

CORRIGE AGREGATION DE GENIE ELECTRIQUE

Session 2000

2^{ème} épreuve : Devoir d'électronique et automatique

PORTIQUE A CONTENEURS CAILLARD C3

PRÉSENTATION

Le système étudié, implanté sur le port autonome de Marseille, est destiné au chargement et au déchargement de conteneurs. Il est constitué d'un bâti se déplaçant parallèlement au quai et d'une flèche sur laquelle se déplace un chariot de levage.



Le sujet proposé comporte 4 parties :

Partie 1 : Etude mécanique de la translation du chariot.

Partie 2 : Etude de l'asservissement du chariot.

Partie 3 : Analyse du dispositif de mesure de l'angle d'inclinaison du câble porteur.

Partie 4 : Travail pédagogique.

Le sujet porte sur la translation du chariot (Direction).

Les quatre parties sont indépendantes, cependant les **candidats ont intérêt à lire tout le sujet** et à essayer de traiter les différentes parties dans l'ordre proposé.

Les questions sont identifiées par une *police italique* et précédées d'un numéro.

DONNÉES TECHNIQUES GÉNÉRALES :

UTILISATION :	Chargement et déchargement de conteneurs ISO 20' et 40'.		
	Conteneur 20' : Longueur 6,1 m,	largeur 2,4 m,	hauteur 3,0 m.
	Conteneur 40' : Longueur 12,2 m,	largeur 2,4 m,	hauteur 3,0 m.
MASSES :	Totale : 844 T,	Avant bec : 74 T,	Chariot : 32 T,
	Structure : 738 T,	Dont lest béton 170 T et acier 12 T.	
	Masse utile du «Spreader» : 10 T,	Masse utile sous « spreader » :40 T.	
	Masse utile au crochet : 50 T.		
DIMENSIONS :	Ecartement des rails : 15 m,	Hauteur totale : 61,34 m.	
COURSES :	Au-dessus du quai : 30 m,	au-dessous du quai : 12 m.	
	Portée côté terre : 25 m,	Portée côté eau : 40 m.	
	Course horizontale totale : 80 m.		
DUREES :	Relevage de l'avant bec : 5 Min,		
	Accélération au Levage : 3 s.		
	Décélération au Levage : 3 s.		
	Accélération du chariot de direction : 4 s.		
	Décélération du chariot de direction : 4 s.		
VITESSES :	Levage à vide : 2 m/s,	Levage en charge : 1 m/s.	
	Direction (\perp au quai): 3 m/s	(à vide ou en charge).	
	Translation (\parallel au quai) : 0,75 m/s	(à vide ou en charge).	
PUISSANCES :	Levage : 1×480 kW,	Relevage : 1×74 kW.	
	Direction : 2×78 kW,	Translation : 8×30 kW.	

DOCUMENTS :

Vue d'ensemble du portique :	ANNEXE 1.
Vue avant bec relevé :	ANNEXE 2.
Chaîne cinématique Levage :	ANNEXE 3.
Chaîne cinématique Direction :	ANNEXE 4.
Abaque du temps de réponse réduit :	ANNEXE 5.
Schéma de principe du dispositif de mesure des mouvements du câble :	ANNEXE 6.
Extraits du référentiel du BTS Electronique :	ANNEXE 7.

1 ETUDE MÉCANIQUE DE LA TRANSLATION DU CHARIOT.

1.1 Justification du dimensionnement des moteurs du chariot.

On utilisera les données techniques générales et les annexes 3 et 4.

On considérera les hypothèses simplificatrices suivantes :

- les rendements sont unitaires,
- les accélérations et décélérations sont constantes,
- les moteurs peuvent développer temporairement 1.2 fois leur couple nominal.

En admettant, pour la translation (direction), une faible longueur de câble permettant d'assimiler la liaison conteneur-chariot à une liaison rigide,

et en négligeant, pour cette question, les inerties des pièces en rotation (rotor ou induit du moteur, disques de freins, tambours, galets, réducteur....) :

1.1.1 Justifier la puissance et la vitesse nominale de rotation des moteurs de direction.

Justification de la puissance :

- M, masse du chariot = 32T
- m masse de l'ensemble Conteneur/Spreader = 50T
- F la force appliquée au chariot

Compte-tenu des hypothèses simplificatrices, les moteurs développent de la puissance uniquement en phase d'accélération ou de décélération.

<p><u>Relations générales :</u> Puissance = Force x Vitesse Force = Masse x Accélération</p>	<p><u>Accélération γ :</u> $(v1 - v0) = \gamma(t1 - t0)$ $v0, t0 = 0$ $v1 = \gamma.t1$ $\gamma = \frac{3}{4} = 0,75 \text{ m/s}^2$</p>
<p><u>Force :</u> $F = (M+m).\gamma$ $F = (50 \cdot 10^3 + 32 \cdot 10^3) \cdot 0,75$ $F = 61 \cdot 500 \text{ N}$</p>	<p>La puissance sera maximale en fin d'accélération ($v=3 \text{ m/s}$) $P_{\max} = F \cdot v_{\max}$ $P_{\max} = 61500 \times 3 = 184,5 \text{ kW}$</p>

Les données des moteurs de direction indiquent 78 kW, soit, une puissance développée maximale de :

$$P_{\max} = 2 \times 78 \times 1,2 \text{ kW} = 187,2 \text{ kW}$$

Justification de la vitesse de rotation :

- Vitesse de direction 3 m/s
- Vitesse de rotation des galets 7 : $\omega_7 = v/r = \frac{3 \times 2}{0,598} \text{ rd/s} = 10,03 \text{ rd/s}$
- Soit $N_7 = \omega_7 \cdot 30/\pi = 95,81 \text{ tr/mn}$

Soit : $N_{\text{moteur}} = N_7 \cdot r = 1480 \text{ tr/mn}$

1.1.2 Représenter les évolutions temporelles (en précisant les valeurs numériques caractéristiques), de la vitesse, de la force totale appliquée au chariot et de la puissance fournie par les deux moteurs pour une translation de 24 m en avant, un temps de repos de 4 s puis une translation de 24 m en arrière . (Ce cycle étant réalisé à pleine charge.)

En phase d'accélération ou de décélération (sur 4 s) :

La distance parcourue est : $v = \gamma.t$, donc : $x = \frac{1}{2} \gamma t^2$, soit : $x = 6 \text{ m}$.

A vitesse constante :

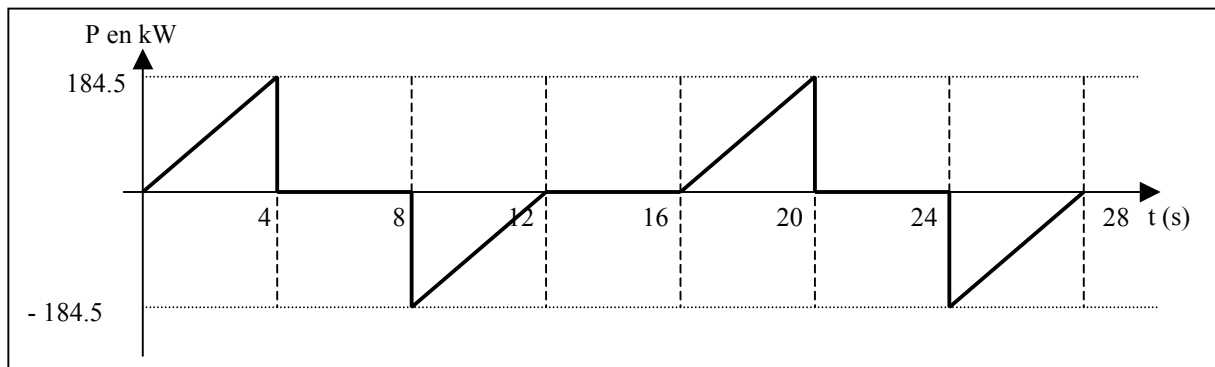
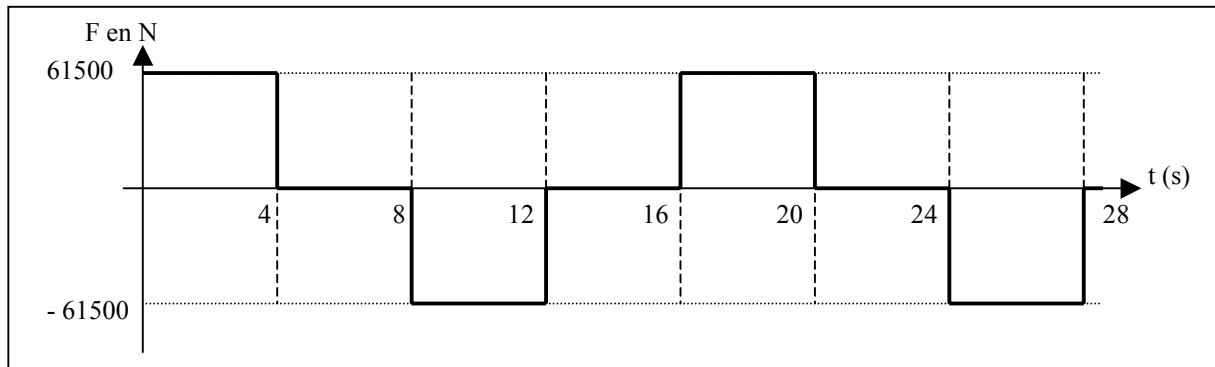
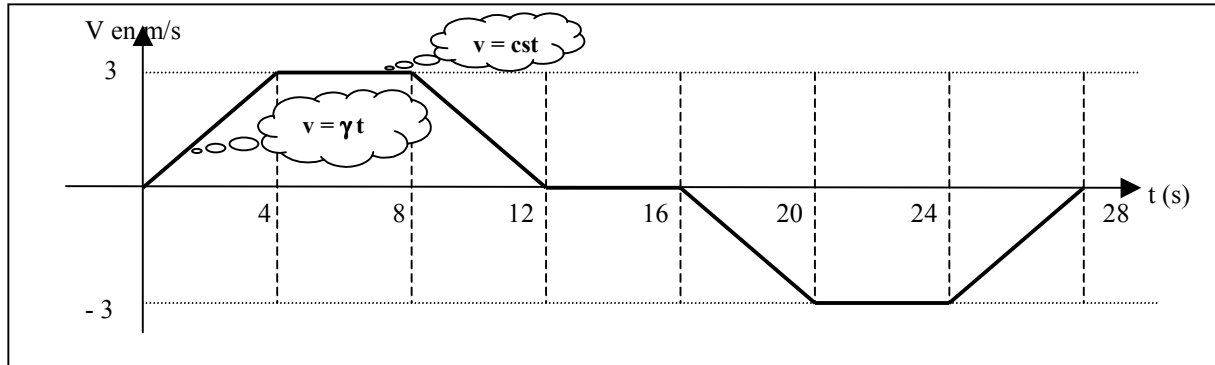
La vitesse est de 3 m/s, pour parcourir $24 - (2 \times 6) = 12\text{m}$, **il faudra 4s**

Pour la force totale appliquée au chariot :

La force est : $F = M \cdot \gamma$, avec $\gamma = dv/dt$.

Pour la puissance totale fournie :

La puissance totale fournie $P = F \cdot v$



1.2 Balancement de la charge et influence du vent.

Pour toute cette partie, on supposera de petits angles pendulaires θ exprimés en radians, ($\cos\theta = 1$, $\sin\theta = \theta$), une faible vitesse angulaire $(\dot{\theta})^2 = 0$, et une accélération du câble nulle. Le chariot et la charge sont assimilés à des masses ponctuelles, les huit câbles à un seul.

