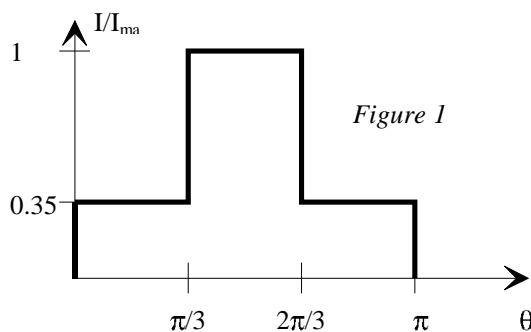


Etude et Simulation d'une alimentation AC/DC à absorption sinusoidale de courant

Alain CUNIERE
Lycée Pierre de Coubertin
Chaussée de Paris
77100 Meaux

Gilles FELD
ENS de Cachan
61 av. du président Wilson
94235 Cachan

RESUME : Dans ce document nous présentons les problèmes liés à l'utilisation d'appareils électriques dont le courant appelé est inférieur à 16A par phase (norme CEI61000-3-2). Nous nous intéresserons plus particulièrement à ceux de la classe D définis comme étant des appareils ayant un courant d'entrée à forme d'onde spéciale lorsqu'elle est inscrite dans une enveloppe type (figure 1), pendant au moins 95% de la durée de chaque demi période secteur.



Après avoir rappelé les problèmes pour le distributeur EDF du raccordement de ces appareils, nous étudierons une structure de convertisseur susceptible d'améliorer fortement la forme du courant d'entrée de ces appareils.

Une proposition de travaux pratiques de simulation sous Simulink (simulateur de systèmes dynamiques sous Matlab), permettront de valider l'étude, de tester "rapidement" différents modes de commande de ce

convertisseur, d'observer des signaux uniques ou difficilement mesurables.

I. INTRODUCTION

Typiquement, les appareils électriques de la classe D (micro-ordinateurs, électroménager, HIFI,...) nécessitent une alimentation continue de leur électronique de commande. Traditionnellement, la solution technique retenue est celle de la figure 2.

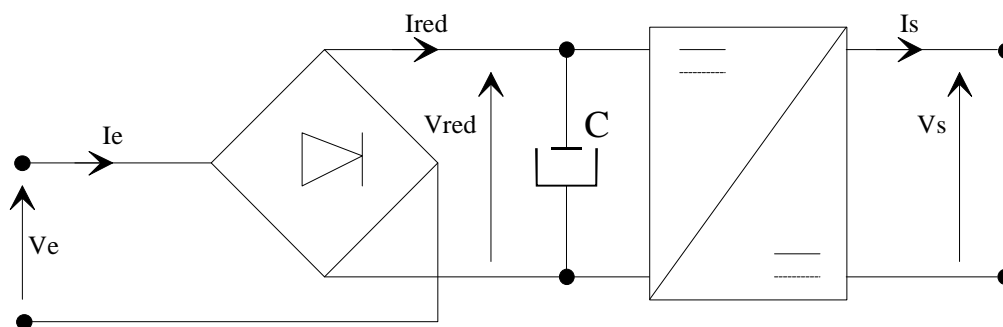
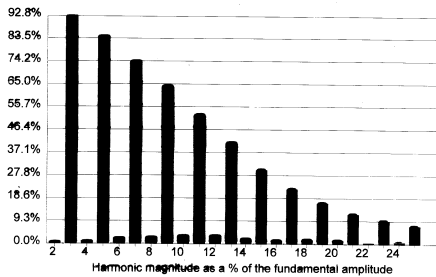


Figure 2

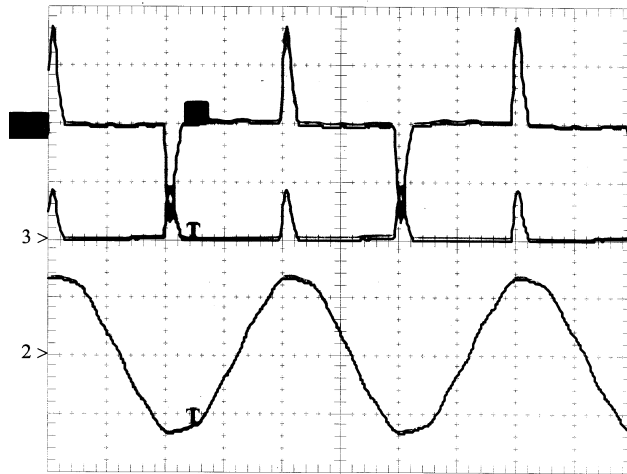
Si la présence du condensateur C de filtrage réduit l'ondulation de la tension secteur redressée, il réduit également l'angle de conduction des diodes, amenant le courant secteur à une allure impulsionnelle. Le relevé figure 3 (courbe 1) du courant appelé au secteur par un PC, montre à quel point nous sommes loin de la sinusoïde idéale. La tension secteur (courbe 2) quasi-sinusoidale, détermine une puissance instantanée crête de 1000W (courbe 3) pour une puissance moyenne de 92W.

Le spectre harmonique est évidemment très mauvais, d'où un courant secteur d'une valeur efficace de 0.82A pour une valeur efficace du fondamental de 0.4A pratiquement en phase avec la tension secteur (cosφ = 0.956).

