

III.1 Introduction

L'alimentation directe d'une charge continue par un réseau, nécessite l'utilisation d'un convertisseur constitué de tris égaux, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un hacheur qui permet d'alimentation la charge par une tension continue variable.[16]

Le redresseur pose le problème d'appariation d'harmonique ce que provoque le dysfonctionnement du réseau et du matériels sensibles installer sur la même réseau, le schéma de l'association redresseur-hacheur et donné à la (figure-III.1)

L'utilisation d'une stratégie de commande nous permet de forcer le courant absorbé par le redresseur d'être sinusoïdal, donc de réduire les harmonique injecté dans le réseau, te nous permet aussi d'adapter le transfert de la puissance du redresseur vers le charge. [16]

Pour la partie simulation l'utilisation de SUMILINK sous (logiciel MATLAB) et plus adéquate

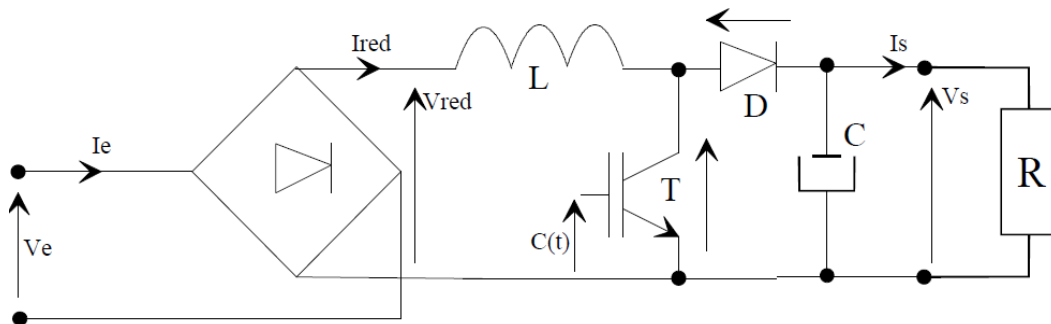


Figure. III. 1: Structure du convertisseur.

Pour la simulation du système, et l'analyse des différents spectres.

III.2 Description du fonctionnement

Au début de l'étude détaillée du convertisseur, on donne quelques spécifications et remarques de base sur le fonctionnement du système. [16]

- Lorsque le transistor T est passant [$C(t) = 1$] le courant cote source augmente, cas on a un court-circuit temporaire : la tension de la charge décroît faiblement. La diode D et bloquée ($V_d = -V_s$).

T est passant ($V_T = 0$), et puisque la tension V_{red} on a alors :

$$V_{red} - L \frac{dI_L}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{red}}{L} > 0 \quad (\text{III.1})$$

- Lorsque le transistor T est bloqué [$C(t) = 0$], la diode est passante ($I_D = I_L = I_{red}$)

Le courant I_L ne peut pas s'annuler brusquement il romane donc vers le positif.

La loi d'ohm est :

$$V_{red} - L \frac{dI_L}{dt} - V_s = 0 \Rightarrow \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{red} - V_s}{L} > 0 \quad (III.2)$$

$$I_L \text{ Diminue à condition que } \Rightarrow \frac{dI_L}{dt} < 0 \Rightarrow \frac{V_{red} - V_s}{L} < 0 \quad (III.3)$$

Cette condition nécessite que la tension V_s soit supérieure à la tension de crête de V_{red} , si cette

Condition est remplie, il est possible à tout instant de faire augmenter ou diminuer le courant dans l'inductance L , en contrôlant le temps respectifs de conduction et de blocage de transistor T . [16]

Les deux relations (1) et (2) montre que pour $V_s < V_M$, $\frac{dI_L}{dt} > 0$ quelque l'état de transistor dans ce cas le convertisseur ne fonctionne par le fonctionnement et I_{red} croit strictement jusque' à ce que la charge de condensateur C atteigne la valeur $V_s = V_M$ l'état ON/OFF de transistor pourra modifier le signe de la pente du courant qu'à la condition : $V_s > V_M$

Ce procédé permet donc un contrôle indirect de courant par action sur sa pente selon l'état 0/1 du signal de commande $C(t)$.

Au départ de chaque demi période secteur, la croissance du courant I_{red} est commandé par la tension V_{red} , la valeur de l'inductance L . [16]

La puissance fournie par le redresseur varie sinusoidalement de 0 à $V_M * I_M$ autour d'une valeur Moyenne $V_M * I_M / 2$, en admettant le dispositif sans pertes, cette puissance moyenne correspond à celle consommée par la charge,

Pour que cette puissance consommée soit contenue, le condensateur de stockage doit cycliquement absorber puis restituer l'écarte avec fournie la puissance par le redresseur. [16]

III.3 Modélisation du convertisseur

Soit $C(t)$ la commande de transistor :

- Lorsque $C(t)=1$; T est à l'état $ON \rightarrow V_T = 0$
 D est à l'état $Off \rightarrow I_d = 0$
- Lorsque $C(t)=0$; D est à l'état $ON \rightarrow I_d = I_{red}$
 T est à l'état $OFF \rightarrow V_T = V_s$

Il vient les 4 relations du convertisseur :

$$\begin{cases} V_T = [1 - C(t)] * V_s \\ I_d = [1 - C(t)] * I_{red} \\ L \frac{dI_{red}}{dt} = V_{red} - V_T \\ I_D = C * \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R} \end{cases} \quad (III.4)$$

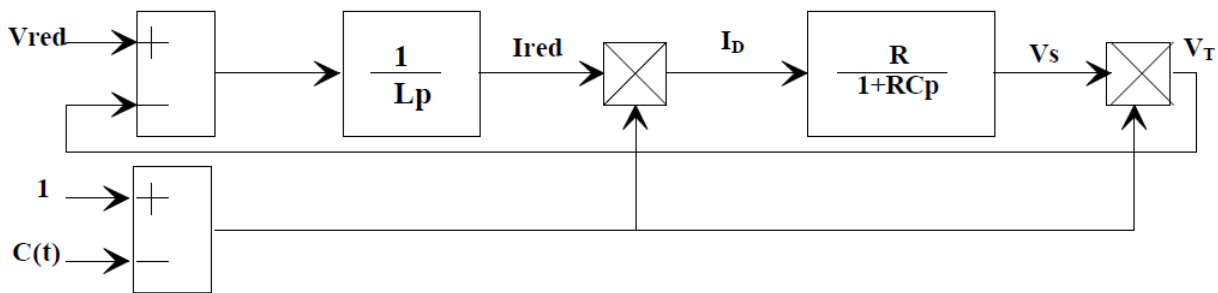


Figure. III. 2: Représentation du convertisseur sous schéma bloc.

III.4 Etude et simulation de la boucle de courant

On distingue 2 types de stratégies de commande :

Celle à fréquence libre connue sous le vocable de commande par hystérésis ou par fourchette de courant.

Celle à fréquence fixe, connue sous le vocable de commande par modulation de largeur d'impulsions.

Nous retiendrons pour l'étude la première solution car elle a l'avantage de ne pas nécessiter le calcul d'un correcteur, tâche rendue difficile par le modèle non linéaire du convertisseur.

La commande par hystérésis permet de réguler le courant I_{red} , en limitant son ondulation à ΔI de part et d'autre de sa valeur de référence I_{red} . [16]

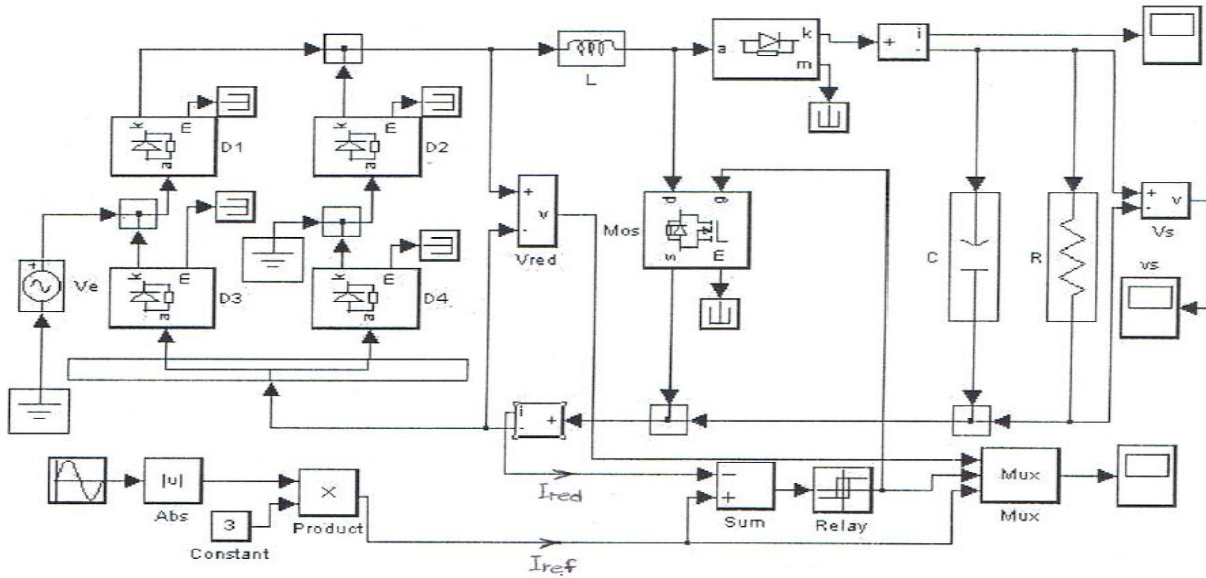


Figure. III. 3: Le montage réel du convertisseur.

La (figure-III-3) présente le montage réel du convertisseur et la commande correspondante.

On soustrait le courant de référence I_{red} donné par un capteur, la différence $I_{ref} - I_{red}$ attaque une bascule à hystérésis dont les changements d'état commandent le fermement ou l'ouverture du transistor.

Une source sinusoïdale et un bloc valeur absolue permettent simplement de simuler un redressement double alternance dans le but de créer le courant de référence I_{ref} . [17]

La consigne I_{ref} est un courant de type sinusoïdal redressé double alternance et en phase avec la tension d'alimentation pour permettre un facteur de déplacement unitaire.

Pour ce type de commande on utilise le relais à seuil (bibliothèque non linéaire de Simulink) dont les transitions 0/1 seront déterminées pour une erreur en courant de ΔI .

Pour le calcul de la charge R en égalisant les puissances moyennes fournies et reçues, pour avoir par exemple $(V_s)_0 = 400V$ en régime permanent,

Calcul de R soit :

$$\left. \begin{aligned} (P_{red})_{moy} &= \frac{V_M I_M}{2} \\ (P_{charge})_{moy} &= \frac{(V_s)_{moy}^2}{R} \end{aligned} \right\} \Rightarrow R = \frac{2(V_s)_{moy}^2}{V_M I_M} = \frac{2 * 400^2}{230\sqrt{2} * 3} = 328\Omega \quad (III.5)$$

A partir de quatre équations qui caractérisais le système, en trace (figure-III.4) le modèle équivalent au montage réel du système :

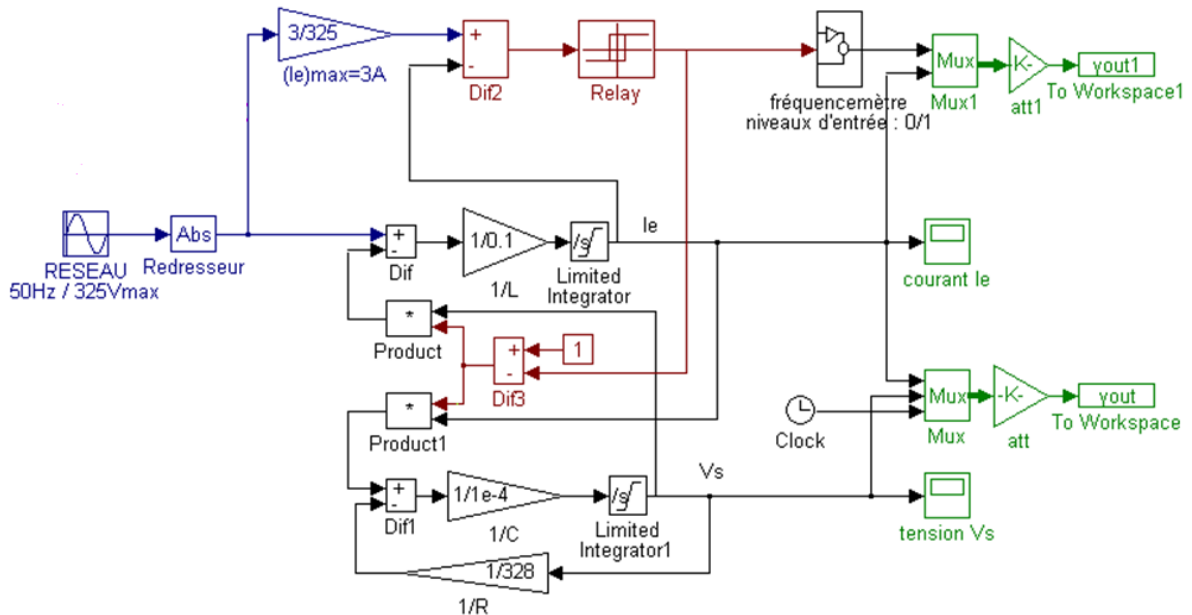


Figure. III. 4: Le modèle réel du convertisseur.

La simulation du montage réel et du modèle réel, donne les résultats de la (figure-III.5) avec $L = 0.1H$, $R = 328\Omega$, $\Delta I = \pm 0.1A$, $I_{ref} = 3 * |\sin(\omega t)|$, La tension secteur vaut 230V efficace ($V_M = 230\sqrt{2} V$) .

