CONCOURS INTERNE POUR LE RECRUTEMENT D'INGENIEURS D'ETUDES ET DE FABRICATIONS DU MINISTERE DE LA DEFENSE, AU TITRE DE L'ANNEE 2005

EPREUVE DE SPECIALITE

ELECTRONIQUE

\- - -

Le mercredi 28 septembre à 8H30

Durée : 4 heures

Coefficient : 3

\- - -

AVERTISSEMENTS

L'épreuve est notée sur 20 points.

Le barème est donné à titre indicatif.

L'épreuve comporte 4 exercices.

Un formulaire de trigonométrie est joint à la fin du dossier.

Aucune autre documentation n'est autorisée.

La calculatrice scientifique autonome (sans périphérique) est autorisée.

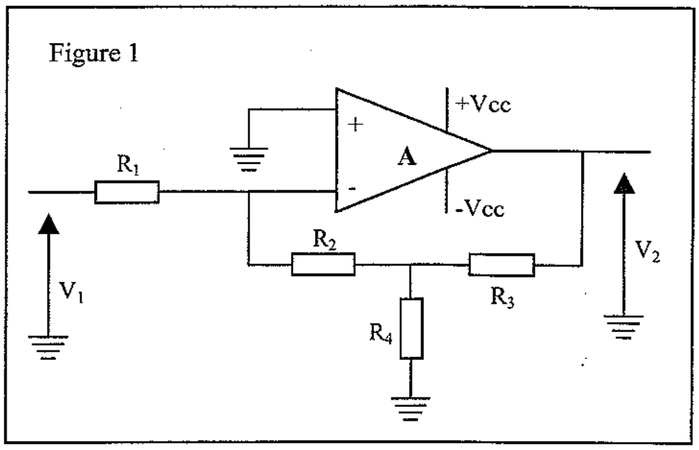
Ce sujet comporte 11 pages.

Exercice n°1: Etude d'un amplificateur (4 points)

On considère l'amplificateur opérationnel A (cf. figures 1 et 2) comme idéal : $V_{+}=V_{-}=0$.

De plus, on rappelle que dans la zone ohmique l'équation des caractéristiques d'un transistor JFET canal P est :

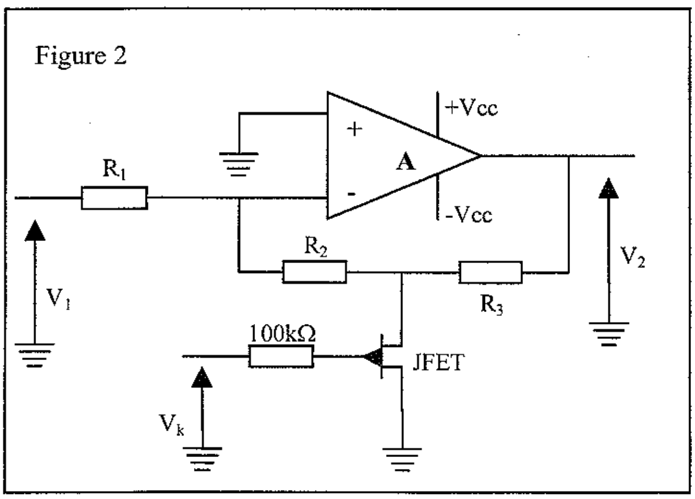
$$I_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2}\left[\left(|V_P| - |V_{GS}|\right)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2\right]$$



1°

a) Calculer le gain G de l'amplificateur représenté sur la figure 1 en fonction des résistances R_1, R_2, R_3 et R_4.

b) En admettant que $R_1=R_2+R_3 = 27$ kΩ, $R_2=3$kΩ et $R=R_2//R_3$, donner l'expression numérique du gain G en fonction de R_4.



2° La résistance R4 est remplacée par un transistor JFET canal P (cf. figure 2) dont les caractéristiques sont : $V_P=5$V et $I_{DSS}=10$mA.

a) Pour une tension de drain voisine de zéro, calculer la résistance équivalente r du JFET en fonction de la tension de commande V_K. Donner l'expression numérique de r, en ohms, en fonction de V_K.

b) En déduire l'expression numérique du gain G de l'amplificateur, pour des petits signaux, en fonction de la tension de commande V_K. Préciser le gain G pour $V_K=0$.

c) L'amplificateur est alimenté de façon à pouvoir fournir sans distorsion une tension de sortie alternative $V_2=\pm10$V. Or le transistor JFET ne peut être considéré comme une résistance linéaire que si la tension sur son drain V_{DS} ne dépasse pas ±100mV (limites de non distorsion).