On suppose tout d'abord que le **chariot de masse $M = 32\text{ T}$ est fixe par rapport au portique**, les conditions sont inchangées (câble de longueur $L = 40\text{ m}$ et charge $m = 50\text{ T}$).

La force exercée par le vent a pour expression :

$$F_V = A \cdot C_d \cdot \frac{\rho}{2} \cdot (V_V)^2$$

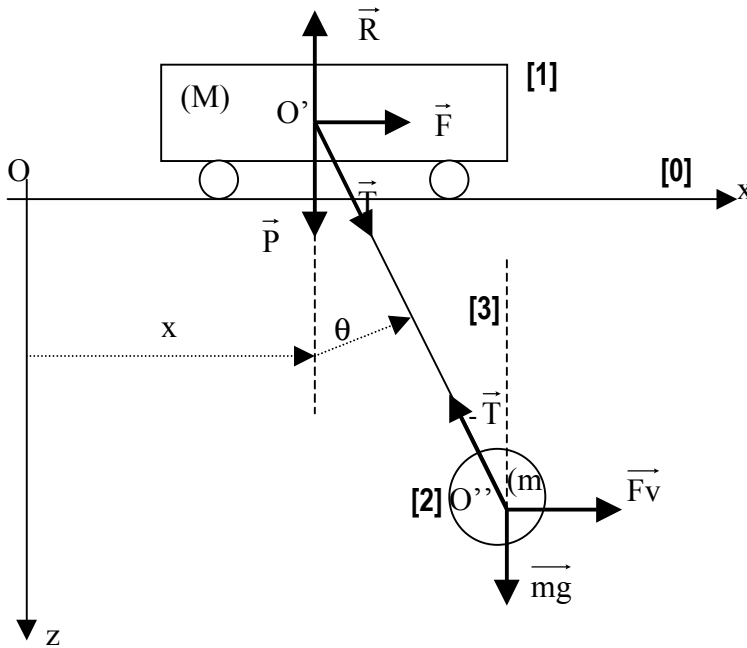
A : Surface du conteneur en m^2 .

C_d : Coefficient d'aérodynamisme = 1,2.

ρ : Densité de l'air à $20\text{ }^\circ\text{C} = 1,2\text{ kg/m}^3$.

V_V : Vitesse du vent en m/s.

F_V : Force exercée par le vent en N.



[0] Portique support de chariot
 [1] Chariot
 [2] Conteneur + Spreader
 [3] Câble

F : Force appliquée au chariot par les moteurs de direction, lors d'un déplacement.

1.2.1 Calculer les valeurs numériques des angles et des déplacements de la charge pour des vitesses de vent de 20, 40 et 80 km/h de direction x normale à la plus grande surface d'un conteneur de 40'.

$M = 32T$; $m = 50T$; $L = 40m$.

$F_v = (5.184 V_v)^2$ (F_v est suivant l'axe x).

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{F_v}{P} \text{ et } x = L \sin\theta$$

V (m/s)	20 km/h = 50/9 m/s	40 km/h = 100/9 m/s	80 km/h = 200/9 m/s
θ en degrés	0.92°	0.37°	1.46°
x en m	0.64m	0.256m	1.02m

Alors que l'inclinaison due au vent est de θ_0 , celui-ci cesse brusquement.

1.2.2 Analyser qualitativement l'évolution de l'angle θ dans le temps.

- Si le système est parfait, (pas de frottement, etc...), on obtient :

un mouvement pendulaire non amorti : ($\theta(t) = \theta_0 \cos \omega_0 t$).

Le chariot est libre par rapport au portique, la vitesse du vent est nulle. La distance de son centre de gravité par rapport à l'origine est x (voir schéma ci-dessus). Les hypothèses sur θ sont maintenues, ($\cos\theta = 1$, $\sin\theta = \theta$, une faible vitesse angulaire ($\theta' \approx 0$)).

On désire mettre en évidence l'influence du balancement de la charge (θ non nul), sur la commande de déplacement des moteurs du chariot (force $F(t)$).

1.2.3 Appliquer le principe fondamental de la dynamique au chariot de masse M et établir la relation temporelle liant x , θ et F .

PFD appliqué à un solide en mouvement / repère Galiléen :
 $\Sigma \text{ des forces extérieures } \vec{=} M\vec{\Upsilon}$.

soit : PFD appliqué au chariot [1] par rapport au portique [0] :

Détermination de l'accélération $\vec{\gamma}_{1/0}$		
$\vec{OO}' = x \vec{x}$	$d\vec{OO}'/dt = \vec{v}_{1/0} = \frac{dx}{dt} \vec{x}$	$d\vec{v}_{1/0}/dt = \vec{\gamma}_{1/0} = \frac{d^2x}{dt^2} \vec{x}$

Bilan des forces appliquées			
$\vec{F} = F \vec{x}$	$\vec{P} = Mg \vec{z}$	$\vec{T} = T \sin \theta \vec{x} + T \cos \theta \vec{z}$	$\vec{R} = -R \vec{z}$

PFD : $\Sigma \vec{F} = M \vec{\gamma}_{1/0}$	
Sur x : $F + T \sin \theta = M \frac{d^2x}{dt^2}$	Sur z : $Mg + T \cos \theta - R = 0$

Nous avons donc :

$$M \frac{d^2x}{dt^2} = F(t) + T \sin \theta = F(t) + T \theta$$

1.2.4 Etablir les coordonnées du centre de gravité de l'ensemble « conteneur-spreader » de masse m . (Les hypothèses simplificatrices sur θ étant appliquées.)

Expression du centre de gravité de l'ensemble [2] :

$$\vec{OO}'' = \vec{OO}' + \vec{O}'\vec{O}''$$

$$\vec{OO}'' = x \vec{x}' + L \sin \theta \vec{x} + L \cos \theta \vec{z}$$

En projection sur l'axe x :	En projection sur l'axe z :
$OO''_{/x} = x + L \sin \theta = x + L \theta$	$OO''_{/z} = L \cos \theta = L$

1.2.5 Appliquer le principe fondamental de la dynamique à l'ensemble « conteneur-spreader » de masse m et établir la relation temporelle liant x à θ .

Composante sur l'axe x de l'accélération de l'ensemble « conteneur/Spreader » :

$$(\gamma_{2/0})_x = \frac{d^2x}{dt^2} + L \frac{d^2\theta}{dt^2}$$

Bilan des forces appliquées :

$$\vec{G} = mg \vec{z}$$

$$\vec{T} = -T \sin \theta \vec{x} - T \cos \theta \vec{z} = -T \theta \vec{x} - T \vec{z}$$

PFD : $\Sigma \vec{F} = m \vec{\gamma}_{2/0}$	
sur x : $m \frac{d^2x}{dt^2} + mL \frac{d^2\theta}{dt^2} = -T \theta = -mg \theta$	Sur z : $mg - T = 0 \Rightarrow T = mg$

soit :

$$\frac{d^2x}{dt^2} + L \frac{d^2\theta}{dt^2} = -g \theta$$

1.2.6 Dédire des résultats précédents (1.2.3 et 1.2.5), l'équation différentielle liant l'angle d'inclinaison $\theta(t)$ à la force $F(t)$ exercée sur le chariot.

Nous avons donc :

$$Q\ 1.2.3 : M \frac{d^2x}{dt^2} = F + T\theta$$

$$Q\ 1.2.5 : T = mg$$

$$\text{Et : } \frac{d^2x}{dt^2} + L \frac{d^2\theta}{dt^2} = -g\theta$$

Nous en déduisons donc :

$$F + mg\theta = -Mg\theta - ML \frac{d^2\theta}{dt^2}$$

$$ML \frac{d^2\theta}{dt^2} + (M + m)g\theta = -F(t)$$

1.2.7 Etablir l'expression temporelle, littérale puis numérique, de $\theta(t)$; pour une force $F(t)$ nulle et une inclinaison initiale θ_0 de $1,4^\circ$.

$$F(t) = 0 \text{ et } \theta(0) = \theta_0 = 1,4^\circ$$

$$ML \frac{d^2\theta}{dt^2} + (M + m)g\theta = 0$$

La solution est de la forme : $\theta(t) = \theta_{\max} \cos(\omega_0 t + \varphi)$ avec $\omega_0 = \sqrt{\frac{(M + m)g}{ML}}$

$$\theta(0) = \theta_{\max} \cos \varphi = \theta_0 = 1,4^\circ$$

$$\theta'(0) = 0 \Rightarrow \varphi = 0.$$

$$\theta(t) = \theta_0 \cos \omega_0 t \text{ avec } \omega_0 = \sqrt{\frac{(M + m)g}{ML}}$$

$$\theta_0 = 1,4^\circ = 0,0244 \text{ rd}$$

$$\omega_0 = 0,793 \text{ rd/s} \Rightarrow f_0 = 0,126 \text{ Hz.}$$

A l'instant $t = 0$, alors que la charge est à la verticale du chariot, les moteurs de direction appliquent à ce dernier un échelon de force F de 60000 N.

1.2.8 Etablir l'expression temporelle, littérale puis numérique de $\theta(t)$.

$\theta(t)$ est solution de l'équation différentielle précédemment établie. La solution de cette équation est la somme de la solution sans second membre (déjà établie) et d'une solution particulière (du même ordre que le second membre).

Solution sans second membre : $\theta(t) = A \cos \omega_0 t$

Solution particulière : $\theta = K$ (constante)

$$\text{Soit } K(M+m)g = -F$$

$$\Leftrightarrow K = - \frac{F}{(M + m)g}$$

à $t=0$; $\theta(t) = 0$:

$$\theta(t) = \frac{F}{(M+m)g} (\cos \omega_0 t - 1)$$

$$\text{Application numérique : } \theta(t) = 0.0746 (\cos 0.793t - 1)$$

1.2.9 Montrer que si l'échelon de force est annulé après un délai D (créneau de force de durée D) judicieusement choisi, il est possible de réduire et même d'annuler le balancement de la charge. Calculer la valeur numérique de D qui annule l'inclinaison finale.

Un créneau de force F et de durée D est la somme de deux échelons égaux et de signes contraires décalés de la valeur D . On obtient donc en régime établi :

$$\theta(t) = 0.0746 (\cos 0.793t - 1 - (\cos 0.793(t-D) - 1))$$

Pour annuler $\theta(t)$ il faudra donc :

$$\cos 0.793 D = 1$$

Et

$$\sin 0.793 D = 0$$

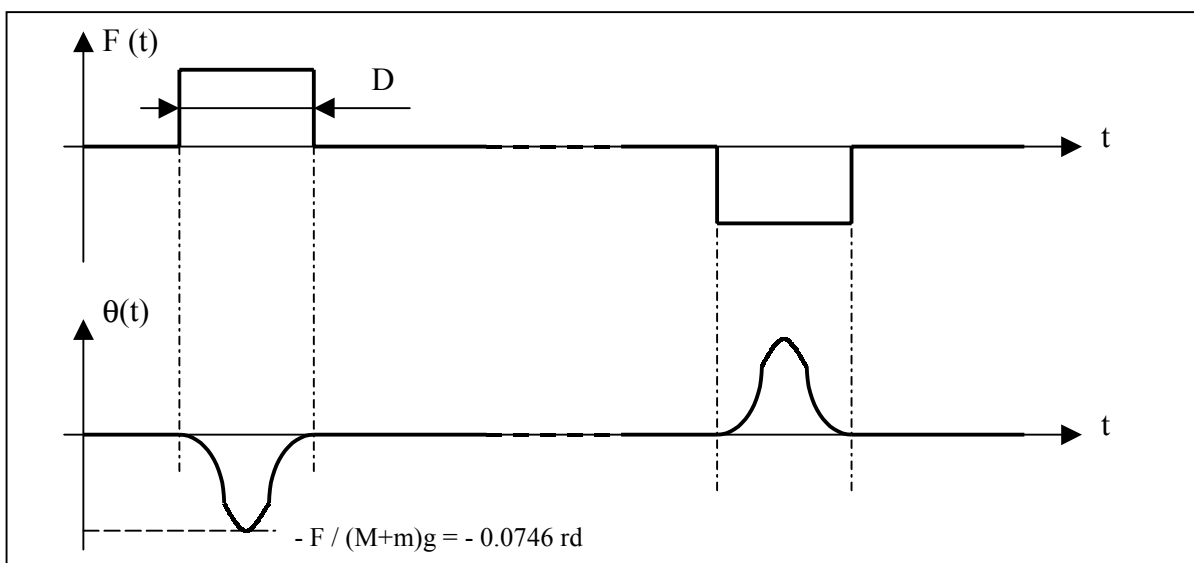
Soit :

$$0.793 D = 0 + 2k\pi \text{ (avec } k \text{ entier } > 0)$$

$$D = 7.92 \text{ s (} k = 1)$$

1.2.10 En déduire une stratégie de commande pour le chariot, représenter $F(t)$ et $\theta(t)$ pour un trajet.

On applique un échelon de force $F > 0$ durant le temps D (7.92s) pour accélérer, puis un autre de force $F < 0$ durant le même temps pour décélérer.