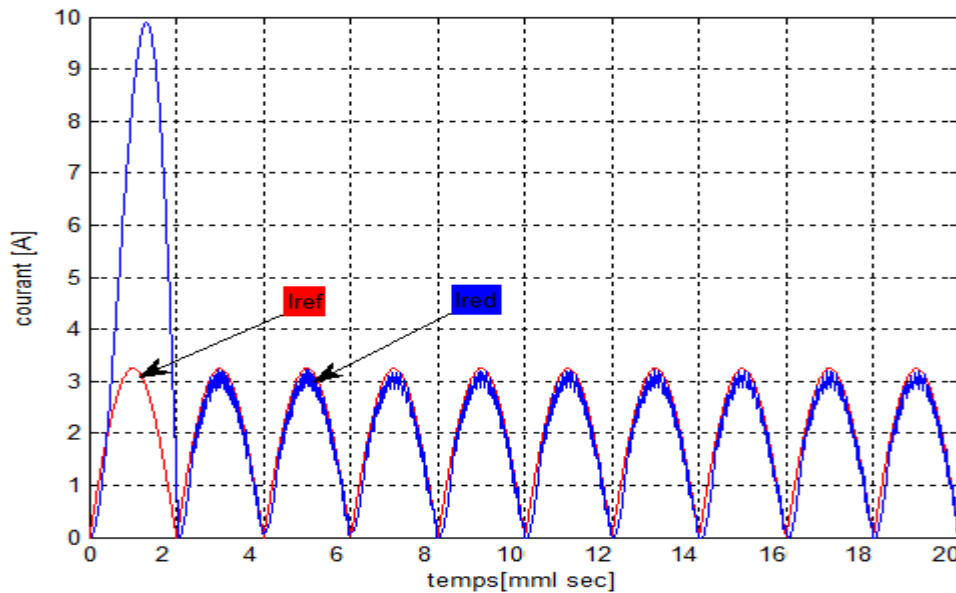


Figure. III. 5: Schémas du courant de référence et du courant redressé d'après le montage réel.

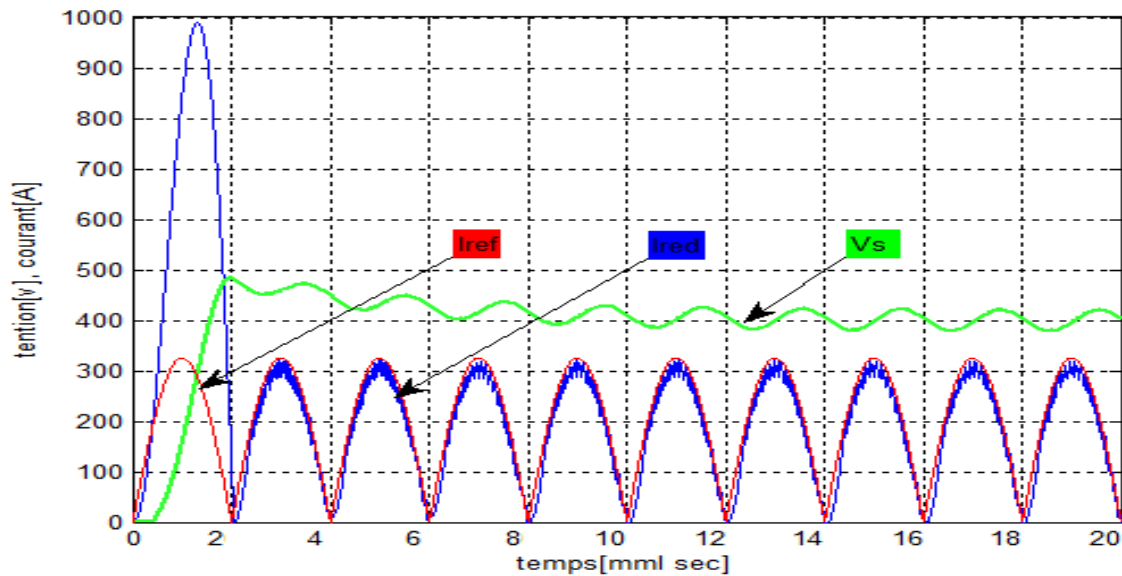


Figure. III. 6: schéma du courant de référence et du courant redressé d'après le modèle réel (multiplier par 100) et la tension de sortie Vs.

Remarque :

On observe effectivement une poursuite correcte (figure III.8) de la consigne dans la bande D'hystérésis imposée, avec l'existence d'un temps τ correspondant à la distorsion du courant I_{red} pour chaque début de $\frac{1}{2}$ période secteur. Le temps τ est défini par la première intersection avec sa référence.

Le modèle réel donne une réponse plus précise que le montage réel, pour améliorer la réponse de ce dernier, il faut prendre un bon choix pour les différents paramètres de chaque modèles des composants utilisé, cette tâche reste difficile à réaliser.

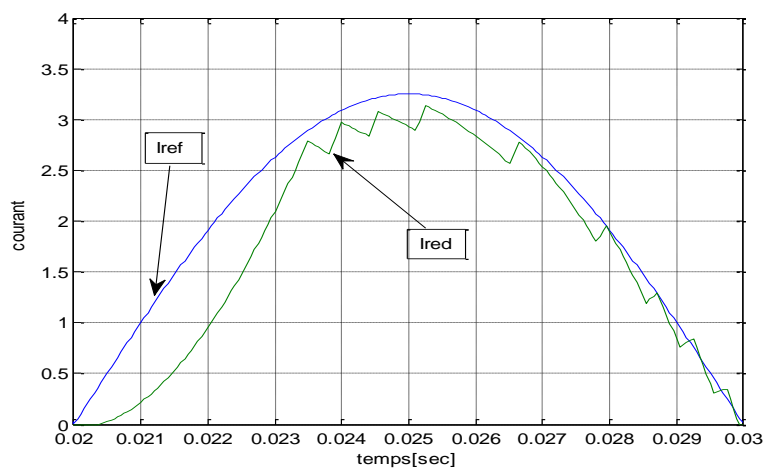


Figure. III. 7: poursuite correcte de Ired autour de sont référence Iref.

D'après la repense du modèle réel on observe un problème de mise sous tension,

Le maximum de I_{red} a lieu lorsque $V_{red} = V_s$, le transistor restant bloqué tant que $I_{red} > I_{ref}$

La figure-III-7-explicite l'effet de la commande $C(t)$ du transistor T (qui est le plus souvent de Technologie MOS) sur l'évolution du courant I_{red} . Les changements d'état du signal $C(t)$ ce
Produisant aux instants pour lesquels le courant I_{red} atteint la référence I_{ref} à $\pm \Delta$ près.

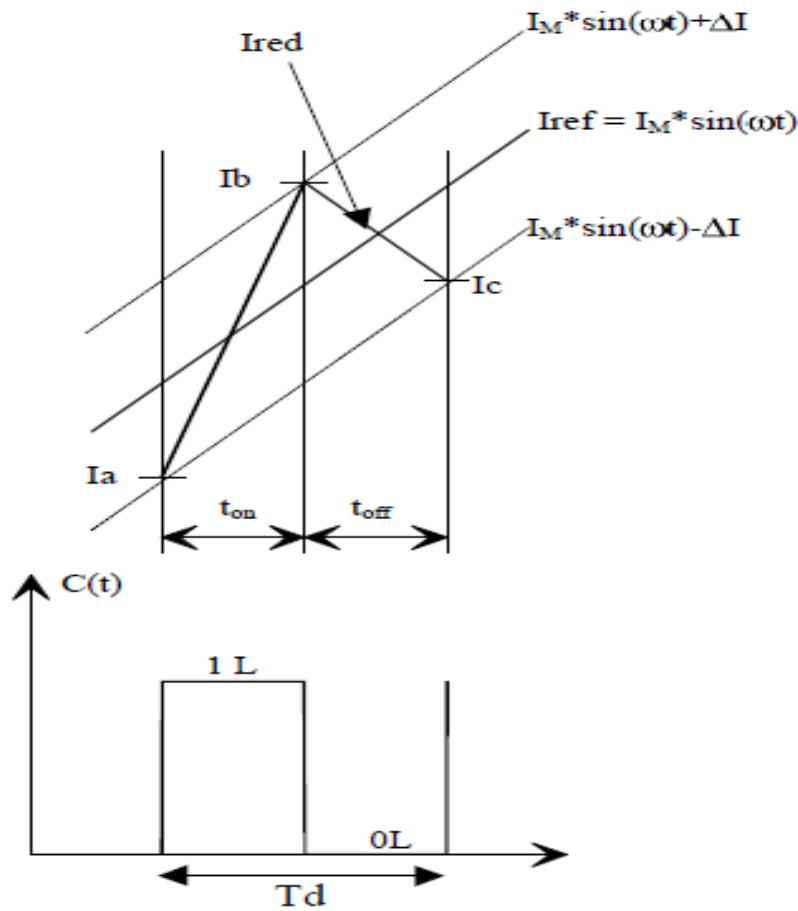


Figure. III. 8: évolution du courant I_{red} par rapport au signal de commande $c(t)$.

En considérant V_s constante et V_{red} constante sur une période de découpage, on peut écrire :

$$t_{on} = \frac{L}{V_{red}} (I_b - I_a) \quad \text{et} \quad t_{off} = \frac{L}{V_{red} - V_{s_s}} (I_c - I_a) \quad \text{(III.6)}$$

Avec :

$$\begin{aligned} V_{red} &= I_M * \sin(\omega t) \\ I_a &= I_M * \sin(\omega t) - \Delta I \\ I_b &= I_M * \sin(\omega(t + t_{on})) + \Delta I \\ I_c &= I_M * \sin(\omega(t + T)) - \Delta I \end{aligned} \quad (III.7)$$

On en déduit la fréquence de découpage : $Fd = \frac{1}{t_{on} - t_{off}} = \frac{1}{Td}$

$$\text{Soit : } Fd = \frac{(V_M \sin(\omega t) - L\omega I_M \cos(\omega t)) * (V_s - V_M \sin(\omega t) + L\omega I_M \cos(\omega t))}{2 * L * V_s * \Delta I} \quad (III.8)$$

De l'égalité $[d(Fd) / d(\omega t)] = 0$ on en déduit l'expression d'un maximum de la fréquence en fonction de l'inductance L , la (figure .III.10) donne un exemple de courbe représentative pour

$$V_M = 230\sqrt{2} ; I_M = 3A ; V_s = 400V ; \Delta I = \pm 0.2A, \pm 0.3A.$$

Le réseau de courbes $Fd_{Max} = f(L)$ de paramètre ΔI , nous renseigne sur la valeur de L à choisir afin délimiter l'exécution en fréquence a une valeur compatible avec un savoir compatible avec un savoir-faire. Avec $0.1 H$ la fréquence maximal est de 5 kHz .cette fréquence relativement basse montre bien le contrôle par hystérésis sur la (figure.III.8)

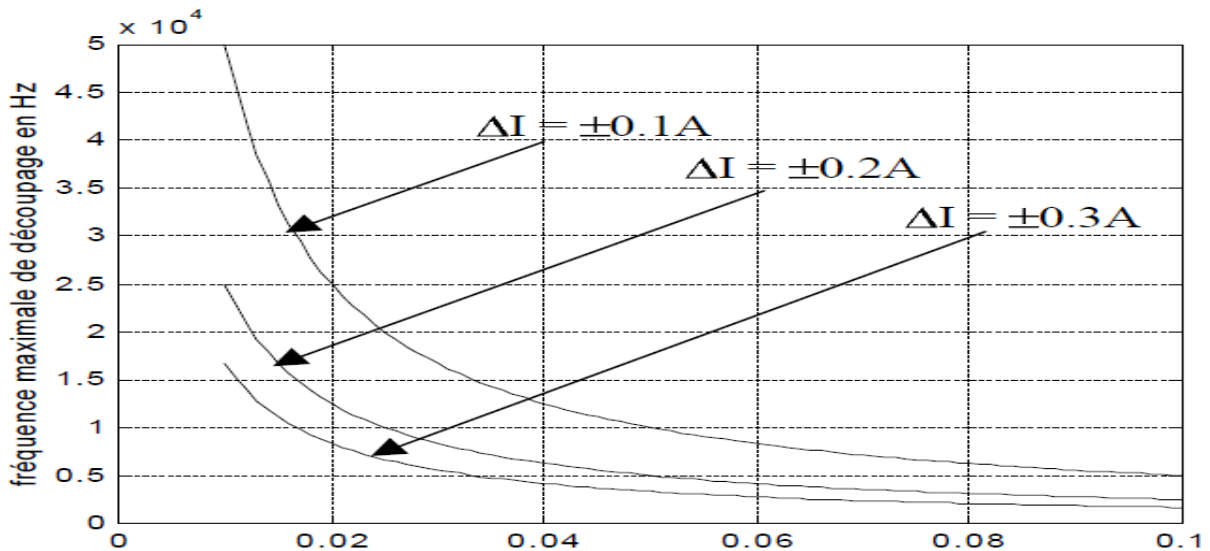


Figure. III. 9: Fréquence maximale [Hz] de découpage en fonction de l'inductance [H].

Une simulation plus réaliste avec $L=0.02\text{ H}$ et donc une fréquence de 25 kHz permettrait des variations plus rapides du courant I_{red} autour de sa référence. [17]

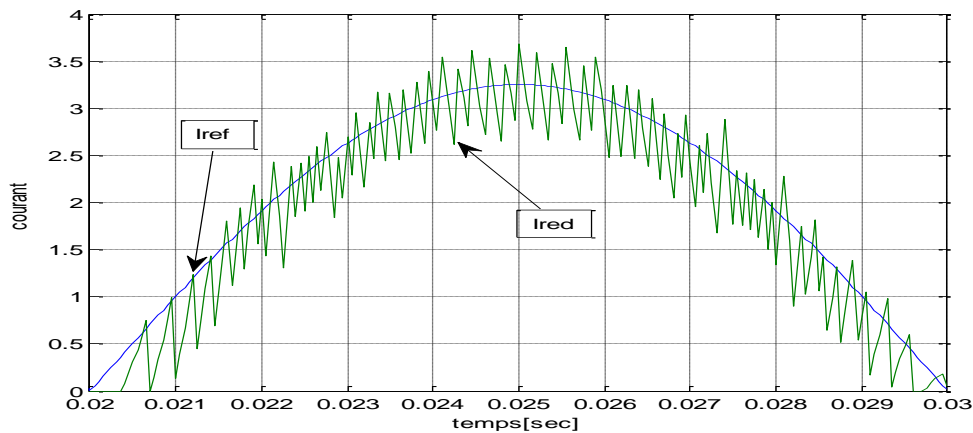


Figure. III. 10: Figure poursuite correcte de I_{red} autour de sont référence I_{ref} avec $L=0.02\text{H}$.

Commentaire : Un changement de valeur L permet rapidement de vérifier la réduction de la distorsion de I_{red} . Mais aussi l'accroissement de F_d .

