

ETUDE D'UN EMETTEUR / RECEPTEUR F.M.

Recommandation aux candidats :

Le sujet comporte sept parties indépendantes repérées de A à G.

A l'intérieur de chacune d'elles, de nombreuses questions sont également indépendantes. Les candidats sont donc invités à prendre connaissance de la totalité du sujet avant de commencer à composer.

Il est rappelé que les correcteurs seront particulièrement sensibles à la qualité de la rédaction des copies, tant sur le fond (concision et clarté des explications) que sur la forme (lisibilité, présentation, mise en évidence des résultats, numéro complet de la question dès le début de chaque réponse, respect des notations indiquées dans le sujet). Notamment, tout résultat littéral ou numérique devra être encadré avec une couleur différente de celle du texte.

Ce sujet est constitué de plusieurs dossiers :

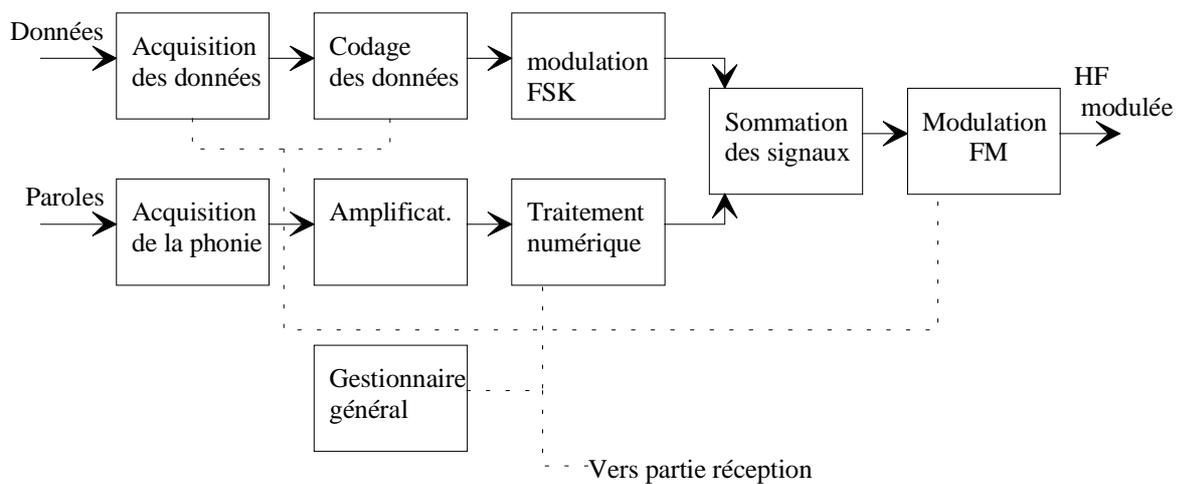
- le texte du sujet, (18 pages)
- les annexes (A - C1 à C3 - E1 à E3)
- les documentations "constructeurs" (C1 à C8 - E1 à E20)
- les documents réponses (6 documents)

PRESENTATION DU SYSTEME.

Pour une meilleure gestion du trafic et pour augmenter la sécurité, les autobus de certaines grandes agglomérations sont équipés de systèmes de communication.

Leur but est de transmettre, un certain nombre de données et de la phonie entre l'autobus et un poste de contrôle. Les émetteurs fonctionnent en modulation de fréquence.

Organisation générale de la partie émission d'un véhicule :



Nous allons dans un premier temps nous occuper de la partie modulation et de son évolution, puis nous nous intéresserons à la partie traitement numérique.

A./ ETUDE DE LA MODULATION F.M.

Dans tous les types de modulation, on possède au départ deux signaux :

$$\begin{aligned} - \text{ le signal porteur :} & \quad v_p(t) = V_p \cos \Omega_p t \\ - \text{ l'information à transmettre :} & \quad v_i(t) = V_i \cos \omega_i t \end{aligned}$$

En modulation de fréquence, l'information à transmettre agit directement sur la fréquence de la porteuse : $f_{M(t)} = f_p + k v_i(t)$.

