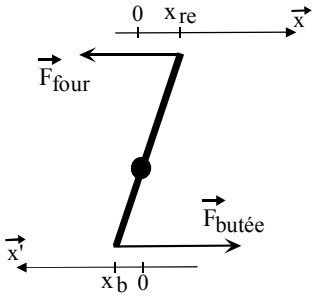
Partie A : Mise en équations

A.1.a.



$$x_b = R_f . x_{re} \qquad F_{four} = R_f . F_{butée}$$

$$\vec{F}_{four} = F_{four} . \vec{x'} \quad \text{ou} \quad \vec{F}_{four} = -F_{four} . \vec{x}$$

A.1.b. Hypothèse : fluide incompressible

$$x_{re} = x_{em} . \frac{D_{em}^2}{D_{re}^2} = R_h . x_{em} \qquad R_h = \frac{D_{em}^2}{D_{re}^2} \qquad R_h = 0,9399$$

A.2.a.

$$F_{em} = \frac{1}{\eta_h} . R_h . R_f . F_{butée} \qquad \vec{F}_{em} = -F_{em} . \vec{x} \qquad F_{em} = 0,7937 . F_{butée}$$

A.2.b. $F_{écrou} = F_{em} - F_{comp}$

$$F_{écrou}(x_e) = 98,49 + 42,97 x_e - 0,792 . x_e^2 - 0,1165 . x_e^3$$

A.3.1.a.

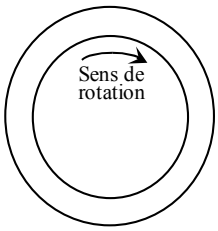
$$\text{tg}\,\delta = \frac{Pas}{\pi . D_v} = 0,1038$$

A.3.1.b.

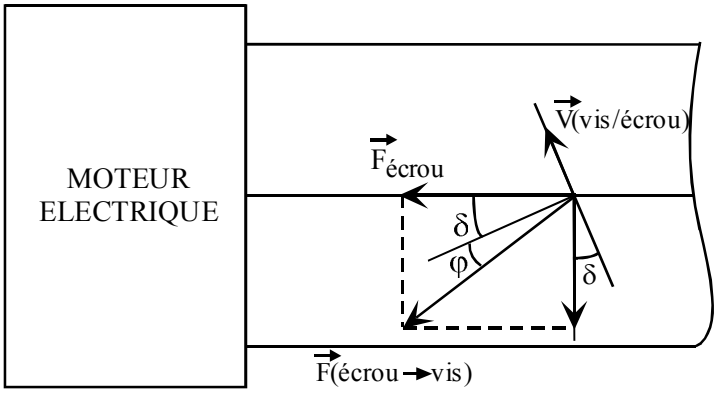
$$v_e = \frac{Pas}{2.\pi} . \omega_m \qquad v_e = 0,477.10^{-3} . \omega_m$$

$$x_e = \frac{Pas}{2.\pi} . \theta_m \qquad x_e = 0,477 . \theta_m$$

A.3.1.c. Sens de rotation de l'écrou
Sur le document réponse DR1 :



A.3.2.a.



$$C_R = F_{écrou} . \frac{D_v}{2} . \text{tg}(\delta + \varphi) \qquad C_R = 0,971.10^{-3} . F_{écrou}$$

A.3.2.b. Expression numérique de CR(xe)

$$C_R(x_e) = 0{,}0956 + 4{,}17.10^{-2}.x_e - 7{,}7.10^{-4}.x_e^2 - 1{,}1.10^{-4}.x_e^3 \qquad x_e \text{ en mm}$$

A.4.a.

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} + f_v \omega_m = K_m i_{mo} - C_R(x_e)$$

$$L_m \frac{di_{mo}}{dt} + R_m i_{mo} = u_{mo} - K_e \omega_m$$

A.4.b. $u_{mo} = (2.\alpha_c - 1).U_{bat} - R_{fais}.i_{mo}$

A.4.c. $u_{mo} = \alpha.U_{bat} - R_{fais}.i_{mo}$

A.5.a. Bilan sur le document réponse DR2

A.5.b. $C_R(0)$ est un couple correspondant à des frottements secs.

A.5.c. La question est de savoir si la force exercée par la butée sur la fourchette, donc sur l'écrou est capable de déplacer cet écrou. La réponse est non, car ce système vis-écrou est irréversible ($\delta \prec \varphi$). Donc le système restera en position débrayée après la coupure de l'alimentation du moteur.

Partie B : Choix des éléments du sytème

B.1.1.a. Relation couple - vitesse :

$$\frac{R_m}{K_m}.C_{utile} + K_e.\omega_m = U_m - \frac{R_m}{K_m}.C_{pertes} = cte$$

Couple de démarrage : $K_m.\frac{U_m}{R_m} - C_{pertes}$

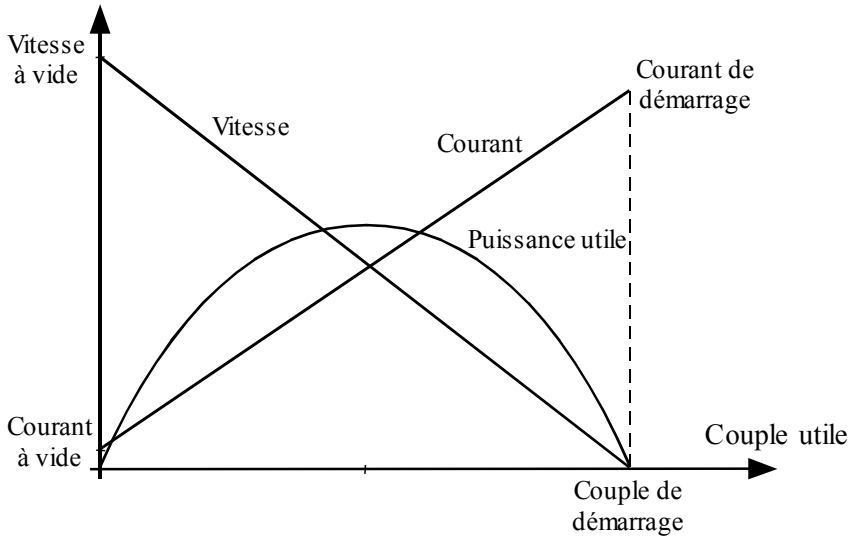
Relation courant - couple :

$$I_m = \frac{C_{utile}}{K_m} + \frac{C_{pertes}}{K_m} \qquad \text{Courant à vide : } \frac{C_{pertes}}{K_m}$$

Relation puissance - couple :

$$P_{utile} = C_{utile}.(\frac{U_m}{K_e} - \frac{R_m}{K_e.K_m}.C_{pertes}) - \frac{R_m}{K_e.K_m}.C_{utile}^2$$

$$P_{utile\,max} \text{ pour } C_{utile} = \frac{1}{2}.(K_m.\frac{U_m}{R_m} - C_{pertes}) = \frac{1}{2}.C_{démarrage}$$



Quelques caractéristiques données par le constructeur MAXON :

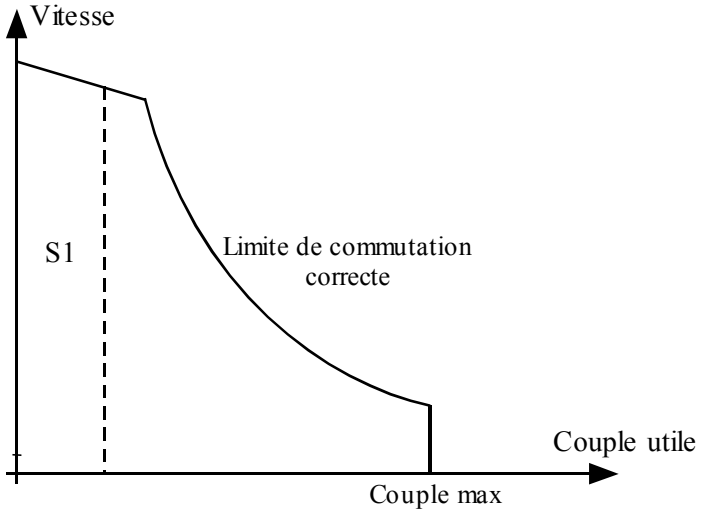
Couple de démarrage
Courant de démarrage
Courant à vide
Vitesse à vide

B.1.1.b. Les trois limites principales sont la température du rotor, le courant maximal et la limite de commutation.