Entre quelles limites peut on faire varier V_K pour qu'il soit possible d'obtenir en sortie une tension sinusoïdale de ±10V sans distorsion ?
(Nota : Les valeurs des résistances sont identiques à celles proposées en 1°-b).

Exercice n°2 : Modulation d'amplitude (6 points)

Soit un signal d'amplitude P et de fréquence f_p modulé en amplitude par un signal basse fréquence $m(t)$:

$$u(t) = [P + m(t)]\sin\omega_p t$$

On considère le cas où $m(t)$ est une information sinusoïdale du type : $m(t) = M\cos\omega_m t$

$s(t)$ se met sous la forme : $u(t) = P(1 + \mu\cos\omega_m t)\sin\omega_p t$, où $\mu = \dfrac{M}{P}$ est le taux de modulation.

1 - Démodulation cohérente :

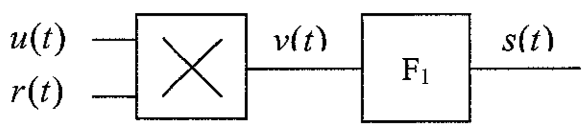
1.1 - modulation d'amplitude

a) Représenter l'allure du spectre de $u(t)$.

b) Exprimer en fonction de μ le rendement de la modulation d'amplitude représentant le rapport entre la puissance contenue dans la partie utile du spectre utile et la puissance totale.

c) En considérant un signal quelconque de contenu spectral compris entre 0 et F_m, déterminer la largeur de bande occupée par le signal modulé.

1.2 - Le signal modulé est appliqué à l'entrée d'un circuit multiplieur représenté ci-dessous, avec $r(t)$ un signal sinusoïdal d'amplitude E et de même fréquence que la porteuse du signal modulé.



$$r(t) = E\sin\omega_p t$$

Exprimer le signal $v(t)$ de façon à identifier les composantes de son spectre. Représenter l'allure du spectre.

1.3 - Identifier la partie du spectre de $v(t)$ permettant de récupérer l'information utile $m(t)$.

a) En déduire les caractéristiques minimales du filtre passe-bas de Butterworth F_1 (ordre, fréquence de coupure) nécessaires pour avoir une atténuation d'au moins 80 dB aux fréquences indésirables et de 3dB maximum aux fréquences utiles (on considère un signal m(t) de spectre compris entre 0 et 60 Khz et une fréquence porteuse de 1Mhz) .

b) Donner alors l'expression de s(t)

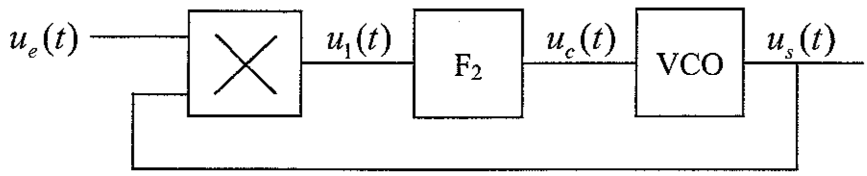
1.4 - L'oscillateur local n'étant pas parfait, on cherche à évaluer l'effet sur le signal démodulé $s(t)$ d'un écart de phase et de fréquence entre cet oscillateur local et la porteuse du signal modulé.

a) Donner l'expression du signal $s(t)$ en prenant $r(t) = E\sin(\omega_p t + \varphi)$. Que peut-on conclure ?

b) Même question avec $r(t) = E\sin(\omega_p + \Delta\omega)t$.

2 - Reconstitution de la porteuse :

Afin de limiter les effets induits par un décalage en phase ou en fréquence, on souhaite réaliser un oscillateur local verrouillé sur la fréquence porteuse à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase selon le principe ci-dessous :



Le filtre passe-bas F$_2$ possède une transmittance égale à 1 pour les fréquences très inférieures à f_p, l'oscillateur commandé en tension VCO délivre un signal sinusoïdal d'amplitude constante E et de pulsation ω_s proportionnelle à la tension de sortie du filtre F$_2$.