Le signal modulé s'écrit : $v_{M(t)} = V_p \cos \theta(t)$ où $\theta(t)$ est la phase instantanée du signal

A1./ Exprimer $\theta(t)$ en fonction de Ω_p , k , V_i , ω_i . On supposera que $\theta_0 = 0$.

A2./ On pose : $m = \frac{k V_i}{f_i}$ = indice de modulation. Montrer que $v_{M(t)}$ peut se mettre

sous la forme :

$$v_{M(t)} = V_p \left[\cos \Omega_p t \cdot \cos(m \cdot \sin \omega_i t) - \sin \Omega_p t \cdot \sin(m \cdot \sin \omega_i t) \right]$$

A3./ Calculer la puissance transmise par une onde modulée en fréquence $v_{M(t)}$ dans une charge de résistance R .

Deux cas de figure peuvent se présenter : $m \ll 1$ ou $m \gg 1$, ce qui conduit à deux études.

A4./ Déterminer les différentes composantes du signal $v_{M(t)}$ lorsque $m \ll 1$ en se limitant au premier ordre.

A5./ Tracer, sur le document réponse 1, le spectre en fréquence pour :

$$m = 0,1, f_p = 100 \text{ MHz et } f_i = 10 \text{ kHz, } V_p = 1 \text{ V.}$$

Quelle doit être la largeur du canal pour transmettre ce signal modulé ?

Dans la pratique, m est en réalité plus grand que 1 ($5 < m < 2500$).

$\cos(m \sin \omega_i t)$ et $\sin(m \sin \omega_i t)$ se développent en série de Fourier suivant les relations :

$$\cos(m \cdot \sin \omega_i t) = J_{0(m)} + \sum_{n \text{ pair}}^{\infty} 2J_{n(m)} \cos n \omega_i t$$

$$\sin(m \cdot \sin \omega_i t) = \sum_{n \text{ impair}}^{\infty} 2J_{n(m)} \sin n \omega_i t$$

L'annexe A donne les différentes valeurs de J_n en fonction de m.

A6./ En prenant $m = 6$, $V_p = 1V$, $f_p = 100 \text{ MHz}$ et $f_i = 10 \text{ kHz}$:

A6.1./ Décomposer l'expression de $v_{M(t)}$ en fonction des différentes valeurs de J et en déduire la fréquence des différentes composantes de ce signal.

A6.2./ Tracer sur le document réponse 1 le spectre en fréquence du signal modulé. En déduire la largeur du canal occupée par le spectre tracé.

A7./ En pratique, dans les spectres, on ne garde que les termes d'amplitude supérieure à 0,1.

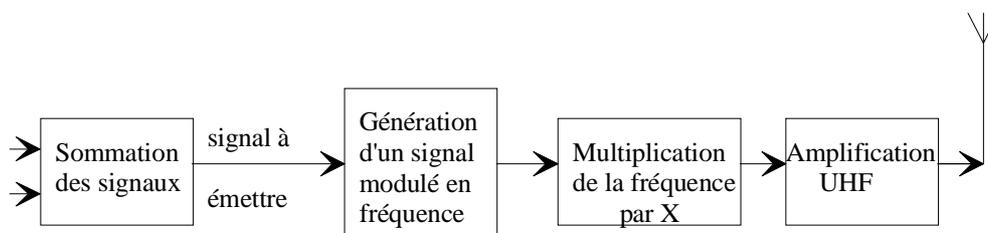
A7.1./ En étudiant le tableau de l'annexe A pour les différentes valeurs de m que peut-on dire sur le nombre de termes supérieurs à 0,1 en fonction de m.

A7.2./ Donner alors une valeur approchée de la bande passante du canal de transmission. Application numérique.

A7.3./ Calculer la puissance transmise par l'ensemble de ces termes pour $m=6$. Conclure.