Pour la température, il existe plusieurs modes de fonctionnement du moteur :

- Service continu S1 : service en régime constant dont la durée est suffisante pour atteindre l'équilibre thermique.
- Service temporaire S2 : service à régime constant, mais d'une durée insuffisante pour atteindre l'équilibre thermique, suivi d'un temps de repos suffisant pour que la température du moteur revienne à sa valeur de départ.
- Service intermittent S3 : service composé d'une série de cycles identiques comprenant chacun un temps de fonctionnement à régime constant et un temps de repos, le courant de démarrage n'ayant pas d'influence notable sur l'échauffement.

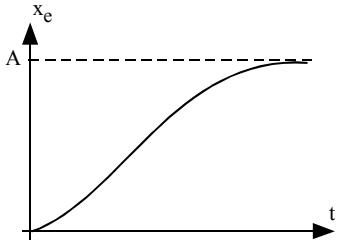
La limite de commutation correcte est donnée par une hyperbole

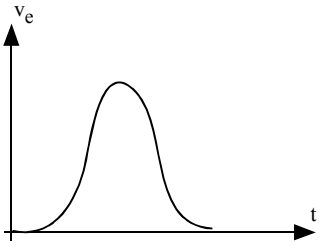


B.1.2.a. Allures de $x_e(t)$ et de $v_e(t)$

$$X_e(p) = \frac{A}{p(1+\frac{2}{\omega_o}p+\frac{p^2}{\omega_o})} = \frac{A}{p(1+2.T.p+T^2p^2)} = \frac{A}{p(1+T.p)^2}$$

Donc $x_e(t) = A.(1-\frac{t+T}{T}.e^{-\frac{t}{T}})$ $\qquad v_e(t) = \frac{dx_e(t)}{dt} = \frac{A}{T}.\frac{t}{T}.e^{-\frac{t}{T}}$





B.1.2.b.

$$v_e(t) = \frac{A}{T}.\frac{t}{T}.e^{-\frac{t}{T}} \qquad v_e \text{ max pour } t = T \qquad v_{e\,max} = \frac{A}{T}.\frac{1}{e}$$

Il faut calculer la valeur de T en fonction de la bande passante : $B_p = \frac{1}{2.2,44.T}$

$$v_{e\,max} = \frac{4,88}{e}.(A.B_p) \qquad \omega_{m\,max} = \frac{2.\pi}{Pas}.v_{e\,max}$$

Il faut prendre le produit $(A.B_p)$ le plus défavorable : A=15 mm et B_p=8 Hz

$$\omega_{m\,max} = 451,2 rd/s \text{ (4308tr/mn)}$$

B.1.2.c. $p_{depl} = C_R.\omega_m$

$\frac{t}{T}$	xe (mm)	C_R (Nm)	ω_m (rd/s)	$p_{dépl}$ (W)
0,5	1,353	0,141	372	52,3
1	3,964	0,228	451,2	102,7
1,5	6,633	0,289	410,5	**118,8**
2	8,910	0,308	332	102,3

B.1.2.d. Premier choix du moteur

Vitesse maximale : 4308 tr/mm

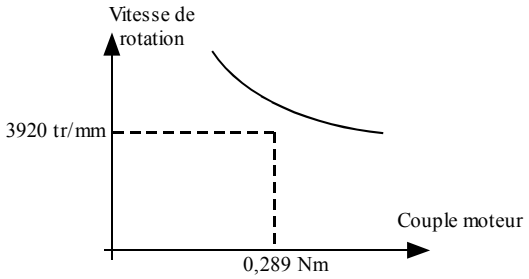
Puissance : 120 W (0,289 Nm à 3920 tr/mm)

Le moteur RE75 ne convient pas à cause de la vitesse limite

Le moteur RE36 ne convient pas à cause de la tension (18 V) et de la puissance maximale

→ Moteur RE40, référence 148866 (12 V)

Mais :



donc fonctionnement intermittent

B.1.3.a.

$$C_m(0) = J_m \cdot \frac{2\pi}{Pas}.A.(4{,}88.B_p)^2 + 0{,}09 \qquad C_m(0) = 0{,}736 \text{ Nm}$$

B.1.3.b.

$$C_m(\frac{t}{T}) = J_m \cdot \frac{2\pi}{Pas}.A.(4{,}88.B_p)^2.(1-\frac{t}{T}).e^{-\frac{t}{T}} + C_R(x_e)$$

$$C_R(x_e) = 0{,}09 + 3{,}8.10^{-2}.x_e - 2{,}7.10^{-4}.x_e^2 - 1{,}4.10^{-4}.x_e^3$$

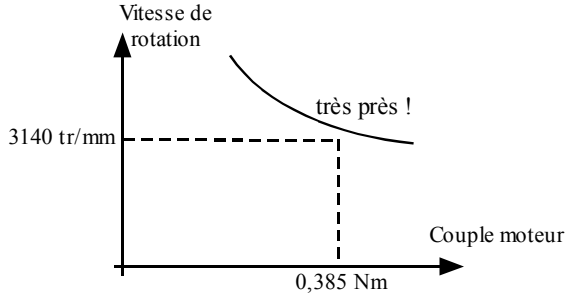
$$x_e(\frac{t}{T}) = A.(1-(1+\frac{t}{T}).e^{-\frac{t}{T}}) \qquad \text{avec A=15 mm}$$

$$\omega_m(\frac{t}{T}) = \frac{2\pi}{Pas}.4{,}88.(A.B_p).\frac{t}{T}.e^{-\frac{t}{T}} \qquad \text{avec } B_p = 8 \text{ Hz}$$

$$p_{fournie}(\frac{t}{T}) = C_m(\frac{t}{T}).\omega_m(\frac{t}{T})$$

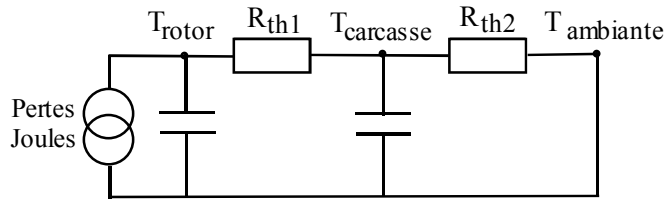
$\frac{t}{T}$	xe (mm)	C_R (Nm)	C_m (Nm)	ω_m (rd/s)	$p_{fournie}$ (W)
0,2	0,263	0,100	0,523	200,83	105,1
0,3	0,554	0,111	0,446	272,58	121,6
0,4	0,923	0,125	0,385	328,85	**126,5**
0,5	1,353	0,141	0,337	371,94	125,2

B.1.3.c. Pour le moteur RE40 choisi : Couple de démarrage = 1,69 Nm > 0,736 Nm et



Il faut donc vérifier la température du rotor.

B.1.4.a.

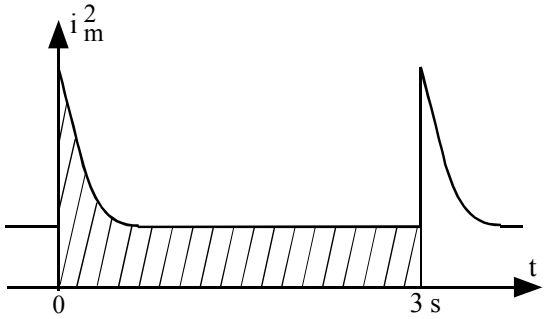


R_{th1} = 1,9 K/W R_{th2} = 4,7 K/W

B.1.4.b.

$$PertesJoules = R_m . i^2_{m\,eff}$$

Il faut calculer $i^2_m(\frac{t}{T})$, par une méthode similaire aux questions précédentes, puis estimer l'aire. Il serait judicieux de prendre un pas plus petit pour t/T.



Le mieux serait d'utiliser un logiciel de simulation. De plus, il faudrait prendre en compte l'ondulation de courant.

B.1.4.c. Trotor = Tamb + (Rth1+Rth2).Pjoules

T_{rotor} = 139,4 °C < 155 °C donnée par le constructeur

B.1.4.d. Les pertes sont essentiellement dues au courant de maintien du moteur en position de débrayage.

$C_R(15)$ = 0,1267 Nm ce qui donne i_{mo} = 7,728 A, donc 7 W

Il faut donc couper l'alimentation du moteur à la fin du débrayage, sauf peut-être si un rapport est très rapidement enclenché.