Les écarts de I_{red} par rapport à la sinusoïde I_{ref} sont d'autant plus réduits que les instants de commutation de T sont rapprochés, c'est à dire que la fréquence de découpage est élevée. dans ce cas, le courant I_{red} est très proche du courant sinusoïdal redresse, et le courant de ligne i est alors nécessairement sinusoïdal.

Pour la suite de l'étude, nous supposons ces conditions satisfaites et feront alors l'hypothèse que à tout instant $I_{red} = I_{ref}$.

III.5 Etude et simulation de La boucle de tension

III.5.1 Principe

la commande en courant impose la puissance moyenne $(V_M \cdot I_M)/2$ transmise à la charge. Ce comportement en générateur de puissance laisse libre la tension V_s d'évoluer selon la charge R dans le rapport V_s^2/R . En général, les utilisateurs demandent des générateurs de tension. Il s'en suit la nécessité d'une adaptation automatique de la puissance fournie à la charge selon ses variations pour maintenir V_s . Nous venons de dresser le cahier des charges d'une boucle de tension V_s dont le signal de commande agira sur l'amplitude du courant I_{ref} avec une contrainte de forme sinusoïdale. [16]

Le schéma de principe complet devient celui de la (figure -III. 11)

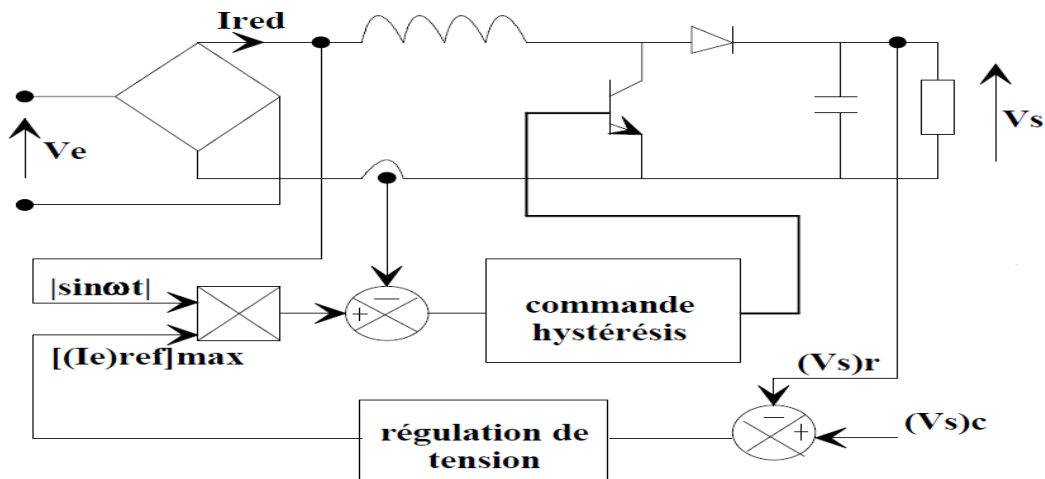


Figure. III. 11: Schéma général de la boucle de tension.

Une première remarque s'impose. La dynamique de réponse du régulateur de tension devra être suffisamment lente par rapport au 100Hz pour ne pas dégrader la contrainte de forme (qq Hz en pratique).

Une seconde remarque concerne l'ondulation à 100Hz de V_s . Etant justement due à l'absorption sinusoïdale, il paraît illusoire que le régulateur cherche à la combattre en espérant maintenir cette absorption sinus. Trois solutions s'offrent à nous :

- *prélever V_s au travers d'un filtre relecteur de fréquence centrale 100 Hz
- *accroître la capacité de filtrage
- *échantillonner/bloquer a 100Hz la sortie du régulateur de tension
- * filtrer la mesure.

III.6 Modélisation par bilan de puissances

Faire ('approximation $I_{red} = I_{ref}$ est tout à fait légitime. En effet, une inductance L suffisamment faible pour réduire la durée de la distorsion du courant I_{red} et une fenêtre d'hystérésis très serrée font que au prix d'un accroissement de $(Fd)_{Max}$, $I_{red}(t) \Rightarrow I_{ref}(t)$.

Cependant, poser $I_{red} = I_{ref}$ présente un inconvénient important pour la suite de l'étude car le signal de commande $C(t)$ n'est plus déterminé. L'état du transistor T et celui de la diode D ne peuvent plus s'exprimer. Nous perdons le lien mathématique entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

REMARQUE : les grandeurs électriques réelles telles que V_T , I_T , V_D , I_D , par nature discontinues, ne peuvent plus s'exprimer directement. Par contre on peut exprimer des grandeurs continues équivalentes dans leurs effets, sur le réglage du courant I_{red} et de la tension V_s . Pour éviter toute confusion avec les grandeurs réelles, nous leur assignerons l'indice e pour équivalent.

Nous devons établir une relation qui ne prend pas en compte le fonctionnement du convertisseur. Cette relation procède de la remarque suivante :

Le transistor et la diode étant considérés parfaits, la puissance instantanée qu'ils dissipent est nulle (tension nulle à l'état passant, courant nul à l'état bloqué. commutations instantanées). Sous cette hypothèse. Un bilan de puissance sera indépendant de la présence du convertisseur.

$$\begin{aligned} \text{Soit } (P)_{red} &= V_{rede} * I_{rede} = (V_L * I_{rede}) + (V_{Te} * I_{rede}) \\ &= (P)_{inductance} + V_{Te} * (I_{Te} + I_{De}) \end{aligned}$$

$$(P)_{red} = (P)_{ind} + 0 + (V_{De} + V_{Se}) * I_{De} = (P)_{ind} + 0 + 0 + V_{Se} * I_{De} \quad (\text{III.9})$$

$$(p)_{red} = (p)_{ind} + (p)_{charge}$$

Avec $(P)_{rede} = I_M * \sin(\omega t)$, la relation devient :

$$V_M * I_M * \sin^2(\omega t) = V_M I_M (1 - \cos(2\omega t)) / 2 = L\omega(I_M)^2 \sin(\omega t) * \cos(\omega t) + (P)_{charge}$$

$$\text{Soit : } \frac{V_M I_M}{2} - \frac{I_M}{2} [V_M \cos(2\omega t) + L\omega I_M \sin(2\omega t)] = (P)_{charge}$$

Pour que la distorsion du courant I_{red} soit réduite, il faut respecter la condition $L\omega I_M \ll V_M$

Cette condition est censée être satisfaite puisque nous avons posé l'hypothèse d'étude

$$I_{red} \cong I_{ref} \text{ d'où : } V_M I_M (1 - \cos(2\omega t)) / 2 \cong V_{se} * I_{De}$$

$$(P)_{moy} (1 - \cos(2\omega t)) = V_{se} * \left(C \frac{dV_{se}}{dt} + \frac{V_{se}}{R} \right) \text{ avec } V_{se} = (V_s)_{moy} + \delta V_s \quad \text{pour la valeur}$$

moyenne plus l'ondulation à 100Hz.

En pratique, un cahier des charges impose un taux d'ondulation de la tension de sortie. Fixons

des Valeurs usuelles telles que $\frac{\delta V_s}{(V_s)_{moy}} < 0.1$ Dans ces conditions la relation se simplifie et

devient :

$$(P)_{moy} (1. \cos(2\omega t)) \cong \left(C \frac{\delta V_s}{dt} + \frac{(V_s)_{moy}}{R} \right) * (V_s)_{moy} \tag{III.10}$$

Par identification, on obtient :

$$(P)_{moy} = \frac{(V_s)_{moy}^2}{R} \quad \text{et} \quad - \frac{(V_s)_{moy}^2 \cos(2\omega t)}{(V_s)_{moy}} = C \frac{\delta V_s}{dt} \tag{III.11}$$

Ces 2 égalités traduisent le fait que le circuit RC agit comme un véritable séparateur de la composante continue et de la composante à 100Hz du courant I_D dans la mesure où la tension V_S conserve une valeur moyenne $(V_s)_{moy}$ grande devant l'ondulation δV_s . On en déduit,

$$\delta V_s = \frac{(P)_{moy}}{2C\omega(V_s)_{moy}} \sin(2\omega t) \quad \text{soit :} \quad C \geq 10 * \frac{(P)_{moy}}{2C\omega(V_s)_{moy}^2} \tag{III.10}$$

Le raisonnement par les bilans de puissance fournit une expression utilisable pour modéliser le système et assurer l'asservissement de la tension V_S .

La simulation (figure III. 12) de l'équation :

$$V_{rede} * I_{red} / V_s = \left(C \frac{\delta V_{se}}{dt} + \frac{V_{se}}{R} \right) \tag{III.12}$$

La (figure-III. 13) identique au montage réel. Le régime transitoire de mise sous tension pour lequel on ne vérifie pas l'hypothèse $I_{red} \cong I_{ref}$.

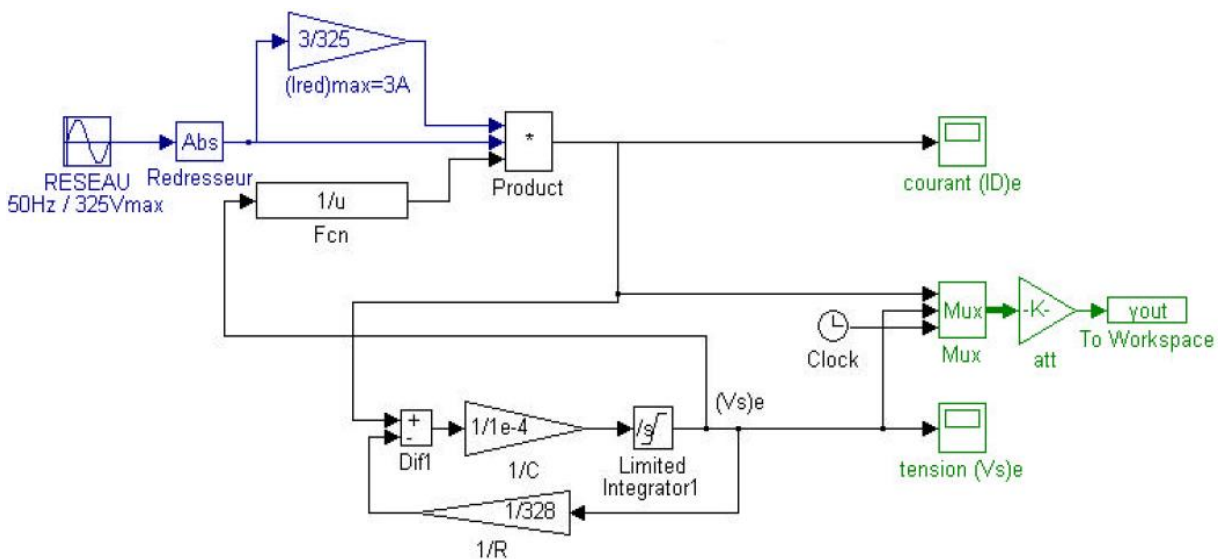


Figure. III. 12: model aux puissances instantanées.

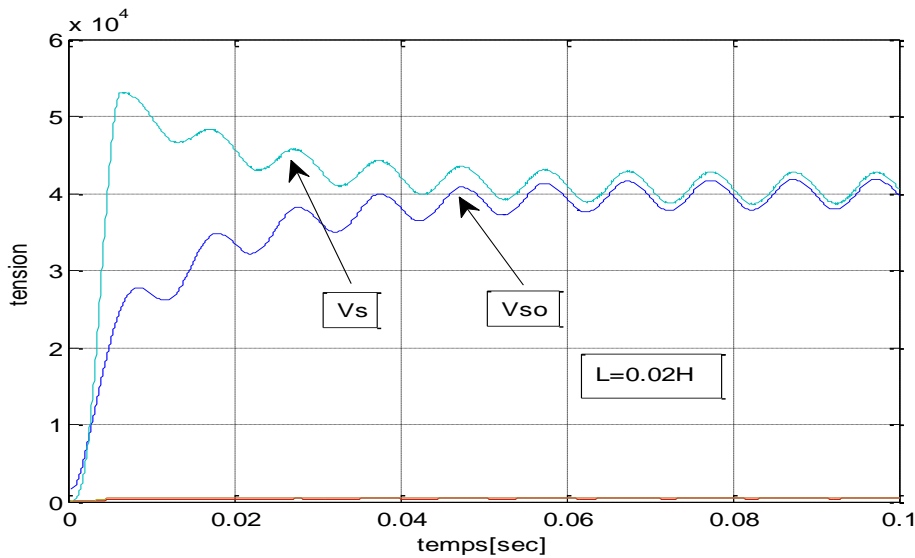


Figure. III. 13: Allure de tension de sortie du modèle réel et du modèle aux puissances instantanées.

Hormis la mise sous tension qui est un évènement unique non contrôlable par la commande et donne de peu d'intérêt pour la modélisation, cette approche a l'avantage de valider un comportement grâce à une équation portant sur des grandeurs continues équivalentes mais non linéaire.

