



HAL
open science

METHODOLOGIE DE DIMENSIONNEMENT D'UN REDRESSEUR MLI A PRELEVEMENT SINUS

Luis Marroyo, Hubert Piquet, Frédéric Richardeau

► **To cite this version:**

Luis Marroyo, Hubert Piquet, Frédéric Richardeau. METHODOLOGIE DE DIMENSIONNEMENT D'UN REDRESSEUR MLI A PRELEVEMENT SINUS. Conference: Electronique de Puissance du Futur EPF'1998, Dec 1998, Belfort, France. hal-02520119

HAL Id: hal-02520119

<https://hal.science/hal-02520119>

Submitted on 26 Mar 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

METHODOLOGIE DE DIMENSIONNEMENT D'UN REDRESSEUR MLI A PRELEVEMENT SINUS

L. MARROYO*, H. PIQUET**, F. RICARDEAU**

* Université Publique de Navarre

** LEEI-ENSEEIH, UMR CNRS n°5828

2, rue Camichel - BP7122 - 31071 Toulouse cedex 7

piquet@laplace.univ-tlse.fr

Résumé : A partir d'une analyse fine du fonctionnement d'un redresseur MLI à prélèvement sinus, les auteurs présentent une procédure de dimensionnement systématique des éléments constitutifs : inductance de filtrage, fréquence de découpage, bus continu, et condensateur de filtrage. Cette procédure repose sur un ensemble de règles analytiques mêlant les données du cahier des charges aux caractéristiques du fonctionnement intime du convertisseur (temps mort de commutation, tension homopolaire haute fréquence par exemple). Des résultats de simulation et des résultats expérimentaux sont présentés à titre d'illustration.

1. INTRODUCTION

Le conditionnement de l'énergie entre un réseau alternatif et un équipement d'électronique de puissance de moyenne ou forte puissance, passe de plus en plus par un redresseur MLI à prélèvement sinus. Les commutations rapides des semiconducteurs utilisés autorisent des fréquences de découpages de plus en plus élevées, de plusieurs dizaines de kHz pour des puissances de plusieurs dizaines de kW voire plus selon les structures envisagées. La bande passante élevée qui en découle procure une bonne maîtrise des courants de ligne et une grande rapidité de réglage de la puissance. Dans ce domaine la littérature porte pour une large part sur les techniques de modulation et de contrôle au dépend du dimensionnement de ces convertisseurs. Par dimensionnement nous entendons "l'estimation", (ou l'aide à l'estimation) la plus fine possible, de la valeur des éléments constitutifs répondant à un fonctionnement donné. Cette notion de dimensionnement est quelques fois prise en compte lors du choix de certaines modulations permettant de minimiser en particulier la tension du bus continu [1] et les pertes par commutation (modulation vectorielle, flat-top, par exemple) [2].

Après une caractérisation fine du convertisseur, nous exposons dans cet article un ensemble de règles analytiques de calcul des principaux éléments constitutifs. Celles-ci intègrent d'une part les données du cahier des charges et d'autre part les spécificités et limites de fonctionnement du convertisseur.

2. MODELISATION

2.1 Mise en équation

Le schéma de référence pour toute notre étude est donné en figure 1. Le redresseur en configuration conventionnelle 3 bras est raccordé à un réseau d'énergie par des inductances de liaison. (V_{1n}, V_{2n}, V_{3n}) et (R, L) désignent

respectivement les f.e.m et l'impédance totale vues par le redresseur. Un point milieu fictif est introduit côté bus continu. La loi des mailles appliquée à chacune des phases donne :

