

ETUDE DE L'ABSORPTION SINUSOÏDALE DE COURANT

I. OBJECTIFS

Valider le modèle de commande en fourchette de courant.
Utiliser un "fréquencemètre simulink" pour mesurer $(F_d)_{MAX}$
Analyser l'allure de I_{red} et de V_s .

II. PREPARATION

La tension secteur vaut 230V efficaces. La référence de courant I_{ref} sera de 3A crête.
On donne $L = 0.1H$; $C = 10^{-4}F$.

2.1 en égalisant les puissances moyennes fournie et reçue, calculer la valeur de la charge R pour avoir $\overline{V_s} = 400V$ en régime permanent. (On supposera l'ondulation de V_s suffisamment faible pour admettre $\overline{V_s} \cong (V_s)_{efficace}$).

2.2 exprimer le 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.

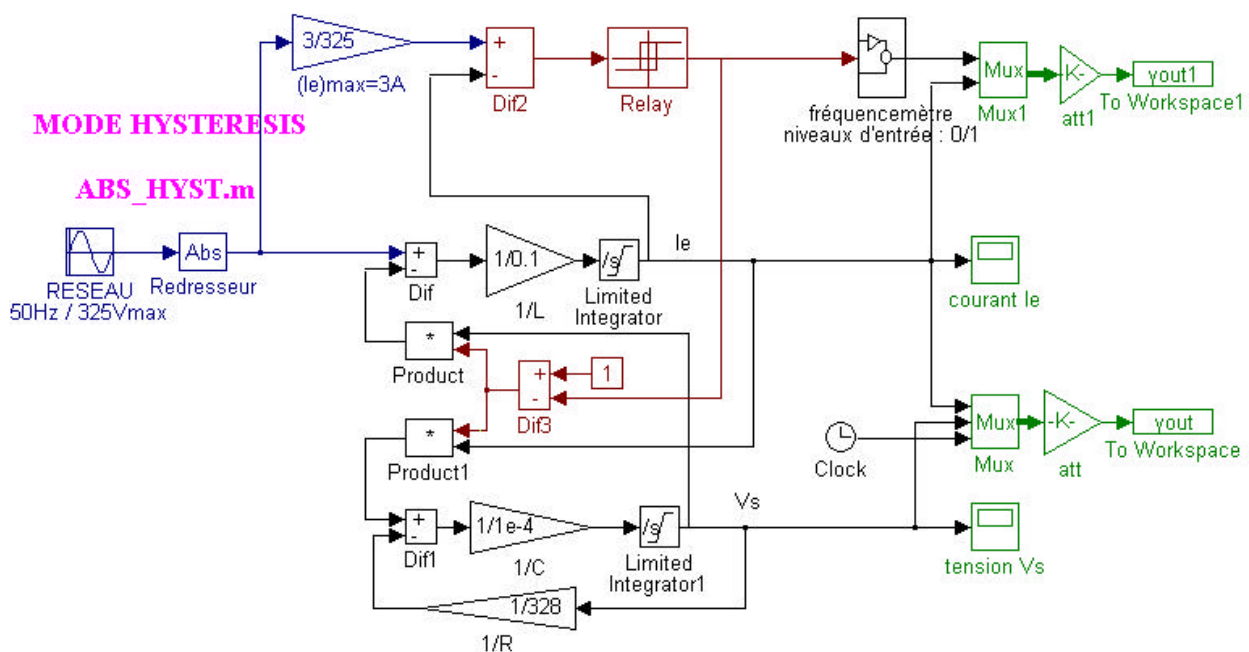
III. DEROULEMENT

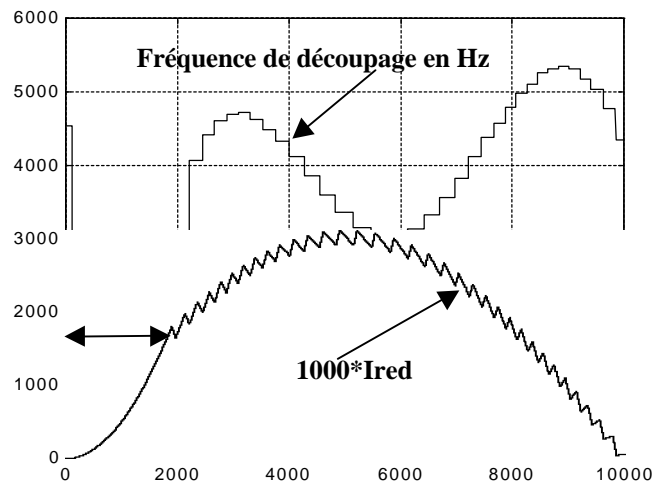
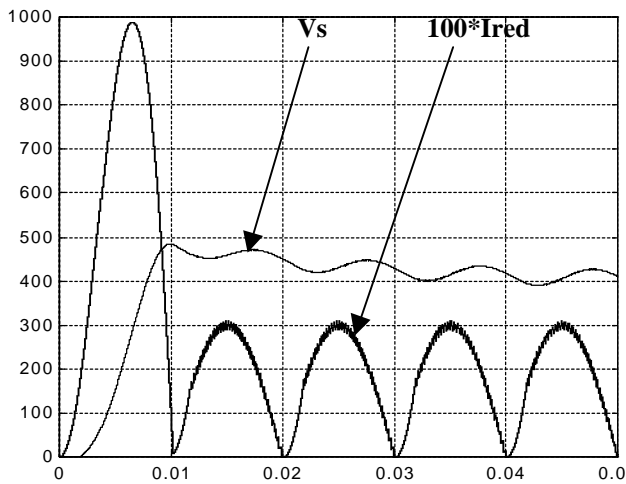
Pour la commande en fourchette, utiliser le relais à seuil (bibliothèque non linéaire de simulink) dont les transitions 0/1 seront déterminées pour une erreur en courant de $\pm 0.1A$.