B.2.1.a. Critères de choix d'un capteur de déplacement rectiligne

Contraintes liées à l'application :

- L'étendue de mesure : au moins 15 mm, plus pour des problèmes de fixation
- Erreur de positionnement : 2 % de 15 mm, soit 0,3 mm
- Nombre de manœuvres :
  Durée de vie d'une voiture : 10 ans
  Nombre de débrayages et d'embrayages / jour : 100 à 1000 fois 2
  → Nombre de manœuvres : 0,7 10^6 à 7 10^6 : on atteint facilement 10 10^6
- Vitesse maximale de déplacement $v_{e\,max} = \frac{4,88}{e}.A.B_p = 0,215$ m/s
- Température ambiante : 80 °C
- Indice de protection IPAB :
  A : protection contre les poussières
  B : protection contre les projections d'eau
  Il faut des chiffres les plus élevés possibles, par exemple 0 pour B est inadmissible

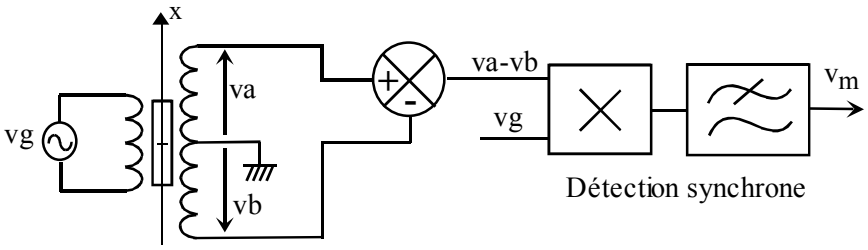
B.2.1.b. Comparaison

	Erreur	Nb de manœuvres	Vitesse max	Tamb	Indice de protection
Potentiomètre	0,05 % à 1 %	10. 10^6	5 m/s, voir plus	100 °C	IP60 pour RC13 IP65 pour RC35, mais l'étendue de mesure ne convient pas

LVDT	on peut avoir $0,5+0,01+0,05\,\Delta\theta$	Infini	non précisée	120 °C pour AC sinon 60 °C !	On peut avoir IP65
Optique	Sans problème		0,5 à 5 m/s	45 °C pour le 1er	On peut avoir IP65, mais l'EM ne convient pas

Conclusion : le meilleur choix serait un LVDT, **sans** électronique

B.2.2.a. Schéma bloc de l'électronique d'un capteur LVDT



$v_A - v_B = 2.\alpha.x.\sin(\omega_g.t)$

La détection synchrone permet d'obtenir une tension proportionnelle à x.

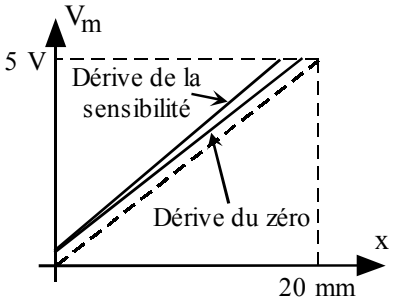
B.2.2.b.

$$S_{xe} = \frac{5}{20} = 0,25 \text{ V/mm, ou } 250\text{V/m}$$

x_e=0, donc 1 mm $\quad V_{xem} = 0,25$ V

x_e=15 mm, donc 16 mm $\quad V_{xem} = 4$ V

B.2.2.c. La dérive du zéro déplace la caractéristique parallèlement à elle-même, alors que la dérive de la sensibilité modifie sa pente.



B.2.2.d. Calculs d'erreurs

0,2 % de l'EM, donc 0,2 % de 20 mm, soit 0,04 mm, ce qui donne 0,266 % pour x_e

$\Delta\theta = 80 - 25 = 55°C$ Dérive du zéro : 0,55% de l'EM 0,11 mm

Dérive de sensibilité : 0,55 % de 16 mm + 0,088 mm

0,198 mm + 0,04 mm = 0,238, ce qui donne 1,59 %

B.3.a.

$$\Delta i_{m\,max} = \frac{U_{bat}}{2.L_m F_d} \qquad \Delta i_{m\,max} = 1,67 \text{ A}$$

B.3.b.

$$\frac{2.10^{-3}}{S_{ci}.\Delta i_{m\,max}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{F_d}{f_{ci}}\right)^2}} \qquad f_{ci} = 614 \text{ Hz} \qquad (\omega_{ci} = 3861 \text{rd/s})$$

B.3.c.

$$H_{ci}(p) = \frac{S_{ci}}{1+\frac{p}{\omega_{ci}}}$$

Partie C : Etude de la boucle de courant.

C.1.a.

$$V_{im} = V_o - \frac{R}{R'}.R_s.I_{mo}$$

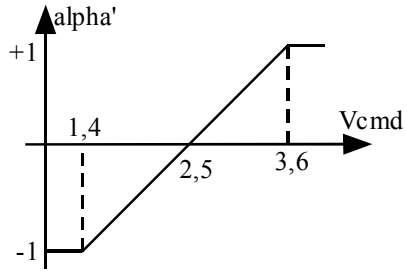
C.1.b.

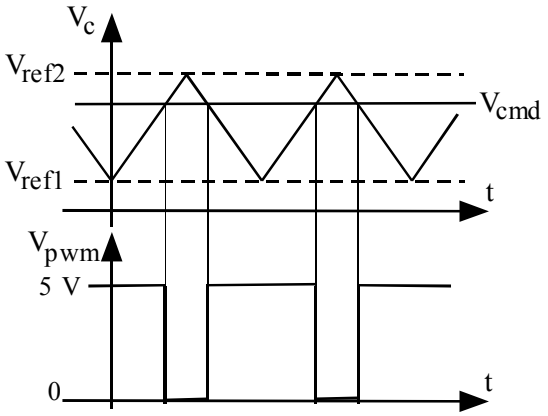
$$V_{cmd} - V_o = -\frac{R_1}{R_2}.\left[(V_{ic} - V_o) - (-\frac{R_2}{R_3}.(V_{im} - V_o))\right]$$

C.1.c. Il s'agit d'un oscillateur à relaxation.

$$\alpha' = \frac{V_{cmd} - V_o}{V_{ref2} - V_o} = \frac{V_{cmd} - 2,5}{1,1}$$

$$\alpha' \in [-1,+1]$$





C.1.d.

$$\alpha = -\alpha'$$

$$\alpha = \frac{1}{V_{ref2} - V_o}\frac{R_1}{R_2}.\left[(V_{ic} - V_o) - \frac{R_2}{R_3}.\frac{R}{R'}.R_s.I_{mo}\right]$$

$$\alpha = \frac{K_c}{1,1}.[(V_{ic} - V_o) - 0,770.S_{ci}.I_{mo}]$$

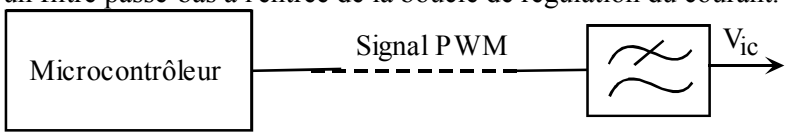
C.2.a. $V_{ic} = 2,5\ V$ $\quad S_{ci} = R_s.\frac{R}{R'}$ $\quad S_{ci} = 38,531\ mV/A$

C.2.b.

$$\omega_{ci} = \frac{1}{2.R_8.C_2} \qquad \omega_{ci} = 3333,33\ rd/s$$

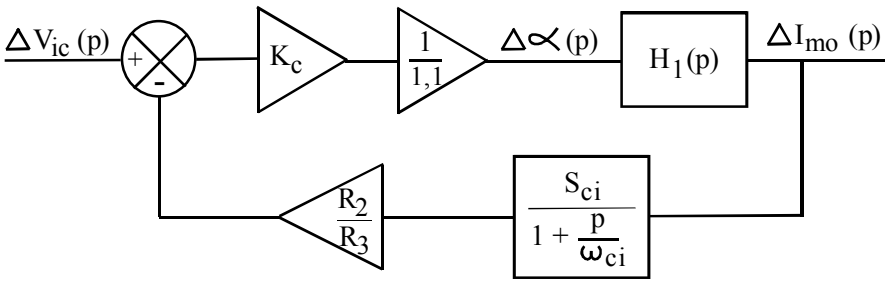
$$H_{ci}(p) = \frac{S_{ci}}{1 + \frac{p}{\omega_{ci}}} \qquad S_{ci} = 38,531\ mV/A$$

C.2.c. La solution la moins coûteuse est d'utiliser la sortie PWM du microcontrôleur. Il faut alors rajouter un filtre passe-bas à l'entrée de la boucle de régulation du courant.