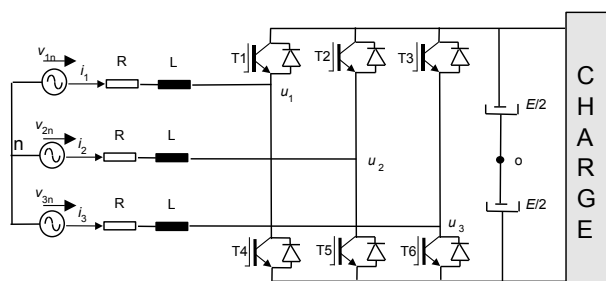


Figure 1 Schéma et notations du redresseur MLI

$$\begin{aligned} v_{1n} &= Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + u_{10} - u_{no} \\ v_{2n} &= Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + u_{20} - u_{no} \\ v_{3n} &= Ri_3 + L \frac{di_3}{dt} + u_{30} - u_{no} \end{aligned} \quad (1)$$

où (u_{10}, u_{20}, u_{30}) désigne la tension produite par les cellules et (u_{no}) la tension homopolaire. Si une commande parfaitement adjacente (sans temps mort) est appliquée aux interrupteurs de chaque cellule, les tensions cellule se déduisent directement des fonctions de connexion y_j :

$$\begin{aligned} u_{10} &= y_1 \frac{E}{2} \\ u_{20} &= y_2 \frac{E}{2} \\ u_{30} &= y_3 \frac{E}{2} \end{aligned} \quad (2) \quad y_j = \begin{cases} 1 & \text{si } T_j=1 \text{ et } T_{j+3}=0 \\ & \text{avec } j \in [1, 2, 3] \\ -1 & \text{si } T_j=0 \text{ et } T_{j+3}=1 \end{cases}$$

Dans la mesure où les f.e.m du réseau sont équilibrées avec neutre isolé, la tension homopolaire se déduit immédiatement des relations (1) et (2) :

$$u_{no} = \frac{u_{10} + u_{20} + u_{30}}{3} = \frac{E(y_1 + y_2 + y_3)}{6} \quad (3)$$

Le résultat précédent permet de réécrire le système global (1) comme suit :

$$\begin{aligned} v_{1n} &= Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + \frac{E(2y_1 - y_2 - y_3)}{6} \\ v_{2n} &= Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{E(2y_2 - y_1 - y_3)}{6} \\ v_{3n} &= Ri_3 + L \frac{di_3}{dt} + \frac{E(2y_3 - y_2 - y_1)}{6} \end{aligned} \quad (4)$$

Ce système montre bien que la loi d'évolution du courant dans chacune des phases dépend de l'état des trois cellules simultanément. Bien que seuls deux courants de ligne soient indépendants, un degré de liberté supplémentaire réside dans le choix de la tension homopolaire [1].

2.2 Effet du temps mort

Les durées de commutation non nulles des interrupteurs cumulées aux temps de propagation des drivers ne permettent pas une commande parfaitement adjacente. Un temps mort doit être introduit sous la forme d'un retard de commande (de 1 à 3 μ s pour les *IGBT*) à la fermeture des interrupteurs de chaque cellule. Comme l'indique la figure 2a, durant le temps mort, la tension cellule n'est plus imposée par la commande mais dépend du signe du courant de ligne. Au passage par zéro du courant de ligne une oscillation de tension à fort dv/dt peut ainsi apparaître. La figure 2b donne l'erreur de tension ε produite par l'introduction du temps mort T_m . Cette erreur peut être décrite comme le produit d'une fonction signe par une fonction peigne d'impulsions de rapport cyclique T_m/T_{dec} :

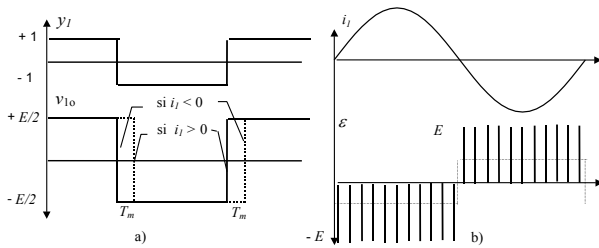


Figure 2 Tension d'erreur ε due au temps mort T_m

$$\varepsilon = -sgn(i) \cdot E \left(\frac{T_m}{T_{dec}} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{h\pi} \sin(h\pi \frac{T_m}{T_{dec}}) \sin(\frac{h2\pi}{T_{dec}} t + \varphi_h) \right) \quad (5)$$