2 ETUDE DE L'ASSERVISSEMENT DU CHARIOT.

2.1 A partir de l'expression établie en 1.2.6., donner l'expression littérale et numérique (sous forme canonique faisant apparaître les constantes de temps) de : $H(p) = \frac{\theta(p)}{F(p)}$

Rappelons l'expression temporelle de $f(t)$: $f(t) = -(M+m)g\theta(t) - ML \frac{d^2\theta}{dt^2}$

Passons cette expression dans le domaine symbolique en respectant les conditions d'Heaviside :

$$-(M+m)g\theta(p) - MLp^2\theta(p) = F(p) \Rightarrow H(p) = \frac{1}{-(M+m)g - MLp^2} \Rightarrow \frac{-\left(\frac{1}{(M+m)g}\right)}{1 + \frac{ML}{(M+m)g}p^2}$$

$$\text{AN : } M = 32.10^3 \text{ kg } l = 40 \text{ m}$$

$$m = 50.10^3 \text{ kg}$$

$$g = 9,81 \text{ m/s}^2$$

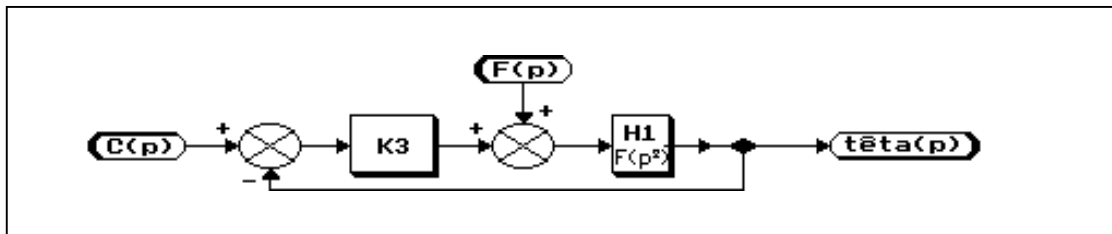
$$H(p) = \frac{-1,243.10^{-6}}{1 + 1,59p^2}$$

2.2 Commande de l'inclinaison du câble

Dans ce qui suit, on prendra $H_1(p) = \frac{\theta(p)}{F(p)} = \frac{-1,2.10^{-6}}{1 + 1,6p^2}$ comme arrondi de $H(p)$

On adoptera par la suite $\theta(p) = \text{têta}(p)$.

Pour maintenir une inclinaison nulle on adopte le schéma fonctionnel suivant :



2.2.1. Quelle valeur faut-il donner à la consigne $C(p)$?

Comme on veut maintenir une inclinaison nulle, il faut une consigne d'inclinaison nulle

$$C(p) = 0$$

2.2.2. Calculer la fonction de transfert $H_2(p)$

Comme $C(p) = 0$, la fonction de transfert $H_2(p)$ présente $H_1(p)$ comme chaîne directe et K_3 comme chaîne de retour d'où :

$$H_2(p) = \frac{\text{têta}(p)}{F(p)} = \frac{H_1(p)}{1 + K_3 H_1(p)} = \frac{-1,2.10^{-6}}{1 + 1,6p^2} \frac{1}{1 + K_3 \left(\frac{-1,2.10^{-6}}{1 + 1,6p^2} \right)} = \frac{-1,2.10^{-6}}{1 + 1,6p^2 - K_3(1,2.10^{-6})} = \frac{-1,2.10^{-6}}{1 - 1,2.10^{-6} K_3 + 1,6p^2}$$

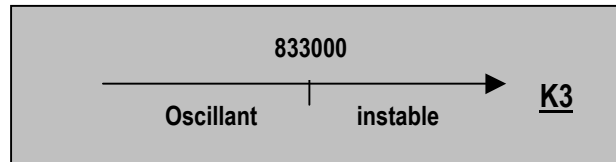
2.2.3. Etudier la stabilité du système de fonction de transfert $H_2(p)$ en fonction de la valeur de K_3 .

Etudions le dénominateur de $H_2(p)$ $D(p) = 1 - 1,2 \cdot 10^{-6} K_3 + 1,6p^2$ de la forme $A + 1,6p^2$

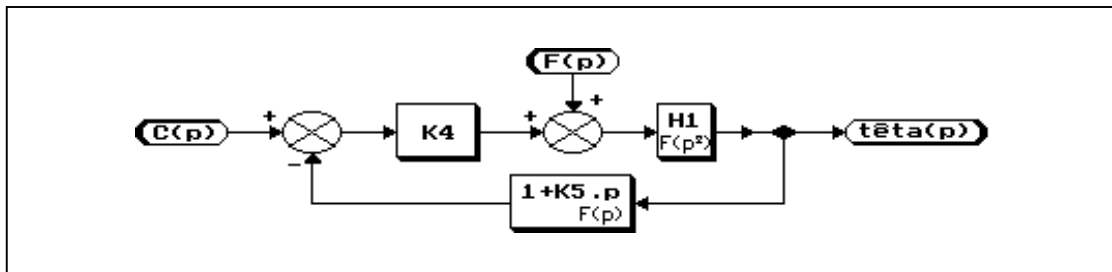
Si $A < 0$ ($K_3 > 833000$) : système instable (divergent) car deux pôles réels dont un positif

Si $A > 0$ ($K_3 < 833000$) : système oscillant (oscillateur pur) car deux pôles imaginaires purs.

En résumé :

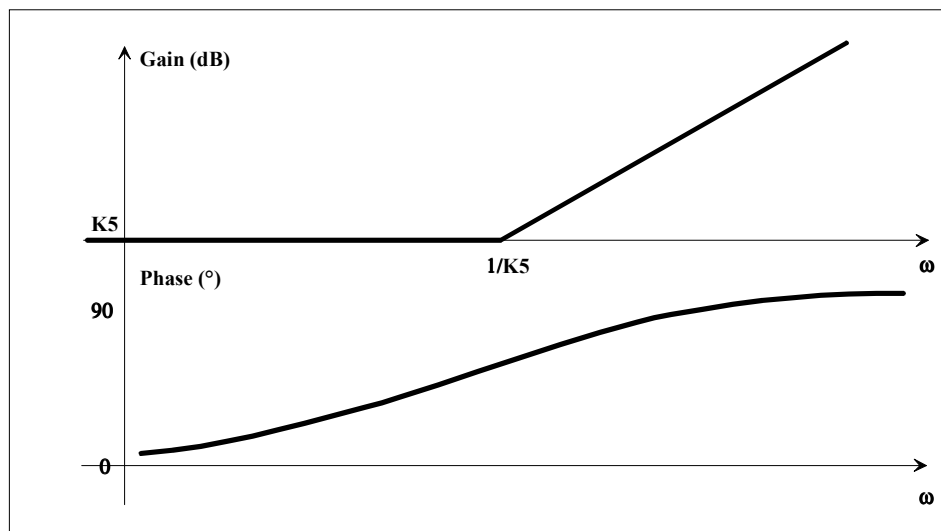


On remplace le retour unitaire du schéma précédent par une correction de type $(1+K_5.p)$



2.2.4 Tracer les diagrammes de Bode du correcteur $(1+K_5.p)$. Préciser le type de ce correcteur.

C'est un correcteur Proportionnel Dérivé



2.2.5 Calculer la nouvelle fonction de transfert $H_3(p) = \frac{t\acute{e}ta(p)}{F(p)}$.

$$H_3(p) = \frac{H_1(p)}{1+K4(1+K5p)H_1(p)} = \frac{-\frac{1,2 \cdot 10^{-6}}{1+1,6p^2}}{1-K4(1+K5p) \cdot \frac{1,2 \cdot 10^{-6}}{1+1,6p^2}} = \frac{-1,2 \cdot 10^{-6}}{1-K4 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6} - K4 \cdot K5 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6} p + 1,6p^2}$$

Soit sous forme canonique :

$$H_3(p) = \frac{\frac{-1,2 \cdot 10^{-6}}{1-K4 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}}}{1 - \frac{K4 \cdot K5 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}}{1-K4 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}} p + \frac{1,6}{1-K4 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}} p^2}$$

2.2.6 Calculer les gains $K4$ et $K5$ pour obtenir un pôle double $p_1 = p_2 = -1,3 \text{ s}^{-1}$.

On désire un pôle double $-1,3 \text{ s}^{-1}$ soit :

$$\tau = \frac{1}{1,3} = 0,7692, \quad \tau^2 = 0,5917, \quad K4 = -\frac{1,6 - 0,5917}{0,5917 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}} = -1,42 \cdot 10^6$$

$$\text{Et comme } 2m\tau = 2\tau = 2 \cdot 0,7692 = \frac{1,42 \cdot 10^6 \cdot K5 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}}{1 + 1,42 \cdot 10^6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}} = \frac{1,704 \cdot K5}{2,704} \Rightarrow K5 = \frac{1,5384 \cdot 2,704}{1,704} = 2,44$$

$$K4 = -1,42 \cdot 10^6 \quad K5 = 2,44$$

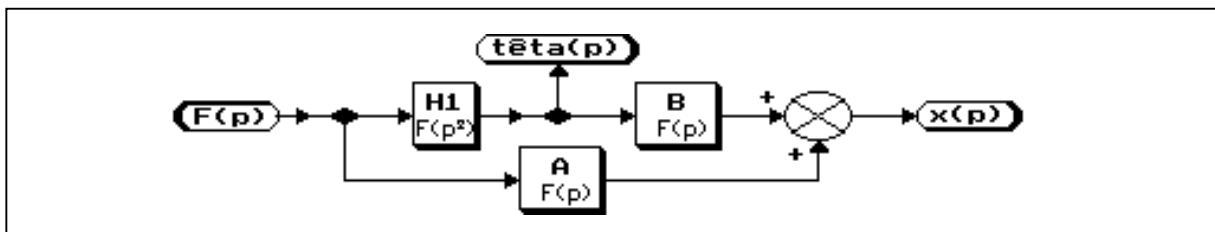
2.2.7 Donner les solutions technologiques permettant de faire une mesure de l'angle d'inclinaison du câble avec la précision adéquate.