III.6.1 Calcul du correcteur de tension

Pour le calculer on peut chercher à simplifier encore le modelé en vue de le linéariser. La simulation devra permettre de conclure quant à la validité de la démarche. Il est certain que l'ondulation à 100 Hz de la tension de sortie n'intéresse en rien le calcul du correcteur de tension dont la bande passante sera très faible (quelques Hz en pratique), pour satisfaire la contrainte de forme du courant I_{red} . [15]

On peut donner sans modifier le résultat, considérer que l'équation établie aux puissances instantanées peut être réduite à celle des puissances moyennes. La différence essentielle concernera la disparition des ondulations à 100Hz de cette tension, ondulations dues à la puissance fluctuante. L'action du correcteur sera de maintenir la valeur moyenne de la tension de sortie et non la valeur instantanée. [15]

Sous cette hypothèse, la relation devient :

$$V_M * I_M / 2 = V_{so} \left(C \frac{\delta V_{so}}{dt} + \frac{V_{so}}{R} \right) \quad (\text{III.13})$$

Cette relation exprime uniquement révolution de la valeur moyenne de la tension de sortie V_s . la simulation de cette équation (figure-III.14) donne le résultat de la (figure-III. 15)

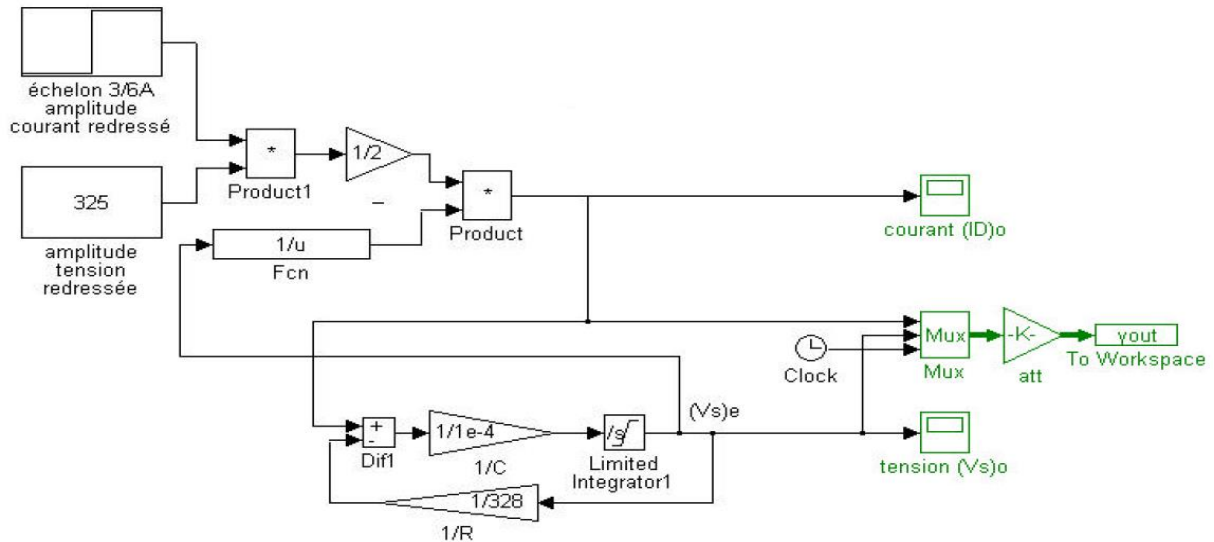


Figure. III.14 : modelé aux puissances moyennes.

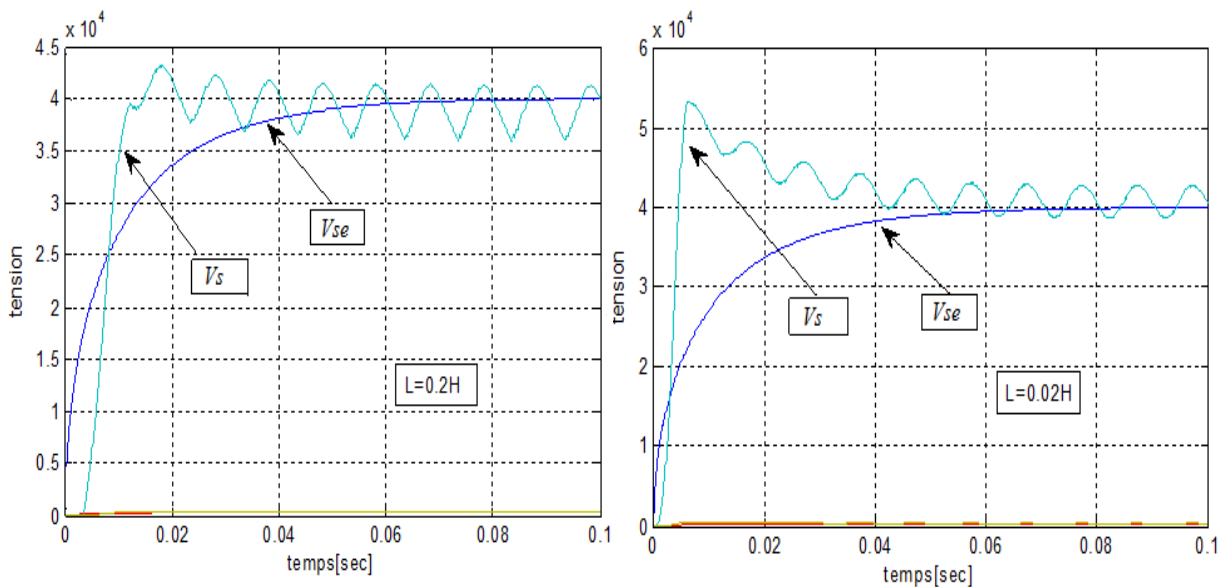


Figure. III. 14: Allure de tension de sortie du modèle réel et du modèle aux puissances moyennes.

Commentaires

La simulation aux valeurs moyennes instantanées suppose négligeable la puissance instantanée absorbée par Inductance L et suppose le courant I_{red} sinusoïdal. Une première simulation pour $L=0.02H$, illustre l'identité des réponses en régime établi. Seule la mise sous tension diffère car l'hypothèse du courant I_{red} sinusoïdal n'est plus vérifiée.

Une seconde simulation pour $L=0.2H$ ne valide plus cette hypothèse car la distorsion du

courant à chaque début de période est considérable. il s'en suit un transitoire et un régime établi différents Seul cette dernière relation présente un intérêt pour le calcul du correcteur de la boucle de tension.

Le réglage de V_{so} (sortie) est rendu possible par action sur l'amplitude de I_M (entrée) du courant I_{red} . La contrainte de forme du courant I_{red} est supposée respectée. On en conclue que le réglage de V_{so} par I_M nécessite des variations très lentes De I_M par rapport au 50Hz.

Malheureusement. Le calcul du correcteur de tension reste très délicat car l'équation du système reste non linéaire. On peut néanmoins linéariser l'équation autour d'un point de fonctionnement afin de déterminer un correcteur dans le cadre d'une théorie linéaire. L'utilisation de la simulation permettra de vérifier le bien fonde ou non de la méthode en soumettant le système à différents excitations.

$$\text{On écrit : } \frac{V_{so}^2}{R} + \frac{C}{2} * \frac{dV_{so}^2}{dt} = \frac{V_M * I_M}{2} \quad \text{avec} \quad [V_{so}]^2 = [(V_{so})_{repos} + \delta V_{so}]^2$$

$$\text{Pour } I_M = (I_M)_{repos} + \delta I_M \quad \text{et} \quad \frac{(V_{so})_{repos}^2}{R} = \frac{V_M * (I_M)_{repos}}{2}$$

Utilisons de nouveau la bonne règle du 1/10Si $(\delta V_{so})^2 \leq \frac{(V_{so})_{repos}^2}{10}$, Alors

$$(\delta V_{so})^2 \leq \frac{(V_{so})_{repos}^2}{10}, \quad V_{so}^2 \cong (V_{so})_{repos}^2 + 2 * \delta V_{so} * (V_{so})_{repos}^2 \quad (\text{III.14})$$

On obtient la fonction de transfert du premier ordre suivante :

$$\frac{\delta V_{so}}{\delta I_M} = \frac{V_M}{4 * (V_{so})_{repos}^2} * \frac{R}{1 + (RC/2) * P} \quad (\text{III.15})$$

Cette fonction de transfert ne nous cantonne pas à des variations microscopiques autour d'un point de repos mais jusqu'à $\frac{1}{\sqrt{10}} * (V_{so})_{repos}$ pour $(V_{so})_{repos} = 400$, des variations jusqu'à

126V doivent donner une bonne similitude de la réponse à celle d'un premier ordre. La nécessite de fonctionner à $V_{so} > V_M$, nous permet une modélisation linéaire du dispositif même pour de fortes variations de la tension V_s .

On aboutit à un schéma très conventionnel de l'asservissement de tension, soit :

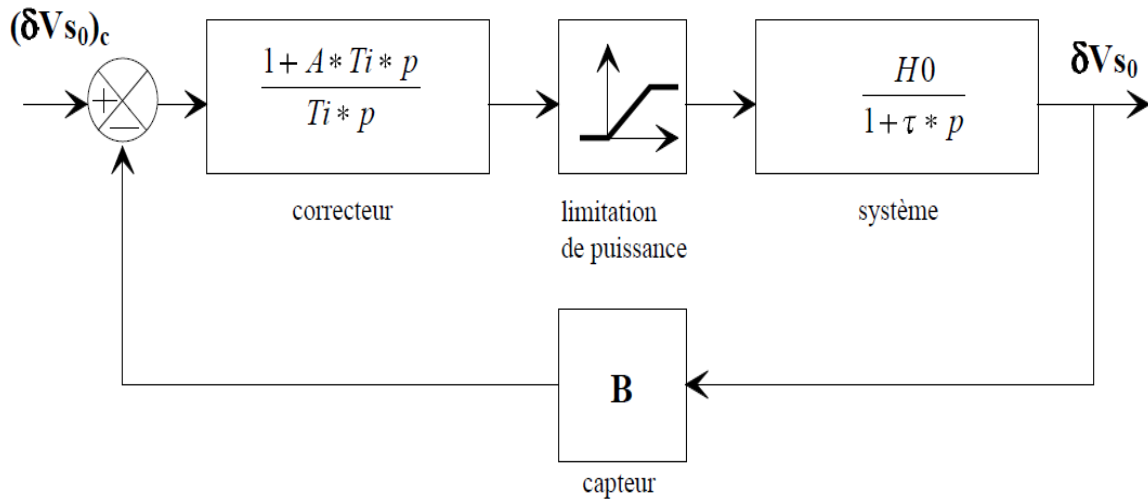


Figure. III. 15: Schéma de la boucle de tension.

$$\frac{\delta V_{so}}{\delta I_M} = \frac{V_M}{4 * (V_{so})_{repos}^2} * \frac{R}{1 + (RC/2) * P}$$

Cette fonction de transfert ne nous cantonne pas à des

variations microscopiques autour d'un point de repos mais jusqu'à

$$\frac{1}{\sqrt{10}} * (V_{so})_{repos} \text{ pour } (V_{so})_{repos} = 400, \text{ des variations jusqu'à } 126V \text{ doivent donner une bonne}$$

similitude de la réponse à celle d'un premier ordre. La nécessité de fonctionner à $V_{so} > V_M$, nous permet une modélisation linéaire du dispositif même pour de fortes variations de la tension Vs. On aboutit à un schéma très conventionnel de l'asservissement de tension, soit :

Le calcul du correcteur PI peut alors s'opérer de façon classique par compensation du pôle dominant et l'imposition d'une dynamique en boucle fermée : d'où $A * Ti = R * C / 2$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\delta V_{so}}{(\delta V_{so})_C} = \frac{1}{B} * \frac{1}{1 + (Ti / (H_o * B)) * P} \tag{III.16}$$

De pulsation de courant

$$\frac{1}{2 * \pi * f_c} = \frac{Ti}{(V_M * R / 4 * (V_{so})_{repos}) * B} \tag{III.17}$$

On déduit les deux paramètres du correcteur, soit ;

$$f_c = 5Hz (Ti = 53e-3 \text{ et } A = 0.31), \text{ réponse indicielle figure -III.18.(a).}$$

$$f_c = 20Hz (Ti = 13e-3 \text{ et } A = 1.26), \text{ réponse indicielle figure -III.18.(b).}$$

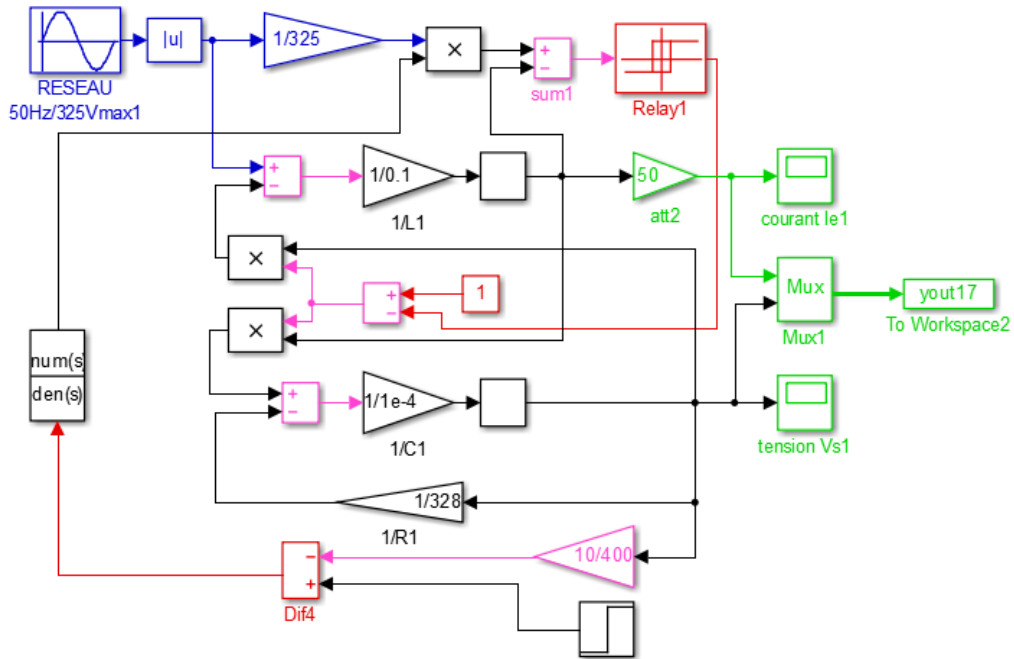


Figure. III. 16: Schéma du model de régulation de la tension.

