

B MODÈLE LINÉAIRE « PETITS SIGNAUX » ET CONTRÔLE D'UN VR EN MODE TENSION

Si la bande passante du dispositif de régulation reste inférieure à $\frac{1}{4}$ de la fréquence de découpage du convertisseur, il est possible d'utiliser le principe du modèle équivalent moyen du convertisseur, modèle dans lequel les aspects liés au découpage sont totalement occultés. Dans cette partie, nous allons utiliser ce schéma équivalent moyen pour calculer et mettre en place la régulation du VR.

B.I Modélisation du convertisseur

Dans le cadre des hypothèses précédentes, le modèle aux valeurs moyennes du VR à 4 cellules est représenté à la Fig. B.1.

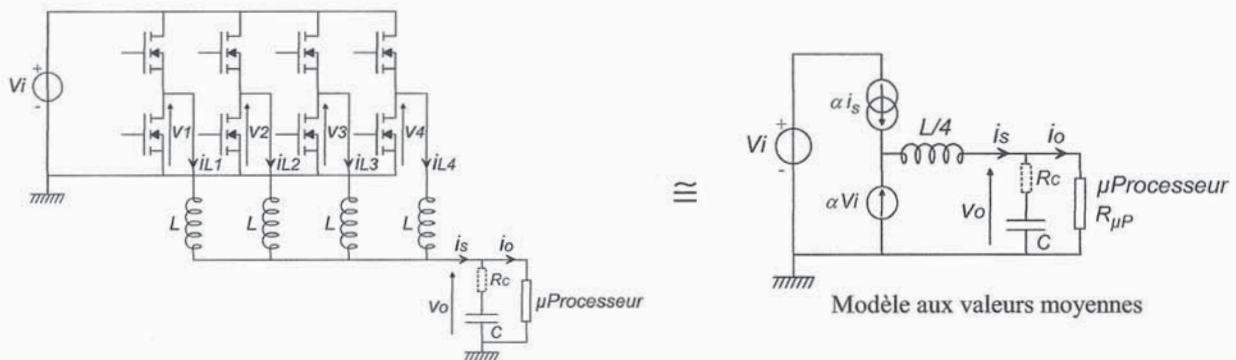


Figure B.1 : Modèle aux valeurs moyennes

Le modèle petits signaux du convertisseur découle alors de ce schéma en calculant les variations par rapport à un point de fonctionnement. Dans le cadre de cette modélisation, nous utiliserons les notations suivantes :

- \hat{V}_o : variation de la tension de sortie ;
- \hat{i}_o : variation du courant absorbé par le microprocesseur ;
- \hat{i}_s : variation du courant de sortie ;
- $\hat{\alpha}$: variation du rapport cyclique.

Dans toute cette partie, V_i est supposée constante et le microprocesseur est modélisé par une résistance équivalente notée $R_{\mu P}$.

Q.B.1. À partir du schéma de la Fig. B.1, déterminer l'expression de l'impédance équivalente à la charge et à la capacité de découplage $Z_s(p) = \hat{v}_o(p) / \hat{i}_s(p)$ en fonction de R_c , $R_{\mu P}$ et C . Vous mettrez le résultat sous la forme $Z_s(p) = R_s \times N_s(p) / D_s(p)$ de telle façon que $N_s(p)$ et $D_s(p)$ soient des polynômes.

Q.B.2. Déterminer la fonction de transfert $\hat{v}_o(p) / \hat{\alpha}(p)$ en fonction de R_c , $R_{\mu P}$, C et L . Vous mettrez le résultat sous la forme $\hat{v}_o(p) / \hat{\alpha}(p) = G_v \times H_v(p) = G_v \times N_v(p) / D_v(p)$.

Q.B.3. De la même façon, vous donnerez l'expression de la fonction de transfert $\hat{i}_s(p) / \hat{\alpha}(p)$ en fonction de R_c , $R_{\mu P}$, C et L . Vous mettrez également le résultat sous la forme $\hat{i}_s(p) / \hat{\alpha}(p) = G_i \times H_i(p) = G_i \times N_i(p) / D_i(p)$.

B.II Contrôle en mode tension

Dans ce premier cas de figure, la tension en sortie de VR est régulée directement sans boucle interne de courant. Ce mode de contrôle est appelé contrôle en mode tension. Le schéma de principe correspondant à ce mode de commande est donné à la Fig. B.2. Dans ce schéma V_{offs} est une valeur constante correspondant au décalage imposé par les constructeurs pour la caractéristique typique d'un VR (voir Fig. A.7)