Capteur potentiométrique	Capteur inductif
Codeur optique	Visée depuis le chariot (caméra)

2.3 Asservissement de la vitesse du chariot

En partant de l'expression de $\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{f(t)}{M} + \frac{mg\theta(t)}{M}$ établie en § 1.2.3 :

2.3.1 Déterminer littéralement les blocs $A(p)$ et $B(p)$ du schéma suivant.



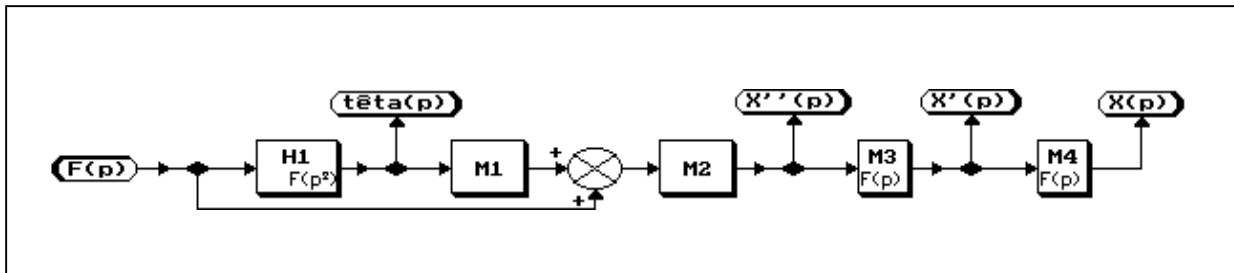
de l'équation temporelle $\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{f(t)}{M} + \frac{mg\theta(t)}{M}$

$$\text{on tire } p^2 X(p) = \frac{F(p)}{M} + \frac{mg\theta(p)}{M} \Rightarrow X(p) = \frac{F(p)}{Mp^2} + \frac{mg\theta(p)}{Mp^2}$$

et par identification il vient :

$$A(p) = \frac{1}{Mp^2}, \quad B(p) = \frac{mg}{Mp^2}$$

2.3.2 Montrer que ce schéma-bloc précédent (2.3.1) peut se mettre sous une forme faisant apparaître la vitesse et l'accélération du chariot en explicitant les blocs **M1**, **M2**, **M3** et **M4**.

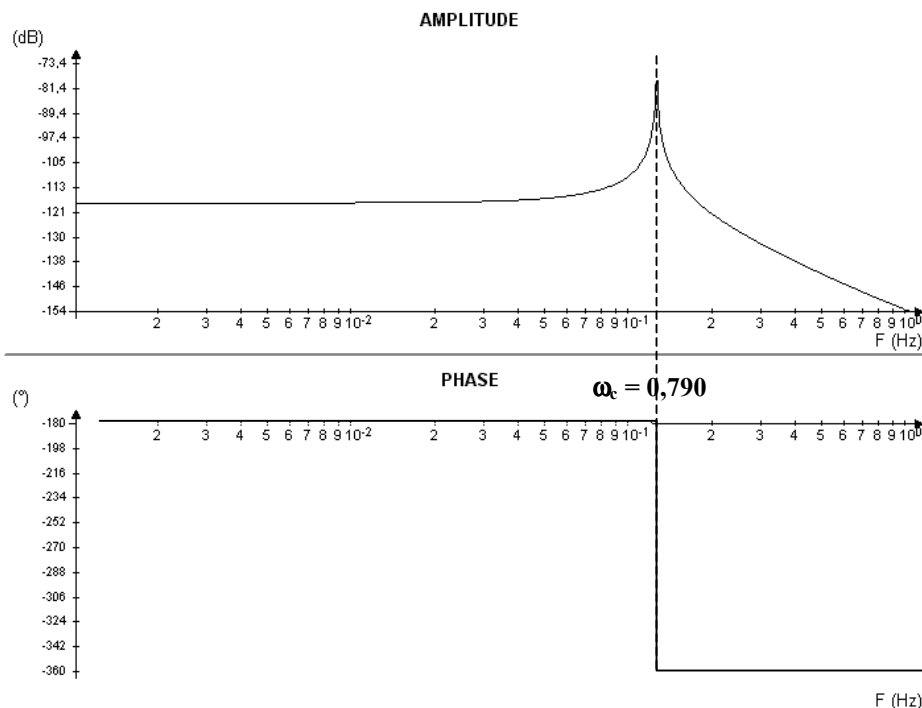


En remarquant que les blocs $A(p)$ et $B(p)$ ont le facteur $1/Mp^2$ en commun, il vient :

$$M1 = mg \quad M2 = \frac{1}{M} \quad M3 = \frac{1}{p} \quad M4 = \frac{1}{p}$$

2.3.3 Tracer les diagrammes de Bode de $H1(j\omega)$:

Diagrammes de Bode de $H1(j\omega)$:



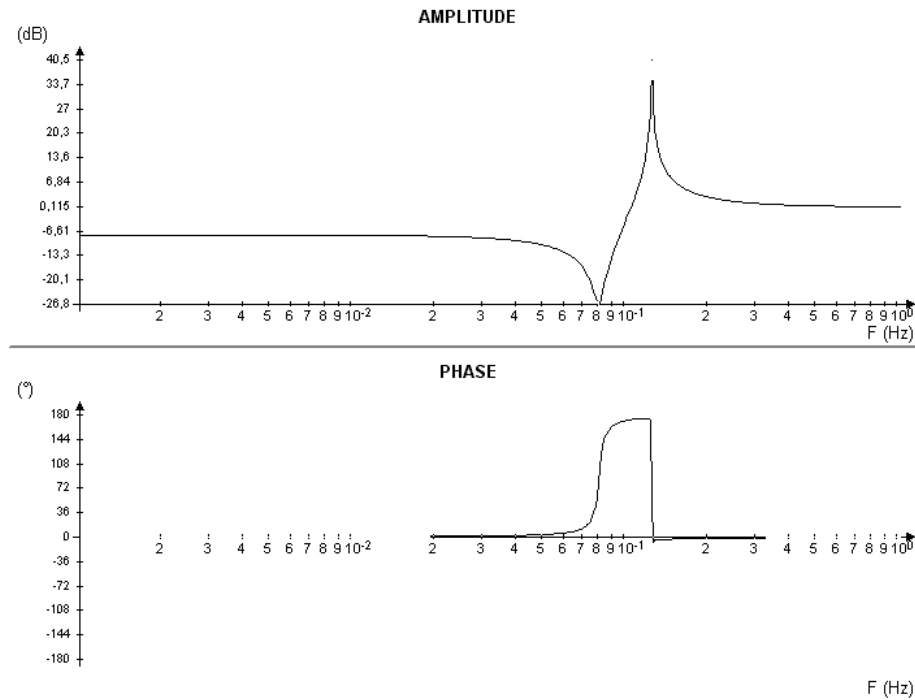
2.3.4 Tracer les diagrammes de Bode de $H'(j\omega) = (M1.H1(j\omega) + 1)$.

$$H'(j\omega) = \left(\left(\frac{-1,2 \cdot 10^{-6}}{1 - 1,6\omega^2} \right) 490500 \right) + 1 = \frac{-0,588}{1 - 1,6\omega^2} + \frac{1 - 1,6\omega^2}{1 - 1,6\omega^2} = \frac{0,412 - 1,6\omega^2}{1 - 1,6\omega^2} = 0,412 \cdot \frac{1 - 3,88\omega^2}{1 - 1,6\omega^2}$$

Gain statique = $20\log(0,412) = -7,7 \text{ dB}$

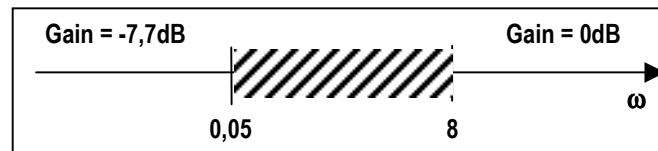
Zéro = $1/\sqrt{3,88} = 0,507$

Pôle = $0,790$

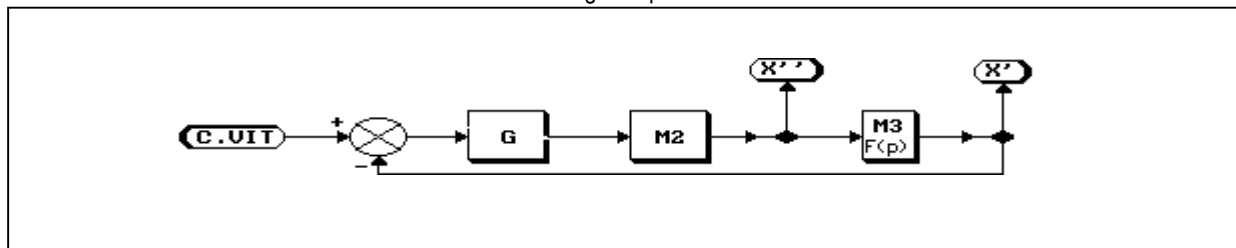


2.3.5 Pour quelles valeurs pratiques de la pulsation ω peut-on considérer la fonction de transfert $H'(j\omega)$ comme un gain pur ? Justifier.

En respectant la règle du 1/10 on peut prendre comme plage de pulsations :



Pour réaliser le contrôle de la vitesse on considère le montage simplifié suivant :



C.VIT est la consigne vitesse, **G** le gain du correcteur proportionnel associé, **M2** et **M3** étant définis précédemment (question 2.3.2)

2.3.6 Calculer la valeur **G1** qu'il faut donner au gain **G** du correcteur pour que le montage ait un temps de réponse normalisé (à 95% de la valeur finale) égal à **10ms**.

Calcul de $H_{BF}(p)$
$$H_{BF}(p) = \frac{G.M2 \frac{1}{p}}{1 + G.M2 \frac{1}{p}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{G.M2} p}$$
 c'est un système du premier ordre

de constante de temps $= \tau = \frac{1}{G.M2}$. Comme on veut un temps de réponse de **10ms**, il vient $3\tau = 0,01$

D'où : $\frac{1}{G1.M2} = \frac{0,01}{3} \Rightarrow G1 = \frac{3}{0,01 \cdot \frac{1}{32000}} = 9,6 \cdot 10^6$ $G1 = 9,6 \cdot 10^6$

2.3.7 En réglant le gain $G = G2 = 10^7$, calculer l'erreur statique de position du montage pour une entrée échelon unitaire.

Le système possédant un intégrateur pur dans la chaîne directe,

l'erreur statique de position est nulle

2.3.8 Avec le même gain $G = G2$, calculer l'erreur de traînage pour une entrée rampe valant $1V.s^{-1}$.

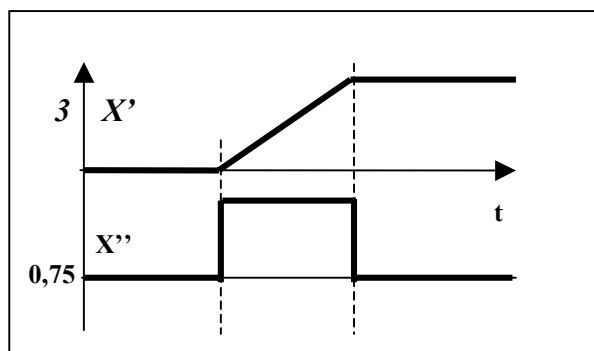
Dans un système du premier ordre, l'erreur de traînage est égale à $1/A$, A étant le gain statique de la chaîne directe.

$$A = G2.M = 10^7 \cdot \frac{1}{32000} = 312,5$$

$$\epsilon_{\text{traînage}} = \frac{1}{312,5} = 0,0032$$

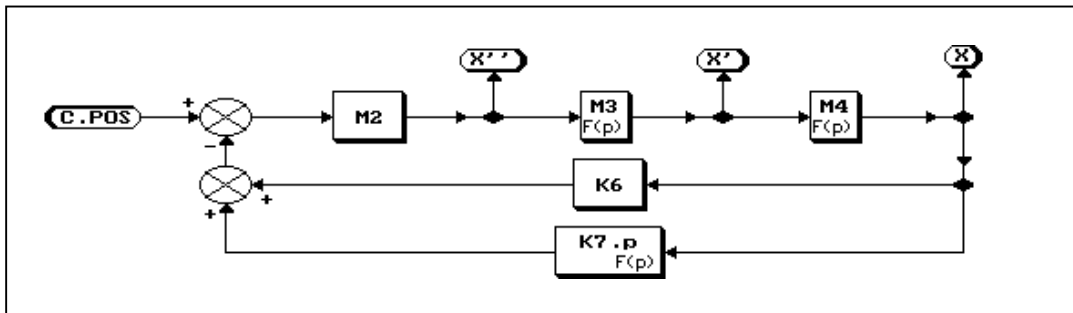
2.3.9 En déduire les allures temporelles de X' et de X'' pour une consigne **C.VIT** de type rampe écrêtée (pente $0,75 V.s^{-1}$ écrêtée à **3V**).