La simulation montrant la réponse indicielle a un échelon de consigne $10V \rightarrow 12.5V$

Évolutions de V_{os} de $400V \rightarrow 500V$. La réponse (*figure-18*) semble plus satisfaisante et l'on serait tenter d'augmenter d'avantage la fréquence de coupure de l'asservissement dans les limites imposées par la valeur maximale autorisée du courant I_{red} . [17]

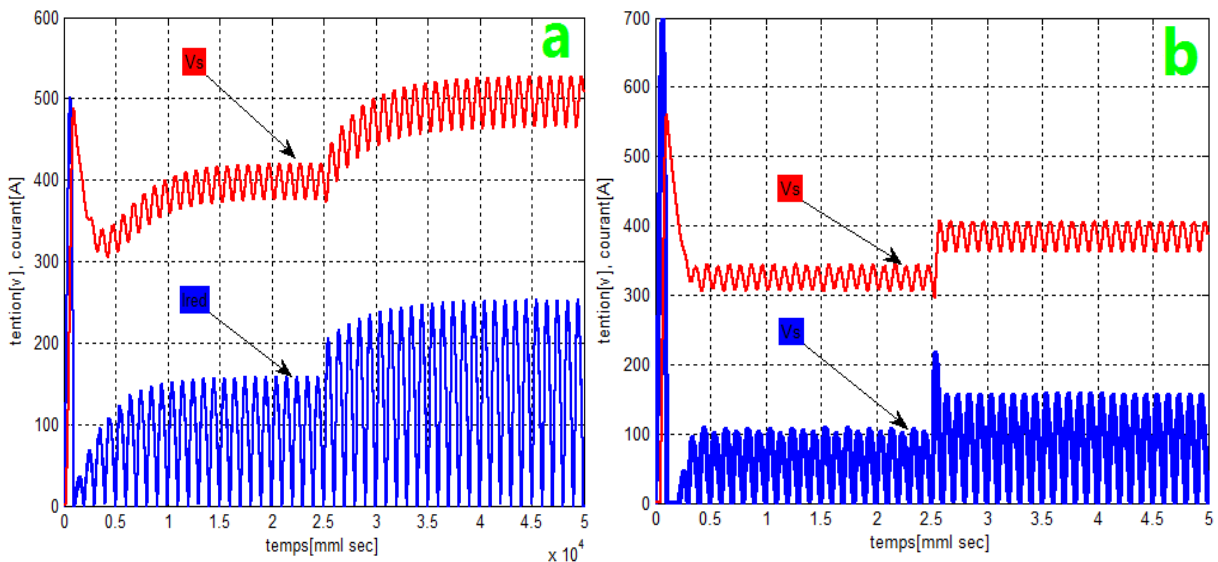


Figure. III. 17: Réponse indicielle pour $F_c = 5$ et 201 Hz.

III.7 Définition du logiciel PSIM

Le logiciel combine avantageusement pour les élèves la représentation structurelle pour la partie puissance et la représentation fonctionnelle pour la partie commande. Des blocs

D'interface pour la commande des semi-conducteurs, le renvoi des grandeurs courant/tension/vitesse/couple créent les liens entre les 2 parties et permettent l'élaboration de commandes asservies. Des appareils de mesure ampèremètre/voltmètre/wattmètre permettent la visualisation des grandeurs électriques. [17]

Le réseau monophasé alimente un onduleur de tension/redresseur de courant dont la commande MLI autorise l'absorption d'un courant I_1 de forme quelconque, définie par sa loi de commande. L'asservissement de ce courant à une consigne $(I_1)_{ref} = 10 * \sin(100 * \pi * t)$

permet un prélèvement de courant sur le réseau purement actif. [17]

III.7.1 Etude du redresseur monophasé

a. simuler le fonctionnement d'un onduleur de tension monophasé à commande MLI dont la description en langage PSIM est rappelée la (figure.III.19) .

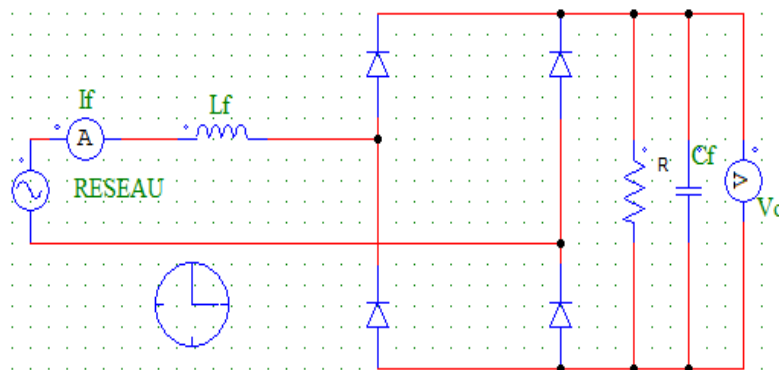


Figure. III. 18: Schéma du redresseur monophasé

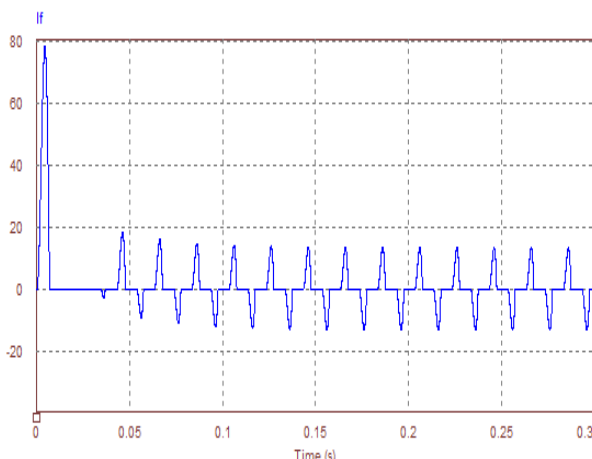


Figure. III.20 : Le courant côté réseau sans régulateur

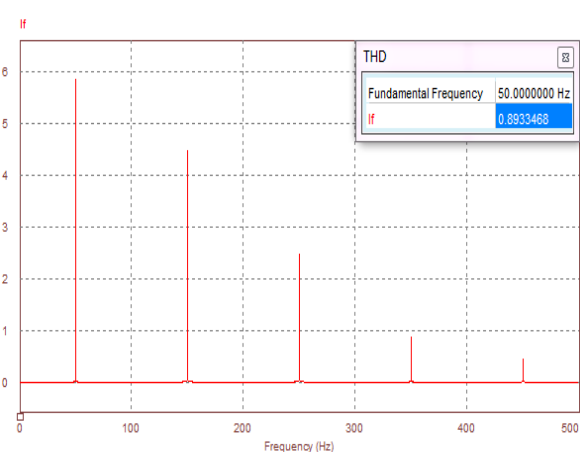


Figure. III.21 : Spectre harmonique de I_f et son THD

D'après les résultats obtenus, la (figure.III.20) représente l'allure du courant du réseau I_f , on peut remarquer que le signal est pseu-sinusoidal avec l'apparition des harmoniques. La deuxième (figure.III.21) nous montre le FFT du courant et le THD.

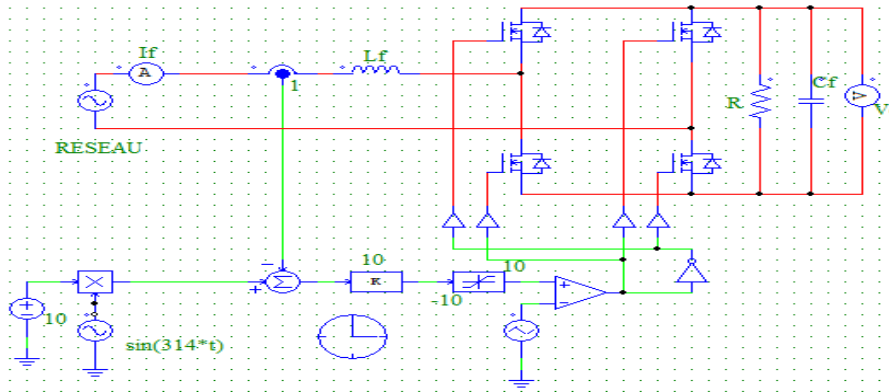


Figure. III. 20 Structure du redresseur avec régulateur

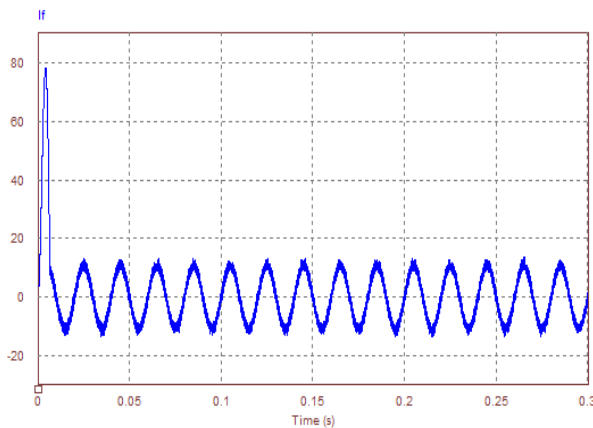


Figure. III. 21 : Le courant côté réseau avec régulateur

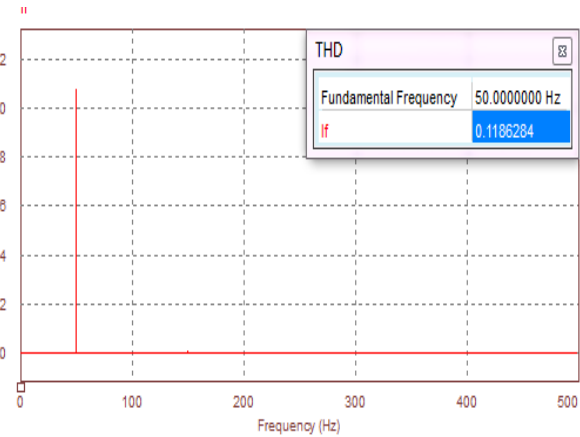


Figure. III. 19 : Spectre harmonique de I_f et son THD

D'après les résultats obtenus dont la (figure. III.23) représente l'allure du courant du réseau avec absence des harmoniques, la (figure. III.24) nous montre que les harmoniques ont été éliminées.

b. ajouter sur le réseau 325V/50Hz une charge $R1/L1$ ($25\Omega/0.1H$). Proposer un schéma d'extraction de la composante réactive du courant absorbé par cette charge et utiliser les possibilités de fonctionnement en compensateur statique de réactif du convertisseur pour faire fonctionner le réseau à facteur de puissance unitaire la (figure. III.25).

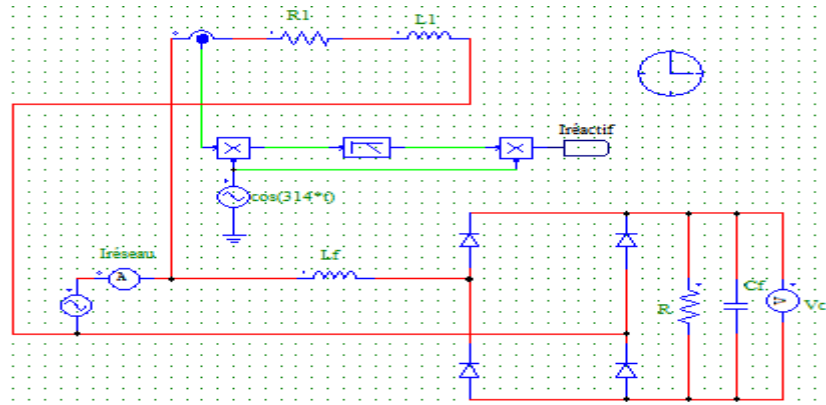


Figure. III.25 : Schéma représentant le redresseur monophasé avec une charge réactive.

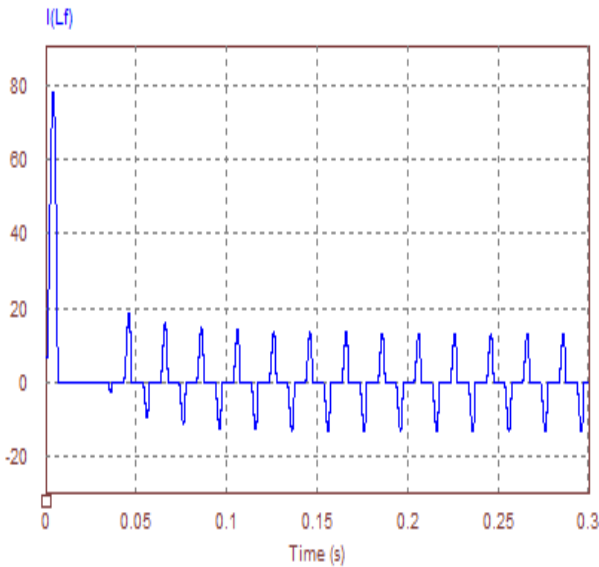


Figure. III. 26 : Le courant côté réseau sans régulateur

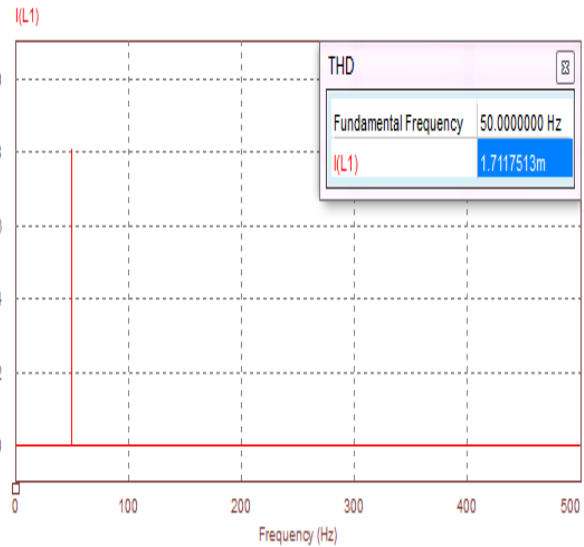


Figure. III. 27 : Spectre harmonique de I_f et son THD

D'après les résultats, on remarque le courant du réseau est pseu-sinusoidal, ainsi, la deuxième figure permet de montrer l'apparition de petites harmoniques.

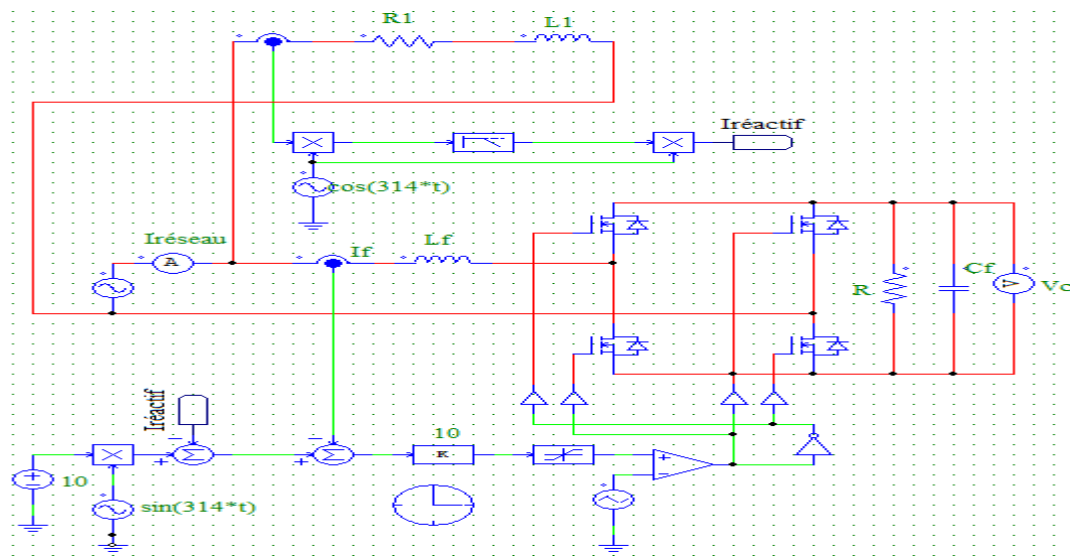


Figure. III. 22 : Schéma représentant le redresseur avec régulateur et charge réactive.