Les paramètres de simulation sont un pas de calcul de $5\mu sec$ et un horizon de $0.05 sec$. Une source sinus et un bloc valeur absolue permettent simplement de simuler le redresseur à diodes dans le cas de l'absorption sinus, car la conduction discontinue n'existe pas.

Appliquer le fréquencemètre (fichier mes_freq.m) à la sortie du comparateur à hystérésis et relever l'évolution de la fréquence de découpage sur une $\frac{1}{2}$ période secteur. Comparer avec l'abaque du cours $(F_d)_{MAX} = f(L)$.

IV. CORRIGE





$$\left. \begin{aligned} \bar{P}_{red} &= \frac{V_M I_M}{2} \\ \bar{P}_{charge} &= \frac{V_S^2}{R} \end{aligned} \right\} R = \frac{2\bar{V}_S^2}{V_M I_M} = \frac{2 * 400^2}{230\sqrt{2} * 3} = 328\Omega$$

pour $0 \leq t \leq \tau$, on a la relation : $V_{red} = L \frac{dI_{red}}{dt}$ (le transistor T reste à l'état ON car $I_{red} < I_{ref}$)

on en déduit $I_{red} = \frac{V_M}{L\omega} * [1 - \cos(\omega.t)]$

d'où, $\tau = \frac{2}{\omega} \arctg \frac{L\omega I_M}{V_M} = 1.8m \text{ sec}$ à l'instant $t = \tau$ tel que $(I_{red})_\tau = (I_{ref})_\tau = I_M \sin(\omega\tau)$

V. COMMENTAIRES

On observe de nouveau (fiche TP1) un problème de mise sous tension. Par contre, le maximum de I_{red} a lieu lorsque $V_{red} = V_S$, le transistor restant bloqué tant que $I_{red} > I_{ref}$.

La simulation permet ici une mesure de fréquence difficile à faire sur un montage expérimental. Les maximums sont effectivement proches des 5 kHz de l'abaque (voir cours p6) et pour les valeurs numériques proposées. Les écarts sont dus aux fluctuations de V_S autour des 400V théoriques.

On observe une fluctuation de V_S à 100Hz comme nous l'avions prévu. L'importance de la capacité masque la surmodulation à la fréquence de découpage. Nous pouvons donc négliger l'ondulation HF de la tension V_S dans l'étude de la boucle de tension. On en conclura que , contrairement au TP1, si L est toujours dimensionnée pour la fréquence de découpage, C sera cette fois dimensionnée pour le 100Hz.

Un changement de valeur de L permet rapidement de vérifier la réduction de la distorsion mais aussi l'accroissement de Fd. Il y a là un intérêt majeur de la simulation, à savoir que l'on peut "tester" toutes les selfs que l'on veut contrairement à l'expérimentation où l'on a déjà bien du mal à posséder une valeur répétée par le nombre de postes de travail. Un autre intérêt est de permettre la validation d'acquis théoriques car on peut simuler une self constante quelque soit le courant qui la traverse, alors que l'expérimentation fausse les calculs de part les non linéarités dues à la saturation mais bien sûr nous rapproche de la réalité. Comme toujours, les 2 démarches se complètent.

Dans le même esprit, on peut rapidement observer "sans destruction" les effets d'une variation de la charge. En effet, muni d'une boucle de courant, le dispositif se comporte comme un

FICHE TRAVAUX PRATIQUES N°2

générateur de puissance moyenne $\frac{V_M I_M}{2}$. Cette puissance est dissipée dans la charge et donc selon

sa valeur R, la tension $\overline{V_s}$ vérifiera l'égalité $\frac{\overline{V_s}^2}{R} = \frac{V_M I_M}{2}$.

2 cas sont intéressants :
-) R = 1000 Ω d'où $V_s \cong 700V$. Le condensateur, la diode, le transistor, seraient détruits.
-) R = 150 Ω d'où $V_s \cong 270V$. On ne respecte plus la condition $V_s > V_M$ nécessaire au contrôle du courant I_{red} sur toute la demi période. Des surintensités consécutives d'un dI_{red}/dt temporairement positif quelque soit l'état du transistor pourraient conduire à la saturation de la self, ce qui aggraverait le phénomène pour mener à la destruction du transistor et de la diode.