Comme la constante de temps du système est très petite devant la variation de la consigne, la réponse en vitesse est pratiquement identique à la consigne. X'' est la dérivée de la vitesse.



2.4. Contrôle de la position du chariot.

En partant du schéma simplifié du 2.3.5 on réalise une boucle de position comme suit :



C.POS est la consigne position, K6 et K7.p forment le correcteur, M2, M3 et M4 étant définis au 2.3.2.

2.4.1 Calculer numériquement les coefficients K6 et K7 pour que le système ne présente que 5% de dépassement sur la réponse indicielle et que son temps de réponse normalisé (à 95% de la valeur finale) soit égal à 0,3s. On utilisera l'abaque des temps de réponse réduit donné en annexe 5.

Un dépassement de 5% sur la réponse indicielle correspond à un coefficient d'amortissement $m = 0,7$.

La lecture de l'abaque des temps de réponse réduit donne $\tau\omega_r = 3$ comme $\tau_r = 0,3$,

$$\text{il vient } \omega = \frac{3}{0,3} = 10 \Rightarrow \tau = \frac{1}{\omega} = 0,1$$

$$\text{Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée : } H_{BF}(p) = \frac{\frac{1}{K6}}{1 + \frac{K7}{K6}p + \frac{1}{M2K6}p^2}$$

et comme $\tau = 0,1$,

$$\tau^2 = 0,01 = \frac{1}{M2.K6} \quad K6 = \frac{100}{1} = 3,2 \cdot 10^6 \quad 2m\tau = 2 \cdot 0,7 \cdot 0,1 = \frac{K7}{K6} \quad K7 = 448000$$

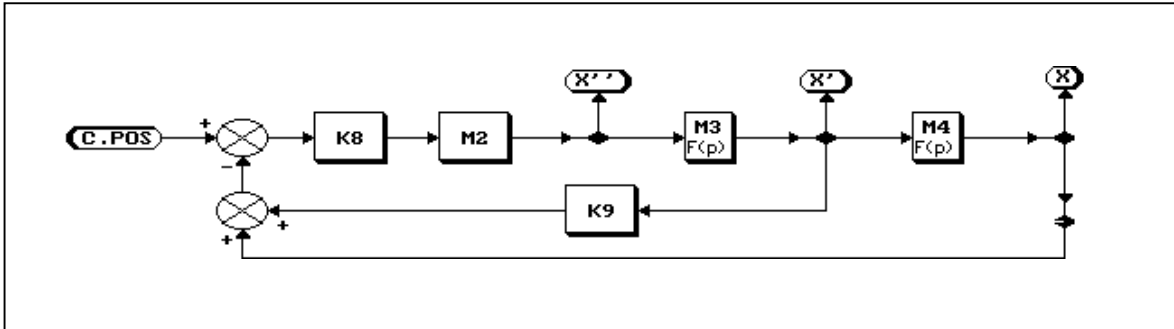
$$\boxed{K6 = 3200000 \quad K7 = 448000}$$

2.4.2 Dans ces conditions (2.4.1), quel échelon faut-il appliquer à C.POS pour obtenir un déplacement final de 10 m ? Commenter cette valeur.

En régime statique, le gain vaut $\frac{1}{K6} = 3,125 \cdot 10^{-7}$ d'où

$$\boxed{C_{pos} = \frac{10}{3,125 \cdot 10^{-7}} = 32 \cdot 10^6 \text{ valeur irréalisable}}$$

On propose alors la structure suivante :

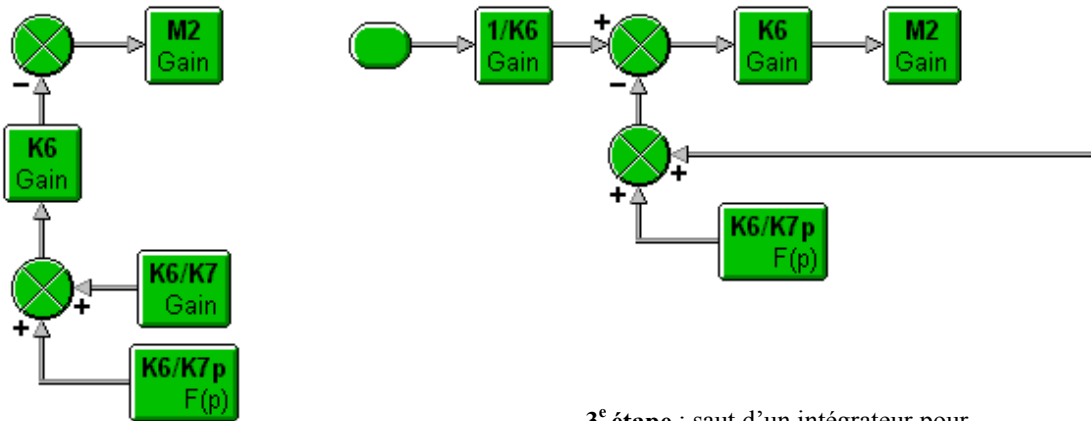


2.4.3 Calculer numériquement les coefficients $K8$ et $K9$ pour obtenir les mêmes performances que celles demandées en 2.4.1.

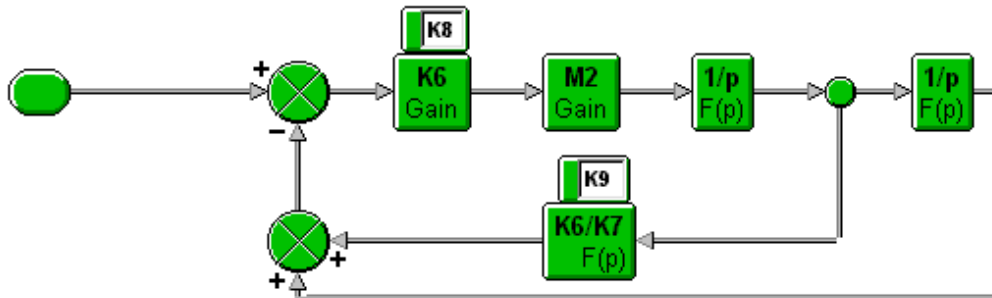
En partant du schéma du 2.4. retrouvons le schéma proposé.

1^{ère} étape : division des blocs de retour par $K6$ et mise en facteur par le

2^e étape : déplacement du bloc $K6$ de part et d'autre du sommateur



3^e étape : saut d'un intégrateur pour $K6/K7p$



Ce qui conduit à : $K8 = K6 = 3200000$ et $K9 = \frac{K7}{K6} = 0,14$

$$K8 = K6 = 3200000 \text{ et } K9 = \frac{K7}{K6} = 0,14$$

2.4.4 Calculer alors la valeur à appliquer à $C.POS$ pour obtenir le déplacement final de 10 m . Discuter en comparant cette nouvelle valeur à celle obtenue en 2.4.2..

Le retour position étant unitaire

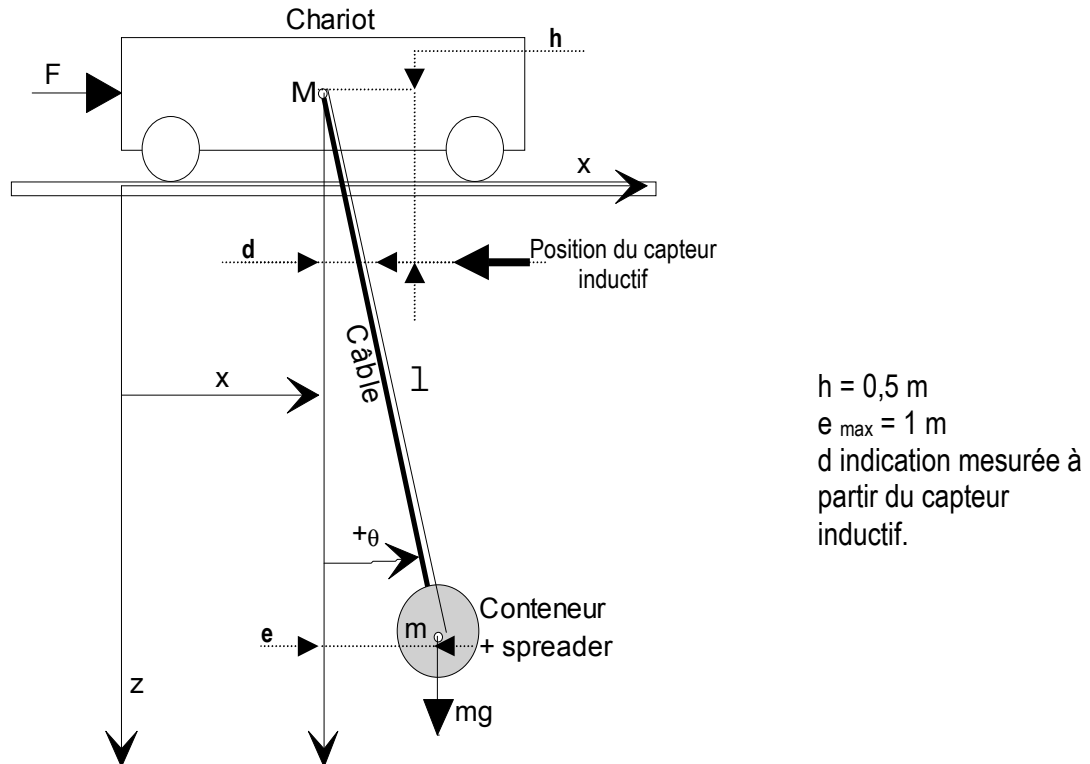
$$C_{pos} = 10$$

3 ANALYSE DU DISPOSITIF DE MESURE DE L'ANGLE D'INCLINAISON DU CÂBLE PORTEUR.

La mesure de l'angle d'inclinaison du câble porteur est réalisée à partir d'un capteur de déplacement inductif à courants de Foucault.

Le fonctionnement de ce type de capteur est basé sur l'amortissement plus ou moins important d'un oscillateur.

3.1 Caractérisation des déplacements à mesurer par le capteur



Le dispositif de mesure de l'angle d'inclinaison du câble se situe à une distance $h = 0,5\text{m}$ de son axe de rotation.

3.1.1 Pour un angle d'inclinaison maximal θ_0 , établir la valeur maximale d_{\max} obtenue à partir du capteur inductif.

$$d = \frac{h}{L} \cdot e \Rightarrow d = 1.25 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

Le positionnement de l'ensemble conteneur/spreader doit être réalisé avec une erreur relative maximale de 10%.