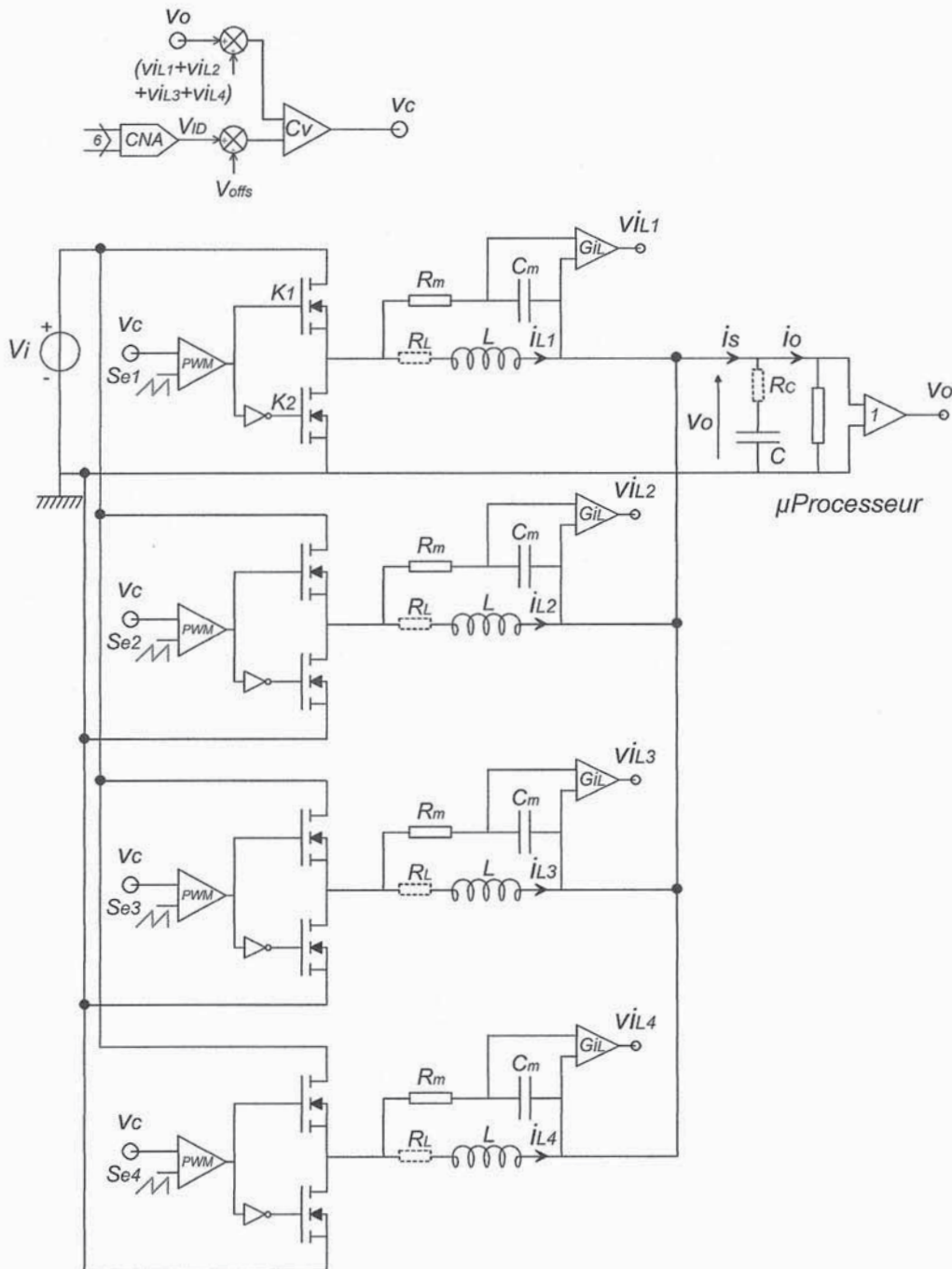


Figure B.2 : Schéma de principe du contrôle en mode tension d'un VR

La modélisation en vue de la régulation doit également intégrer la modélisation des *allumeurs* générant les signaux de PWM. Dans ces dispositifs, le rapport cyclique α est généré à partir de la comparaison d'une tension de commande v_c avec une tension de référence en forme de rampe Se dont la fréquence est égale à la fréquence de découpage souhaitée $f = 1/T$ (Fig. B.3).

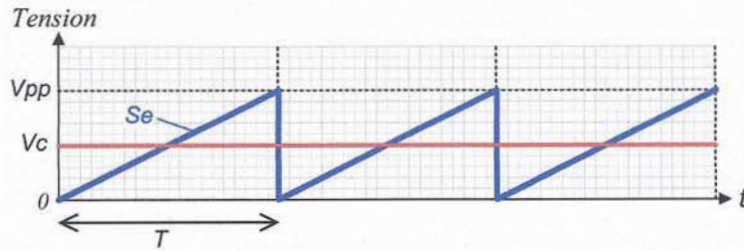


Figure B.3 : Principe de fonctionnement d'un allumeur

Lorsque la tension de commande v_c est plus grande que la tension de référence Se , l'interrupteur K1 est fermé et K2 est ouvert. Inversement quand celle-ci est inférieure, l'interrupteur K1 est ouvert et K2 est fermé.

Q.B.4. Donner l'expression liant le rapport cyclique α à la tension de commande v_c . Vous mettrez le résultat sous la forme $\alpha = F_m \times v_c$.

Q.B.5. Dans le cadre des hypothèses de cette partie du problème, nous pouvons calculer le modèle équivalent moyen de l'allumeur en différenciant l'expression précédente sachant que la fréquence de découpage et V_{pp} restent inchangés. Donner l'expression de la fonction de transfert petits signaux de l'allumeur. Vous mettrez le résultat sous la forme $\hat{\alpha}(p)/\hat{v}_c(p) = G_{pwm}$.

La représentation sous forme de schéma bloc du contrôle en mode tension prend la forme suivante :

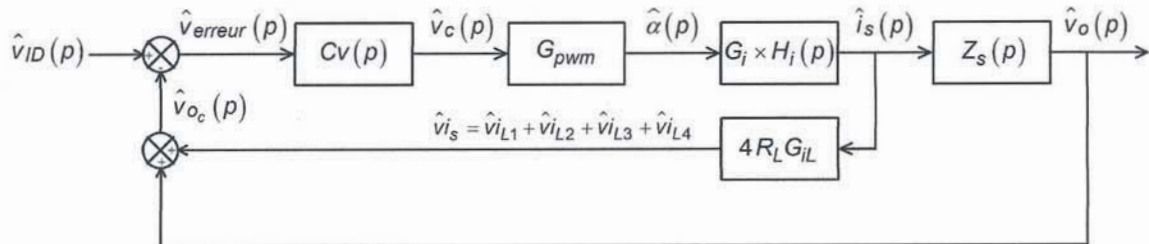


Figure B.4 : Représentation sous forme de schéma bloc du contrôle en mode tension