Le développement de la relation (5) fait apparaître des harmoniques haute fréquence (intermodulation entre fréquence de modulation et fréquence de découpage), une composante fondamentale et des harmoniques basse

fréquence de rangs impairs (fonction signe). Le développement donne pour la composante fondamentale :

$$\Delta V = -\frac{4E}{\pi} \frac{T_m}{T_{dec}} \quad (6)$$

Selon les conventions de la figure 1, cette composante est en opposition de phase avec le courant de ligne correspondant (chute de tension négative). Cette propriété, tel un effet de surmodulation, sera évidemment à prendre en compte dans le calcul de la tension continue. Par exemple, un temps mort de 2 μ s à 10 kHz avec un bus continu de 700 V crée une chute de tension de 18 V (2,5 %). Sachant que l'inductance de raccordement est calculée par rapport à la HF comme nous le verrons par la suite, les harmoniques BF de rang 5, 7 ... sont susceptibles de produire une distorsion importante sur le courant de ligne. Cette distorsion peut être minimisée au moyen d'un asservissement rapide des courants. A titre d'illustration, la figure 3a reproduit un relevé expérimental d'un courant de ligne perturbé par l'introduction d'un temps mort de 2,5 μ s pour une période de découpage de 112 μ s. La figure 3b donne la perturbation résultante "vue par la commande" sur la partie intégrale du correcteur.

Figure 3 Perturbations dues au temps mort

En intégrant la chute de tension due au temps mort dans le système (4), il vient :

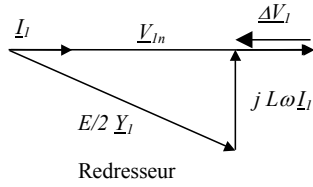
$$\begin{aligned} v_{1n} &= Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + \frac{E(2y_1 - y_2 - y_3)}{6} - \varepsilon_1 \\ v_{2n} &= Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{E(2y_2 - y_1 - y_3)}{6} - \varepsilon_2 \\ v_{3n} &= Ri_3 + L \frac{di_3}{dt} + \frac{E(2y_3 - y_2 - y_1)}{6} - \varepsilon_3 \end{aligned} \quad (7)$$

3. CALCUL DU BUS CONTINU

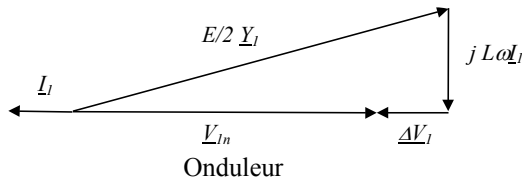
A tension réseau et courant de ligne donnés, il s'agit d'établir une règle de calcul de la tension continue minimale permettant de satisfaire au bon fonctionnement. Pour cela nous nous plaçons à l'échelle des composantes fondamentales et considérons les fonctions de connexion Y_j en valeur moyenne sur une période de découpage. Dans le cas où aucune tension homopolaire n'est injectée dans la commande : $Y_1 + Y_2 + Y_3 = 0 \forall t$, à l'aide de (6) et (7) :

$$\underline{V}_1 = R\underline{I}_1 + jL\omega\underline{I}_1 - \underline{\Delta V}_1 + \frac{E}{2}\underline{Y}_1 \quad (8)$$

avec $0 < |\underline{Y}| < Y_{max}$ du fait des butées de rapport cyclique. Les figures 4a et 4b donnent respectivement le diagramme vectoriel en mode redresseur et en mode onduleur à $\cos \varphi$ unitaire.



a)



b)

Figure 4 Diagramme des composantes fondamentales

Ces deux diagrammes permettent d'établir la relation de dimensionnement suivante :

$$E = \frac{2}{Y_{max}} \sqrt{(V_{ln} \pm \Delta V_1)^2 + (L \omega L_1)^2} \quad (9)$$

A partir des diagrammes précédents, deux propriétés peuvent être énoncées :

- à tension et courant donnés, un fonctionnement onduleur requiert une tension continue supérieure à un mode redresseur (la chute de tension due au temps mort est positive alors qu'elle est négative en redresseur).