C.2.d. $C_R(x_e)=3,8.10^{-2}.x_e$ $\quad k = 3,8.10^{-2}\ Nm/mm$ ou $k = 3,8\ 10^{1}\ Nm/m$

C.3.a.



C.3.b.

$$H_1(p) = U_{bat} \cdot \frac{J_m.p^2 + f_v.p + k.\frac{Pas}{2\pi}}{L_m J_m.p^3 + (J_m R_t + L_m f_v).p^2 + (L_m k \frac{Pas}{2\pi} + R_t f_v + K_e K_m).p + R_t k \frac{Pas}{2\pi}}$$

avec $R_t = R_m + R_{fais}$

$J_m = 220.10^{-7}$ kg.m^2 $\quad f_v = 2.10^{-5}$Nm/rd/s $\quad k = 3{,}8.10^{-2}.10^3$

$L_m = 0{,}18.10^{-3}$ H $\quad R_t = 0{,}148\ \Omega$ $\quad Pas = 3.10^{-3}$m

Le gain statique est $\frac{U_{bat}}{R_m + R_{fais}} = 81{,}08$

C.4.a.

$$\varepsilon_o = \frac{1}{1 + \frac{K_c}{1{,}1}.\frac{U_{bat}}{R_m + R_{fais}}.0{,}770.S_{ci}} = 0{,}05 \qquad K_c = 8{,}6881$$

C.4.b.

$\Delta V_{ic} = 0{,}9369$ V $\qquad V_{ic} = V_o + \Delta V_{ic} = 2{,}5 + 0{,}9369 = 3{,}4369$ V

C.4.c.

$\Delta V_{ic} = 30.0{,}770.S_{ci} = 0{,}8901$ V $\qquad$ donc $V_{ic} = 2{,}5 + 0{,}8901 = 3{,}3901$ V

En appliquant cette tension à l'entrée de la boucle avec K_c, on obtient 28,5 A

or $\frac{30 - 28{,}5}{30} = 5\,\%$

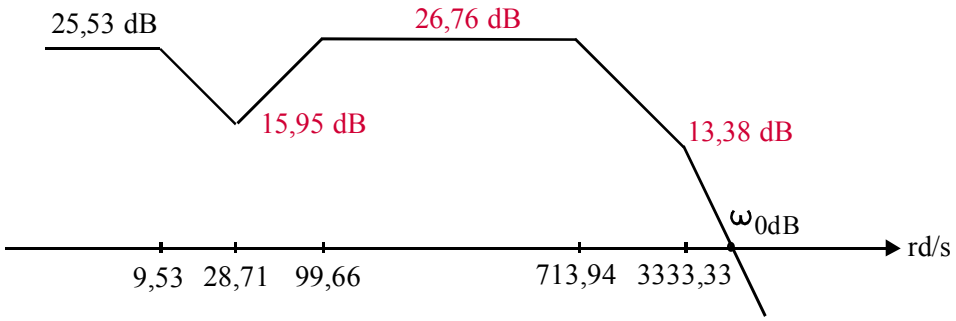
C.4.d. En appliquant un échelon de 0,9369 V, on obtient en sortie du correcteur à $t=0^+$ une tension égale à $0{,}9369.K_c$, soit 8,1399 V. Le problème est donc la saturation des amplificateurs opérationnels alimentés entre 0 et 5V. En fait, il y aura d'abord saturation du rapport cyclique.

C.5.1.a.

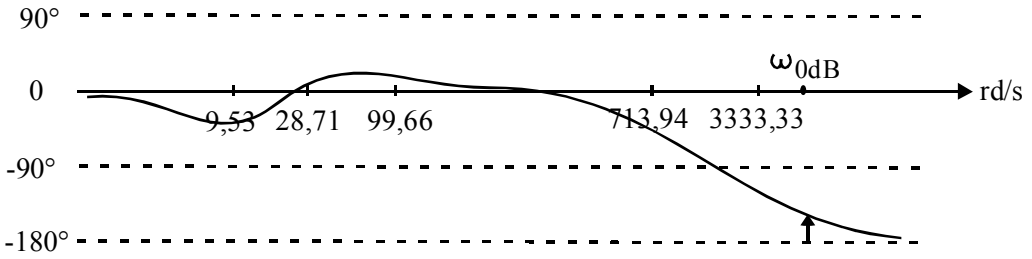
$$L_1(p) = \frac{K_c}{1{,}1}.\frac{U_{bat}}{R_m + R_{fais}}.0{,}770.S_{ci}.\frac{1 + 1{,}09.10^{-3}.p + \left(\frac{p}{28{,}71}\right)^2}{(1 + \frac{p}{9{,}53}).(1 + \frac{p}{99{,}66}).(1 + \frac{p}{713{,}94})..(1 + \frac{p}{3333{,}33})}$$

C.5.1.b. Diagrammes de Bode de $L_1(p)$:

Gain :



Phase :



C.5.2.a. Gain aux différentes pulsations de cassure :

$$-20.\mathrm{Log}\left(\frac{28,71}{9,53}\right)+25,53=15,95\,\mathrm{dB} \qquad 20.\mathrm{Log}\left(\frac{99,66}{28,71}\right)+15,95=26,76\,\mathrm{dB}$$

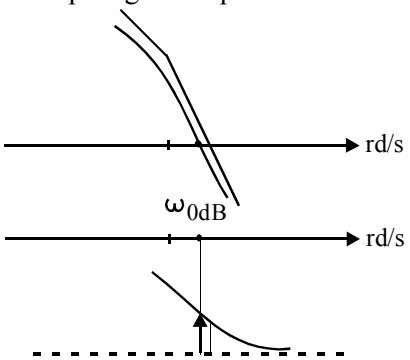
$$-20.\mathrm{Log}\left(\frac{3333,33}{713,94}\right)+26,76=13,38\,\mathrm{dB}$$

C.5.2.b. estimation de la marge de phase : il faut calculer ω_{0dB} :

$$-40.\mathrm{Log}\frac{\omega_{0dB}}{3333,33}+13,38\,\mathrm{dB}=0 \qquad \rightarrow \omega_{0dB}=7200,8\,\mathrm{rd/s}$$

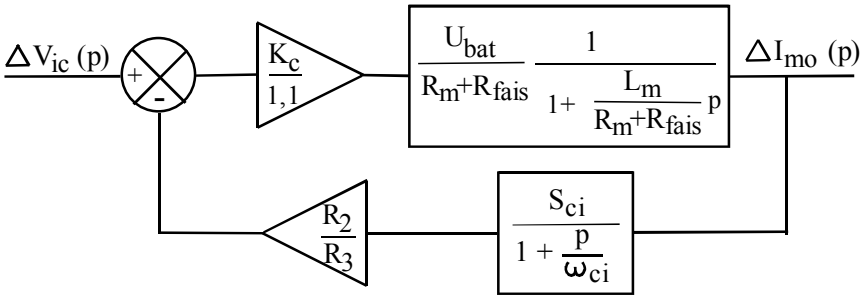
$$\varphi_m=180+\mathrm{Arg}(L_1(j.\omega_{0dB}))=31,4°$$

C.5.2.c. La marge de phase exacte est plus grande que celle calculée précédemment :



C.5.2.d. $G_m=\infty$

C.5.3.a. Hypothèse : la vitesse de rotation est constante

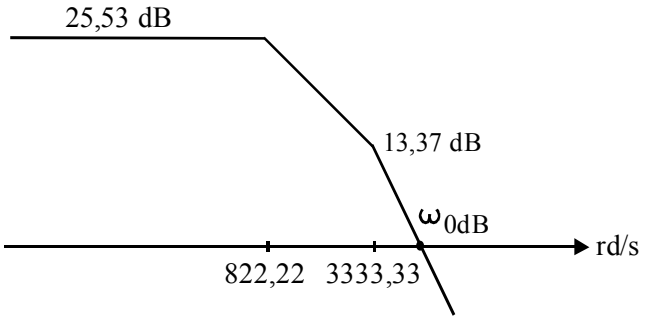


$$L_1'(p)=\frac{K_c}{1,1}.\frac{U_{bat}}{R_m+R_{fais}}.0,770.S_{ci}.\frac{1}{(1+\frac{L_m}{R_m+R_{fais}}p).(1+\frac{p}{\omega_{ci}})}$$

Par le diagramme asymptotique du gain :

$\omega_{0dB}=7196,6\,\mathrm{rd/s}$

Ce qui donne $\varphi_m=31,4°$



C.5.3.b. Les zéros de la fonction de transfert en boucle fermée sont les zéros de la fonction de transfert de la chaîne directe H1(p) et le pôle de la chaîne de retour, donc :

-0,45 + j.28,71
-0,45 + j.28,71
-3333,33

Gain statique : $\dfrac{1}{\frac{R_m+R_{fais}}{U_{bat}}.\frac{1,1}{K_c}+0,770.S_{ci}}=32,01$ (30,11 dB)

Partie D : Etude de la boucle de position.