Dans un premier temps, nous ne considérons pas le retour courant de ce schéma bloc. Le schéma, sur lequel nous allons travailler, prend donc la forme suivante :

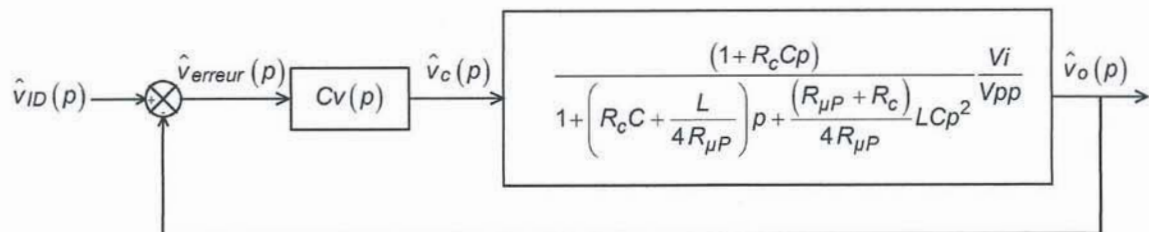


Figure B.5 : Schéma bloc sans le retour courant

Q.B.6. Donner l'expression de la fonction de transfert H_{BOV} en boucle ouverte correspondant à la Fig. B.5 et simplifier cette expression lorsque $R_{\mu P} \rightarrow \infty$.

Q.B.7. Représenter sur le document réponse REP B.1 les diagrammes asymptotiques en gain et phase de H_{BOV} , en fonction de la fréquence en Hz, lorsque $C_v(p)=1$. Indiquer les valeurs remarquables (fréquence de cassure, maximum, pente...). Vous prendrez les valeurs numériques suivantes : $R_c = 1 \text{ m}\Omega$, $C = 6,72 \text{ mF}$, $L = 220 \text{ nH}$, $R_{\mu P} \rightarrow \infty$, $V_i = 12 \text{ V}$ et $V_{pp} = 6 \text{ V}$.

Q.B.8. Représenter sur le même document le diagramme de Bode réel correspondant en amplitude et en phase.

Q.B.9. Déterminer graphiquement, en indiquant la méthode sur le document réponse, la marge de phase de cette régulation de tension non corrigée ($C_v(p) = 1$). Conclure.

Q.B.10. Calculer l'erreur statique dans le cas d'un échelon unité de la grandeur d'entrée \hat{v}_{ID} .

Le correcteur proposé par les constructeurs de VRs dans cette configuration prend la forme suivante :

$$C_v(p) = G_{cv} \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p} \frac{1}{1 + \tau_1 p} G_a \frac{1 + a \tau_2 p}{1 + \tau_2 p} = C_{v1}(p) \times C_{v2}(p)$$

Pour ce correcteur, la constante de temps τ_1 est prise égale à $R_c C$ et la constante de temps τ_i à $\frac{1}{2} \sqrt{LC}$.

Dans un premier temps, nous ne considérerons que la première partie de ce correcteur soit :

$$C_{v1}(p) = G_{cv} \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p} \frac{1}{1 + \tau_1 p}$$

On notera H_{BOV1} la fonction de transfert en boucle ouverte du système corrigé par C_{v1} .

Q.B.11. Représenter pour $G_{cv} = 1$ sur le document réponse REP B.2, le diagramme **asymptotique** en gain et phase de $C_{v1}(p)$ en fonction de la **fréquence en Hz**. Indiquer les valeurs remarquables (fréquence de cassure, maximum, pente...).

Q.B.12. Quelle est la dénomination de la partie du correcteur dont la fonction de transfert est $G_{cv} \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p}$?

Q.B.13. Représenter sur le document réponse REP B.3 le diagramme **asymptotique** de la fonction de transfert en boucle ouverte du système corrigé $H_{BOV1}(p)$, en fonction de la **fréquence en Hz**, pour $G_{cv} = 1$. Indiquer les valeurs remarquables (fréquence de cassure, maximum, pente...).

Q.B.14. Donner l'expression de l'asymptote de $H_{BOV1}(p)$ pour les fréquences supérieures à $1/(\pi\sqrt{LC})$.

Q.B.15. En déduire l'expression du gain du correcteur G_{cv} pour que la fréquence de passage à 0dB du diagramme asymptotique s'effectue à une fréquence notée f_0 telle que $f_0 > 1/(\pi\sqrt{LC})$. Vous donnerez cette expression en fonction de f_0 , L , C , V_{pp} et V_i .

Q.B.16. Donner la valeur de G_{cv} pour $f_0 = 140\text{kHz}$.

Q.B.17. Pour cette valeur de G_{cv} , calculer la valeur de la marge de phase pour $f_0 = 140\text{kHz}$. Conclure sur la stabilité.

Pour permettre le fonctionnement du système, le correcteur est complété par un autre correcteur apportant une avance de phase. La fonction de transfert de ce correcteur est : $C_{v2}(p) = G_a \frac{1 + a \tau_2 p}{1 + \tau_2 p}$.

Q.B.18. Quel doit être le domaine de variation de a pour que ce correcteur se comporte comme un correcteur à avance de phase ?