- les vecteurs représentatifs des chutes de tension sont en quadrature ; à $\cos \varphi$ unitaire, c'est essentiellement la chute de tension due au temps mort et la tension réseau qui conditionnent la tension minimale du bus continu.

A titre d'illustration pour : $V = 220$ V, $L = 3$ mH, $T_m = 3$ μ s à 5 kHz, $Y_{max} = 0,95$; le calcul (9) donne $E = 630$ V en redresseur et $E = 685$ V en onduleur (+ 9 %).

Dans le cas où la tension du bus continu est inférieure aux valeurs précitées, les fonctions de connexion atteignent les valeurs de butée et une distorsion des courants à basse fréquence se produit. A ce titre, la figure 5 donne l'évolution du taux de distorsion du courant de ligne, en mode onduleur et redresseur lorsque la tension de bus est comprise entre 500 et 800 V.

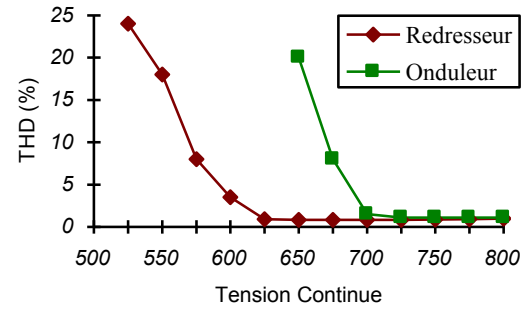


Figure 5 THD des courants de ligne en fonction de la tension du bus continu

4. CALCUL DE L'INDUCTANCE

Il s'agit ici de déterminer la valeur minimale de l'inductance de raccordement permettant de respecter une ondulation maximale de courant de ligne à l'échelle de la période de découpage d'une part et à l'échelle de la période de modulation d'autre part.

4.1 Ondulation à la période de découpage

Pour ce qui est de l'ondulation produite à l'échelle de la période de découpage, l'effet du temps mort ne sera pas pris en compte. Ainsi, à partir du système complet (4), l'évolution du courant sur la phase 1 par exemple repose sur l'équation suivante :

$$L \frac{di_1}{dt} = v_{1n} - \frac{E(2y_1 - y_2 - y_3)}{6} \quad (10)$$

où l'on voit bien que l'ondulation du courant fait intervenir l'état des trois cellules simultanément. Différentes simulations ont montré que cette ondulation est maximale lorsque la tension réseau de la phase correspondante passe par zéro. La relation (10) peut alors se simplifier :

$$L \frac{di_1}{dt} = - \frac{E(2y_1 - y_2 - y_3)}{6} \quad (11)$$

Au passage par zéro de la tension, les rapports cycliques sont déduits des fonctions de connexion prises en valeur moyenne sur une période de découpage :

$$\alpha_1 = \frac{1 + Y_{max} \sin(0)}{2} = 0.5$$

$$\alpha_2 = \frac{1 + Y_{max} \sin(\frac{-2\pi}{3})}{2} = \frac{1 - Y_{max} \sqrt{3}/2}{2} \approx 0.086 \quad (12)$$

$$\alpha_3 = \frac{1 + Y_{max} \sin(\frac{2\pi}{3})}{2} = \frac{1 + Y_{max} \sqrt{3}/2}{2} \approx 0.911$$

La figure (6) donne une représentation des fonctions de

connexion et de l'ondulation du courant qui en est déduite.