On a donc : $u_s(t) = E\cos(\omega_p t + \varphi_s)$

$$\omega_s = \omega_p + K_o u_c \text{ avec } \frac{d\varphi_s(t)}{dt} = K_o u_c$$

2.1 - On considère $u_e(t) = P\sin(\omega_p t + \varphi_e)$

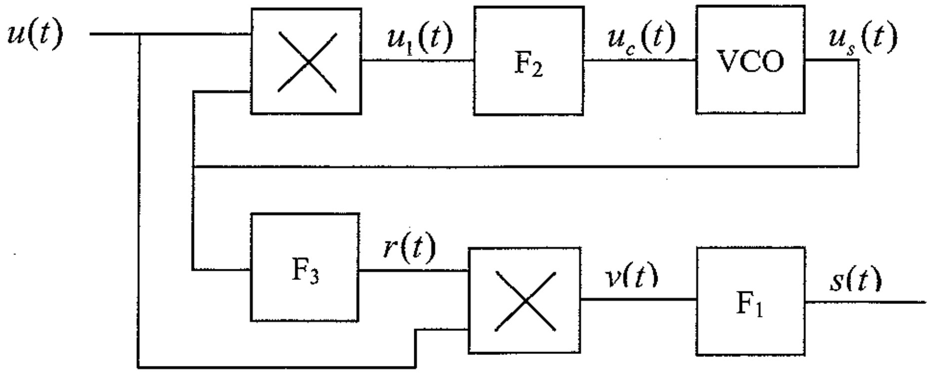
si $\left|\frac{d\varphi_e(t)}{dt}\right|$ et $\left|\frac{d\varphi_s(t)}{dt}\right|$ restent très inférieurs à ω_p, montrer que la valeur de la tension de sortie du filtre F$_2$ est $u_c(t) = k\sin(\varphi_e - \varphi_s)$. Donner la valeur de k

2.2 - On applique à présent en entrée le signal modulé : $u_e(t) = u(t) = P(1 + \mu\cos\omega_m t)\sin\omega_p t$

a) En admettant que pour un régime de fonctionnement proche du verrouillage ($\varphi_e \approx \varphi_s$) $u_c(t) = k(\varphi_e - \varphi_s)$, exprimer la tension de commande du VCO.

b) En déduire l'équation différentielle donnant $\varphi_s(t)$ et montrer que $\varphi_s(t)$ tend vers 0 rapidement sans dépendre de la modulation.

2.3 – On raccorde les deux sous ensembles étudiés précédemment suivant le schéma ci-dessous.



Quelles doivent être les caractéristiques du quadripôle F_3 pour obtenir $r(t)$ à partir de $u_s(t)$?

Exercice n°3 : Correction d'un système asservi (6 points)

On donne pour la transmittance en boucle ouverte d'un système asservi à retour unitaire (**figure 1**) :

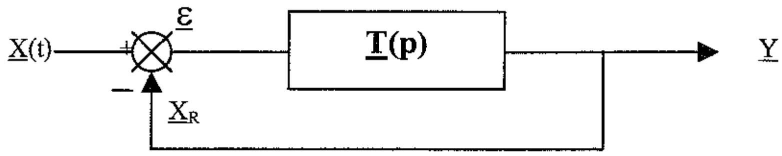


Figure 1

$$\underline{T}_S(P) = \frac{24}{P.\,[P+2]\,.\,[P+6]}$$

et on impose les hypothèses suivantes :

Mϕ = 45° ±5° ; Mϕ étant la marge de phase,

$\varepsilon_v < \pi/10$ quand le signal d'entrée est une rampe linéaire de pente $2.\pi$ (rad/s) ; ε_v étant l'erreur de traînage,

G(ωi) = 0 dB pour ωi > 1 rad/s.

1) Préciser la classe du système.

2) Calculer pour le système non corrigé :
   a) la marge de phase Mϕ,
   b) l'erreur de traînage correspondant à la rampe définie dans l'hypothèse.

3) On désire diminuer l'erreur de traînage précédente en réglant l'amplification A_0 ($A_0 > 0$) d'un amplificateur placé en cascade avec le système (**figure 2**) :

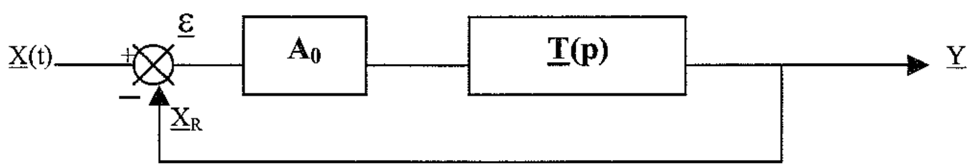


Figure 2

Exprimer la nouvelle fonction de transfert $\underline{T}$ en boucle ouverte en fonction de A_0 et $\underline{T}_S$,

4) On impose pour l'erreur dynamique ε_v ; $\varepsilon_v < \pi/10$,
   a) Calculer la constante d'erreur de vitesse K_V,
   b) En déduire la valeur de A_0,
   c) La valeur de A_0 obtenue est-elle maximale ou minimale ? Pourquoi ?