**ANALYSE HARMONIQUE DU COURANT SECTEUR
ABSORBE PAR UN PC**



TENSION EFFICACE FONDAMENTALE = 236V
 COURANT EFFICACE = 0.82A
 COURANT EFFICACE FONDAMENTAL = 0.4A
 COURANT MAXIMUM = 3.3A
 PUISSANCE MOYENNE = 92W
 FACTEUR DE PUISSANCE = 0.476
 FACTEUR DE DEPLACEMENT = 0.956



COURBE 1 : 2A/division
 COURBE 2 : 250V/division
 COURBE 3 : 1250W/division

Figure 3

On peut citer pour conséquences :

-) un rapport des pertes en ligne de $\left[\frac{0.82}{0.4} \right]^2 \cong 4$
-) un surdimensionnement des transformateurs de distribution
-) un vieillissement accéléré des condensateurs de compensation de réactif éventuellement présents sur le réseau BT, par la faible impédance qu'ils opposent aux harmoniques de courant. Leur courant efficace nominal risque d'être dépassé.

La figure 4 précise les amplitudes limites des 39 premiers harmoniques que les appareils de la classe D de la norme CEI61000-3-2 doivent respecter.

rang	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39
(I _h) _{eff} en A	2.3	1.14	0.77	0.4	0.33	0.21	0.15	0.13	0.12	0.1	0.1	0.09	0.08	0.08	0.07	0.07	0.06	0.06	0.06
(I _h /I ₁) %	14.6	7.2	4.9	2.5	2.1	1.3	0.9	0.8	0.7	0.6	0.6	0.57	0.5	0.5	0.44	0.44	0.38	0.38	0.38

Figure 4

On se rend compte de la discordance importante entre le spectre mesuré du courant secteur d'un PC (figure 3) et les limites imposées par la norme. Néanmoins, ces normes n'ayant pas encore un caractère obligatoire, la simplicité et le faible coût du dispositif [redresseur + condensateur de filtrage] font que les constructeurs se soucient encore peu de la pollution harmonique que l'alimentation de leurs appareils engendre.

II. RECHERCHE D'UNE SOLUTION TECHNICO-ECONOMIQUE

Il s'agit d'imaginer un dispositif d'étude capable de maîtriser la forme du courant fourni par le redresseur et la forme de la tension appliquée à la charge. La figure 5 exprime de façon générale le cahier des charges du dispositif.

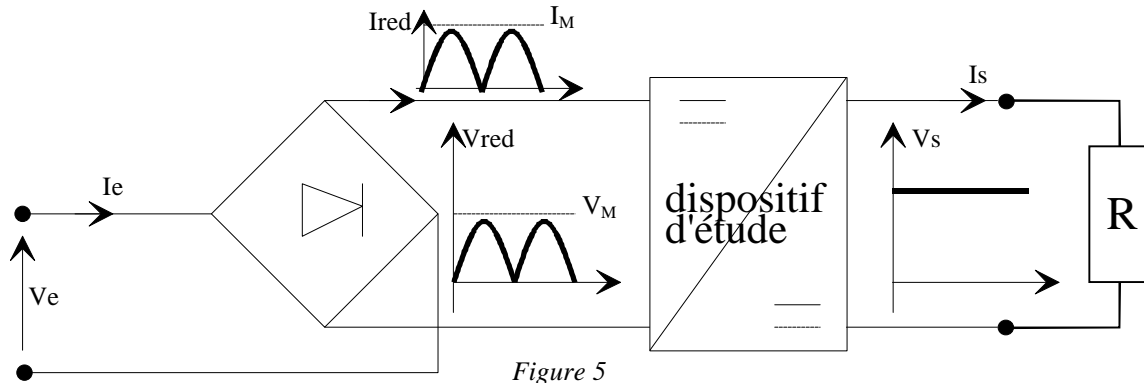


Figure 5

2.1 l'objectif étant de prélever un courant "quasi-sinusoïdal", le redresseur **fournit** une puissance qui varie de 0 à $V_M \cdot I_M$ à chaque demi-période secteur, tandis que la charge **absorbe** (pour une tension V_s continue) une puissance continue égale à V_s^2 / R . Cette remarque sous-entend la nécessité d'un condensateur de stockage d'énergie mais découplé du redresseur pour laisser libre la conduction des diodes.

2.2 pour respecter les règles d'interconnexion des sources, le redresseur doit être chargé par une inductance (*cette condition n'était pas respectée au §1*).

2.3 le réglage du transfert de puissance, pour satisfaire la forme du courant recherchée, nécessite un convertisseur réduit à une seule cellule de commutation pour des raisons évidentes de coût de ces équipements destinés au grand public. La loi de commande doit permettre le réglage de la puissance fournie par le redresseur depuis 0 jusqu'à $V_M \cdot I_M$ selon une loi en sinus.

Les hacheurs éleveurs, abaisseur, à stockage magnétique se révèlent de bons candidats au respect de ce cahier des charges. En pratique, on s'interdit les discontinuités de courant à la fréquence de découpage en sortie du redresseur et seul le hacheur éleveur voit actuellement un développement industriel conformément à la figure 6.