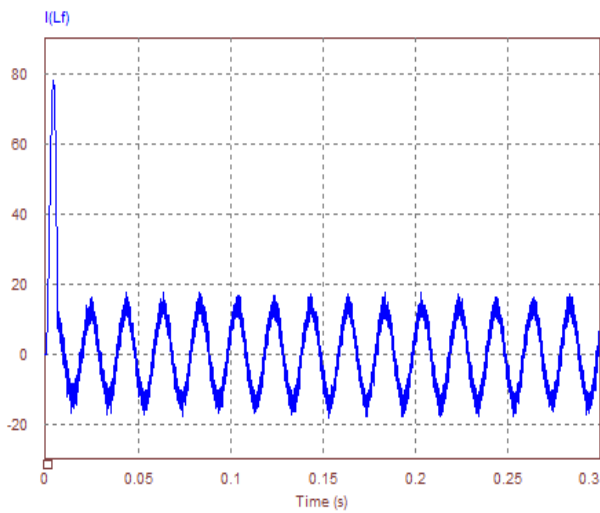


Figure. III. 29 : Le courant côté réseau avec régulateur

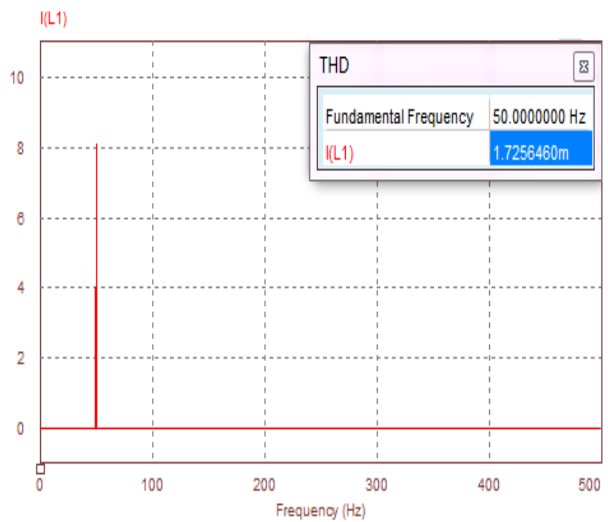


Figure. III.30 : Spectre harmonique de I_f et son THD

Le courant du réseau est purement sinusoïdal, c'est-à-dire on a pas une présence d'harmonique, la deuxième figure nous montre qu'il n'y a pas d'harmoniques.

c. mode récupération d'énergie

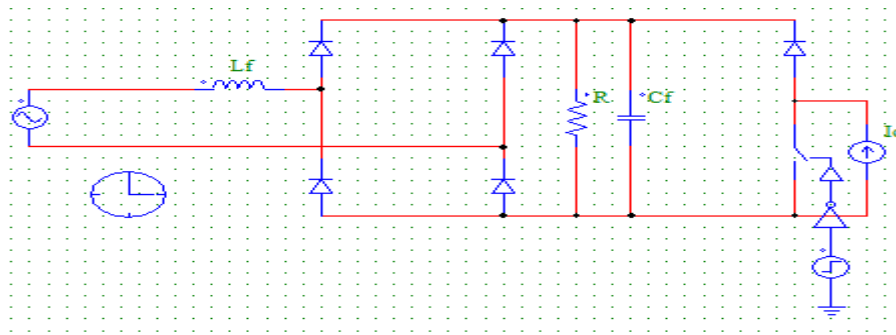


Figure. III.31 : Schéma représentant le redresseur avec récupération d'énergie .

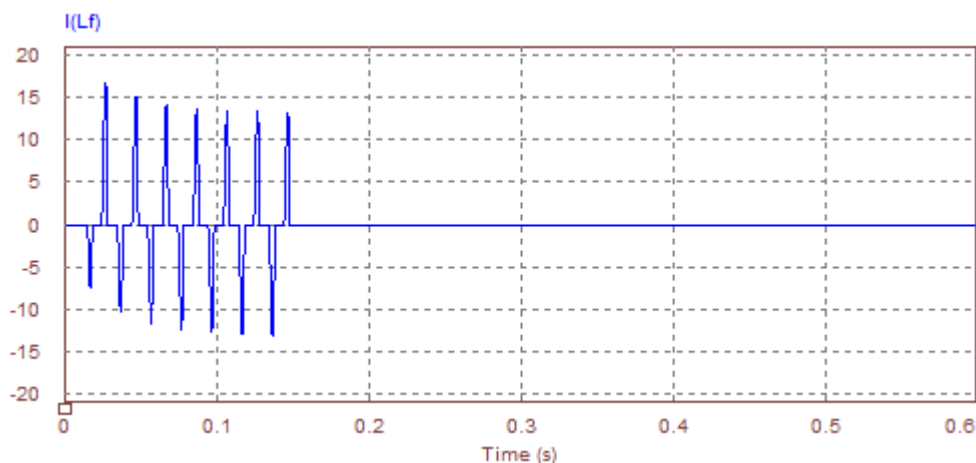


Figure. III.32 : Le courant côté réseau sans régulateur

D'après les résultats obtenus, on peut distinguer l'apparition du signal du réseau avec présence d'harmoniques en régime transitoire, ensuite en régime permanent le signal est nul.

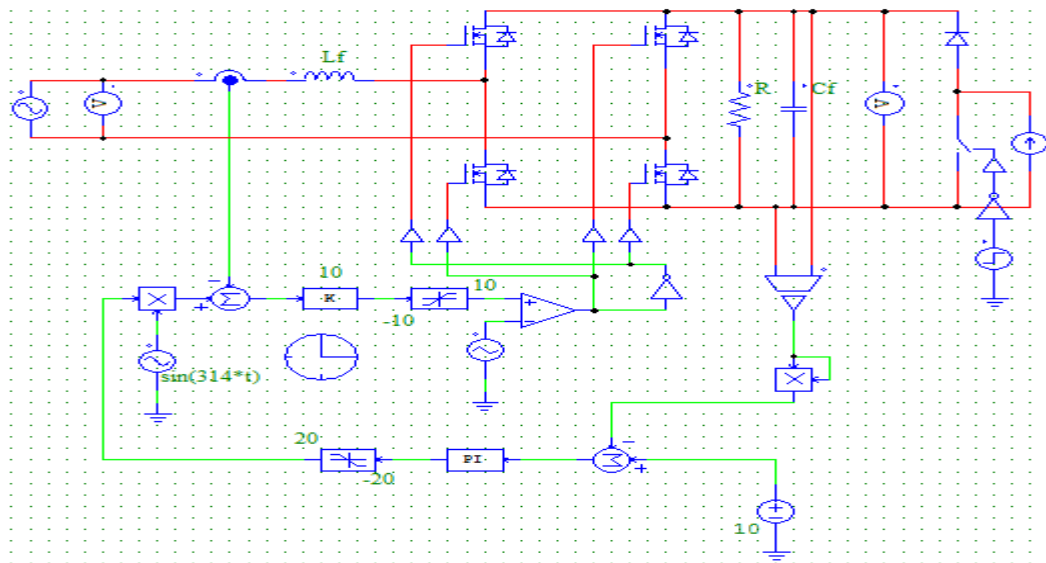


Figure. III.33 : Schéma représentant le redresseur avec régulateur et récupération d'énergie

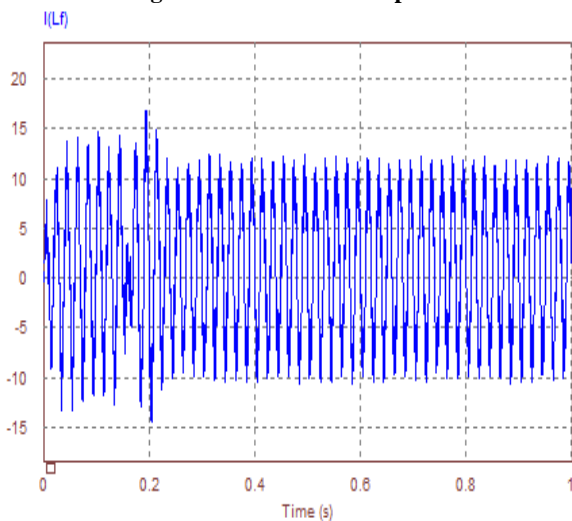


Figure. III.34 : Le courant côté réseau avec régulateur

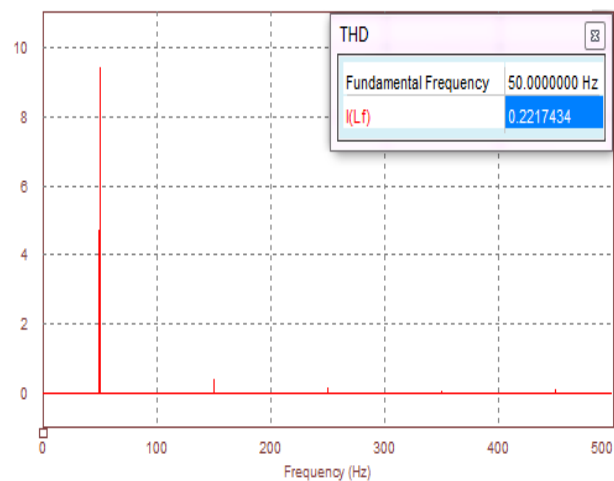


Figure. III.35 : Spectre harmonique de I_f et son THD

Ces figures représentent les résultats de simulation du réglage du courant du réseau avec un hacheur, on peut remarquer des petites harmoniques (harmonique 3, 5, 7, ...)

III.8 Etude du redresseur triphasé

III.8.1 Etude du redresseur triphasé non commandé

L'objet de cette partie est de présenter du redresseur non commandé

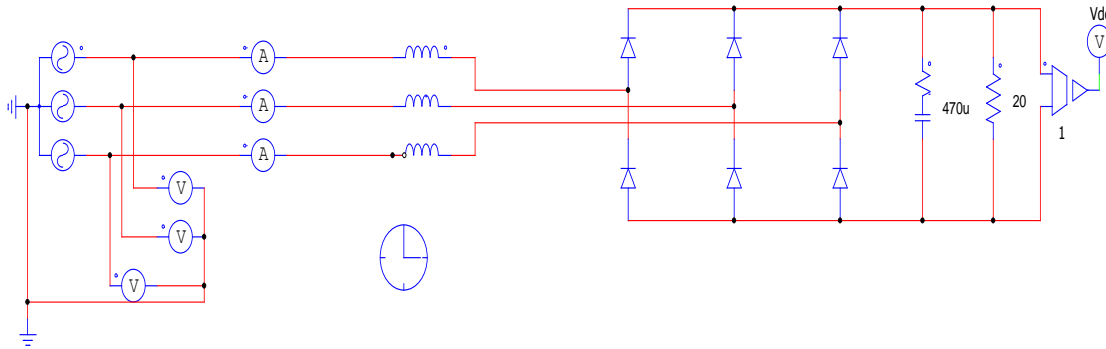


Figure. III. 23: le Schéma de principe du redresseur non commandé

III.8.2 Résultats de simulation du redresseur triphasé non commandé

Paramètre de simulation : $V=110\text{v}$; $f=50\text{Hz}$; $C=470 \cdot 10^{-3}\text{ F}$; $R=20\ \Omega$; $L_r=5\text{mH}$.

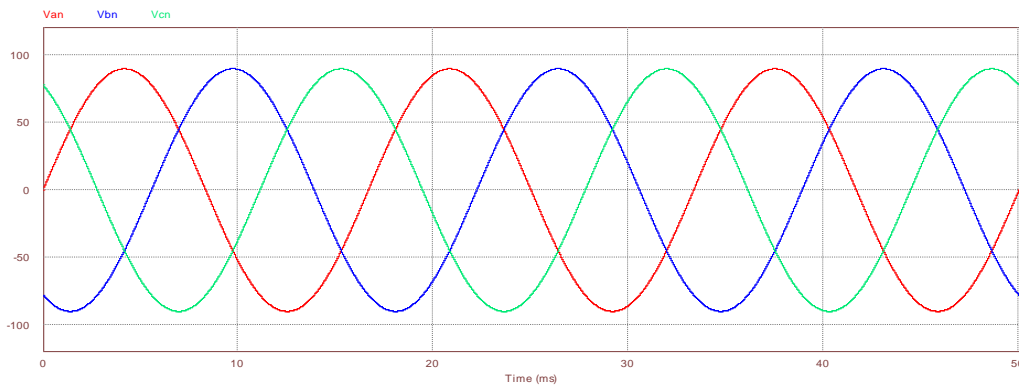


Figure. III. 24: Les tensions de sources Van ; Vbn ; Vcn.

