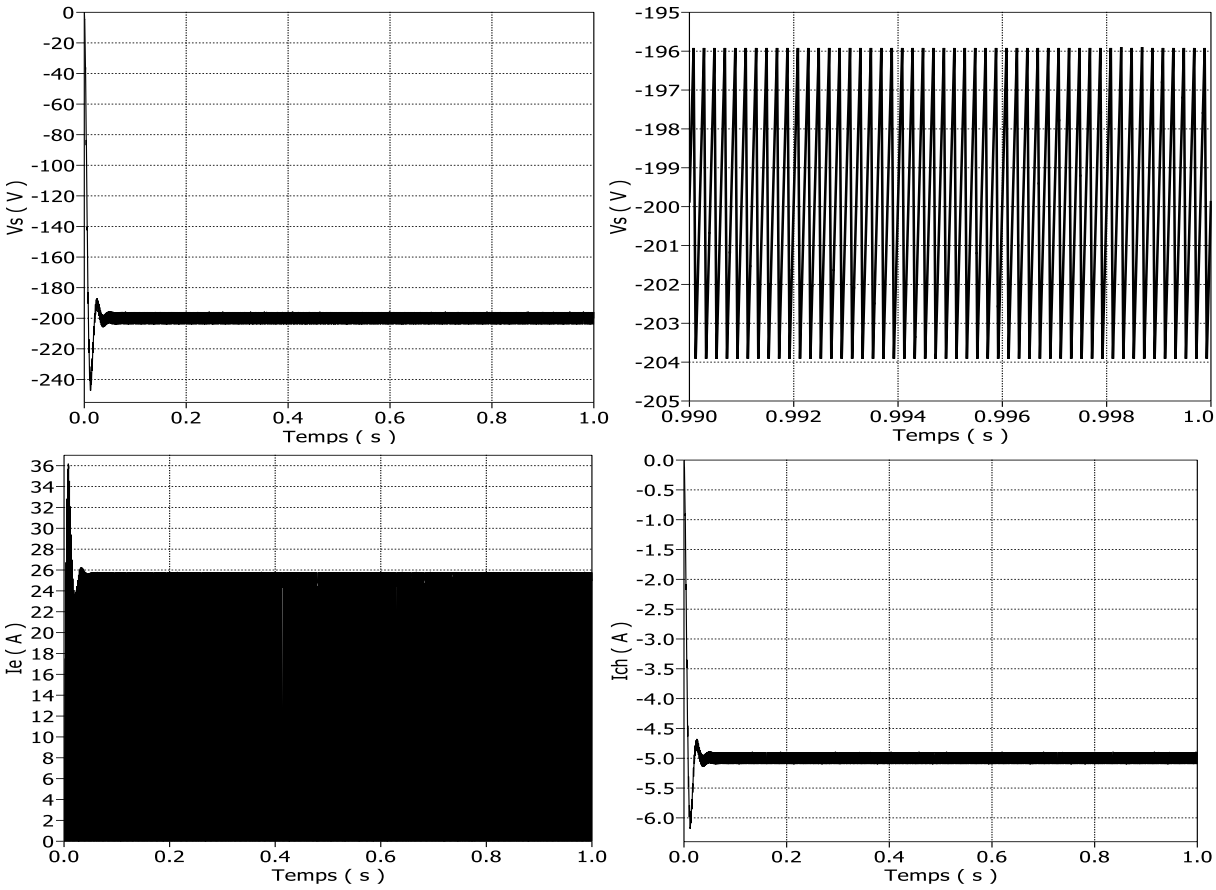



***Figure. I.8 : Différentes formes d'ondes du hacheur élévateur***



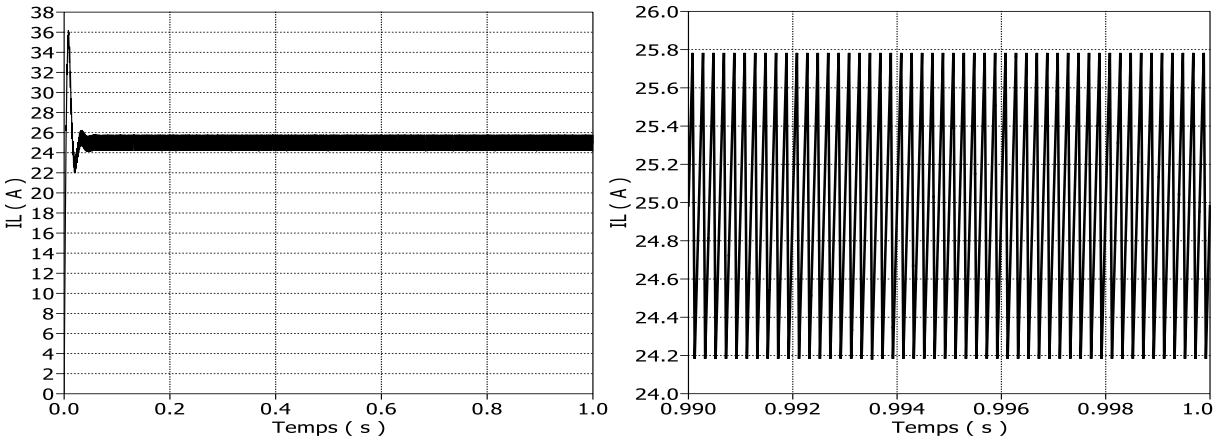



***Figure. I.9 : Différentes formes d'ondes du hacheur élévateur/abaisseur***

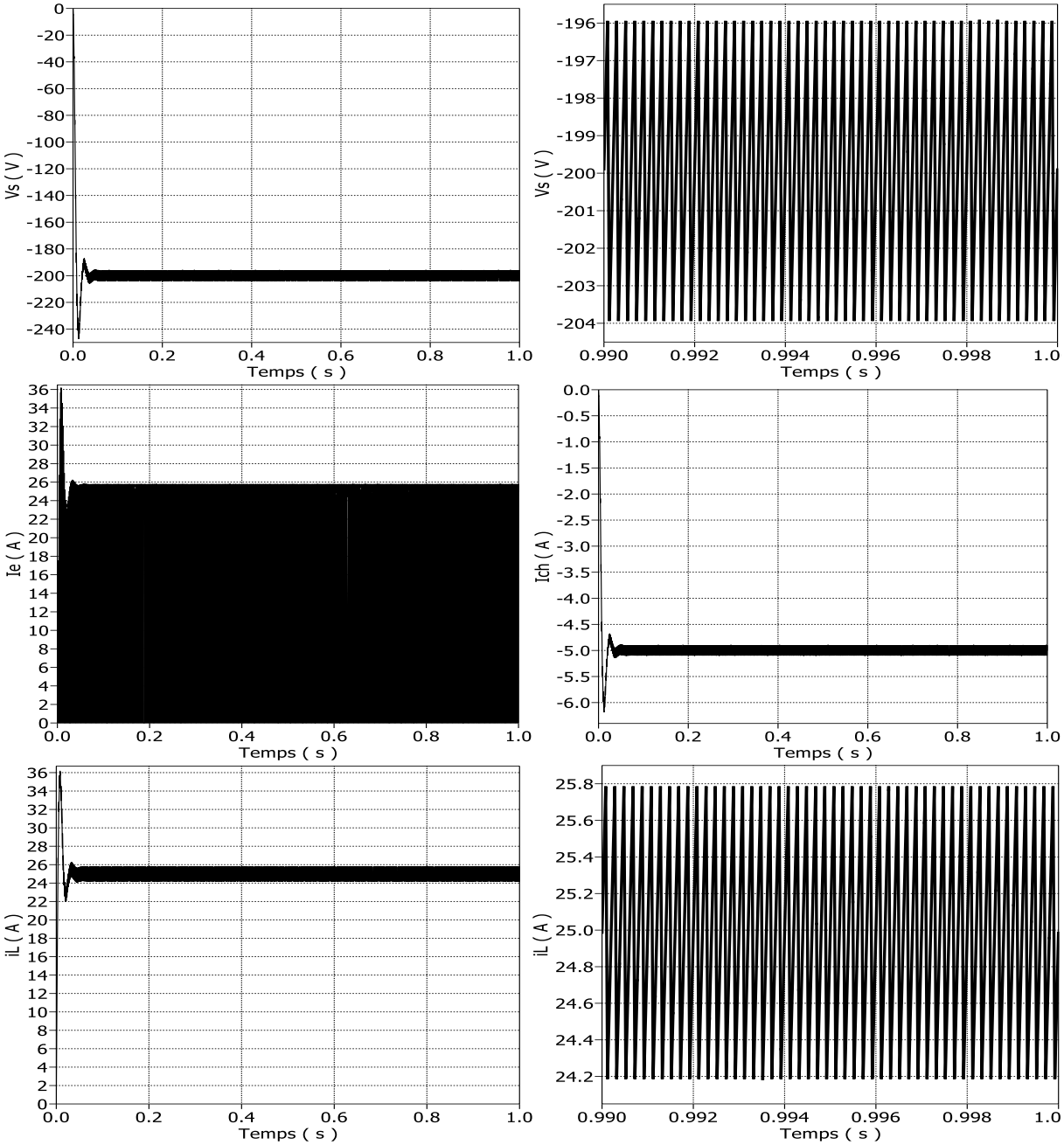



***Figure. I.10 : Différentes formes d'ondes du hacheur à stockage inductif***

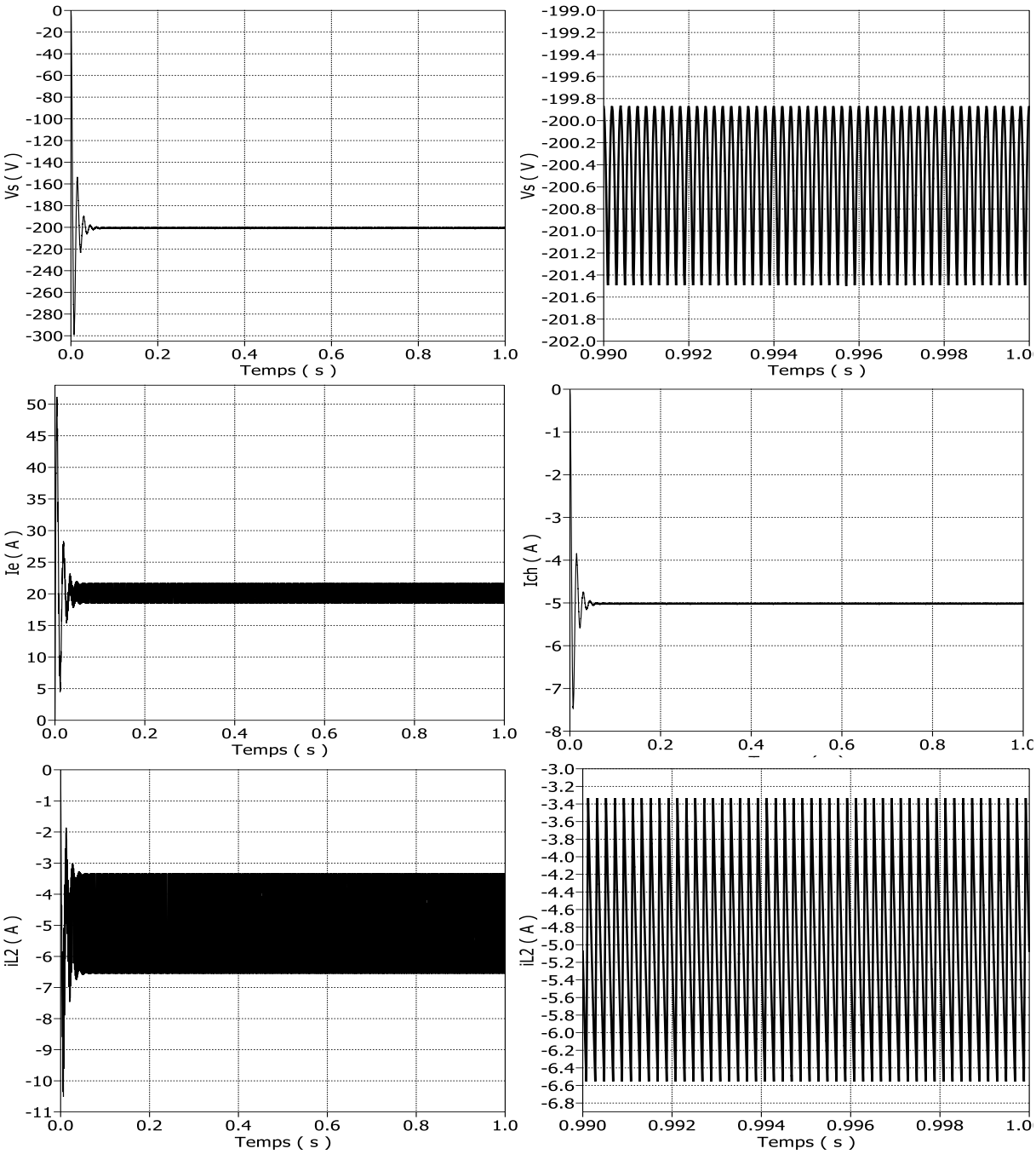



***Figure. I.11 : Différentes formes d'ondes du hacheur à stockage capacitif***

Les formes d'ondes de la tension $V_s$ et du courant $I_L$ présentent un pic transitoire avant de se stabiliser rapidement après 0.05 s. Le dépassement en tension (courant) est induit par la phase de charge initiale des éléments L et C, une fois l'équilibre énergétique atteint entre la source et la charge, le convertisseur entre en régime permanent.

Les zooms en régime permanent mettent en évidence des oscillations périodiques sur le courant dans l'inductance et sur la tension de sortie. On observe également que le courant minimal dans l'inductance reste strictement supérieur à zéro.

La fixation d'une charge résistive de 40 Ω impose un courant de charge de 5 A sous 200 V, et par conséquent un courant d'entrée moyen de 20 A pour toutes les topologies. L'analyse comparative des formes d'ondes de Ie et Ich révèle des différences fondamentales : continuité et ondulation modérée pour le hacheur élévateur et le hacheur à stockage capacitif, où le courant d'entrée reste toujours présent et bien lissé grâce à l'inductance série en entrée, versus discontinuité et fortes pulsations pour le hacheur élévateur/abaisseur et le hacheur à stockage inductif, où le courant n'est prélevé sur la source que pendant la durée de conduction de l'interrupteur (IGBT), générant des créneaux de courant intermittents et des pics élevés, tandis que le courant dans la charge reste continu dans toutes les structures grâce à la présence d'une inductance de sortie ou d'une diode de roue libre.

### *I.4/ Onduleur monophasé*

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques assurant la conversion de la tension continue en tension alternatif avec amplitude et fréquence variable, il est constitué de deux bras, chaque bras comporte deux interrupteurs bidirectionnels en série, qui fonctionnent d'une manière complémentaire pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit, d'autre part pour éviter le circuit ouvert de la charge. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montés en tête bêche (Figure. I.12) [Lalili_22].

La qualité de la tension de sortie d'un onduleur dépend fortement de la technique de commande utilisée. De nombreuses stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs monophasés. La MLI triangulo-sinusoïdale est l'une des techniques la plus connue industriellement.

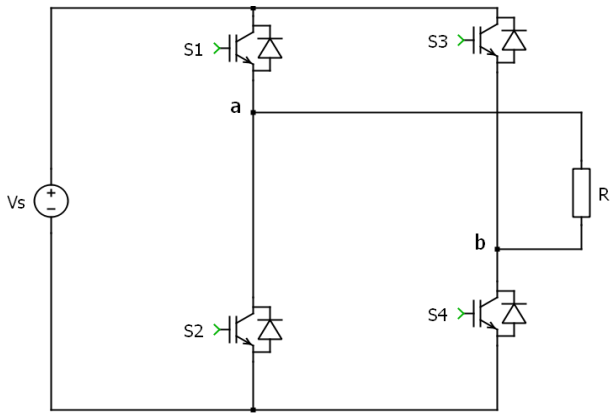
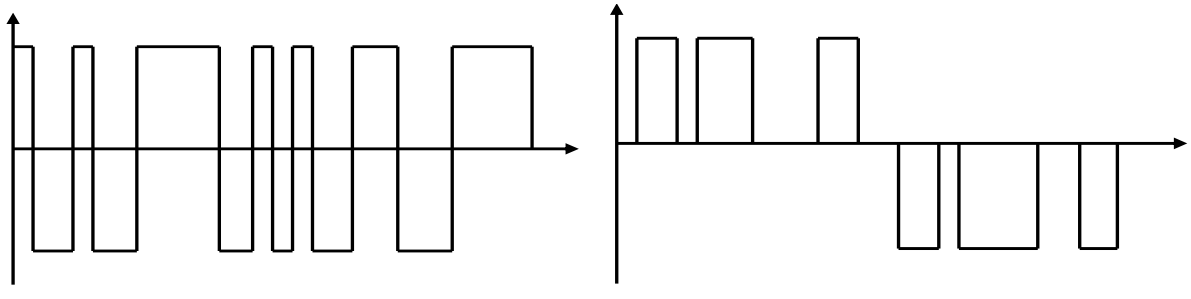



***Figure. I.12 : Structure d'un onduleur monophasé***

On distingue deux formes de MLI : bipolaire et unipolaire (Figure. I.13) :



***Bipolaire*** ***Unipolaire***

***Figure. I.13 : Formes de la MLI***

Le principe de la MLI repose sur la comparaison de deux ondes : la première sinusoïdale appelée, signal de référence, d'amplitude variable et de fréquence qui détermine la fréquence de la tension de sortie, la deuxième triangulaire, appelée porteuse ($U_p$), d'amplitude fixe et de fréquence élevée (Figure. I.14). Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection de ces deux signaux [Ghorzi_19] :

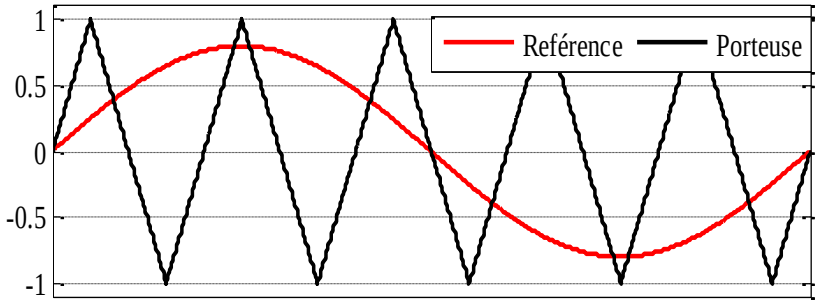



***Figure. I.14 : Signaux de la stratégie***

Deux paramètres essentiels caractérisent cette technique [Lalili_22] :

- L'indice de modulation (***m***) : défini comme étant le rapport de la fréquence $f_p$ de la porteuse à la fréquence ***f*** de la tension de référence :

$$m = \frac{f_p}{f} \tag{I.20}$$

- Le taux de modulation (***r***) ou coefficient de réglage de tension est donné par :

$$r = \frac{V_{ab}}{V_s} \quad ; r \in [0\ 1] \tag{I.21}$$

$V_{ab}$ : tension maximale désirée à la sortie de l'onduleur

$V_s$ : tension d'entrée de l'onduleur

Les tensions de référence sinusoïdales sont données par :

$$\begin{cases} V_{a_ref} = r.\sin(\omega.t) \ldots\ldots\ldots \text{Cas bipolaire} \\ \begin{cases} V_{a_ref} = r.\sin(\omega.t) \\ V_{b_ref} = r.\sin(\omega.t - \pi) \end{cases} \ldots\ldots\ldots \text{Cas unipolaire} \end{cases} \tag{I.22}$$

Pour chaque interrupteur $S_i$ ($i$ =1…4) on définit une fonction de commutation $F_i$

$$F_i = \begin{cases} 1\ si\ S_i\ est\ fermé \\ 0\ si\ S_i\ est\ ouvert \end{cases} \tag{I.23}$$

La logique de commande est la suivante :

$$\text{Cas bipolaire : } \begin{cases} Si\ V_{a_ref} \geq U_p \rightarrow F_1 et\ F_4 = 1\ et\ F_2 et\ F_3 = 0 \\ Si\ non\ \ F_1 et\ F_4 = 0\ et\ F_2 et\ F_3 = 1 \end{cases} \tag{I.24}$$

$$\text{Cas unipolaire : } \begin{cases} Si\ V_{a_ref} \geq U_p \rightarrow F_1 = 1\ et\ \ F_2 = 0;\ Si\ non\ \ F_1 = 0\ et\ \ F_2 = 1 \\ Si\ V_{b_ref} \geq U_p \rightarrow F_3 = 1\ et\ \ F_4 = 0;\ Si\ non\ \ F_4 = 0\ et\ \ F_3 = 1 \end{cases} \tag{I.25}$$

Les paramètres de simulations sont donnés dans le tableau suivant :

| | |
|---|---|
| *Tension du bus continu (E)* | **400 *V*** |
| *Fréquence de la tension de référence (f )* | **50 *Hz*** |
| *Fréquence de la porteuse ($f_p$)* | **5 *kHz*** |
| *Taux de modulation (r)* | **0.8** |