D.1.a.

$$J_m.\frac{2\pi}{Pas}.\frac{d^2x_e}{dt^2}+f_v.\frac{2\pi}{Pas}.\frac{dx_e}{dt}+0{,}09+3{,}8.10^{-2}.x_e-2{,}7.10^{-4}.x_e^2-1{,}4.10^{-4}.x_e^3=K_m.i_{mo}$$

Remarque : x_e en mm, donc Pas en mm.

D.1.b. A partir d'une consigne de courant nulle, on augmente cette consigne jusqu'à obtenir une déplacement de l'écrou : $C_R(0)=K_m.I_m$

D.1.c. Vérification du régime permanent :

Consigne 6 A :

$$\frac{0{,}09+3{,}8.10^{-2}.0{,}396-2{,}7.10^{-4}.(0{,}396)^2-1{,}4.10^{-4}.(0{,}396)^3}{K_m}=6\,A$$

Consigne 13 A :

$$\frac{0{,}09+3{,}8.10^{-2}.3{,}958-2{,}7.10^{-4}.(3{,}958)^2-1{,}4.10^{-4}.(3{,}958)^3}{K_m}=13\,A$$

Consigne 6 A :

Linéarisation de l'équation différentielle :

$$J_m.\frac{2\pi}{Pas}.\frac{d^2x_e}{dt^2}+f_v.\frac{2\pi}{Pas}.\frac{dx_e}{dt}+3{,}8.10^{-2}.x_e=K_m.i_{mo}$$

donc $\omega_o=28{,}71 rd/s$ et $\frac{2\sigma}{\omega_o}=\frac{2.\pi}{Pas}.\frac{f_v}{3{,}8.10^{-2}}$ soit $\sigma=0{,}0158$

pseudo-période = 0,226 s Annexe : D(%) = 95,36 %

Mesure sur la courbe :

$$D=\frac{0{,}78-0{,}396}{0{,}396}=97\%$$

Pseudo-période : 0,215 s

Consigne 13 A : D > 100 %, courbe non symétrique → Non linéaire.

D.2.a. Organigramme du programme à chaque période d'échantillonnage

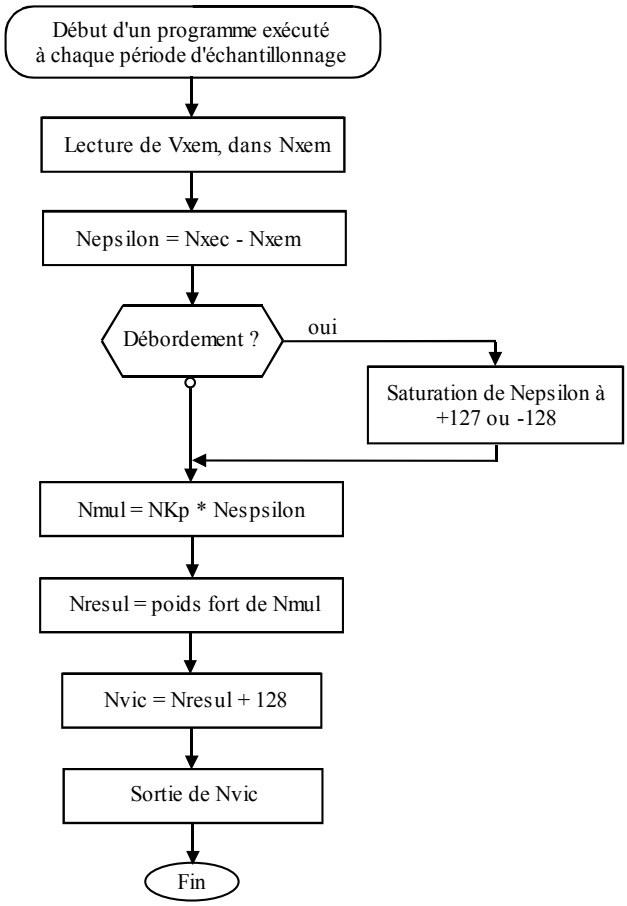
Nepsilon codé en 8 bits signés

Nmul codé en 16 bits signés

Les poids fort sont en 8 bits signés

(Nresul+128) permet d'avoir un résultat en 8 bits non signés

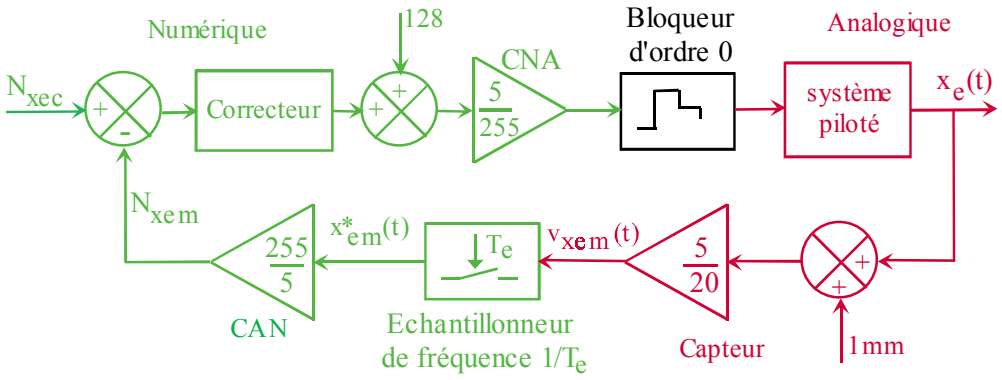
Nvic codé en 8 bits non signés



D.2.b.

$$H_2(p)=\frac{\Delta X_e(p)}{\Delta V_{ic}(p)}=14{,}276.\frac{1}{1+10{,}25.10^{-3}.p+\left(\frac{p}{28{,}70}\right)^2} \qquad \omega_0=28{,}70\ \text{rd/s} \ \text{ et } \ \sigma=0{,}1471$$

D.3.a. Schéma bloc du principe de la boucle de position

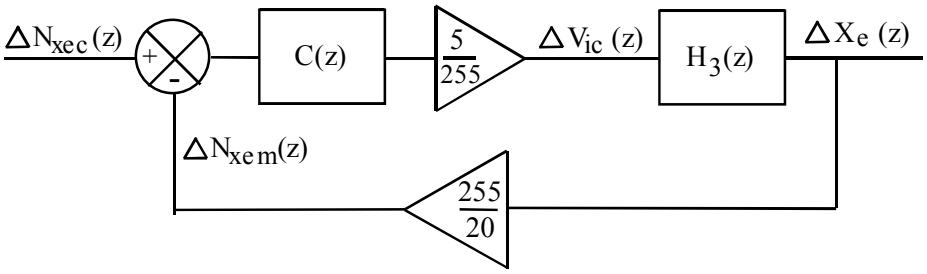


D.3.b.

$x_e=0\ \text{mm}$ $\qquad N_{xec}=\frac{255}{5}.\frac{5}{20}.(0+1)=13\ \text{LSB}$

$x_e=15\ \text{mm}$ $\qquad N_{xec}=\frac{255}{5}.\frac{5}{20}.(15+1)=204\ \text{LSB}$

D.4.a.



$$H_3(z)=14{,}276.\frac{0{,}0016.z+0{,}0016}{z^2-1{,}9800.z+0{,}9832}$$

D.4.b. Il faut que $H_3(1)=14{,}276$

$$H_3(z)=14{,}276.\frac{0{,}0016+0{,}0016}{0{,}0032}=14{,}276$$

Commentaire : le problème réside dans les erreurs d'arrondis. On peut dans ce cas obtenir une valeur différente.