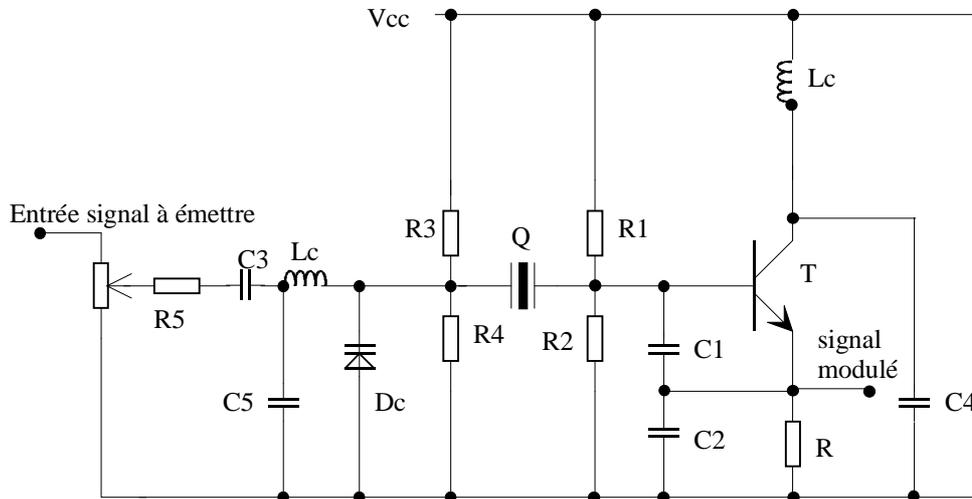
B./ ETUDE D'UN MONTAGE A MODULATION DIRECTE

Pour réaliser de la modulation de fréquence, les concepteurs ont pendant longtemps conçu des réalisations qui reprenaient l'organisation suivante :



Pour obtenir le signal UHF modulé en fréquence, le signal à émettre fait légèrement varier la fréquence d'un oscillateur HF ; la fréquence de ce signal est multipliée par X pour obtenir le signal UHF.

Schéma structurel de la génération d'un signal modulé en fréquence :

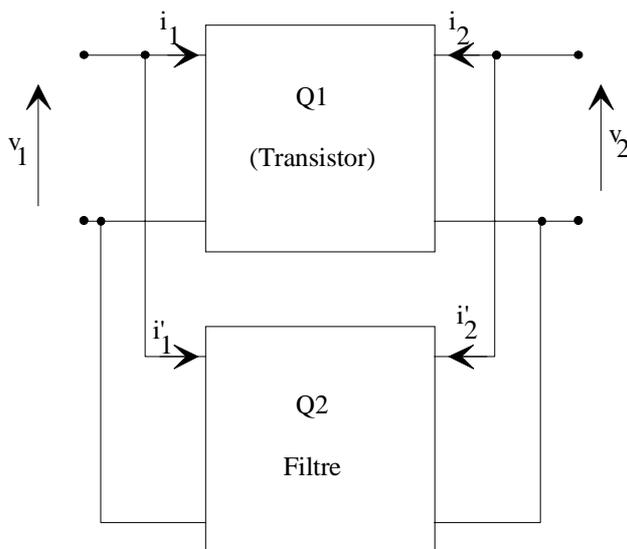


$R1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ $R2 = 12 \text{ k}\Omega$ $R = 1 \text{ k}\Omega$ $R5 = 5,6 \text{ k}\Omega$

$R3 = R4 = 150 \text{ k}\Omega$ $V_{cc} = 8V.$ $T = 2N5032$

$L_c = \text{inductance de choc}$ $C4 = C5 = 100 \text{ nF}$ $C3 = 2,2 \text{ }\mu\text{F}$

Cet oscillateur peut-être mis sous la forme de deux quadripôles en parallèle.



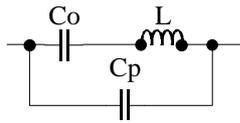
A la fréquence de travail, les capacités parasites du transistor sont encore négligeables.

Les paramètres Y_{ij} du quadripôle Q1 (transistor) sont :

$$Y_{11} = -Y_{12} = G_1 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ S}$$

$$Y_{22} = -Y_{21} = G_2 = 300 \cdot 10^{-3} \text{ S}$$

Schéma du quartz :



$$C_o = 25,3 \text{ fF} \quad C_p = 5,7 \text{ pF}$$
$$f_o = 9830,400 \text{ kHz}$$

B1./ Calculer l'impédance Z_Q du quartz. Déterminer ses fréquences de résonance série et parallèle. Calculer la valeur de l'inductance du quartz en supposant que la fréquence marquée f_o corresponde à sa résonance série.