***Tableau. I.1 : Paramètres de simulation***

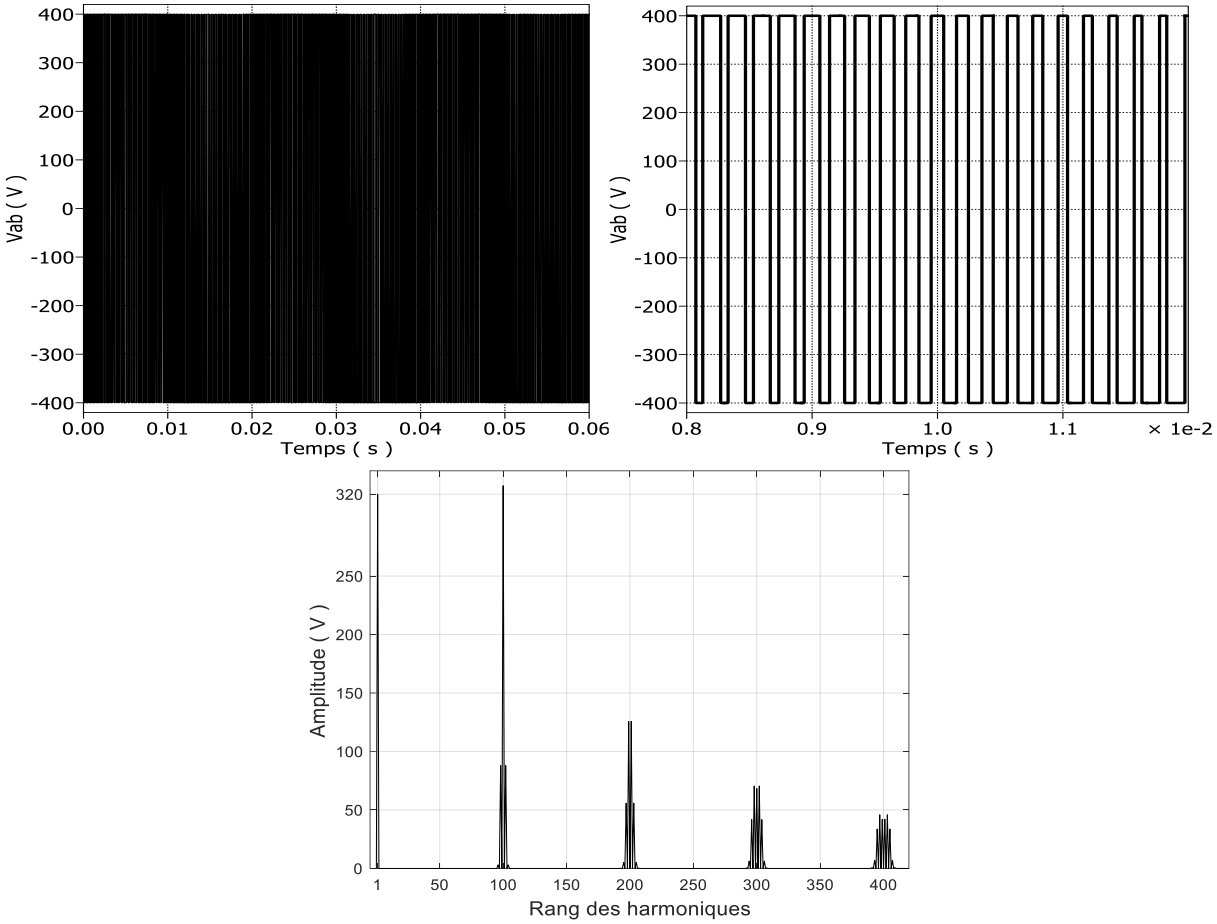
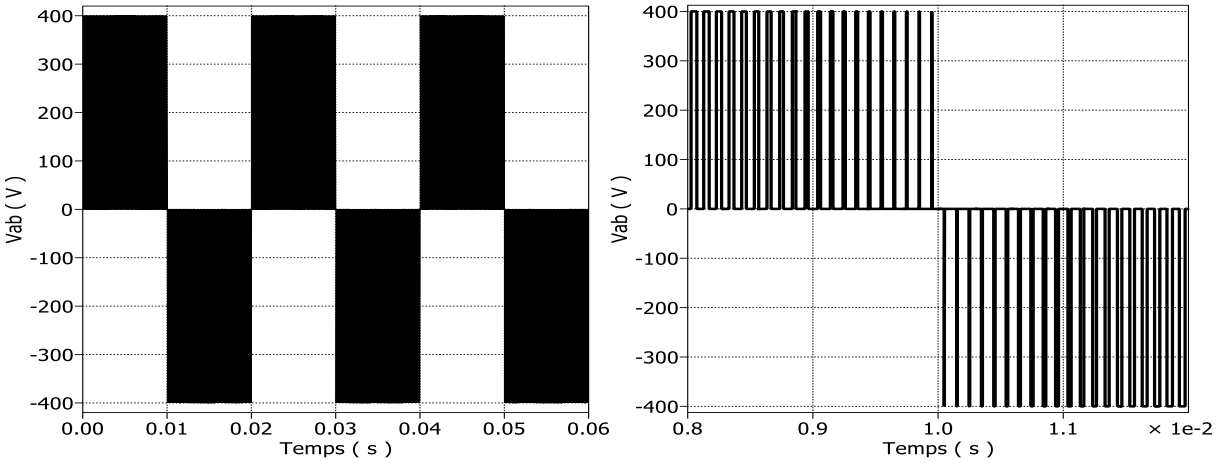



***Figure. I.15 : Tension de sortie et son spectre d'harmoniques***
***_MLI bipolaire_***



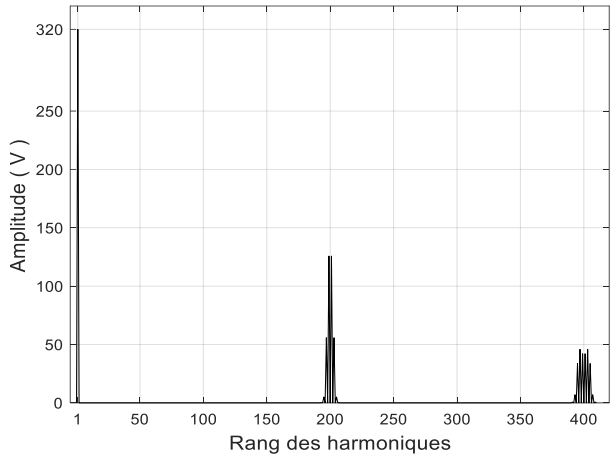



***Figure. I.16 : Tension de sortie et son spectre d'harmoniques _MLI unipolaire_***

D'après les figures I.15 et I.16 on constate que :
La tension de sortie (Zoom) oscille uniquement entre deux niveaux de tension (400 , -400)V et trois niveaux (-400 , 0 , 400)V pour la MLI bipolaire et unipolaire respectivement.
- L'amplitude du fondamental, est proportionnelle au taux de modulation et donnée par : $r.V_s$ pour les deux MLI.
- L'analyse spectrale monte que :
** Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse pour la MLI bipolaire (le rang 100, 200,…) par contre pour la MLI unipolaire, le premier groupe d'harmoniques n'apparaît qu'autour du rang 200 c.à.d. autour des fréquences multiples du double de la fréquence de la porteuse (le rang 200, 400,…).
** L'harmonique principal, dont l'amplitude est particulièrement élevée de 320 V autour du rang 100 pour la stratégie bipolaire, est totalement éliminé en mode unipolaire.

### *I.5/ Résultats de simulation de l'association hacheur_onduleur monophasé*

À partir de la tension continue intermédiaire délivrée par le hacheur en amont, le choix de la stratégie de commande de l'onduleur devient une étape essentielle. Bien que la MLI bipolaire se distingue par sa simplicité de mise en œuvre, la stratégie de MLI unipolaire a été privilégiée pour cette association en raison de ses performances harmoniques supérieures.

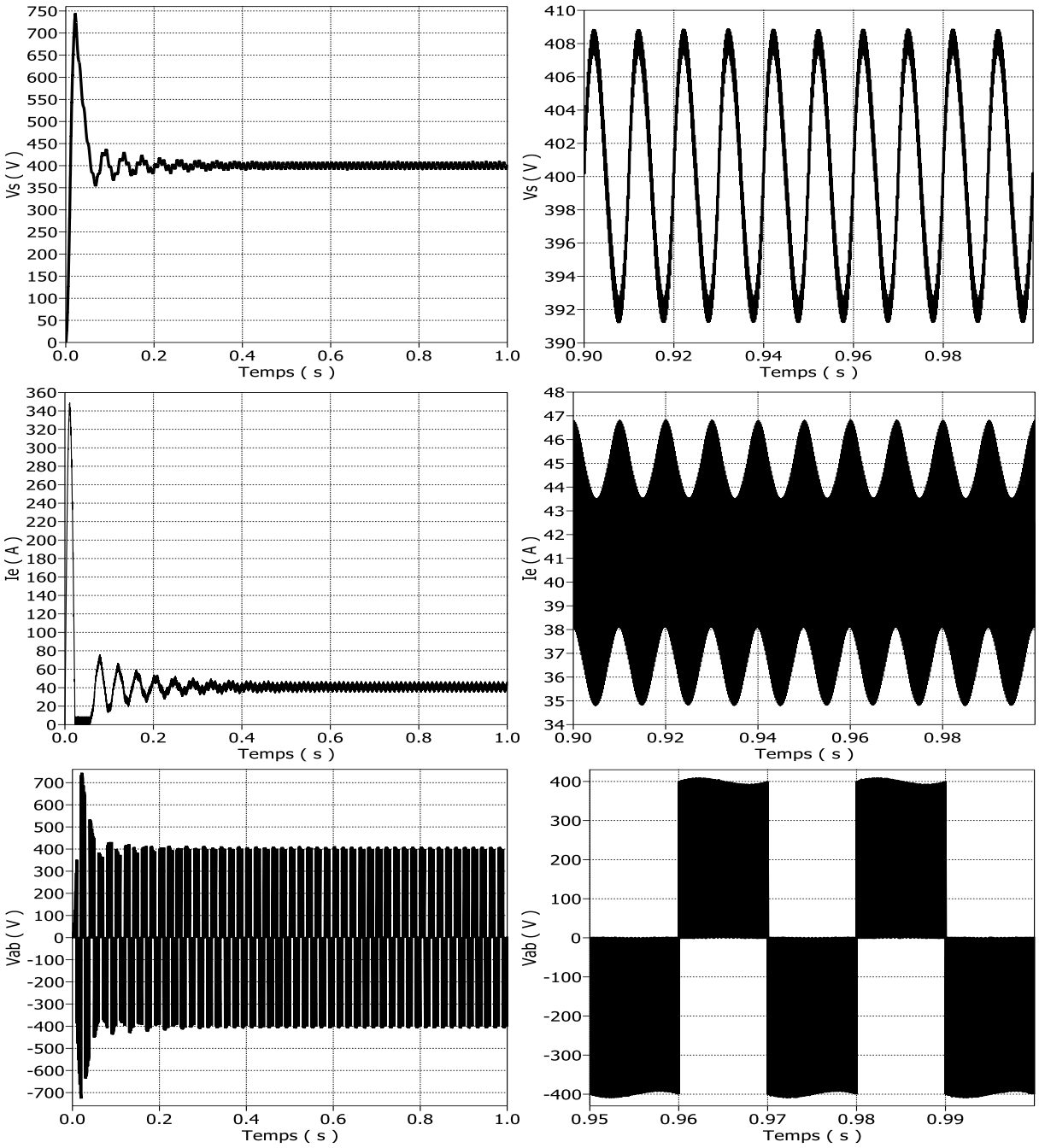
Parmi les différentes structures de hacheurs simulées précédemment (élévateur, élévateur/abaisseur, à stockage inductif et à stockage capacitif), le hacheur élévateur a été sélectionné pour l'association avec l'onduleur monophasé. Ce choix se justifie par la nécessité d'élever la tension de la source basse tension afin d'alimenter le bus continu de l'onduleur à une valeur stable de 400V. De plus, contrairement aux structures

élévateur/abaisseur et à stockage capacitif qui inversent la polarité de la tension, le hacheur élévateur conserve une polarité positive directe.

Les paramètres de simulations sont donnés dans le tableau suivant :

| | |
|---|---|
| *Tension d'entrée ($V_e$)* | ***50 V*** |
| *Fréquence de la tension de référence (f )* | ***50 Hz*** |
| *Fréquence de la porteuse ($f_c$ , $f_p$)* | ***5 kHz*** |
| *Rapport cyclique ($\alpha$)* | ***7/8*** |
| *Taux de modulation (r)* | ***0.8*** |

***Tableau. I.2 : Paramètres de simulation***



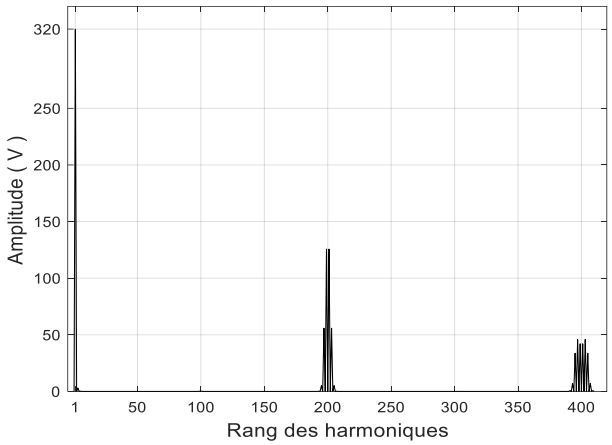



***Figure. I.17 : Performance de la cascade hacheur élévateur_onduleur monophasé***

Les résultats obtenus (Figure. I.17) sont très satisfaisants et prouvent clairement la validité de la cascade. Les valeurs numériques des grandeurs principales en régime permanant : la tension $V_s$ (400 V) et le spectre d'harmoniques de la tension $V_{ab}$ (Amplitude du fondamental 320 V et la distribution des harmonique) sont similaires à ceux obtenus par les deux variateurs séparément.

***Conclusion***

Dans ce chapitre, on a étudié, valider par simulation d'une chaîne de conversion DC/AC à double étage. Cette topologie en cascade s'avère indispensable pour adapter et transformer l'énergie issue d'une source continue basse tension en une tension alternative régulée et exploitable.

Dans une première étape, l'analyse des différentes structures du hacheurs élévateurs a permis de mettre en évidence les propriétés de chaque topologie. Les résultats de simulation ont guidé notre choix vers la structure du hacheur élévateur.

Ensuite, nous avons présenté brièvement la stratégie MLI bipolaire et unipolaire pour l'onduleur monophasé. Les simulations ont démontré l'avantage de la commande MLI unipolaire point de vue qualité spectrale de la tension de sortie, repoussant les groupe d'harmoniques vers des fréquences multiples du double de la fréquence de la porteuse.

# *Chapitre II*

## *Conversion DC/AC à un étage de type Z-source*

***Introduction***

Les convertisseurs de puissance à source impédante ont été introduits au début des années 2000 grâce aux travaux du professeur Fang Zheng Peng. Parmi les premières topologies développées figure l'onduleur à Z-source, qui constitue une avancée majeure dans le domaine de l'électronique de puissance en raison de sa capacité à assurer simultanément les fonctions d'élévation et de conversion de la tension au sein d'un seul étage de conversion [Alioua_24].

L'onduleur à Z-source se distingue par l'intégration d'un réseau d'impédance placé entre la source continue et le pont onduleur. Ce réseau, généralement constitué de deux bobines et de deux condensateurs disposés en configuration en « Z », permet d'assurer l'adaptation de la tension d'entrée, son élévation lorsque cela est nécessaire, ainsi que la protection de l'onduleur contre les états de court-circuit contrôlés, indispensables à son fonctionnement [Battiston_14].

Dans ce chapitre, nous présenterons les principes de fonctionnement de l'onduleur monophasé à Z-source. Nous aborderons sa structure, son principe de fonctionnement, sa modélisation ainsi que les principales stratégies de commande appliquées.

***II.1/ Intérêt de l'onduleur à source impédance***

L'onduleur à source impédante présente un avantage majeur par rapport à l'onduleur à source de tension conventionnel, puisqu'il est capable de fournir une tension alternative de sortie supérieure à la tension continue d'alimentation, sans recourir à un convertisseur élévateur supplémentaire. Cette propriété est rendue possible grâce à une légère modification de la stratégie de commande, qui consiste à introduire des états de court-circuit contrôlés des bras de l'onduleur, superposés à la commande classique de modulation. Contrairement aux onduleurs conventionnels, où ces états sont strictement interdits afin d'éviter la destruction des interrupteurs de puissance, ils sont ici exploités pour réaliser la fonction d'élévation de tension du convertisseur [Grusonl_08]. L'amplification maximale est atteinte lorsque la durée des états court-circuit est portée à sa valeur limite admissible, tout en respectant les contraintes de fonctionnement du convertisseur.

***II.2/ Structures de l'onduleur à source impédance***

L'onduleur monophasé à source impédante est constitué d'un pont monophasé alimenté par une source de tension continue à travers un réseau d'impédance. Ce réseau, inséré entre la source continue et le pont onduleur, représente l'élément distinctif de cette topologie par rapport à l'onduleur à source de tension conventionnel.

L'intégration de ce réseau d'impédance permet d'introduire des états de court-circuit contrôlés, durant lesquels les deux interrupteurs d'un même bras peuvent être commandés

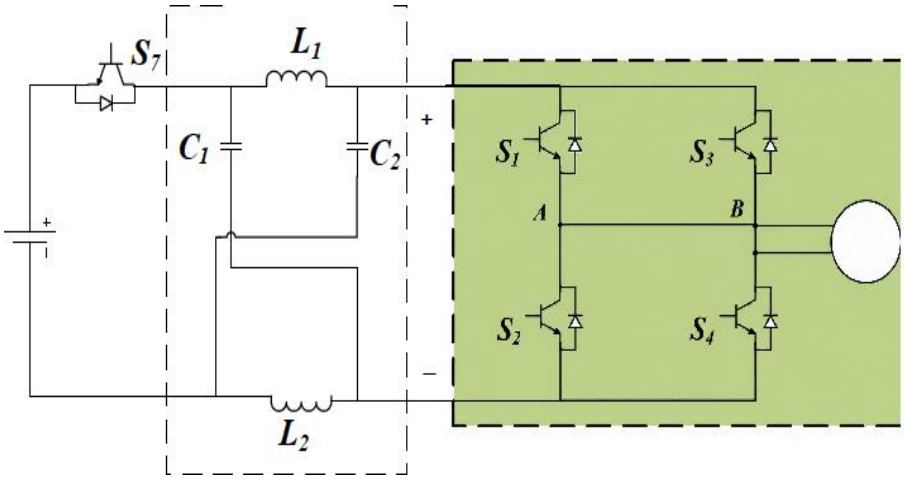
simultanément sans risque d'endommager les composants de puissance. Une telle condition est strictement interdite dans un onduleur conventionnel, où elle provoquerait un court-circuit direct de la source continue.

Dans l'onduleur à source impédante, ces états sont exploités pour stocker de l'énergie dans les éléments passifs du réseau d'impédance, ce qui permet d'élever la tension du bus continu alimentant le pont onduleur. Ainsi, le rapport entre la tension d'entrée et la tension du bus continu peut être contrôlé en ajustant la durée des états de court-circuit [Fang_03].

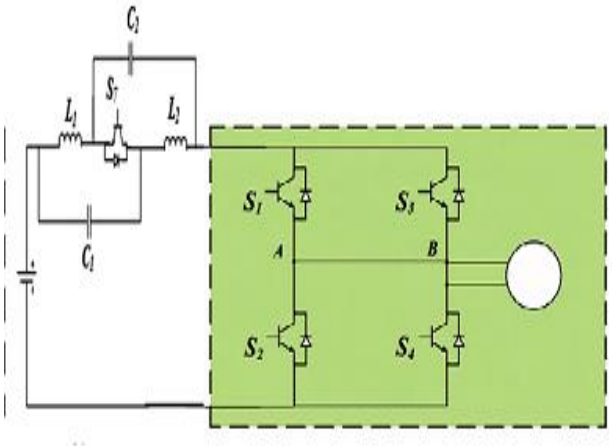
Au fil des développements, plusieurs variantes du réseau d'impédance ont été proposées par modification de sa structure ou par réorganisation des connexions des bobines et des condensateurs. Ces évolutions visent principalement à [Siwakoti_15] :

- Réduire le nombre de composants constituant le réseau d'impédance ;
- Étendre la plage du gain d'élévation de tension ;
- Améliorer la fiabilité et les performances globales de l'onduleur ;
- Optimiser la qualité de la tension de sortie et le rendement du convertisseur.