L'avance de phase maximale apportée par ce correcteur (à la fréquence f_2) peut être calculée en utilisant l'expression suivante :

$$\Delta\varphi(\text{radians}) = \arcsin\left(\frac{a-1}{a+1}\right) \quad \text{avec} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\tau_2\sqrt{a}}$$

- Q.B.19.** Donner la valeur de a et de τ_2 permettant à ce correcteur de délivrer une avance de phase de 42° à $f_2=140$ kHz.
- Q.B.20.** Donner la valeur de G_a de façon à ce que cette partie du correcteur apporte un gain de 0dB à 140 kHz.
- Q.B.21.** Déterminer l'erreur statique du système en boucle fermée. En déduire la relation liant la tension continue délivrée par le VR (V_o) en fonction de V_{ID} et V_{offs} .

Pour que la caractéristique statique en sortie corresponde à la caractéristique imposée par le constructeur de microprocesseur (Fig. A.7), un retour courant est ajouté tel qu'indiqué à la Fig. B.4.

Nous allons étudier en quoi cette boucle supplémentaire modifie les résultats précédents. Notez que dans cette configuration, la valeur de G_{iL} est choisie de telle façon que $4R_LG_{iL}$ est égal à R_c .

- Q.B.22.** Pour faciliter la détermination fonction de transfert suivante, vous donnerez au préalable l'expression de la fonction de transfert $\hat{v}_{oc}(p)/\hat{i}_s(p)$ en fonction de R_c , $R_{\mu P}$ et C . Vous donnerez le résultat sous la forme : $Z_{eq}(p) = R_{eq} \times N_{Z_{eq}}(p) / D_{Z_{eq}}(p)$
- Q.B.23.** Donner l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte non corrigée ($C_v(p) = 1$) $H_{BOv2}(p)$ correspondant à cette nouvelle configuration en fonction de R_c , $R_{\mu P}$, C et L . Vous donnerez le résultat sous la forme : $H_{BOv2}(p) = G_{FTBO2} \times N_{FTBO2}(p) / D_{FTBO2}(p)$.
- Q.B.24.** Donner l'expression de cette fonction de transfert en boucle ouverte pour $R_{\mu P} \rightarrow \infty$.
- Q.B.25.** Proposer une modification du correcteur étudié précédemment pour tenir compte de l'effet de la boucle de courant.
- Q.B.26.** Déterminer l'erreur statique du système en boucle fermée. En déduire la relation liant la tension continue délivrée par le VR (V_o) à V_{ID} , V_{offs} et I_s puis I_o .

Dans cette partie, nous avons défini les bases de la régulation de tension d'un VR. Cette régulation assure la stabilité quelle que soit la charge et donc le niveau de courant absorbé par le microprocesseur. Elle permet également, grâce à sa boucle de retour particulière, de respecter les contraintes statiques imposées par les constructeurs en matière de réduction de la tension délivrée en fonction du courant de charge.

Par contre, cette méthode de régulation ne permet pas d'assurer de façon satisfaisante un équilibrage statique et dynamique des courants dans les différentes cellules d'un VR à structure entrelacée. Ces déséquilibres peuvent amener à un dysfonctionnement voire une destruction du VR.

Nous allons maintenant étudier un autre mode de contrôle des VRs permettant d'éliminer ce problème.

C CONTRÔLE EN MODE COURANT

Le système de régulation précédent est utilisé dans de nombreux VRs mais présente un inconvénient majeur qui a conduit certains constructeurs à proposer des alternatives à ce mode de régulation. En effet, avec ce principe de régulation, l'équilibrage des courants dans les différentes cellules du convertisseur est complexe et ne donne pas de bons résultats en régime dynamique. C'est pourquoi un autre mode de contrôle, appelé contrôle en mode courant, est utilisé dans certains VRs. Le schéma de principe correspondant à ce mode de commande est donné à la Fig. C.1.