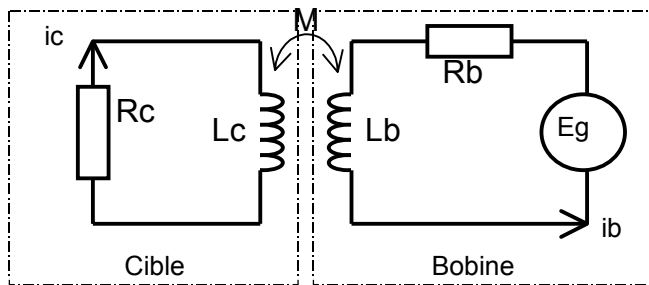
3.1.2 Calculer la résolution minimale du dispositif de mesure.

$$\frac{\Delta e}{e} = 10\% \Rightarrow \Delta d = 1.25 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

3.2 Etude du principe physique exploité par le capteur

Lorsqu'un matériau conducteur est placé à proximité d'une bobine dans laquelle circule un courant alternatif sinusoïdal, il se crée au sein de ce matériau, une circulation de courants induits appelés courants de Foucault.

Le couplage entre la bobine et la spire en court-circuit que représente le câble porteur, provoque une variation de l'impédance de la bobine. Cette variation dépend de la distance séparant la cible (câble porteur) de la bobine.

A Etude de l'ensemble Bobine - CibleModèle d'étude simplifié

Rc	Résistance localisée du câble.
Lc	Inductance localisée du câble.
Rb	Résistance de la bobine.
Lb	Inductance de la bobine.
Eg	Générateur sinusoïdal.

Le câble (cible) est assimilé à un circuit électrique couplé par **mutuelle induction** à la bobine.

3.2.1 A partir du modèle d'étude ci dessus, établir la relation liant le générateur Eg aux éléments du modèle.

$$E_g = (R_b + jL_b\omega) i_b + jM\omega i_c$$

$$0 = (R_c + jL_c\omega) i_c + jM\omega i_b$$

et par suite:

$$E_g = (R_b + M^2\omega^2 \frac{1}{R_c + jL_c\omega} + jL_b\omega) i_b$$

3.2.2 Ecrire la relation obtenue sous la forme: $E_g = (R + jL\omega).i_b$, exprimer R et L en fonction des éléments du modèle d'étude.

$$E_g = i_b (R_b + M^2\omega^2 \frac{(R_c - jL_c\omega)}{(R_c + jL_c\omega)(R_c - jL_c\omega)} + jL_b\omega)$$

D'où

$$R = R_b + R_c \frac{M^2\omega^2}{R_c^2 + L_c^2\omega^2} \text{ et } L = L_b - L_c \frac{M^2\omega^2}{R_c^2 + L_c^2\omega^2}$$

On considère la cible très conductrice (câble porteur en acier), ce qui conduit à considérer $R_c \ll L_c\omega$.
On définit le coefficient k de couplage entre la bobine et la cible par le rapport suivant :

$$k = M / \sqrt{L_c L_b}$$

3.2.3 Montrer que dans ces conditions, les éléments R et L du modèle d'étude peuvent se mettre sous la forme :

$$R_c \ll L_c\omega$$

On en déduit :

$$R = R_b + R_c M^2/L_c^2 \text{ et } L = L_b - L_c M^2/L_c^2$$

D'où :

$$R = (R_b + R_c k^2 \frac{L_b}{L_c}) \text{ et } L = L_b (1 - k^2)$$

3.2.4 Préciser les variations obtenues sur R et L , lorsque la cible se déplace au voisinage de la bobine.

La résistance de la bobine **augmentera** par effet de couplage si la distance d **diminue** ; dans le même temps et pour le même sens de variation de d , l'inductance de la bobine **va diminuer**.

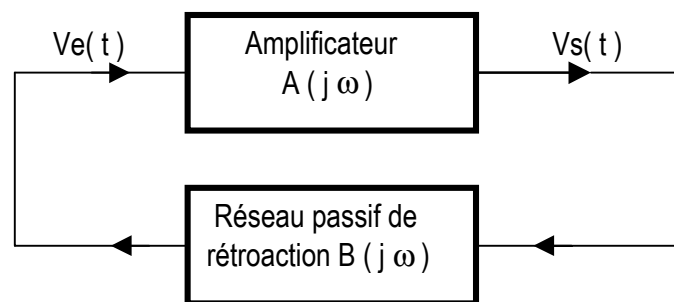
B Etude de l'Oscillateur

Le conditionneur du capteur étudié est basé sur un **oscillateur** intégrant la bobine du modèle d'étude comme élément sensible.

L'emploi d'un oscillateur dans le conditionneur permet de transférer sur la fréquence des oscillations l'information liée à la valeur de l'impédance de la bobine. Le signal délivré par l'oscillateur est dit "modulé en fréquence", ce qui lui confère une bonne immunité aux parasites.

Le schéma "bloc" proposé ci-dessous, définit un oscillateur à boucle de réaction. On prélève en sortie de l'amplificateur une partie du signal pour le réinjecter en entrée afin d'entretenir les oscillations.

Structure générale d'un oscillateur à réaction



L'amplificateur est une structure à base de transistor bipolaire.

3.2.5 Préciser le rôle de chacun des blocs du schéma. Expliquer pourquoi le signal $V_e(t)$ à l'entrée de l'oscillateur est sensiblement sinusoïdal, même si l'amplification sort quelque peu du régime linéaire.

A la mise sous tension, la composante f_0 du moindre signal parasite est amplifiée par l'amplificateur, et réinjectée par la réseau passif en entrée de l'amplificateur. Des oscillations dont l'amplitude croît exponentiellement prennent alors naissance. Pour limiter la croissance de ce signal avant écrêtage, il est nécessaire que le gain de l'amplificateur diminue avec l'amplitude de sa tension d'entrée. Ceci est vérifié à cause de la non linéarité de l'amplificateur en forts signaux.

3.2.6 Exprimer, à partir des éléments du schéma bloc, les conditions limites d'entretien des oscillations à partir de la mise sous tension de l'oscillateur.

$$V_s = A \cdot V_e \quad \text{et} \quad V_e = B V_s$$

Soit:

$$V_s (1 - A \cdot B) = 0$$

Donc:

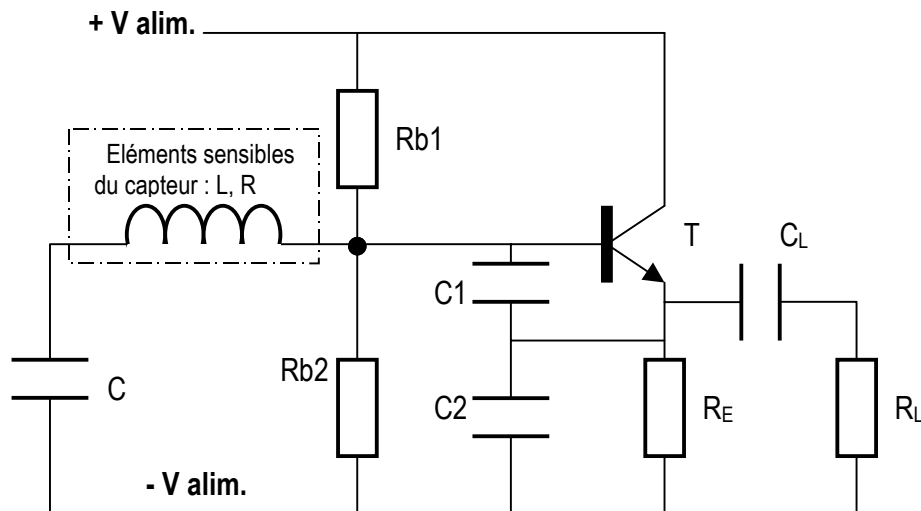
$$A(j\omega_0) \cdot B(j\omega_0) = 1$$

$$\arg B(j\omega_0) + \arg A(j\omega_0) = k \cdot 2 \cdot \pi$$

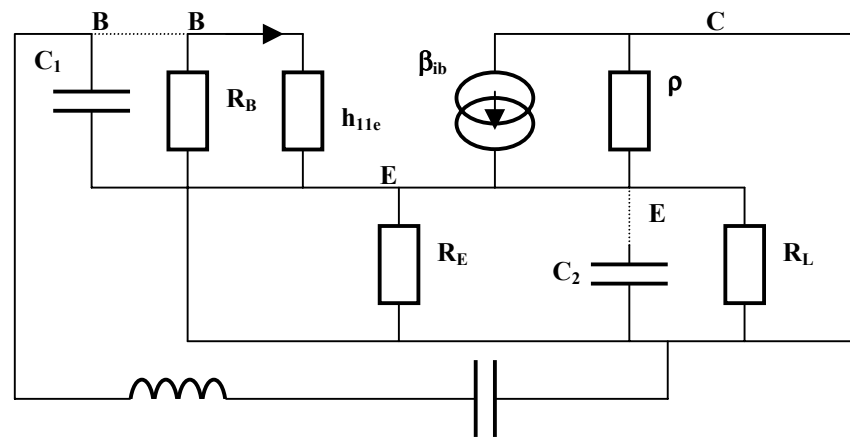
L'oscillateur intégré dans le conditionneur est un oscillateur de type CLAPP monté en collecteur commun et polarisé en classe A. Le circuit de rétroaction est constitué par un **réseau sélectif**.

Le montage CLAPP est utilisé en raison de sa bonne stabilité de fréquence vis à vis des dérives éventuelles des paramètres de l'amplificateur.

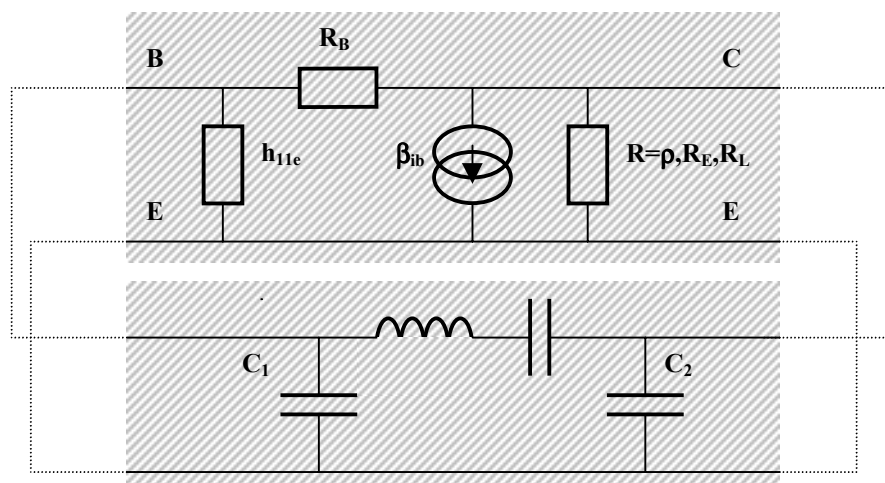
Oscillateur CLAPP intégré dans le conditionneur



3.2.7 Mettre en évidence, par une représentation en petits signaux, le schéma de l'oscillateur sous une forme quadripolaire double ou l'un des quadripôles sera constitué par la partie amplificatrice, et l'autre par une réaction d'éléments passifs. On utilisera le schéma équivalent basse fréquence du transistor.