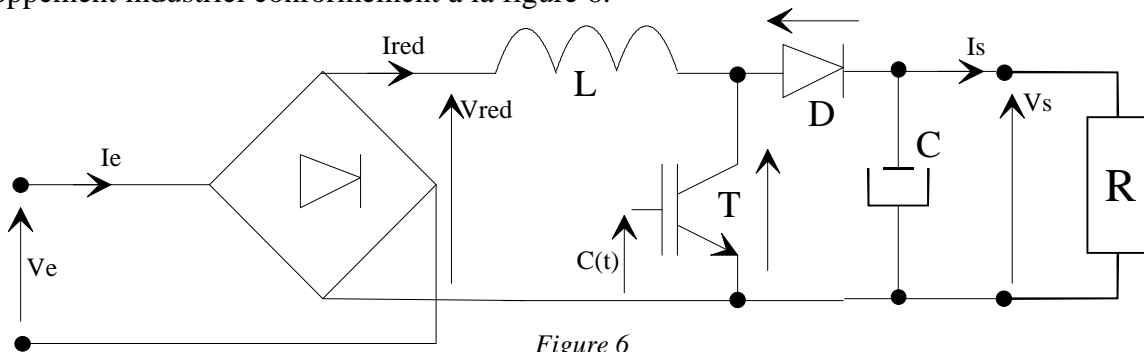


Figure 6

III. PARTICULARITES DE LA SOLUTION

En préambule à l'étude détaillée du dispositif, quelques remarques de base sur les spécificités du fonctionnement s'imposent.

3.1 lorsque le transistor \$T\$ est passant [$C(t)=1$], la diode \$D\$ est bloquée ($V_D = -V_s$) et l'on écrit : $\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red}}{L} > 0$

lorsque le transistor \$T\$ est bloqué [$C(t)=0$], la diode \$D\$ est passante ($I_D = I_{red}$) et l'on écrit : $\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red} - V_s}{L}$

Ces deux relations montrent que tant que $V_s < V_M$, $\frac{dI_{red}}{dt} > 0$, quelque soit l'état du transistor.

Pendant cette phase heureusement transitoire, le **convertisseur ne gouverne pas** le fonctionnement et I_{red} croît strictement jusqu'à ce que la charge du condensateur c atteigne la valeur $V_s = V_M$. L'état ON/OFF du transistor ne pourra modifier le signe de la pente du courant qu'à la condition : $V_s > V_M$. Ce procédé opère donc un contrôle indirect du courant par action sur sa pente selon l'état 0/1 du signal de commande $C(t)$. Le réglage du *rapport durée à l'état 1 / durée à l'état 0* de la commande, permet globalement d'augmenter ou de diminuer I_{red} . Sur chaque demi période secteur, le rapport cyclique α du signal de commande variera en conséquence.

3.2 au départ de chaque demi période secteur, la croissance du courant I_{red} est commandée par la mise à l'état ON du transistor. La vitesse de croissance de I_{red} est alors imposée par la tension V_{red} , la valeur de l'inductance L , et ceci sans rapport direct avec celle souhaitée. Il en résulte pendant un certain temps, une loi d'évolution du courant I_{red} imposée et non corrigible par la commande.

3.3 la puissance fournie varie sinusoïdalement de 0 à $V_M \cdot I_M$ autour d'une valeur moyenne $V_M \cdot I_M / 2$. En admettant le dispositif sans pertes, cette puissance moyenne correspond à celle consommée par la charge. Pour que cette puissance consommée soit continue, le condensateur de stockage doit cycliquement absorber puis restituer l'écart avec la puissance fournie par le redresseur. La capacité de stockage nécessaire au maintien de la tension V_s devra tenir compte de ces variations de charge à 100Hz en vue de son dimensionnement.

IV. MODELISATION DU CONVERTISSEUR

Soit $C(t)$ la commande du transistor T,

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 :

- (1) $V_T = [1 - C(t)] \cdot V_s$
- (2) $I_D = [1 - C(t)] \cdot I_{red}$
- (3) $L \frac{dI_{red}}{dt} = V_{red} - V_T$
- (4) $I_D = C \cdot \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{R}$

Bien que les multiplications intervenant dans les équations 1 et 2 donnent un caractère non linéaire au modèle du convertisseur, nous utiliserons pour des commodités de représentation l'opérateur p permettant d'établir le schéma fonctionnel de la figure 7.

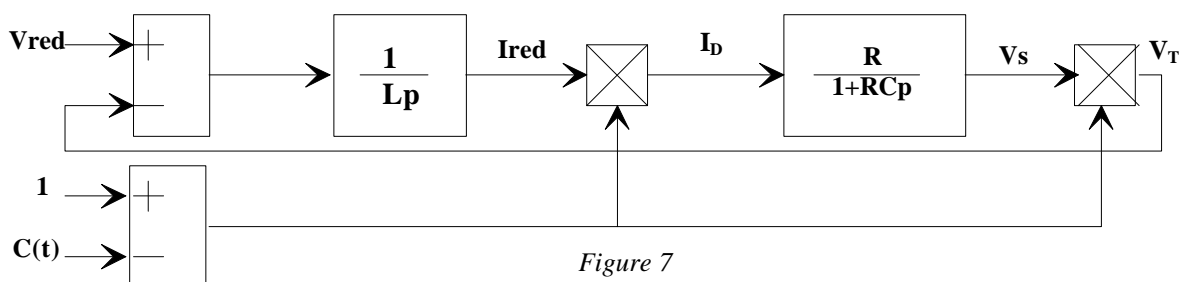


Figure 7

V. ETUDE DE LA BOUCLE DE COURANT

On distingue 2 types de stratégies de commande :

-) celle à fréquence fixe, connue sous le vocable de commande par **modulation de largeur d'impulsions**. Le rapport cyclique du signal de commande $C(t)$ peut être déterminé de différentes façons.