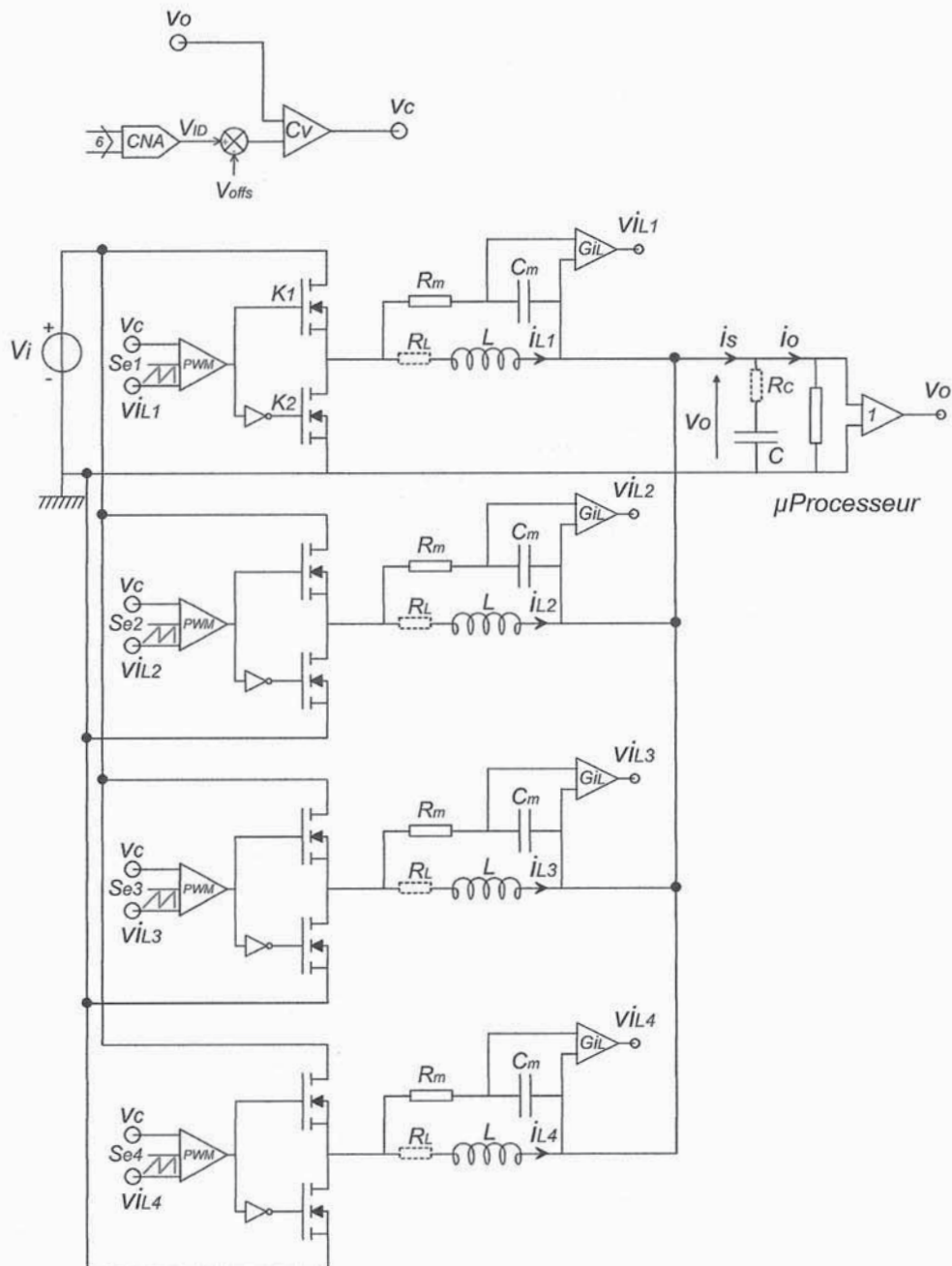


Figure C.1 : Schéma de principe du contrôle en mode courant d'un VR

Dans cette structure de contrôle, chaque convertisseur élémentaire constituant la structure de conversion possède une boucle individuelle de courant dont le schéma de principe est donné à la Fig. C.2. Les formes d'onde présentées (en régime permanent) sont données pour un signal Se nul.

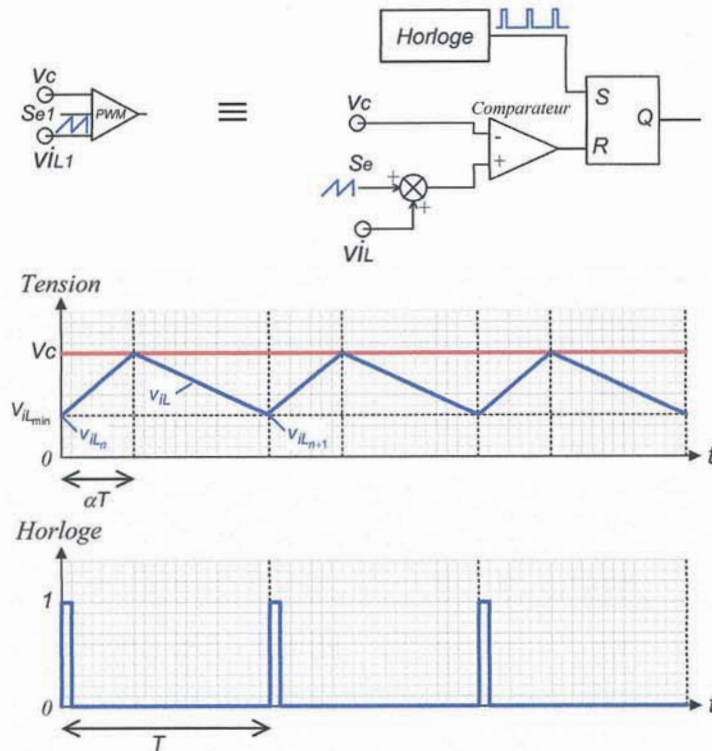


Figure C.2 : Principe du mode courant

Dans toute cette partie, nous poserons $v_{iL}(t) = R_L G_{iL} i_L(t)$.

C.I Modélisation de la boucle de courant

Q.C.1. En écrivant les expressions d'évolution du courant (R_L négligée dans cette expression) sur l'intervalle $[0, \alpha T]$ (résultats obtenus à la question Q.A.2), donner la relation liant v_c à v_{iL_n} . De même, en écrivant les expressions d'évolution du courant sur l'intervalle $[\alpha T, T]$, donner la relation liant v_c à $v_{iL_{n+1}}$. Ces relations feront apparaître les grandeurs suivantes : V_i , V_o , α , T , L , R_L et G_{iL} .

Q.C.2. En éliminant α donner la relation liant $v_{iL_{n+1}}$ et v_{iL_n} . Vous montrerez, en déterminant b , que cette relation peut se mettre sous la forme : $v_{iL_{n+1}} = -\frac{b}{1-b} v_{iL_n} - b V_i^* + \frac{1}{1-b} v_c$ avec $V_i^* = \frac{R_L G_{iL} V_i}{L f}$ (avec $f = 1/T$).

La détermination de l'ensemble des points v_{iL_n} peut alors être réalisée en utilisant la représentation graphique de la Fig. C.3. Dans cette figure, on représente la relation $v_{iL_{n+1}} = -\frac{b}{1-b} v_{iL_n} - b V_i^* + \frac{1}{1-b} v_c$ par la droite notée $v_{iL_{n+1}} = \text{fonc}(v_{iL_n})$. Cette droite permet de déterminer **graphiquement** la valeur de $v_{iL_{n+1}}$ à partir de v_{iL_n} . Ainsi, sur ce graphe, nous pouvons lire v_{iL_1} sur l'axe des ordonnées à partir de v_{iL_0} . La droite $y=x$ permet de reporter graphiquement la valeur v_{iL_1} sur l'axe des abscisses cette valeur devient alors la nouvelle valeur initiale pour poursuivre la tracé.