5) On règle A_0 à la valeur 10 :
   a) Pour quelle valeur de ωi, G(ωi) = 0 dB ?

b) En déduire la nouvelle marge de phase,

c) Le système en boucle fermée sera-t-il stable ?

d) Préciser la pente de l'asymptote à la courbe de gain pour la valeur de ωi précédemment calculée.

CORRECTION PAR AVANCE DE PHASE

Une méthode utile pour augmenter la stabilité du système consiste à essayer de traverser l'axe des abscisses avec une pente de –6 dB par octave. On utilise à cet effet des réseaux correcteurs par avance de phase.

6) Combien faut-il utiliser de réseaux correcteurs ? Pourquoi ?

7) On associe en cascade deux réseaux identiques caractérisés par :

$$\underline{C}\ (P) = \frac{P+4}{P+40}$$

On place les correcteurs par avance de phase en cascade avec le système précédent. On note la nouvelle valeur de l'amplification A_1 ($A_1 > 0$; voir **figure 3**) pour avoir une marge de phase de 45°:

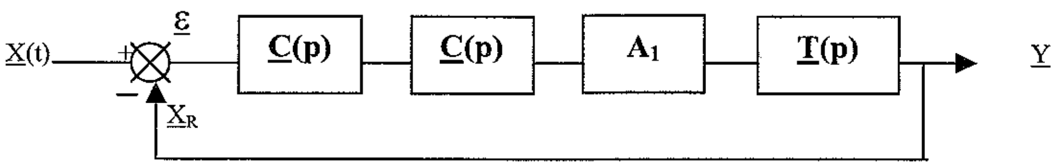


Figure 3

Exprimer la nouvelle fonction de transfert $\underline{T}$(P) en boucle ouverte en fonction de A_1, $\underline{C}$, $\underline{T}_S$;

8) On note $\underline{T}(P) = A_1.k.\underline{H}(P) = A_2.\underline{H}(P)$ avec

$$\underline{H}\ (P) = \left[\frac{P+4}{P+40}\right]^2 \cdot \frac{24}{P.\,[P+2]\,.[P+6]}$$

On veut $M\phi = 45°$:

a) Déterminer (par une méthode au choix) x, et la valeur de $|\underline{H}(jx)|$ correspondante,

b) En déduire la valeur de A_2 , puis la valeur de A_1,

c) La valeur de A_1 obtenue est-elle maximale ou minimale ? Pourquoi ?

9) On règle A_1 à la valeur 1200 et on applique à l'entrée du système corrigé (**figure 3**) un échelon unité :

a) Calculer la constante d'erreur de position K_P ;

b) En déduire l'erreur statique ε_P.

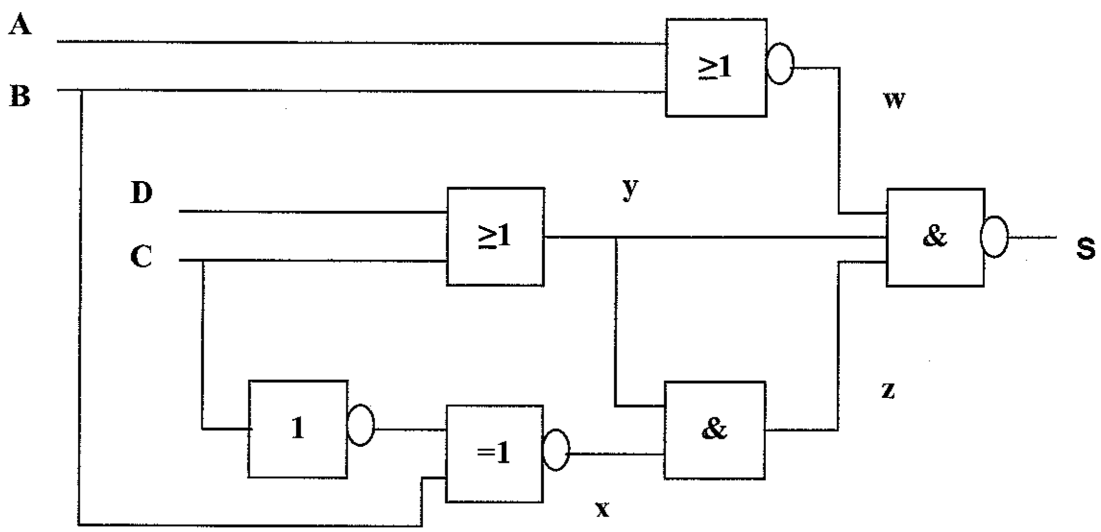
Exercice n°4 : Fonctions logiques (4 points)