-) celle à fréquence libre et rapport cyclique libre, connue sous le vocable de **commande par hystérésis** ou par fourchette de courant.

Nous retiendrons pour l'étude cette seconde 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 (2 multiplications). Néanmoins, il convient d'exprimer la fréquence de découpage afin d'établir un dimensionnement de l'inductance L compatible avec nos aptitudes techniques dans la commande des transistors et selon ses possibilités de refroidissement.

La figure 8 illustre le principe retenu du contrôle du courant I_{red} .

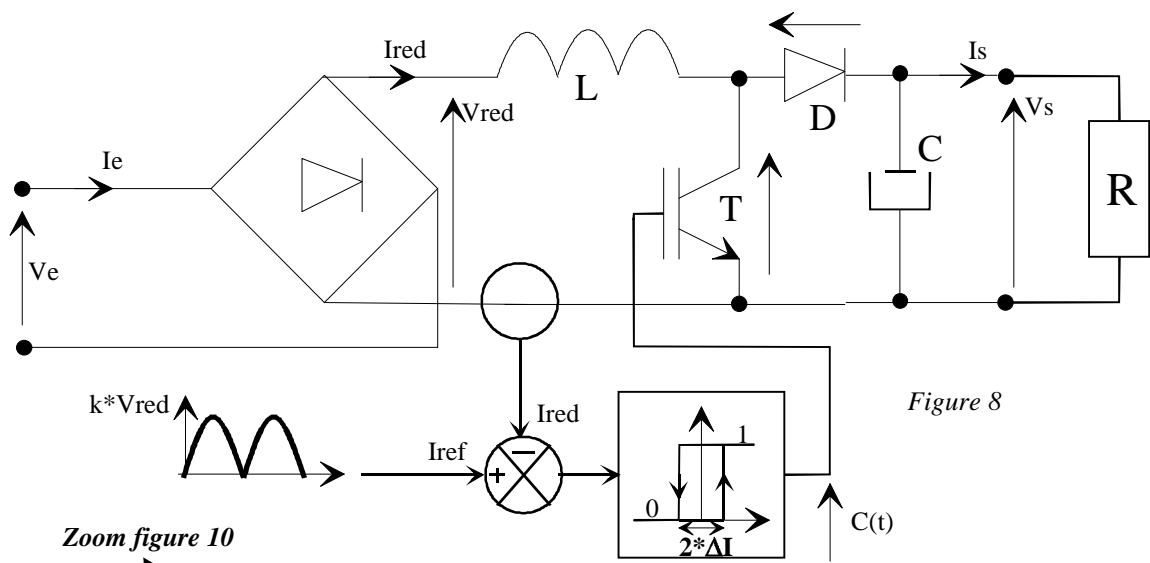


Figure 8

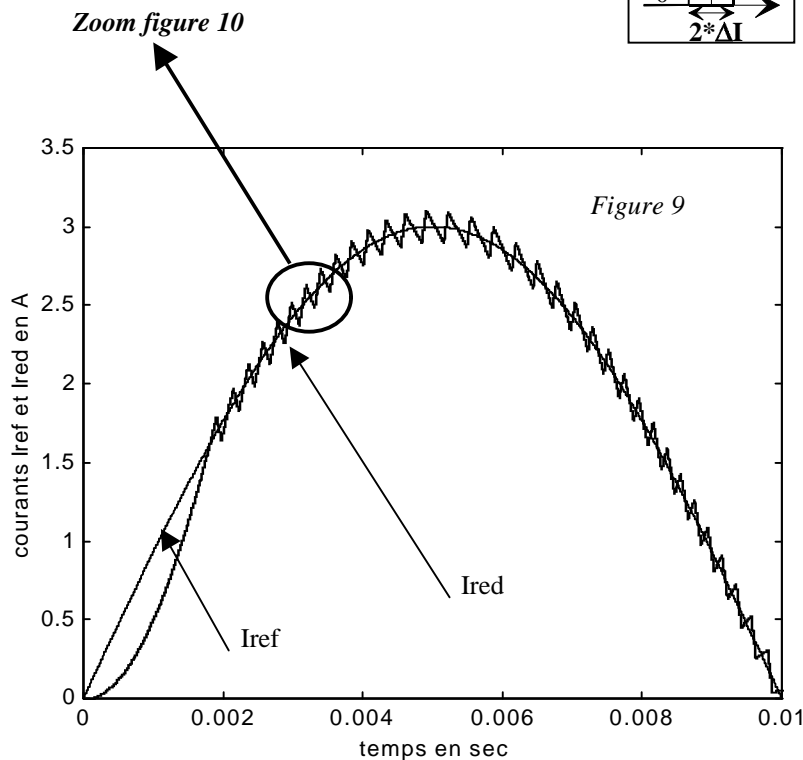


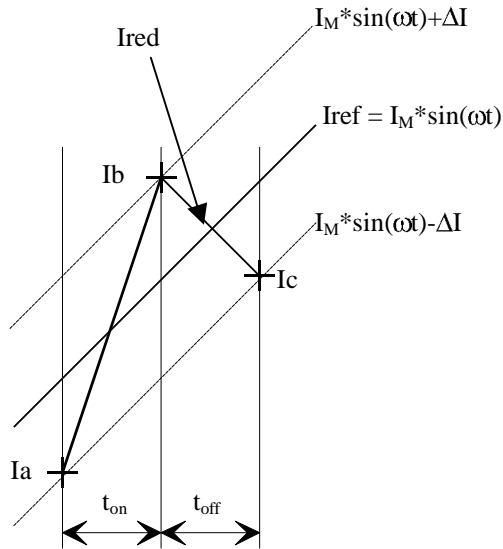
Figure 9

La consigne I_{ref} doit être en phase avec le secteur pour permettre un facteur de déplacement unitaire.