B2./ Faire le schéma équivalent au quadripôle Q2 en remplaçant le quartz par son schéma équivalent et en appelant C_d la capacité de la diode varicap.

B3./ Calculer les paramètres " Y'_{ij} " du quadripôle Q2 (de façon littérale) en négligeant les résistances R , R_1 , R_2 , R_3 et R_4 .

B4./ Montrer que Y'_{11} peut se mettre sous la forme $Y'_{11} = j(C_1 + C)\omega$. Exprimer C en fonction des éléments de Q2.

B5./ Déterminer la condition d'oscillation en fonction des paramètres Y_{ij} et Y'_{ij} .

B6./ Donner les valeurs de C_2 et de C , en fonction de C_1 , G_1 et G_2 , permettant au montage d'osciller.

B7./ Calculer f_{os} la fréquence d'oscillation du montage

B8./ Application numérique :

$$- C_d \text{ moyen} = 15 \text{ pF} \quad - \quad C_1 = 100 \text{ pF}$$

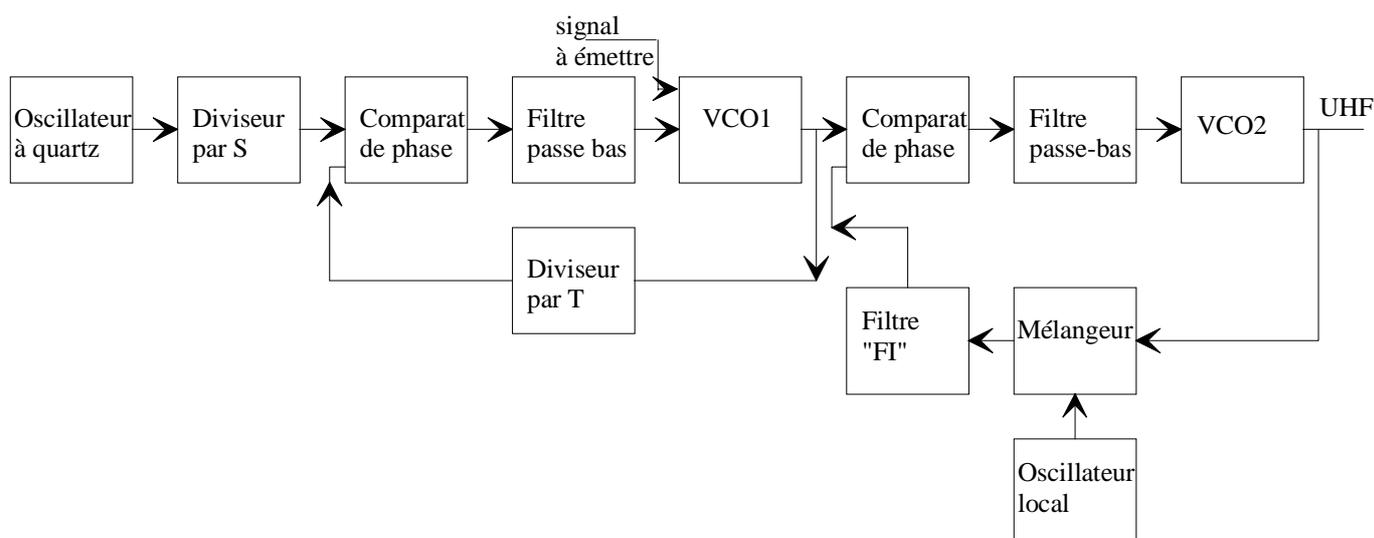
Donner la valeur de C_2 permettant au montage d'osciller.

Calculer f_{os} .