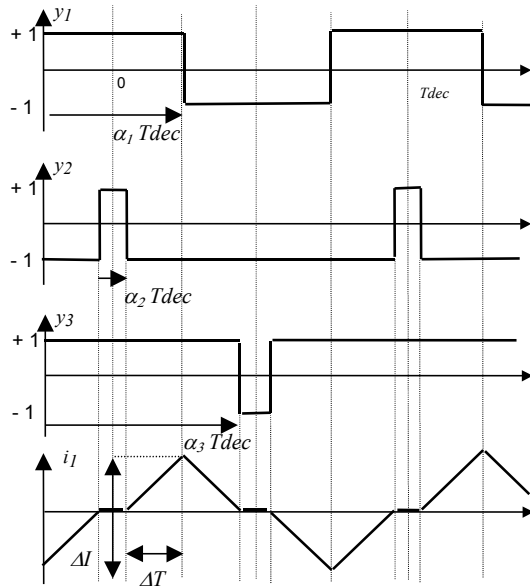


Figure 6 Fonctions de connexion et ondulation de courant à l'échelle de la période de découpage. Les porteuses sont identiques pour les trois modulateurs.

La figure (7) est un résultat de simulation qui confirme bien la forme d'onde estimée analytiquement

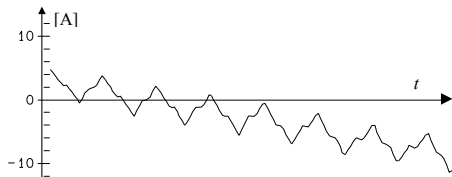


Figure 7 Validation par simulation de l'ondulation

A partir des relations (11) et (12) l'ondulation maximale du courant à l'échelle de la période de découpage est donnée par la relation suivante :

$$L \frac{\Delta I}{2\Delta T} = \frac{E}{3} \text{ avec } \Delta T = \frac{T_{dec}}{2} (\alpha_1 - \alpha_2) \text{ soit :}$$

$$\Delta I = \frac{\sqrt{3}}{12} Y_{max} \frac{E}{LF_{dec}} \approx \frac{E}{6.9LF_{dec}} \quad (13)$$

Cette première relation a été confrontée à des résultats de simulation pour $E = 700$ V. La figure 8 montre l'excellente approximation du résultat analytique. Le tracé montre également qu'il existe une valeur optimale du produit LF_{dec} au delà duquel l'ondulation évolue peu.

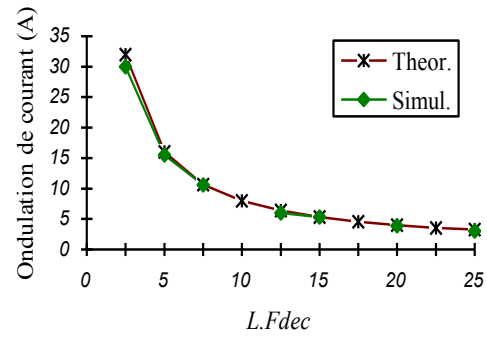


Figure 8 Comparaison avec la simulation

4.2 Ondulation basse fréquence due au temps mort

Une deuxième relation peut être établie mais cette fois en intégrant l'effet du temps mort sur l'ondulation de courant à basse fréquence. Il s'agit de trouver une relation reliant l'ondulation principale i_{h5} , harmonique de rang 5 du courant de ligne, aux paramètres de la boucle et du redresseur. La figure 9 donne le schéma synoptique avec un correcteur de type PI :

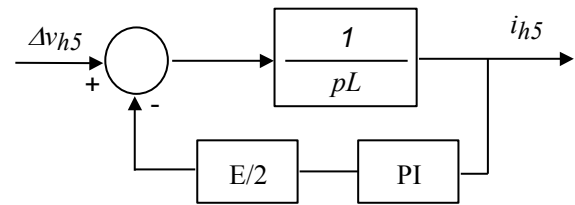


Figure 9 Modélisation de la perturbation de temps mort sur la boucle de courant - prise en compte de l'harmonique $h5$

La fonction de transfert reliant la distortion i_{h5} et l'harmonique dû au temps mort v_{h5} est donnée par :

$$\frac{i_{h5}(p)}{v_{h5}(p)} = \frac{p}{p^2 L + \frac{E}{2} K_p p + \frac{E}{2} K_i} \quad (14)$$