Une simulation sous Simulink, donne le résultat de la figure 9, avec $L=0.1H$, $I_{ref}=3*|\sin(\omega*t)|$, $\Delta I=\pm 0.1A$.

On observe effectivement une poursuite correcte de la consigne dans la bande d'hystérésis imposée. La distorsion de I_{red} est en accord avec la remarque du

§3.2. Elle est réductible pour des valeurs plus faibles de L .



La figure 10 explicite l'effet de la commande $C(t)$ du transistor sur l'évolution du courant I_{red} . Les changements d'état du signal $C(t)$ se produisent aux instants pour lesquels le courant I_{red} atteint par excès ou par défaut le référence I_{ref} à $\pm\Delta I$ près.

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

$$t_{on} = \frac{L}{V_{red}} (I_b - I_a) \text{ et } t_{off} = \frac{L}{V_{red} - V_s} (I_c - I_b)$$

avec,

$$V_{red} = V_M \sin(\omega t)$$

$$I_a = I_M \sin(\omega t) - \Delta I$$

$$I_b = I_M \sin(\omega(t + t_{on})) + \Delta I$$

$$I_c = I_M \sin(\omega(t + T)) - \Delta I$$

On en déduit la fréquence de découpage :

$$Fd = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{1}{Td}$$

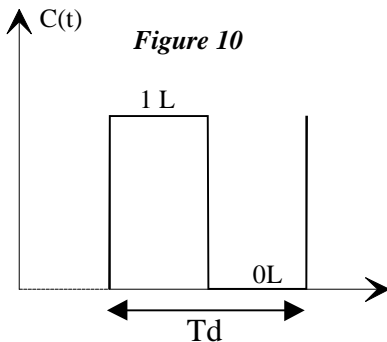


Figure 10

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

De l'égalité $\frac{d(Fd)}{d(\omega t)} = 0$, on en déduit l'expression d'un maximum de la fréquence en fonction de l'inductance L . La figure 11 donne un exemple de courbe représentative pour : $V_M = 230\sqrt{2}$; $I_M = 3A$; $V_s = 400V$; $\Delta I = \pm 0.1A, \pm 0.2A, \pm 0.3A$.

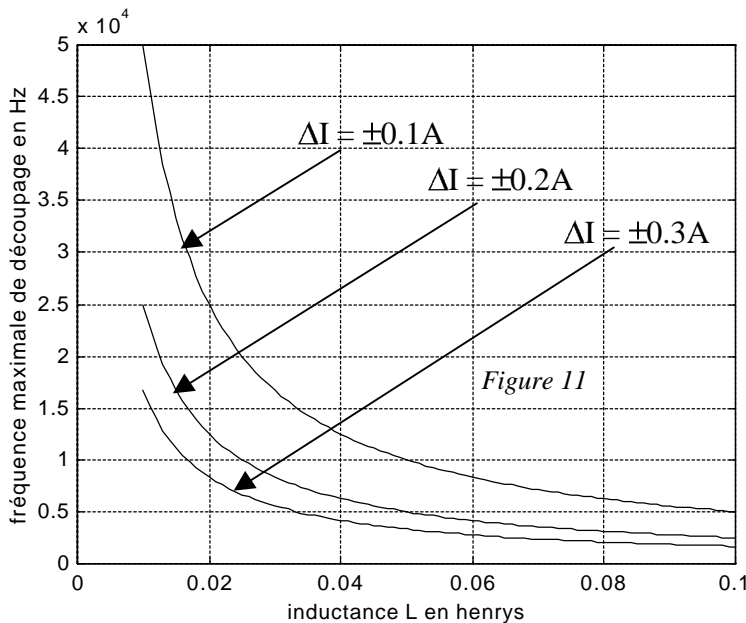


Figure 11

Le réseau de courbes $(Fd)_{MAX} = f(L)$ de paramètre ΔI , nous renseigne sur la valeur de L à choisir afin de limiter l'excursion en fréquence à une valeur compatible avec un savoir faire.

Avec $0.1H$ la fréquence maximale est de 5 kHz . Cette fréquence relativement basse montre bien le contrôle par hystérésis sur la figure 9. Une simulation plus réaliste avec $L=0.02H$ et donc une fréquence maximale de 25 kHz permettrait des variations plus rapides du courant I_{red} autour de sa

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

VI. ETUDE DE LA BOUCLE DE TENSION

6.1 Principe : la commande en courant impose la puissance moyenne $\frac{V_M * I_M}{2}$ 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 $\frac{V_s^2}{R}$. 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. Le schéma de principe complet devient celui de la figure 12.