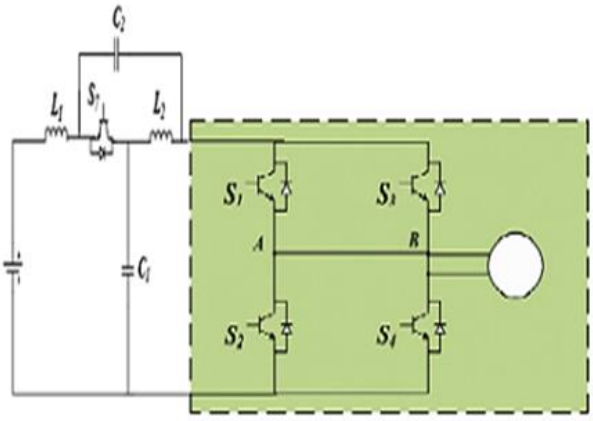
Plusieurs topologies ont été développées et proposées dans la littérature, les plus connues sont [Mande_23] :



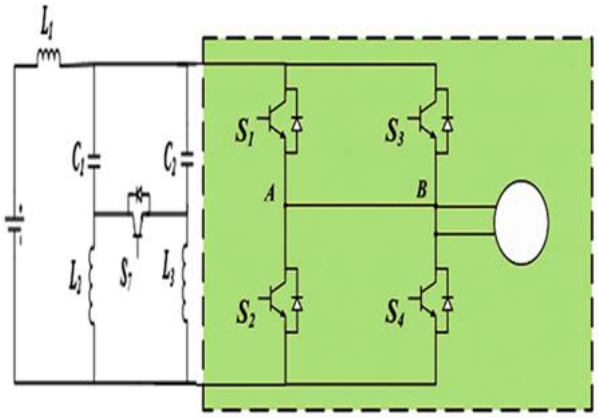

***(a) : Z-source***



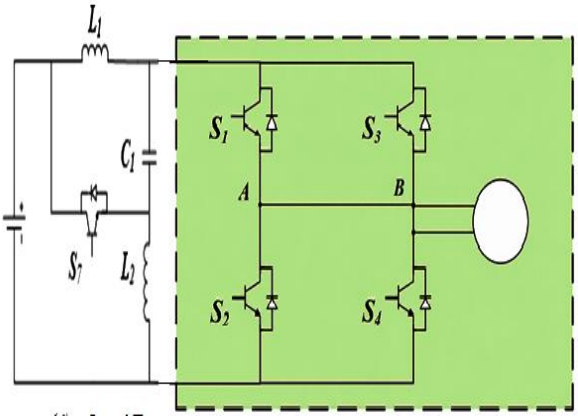

***(b) : Quasi Z-source configuration -1-***



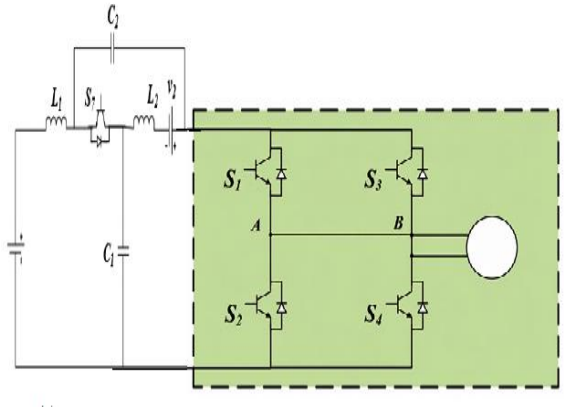

***(c) : Quasi Z-source configuration -2-***



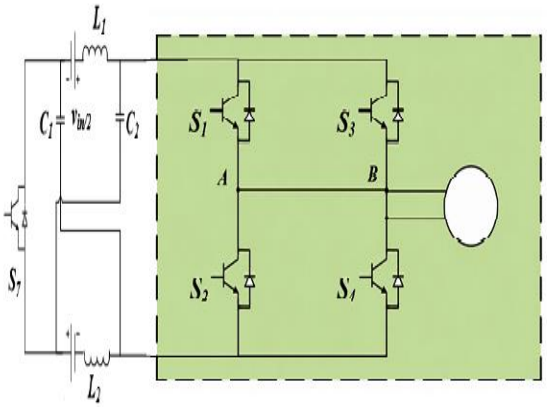
*(d) : Quasi Z-source configuration -3-*



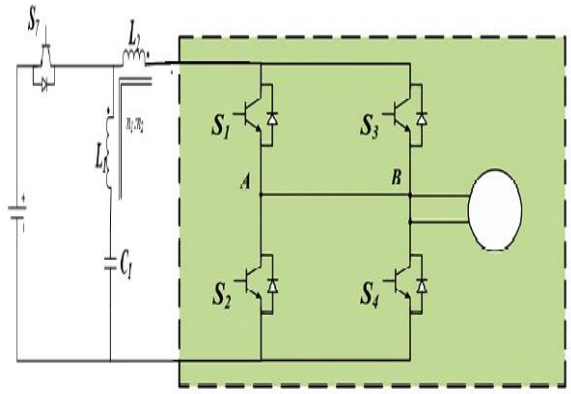
*(e) : Quasi Z-source configuration -4*



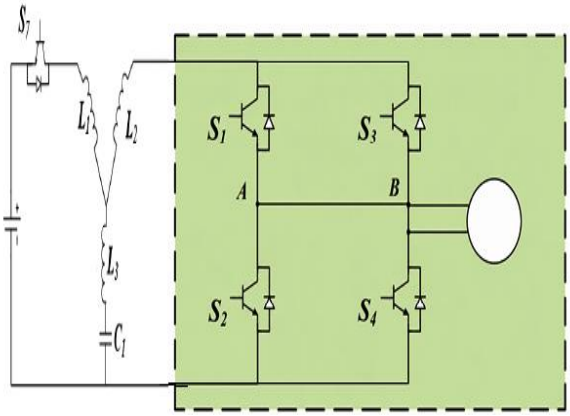
*(f) : Z-source avec sources intégrées*



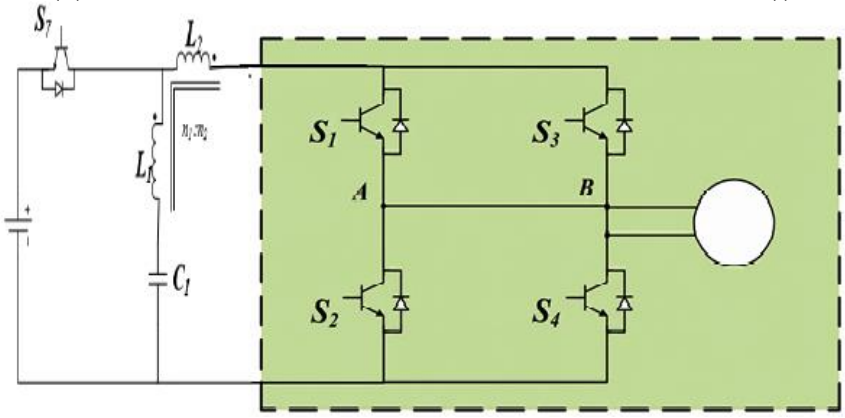
*(g) : Quasi Z-source avec sources intégrées*



*(h): Y-Source*



*(i) : T-Source*



*(j) : LCCT Z-source*

***Figure. II.1 : Différentes structures de l'onduleur à source impédante***

Dans la suite, on s'intéresse à la topologie Z-source montrée dans la figure. II.2 :

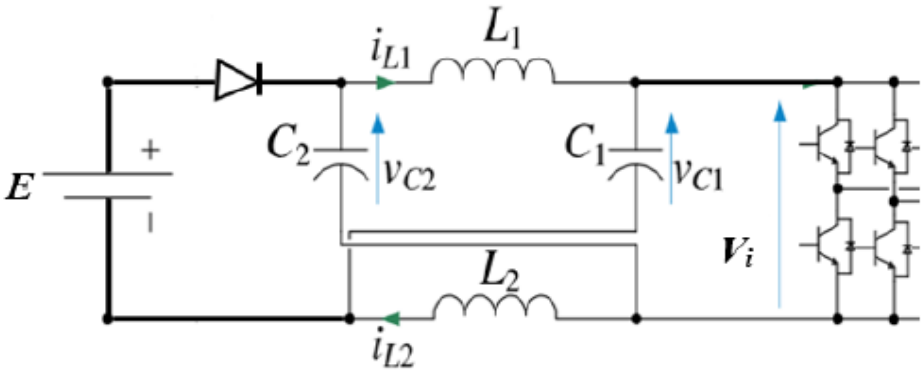



***Figure. II.2 : Onduleur monophasé à Z-source***

### *II.3/ Modélisation de l'onduleur à Z-source*

Soit u(t) la variable logique de commande utilisée pour identifier l'état de fonctionnement de l'onduleur, notamment la présence ou l'absence de l'état de court-circuit. Deux modes de fonctionnement peuvent être distingués en fonction de la valeur de cette commande [Battiston_14] :

*u(t)* = 1: l'onduleur fonctionne en état de court-circuit, où les interrupteurs supérieur et inférieur d'un même bras sont conduits simultanément.

*u(t)* = 0: l'onduleur fonctionne en dehors de l'état de court-circuit, selon le mode classique de commutation.

✓ ***Séquence hors court-circuit de bras d'onduleur (u(t) = 0)***

La figure II.3 présente une représentation schématique correspondant au fonctionnement classique de l'onduleur, dans lequel les interrupteurs supérieur et inférieur d'un même bras sont commandés de manière complémentaire.

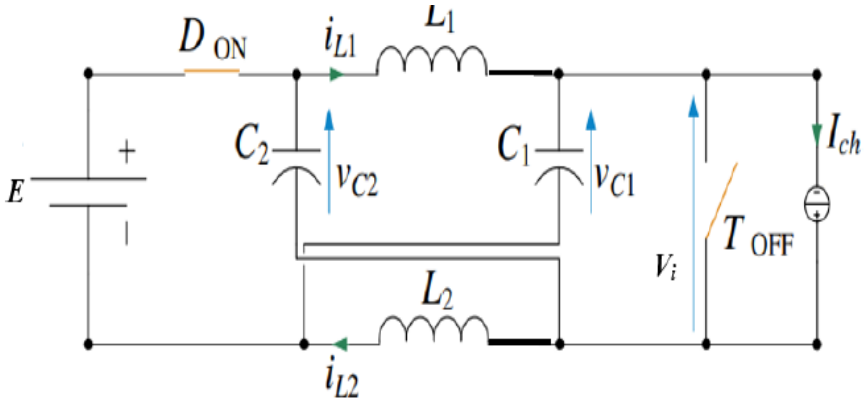



***Figure. II.3 : Circuit équivalent***

Au cours de cette phase de fonctionnement, la diode est en conduction, ce qui permet la charge des condensateurs. Le comportement du système durant cette séquence est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_i - V_{C1}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_i - V_{C2}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1}(t) - I_{ch}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2}(t) + I_{ch}(t) \end{cases} \quad \text{(II.1)}$$

$V_i$ : tension à l'entrée de de l'onduleur

✓ ***Séquence de court-circuit de bras d'onduleur (u (t) = 1)***

La figure II.4 illustre cette phase de fonctionnement correspondant à un état de court-circuit, dans lequel un ou plusieurs bras de l'onduleur présentent la fermeture simultanée des interrupteurs supérieur et inférieur.

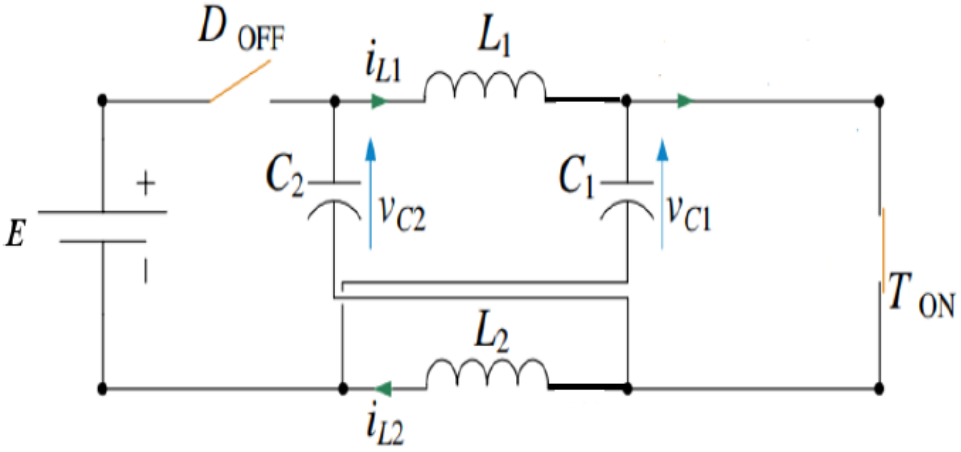



***Figure. II.4 : Circuit équivalent***

La diode se trouve à l'état bloqué, permettant ainsi aux condensateurs de se décharger à travers les bobines. Le modèle d'état correspondant s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{C2}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{C1}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L1}(t) \end{cases} \quad \text{(II.2)}$$

A partir des systèmes (II.1) et (II.2) modélisant chaque séquence de fonctionnement, il est possible d'exprimer le système d'état global :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{C2}(t).u(t) + \big(E - v_{C1}(t)\big).\big(1 - u(t)\big) \\ \frac{di_{L2}}{dt} = v_{C1}(t).u(t) + \big(E - v_{C2}(t)\big).\big(1 - u(t)\big) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t).u(t) + \big(i_{L1}(t) - I_{Ch}(t)\big).\big(1 - u(t)\big) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t).u(t) + \big(i_{L2}(t) - I_{Ch}(t)\big).(1 - u(t)) \end{cases} \quad \text{(II.3)}$$

Afin de travailler avec des grandeurs dont le découpage lié à la variable logique *u(t)* est ignoré du point de vue de la commande, nous considérons un modèle "pseudo-moyen". Il s'agit d'un modèle dépendant du temps mais dont les composantes hautes fréquences (liées au découpage) ont été "filtrées". Ainsi la commande *u(t)* peut être remplacée par sa valeur moyenne *d*, ce qui permet de simplifier les équations [Battiston_14]. L'écriture du modelé (II.3) en modelé "pseudo-moyen" est donne par :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{C2}.d + (E - v_{C1}).(1-d) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C1}.d + (E - v_{C2}).(1-d) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}.d + (i_{L1} - I_{ch}).(1-d) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}.d + (i_{L2} - I_{ch}).(1-d) \end{cases} \quad \text{(II.4)}$$

La tension $V_i$ peut prendre deux niveaux distincts : une valeur nulle durant les états de court-circuit, et une valeur égale à $V_{C1} + V_{C2} - E$ en dehors de ces états. Cette dernière est utilisée afin d'établir la relation entre $V_i$ et la tension d'entrée *E* par l'expression suivante :

$$V_i = V_{C1} + V_{C2} - E = \frac{E}{1-2d} \quad \text{(II.5)}$$

### *II.4/ Techniques de commande*

De nombreuses stratégies de MLI ont été proposées pour l'onduleur à Z-source. Parmi elles, la modulation triangulo-sinusoïdale est la plus couramment utilisée. Cette stratégie constitue une extension de la technique de modulation appliquée aux onduleurs monophasés classiques, adaptée afin d'intégrer les états de court-circuit caractéristiques de l'onduleur à Z-source [Rostami_08], [Sangeeta_14].

### *II.4.1/ Stratégie_1_*

Cette stratégie se distingue par sa simplicité de mise en œuvre. Elle repose sur le principe de la MLI sinusoïdale classique, auquel sont ajoutés deux niveaux de référence constants : l'un positif (*Vp*) et l'autre négatif (*Vn*), comme illustré à la figure. II.5. Les amplitudes de ces deux niveaux peuvent être égales ou supérieures aux valeurs maximale et minimale du signal de référence sinusoïdal [Aoued_20].

Les états de court-circuit sont générés lorsque le signal de la porteuse triangulaire devient respectivement supérieur au niveau de référence positif (*Vp*) ou inférieur au niveau de référence négatif (*Vn*).

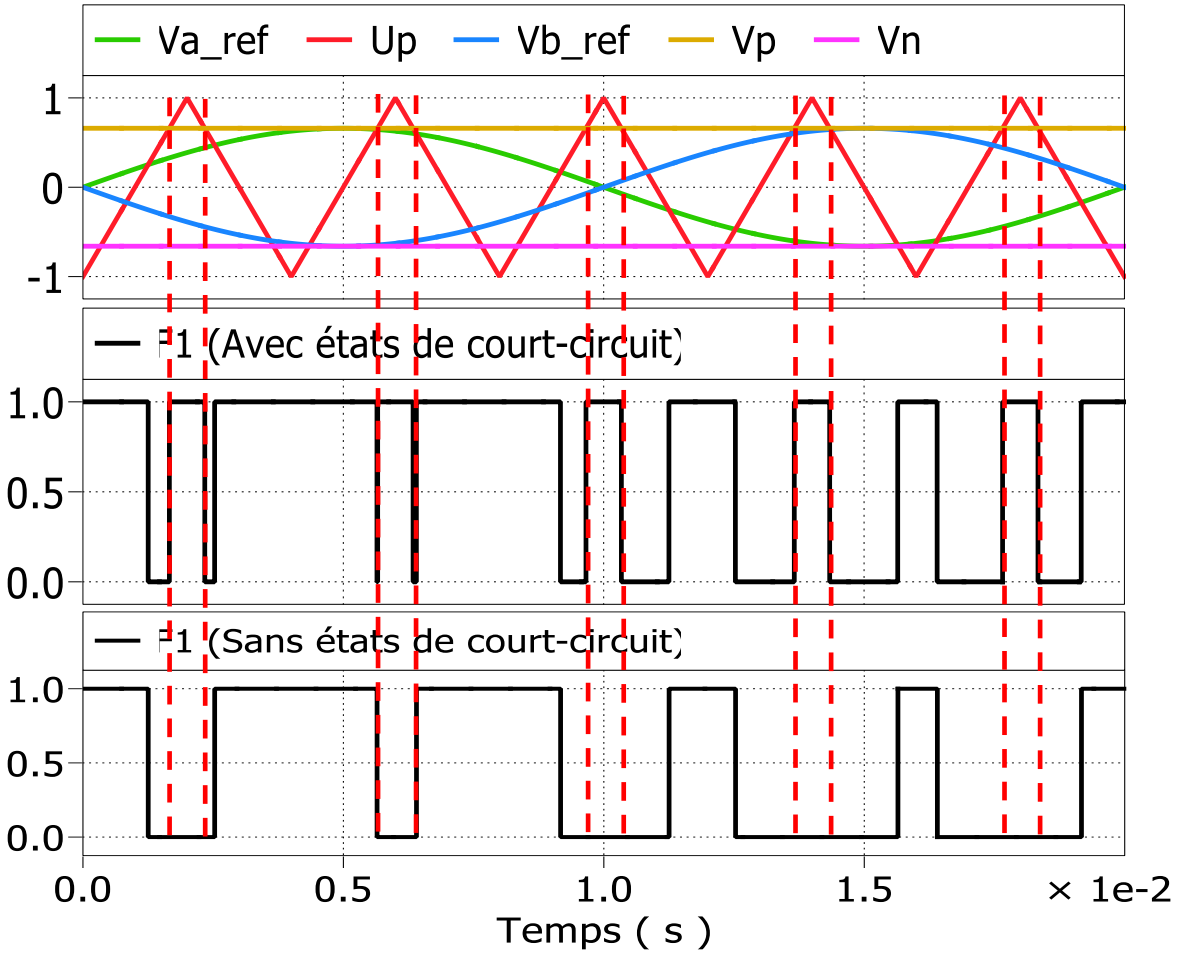



***Figure. II.5 : Différents signaux de commande et séquence d'interrupteur***
***(r = 0.66; Vp = 0.66 ; Vn = - Vp ; f = 50 Hz ; fp = 250 Hz)***

L'expression du rapport cyclique correspondant à l'état de court-circuit ***d*** est définie par la relation suivante :

$$d = 1 - r \tag{II.6}$$

En remplaçant (II.6) dans (II.5) on trouve :

$$B = \frac{1}{1-2d} = \frac{1}{2r-1} \tag{II.7}$$

Le gain de tension ***G*** de l'onduleur est donné par :

$$G = r.B = \frac{r}{2r-1} \tag{II.8}$$

On remarque bien que le facteur de survoltage diminue avec l'augmentation de ***r*** (Figure. II.6). Afin de garder une tension positive à l'entrée de l'onduleur, le taux de modulation doit être supérieur à 0.5.

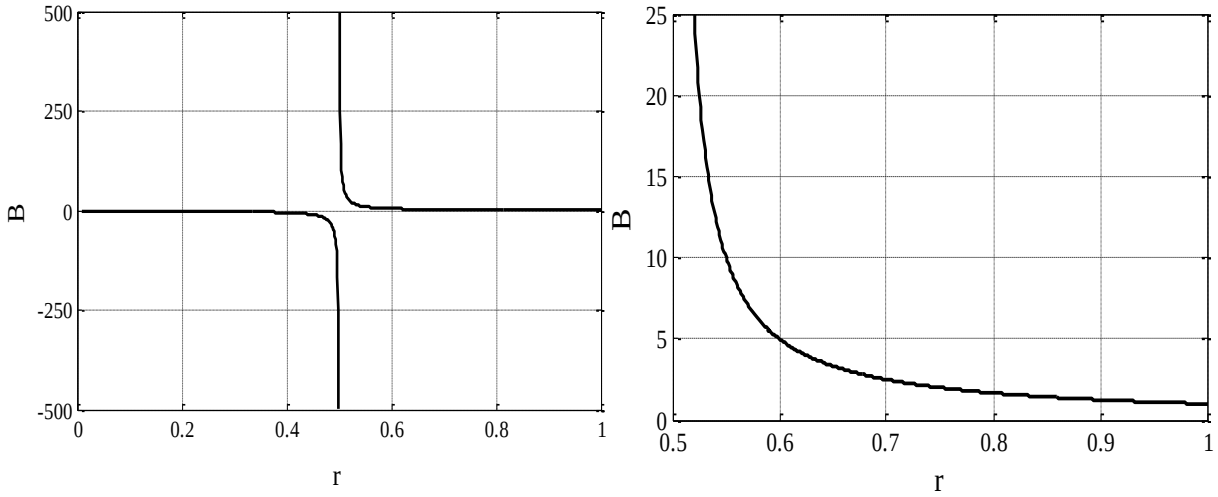
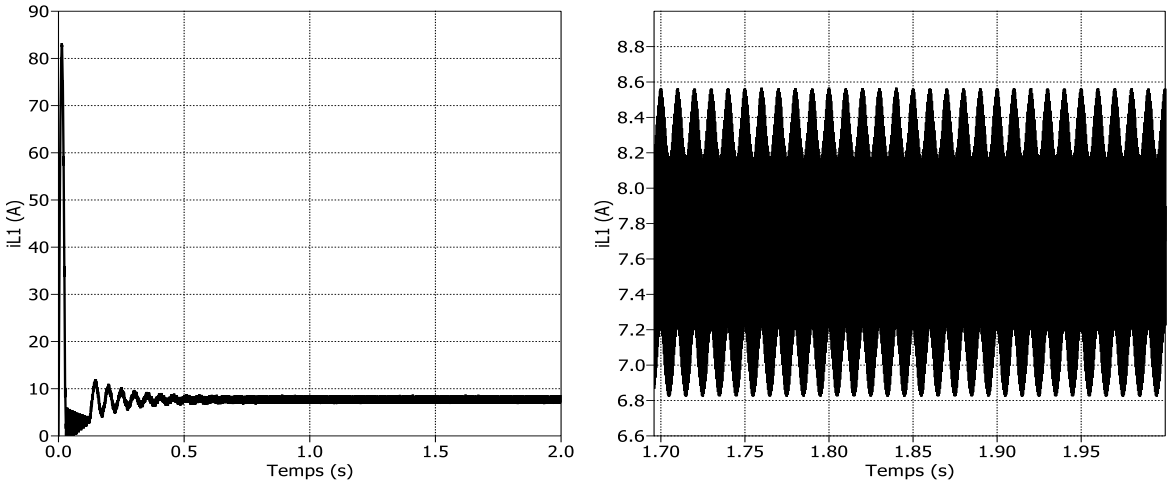



***Figure. II.6 : Évolution du facteur de survoltage***

Les paramètres de simulation sont les suivants :

| ***Paramètres*** | ***Valeur*** |
|---|---|
| *Tension du bus continu* (*E*) | **100 V** |
| *Inductance des bobines* ($L_1 = L_2 = L$) | **5 mH** |
| *Capacité des condensateurs* ($C_1 = C_2 = C$) | **1500 µF** |
| *Charge* (*R*) | **50 Ω** |
| *Fréquence des tensions de références* (*f*) | **50 Hz** |
| *Fréquence de la porteuse* (*fp*) | **5 kHz** |