Pour une bande passante de boucle notée ω_{BP} et pour une marge de phase de 60° , les paramètres (K_p , K_i) du correcteur sont :

$$K_p = \frac{\sqrt{3}L\omega_{BP}}{E} \quad K_i = \frac{L\omega_{BP}^2}{E} \quad (15)$$

ce qui permet de connaître complètement la fonction de transfert entre I_{h5} et V_{h5} :

$$\frac{i_{h5}(p)}{v_{h5}(p)} = \frac{p}{p^2 L + \frac{\sqrt{3}}{2} L\omega_{BP} p + \frac{L\omega_{BP}^2}{2}} \quad (16)$$

Pour une pulsation réseau notée ω_{BF} et une bande passante

placée une décade au dessus de cette pulsation, l'amplitude de l'ondulation i_{h5} est donnée par :

$$i_{h5} = \frac{4ET_m F_{dec}}{25\sqrt{3}\pi L \omega_{BF}} \quad (17)$$

Cette relation porte sur l'ondulation basse-fréquence et fait apparaître le rapport F_{dec}/L alors que la relation (13), portant sur l'ondulation haute fréquence, fait intervenir quand à elle le produit $F_{dec} \cdot L$. A titre de validation, la figure 10 donne une comparaison entre la simulation et le résultat analytique (17) pour $E = 700$ V et $T_m = 3$ μ s et une fréquence réseau de 50 Hz.

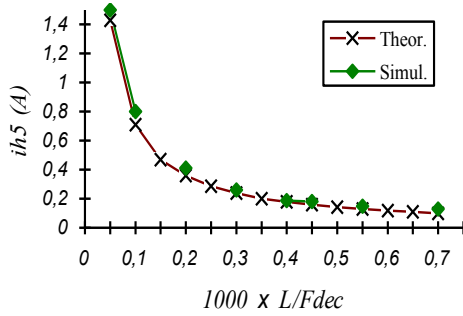


Figure 10 Ondulation basse fréquence due au temps mort

5. CALCUL DU CONDENSATEUR

Il s'agit ici de calculer la valeur minimale du condensateur constituant le bus continu du redresseur. Trois critères principaux peuvent être identifiés pour calculer cet élément : l'effet des courants harmoniques à la fréquence de découpage du redresseur, le déséquilibre éventuel des tensions d'alimentation et enfin l'effet d'un impact de charge sur le bus continu. Le dernier critère cité fait intervenir la bande passante de la boucle de tension (boucle externe) qui est au maximum d'une dizaine de Hz pour un réseau 50 Hz, c'est donc une boucle relativement lente au regard des boucles de courant. Le calcul du condensateur établi selon ce critère s'avère donc contraignant et satisfait indirectement les critères précédents. Seul ce critère sera utilisé dans la suite.

La figure 11 donne le schéma synoptique permettant de trouver la fonction de transfert entre la tension du bus continu perturbée ΔV_{dc} et un impact de courant de charge ΔI_c .

L'application du critère consiste à trouver une règle de dimensionnement permettant de relier ΔV_{dc} à ΔI_c en fonction de la valeur du condensateur et des paramètres du correcteur.

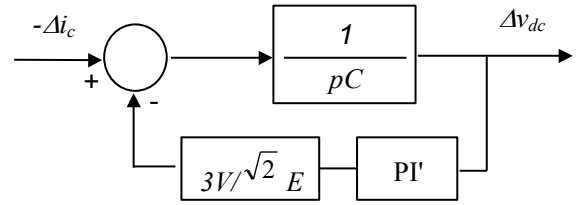


Figure 11 Modélisation de l'effet d'un impact de charge sur la tension du bus continu