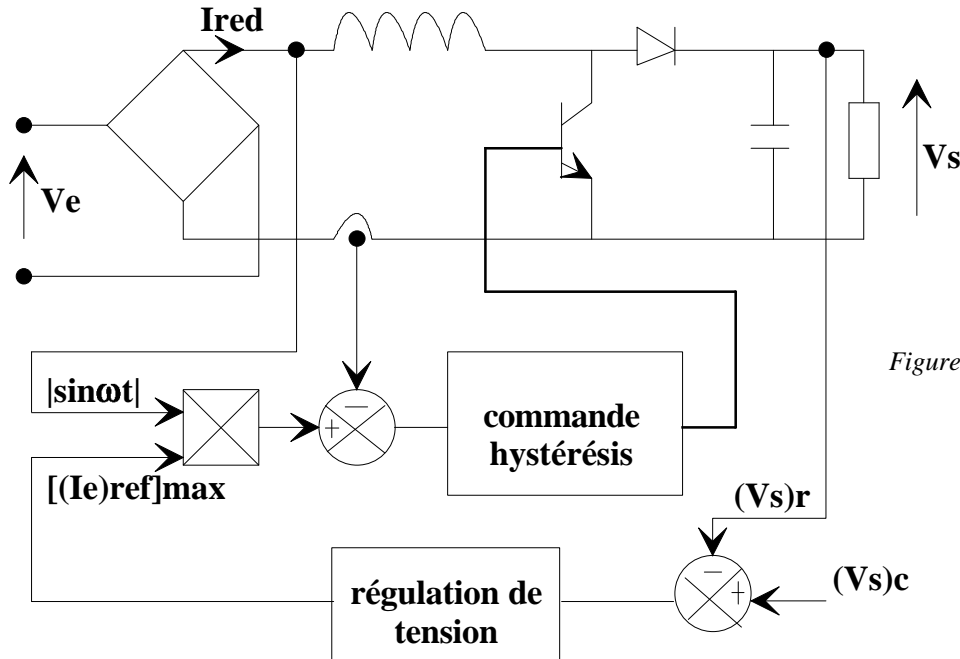


Figure 12

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 (qçq 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 réjecteur de fréquence centrale 100 Hz
- accroître la capacité de filtrage
- échantillonner/bloquer à 100 Hz la sortie du régulateur de tension
- filtrer la mesure.

6.2 Modélisation par bilan de puissances : faire l'approximation $I_{red} \cong I_{ref}$ 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 $(F_d)_{MAX}$, $I_{red}(t) \Rightarrow I_{ref}(t)$. 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 leurs 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.

Soit $(p)_{red} = V_{red_e} * I_{red_e} = (V_L * I_{red_e}) + (V_{Te} * I_{red_e}) = (p)_{inductance} + V_{Te} * (I_{Te} + I_{De})$

$$(p)_{red} = (p)_{ind} + 0 + (V_{De} + V_{Se}) * I_{De} = (p)_{ind} + 0 + 0 + V_{Se} * I_{De}$$

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

avec $I_{red_e} = I_M * \sin(\omega t)$, 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 $L\omega I_M \ll V_M$ (voir fiche TP2). Cette condition est censée être satisfaite puisque nous avons posé l'hypothèse d'étude $I_{red} \cong I_{ref}$, d'où : $V_M I_M (1 - \cos(2\omega t)) / 2 \cong V_{Se} * I_{De}$

$$\overline{P(1 - \cos(2\omega t))} = V_{Se} * \left(C \frac{dV_{Se}}{dt} + \frac{V_{Se}}{R} \right) \text{ avec } V_{Se} = \overline{V_S} + \delta v_S \text{ pour la valeur moyenne plus}$$

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 $\frac{\delta v_S}{\overline{V_S}} < 0.1$. Dans ces conditions la relation se simplifie et devient :

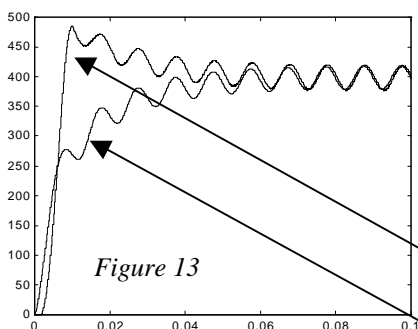
$$\overline{P(1 - \cos(2\omega t))} \cong \left(C \frac{d\delta v_S}{dt} + \frac{\overline{V_S}}{R} \right) * \overline{V_S}$$

$$\text{Par identification, on obtient : } \overline{P} = \frac{\overline{V_S}^2}{R} \text{ et } -\frac{\overline{P} \cos(2\omega t)}{\overline{V_S}} = C \frac{d\delta v_S}{dt}$$

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_{De} dans la mesure où la tension V_{Se} conserve une valeur moyenne $\overline{V_S}$ grande devant l'ondulation δv_S . On en déduit,

$$\delta v_S = -\frac{\overline{P}}{2C\omega \overline{V_S}} \sin(2\omega t) \text{ soit } \boxed{C \geq 10 * \frac{\overline{P}}{2\omega \overline{V_S}^2}}$$

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 de l'équation :

$$V_{red_e} * I_{red_e} / V_{Se} = \left(C \frac{dV_{Se}}{dt} + \frac{V_{Se}}{R} \right) \text{ fournit un résultat}$$

identique au montage réel hormi le régime transitoire de mise sous tension pour lequel on ne vérifie pas l'hypothèse $I_{red} \cong I_{ref}$.

Modèle instantané et commande par hystérésis et $I_M = 3A$

Modèle aux puissances instantanées et $I_M = 3A$

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

6.3 calcul du correcteur de tension : pour le calculer on peut chercher à simplifier encore le modèle 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} .