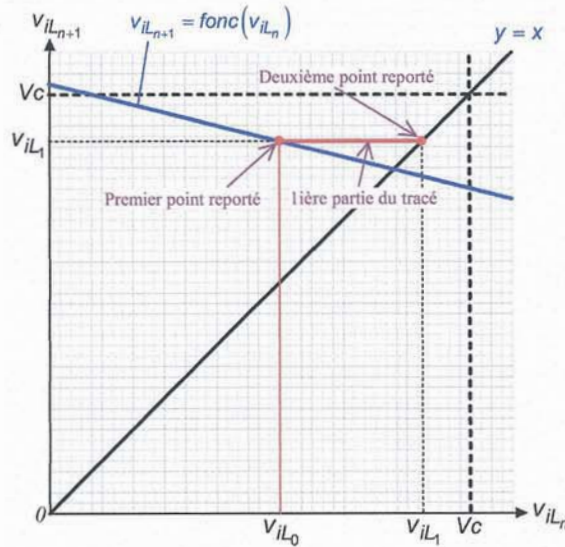


Figure C.3 : Construction graphique permettant la détermination des tensions successives v_{iL_n}

Q.C.3. Représenter le lieu des points v_{iL_n} sur le document réponse REP C.1 correspondant aux valeurs de b suivantes : $b = 1/5$ et $b = 1/2$. Pour cela vous déterminerez le lieu des points correspondant successivement à v_{iL_2} , v_{iL_3} , v_{iL_4} , ...

Q.C.4. Conclure sur la stabilité de la boucle de courant dans les deux cas de figure. Quelle est la limite de stabilité (b_{\max}) ?

Q.C.5. Représenter sur le document réponse REP C.2 l'allure de v_{iL} pour $b = 1/2$.

Pour modifier les conditions de stabilité de ce type de boucle de courant, on ajoute au signal v_{iL} un signal triangulaire Se d'amplitude V_{pp} (voir Fig. C.4).

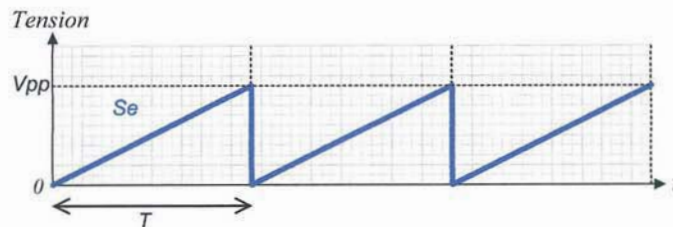


Figure C.4 : forme du signal Se ajouté au retour courant de la boucle de régulation

Q.C.6. En utilisant les résultats de la question Q.C.1 donner, dans ces conditions, les deux relations liant v_c à v_{iL_n} et $v_{iL_{n+1}}$. Ces relations feront apparaître les grandeurs suivantes : V_i , V_o , α , T , L , R_L , G_{iL} et V_{pp} .

Q.C.7. En éliminant α donner la relation liant $v_{iL_{n+1}}$ et v_{iL_n} . Vous montrerez que cette relation peut se mettre sous la forme : $v_{iL_{n+1}} = -\frac{b-a}{1-b+a}v_{iL_n} - bV_i^* + \frac{1}{1-b+a}v_c$ avec $V_i^* = \frac{R_L G_{iL} V_i}{Lf}$, $b = \frac{V_o}{V_i}$ et $a = \frac{V_{pp}}{V_i^*}$.

Q.C.8. Que devient la limite stabilité de la question Q.C.4 (b_{\max}) ?

Nous allons étudier ces notions de stabilités en utilisant les outils de l'Automatique pour cela il nous faut mettre le mode de contrôle précédent sous forme de schéma bloc. Pour rendre compte des phénomènes d'instabilité présentés précédemment, il nous faut tenir compte du caractère

« échantillonné » du fonctionnement de la boucle de courant lié au caractère échantillonné du hacheur (PWM). Le modèle étudié prend alors la forme donnée à la Fig. C.5.

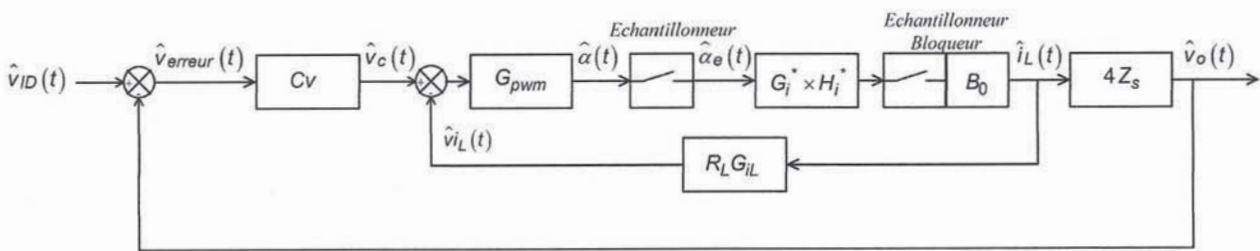


Figure C.5 : Modélisation des deux boucles de régulation d'un VR fonctionnant en mode courant

Pour identifier la fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de courant, nous allons appliquer un échelon de tension de commande $\hat{v}_c(t)$ en supposant que la tension de sortie ne varie pas pendant la durée d'application de l'échelon et que celle-ci est égale à V_o .