***Tableau. II.1 : Données de simulation***



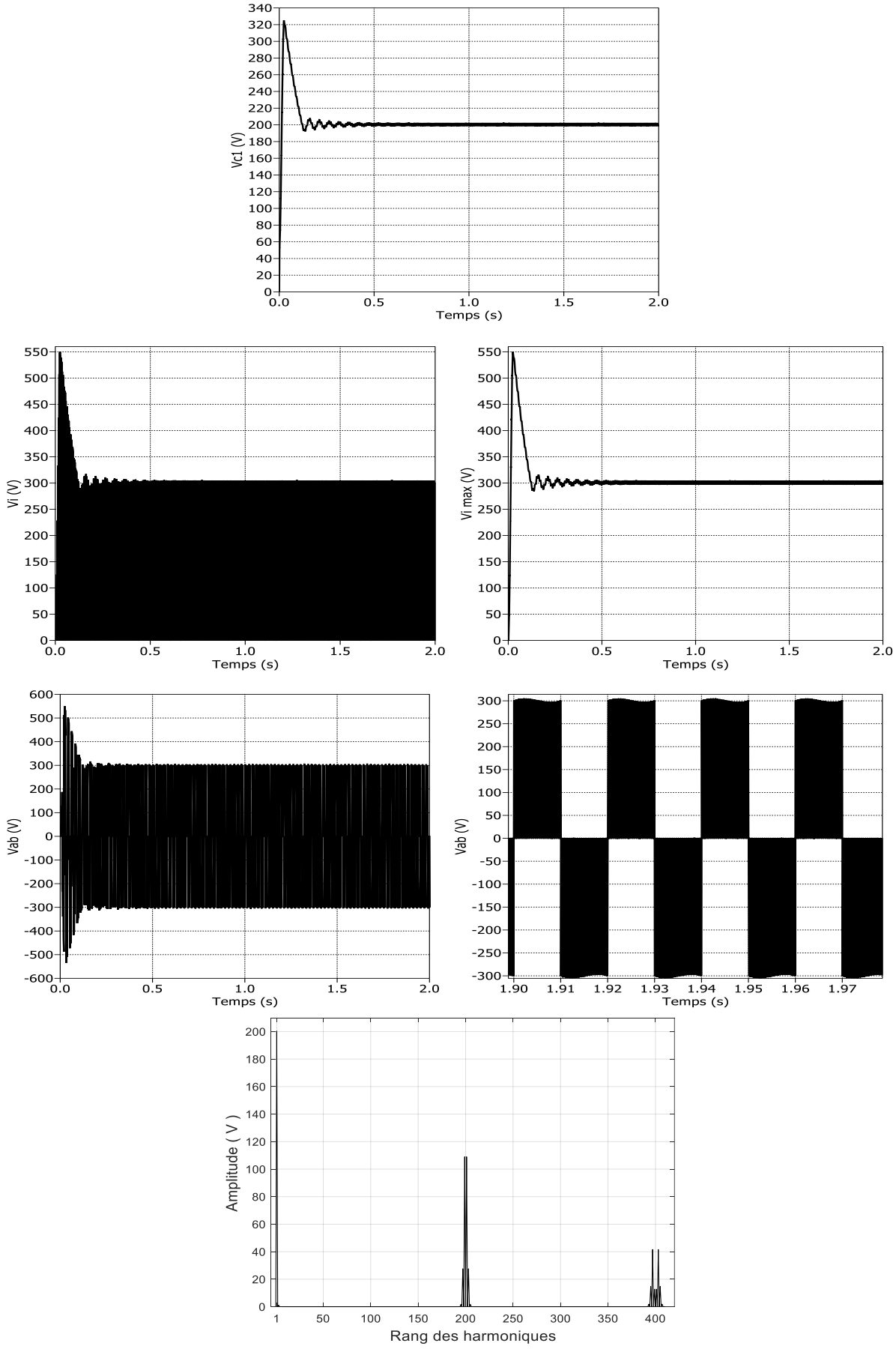
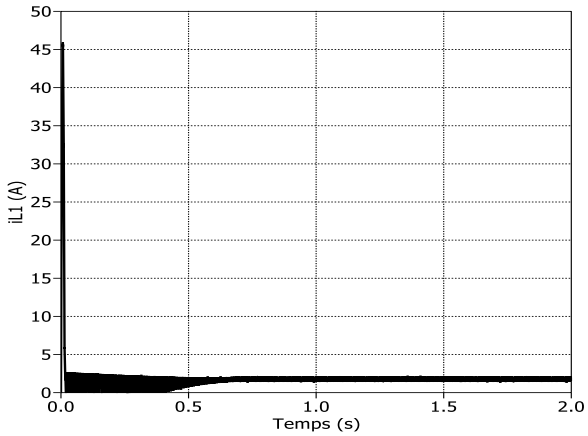
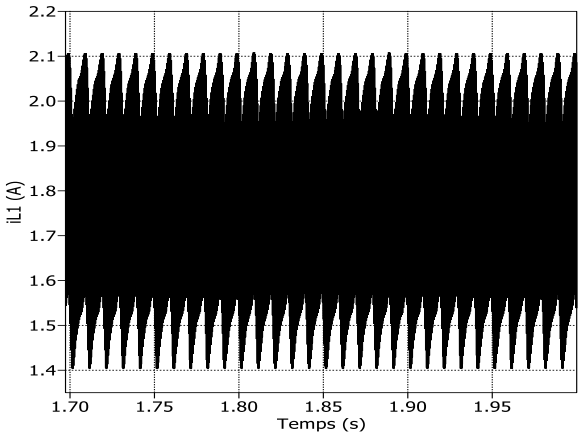
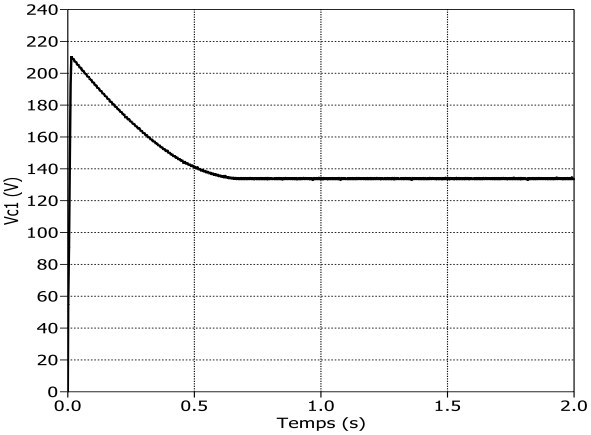
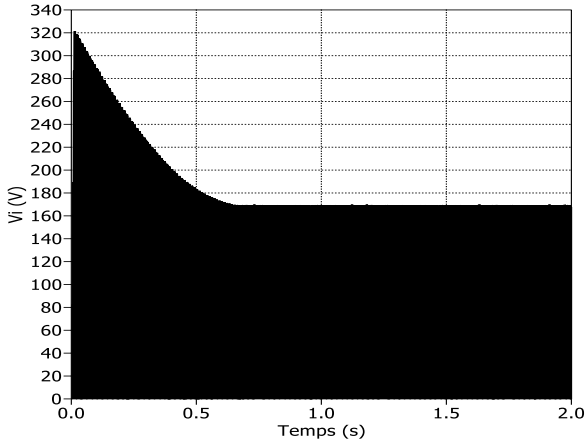


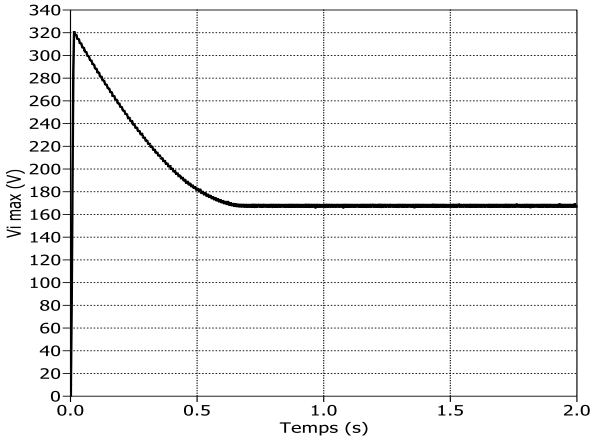

***Figure. II.7 : Évolution des différentes grandeurs électriques* (r = Vp = 0.666)**

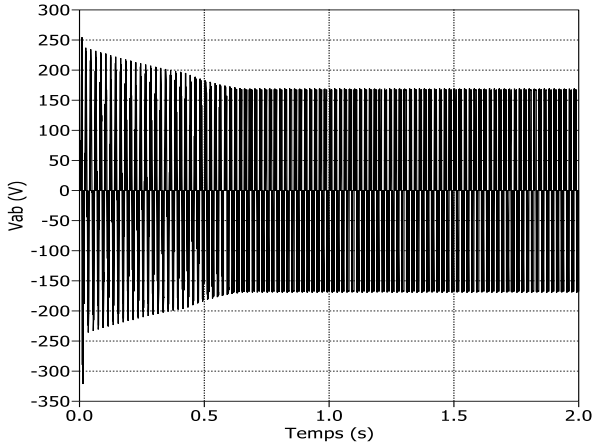

iL1 (A)
Temps (s)

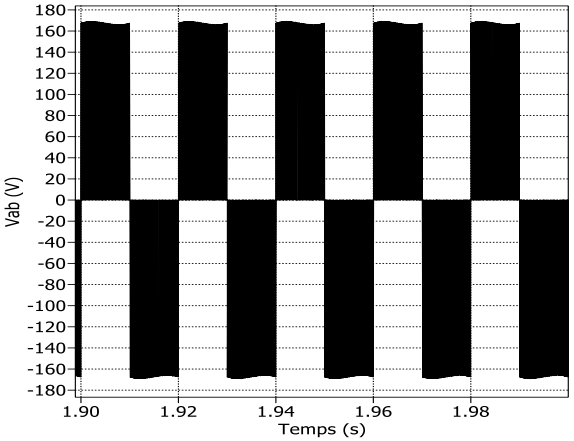

iL1 (A)
Temps (s)


Vc1 (V)
Temps (s)


Vi (V)
Temps (s)


Vi max (V)
Temps (s)


Vab (V)
Temps (s)


Vab (V)
Temps (s)

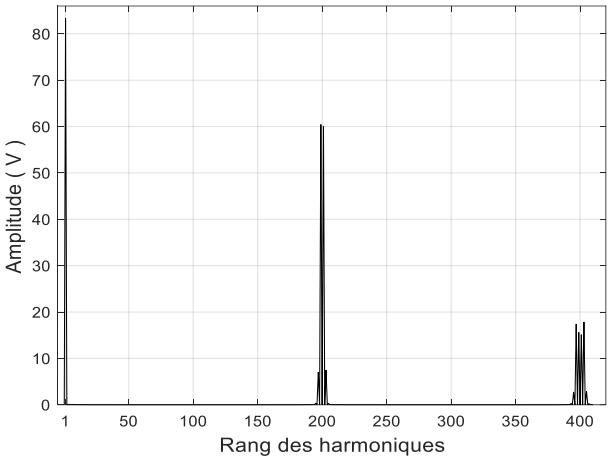
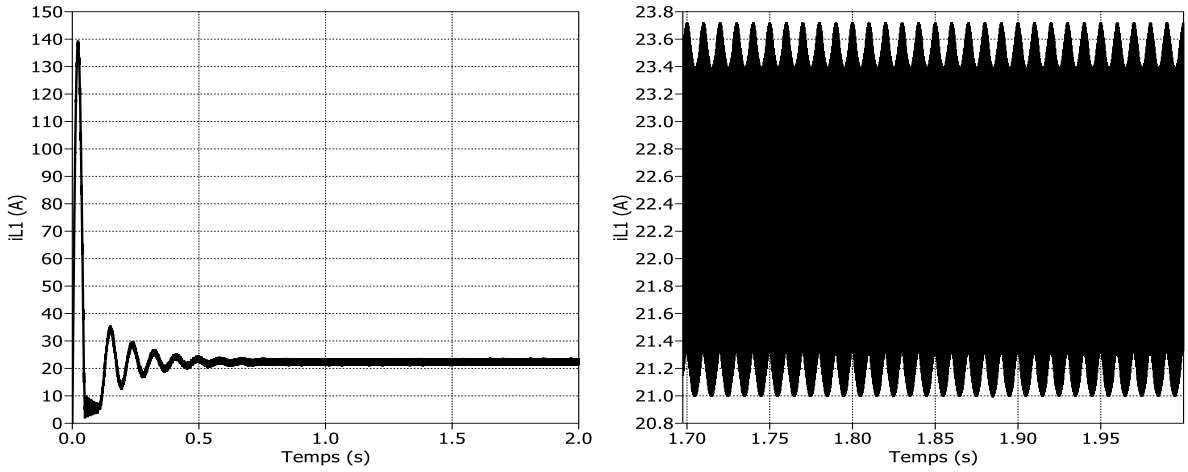



***Figure. II.8 : Évolution des différentes grandeurs électriques* (r = 0.5 ; $V_p$ = 0.8)**

Les résultats obtenus montrent que le temps de stabilité de la tension d'entrée de l'onduleur ($V_i$) augmente lorsque le facteur *B* diminue. Ce temps est d'environ 0,15 s pour *B* = 3.125 et 0,35 s pour *B* = 1.666, comme illustré sur les figures II.7 et II.8. Par ailleurs, les amplitudes des tensions $V_i$ et $V_{C1}$ présentées dans les figures II.7 et II.8 sont en bon accord avec les valeurs théoriques calculées à partir des expressions (II.7) et (II.8).

Enfin, les résultats présentés dans la figure. II.9 montrent l'effet du dépassement de la condition de fonctionnement pour les paramètres *r* = 0.8 et $V_P$ = 0.6. Dans ce cas, la tension $V_i$ converge vers la valeur théorique, soit environ 500 V. Cependant, l'analyse spectrale révèle que l'onduleur ne délivre qu'une tension efficace d'environ 170 V, au lieu de la valeur attendue : 0,8.500/2 = 200 V. Par ailleurs, on observe l'apparition d'harmoniques de faible ordre, ce qui traduit une dégradation de la qualité de la tension de sortie dans ces conditions de fonctionnement.



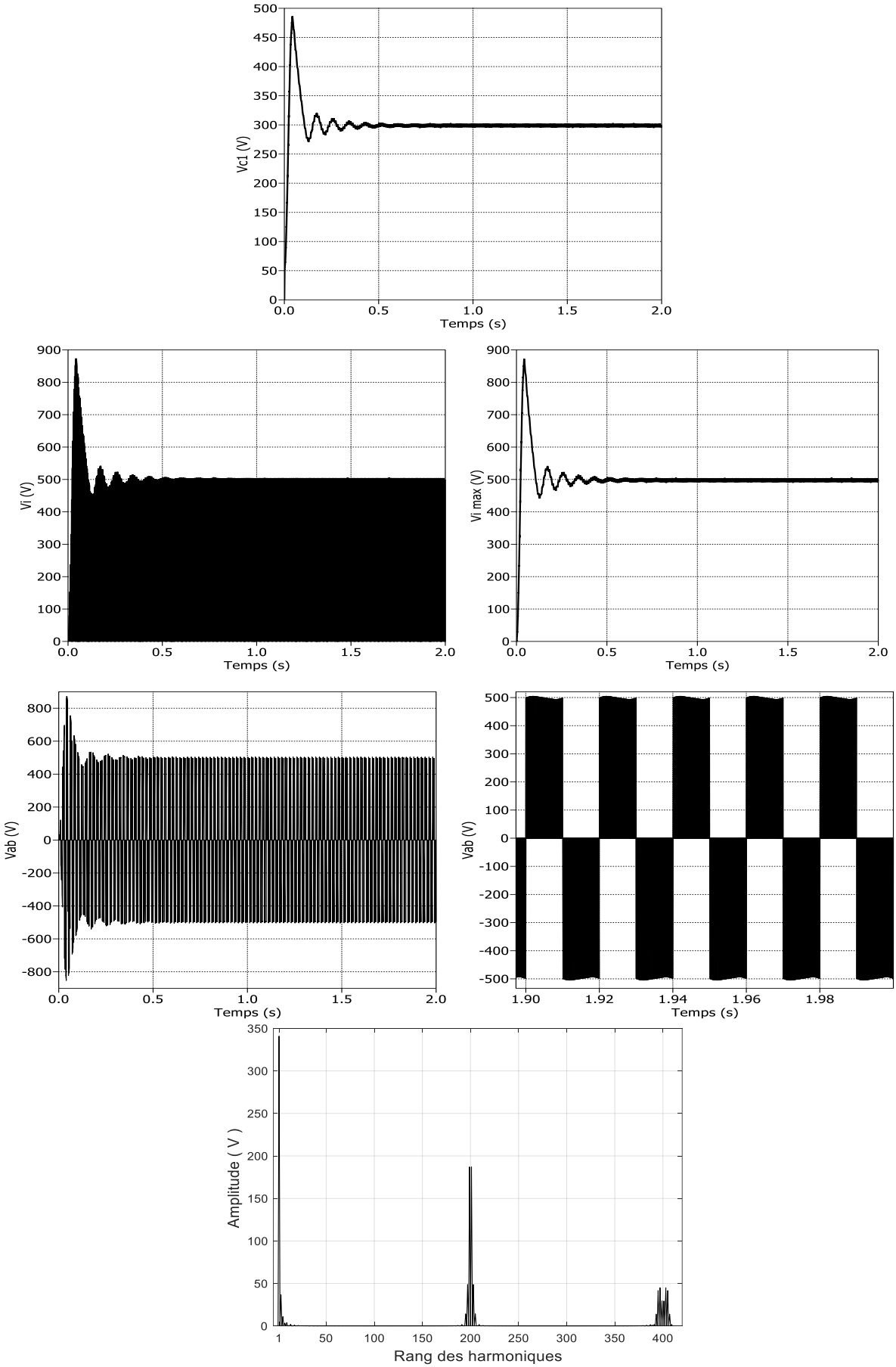



***Figure. II.9 : Évolution des différentes grandeurs électriques***

### *II.4.2/ Stratégie_2_*

Cette stratégie est une adaptation de la méthode de modulation développée pour l'onduleur triphasé. Elle repose sur la détermination des valeurs maximale et minimale de six tensions de référence décalées de π/3, comme l'illustre la figure II.10 [Rostami_08].

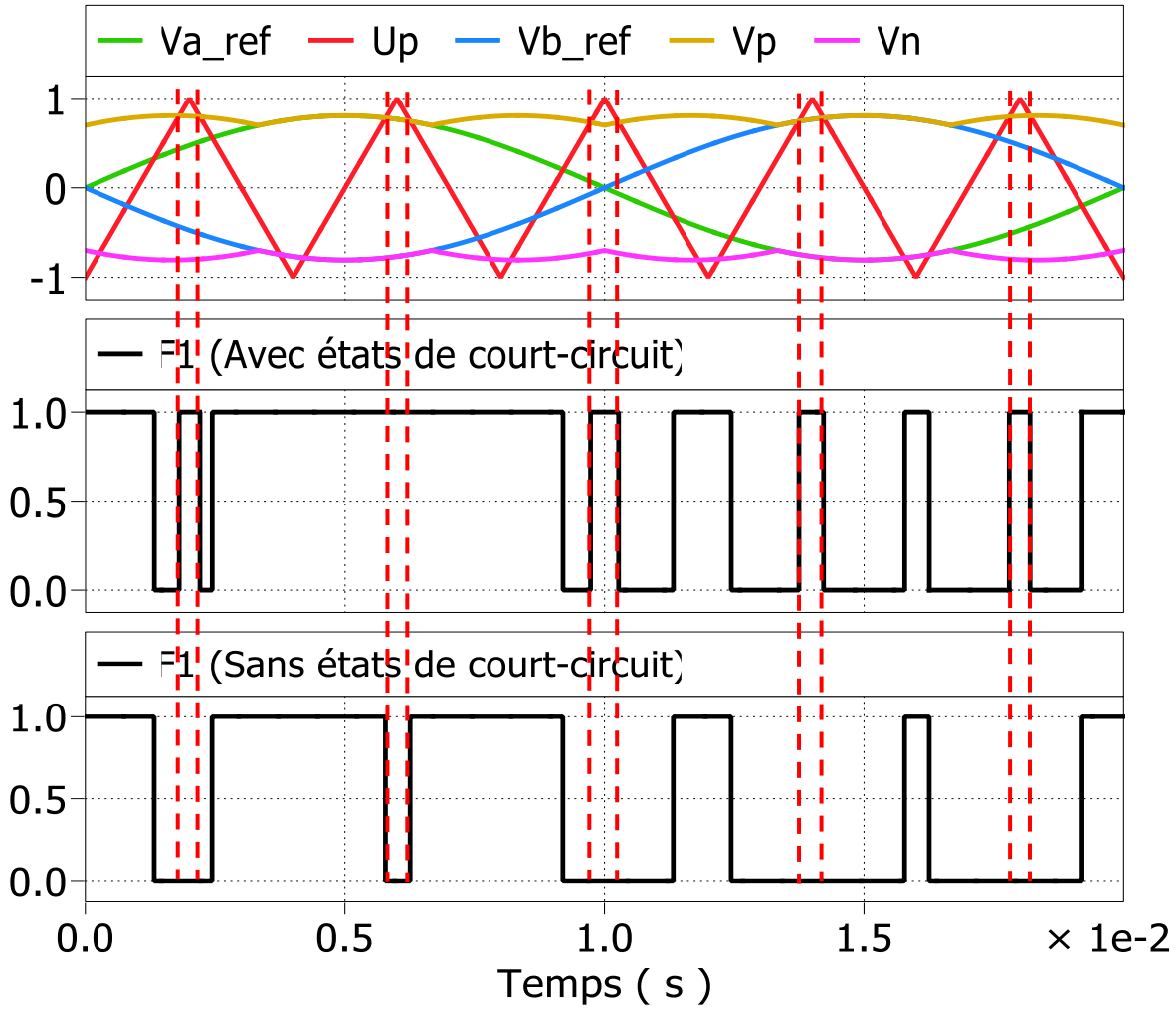



***Figure. II.10 : Différents signaux de commande et séquence d'interrupteur***
***(r = 0.806 ; f = 50 Hz ; $f_p$ = 250 Hz)***

Le rapport cyclique de court-circuit dans l'intervalle $\left[0,\frac{\pi}{3}\right]$ s'exprimé comme suit :

$$d(\theta) = 1 - r\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \qquad \text{(II.9)}$$

En intégrant (II.9), on obtient :

$$d = \frac{3}{\pi}\int_0^{\pi/3}\left[1 - r\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right]d\theta = 1 - \frac{3r}{\pi} \qquad \text{(II.10)}$$