On peut donc 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.

$$\text{Sous cette hypothèse, la relation devient : } V_M I_M / 2 \cong V_{S_o} * \left(C \frac{dV_{S_o}}{dt} + \frac{V_{S_o}}{R} \right).$$

L'indice "o" est utilisé pour rappeler que seule la valeur moyenne de V_s est exprimée dans cette équation. Le réglage de V_{S_o} (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_{S_o} 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 fondé ou non de la méthode en soumettant le système à différentes excitations.

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

$$\frac{(V_{S_o})_{repos}^2}{R} = \frac{V_M * (I_M)_{repos}}{2}$$

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

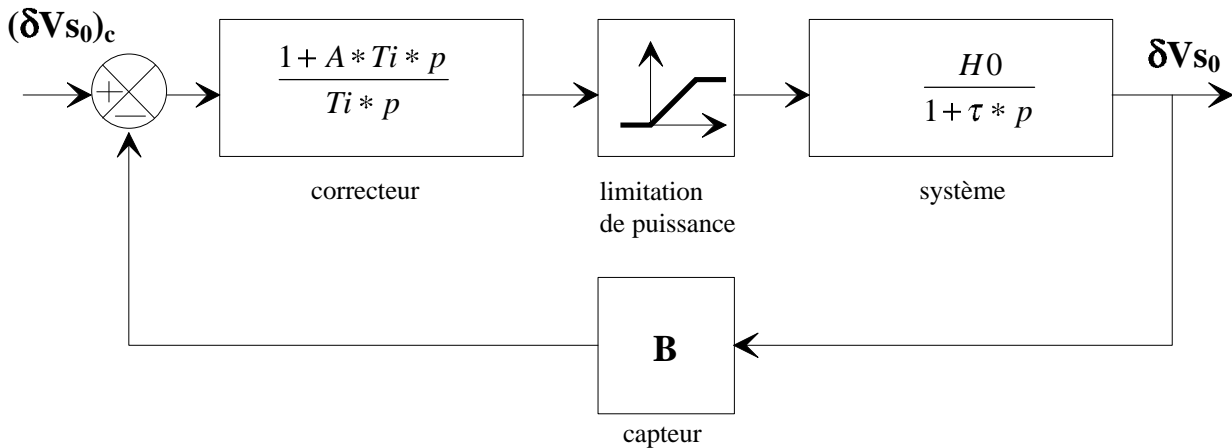
$$V_{S_o}^2 \cong (V_{S_o})_{repos}^2 + 2 * \delta V_{S_o} * (V_{S_o})_{repos}$$

On obtient la fonction de transfert du premier ordre suivante :

$$\frac{\delta V_{S_o}}{\delta I_M} = \frac{V_M}{4 * (V_{S_o})_{repos}} * \frac{R}{1 + \frac{RC}{2} p}$$

Cette fonction de transfert ne nous cantonne pas à des variations microscopiques autour d'un point de repos mais jusqu'à $\frac{1}{\sqrt{10}} * (V_{S_o})_{repos}$. Pour $(V_{S_o})_{repos} = 400V$, des variations jusqu'à 126V doivent donner une bonne similitude de la réponse à celle d'un premier ordre. La nécessité de fonctionner à $V_{S_o} > V_M$, 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 :



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 $A * Ti = \tau = R * C / 2$.

D'où la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\delta V_{S_0}}{(\delta V_{S_0})_c} = \frac{1}{B} * \frac{1}{1 + \frac{Ti}{H_0 * B} * p} \text{ de pulsation de coupure : } \frac{1}{2 * \pi * f_c} = \frac{Ti}{\frac{V_M * R}{4 * (V_{S_0})_{repos}} * B}$$

On en déduit les deux paramètres du correcteur, soit :

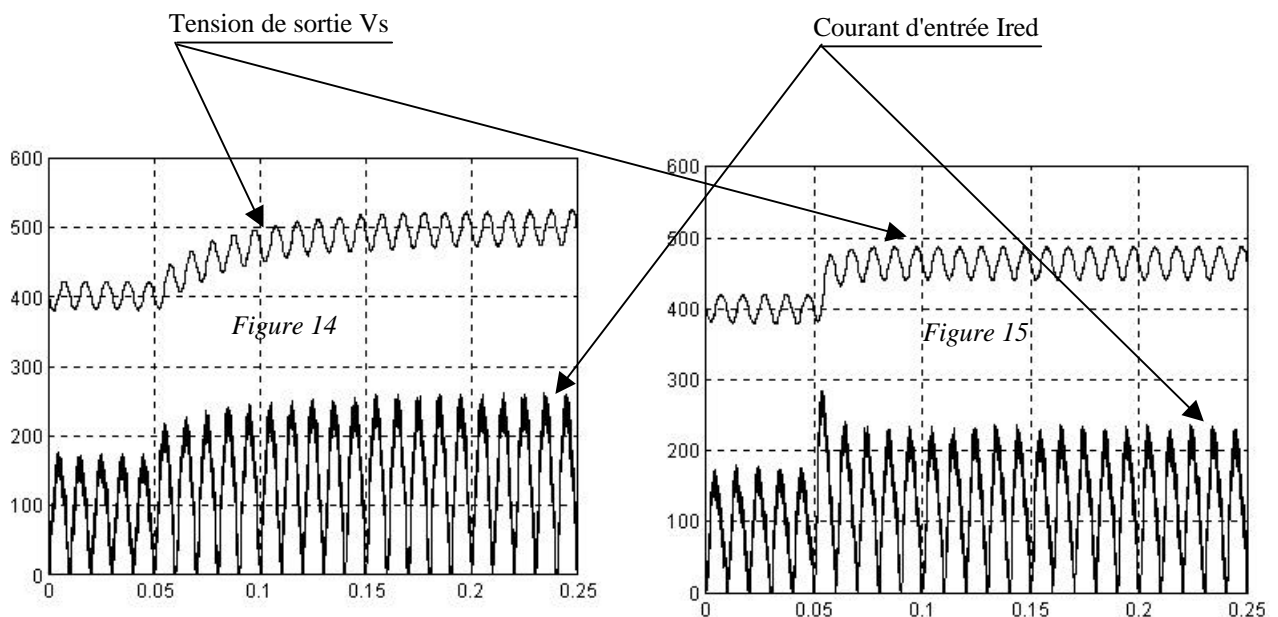
$$Ti = \frac{B * R * V_M}{8 * \pi * (f_c)_{BF} * (V_{S_0})_{repos}} \quad A = \frac{R * C}{2 * Ti}$$