Q.C.9. L'échelon de tension de commande $\hat{v}_c(t)$ étant appliqué à l'instant $t = 0$, compléter le document REP C.3 en représentant, sur les graphiques correspondant, les tensions $v_{iL_avec\ echelon}(t)$ et $\hat{v}_{iL}(t)$.

Q.C.10. Représenter en la superposant à la courbe $\hat{v}_{iL}(t)$, la tension $\hat{v}_{iL_approchée}(t)$ définie de telle sorte que les temps de transition entre chaque niveaux sont réduits à 0 (voir Fig. C.6)

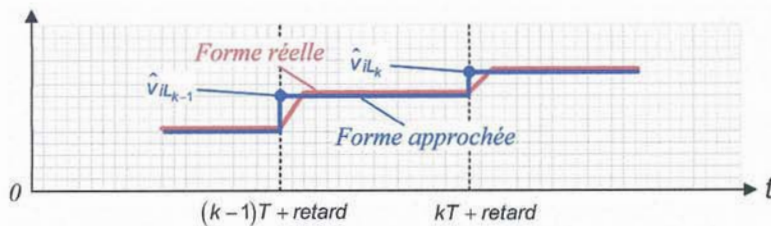


Figure C.6

Le signal $\hat{v}_{iL}(t)$ peut donc être approché par un signal échantillonné bloqué (d'où la représentation proposée) à la Fig. C.5.

Q.C.11. En utilisant l'expression donnée à la question Q.C.7, vous donnerez la relation correspondant au fonctionnement en régime permanent sans échelon de commande : $v_c = V_c = cte$ (vous ferez apparaître dans cette expression $v_{iL_sans\ echelon_k}$ et $v_{iL_sans\ echelon_{k-1}}$)

Q.C.12. À partir de la relation de récurrence de la question Q.C.7 pour $v_c = V_c + \hat{v}_{c_k}$ et du résultat de la question précédente, vous donnerez la relation de récurrence liant \hat{v}_{iL_k} , $\hat{v}_{iL_{k-1}}$ et \hat{v}_{c_k} . Vous mettrez le résultat sous la forme $\hat{v}_{iL_k} = A\hat{v}_{iL_{k-1}} + (1-A)\hat{v}_{c_k}$.

Q.C.13. Par transformée en z de cette équation, vous donnerez la relation liant $\hat{v}_{iL}(z)$ à $\hat{v}_c(z)$. Vous mettrez le résultat sous la forme : $\hat{v}_{iL}(z)/\hat{v}_c(z) = G_{iz} \times N_{iz}(z) / D_{iz}(z) = G_{iz} \times H_{iz}(z)$.

Q.C.14. De façon générale, rappeler les critères de stabilité pour une fonction de transfert en z. En déduire les conditions de stabilité de $\hat{v}_{iL}(z)/\hat{v}_c(z)$ en fonction de A. Retrouvez ainsi la valeur de b_{max} .

Nous allons maintenant identifier la fonction de transfert en p correspondant à la boucle de courant. Pour cela, il nous faut tenir compte du retard apparaissant à la Fig. C.6. Ce retard est égal à $T_r = b \times T$. Le schéma équivalent à la boucle de courant peut se mettre sous la forme suivante :

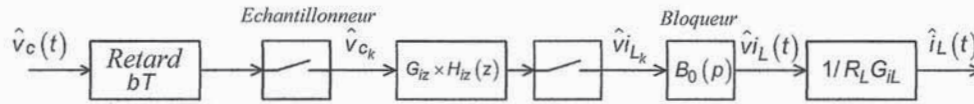


Figure C. 7 : Schéma équivalent à la boucle de courant

Nous rappelons que l'obtention de la fonction de transfert en p correspondant à une fonction de transfert en z s'obtient en posant $z = e^{pT}$ avec T la période d'échantillonnage égale à la période de découpage dans notre étude et en multipliant la fonction de transfert résultante par $1/T$.

Q.C.15. Rappeler la fonction de transfert du bloqueur d'ordre 0 : $B_0(p)$ et du retard bT .

Q.C.16. Donner l'expression de la fonction de transfert $\hat{i}_L(p)/\hat{v}_c(p)$.

Pour information :

Le diagramme de Bode en gain et phase correspondant à cette fonction de transfert pour $b = 0,1$, $a = 0$, $R_L G_{iL} = 250 \mu\Omega$ et $f = 500 \text{ kHz}$ est donné à la Fig. C.8.

L'étude du correcteur de la boucle de tension peut être simplifiée si la bande passante du régulateur reste inférieure à la fréquence de découpage du convertisseur. Dans ce cas de figure, la fonction de transfert correspondant à la boucle de tension peut être simplifiée pour être mise sous une forme polynomiale de la forme :

$$\hat{i}_L(p)/\hat{v}_c(p) = \frac{1}{R_L G_{iL}} \frac{1}{1 + 2m_s} \frac{1}{\omega_s \left(\frac{p}{\omega_s} + \frac{p^2}{\omega_s^2} \right)} \frac{1}{1 + bT p} \quad \text{avec} \quad \omega_s = \frac{\pi}{T} \quad \text{et} \quad m_s = 0,64$$

Cette expression approchée est valable pour des fréquences inférieures à $1/(2T)$ (voir Fig. C.8).