D.5.1.a. Il faut calculer la fonction de transfert en boucle fermée :

$$H_{BF}(z)=\frac{20}{255}.\frac{14{,}276.K_p.(0{,}0016.z+0{,}0016)}{4.z^2+(0{,}0228.K_p-7{,}9200).z+0{,}0228.K_p+3{,}9328}$$

Critère de Jury :

$D(1)=0{,}0128+0{,}0456.K_p>0$ $\qquad K_p>-0{,}2807$

$D(-1)=15{,}8528+0.z>0$ $\qquad$ oui

$|0{,}0228.K_p+3{,}9328|<4$ $\qquad K_p<2{,}9474$

D.5.1.b. Fonction de transfert désirée en boucle fermée

$\sigma=0{,}7$ $\qquad \omega_o=2.1{,}92.\frac{1}{2.T_{c1}}=76{,}8\ \text{rd/s}$

$$H_{BF}(z)=\frac{20}{255}.\frac{0{,}0109.z+0{,}0103}{z^2-1{,}7854.z+0{,}8066}$$

On vérifie bien que $H_{BF}(1)=\frac{20}{255}$

D.5.2.a.

$$C(z) = \frac{20}{5.14{,}276} . \frac{z^2 - 1{,}9800.z + 0{,}9832}{(z-1).(z-0{,}7963)} . \frac{0{,}0109.z + 0{,}0103}{0{,}0016.z + 0{,}0016}$$

$$C(z) = 1{,}9088 . \frac{z^2 - 1{,}9800.z + 0{,}9832}{(z-1).(z-0{,}7963)}$$

Méthode : placement des pôles, ou méthode du second ordre équivalent
Intérêt : maîtrise de la dynamique en boucle fermée

D.5.2.b.

$S(k) = 1{,}7963.S(k-1) - 0{,}7963.S(k-2) + 1{,}9088.\varepsilon(k) - 3{,}7794.\varepsilon(k-1) + 1{,}8767.\varepsilon(k-2)$

D.5.2.c. Il faut coder les coefficients en entiers compris entre –128 et +127, et ne faire une division que par une puissance de deux.

-3,7794 est le coefficient le plus grand en valeur absolue : $\frac{128}{3{,}7794} = 33{,}9$

On peut donc prendre comme coefficient de division 32, ce qui donne :
$S(k) = [57*S(k-1) - 25*S(k-2) + 61*\varepsilon(k) - 121*\varepsilon(k-1) + 60*\varepsilon(k-2)]/32$
Il faut donc des additions sur 16 bits, réalisées par deux additions successives de 8 bits.

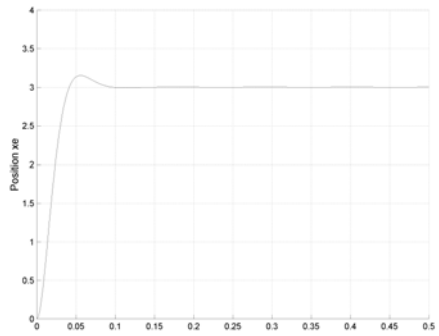
D.5.3.a.

$N_{xec} = \frac{255}{20}.(1+3) = 51\,\text{LSB}$ donc $\Delta N_{xec} = 51 - 13 = 38\,\text{LSB}$

$S(k) = 1{,}9088.\varepsilon(0) = 1{,}9088.38 = 72$ <u>résultat codable en 8 bits</u>.

Il faudrait écrire : $S(k) = \frac{61.38}{32} = 72$

Allure de $x_e(t)$:



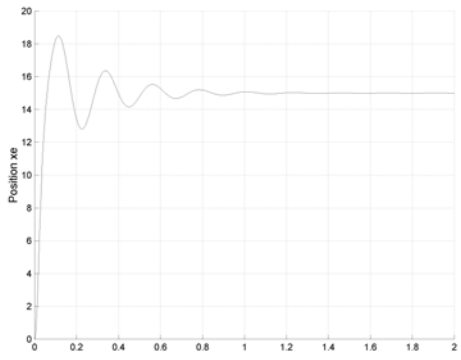
D.5.3.b.

$N_{xec} = \frac{255}{20}.(1+15) = 204\,\text{LSB}$ donc $\Delta N_{xec} = 204 - 13 = 191\,\text{LSB}$

$S(k) = 1{,}9088.\varepsilon(0) = 1{,}9088.191 = 364$ <u>résultat non codable en 8 bits, donc saturation</u>.

Il faudrait écrire : $S(k) = \frac{61.191}{32} = 364$

Allure de $x_e(t)$:



Partie E : réalisation à base d'un DSP.

E.1.a.

$$N = -2^{0}.a_0 + \sum_{i=1}^{15} 2^{-i}.a_i \qquad -1 \le N \le 0{,}999969483$$

E.1.b. Le résultat d'une multiplication de deux nombres de 16 bits est sur 32 bits. Sachant que le codage de ce résultat est aussi en virgule fixe, il s'agit du format 1.31

Exemple en 1.3 :

```
   0,5          0100
 X 0,25       X 0010
 = 0,125        0000
               0100
              0000
             0000
             0001000 ← 0
```

0.0010000 = 0,125 en 1.7

E.1.c. Il faut utiliser les 16 bits de poids fort.

Pour un arrondi, il faut tester le 16ième bit (a_{16}) sur le résultat en 32 bits :

Si $a_{16} = 0$: on garde les 16 bits de poids fort

Si $a_{16} = 1$: on ajoute 0x0001 au 16 bits de poids fort

L'intérêt de ce codage réside dans le fait qu'une multiplication de deux nombres codés en 1.15 est toujours codable en 1.15. En effet, le produit de deux nombres inférieurs à 1 en module est aussi inférieur à 1.

E.1.d. Le résultat de la somme (ou de la différence) de deux nombres codés en 1.15 est aussi codé en 1.15, si il n'y a pas de débordement.

Exemple en 1.3 :

```
   0,5          0100
 + 0,25       + 0010
 = 0,75         0110 = 0,75 en 1.3
```

Il y a un débordement quand les deux opérandes sont de même signe et lorsque le résultat est inférieur à –1 ou supérieur à 0,999969483.

Exemple en 1.3 :

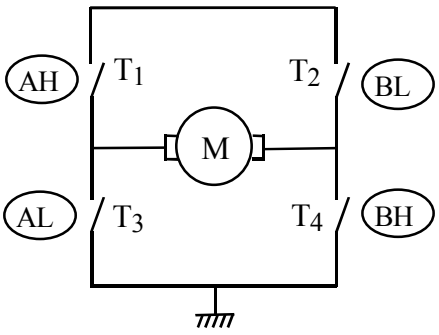
```
   0,5          0100
 + 0,75       + 0110
 = 1,25         = 1010 = -0,75 en 1.3 !
```

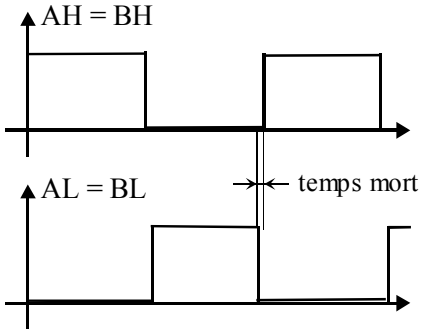
mais : 01010 = 1,25 en 2.3 !

Dans le cas d'un débordement suite à une addition de deux nombres en 1.15, le résultat peut être interprété en 2.15. L'intérêt d'un registre de 40 bits (format 9.31) en sortie du MAC est de pouvoir effectuer un produit scalaire, autrement dit une succession d'accumulations et de multiplications, sans avoir à gérer le débordement (dans une certaine limite). Seul le résultat final doit être codé en 1.15.

E.2.a. /PWMTRIP permet le blocage des signaux PWM (AL, AH, BL et BH)
= 5 V pour ne pas bloquer ces signaux, car signal actif à l'état bas
/PWMSR permet d'activer un mode de fonctionnement spécial des signaux PWM
= 5V pour ne pas enclencher ce mode de fonctionnement.

E.2.b. PWMPOL permet de programmer le sens des signaux PWM.





Il faut donc des signaux actif à l'état haut : PWMPOL = 5V, ou déconnectée.

E.2.c.

$$t_{ck} = \frac{1}{2}.T_{quartz} = 38{,}46\text{ns}\ \ (38{,}5\text{ns})$$

Une instruction est exécutée en un seul cycle, donc en 38,5 ns.

E.2.d. Les trois broches correspondant aux entrées analogiques sont V1, V2 et V3.

V1 = image du courant (V_{im})

V2 = image de la position (V_{xem})

V3 = VTEST, c'est à dire une tension de test.