On remplace dans l'équation (II.5) la variable ***d*** par son expression (II.10), et on détermine le facteur de survoltage ***B*** :

$$B = \frac{\pi}{6.r - \pi} \qquad \text{(II.11)}$$

Le gain de tension *G* de l'onduleur est donné par :

$$G = r.B = \frac{r.\pi}{6.r-\pi} \quad \text{(II.12)}$$

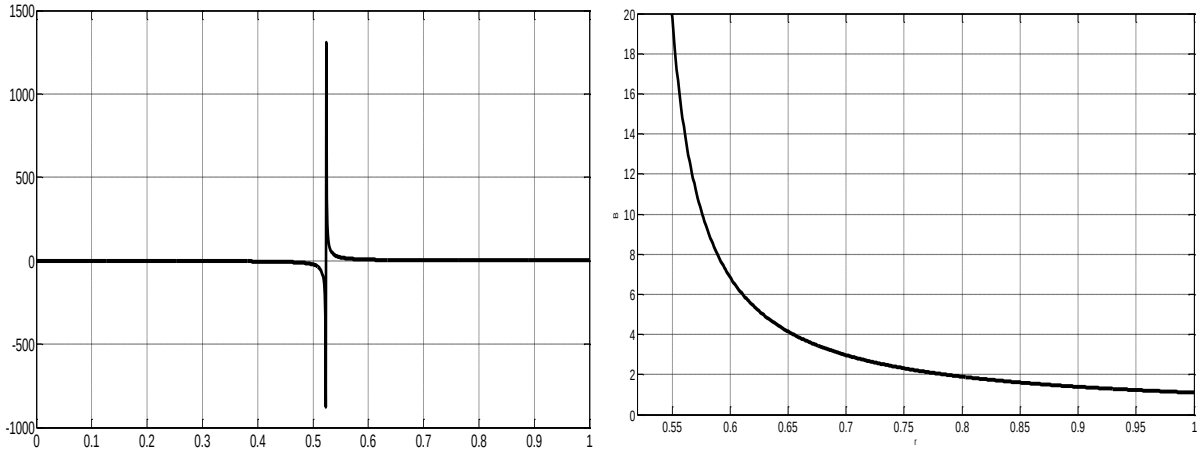
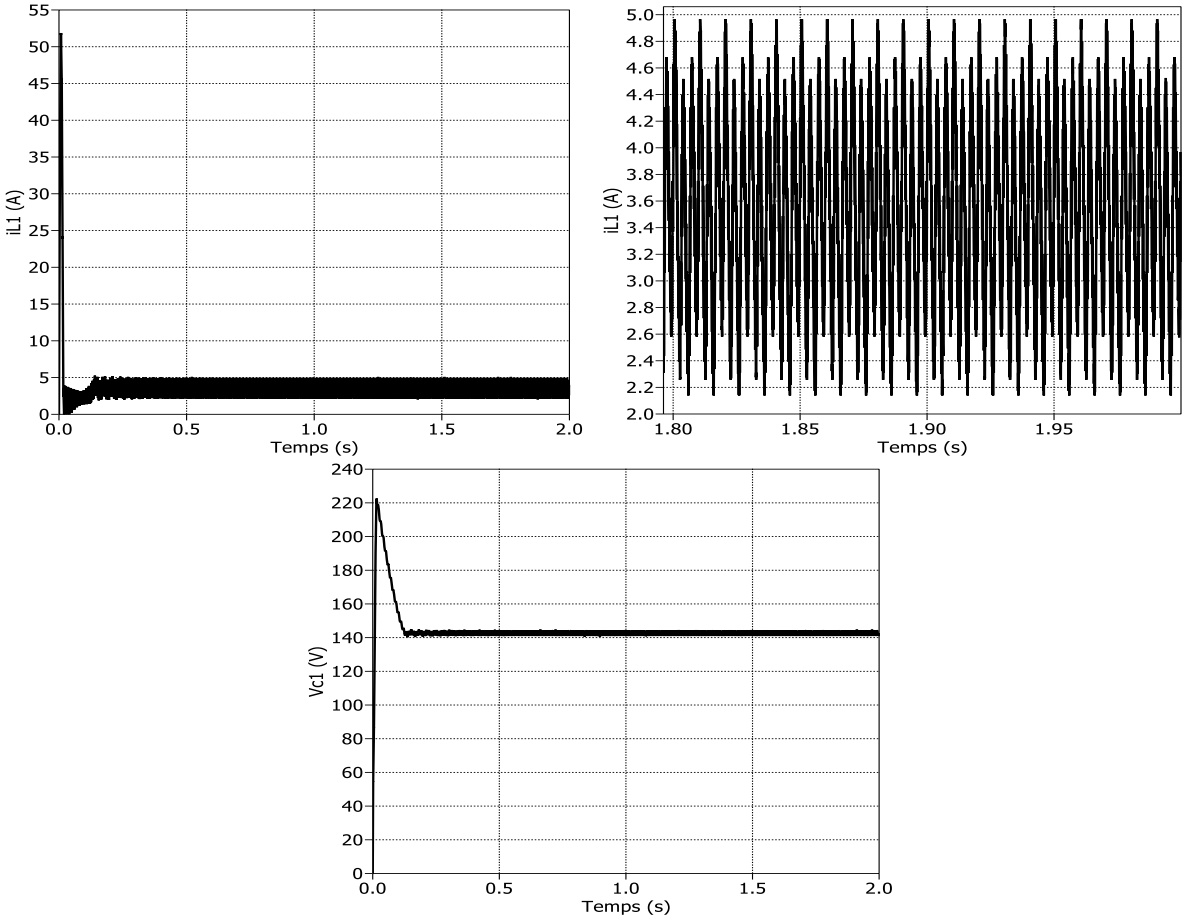



***Figure. II.11 : Évolution du facteur de survoltage***

La variation du facteur de survoltage est montrée dans la figure. II.11. Afin de garder une tension positive à l'entrée de l'onduleur, le taux de modulation doit être supérieur à π/6.

Les paramètres de simulation sont les mêmes que la stratégie 1.



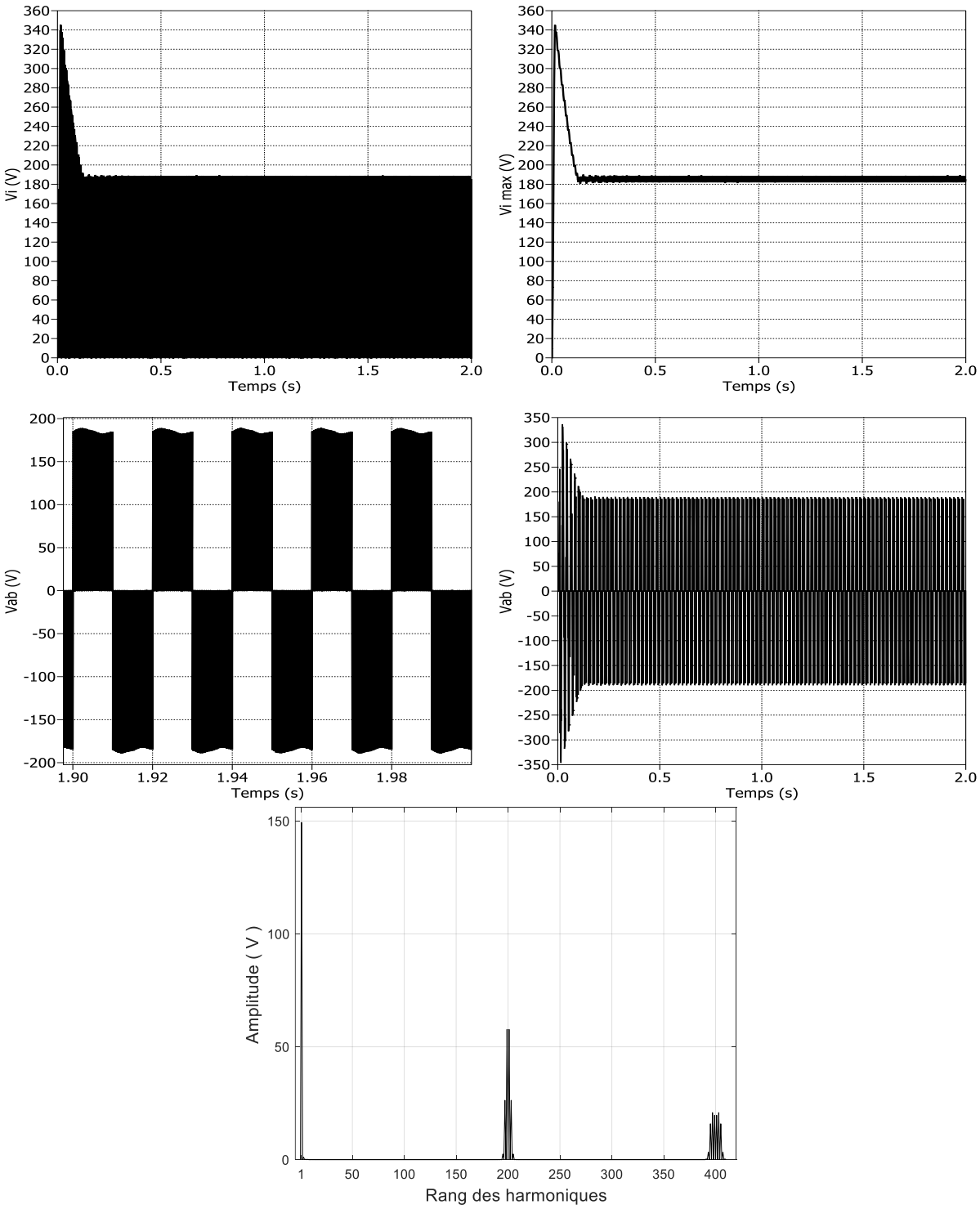



***Figure. II.12 : Évolution des différentes grandeurs électriques (r = 0.806)***

La figure II.12 met en évidence la bonne concordance entre les formes d'onde des tensions obtenues par simulation et les expressions analytiques établies précédemment. On constate également que la forme d'onde de la tension de sortie est similaire à celle obtenue avec un onduleur monophasé classique, tant par sa forme que par son contenu harmonique.

### *II.4.3/ Stratégie_3_*

Contrairement à la stratégie_1_ où $V_p$ ($V_n$) est un signal fixe, cette technique introduite une composante à basse fréquence (Double de la fréquence de référence) s'ajoutant à une tension fixe pour moduler dynamiquement l'intervalle de court-circuit [Nguyen_17] :

$$V_p = r - A - A.cos(2.\pi.f.t)$$
$$V_n = -V_p \qquad \text{(II.13)}$$

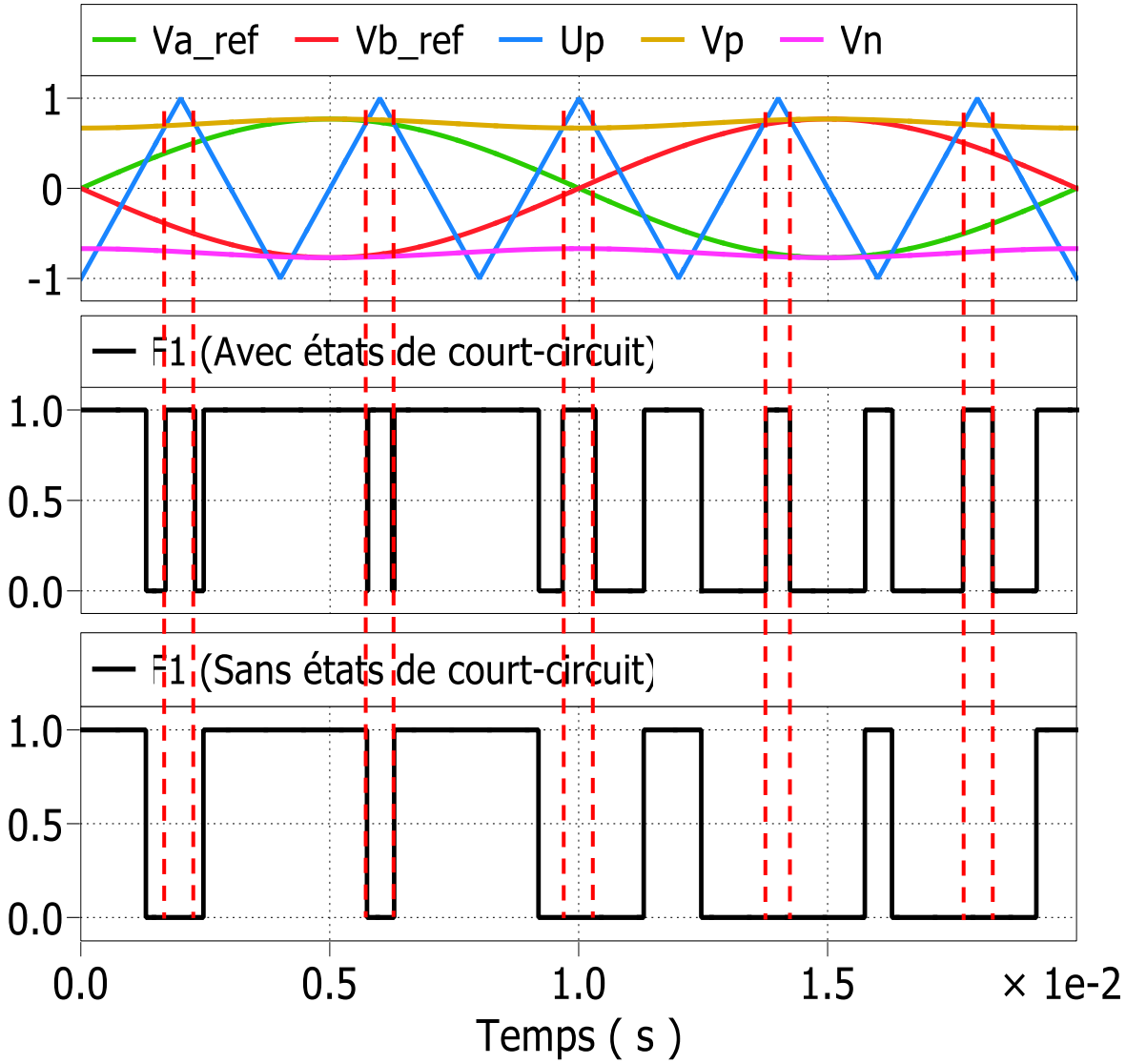



***Figure. II.13 : Différents signaux de commande et séquence d'interrupteur (r =0.769 ; f = 50 Hz ; fp = 250 Hz)***

Le facteur de survoltage ***B*** est donné par :

$$B = \frac{1}{2r-1-2A} \qquad \text{(II.14)}$$

Le gain de tension ***G*** de l'onduleur est donné par :

$$G = r.B = \frac{r}{2r-1-2A} \qquad \text{(II.15)}$$

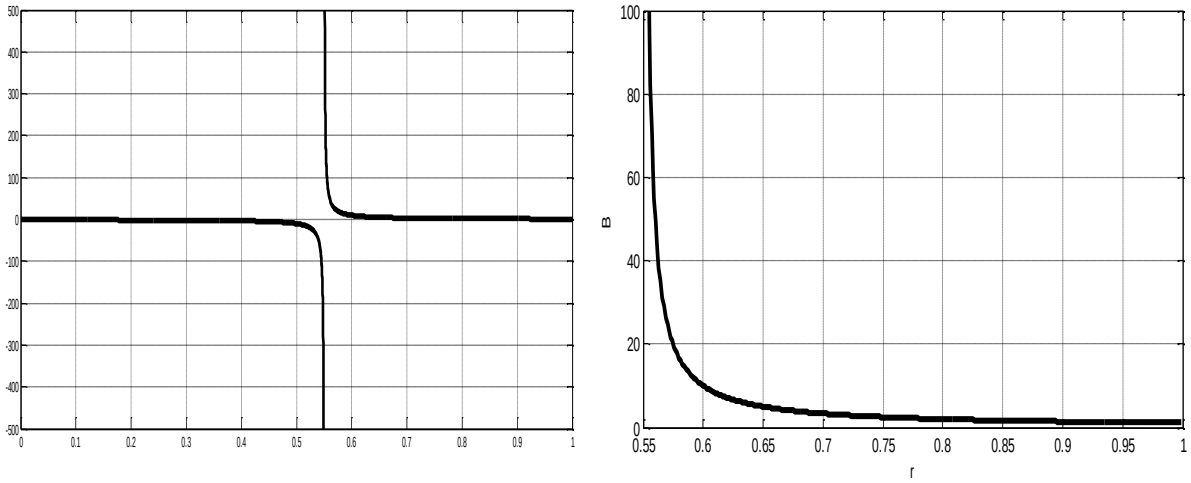
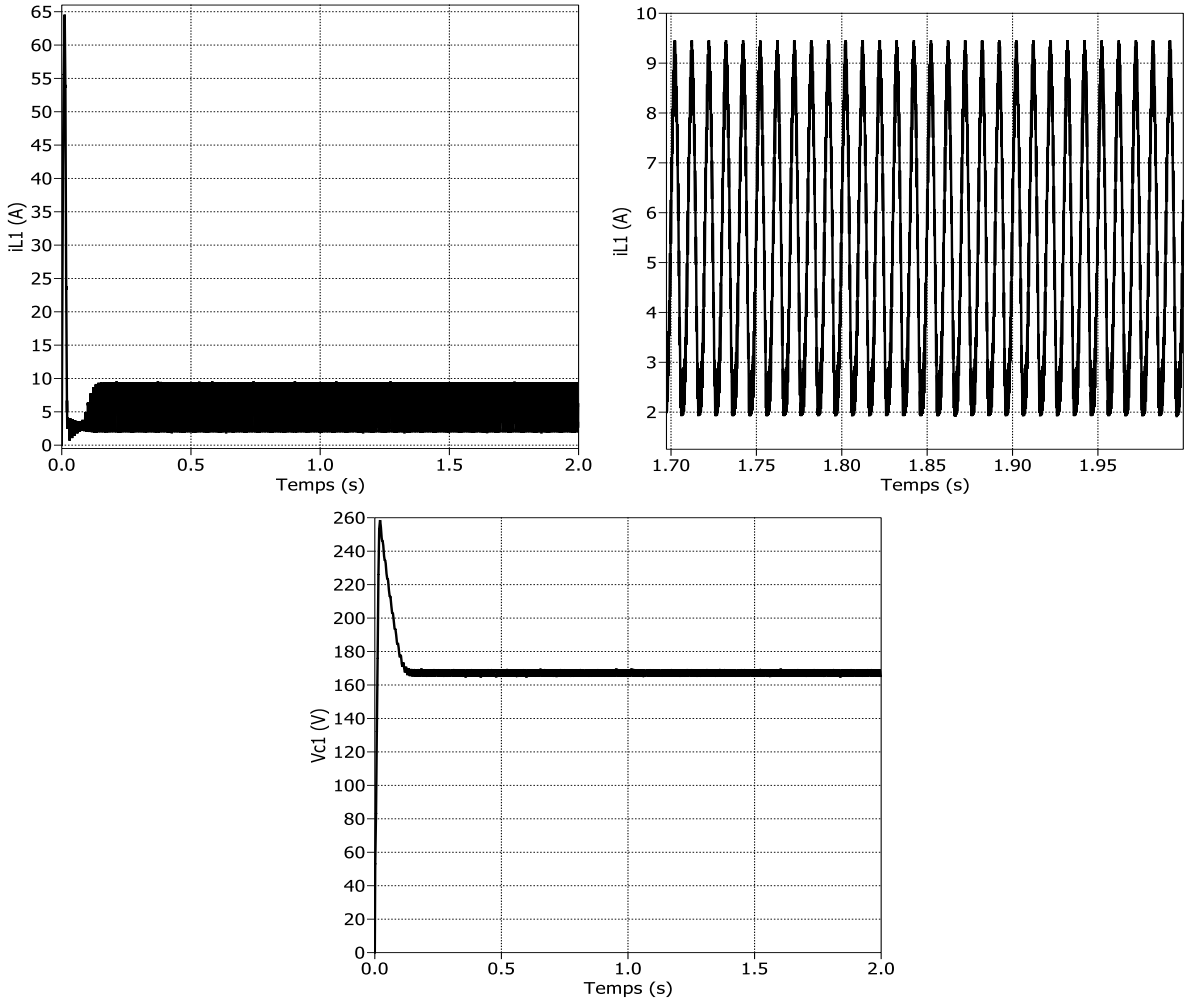



***Figure. II.14 : Évolution du facteur de survoltage (A = 0.05)***

De la figure. II.14, on constate que le taux de modulation doit être supérieur à 0.55 afin de garder une tension positive à l'entrée de l'onduleur.

Les paramètres de simulation sont les mêmes que la stratégie précédente.