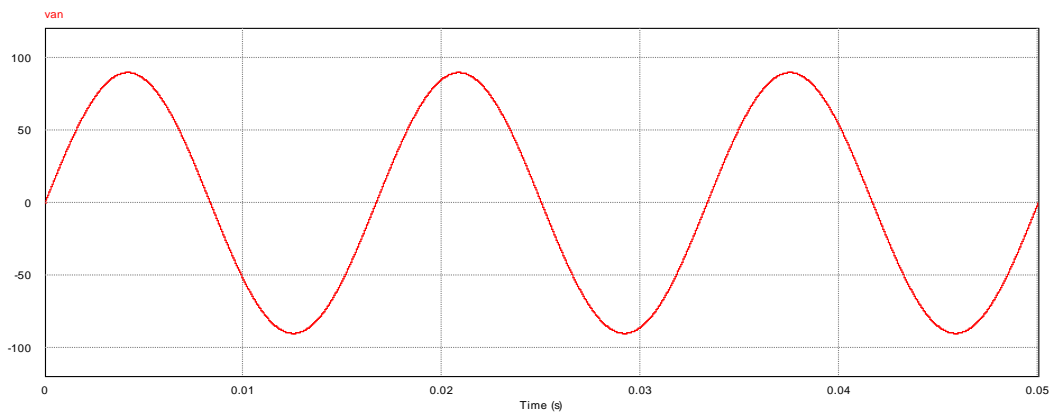


Figure. III. 25: la tension Van

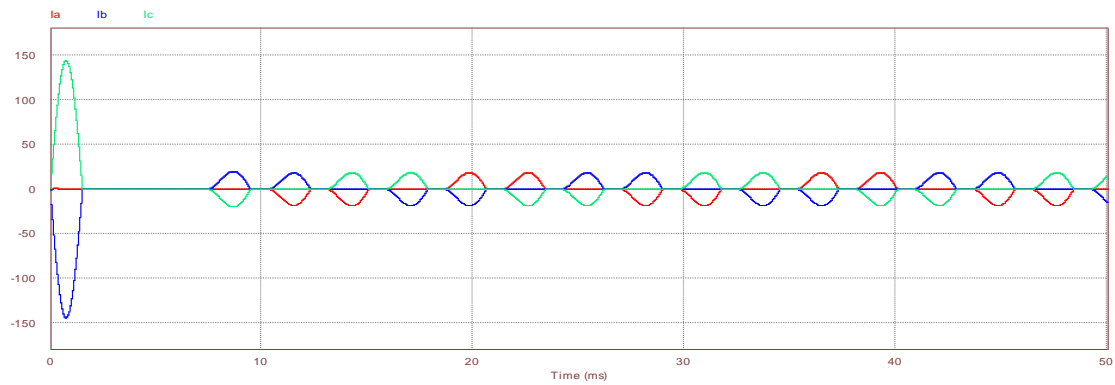


Figure. III. 26: Les courants de réseaux ia, ib, ic

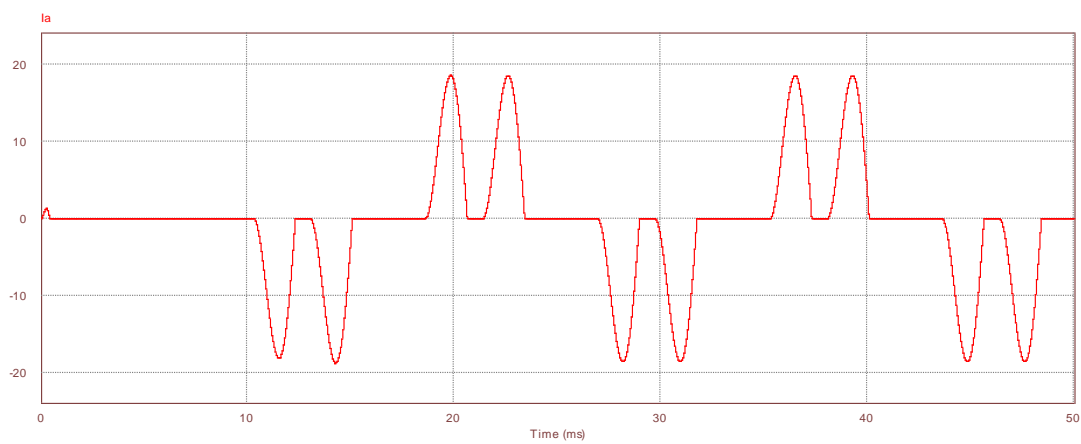


Figure. III. 27: le courant ia

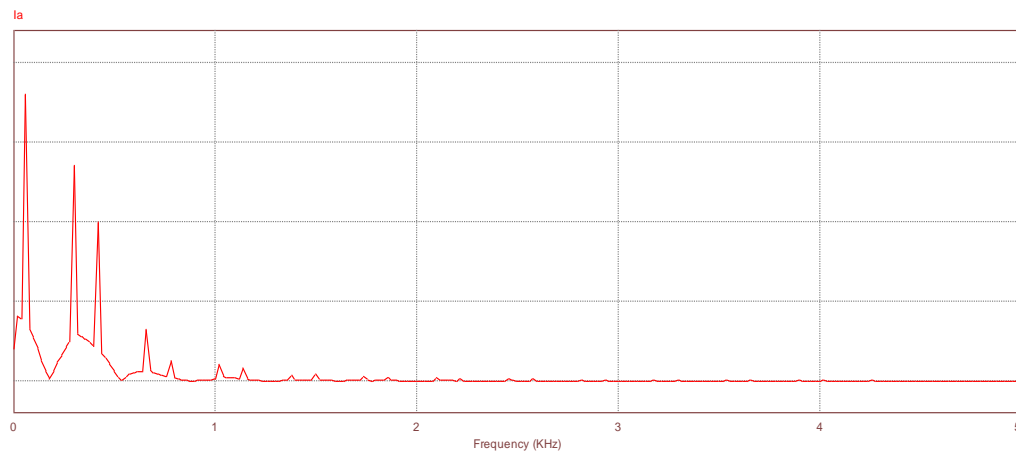


Figure. III. 28: le signal de la FFT du courant ia

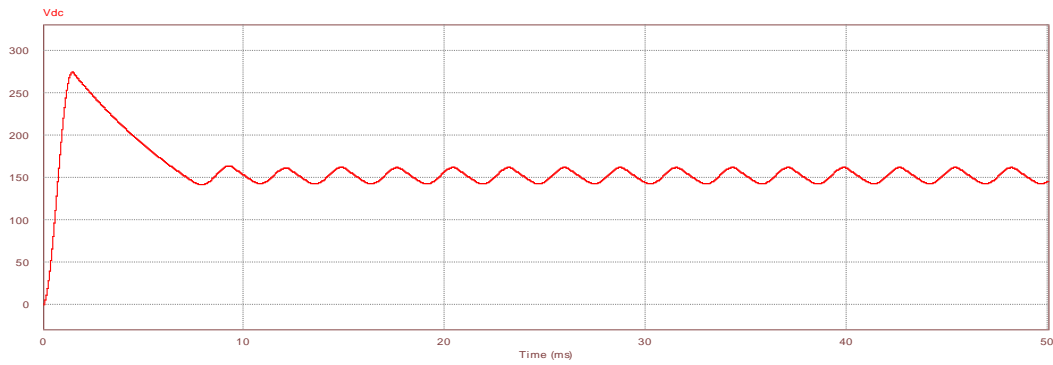


Figure. III. 29: la tension redressée Vdc

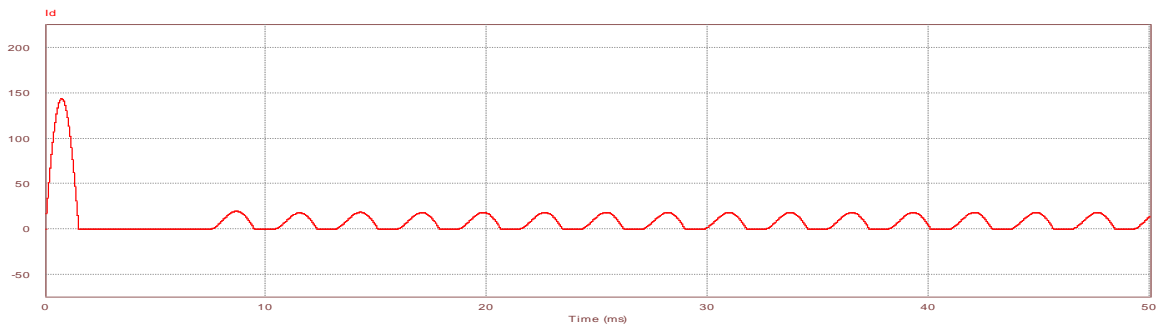


Figure. III. 30: Le courant de sortie id du redresseur

III.8.3 Etude de la régulation cascade du redresseur triphasé à MLI

L'objet de cette partie est de présenter les méthodes de commande du redresseur à modulation de largeur d'impulsion

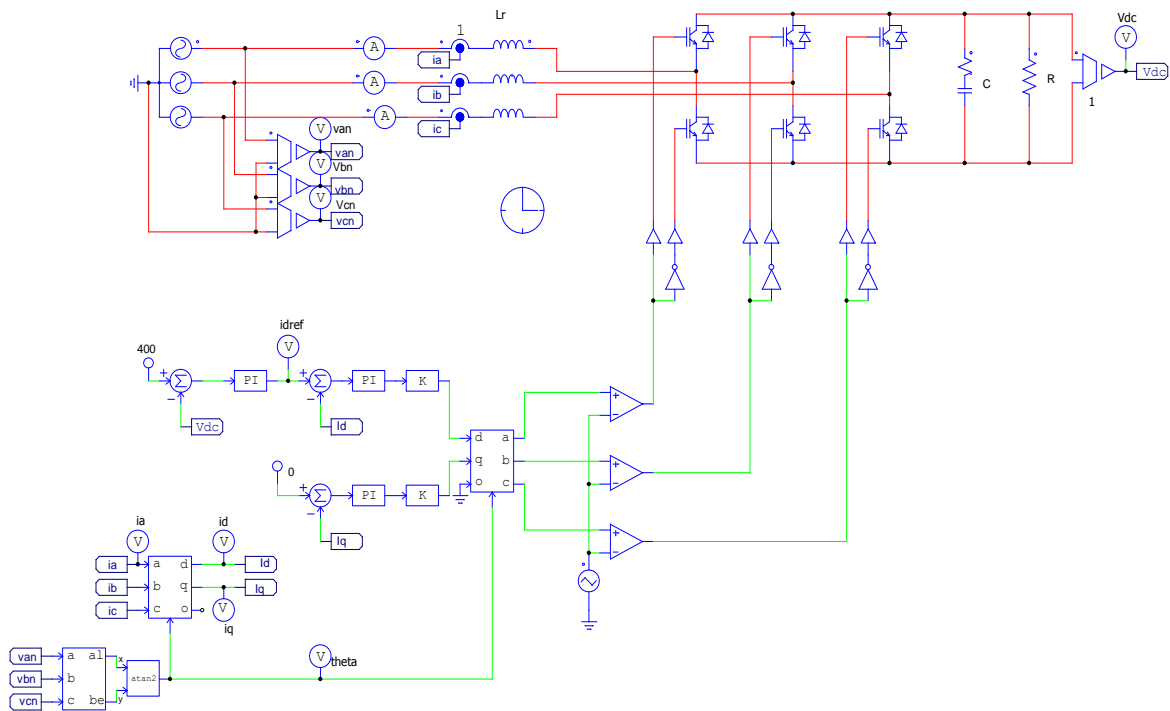


Figure. III. 31: schéma de principe de la régulation cascade d'un redresseur triphasé à MLI

III.8.4 Résultats de simulation

Paramètre de simulation : $V=110\text{v}$; $f=50\text{Hz}$; $C=470*10^{-3}\text{ F}$; $R=20\ \Omega$; $L_r=5\text{mH}$.