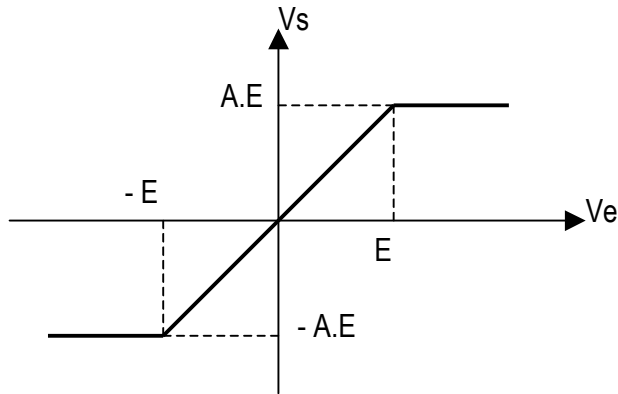
Ce qui devient donc:



On se situe en régime établi, pour une valeur particulière des éléments constituant l'élément sensible du capteur. Si les conditions de démarrage de l'oscillateur sont vérifiées, on peut considérer que l'on se trouve en présence d'un **système bouclé non linéaire**. Cependant grâce à la sélectivité du quadripôle de réaction, on pourra assimiler le signal en entrée de l'amplificateur à une sinusoïde.

On se propose de résoudre les conditions de fonctionnement de l'oscillateur à partir de l'**approximation du premier harmonique**.

Caractéristique de transfert modélisée de l'amplificateur



$$V_e(t) = E_m \sin \omega_0 t$$

- si $|V_e| \leq E$, alors $V_s = A.V_e$
- si $|V_e| > E$, alors $V_s = A.E$
- on définit l'angle α_0 par :

$$\sin \alpha_0 = \frac{E}{E_m}$$

3.2.8 Exprimer $V_{S1}(t)$ fondamental de $V_s(t)$, pour une amplitude maximale E_m de $V_e(t)$ supérieure à la valeur E .

Le fondamental $V_{S1}(t)$ s'exprime tout simplement en remarquant que la fonction $V_s(t)$ est **une fonction impaire**.

Soit S_1 l'amplitude du fondamental de $V_{S1}(t)$:

$$S_1 = \frac{2}{T} \int_0^T V_s(\alpha) \sin \alpha d\alpha = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} V_s(\alpha) \sin \alpha d\alpha$$

$$S_1 = \frac{4}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_0} A E_m \sin \alpha \cdot \sin \alpha d\alpha + \int_{\alpha_0}^{\pi/2} A E \sin \alpha d\alpha \right)$$

$$S_1 = \frac{4 A E_m}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_0} \sin \alpha \cdot \sin \alpha d\alpha + \frac{E}{E_m} \int_{\alpha_0}^{\pi/2} \sin \alpha d\alpha \right)$$

$$S_1 = \frac{4 A E_m}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_0} \frac{1 - \cos 2\alpha}{2} d\alpha + \frac{E}{E_m} \int_{\alpha_0}^{\pi/2} \sin \alpha d\alpha \right)$$

$$S_1 = \frac{4 A E_m}{\pi} \left[\left(\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin 2\alpha}{4} \right)_{\alpha_0}^{\alpha_0} - \left(\frac{E}{E_m} \cos \alpha \right)_{\alpha_0}^{\pi/2} \right]$$

$$S_1 = \frac{4 A E_m}{\pi} \left(\frac{\alpha_0}{2} - \frac{\sin 2\alpha_0}{4} + \frac{E}{E_m} \cos \alpha_0 \right) = S_1 = \frac{4 A E_m}{\pi} \left(\frac{\alpha_0}{2} - \frac{\sin 2\alpha_0}{4} + \frac{\sin 2\alpha_0}{2} \right)$$

$$S_1 = \frac{4 A E_m}{\pi} \left(\frac{\alpha_0}{2} + \frac{\sin 2\alpha_0}{4} \right) = S_1 = \frac{2 A E_m}{\pi} \left(\alpha_0 + \frac{\sin 2\alpha_0}{2} \right)$$

D'ou:

$$V_{S1}(t) = \frac{2 A E_m}{\pi} \left(\alpha_0 + \frac{\sin 2\alpha_0}{2} \right) \sin \omega_0 t$$

3.2.9 Soit N_1 la valeur de l'amplification pour le fondamental de $V_s(t)$, exprimer $N_1 = f(E_m)$.

$$N_1 = \frac{V_{s1}(t)}{V_e(t)} = \frac{2A}{\pi} \left(\alpha_0 + \frac{\sin 2\alpha_0}{2} \right)$$

Avec:

$$\sin \alpha_0 = \frac{E}{E_m}$$

3.2.10 Sur le document réponse DR1, tracer l'évolution de $N_1 = f(E_m)$ lorsque E_m varie de 0 Volt à + 10 Volts et que $E = 3$ Volts.

2 cas sont à considérer:	
1 ^{er} cas: $E_m \leq E$	2 ^{ème} cas: $E_m > E$
$N_1 = A$	$N_1 = \frac{2A}{\pi} \left(\alpha_0 + \frac{\sin 2\alpha_0}{2} \right) \text{ avec}$ $\alpha_0 = \arcsin \frac{E}{E_m}$

Remarque

Si $E_m \gg E$:

$$\alpha_0 = \frac{E}{E_m} \text{ et par suite } N_1 = \frac{4A}{\pi} \frac{E}{E_m}$$

Voir document réponse DR1.

On considère que le quadripole de réaction présente à la résonance une atténuation de valeur B_0 .

3.2.11 Déterminer à l'aide du graphe précédemment tracé, l'amplitude maximale correspondante E_{1m} du signal $V_e(t)$ en entrée de l'amplificateur.

La valeur de l'amplitude maximale du signal d'entrée de l'amplificateur à la pulsation ω_0 , est déduite de la caractéristique $N_1 = f(E_m)$ pour la valeur particulière de $N_1 = \frac{1}{B_0}$

(Respect des conditions limites d'entretien des oscillations):

$$\mathbf{B(j\omega_0) \cdot N_1 = 1} \text{ (voir DR1)}$$

Si l'on considère que le condensateur C de l'oscillateur a une capacité négligeable devant celles de C1 ou C2, La pulsation de résonance de l'oscillateur peut être définie en première approximation par l'expression: $\omega_0 = 1 / \sqrt{Lb.C}$

3.2.12 En considérant une variation ΔL de la réactance de la bobine, on constate une variation correspondante Δf de la fréquence f_0 .

Exprimer le rapport $\frac{\Delta f}{f_0}$, ainsi que la relation liant la fréquence de l'oscillateur à f_0 et Δf .

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} (\text{Lb.C})^{-1/2}$$

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \left(-\frac{1}{2} \right) (\text{Lb.C})^{-3/2} . C \Delta L$$

$$\Delta f = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{\text{Lb}} f_0$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{\text{Lb}} \quad \text{et} \quad f = f_0 \left(1 - \frac{\Delta L}{2 \cdot \text{Lb}} \right)$$

3.2.13 En supposant un déplacement de la cible, représenter sur le document réponse DR2, l'allure de la caractéristique liant la fréquence f de l'oscillateur à la distance d séparant le câble porteur (cible) du capteur. (Vous commenterez cette caractéristique en considérant le coefficient de couple k du modèle d'étude.)

$$L = L_b(1 - k^2)$$

Si d est petit \Rightarrow couplage fort $\Rightarrow \Delta L$ fort $\Rightarrow f < f_0$
Si d est grand \Rightarrow couplage faible $\Rightarrow \Delta L$ faible $\Rightarrow f \approx f_0$

Voir document DR2

On s'intéresse au choix de la fréquence f_0 de l'oscillateur. On considère la variation Δk du coefficient de couplage k , soit donc $k = (k_0 + \Delta k)$, on adoptera $k_0 = 0$.

3.2.14 A partir de l'expression liant la fréquence à f_0 et Δf , exprimer la relation liant Δk à f_0 et Δf .

Conclure sur le choix de la fréquence f_0 . on illustrera la conclusion en considérant les deux cas suivants:

- cas N°1 : $\Delta f = 100$ kHz, et $f_0 = 1$ MHz
- cas N°2 : $\Delta f = 100$ kHz, et $f_0 = 500$ kHz

nous avons:

$$f = f_0 + \Delta f$$

$$\text{avec } \Delta f = -f_0 \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{\text{Lb}} \quad \text{et } L = L_b(1 - k^2)$$

$$\Delta L = -2 L_b k \Delta k = -2 L_b (\Delta k)^2 \quad \text{car } (k = k_0 + \Delta k; \text{ et } k_0 = 0)$$

soit:

$$\Delta f = -\frac{f_0}{2} \frac{(-2L_b(\Delta k)^2)}{L_b} = f_0 (\Delta k)^2$$

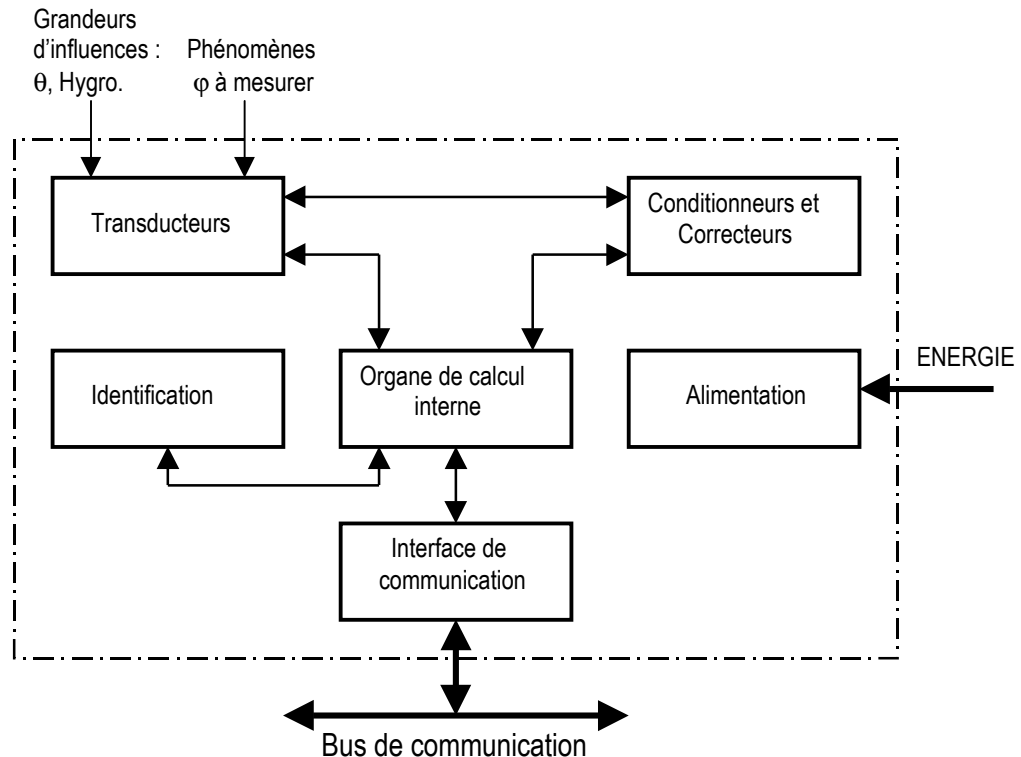
$$\Delta k = \sqrt{\frac{\Delta f}{f_0}}$$

Conclusion: f_0 grand conduit à une meilleure sensibilité du capteur.

3.3 Etude du capteur de déplacement à courants de Foucault

Le capteur de déplacement utilisé dans le système, entre dans la catégorie des **capteurs** dits « **intelligents** ». Ces capteurs sont issus de l'association du microprocesseur avec les capteurs et conditionneurs « classiques ». L'existence de moyens de traitements numériques dans ce type de capteur, rend possible la correction automatique d'un capteur (prise en compte des grandeurs d'influence), elle facilite également la linéarisation, la déconvolution temporelle ou spatiale, l'intercorrélation...