E.3.a. Dynamique de variation d'une entrée analogique de l'ADMC331 : 0,3 V à 3,3 V

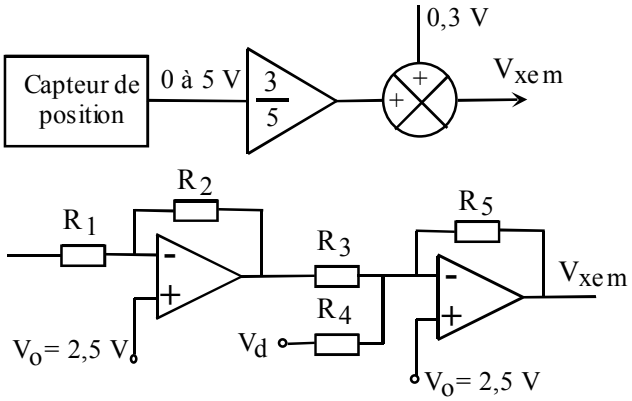
E.3.b. La documentation indique 12 bits, mais cette résolution dépend de la fréquence des signaux PWM : "Max count" = min (4095,($T_{pwm} - T_{crst}$)/(t_{ck}))

$$T_{pwm} = \frac{1}{25{,}4.10^3} \qquad T_{crst} = 1{,}54\,\mu s$$

On obtient 982. De plus, les quatre bits de poids faibles sont égaux à 0.

$$N_e = 982.\frac{V_e - 0{,}3}{3{,}3 - 0{,}3}.16$$

E.3.c. Ce bloc doit permettre d'utiliser la résolution du convertisseur analogique-numérique. Il faut pour cela que la tension à l'entrée de l'ADMC331 soit comprise entre 0,3 V et 3,3 V.



$$V_d = 2{,}8\text{ V} \qquad \frac{R_2}{R_1} = \frac{3}{5} \qquad \frac{R_5}{R_3} = 1 \qquad \frac{R_5}{R_4} = 2{,}33$$

E.4.1.a. Calcul des constantes du programme de test

"period" → PWMTM
"deadtime" → PWMDT
"pulsedel" → PWMPD
"seg_value" → PWMSEG
"gate_value" → PWMGATE

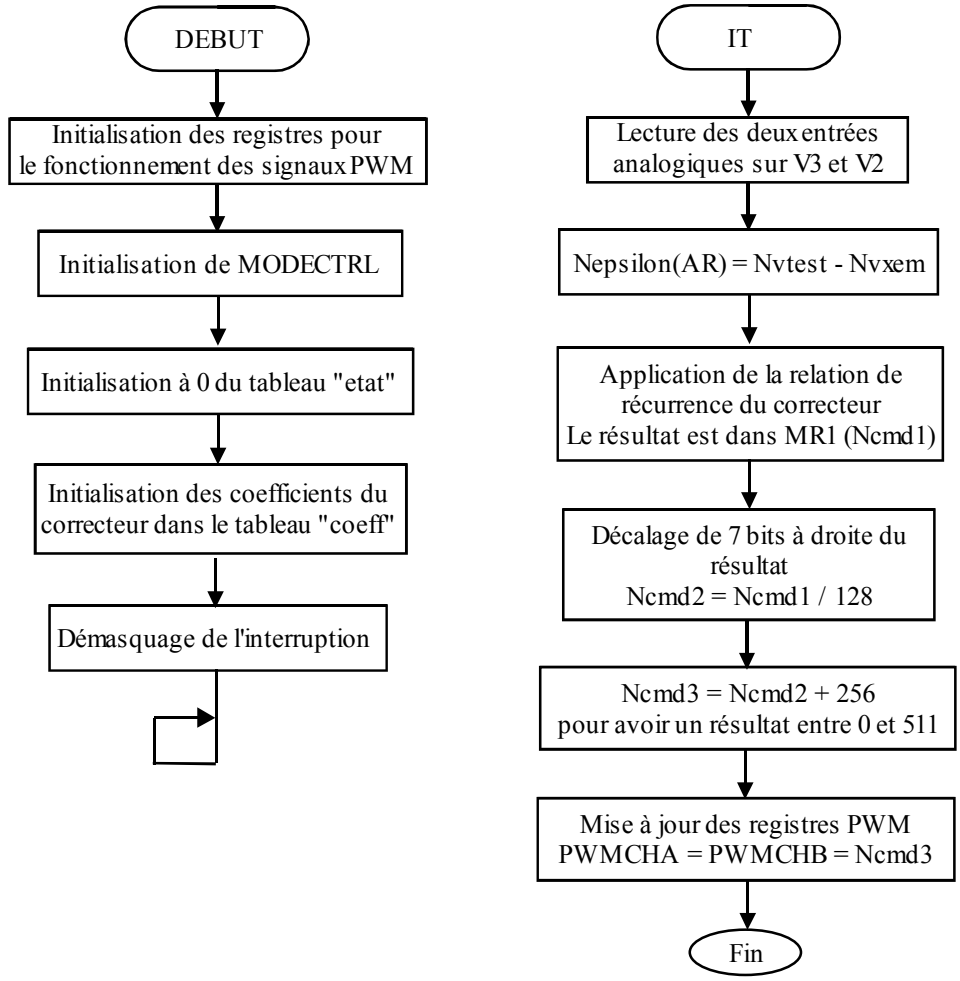
- $PWMTM = \frac{13.10^6}{25{,}4.10^3} = 511{,}8$ period = 512
- $T_d = PWMDT.2.t_{ck} = 200\text{ ns}$ deadtime = 3
- Rapport cyclique entre 2 et 98 % → $\frac{1}{25{,}4.10^3}.0{,}02 = 787{,}4\text{ ns} = PWMPD.t_{ck}$ pulsedel = 20
- PWMSEG = 0000 0000 00**00 00**11 pour activer les signaux AH, AL, BH et BL seg_value = 0x0003
- PWMGATE = 0, car pas de découpage gate_value = 0x0000

E.4.1.b. Les deux registres sont PWMCHA et PWMCHB

$$\alpha = \frac{2.PWMCHA - 511}{511} \qquad PWMCHA = PWMCHB$$

ou avec un rapport cyclique compris entre 0 et 1 : $\alpha_c = \frac{PWMCHA}{511}$

E.4.2.a.



E.4.2.b. La fréquence d'échantillonnage est égale à la fréquence des signaux PWM : $F_e = 25{,}4\ \text{KHz}$

E.4.3.a. Fonction réalisée par ce programme de test

Nepsilon = Nvtest – Nvxem

Puis Nepsilon est traité par le correcteur, avant de programmer un nouveau rapport cyclique.

l'objectif est donc de faire en sorte que Vxem suive Vtest.

C'est donc un asservissement de position avec Vtest comme consigne sans boucle de courant.

E.4.3.b. Voir document réponse DR3

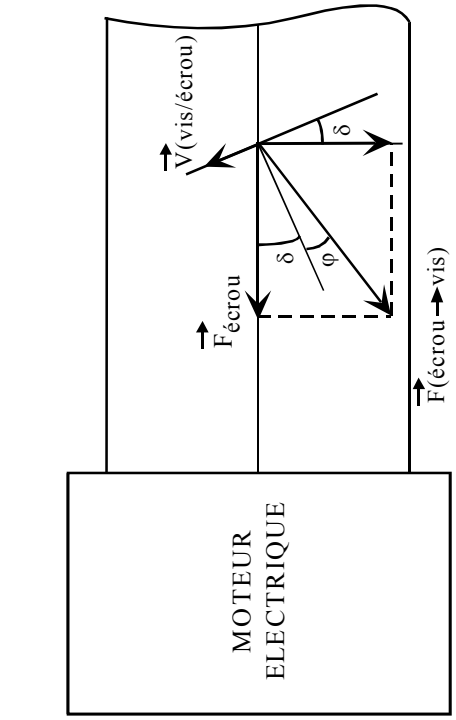
E.4.4.a.

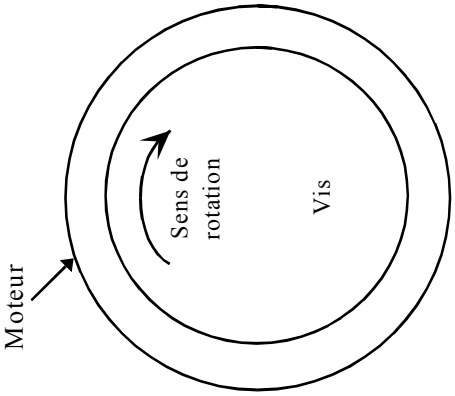
$$N_{sc}(k) = -0{,}25 * N_{ec}(k-1) + 0{,}2579 * N_{ec}(k) + N_{sc}(k-1)$$

E.4.4.b.