Les paramètres du correcteur PI' sont calculés pour obtenir en boucle fermée une bande passante ω'_{BP} avec une marge de phase de 60° . Sous forme littérale nous obtenons :

$$K_i' = \frac{C \omega_{BP}'^2}{2k} \quad K_p' = \frac{\sqrt{3} C \omega_{BP}'}{2k} \quad (18)$$

avec :

$$k = \frac{3V}{\sqrt{2}E}$$

A l'aide de (18) la fonction de transfert en boucle fermée donne :

$$\frac{\Delta V_{dc}(p)}{\Delta I_c(p)} = \frac{-p}{(C p^2 + k K_p' p + k K_i')} = \frac{-p}{C \frac{\omega_{BP}'^2}{2} \left(\frac{2}{\omega_{BP}'^2} p^2 + \frac{\sqrt{3}}{\omega_{BP}'^2} p + 1 \right)} \quad (19)$$

La réponse temporelle à un échelon de charge est donnée, dans ce cas précis, par la réponse impulsionnelle bien connue d'un deuxième ordre :

$$\Delta V_{dc}(t) = \frac{\Delta I_c}{C \omega_n \sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi \omega_n t} \sin\left(\omega_n t \sqrt{1-\xi^2}\right) \quad (20)$$

avec :

$$\omega_n = \frac{\omega_{BP}'}{\sqrt{2}} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}}$$

La valeur maximale de ΔV_{dc} est déduite de la réponse précédente, elle fait intervenir le produit de la bande passante par la valeur du condensateur :

$$|\Delta V_{dc}| = |\Delta I_c| \frac{4}{C \omega_{BP}' \sqrt{5}} e^{-\frac{\pi\sqrt{3}}{2\sqrt{5}}} \quad (21)$$

La figure 12 donne l'évolution de ΔV_{dc} en fonction du produit $C \cdot \omega_{BP}'$ pour un échelon de charge de 50 %. Deux courbes sont comparées, l'une déduite de la relation (21), l'autre issue de simulations. La relation analytique (21) est parfaitement vérifiée sauf pour les faibles valeurs du produit $C \cdot \omega_{BP}'$. En effet lorsque l'ondulation est trop forte (faible valeur de C ou de ω_{BP}') les diodes du redresseur rentrent en conduction et produisent un écrêtage de la tension du bus continu. Ce phénomène vient donc limiter

l'affaissement de la tension lors d'un impact de charge.

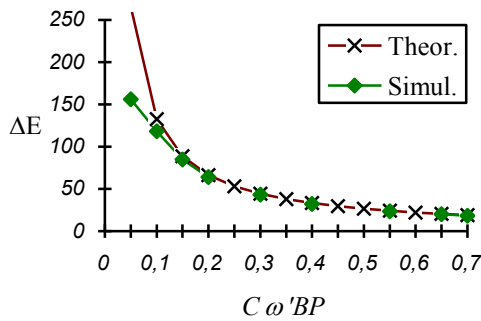


Figure 12 Ondulation de tension pour un impact de charge de 50 % - mise en évidence de la conduction des diodes à faible valeur de C ou de bande passante.

6. BILAN ET EXPLOITATIONS

Les relations de dimensionnement établies précédemment peuvent être exprimées sous forme d'inégalités :

Tension de bus continu :

$$E \geq \frac{2}{Y_{\max}} \sqrt{(V_{1n} \pm \Delta V_1)^2 + (L\omega I_1)^2} \quad (22)$$

Inductance et fréquence de découpage :

$$LF_{dec} \geq \frac{E}{6.9\Delta i_{\max}} \quad (23) \quad \frac{L}{F_{dec}} \geq \frac{4ET_m}{25\sqrt{3}\pi\omega_{BF}(i_{hs})_{\max}} \quad (24)$$

Condensateur de bus :

$$C\omega'_{BP} \geq |\Delta i_c| \frac{4}{\Delta v_{c\max} \sqrt{5}} e^{-\frac{\pi\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}} \quad (25)$$

Les paramètres inconnus sont au nombre de 4 . Il s'agit de la tension de bus E , de l'inductance totale L , de la fréquence de découpage F_{dec} et enfin du condensateur C . Les autres paramètres sont donnés par le cahier des charges ou en sont déduits. Il est clair que ces 4 inconnues peuvent être obtenues en résolvant numériquement le système constitué des 4 équations précitées (relation (22), (23), (24), (25)). Dans le cadre de cet article, nous allons plutôt exposer une méthodologie "pratique" de l'utilisation de ces règles. Pour cela nous prendrons l'exemple suivant :

Réseau 230 V, $I_{\max} = 100$ A, $T_m = 2\mu s$, $\Delta I_{\max} = 10$ A
 $i_{hs} = 1$ A (1 %) $Y_{\max} = 0.95$, fonctionnement redresseur.