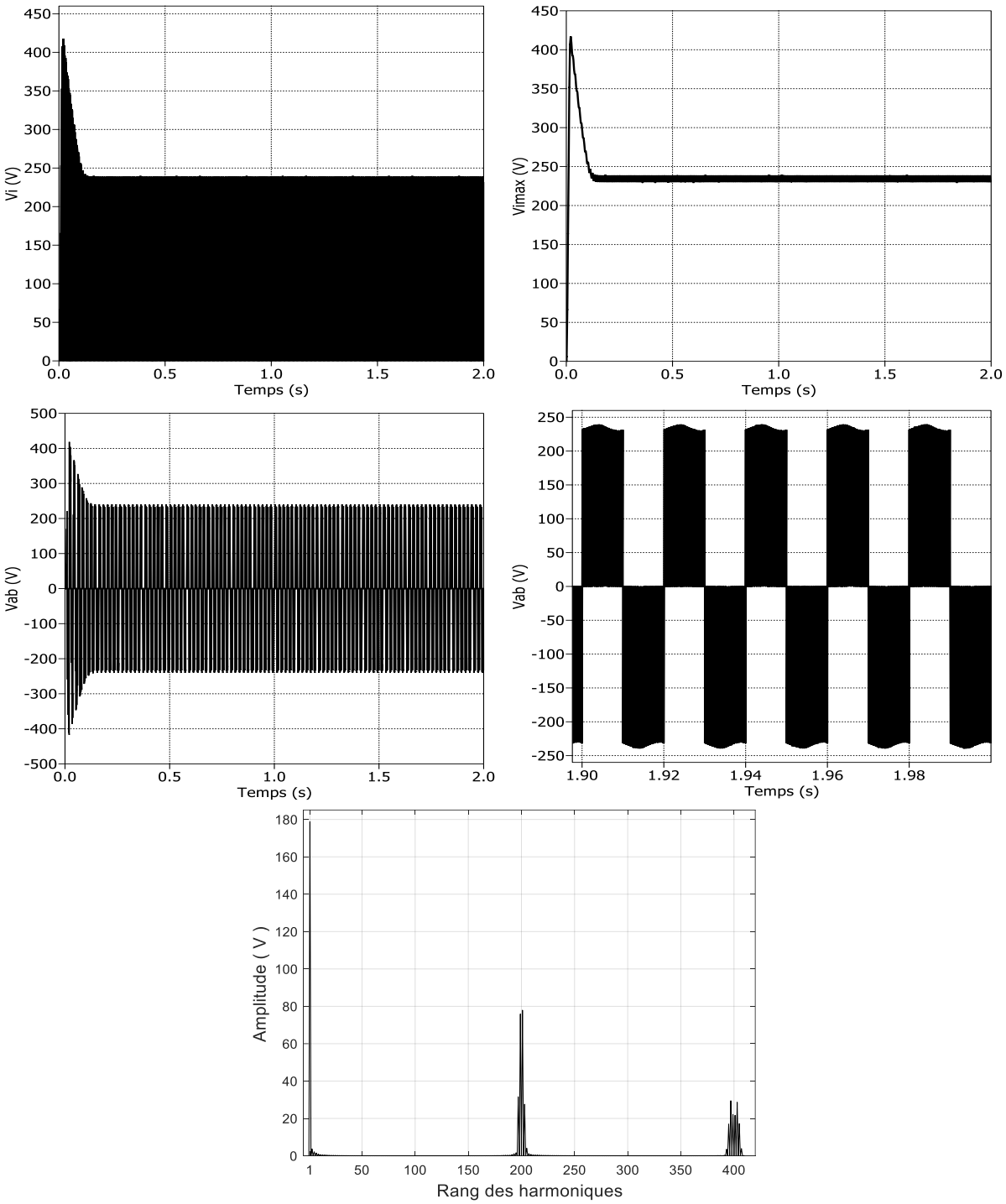



***Figure. II.15 : Évolution des différentes grandeurs électriques (r = 0.769)***

Les résultats obtenus par simulation (Figure.II.15) mettent en évidence une excellente concordance avec les relations théoriques établies par les expressions (II.17) et (II.18). Cette concordance entre l'analyse théorique et les résultats de simulation permet de démontrer l'efficacité de la stratégie de modulation mise en œuvre.

### *II.5/ Comparaison entre les différentes techniques*

Dans le but d'analyser l'influence des différentes stratégies de commande sur les performances de l'onduleur Z-source, une étude comparative a été effectuée. Les résultats correspondants à un facteur d'amplification $B$ = 3 et à une tension d'alimentation $E$ = 100 V sont regroupés dans le tableau suivant :

| ***Grandeurs*** | ***Stratégie _1_*** $B = \frac{1}{2r-1}$ | ***Stratégie _2_*** $B = \frac{\pi}{6r-\pi}$ | ***Stratégie _3_*** $B = \frac{1}{2r-1.1}$ |
|---|---|---|---|
| ***r*** | 0.666 | 0.697 | 0.716 |
| $V_i$ | ***300 V*** | ***300 V*** | ***300 V*** |
| $V_{ab}$ | 200 V | 210 V | 216.3 V |
| La valeur du pic $V_{C1}$ | 325 V | 324.4 V | 323.9 V |
| La valeur du pic $I_{L1}$ | 83.24 A | 84.48 A | 86.82 A |
| $\Delta I_{L1}$ | 1.74A | 4.09 A | 11.14 A |

***Tableau. II.2 : Critères de comparaison***

L'analyse comparative des trois stratégies de MLI appliquées à l'onduleur monophasé à Z-source met en évidence un compromis entre les performances en termes de gain de tension et les contraintes électriques imposées aux composants du circuit intermédiaire. Les résultats obtenus montrent que la première stratégie est la moins performante, puisqu'elle exige une réduction importante du taux de modulation pour atteindre un gain de tension donné. Cette contrainte limite la plage de modulation. En revanche, les deux autres stratégies présentent des performances nettement supérieures. Pour un même gain de tension, elles permettent de conserver un taux de modulation plus élevé, ce qui améliore l'exploitation de la tension continue disponible tout en offrant une plus grande marge de contrôle. Par ailleurs, les résultats montrent que la tension maximale aux bornes des condensateurs demeure pratiquement inchangée d'une stratégie à l'autre, avec une valeur voisine de 324 V.

Contrairement à la tension aux bornes de condensateur, le courant maximal circulant dans la bobine augmente progressivement d'une stratégie de à l'autre. Il passe de 83,24 A pour la stratégie 1 à 84,48 A pour la stratégie 2, avant d'atteindre 86,82 A avec la stratégie 3. Cette augmentation du courant de crête est directement liée à l'accroissement du taux de modulation, qui entraîne un transfert d'énergie plus important au sein du réseau d'impédance.

Les différences entre les trois stratégies apparaissent toutefois de manière beaucoup plus marquée au niveau de l'ondulation du courant dans la bobine. La stratégie 1 présente les meilleures performances, avec une ondulation très faible, limitée à 1,74 A, ce qui favorise la réduction des pertes et des contraintes électromagnétiques. En revanche, la stratégie 2

entraîne une augmentation sensible de cette ondulation, qui atteint 4,09 A. Enfin, la stratégie 3 est caractérisée par une dégradation importante de ce critère, l'ondulation s'élevant à 11,14 A, soit plus de six fois celle observée avec la première stratégie.

***Conclusion***

L'onduleur à source impédante repose sur l'utilisation d'un réseau d'impédance constitué de condensateurs et de bobines, assurant le couplage entre la source de tension continue et le pont onduleur. Dans ce chapitre, les principales configurations du réseau impédance ont été présentées, suivies d'une étude détaillée de la structure en Z (Principe de fonctionnement et modélisation mathématique).

Par ailleurs, trois stratégies de commande de l'onduleur à Z-source ont été étudiées et comparées. Ces techniques se distinguent essentiellement par leur mode de génération des états de court-circuit, le rapport cyclique appliqué ainsi que le facteur de survoltage obtenu.

Les résultats de simulation ont permis de valider le fonctionnement de chacune des stratégies et de mettre en évidence leurs caractéristiques respectives en termes de gain de tension, de contraintes électriques imposées aux composants. Cette étude comparative met ainsi en évidence les avantages et les limites de chaque stratégie.

# *Chapitre III*

## *Conversion DC/AC à un étage de type source divisée*

***Introduction***

La topologie de l'onduleur à source divisée (OSD) s'est imposée comme une alternative encourageante parmi les convertisseurs élévateurs mono-étage. En exploitant un réseau de composants passifs et des configurations de commutation spécifiques, le OSD permet d'assurer simultanément les fonctions d'élévation de tension et da conversion DC-AC à l'aide d'un nombre réduit de composants actifs par apport au Z-source [Abdelhakim_18].

L'objectif de ce chapitre est de présenter quelles topologies des OSD ainsi que leurs stratégies modulation de largeur d'impulsion. Par la suite, ces topologies seront validées à travers une série de simulations permettant d'évaluer et d'analyser leurs performances

***III.1/ Onduleur à source divisée conventionnel***

La structure conventionnelle (Figure. III.1) est composée d'une source de tension continue, d'une bobine, deux diodes, d'un condensateur de liaison continue et d'un pont onduleur monophasé [Ismaeil_23].

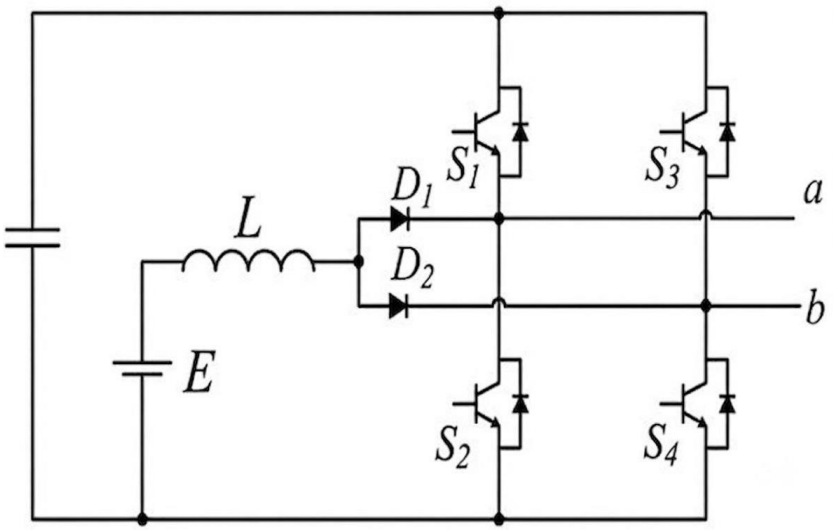



***Figure. III.1 : Onduleur à source divisée conventionnel***

Le principe de fonctionnement repose sur deux modes principaux :

***Phase d'accumulation*** : la bobine est chargée grâce à l'application d'un état de court-circuit obtenu par la fermeture simultanée des deux interrupteurs supérieurs ou des deux interrupteurs inférieurs. Durant cette phase, l'énergie fournie par la source continue est stockée dans la bobine.

***Phase de décharge*** : la bobine restitue l'énergie emmagasinée à travers les diodes afin d'alimenter le condensateur. Cette phase permet d'élever la tension de sortie à une valeur supérieure à celle de la source d'entrée.

Afin de mieux comprendre les mécanismes de conversion de cette structure, il est essentiel d'analyser les différentes configurations du circuit en fonction de l'état des interrupteurs. La figure III.2 présente de manière détaillée les circuits équivalents ainsi que les trajectoires des courants durant les différentes phases de commutation. En complément, le tableau III.1 établit une correspondance claire entre les états de commutation des interrupteurs $S_1$ et $S_4$, le comportement de la bobine et les configurations de circuits associées, offrant ainsi une vision synthétique et rigoureuse du principe de fonctionnement de la topologie.

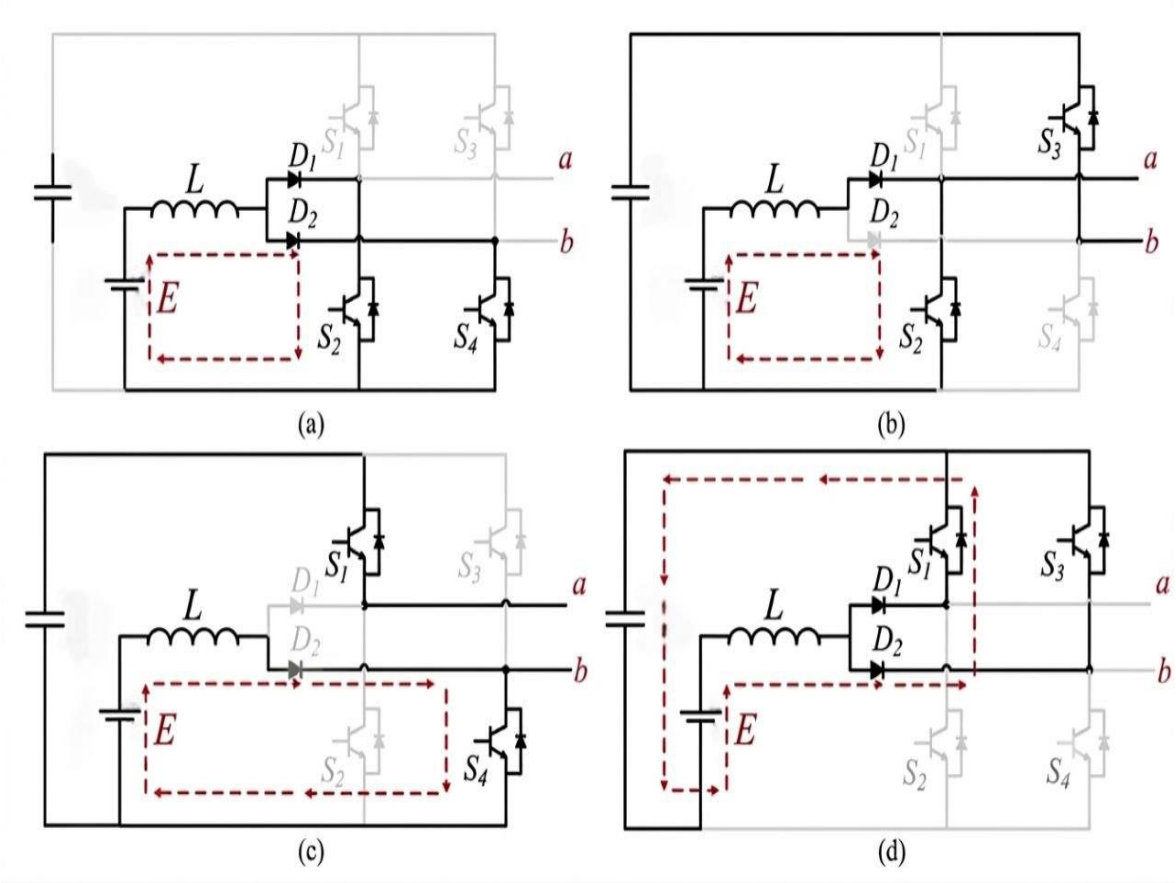



***Figure. III.2 : Circuits équivalents de l'onduleur***

| *États des interrupteur ($S_1$, $S_3$)* | *État de la bobine* | *Figure. III.2* |
|---|---|---|
| ***00*** | En charge | ***(a)*** |
| ***01*** | En charge | ***(b)*** |
| ***10*** | En charge | ***(c)*** |
| ***11*** | En décharge | ***(d)*** |

***Tableau. III.1 : Séquences de charge/décharge de la bobine***

### *III.2/ Onduleur à source divisée inversée*

Cette topologie est obtenue en inversant la position du réseau d'élévation de tension (Diode et tension d'entrée) par rapport à la structure précédente (Figure. III.3) [Abdelhakim_18], [Ismaeil_23].

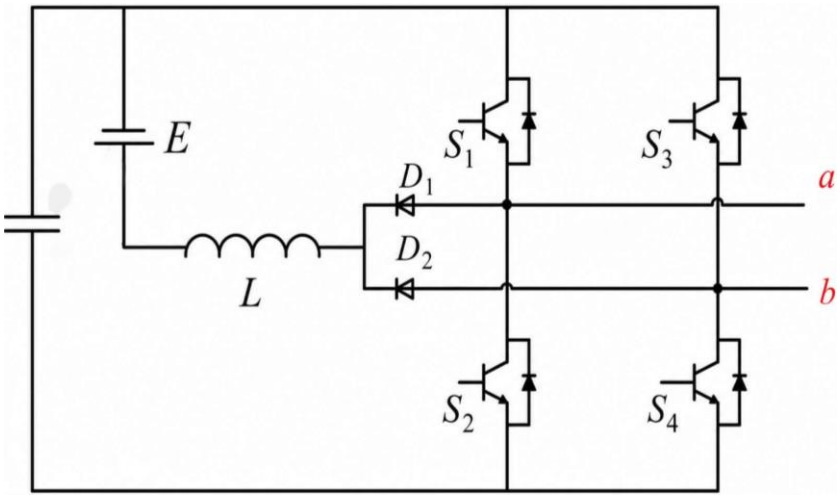



***Figure. III.3 : Onduleur à source divisée inversée***

Le fonctionnement de cette topologie repose sur deux phases fondamentales : une phase de stockage d'énergie et une phase de transfert d'énergie (Figure. III.4 et tableau. III.2). Au cours de la phase de stockage, la bobine emmagasine l'énergie fournie par la source continue, tandis que la diode assure le chemin de circulation du courant et empêche toute décharge inverse du condensateur. Lors de la phase de transfert, l'énergie accumulée dans la bobine est restituée au condensateur, ce qui permet d'obtenir une tension de bus continu supérieure à la tension d'entrée. Cette tension continue élevée est ensuite convertie en tension alternative à la fréquence souhaitée par le pont onduleur.

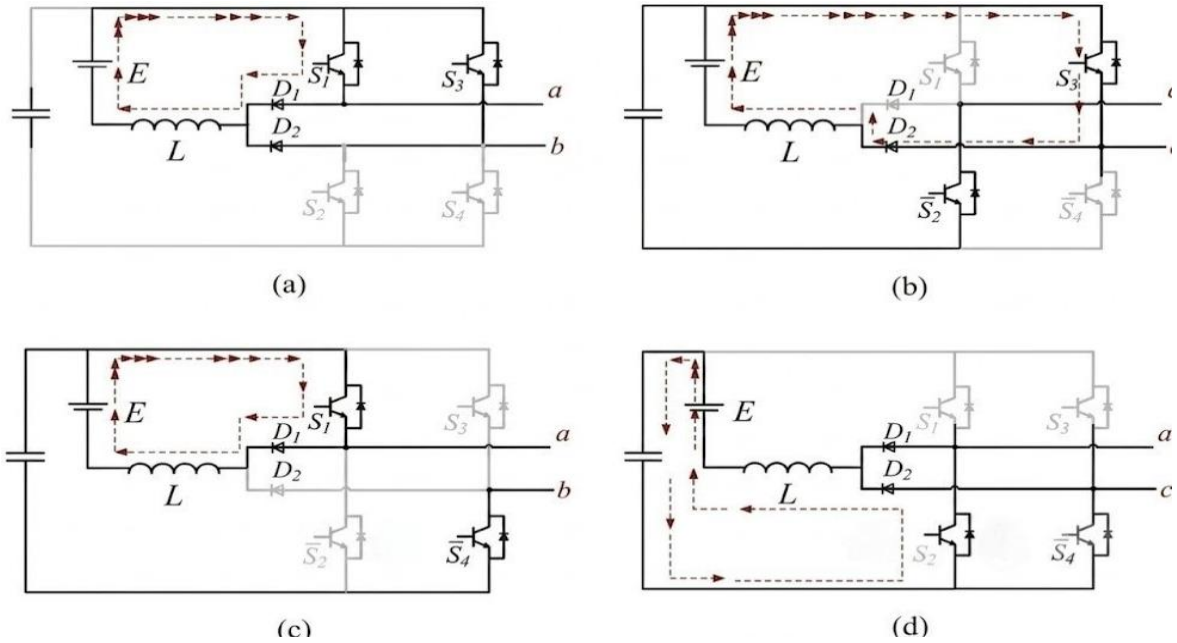



***Figure. III.4 : Circuits équivalents de l'onduleur***

| *États des interrupteur ($S_1$, $S_3$)* | *État de la bobine* | *Figure. III.4* |
|---|---|---|
| ***11*** | En charge | ***(a)*** |
| ***01*** | En charge | ***(b)*** |
| ***10*** | En charge | ***(c)*** |
| ***00*** | En décharge | ***(d)*** |

***Tableau. III.2 : Séquences de charge/décharge de la bobine***

Pour commander un onduleur monophasé par la MLI unipolaire, on a besoin deux signaux de référence sinusoïdaux en opposition de phase comparés à une onde porteuse triangulaire (Voire section I.4). La modification fondamentale de la MLI appliquée à cette structure consiste à éliminer la partie positive des signaux de référence et de les décaler par le même taux de modulation comme le montre la figure. III.5.

La mise en œuvre de la MLI unipolaire pour la commande d'un onduleur monophasé nécessite deux signaux de référence sinusoïdaux en opposition de phase, comparés à une porteuse triangulaire (Voir section I.4). Toutefois, l'application de cette stratégie à la topologie étudiée nécessite une adaptation spécifique des signaux de commande. Cette modification consiste à supprimer les alternances positives des signaux de référence, puis à effectuer un décalage vertical de ces derniers d'une valeur égale au taux de modulation. Cette approche permet de générer les séquences de commutation requises tout en préservant les caractéristiques de fonctionnement de la structure. La figure III.5 présente les différents formes d'onde de cette modulation.

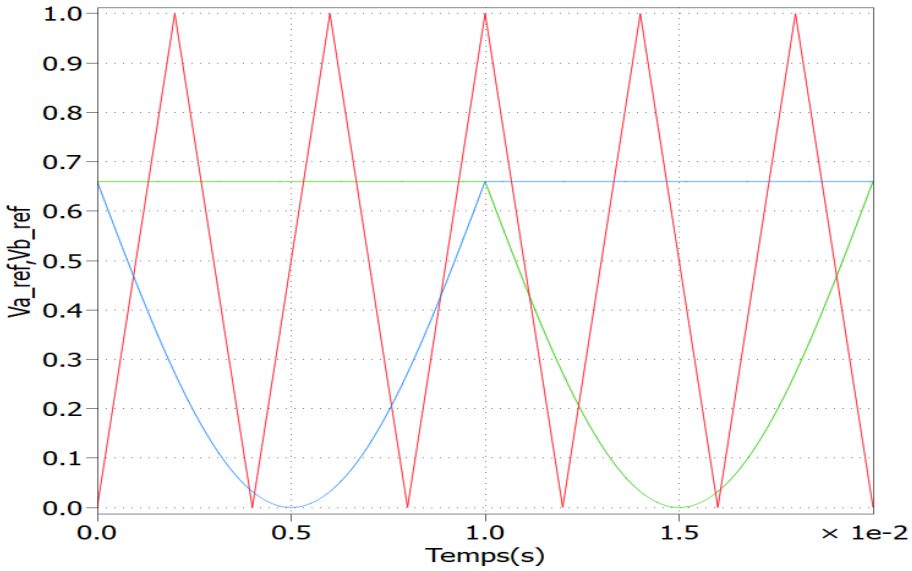



***Figure. III.5 : Signaux de la stratégie* ($f$ = 50 Hz, $r$ = 0.66)**

Le facteur de survoltage est donné par :

$$B = \frac{1}{1-r} \qquad \text{(III.1)}$$

Par conséquent, la tension aux bornes du condensateur s'exprime comme suit :

$$V_i = B.E = \frac{E}{1-r} \qquad \text{(III.2)}$$

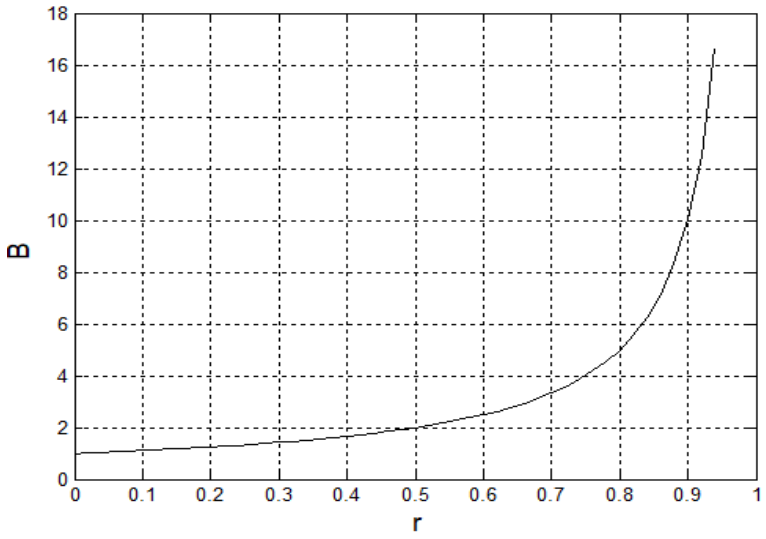



***Figure. III.6 : Evolution du facteur de survoltage***

La figure. III.6 présente l'évolution du facteur de survoltage en fonction de *r*. La caractéristique obtenue est strictement croissante, ce qui traduit une augmentation continue du facteur de *B*. Pour les faibles valeurs de *r* (entre 0 et 0.83), la croissance de *B* demeure relativement modérée, puis devient de plus en plus prononcée à mesure que *r* s'approche de l'unité.