I

Montrer que l'on peut réaliser les opérateurs logiques de base ET, OU et INVERSEUR uniquement à l'aide d'une fonction logique NOR ou NAND.

II

On donne le schéma logique de la figure ci-dessous :



A,B,C et D sont des variables binaires d'entrée et le schéma est composé d'opérateurs logiques (ET, OU, OU EXCLUSIF et INVERSEUR).

1) Donner la table de vérité des signaux logiques w, x, y, z et S.

2) En déduire l'équation logique de S en fonction de w, y et z.

3) Donner les équations logiques de w, x, y et z.

4) En déduire l'équation logique de S en fonction des variables binaires d'entrée.

5) Proposer un autre schéma simplifié de la figure ci-dessus.

III

On considère la table de transitions suivante :

Adresse actuelle			**Adresse future de transitions**			**Sortie**		
Q_2	Q_1	Q_0	Q_2	Q_1	Q_0	D_2	D_1	D_0
0	0	0	0	0	**1**	0	0	1
0	0	1	0	**1**	1	0	1	1
0	1	1	0	1	**0**	0	1	0
0	1	0	**1**	1	0	1	1	0
1	1	0	1	1	**1**	1	1	1
1	1	1	1	**0**	1	1	0	1
1	0	1	1	0	**0**	1	0	0
1	0	0	**0**	0	0	0	0	0

Les variables de transitions sont représentées en gras dans la colonne "Adresse future de transitions".
Donner les équations logiques de D_2 ,D_1 et D_0.

FORMULES USUELLES DE TRIGONOMETRIE

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x$$

$$\cos x = \frac{1}{2} (e^{jx} + e^{-jx})$$

$$\sin x = \frac{1}{2j} (e^{jx} - e^{-jx})$$

$$\sin^2 x + \cos^2 x = 1$$

$$\cos (a + b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b$$

$$\cos (a - b) = \cos a \cos b + \sin a \sin b$$

$$\sin (a + b) = \sin a \cos b + \sin b \cos a$$

$$\sin (a - b) = \sin a \cos b - \sin b \cos a$$

$$\tan (a + b) = \frac{\tan a + \tan b}{1 - \tan a \tan b}$$

$$\tan (a - b) = \frac{\tan a - \tan b}{1 + \tan a \tan b}$$

$$\cos 2a = \cos^2 a - \sin^2 a = 2 \cos^2 a - 1 = 1 - 2 \sin^2 a$$

$$\sin 2a = 2 \sin a \cos a$$

$$\cos^2 a = \frac{1}{2} (1 + \cos 2a)$$

$$\sin^2 a = \frac{1}{2} (1 - \cos 2a)$$

$$\cos a \cos b = \frac{1}{2} \left(\cos(a - b) + \cos(a + b)\right)$$

$$\sin a \sin b = \frac{1}{2} \left(\cos(a - b) - \cos(a + b)\right)$$

$$\sin a \cos b = \frac{1}{2} \left(\sin(a - b) + \sin(a + b)\right)$$

$a \cos x + b \sin x = C \cos(x + \varphi)$ avec $C = \sqrt{a^2 + b^2}$ et $\varphi = -\arctan \frac{b}{a}$

$$\cos a + \cos b = 2 \cos \frac{a - b}{2} \cos \frac{a + b}{2}$$

$$\cos a - \cos b = -2 \sin \frac{a - b}{2} \sin \frac{a + b}{2}$$

$$\sin a + \sin b = 2 \cos \frac{a - b}{2} \sin \frac{a + b}{2}$$

$$\sin a - \sin b = 2 \sin \frac{a - b}{2} \cos \frac{a + b}{2}$$