Pour obtenir un majorant de la tension de bus, la relation (22) est utilisée sans la prise en compte du temps mort. La chute de tension inductive a de toute façon un effet quasi négligeable en mode redresseur et à cos φ unitaire. Nous obtenons :

$E > 684$ V, et prenons pour l'exemple $E = 685$ V. Cette valeur permet tracer les inégalités (23) et (24) dans le plan

(L, F_{dec}) donné en figure 13. Ce graphique met en évidence un point d'intersection correspondant à une valeur minimale d'inductance et de fréquence de découpage (dimensionnement optimal) permettant de satisfaire simultanément les deux contraintes (23) et (24).

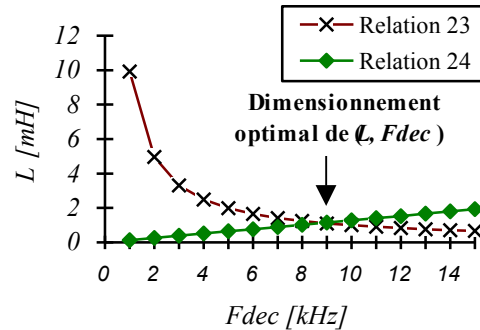


Figure 13 Dimensionnement optimal de (L, F_{dec})

Le dimensionnement optimal est donné pour $L = 1.1$ mH et $F_{dec} = 9$ kHz. Avec ces valeurs le calcul de la chute de tension due au temps mort est de 16 V contre 34 V pour la chute de tension inductive. Le calcul de la tension de bus par (22) donne $E > 660$ V ce qui est bien compatible avec la valeur prise initialement ($E = 685$ V). Par itération successive il serait également possible de trouver un minorant de la tension de bus.

Le calcul du condensateur de bus ne pose aucune difficulté puisque les paramètres de la relation (25) sont totalement découplés de ceux utilisés pour le calcul de L et F_{dec} . Pour $\Delta i_c = 35$ A (échelon de puissance de 50 %) on souhaite avoir par exemple $\Delta v_{c\max} = 68.5$ V (10 %) avec une bande passante de 10 Hz. Le calcul (25) donne $C > 2$ mF

CONCLUSION

Le dimensionnement d'un redresseur MLI à prélèvement sinus passe par une analyse fine de son fonctionnement. Cette analyse doit se faire à l'échelle de la période de découpage (temps mort, ondulation de courant) et à l'échelle des ondes fondamentales . Sur cette base, 4 relations de dimensionnement ont été établies et validées permettant de déduire les 4 inconnues principales du problème : tension de bus, inductance de filtrage, fréquence de découpage et condensateur de sortie.

REFERENCES

- [1] H. VAN DER BROECK, "Analysis of the Voltage Harmonics of PWM Voltage Fed Inverter Using High Speed Switching Frequencies and Different Modulation Functions", ETEP, Vol. 2, N°6, pp. 341-349, Nov. 1992.
- [2] A.M. TRZYNADLOWSKI, S. Legowski, "Minimum-loss Vector PWM Strategy for Three-phase PWM Inverter", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 9, N°1, pp. 26-34, Janv. 1994.
- [3] L. MARROYO, "Etude de la robustesse d'un redresseur MLI triphasé en présence de perturbations. Nouvelles lois de commande" (texte en espagnol) , thèse de Doctorat de l'Université Publique de Navarre, 1997, disponible au LEEI.