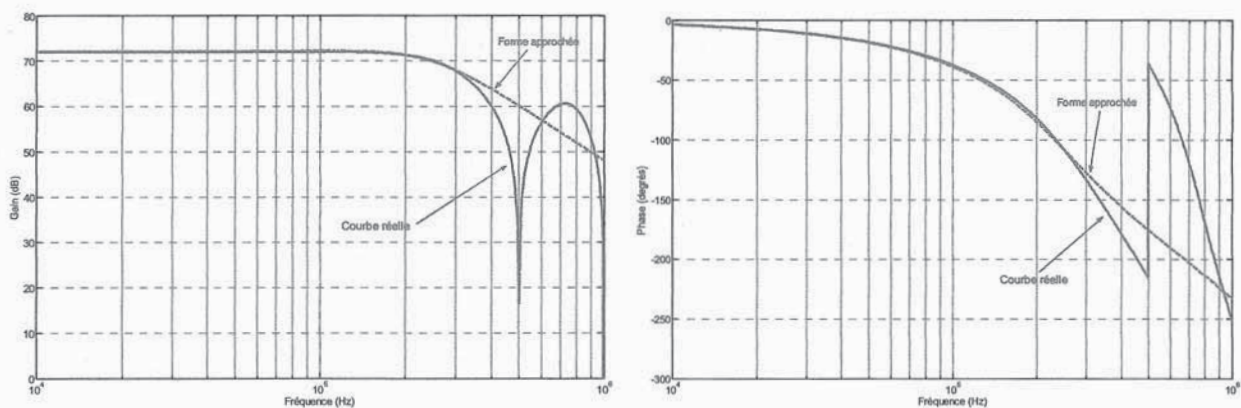


Figure C. 8 : Diagramme de Bode de la boucle de courant

C.II Impédance de sortie du VR et détermination du correcteur de la boucle de tension

Pour le contrôle en mode courant, le correcteur de tension est calculé pour assurer une impédance de sortie du VR en statique et en dynamique égale aux caractéristiques imposées par le constructeur de microprocesseur (voir partie A).

Déterminons donc l'impédance de sortie du VR. Pour cela nous allons exprimer la tension de sortie du VR en fonction du courant de sortie.

Le schéma électrique de l'étage de sortie du VR est rappelé à la Fig. C.9.

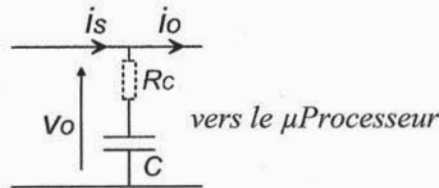


Figure C. 9

- Q.C.17.** Rappeler la relation liant $\hat{v}_o(p)$, $\hat{i}_s(p)$ et $\hat{i}_o(p)$ obtenue à la question Q.A.21 et compléter le schéma correspondant au fonctionnement du VR en boucle fermée sur le document réponse REP C.4.
- Q.C.18.** Sachant que nous nous intéressons au fonctionnement du VR en terme de régulation, c'est-à-dire pour $\hat{v}_{ID} = 0$, donner la relation liant $\hat{v}_o(p)$ à $\hat{i}_o(p)$. Vous mettrez le résultat sous la forme : $\hat{v}_o(p) = -Z_o(p)\hat{i}_o(p) = -\frac{Z_c(p)}{1+Z_c(p)H_o(p)}\hat{i}_o(p)$ sans chercher à développer et simplifier cette expression.
- Q.C.19.** Donner les valeurs limites de $Z_o(i\omega)$ en fonction de $Z_c(i\omega)$ et de $H_o(i\omega)$ et lorsque $|Z_c(i\omega)H_o(i\omega)| \gg 1$ et lorsque $|Z_c(i\omega)H_o(i\omega)| \ll 1$.
- Q.C.20.** En déduire la stratégie à employer lorsque l'on souhaite obtenir $Z_o(p) = R_o = cte$ avec $R_o = R_c$.
- Q.C.21.** Déterminer l'expression de $H_o(p)$ permettant de vérifier l'équation $Z_o(p) = R_o = R_c$.
- Q.C.22.** Représenter sur le document REP C.5 le diagramme de Bode en gain correspondant à $Z_c(p)H_o(p)$ pour $R_c = 1\text{ m}\Omega$ et $C = 6,72\text{ mF}$. Montrer la cohérence de ce résultat par rapport à la stratégie proposée à la question Q.C.20.
- Q.C.23.** Calculer la forme théorique du correcteur $C_v(p)$ permettant de vérifier l'équation $\hat{Z}_o(p) = R_o = R_c$. Nous poserons ici $\frac{R_L G_{IL}}{4} = R_c$.

La forme trouvée à la question précédente amplifie les bruits à haute fréquence. Le correcteur proposé par les constructeurs de VRs dans ce cas de figure prend la forme suivante :

$$C_v(p) = \frac{1+p/\omega_s}{1+R_c C p} \quad \text{avec} \quad \omega_s = \frac{\pi}{T}$$

Pour les questions suivantes, on suppose que l'effet du retard est négligeable soit : $b = 0$ et que $\frac{R_L G_{IL}}{4} = R_c$.

Q.C.24. Donner l'expression du produit $Z_c(p)H_o(p)$ dans ce cas et calculer l'impédance de sortie $Z_o(p)$ du VR correspondant à ce correcteur. Vous mettez le résultat sous la forme suivante :

$$Z_o(p) = R_{Z_o} \frac{N_{Z_o}(p)}{D_{Z_o}(p)}.$$

Q.C.25. Représenter sur le document réponse REP C.6 le diagramme de Bode en module correspondant à Z_o et préciser son domaine de validité.

Le mode de contrôle des VRs étudié dans cette partie est utilisé pour l'alimentation des microprocesseurs les plus performants. Il permet d'obtenir l'équilibrage statique et dynamique des courants dans l'ensemble des cellules des VRs de nouvelle génération et d'assurer une impédance de sortie statique et dynamique conforme aux contraintes imposées par les fabricants de microprocesseurs.