L'ondulation du courant ($\Delta I_L$) dans la bobine et de la tension de sortie ($\Delta V_i$) sont données par :

$$\Delta I_L = \frac{r.(1-r).I_1}{6.\pi^3.f^2.C.L} \quad \text{(III.3)}$$

$$\Delta V_i = \frac{2.r.I_1}{3.\pi^2.f_1.C} \quad \text{(III.4)}$$

### *III.3/ Onduleur à source divisée avec MOSFETs*

Contrairement au onduleur à source divisée conventionnel qui utilise deux de diodes, cette topologie connecte deux MOSFETs supplémentaire (Figure. III.7) qui fonctionnent à la fréquence fondamentale et d'une manière complémentaire [Lee_17], [Ismaeil_23].

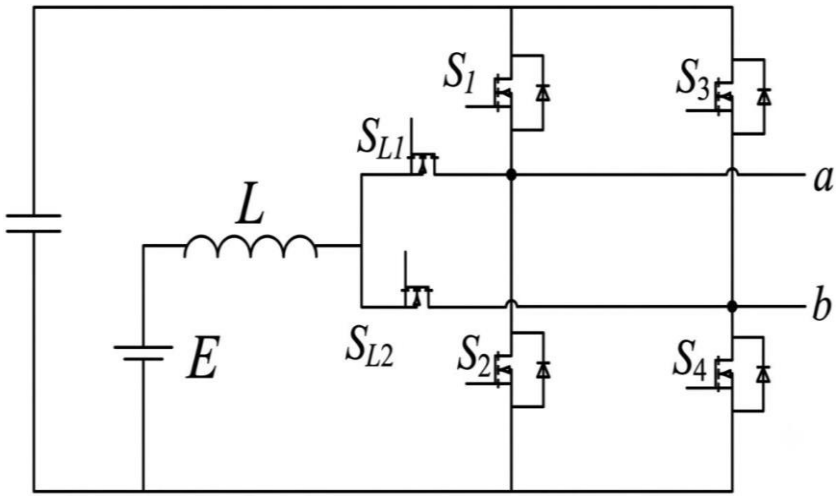



***Figure. III.7 : Onduleur à source divisée avec MOSFETs***

Comme dans le cas de OSD conventionnel, quatre états notés par $S_1$ et $S_4$, sont possibles. Les configurations 00, 01, 10 et 11 ont déjà été illustrées respectivement sur le figure. III.2 et le tableau. III.1 [Ismaeil_23].

Pour cette topologie les tensions de référence sont données par [Lee_17] :

$$V_{a_ref} = \begin{cases} \mathrm{r}.sin(\omega t) + V_{offset} & \begin{cases} 0 \le \omega t \le \pi \\ \pi \le \omega t \le 2\pi \end{cases} \\ V_{offset} \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

$$V_{b_ref} = \begin{cases} V_{offset} & \begin{cases} 0 \le \omega t \le \pi \\ \pi \le \omega t \le 2\pi \end{cases} \\ \mathrm{r}.sin(\omega t + \pi) + V_{offset} \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

Pour éviter la sur modulation, le taux de modulation doit satisfaire la contrainte suivante :

$$r < 1 - V_{offset} \quad \text{(III.7)}$$

Les signaux de la stratégie sont montrés par la figure III.8.

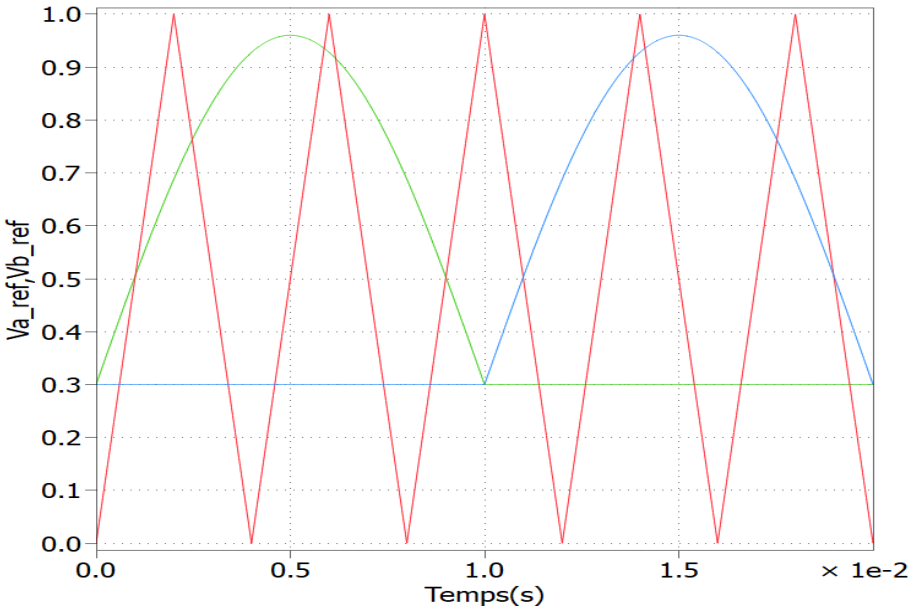



***Figure. III.8 : Signaux de la stratégie (f = 50Hz, r = 0.66, $V_{offset}$ = 0.3)***

Le facteur de survoltage est donné par :

$$B = \frac{1}{V_{offset}} \quad \text{(III.8)}$$

Par conséquent, la tension aux bornes du condensateur s'exprime comme suit :

$$V_i = \frac{E}{V_{offset}} \quad \text{(III.9)}$$

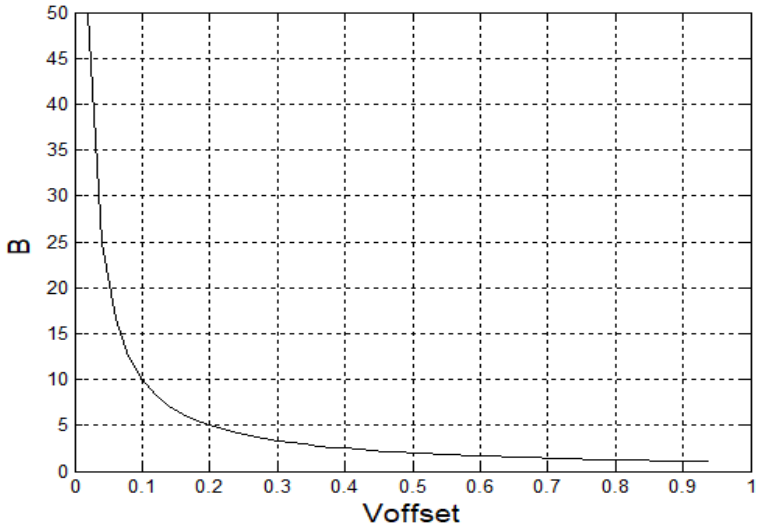



***Figure. III.9 : Évolution du facteur de survoltage***

On constate que le gain de l'onduleur *B* décroît de manière monotone lorsque le rapport $V_{offset}$ augmente (Figure. III.9).

L'ondulation ($\Delta I_L$) du courant dans la bobine et de la tension de sortie ($\Delta V_i$) sont données par :

$$\Delta I_L = \frac{I_1.V_{offset}}{3.\pi^2.f.L.C} \quad \text{(III.10)}$$

$$\Delta V_i = \frac{2.I_1}{3.\pi^2.f.C} \quad \text{(III.11)}$$

$I_1$ : amplitude de la composante fondamentale du courant de la charge

### *III.4/ Onduleur à source divisée simplifié*

L'onduleur à source divisée simplifié constitue une version optimisée de OSD conventionnel (Figure. III.10), visant à améliorer la compacité et la simplicité de la structure. Cette topologie a été développée dans le but de réduire le nombre de composants et de simplifier la stratégie de commande, tout en conservant la capacité d'assurer l'élévation de la tension d'entrée et la conversion continu-alternatif dans un seul étage de conversion [Lee_19], [Ismaeil_23].

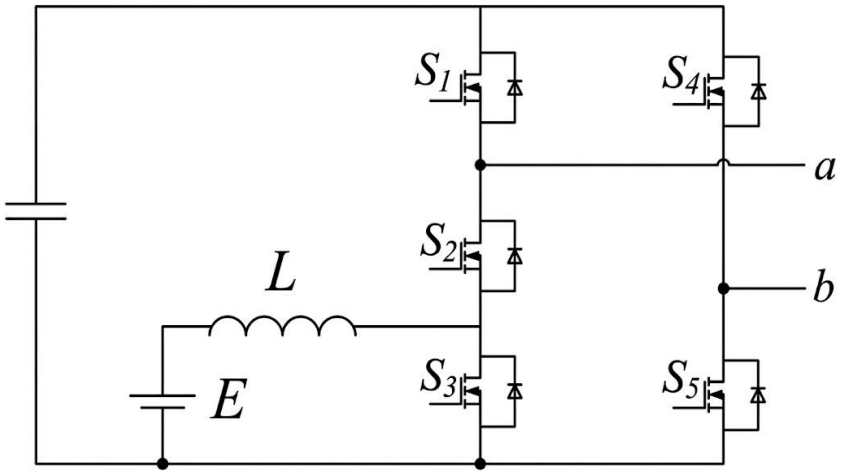



***Figure. III.10 : Onduleur à source divisée simplifié***

Afin d'éviter le court-circuit du bus continu, les trois interrupteurs $S_1$, $S_2$ et $S_3$ ne doivent jamais être conduits simultanément. Par ailleurs, afin d'assurer la continuité de l'alimentation de la charge et d'éviter toute situation de circuit ouvert, au moins deux interrupteurs doivent être en état de conduction. Cette contrainte constitue une condition essentielle pour garantir le bon fonctionnement et la sécurité de la structure de conversion. À cette effet, il existe trois états de commutation autorisés pour le bras à trois interrupteurs et deux états de commutation autorisés pour l'autre bras (Figure. III.11), constituant un total de six états de commutation valides (Tableau. III.3).

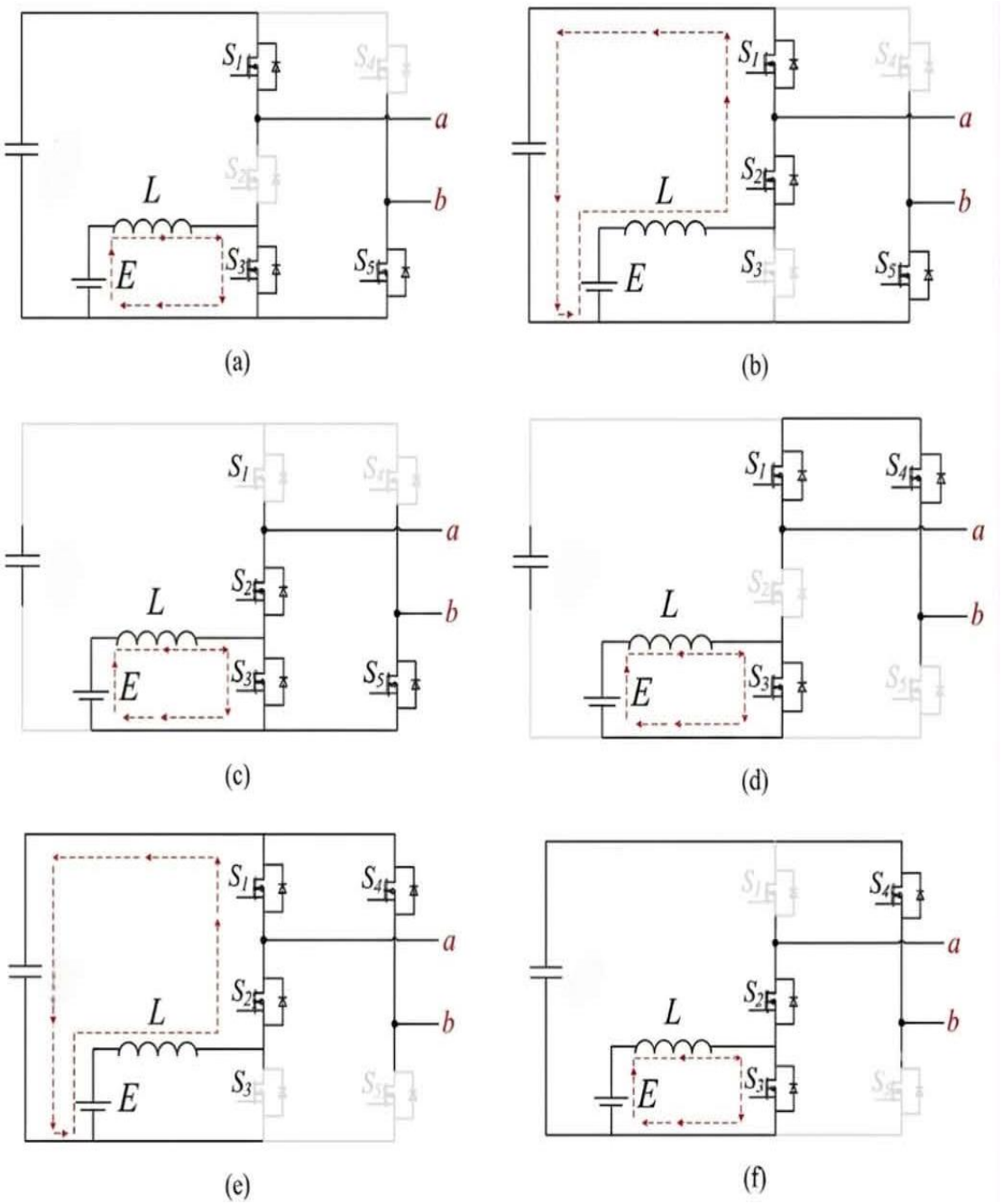



***Figure. III.11 : Circuits équivalents de l'onduleur***

| *État des interrupteurs* | | *État de la bobine* | *Figure. III.11* |
|---|---|---|---|
| $S_1, S_2, S_3$ | $S_4, S_5$ | | |
| 101 | 01 | En charge | (a) |
| 110 | 01 | En charge | (b) |
| 011 | 01 | En décharge | (c) |
| 101 | 10 | En charge | (d) |
| 110 | 10 | En décharge | (e) |
| 011 | 10 | En charge | (f) |

***Tableau. III.3 : Séquences de charge/décharge de la bobine***

Pour assurer la fonction d'élévation de tension, une référence constante négative, désignée par -V*, est insérée entre la valeur de crête du signal de référence sinusoïdal et celle de la porteuse triangulaire ($-V^* \leq r$). Cette référence supplémentaire permet d'ajuster le rapport cyclique associé à la phase de charge de la bobine et, par conséquent, de contrôler le niveau d'élévation de la tension. Les formes d'onde correspondantes à cette stratégie sont illustrées à la figure III.12.

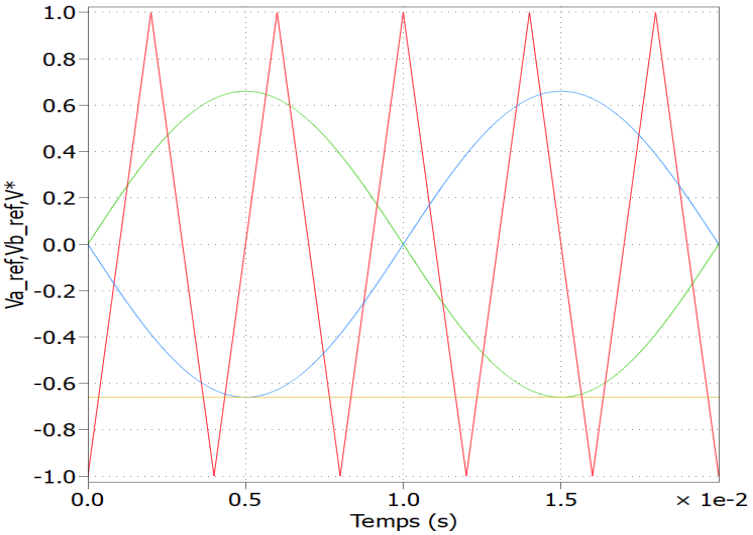



***Figure. III.12 : Signaux de la stratégie (f = 50Hz, r = 0.66, V* = 0.66)***

Le facteur de survoltage est donné par :

$$B = \frac{1}{1-V^*} \qquad \text{(III.12)}$$

Par conséquent, la tension aux bornes du condensateur s'exprime comme suit :

$$V_i = B.E = \frac{E}{1-V^*} \qquad \text{(III.13)}$$

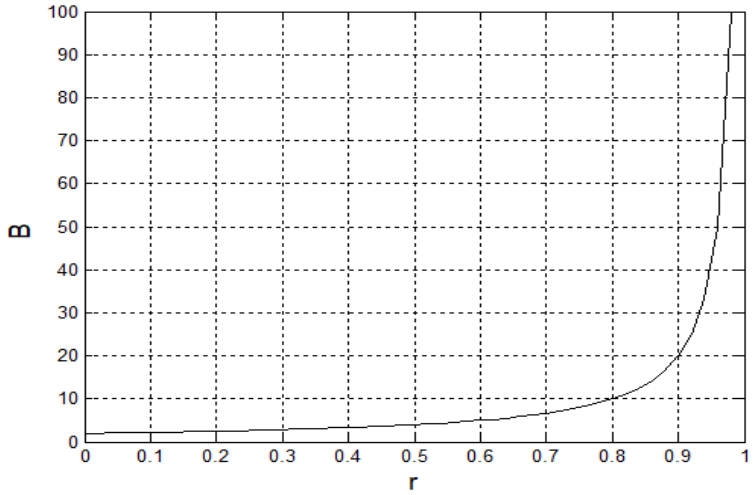



***Figure. III.13 : Evolution du facteur de survoltage (Avec V* = r)***

L'ondulation ($\Delta I_L$) du courant dans la bobine et de la tension de sortie ($\Delta V_i$) sont données par :

$$\Delta I_L = \frac{2.I_1}{3.\pi^2.f} \quad \text{(III.14)}$$

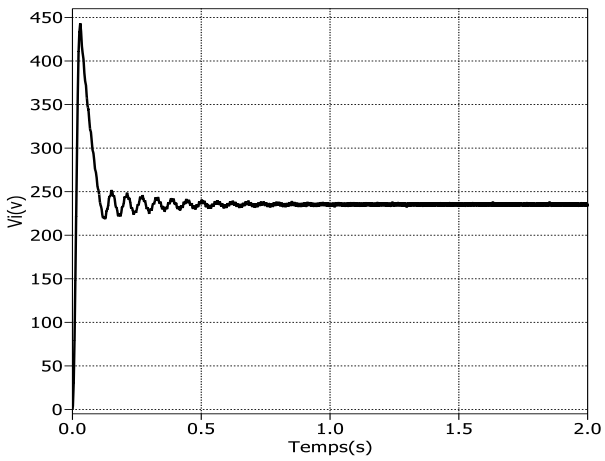
$$\Delta V_i = \frac{I_1.(1-V^*)}{3.\pi^3.f^2.C.L} \quad \text{(III.15)}$$

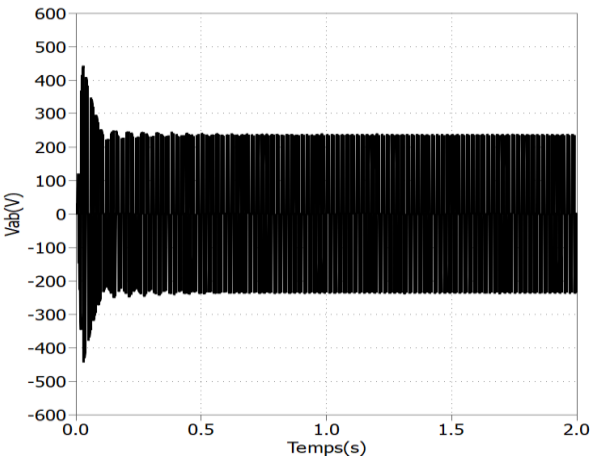
### *III.5/ Résultats de simulation*

Les différents paramètres de simulation sont présentés dans le tableau ci-après :

| ***Paramètres*** | ***Valeur*** |
|---|---|
| *Tension du bus continu (E)* | **80 V** |
| *Inductance de la bobine* | **10 mH** |
| *Capacité de condensateur* | **1000 µF** |
| *Charge (R)* | **50 Ω** |
| *Fréquence des tensions de références (f)* | **50 Hz** |
| *Fréquence de la porteuse (fp)* | **5 kHz** |
| *Taux de modulation (r)* | **0.66** |
| $V_{offset}$ $(V_*)$ | **0.3 (0.66)** |