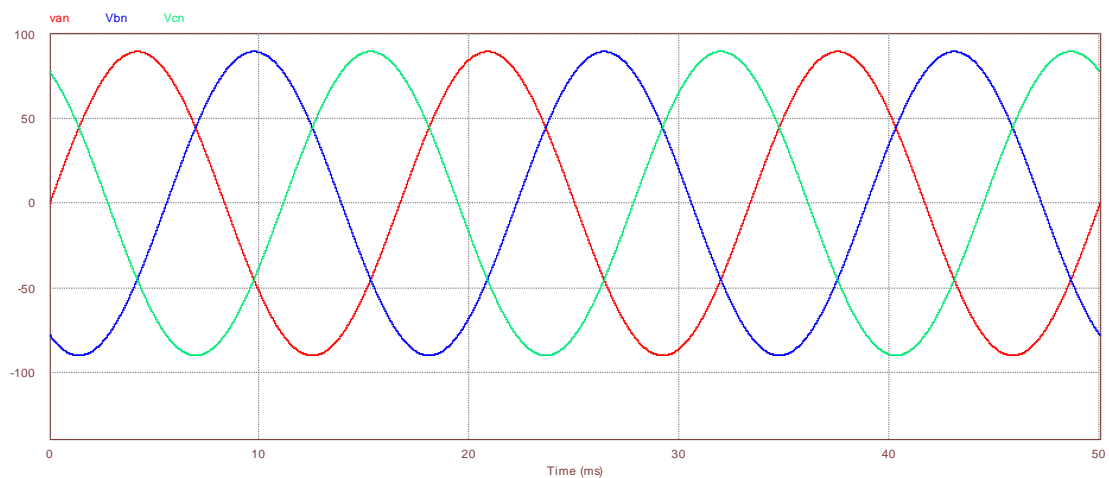


Figure. III. 32: Les tensions de sources Van ; Vbn ; Vcn

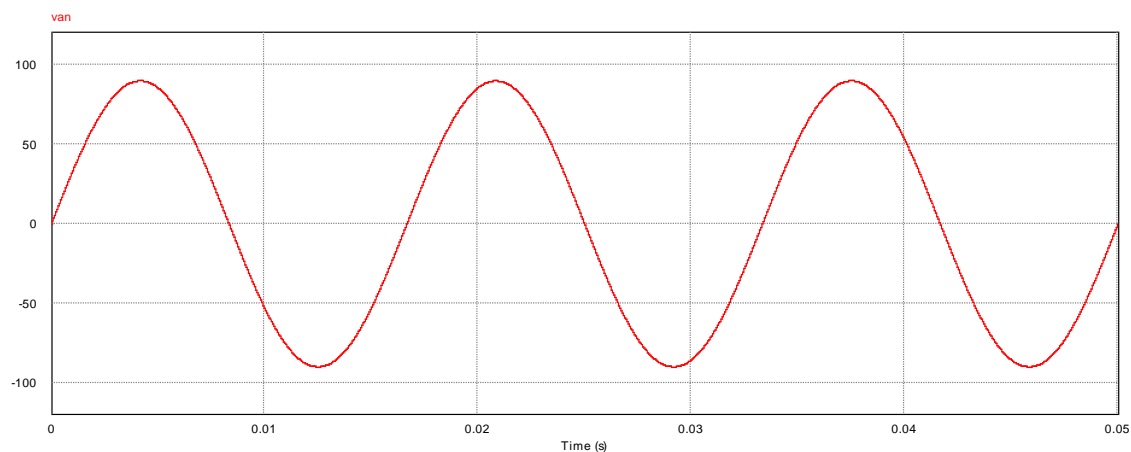


Figure. III. 33: la tension Van

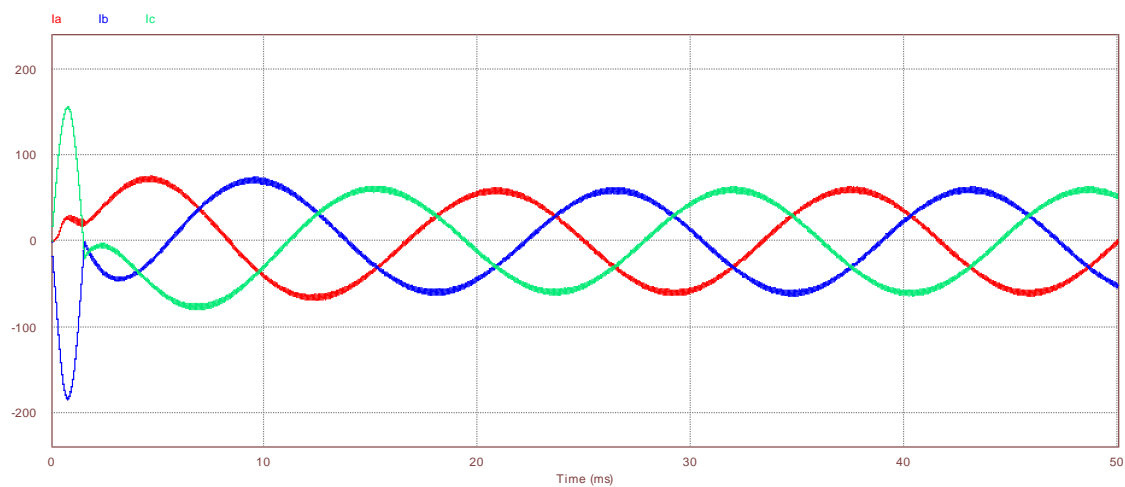


Figure. III. 34: Les courants de réseaux ia, ib, ic

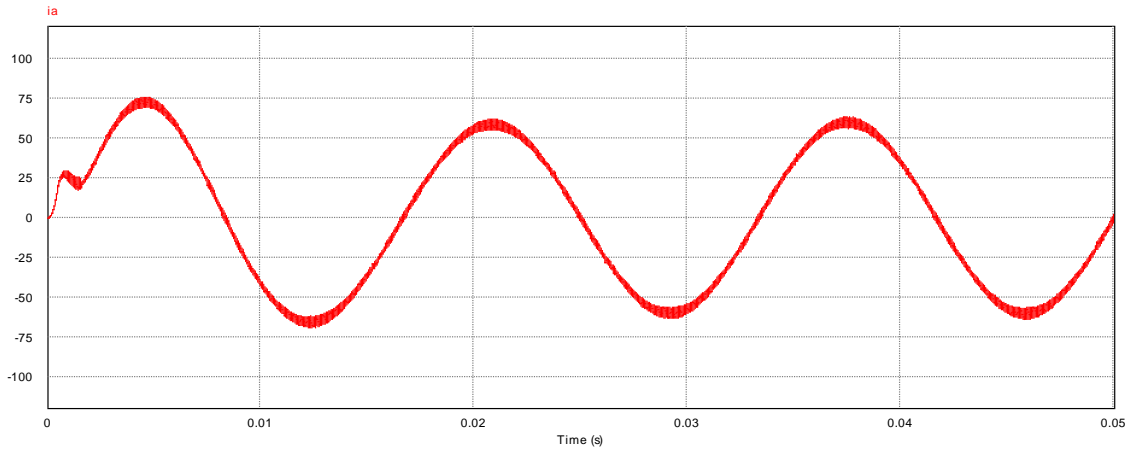


Figure. III. 35: le courant i_a

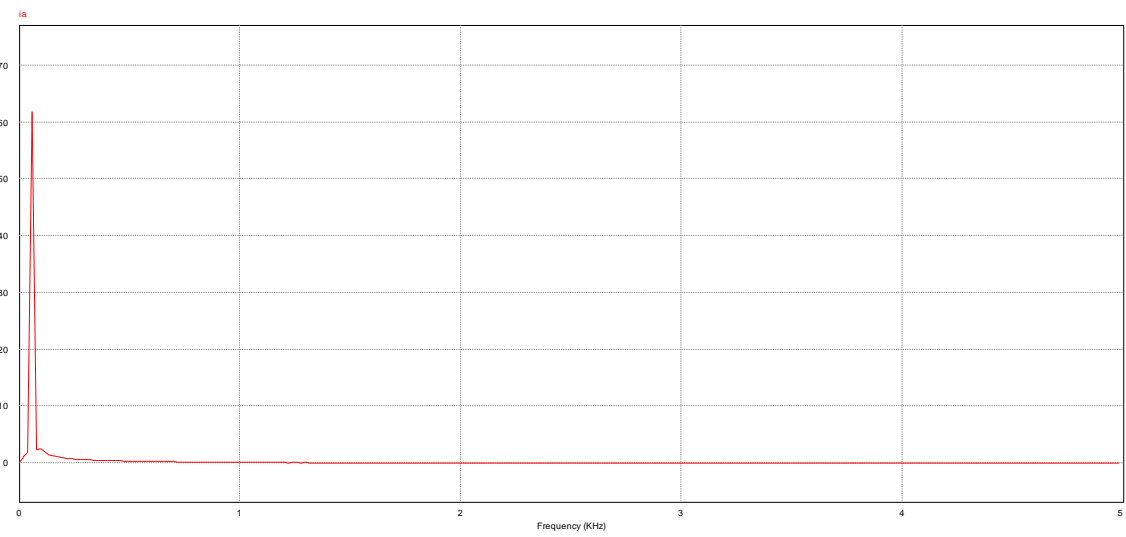


Figure. III. 36: le signal de la FFT du courant i_a

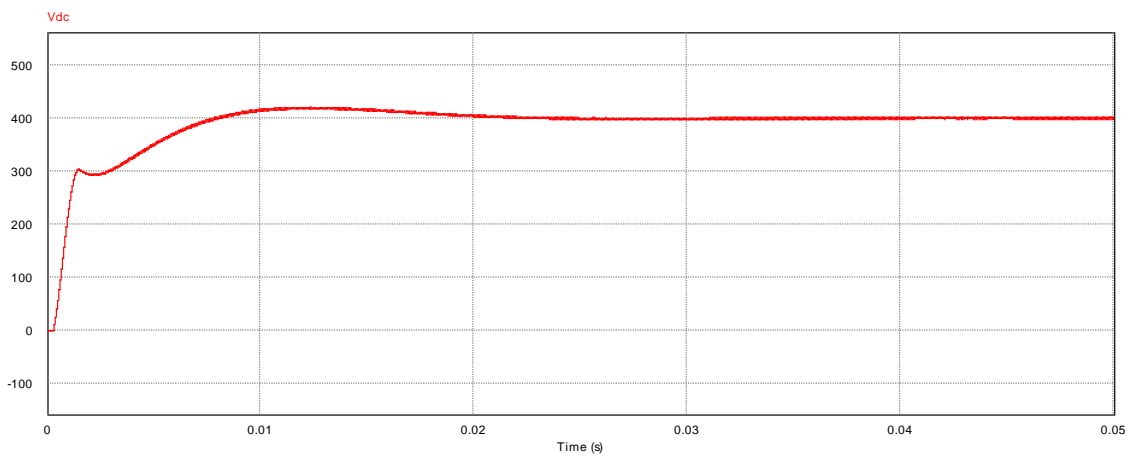


Figure. III. 37: La tension aux bornes du condensateur

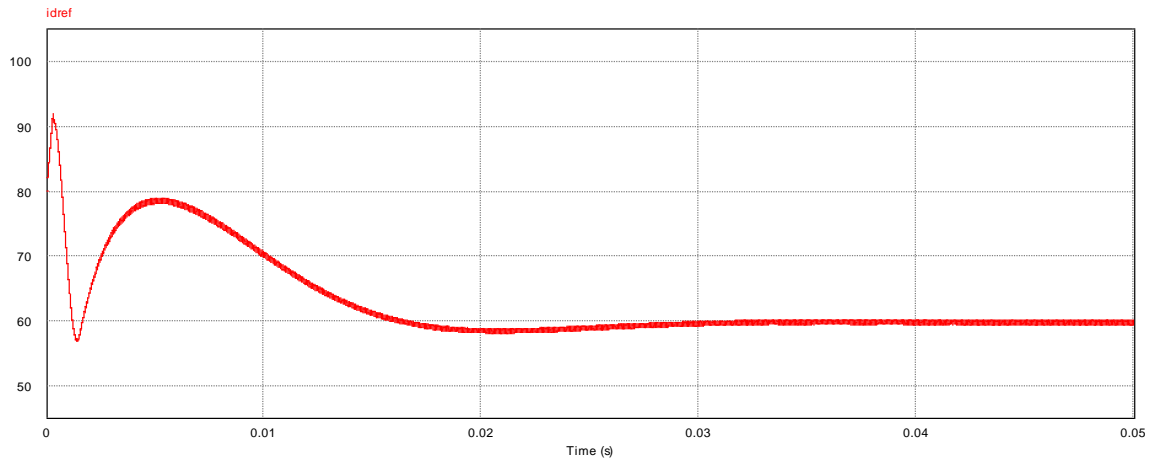


Figure. III. 38: Le courant id référence

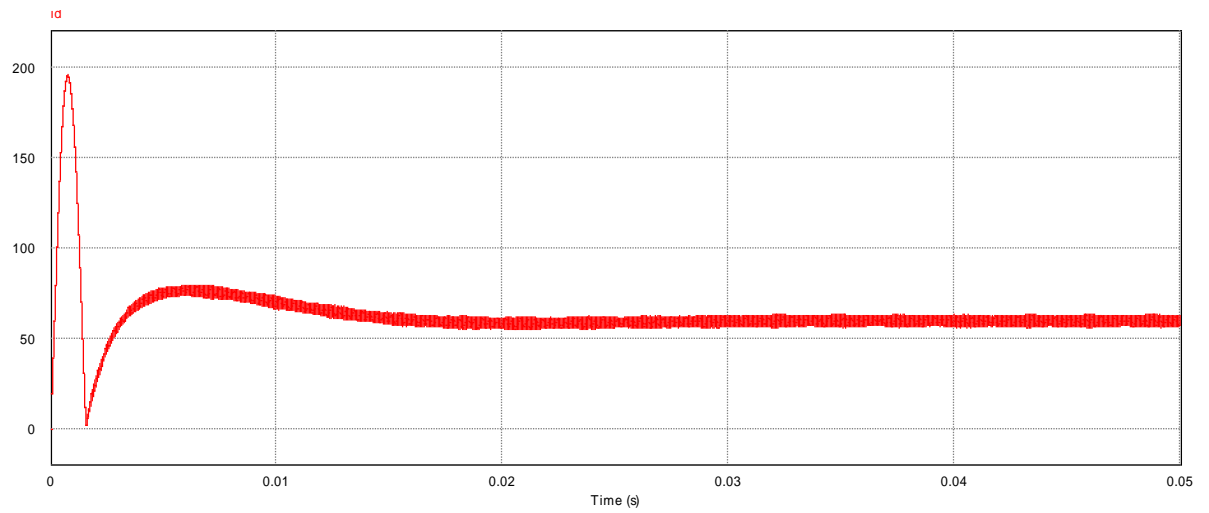


Figure. III. 39 : Le courant de sortie id du redresseur

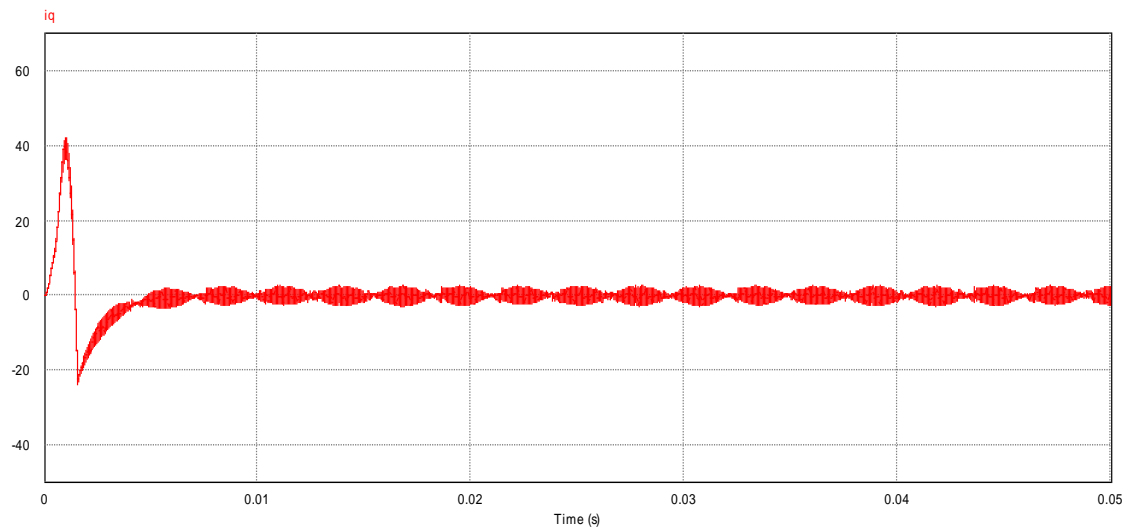


Figure. III. 40: Le courant iq

Interprétation des résultats

Les différents tests de simulation vérifient la validité de la méthode MLI proposée aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique.

Les figures (III. 37) et (III. 39) représentent les courants de trois phases, on remarque que les trois courants non sinusoïdaux et présentent des ondulations et effectués les réseaux électriques, on constate la présence de pollution des harmoniques qui perturbent les formes de courants comme cela est représenté à la figure (III. 41).

Les figures (III.42) et (III.43) représentent la tension et le courant de la charge, on remarque que la tension de la charge présente plusieurs ondulations et on constate que la tension est instable et que le courant est périodiquement nul.

Les figures (III. 45) et (III. 46) représentent les courants des trois phases, on remarque que les trois courants sont presque sinusoïdaux, et que le taux de distorsion des harmoniques est faible comme cela est représenté à la figure (III. 50).

Les figures (III. 51) et (III. 52) représentent la tension et le courant de la charge, on remarque que la tension de la charge est stable et que le courant de la charge est continu.

III.9 Conclusion

Ce chapitre a été abordé par des résultats de simulation en logiciel Matlab/Simulink et logiciel PSIM nous a montré le principe de fonctionnement de notre système de convertisseur redresseur monophasé commandé et son dimensionnement. On a traité des problèmes qui passent dans ce système par l'utilisation des techniques appropriées.