Exemple : $R=328\Omega$, $C=1e^{-4}F$, $V_M=325V$, $B=10/400$, $(V_{S_0})_{repos}=400V$

On propose deux fréquences de coupure, soit :

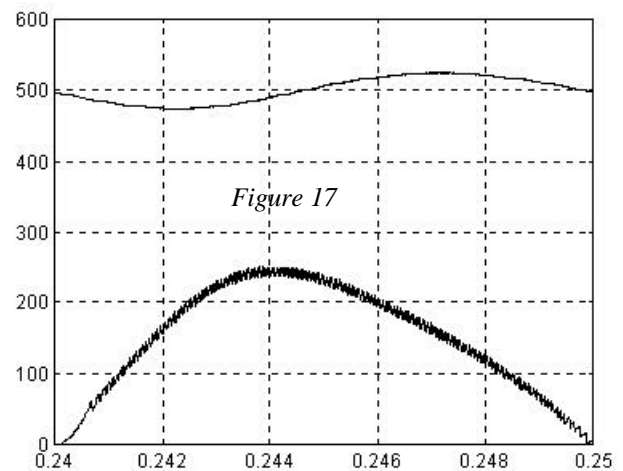
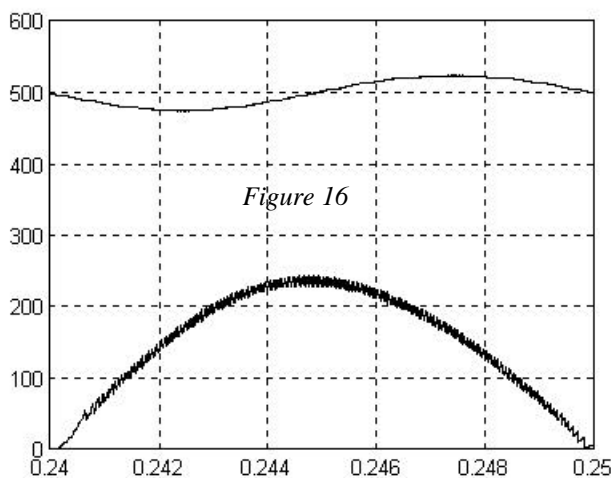
$f_c= 5Hz$ ($Ti=53e^{-3}$ et $A=0.31$), réponse indicielle figure 14

$f_c=20Hz$ ($Ti=13e^{-3}$ et $A=1.26$), réponse indicielle figure 15.



Les simulations montrent la réponse indicielle à un échelon de consigne $10V \rightarrow 12.5V$ soit une évolution attendue de V_{s0} de $400V \rightarrow 500V$. La réponse figure 15 semble plus satisfaisante et l'on serait tenté d'augmenter davantage la fréquence de coupure de l'asservissement dans les limites imposées par la valeur maximum autorisée du courant I_{red} .

Néanmoins, un zoom de la dernière période des signaux (0.24 à 0.25sec.) montre que pour une fréquence de coupure $f_c=5Hz$ (figure 16) la contrainte de forme du courant I_{red} est respectée tandis que pour un choix $f_c=20Hz$ (figure 17) le courant I_{red} est déformé et contient notamment un harmonique 3 dû à la composition d'un terme de correction à la fréquence de 100Hz (ondulation de V_s) avec le 50Hz de la référence de forme du courant I_{red} . Pour ces dispositifs, le temps de réponse sera toujours important afin de limiter la fréquence de coupure de la boucle de tension à des valeurs inférieures à 10 Hz environ. Leur champ d'utilisation s'orientera plus vers la pré-régulation de tension.



En conclusion, l'étude de ces convertisseurs à absorption sinusoïdale de courant doit être conduite en deux temps et pour deux domaines fréquentiels distincts.

Les performances requises de la boucle de courant déterminent le choix de l'inductance de liaison et de la fréquence de découpage. Nous avons proposé une technique de commande pour laquelle le calcul d'un correcteur a disparu. La dynamique de cette boucle étant à l'échelle du découpage, sa réponse peut être admise instantanée et sans erreur vis à vis de la boucle de tension.

L'étude de la boucle de tension est théoriquement un problème très délicat car certaines grandeurs sont échantillonnées et les équations non linéaires. Nous avons bâti une méthodologie simple de dimensionnement, basée sur un ensemble d'approximations justifiées pour aboutir à une équation linéaire du premier ordre. Le calcul du correcteur est alors simple et les relevés de simulation sur le système réel sont satisfaisants. L'apport de la simulation en tant qu'outil de validation est essentiel.