***Tableau. III.4 : Données de simulation***



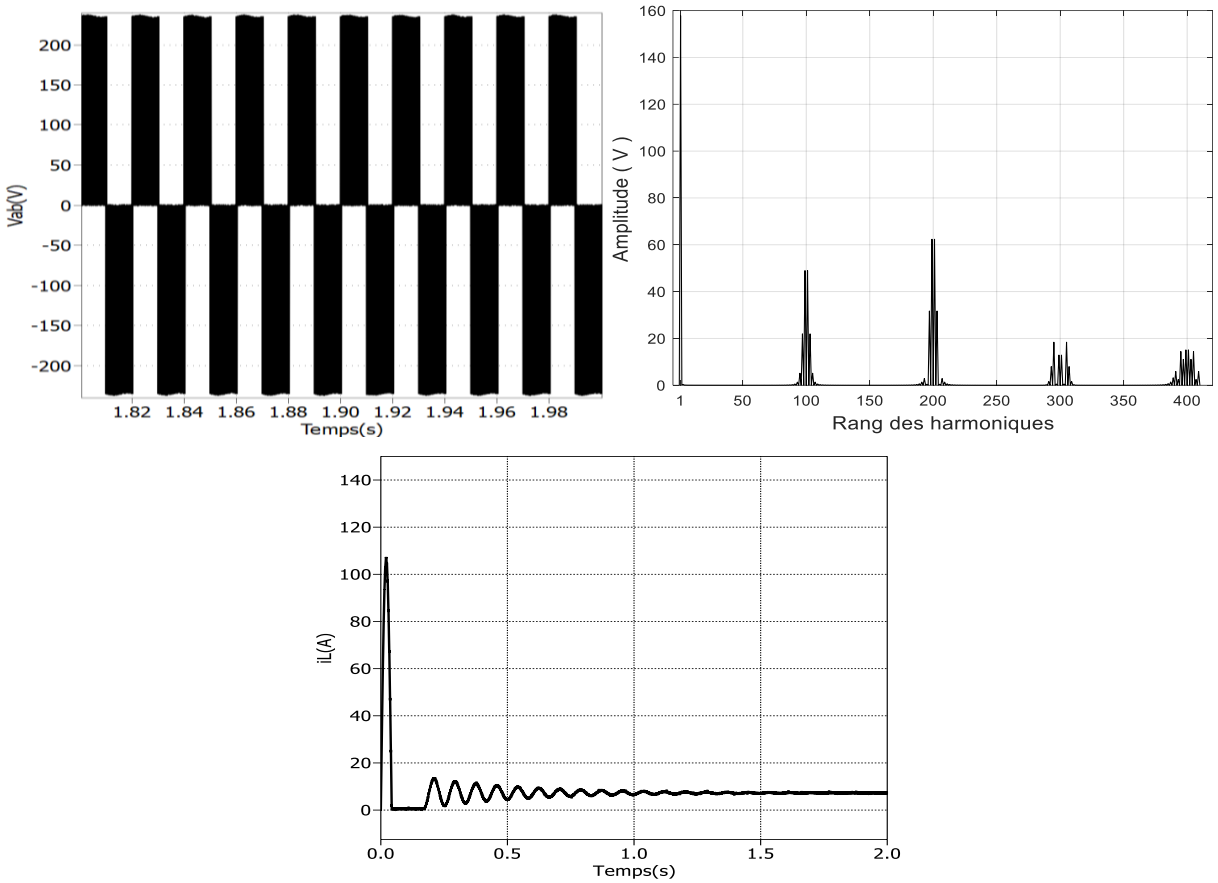
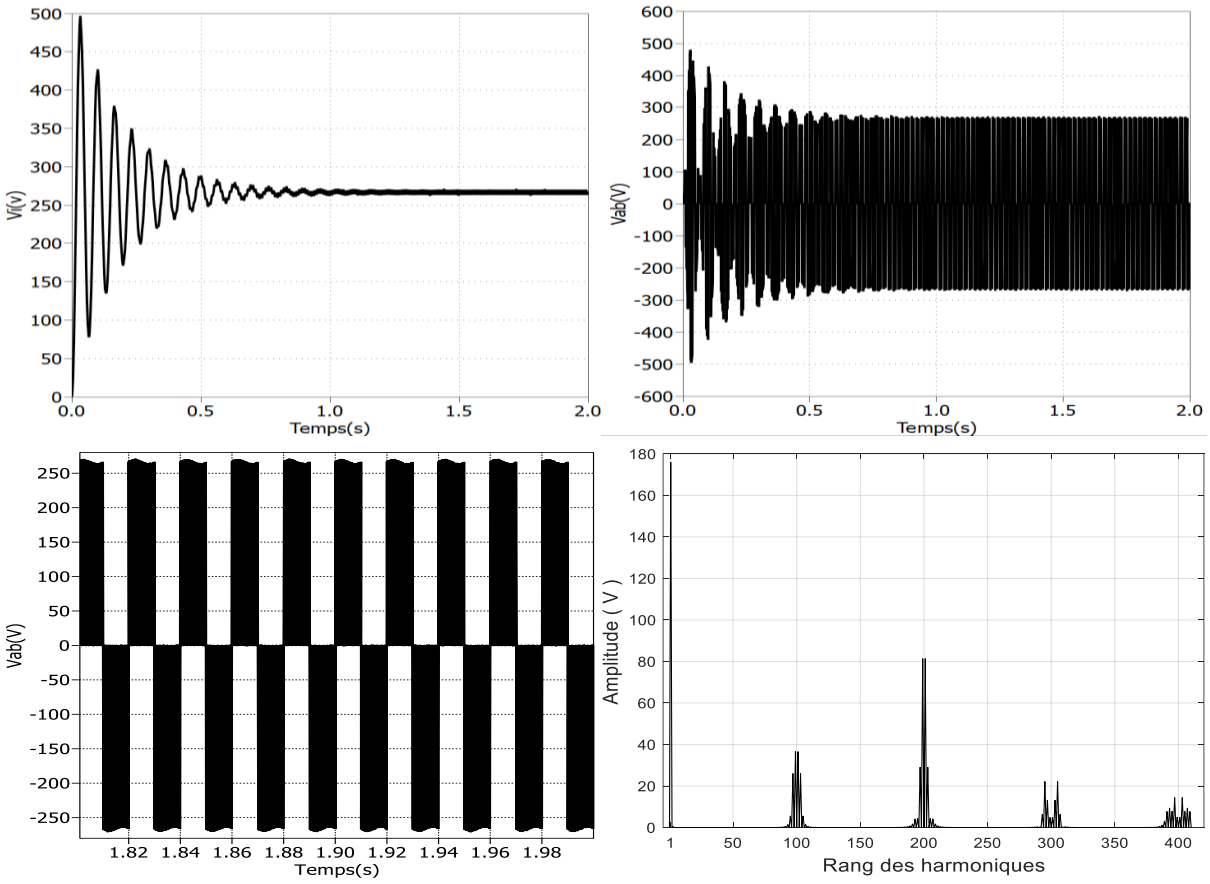



***Figure. III.14 : Évolution des différentes grandeurs _OSD inversé_***



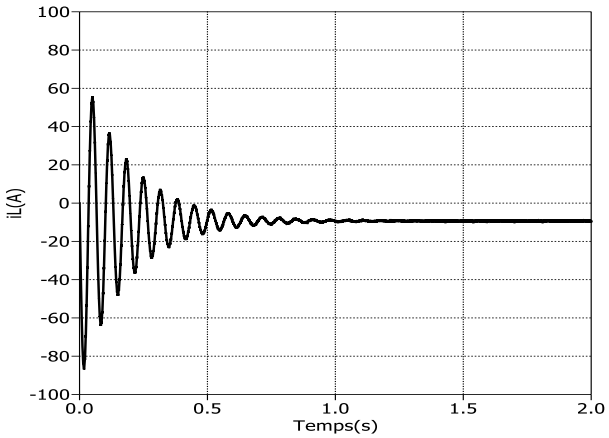



***Figure. III.15 : Évolution des différentes grandeurs _SD avec MOSFETs_***

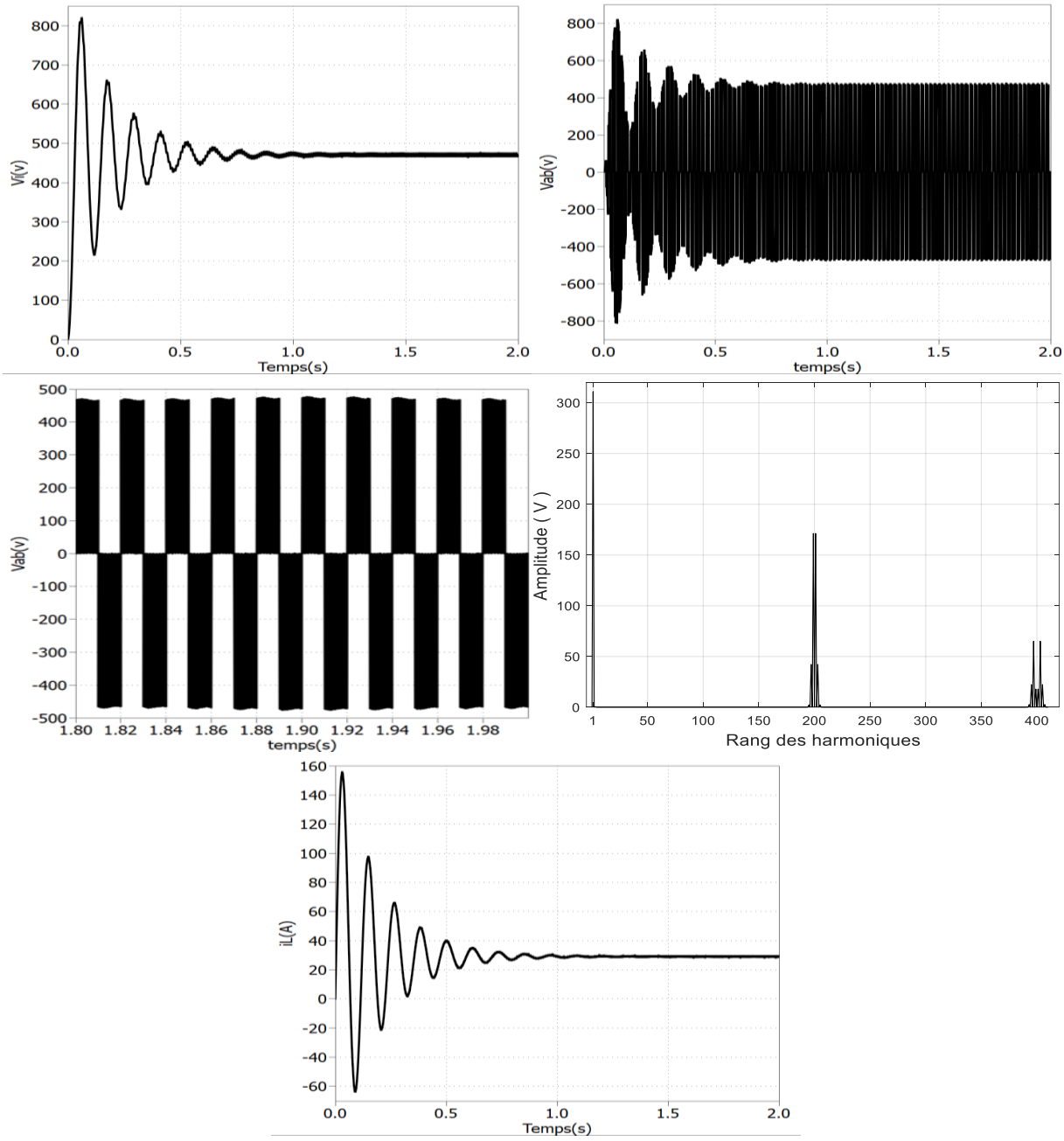



***Figure. III.16 : Évolution des différentes grandeurs _OSD simplifié_***

L'analyse globale des résultats de simulation obtenus pour les trois topologies étudiées, met en évidence leur capacité à assurer efficacement la conversion continu-alternatif tout en réalisant une fonction d'élévation de tension dans une structure à un seul étage. Les formes d'onde obtenues confirment la stabilité du système en régime permanent, avec un courant de la bobine présentant une ondulation limitée.

La tension de sortie ($V_{ab}$) confirme le bon fonctionnement de la MLI appliquée avec des alternances symétriques régulières entre $+V_i$ 0 $-V_i$. L'analyse harmonique, montre que l'amplitude du fondamental coïncide avec la relation $r.V_i$, et que les harmoniques se localisent autour de la fréquence de la porteuse, et de ses multiples pour OSD inversé et avec MOSFETs et autour des fréquences multiples du double de la fréquence de la porteuse pour OSD simplifié

Afin de mettre en évidence les performances respectives des trois topologies d'onduleurs à source divisée, une analyse comparative quantitative a été menée pour une tension alternative de sortie identique ($V_{ab}$ = 311 V). Les résultats sont regroupés dans le tableau. III.5

| ***Grandeurs*** ***(G = $V_{ab}$/E)*** | ***OSD Inversé*** | ***OSD avec MOSFETs*** | ***OSD Simplifié*** |
|---|---|---|---|
| | $r = \frac{G}{G+1}$ | $r = G.V_{offset}$ | $r = \frac{G}{G+2}$ |
| $V_{ab}$ | **311 *V*** | **311 *V*** | **311 *V*** |
| ***r*** | **0.7954** | **0.7775 ($V_{offset}$ = 0.2)** | **0.6603 ($V^*$ = *r*)** |
| $V_i$ (Valeur moyenne) | **391 *V*** | **400 *V*** | **470 *V*** |
| La valeur du pic $V_C$ | **720 *V*** | **740 *V*** | **860 *V*** |
| $I_L$ (Valeur moyenne) | **19.20 A** | **19.70 A** | **23.10 A** |

***Tableau. III.5 : Étude comparative pour les différentes variantes de OSD***

Pour maintenir une tension de sortie de 311 V, la topologie OSD simplifiée présente le taux de modulation le plus faible, suivie de la topologie OSD avec MOSFETs, tandis que la configuration OSD inversé requiert le taux le plus élevé. Cette variation découle directement des lois de commande et des expressions mathématiques du gain propre à chaque configuration.

La topologie OSD inversé limite efficacement la tension de pic aux bornes de son condensateur à 600 V. En revanche, cette contrainte s'élève considérablement à 720 V pour la topologie OSD avec MOSFETs et atteint une valeur critique de 860 V pour la structure OSD simplifié. Par conséquent, bien que l'onduleur OSD simplifié permette un taux de modulation réduit, il impose le choix de condensateurs et de semi-conducteurs à plus fort calibre en tension, ce qui peut impacter le coût.

***Conclusion***

Dans ce chapitre, trois variantes de l'onduleur à source divisée (OSD) monophasé ont été présentées à savoir : la topologie conventionnelle, la variante avec MOSFETs supplémentaires et la topologie simplifiée. L'analyse théorique a permis d'établir les expressions du facteur de survoltage, des tensions de sortie et des ondulations pour chaque structure. Les résultats de simulation ont validé le bon fonctionnement des trois topologies, avec une tension de sortie conforme aux relations théoriques et une localisation des harmoniques autour de la fréquence de la porteuse.

L'étude comparative pour une même tension de sortie (311 V) a révélé un compromis fondamental : la topologie simplifiée offre le taux de modulation le plus faible ($r$ = 0,66) mais impose la tension de pic la plus élevée aux bornes du condensateur (860 V), tandis que la structure conventionnelle requiert un taux plus élevé ($r$ = 0,79) mais limite la tension à 600 V.

Ce chapitre démontre ainsi la flexibilité des topologies OSD pour la conversion DC-AC mono-étage avec élévation de tension, le choix de la structure dépendant des compromis recherchés entre le taux de modulation, contraintes de tension sur les composants et coût global.

# *Conclusion générale*

Ce mémoire a été consacré à l'étude, la modélisation et la commande des systèmes de conversion DC/AC, avec un intérêt particulier porté sur les topologies à un seul étage capable d'assurer simultanément l'élévation de la tension continue et sa conversion en tension alternative. Cette approche constitue aujourd'hui une solution particulièrement attractive pour les applications alimentées par des sources d'énergie renouvelable et les alimentations autonomes, où la réduction du nombre d'étages de conversion permet d'améliorer le rendement global et de diminuer le coût.

Dans un premier temps, une chaîne de conversion DC/AC à double étage a été étudiée afin de disposer d'une architecture de référence. L'analyse des différentes structures de hacheurs élévateurs ainsi que des stratégies de modulation des onduleurs monophasés a permis de mettre en évidence les performances de cette solution conventionnelle. Les résultats de simulation ont confirmé la capacité de cette architecture à produire une tension alternative régulée de bonne qualité.

Dans un second temps, l'étude s'est orientée vers les convertisseurs DC/AC à un étage, en commençant par l'onduleur à Z-source. Après avoir présenté les différentes configurations des réseaux d'impédance, une modélisation détaillée de la topologie classique a été développée. Les principales stratégies de commande ont ensuite été analysées et comparées. Les simulations réalisées ont permis de valider leur fonctionnement et de mettre en évidence l'influence de chaque méthode sur le facteur de survoltage, le gain en tension ainsi que les contraintes électriques appliquées aux composants.

Enfin, une étude approfondie de l'onduleur à source divisée a été menée. Trois variantes de cette topologie ont été analysées, modélisées et validées par simulation. Les développements théoriques ont permis d'établir les relations analytiques décrivant le fonctionnement de chaque structure, tandis que les résultats obtenus sous simulation ont confirmé la validité des modèles. L'étude comparative a mis en évidence les compromis existant entre le facteur de survoltage, le taux de modulation, les contraintes de tension imposées aux composants passifs.

Les simulations effectuées constituent une base fiable pour des travaux futurs. À cet effet, plusieurs perspectives peuvent être envisagées, notamment :

- La recherche et la simulation d'autre stratégies de commande plus avancées.
- L'intégration de ces convertisseurs dans des applications, telles que les systèmes photovoltaïques.

# *Références Bibliographiques*

**[Abdelhakim_17]**
Abdelhakim. A, Mattavelli. P, Boscaino. V, Lullo. G, « Decoupled control scheme of grid-connected split-source inverters », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 8, pp. 6202-6211, Aug. 2017.

**[Abdelhakim_18]**
Abdelhakim. A, Mattavelli. P, Davari. P, Blaabjerg. F, « Performance Evaluation of the Single-Phase Split-Source Inverter Using an Alternative DC–AC Configuration », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 1, pp. 363-373, Jan. 2018.

**[Alioua_24]**
Alioua. K, « Modélisation et commande d'un convertisseur double triphasé à Z-source », Mémoire de master, université Mohamed Seddik Benyahia Jijel, 2024.

**[Aoued_20]**
Aoued. S, Aous. A, **«** Étude et commande d'un onduleur Z-Source **»,** Mémoire de master, université Ibn-Khaldoun de Tiaret, 2020.

**[Battiston_14]**
Battiston. A, « Modélisation, commande, stabilité et mise en œuvre des onduleurs à source impédante. Application aux systèmes embarqués », thèse de Doctorat, Université de Lorraine, 2014.

**[Ghourzi_19]**
Ghourzi. Z, Mimouni. A, « Stratégies de commande des onduleurs », Mémoire de master, école supérieure en sciences appliquées Tlemcen, 2019.

**[Grusonl_08]**
Grusonl. F, Videt. A, Le Moigne. Ph, Delarue. Ph, Baudesson. Ph, Ecrabey. J, « Intérêt de la structure onduleur Z-source », L2EP-Ecole Centrale de Lille, 2008.

**[Hammoudi_21]**
Hammoudi. M, « Étude des hacheurs série et parallèle et leurs applications », Mémoire de master, université Badji Mokhtar, Annaba, 2021.

**[Ismaeil_23]**
Ismeil. M. A, Abdelaleem. A, Nasrallah. M, Mohamed. E. E. M, « Split source inverter: Topology and switching modulation improvements—A », e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy 5 (2023) 100240.

**[Lalili_22]**
Lalili. D, « Convertisseurs DC_AC et leurs commande », Master 1 Electrotechnique, Cours d'électronique de puissance Avancée.

**[Lee_17]**
Lee. S. S, Heng. Y.E, « Improved Single-Phase Split-Source Inverter with Hybrid Quasi-Sinusoidal and Constant PWM », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 3, pp. 2024-2031, Mar. 2017.

**[Lee_19]**
Lee. S. S, Tan. A. S.T, Ishak. D, Mohd-Mokhtar. R, « Single-Phase Simplified Split-Source Inverter ($S^3I$) for Boost DC-AC Power Conversion », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 12, pp. 9285-9295, Dec. 2019.

**[Peng_03]**
Peng. F. Z, « Z-Source inverter », IEEE Transactions on Industry Application, vol/issue: 39(2), pp. 504-510, 2003.

**[Rashid_14]**
Rashid. M. H, **«** Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications **»**, $4^{th}$ ed. Pearson Education, 2014.

**[Rostami_08]**
Rostami1. H, Khaburi1. D. A, « Voltage Gain Comparison of Different Control Methods of the Z-Source Inverter », International conference on electrical and electronics engineering 2009.

**[Mande_23]**
Mande. D, « Onduleur Quasi-Z-Source Pour Un Système De Traction De Véhicules Électriques À Sources Multiples : Contrôle Et Gestion », Thèse de doctorat, Université de Sherbrooke (Québec) Canada,2023.

**[Merzouk_12]**
Merzouk. A, « Les différents types de hacheurs description, fonctionnement et principales relations », Complément de mémoire de master, ENP, 2012.

**[Mohan_03]**
Mohan. N, Undeland. T. M, Robbins. W. P, « Power Electronics: Converters, Applications, and Design », 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2003.

**[Nguyen_17]**

Nguyen. M. K, Choi. Y. O, « Maximum Boost Control Method for Single-Phase Quasi-Switched-Boost and Quasi-Z-Source Inverters », Energies 2017, 10, 553.

**[Sangeeta_14]**

Sangeeta. D, Tapas. R, « different types of PWM techniques analysis for Z-source inverter », Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE), p-ISSN: 2320-3331, Volume 9, Issue 3, 2014.

**[Siwakoti_15]**

Siwakoti. Y, Fang. Z, Frede. B, Poh. C, Graham. E, « Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review », IEEE transactions on power electronics, vol. 30, no. 2, February 2015.

**[Zemouri_14]**

Zemouri. A, « Étude expérimentale d'un convertisseur DC/DC contrôler par une commande robuste », Mémoire de magister, université de Batna, 2014.