Structure générale d'un capteur "intelligent"



La sensibilité du capteur utilisé nous conduit à une précision sur les valeurs des mesures pouvant atteindre quelques dizaines de microns, il y a donc nécessité de préserver cette mesure. Les **grandeurs d'influences** (température et hygrométrie entres autres) agissent en particulier sur la fréquence de l'oscillateur (conditionneur), et donc sur la précision des mesures.

A Prise en compte de la grandeur d'influence Température

Les grandeurs d'influences sont des grandeurs physiques autres que le mesurande, qui sont susceptibles d'affecter la sortie électrique ou numérique du capteur. L'action d'une grandeur d'influence se traduit généralement par un décalage du zéro, une dérive de la sensibilité.

Les grandeurs d'influences peuvent affecter aussi bien certains composants du conditionneur, que l'élément sensible du capteur.

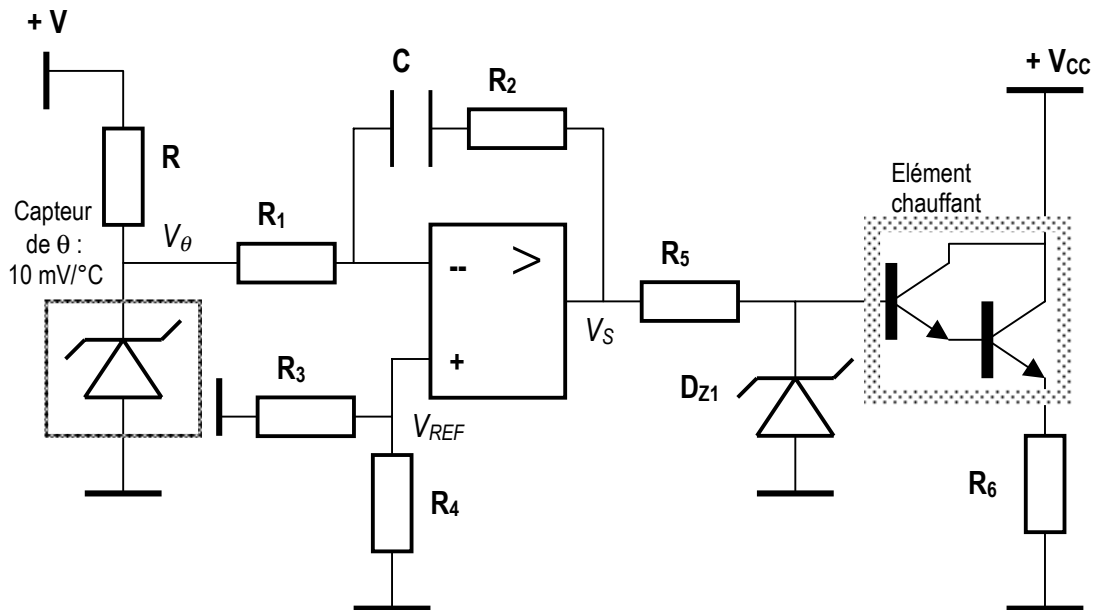
On s'intéresse particulièrement à la grandeur d'influence qu'est la température pour le capteur étudié. La température est régulée autour d'une valeur parfaitement connue, ce qui permet un étalonnage du capteur.

Principe utilisé pour la thermorégulation:

L'ensemble du conditionneur du capteur est placé sur un substrat que l'on "chauffe", et dont on régule la température.

La température est mesurée par un capteur et comparée à une valeur de référence, un écart même minime provoque le réchauffement du substrat.

Le schéma structurel suivant est une représentation simplifiée de la thermorégulation employée sur le capteur étudié.



3.3.1 Etablir l'expression littérale de $V_S(t)$ en fonction de $V_\theta(t)$, V_{REF} et des composants de la structure.

Soit le courant dans R_1 : $i(t) = (V_\theta - V_{ref}) / R_1$

Et

$$V_S - V_{ref} = - \left[\frac{1}{C} \int i dt + R_2 i(t) \right]$$

$$V_S = V_{ref} - \frac{1}{R_1 C} \int (V_\theta - V_{ref}) dt - \frac{R_2}{R_1} (V_\theta - V_{ref})$$

Le régulateur étudié met en œuvre un correcteur à action proportionnelle intégrale (P.I).

3.3.2 De la relation précédemment établie [$V_S = f(V_\theta, V_{REF})$], extraire les expressions correspondantes à l'action proportionnelle et intégrale, indiquer la valeur particulière de $V_S(t)$ lorsque $V_{REF} = V_\theta$.

$$\text{Action proportionnelle (P): } - \frac{R_2}{R_1}$$

Action intégrale (I):

Pour réduire le temps de décalage entre l'indication du capteur et la température réelle du capteur, on utilise l'action intégrale.

Lorsque les deux entrées diffèrent, la composante P du régulateur provoque une correction immédiate du courant de chauffage, tandis que la composante I garanti une compensation régulière de la différence en entrée.

B Mesure de la fréquence du signal porteuse de l'information « déplacement du câble »

Le signal issu de l'oscillateur du conditionneur est appliqué à un dispositif de comptage après avoir subi une mise en forme. Le principe adopté est schématisé sur le document annexe 5.

On envisage deux méthodes de mesure de la fréquence du signal issu de l'oscillateur:

- le calcul de la fréquence à partir d'une **mesure de périodes**,
- la mesure **directe** de la fréquence.

Notation adoptée

F	fréquence du signal à mesurer,
T	période du signal dont on veut connaître la fréquence,
ΔT	durée de la mesure,
T_H, F_H	période et fréquence de l'horloge du dispositif de mesure,
N_T	nombre de périodes de l'horloge,
N	nombre de périodes du signal à mesurer.

3.3.4 Mesure de la fréquence de l'oscillateur à partir d'une mesure de périodes:

On s'intéresse au temps ΔT durant lequel va s'effectuer un nombre déterminé de transitions $1 \rightarrow 0$ du signal d'entrée.

3.3.4.1 Compléter le schéma de mesure sur le document réponse DR3, sachant que:

- CTR1 fixe le nombre N de transitions $1 \rightarrow 0$ du signal d'entrée,
- CTR2 mesure le temps de N transitions du signal d'entrée

Voir document réponse DR3

3.3.4.2 Exprimer la relation liant F à N, N_T et T_H :

$$\Delta T = N T \text{ (énoncé)}$$

$$\Delta T = N T = N_T T_H$$

soit

$$F = \frac{N}{N_T T_H}$$

N (valeur sur CTR1) et T_H sont connus, N_T sera lu sur CTR2.

3.3.4.3 La valeur de N_T est connue à plus ou moins une période de T_H , évaluer dans ces conditions l'erreur introduite ΔF sur le calcul de F. On exprimera ΔF en fonction de F, F_H et ΔT .

$$\frac{N}{(N_T + 1)T_H} < F < \frac{N}{(N_T - 1)T_H}$$

$$\Delta F = \frac{N}{T_H} \left(\frac{1}{N_T + 1} - \frac{1}{N_T - 1} \right) = \frac{N}{T_H \cdot N_T^2}$$

soit:

$$\Delta F = \frac{2 \cdot F}{F_H \cdot \Delta T}$$

3.3.5 *Mesure directe de la fréquence de l'oscillateur:*3.3.5.1 *Compléter le schéma de mesure sur le document réponse DR4, sachant que:*On mesure le nombre de transitions $1 \rightarrow 0$ du signal d'entrée durant un temps prédéterminé ΔT .

- CTR1 fixe la durée de la mesure (ΔT),
- CTR2 fixe le nombre N de transitions $1 \rightarrow 0$ du signal à mesurer.

Voir document DR4

3.3.5.2 *Exprimer la relation liant F à N et ΔT : $F = f(N, \Delta T)$.*

$$\Delta T = N \cdot T = N_T \cdot T_H$$

avec ΔT connu car fixé par N_T et T_H sur CTR1, et N sera lu sur CTR2

soit

$$F = \frac{N}{\Delta T}$$

3.3.5.3 *La valeur de N est connue à plus ou moins une période de T , évaluer dans ces conditions l'erreur introduite ΔF sur le calcul de F . On exprimera ΔF en fonction de ΔT .*

$$\frac{N-1}{\Delta T} < F < \frac{N+1}{\Delta T}$$

soit:

$$\Delta F = \frac{2}{\Delta T}$$

On fixe les valeurs suivantes:

- $F_H = 1 \text{ MHz}$,
- $F_{\text{MAX}} = 2 \text{ MHz}$,
- $\Delta T = 100 \text{ ms}$.

3.3.6 *Evaluer la précision de la mesure de la fréquence de l'oscillateur pour les deux méthodes préconisées, en déduire la méthode de mesure à employer.*Mesure de la Fréquence à partir de N périodes:

$$\Delta F_{\text{max}} = \frac{2 \cdot 2 \cdot 10^6}{10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = \frac{4000}{100} = \pm 40 \text{ Hz}$$

Mesure directe de la Fréquence:

$$\Delta F = \frac{2}{\Delta T} = \frac{2}{100 \cdot 10^{-3}} = \pm 20 \text{ Hz}$$

Conclusion:

Pour obtenir les mêmes précisions sur les mesures, la fréquence de l'horloge devra être choisie plus grande dans le cas de la méthode de mesure par un nombre prédéterminé de périodes.

C Traitement de l'information « déplacement du câble »

La fréquence du signal porteur de l'information de déplacement du câble suit **une loi de variation non linéaire** compte tenu de la précision exigée sur les mesures à effectuer (voir études précédentes).

Il existe un certain nombre de procédés dits de "linéarisations" qui permettent de corriger ces défauts.

On s'intéressera par la suite aux procédés de **linéarisations numériques** du signal (le capteur disposant d'un processeur et des ressources nécessaires).

Le calculateur interne qui a été programmé à cette fin établi la correspondance entre les expressions numériques de la fréquence F mesurée par le dispositif de comptage d'une part, et la valeur du déplacement dans un système d'unité défini, d'autre part.

Deux méthodes principales permettent d'établir cette correspondance:

- la méthode **analytique**,
- la méthode par **tabulation / interpolation**.

3.3.7 Vous devez développer l'**algorithme** de traitement de l'information F afin d'en extraire la valeur du déplacement d . La méthode utilisée est laissée au choix du candidat.

4 TRAVAIL PEDAGOGIQUE.

L'objectif de cette partie est de proposer une **stratégie pédagogique d'enseignement** en classe de **première année** de Technicien Supérieur en Electronique (9H en classe complète, 4H en Travaux Pratiques).

Cette stratégie développée à partir des champs technologiques du référentiel (voir annexe) exploitera le système technique étudié.

On s'intéressera **précisément** aux fonctions, logiciels et structures associés aux capteurs mis en situation dans le système.

Il vous est notamment demandé :

- 4.1 De **proposer** un cycle de formation (ensemble de séquences d'enseignement) comprenant des séquences de TP et des cours de structuration de connaissances,
De **présenter** ce cycle sous forme de tableau mettant en évidence, pour chaque séquence constituant le cycle, l'activité déployée, les éléments visés du référentiel, la durée, les conditions de réalisation.
De **développer** une séquence de TP particulière, extraite du cycle présenté.

Pour la séquence de Travaux Pratiques développée, vous devez:

- 4.2 Définir l'**objectif terminal** ciblé par la séquence,
Définir les **prérequis** nécessaires,
Choisir la **stratégie d'apprentissage** à déployer pour mettre en œuvre la séquence,
Construire l'**itinéraire** de la séquence en fixant un **plan guide** permettant de préciser les étapes fondamentales (document professeur),
Proposer l'**environnement didactique** de la séquence (Documents d'accompagnement, docs. Constructeurs...). Ces documents restent en possession de l'étudiant.