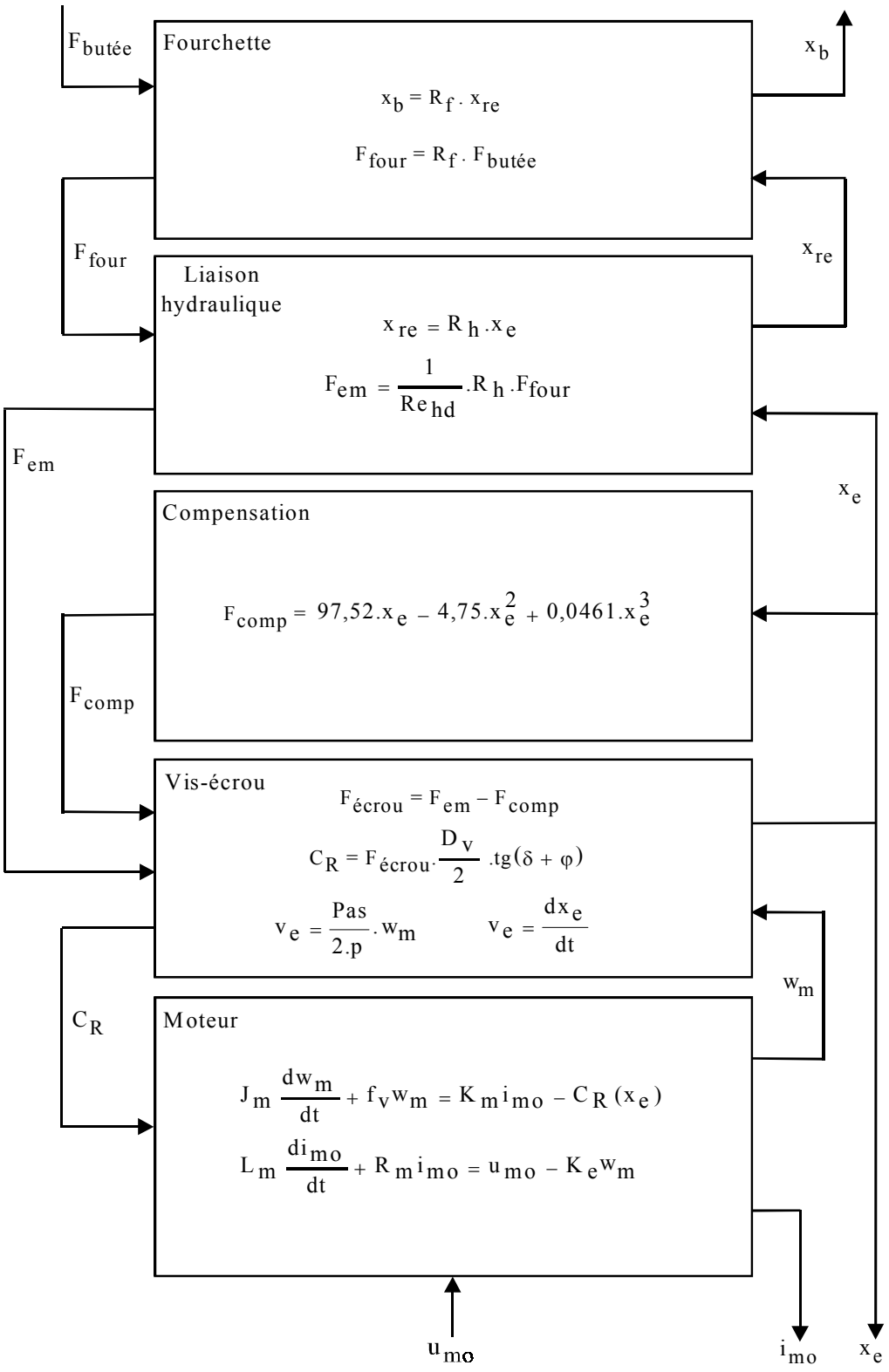
$$C(p) = K_i\left(1 + \frac{1}{T_i.p}\right) = \frac{S(p)}{E(p)}$$

Par la méthode d'Euler : $K_i = 0{,}25$ et $T_i = 1{,}25\ \text{ms}$

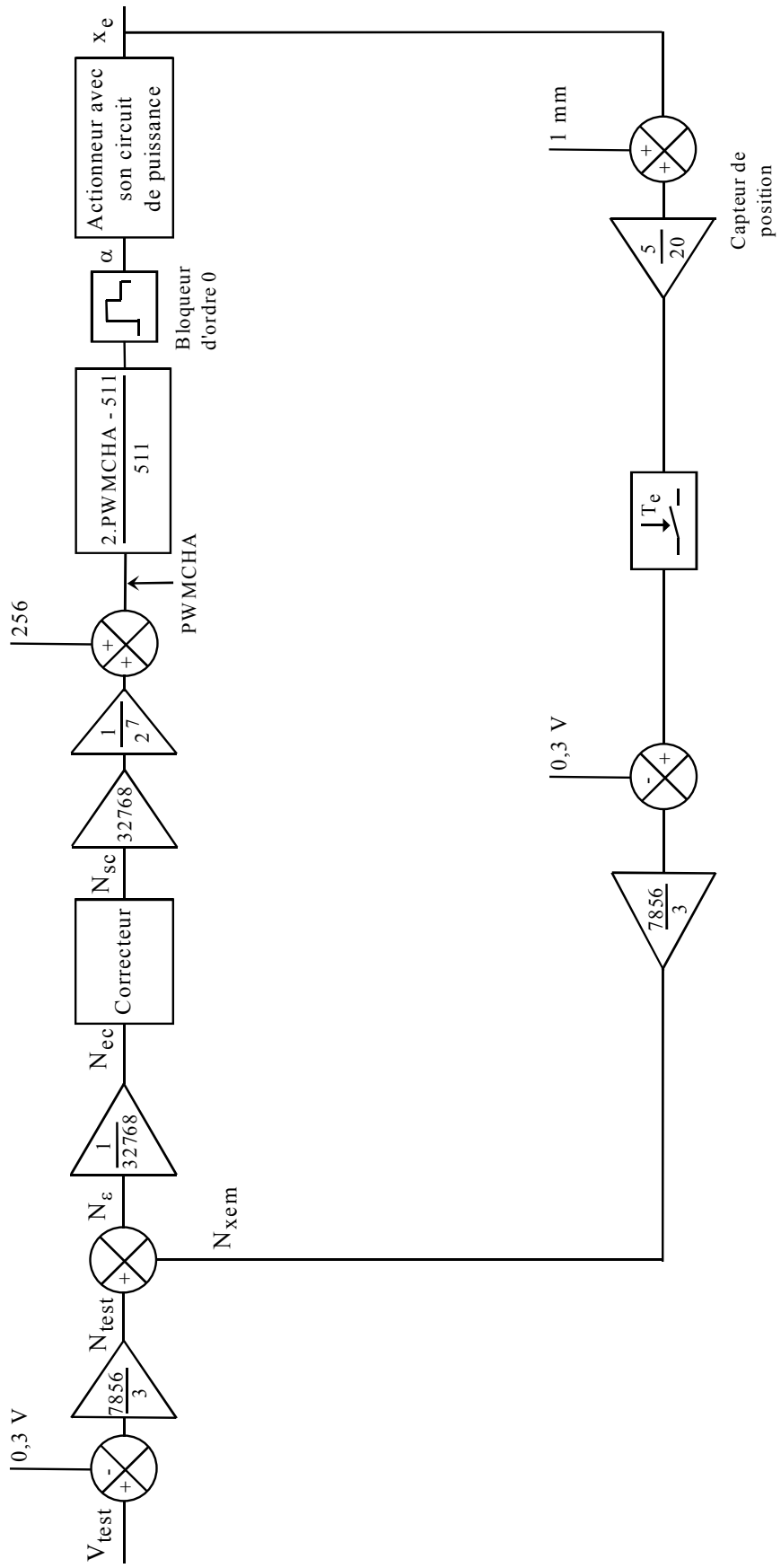




Document Réponse DR1



Document Réponse DR2



Document Réponse DR3