C./ ETUDE D'UN MONTAGE A MODULATION EN FREQUENCE INTERMEDIAIRE

Lorsque les émetteurs / récepteurs doivent pouvoir être embarqués sur différents véhicules, donc pouvoir changer facilement de fréquences de réception et d'émission, la solution précédente est très difficile à mettre en œuvre. Aussi, aujourd'hui les appareils sont conçus selon le synoptique suivant :

Organisation



Explications :

VCO1 fonctionne à une fréquence "moyenne" de l'ordre d'une dizaine de mégahertz. Sa fréquence moyenne est stabilisée par une boucle à verrouillage de phase (PLL) comportant un oscillateur de référence piloté par un quartz.

VCO2 fonctionne à la fréquence de sortie f_s . Il est inséré dans une seconde boucle à verrouillage de phase dans laquelle on transpose, par mélange avec la fréquence locale f_{ol} , la fréquence de sortie f_s à la fréquence $f_i = f_s - f_{ol}$.

Une synthèse de fréquence réalise l'oscillateur local également au moyen d'une PLL.

Nous allons surtout étudier le filtre et l'oscillateur de la première PLL et le mélangeur de la seconde

Etude de la première PLL.

Elle est réalisée à l'aide d'un circuit spécifique le MC145155. Sa documentation technique se trouve en Doc C1 à Doc C3. Le schéma structurel partiel est fourni en annexe C1.

C1./ Déterminer les niveaux à placer sur ses entrées RA0, RA1, RA2 pour obtenir f_R égale à 5 kHz.

Etude du comportement du filtre :

Pour que le signal modulé contienne bien l'information, il faut que pour toutes les fréquences de l'information, la PLL ne rattrape pas la fréquence de sortie durant une période de l'information. Pour cela, la fréquence de coupure du filtre est très basse.

Les niveaux hauts et bas des sorties Φ_R et Φ_V sont respectivement 5V et 0V.

Pour obtenir des variations plus significatives de la tension V_S , la capacité des condensateurs C1 et C2 est divisée par mille.

Etude de l'évolution de la tension V_S dans deux cas :

Premièrement:

- Soit $t = 0$ l'instant où le signal f_R monte ; à $t = -\epsilon$: $V_{C2} = 5V$
 $V_S = 2,5V$
- Le front montant du signal f_R est en avance de $100\mu s$ sur celui du signal f_V (voir document réponse 2).

C2./ Calculer la valeur de la tension V_S juste après la montée de f_R à $t = +\epsilon$.

C3./ Calculer la valeur de la tension V_S à $t = +100\mu s$ juste avant la montée de $f_V -\epsilon$.

C4./ Calculer la valeur de la tension V_S à $t = +100\mu s + \epsilon$.

C5./ Calculer la valeur de la tension V_S à $t = +200\mu s - \epsilon$.

C6./ Tracer l'évolution de V_S sur le document réponse 2.

Deuxièmement:

- Soit $t = 0$ l'instant où le signal f_V monte ; à $t = -\epsilon$: $V_{C2} = 2,5V$
 $V_S = 3,5V$.
- Le front montant du signal f_V est en avance de $100\mu s$ sur celui du signal f_R (voir document réponse 3).

Comme $t \ll \tau$ on limite le développement de $e^{\frac{t}{\tau}}$ aux deux premiers termes.

C7./ Calculer la valeur de la tension V_S juste après la montée de f_V à $t = \epsilon$.

C8./ Mettre l'expression de la tension $V_{S(t)}$ pour $0 \leq t < 100\mu s$ sous la forme $V_{S(t)} = a + bt + ct^2$; calculer la valeur de V_S à $t = 100\mu s - \epsilon$.

C9./ Calculer la valeur de la tension V_S à $t = +100\mu s + \epsilon$.

C10./ Mettre l'expression de la tension $V_{S(t)}$ pour $100\mu s < t < 200\mu s$ sous la forme :
 $V_{S(t)} = d + e.t' + f.t'^2$ avec $t' = t - 100\mu s$.
Calculer la valeur de la tension V_s à $t = +200\mu s - \epsilon$.

C11./ Tracer l'évolution de V_s sur le document réponse 3.

C12./ Justifier le rôle de R_5 et C_6 .

C13./ Que va-t-il se passer en ce qui concerne le VCO dans les deux cas qui précèdent ? . Est-ce normal ? .

Etude du VCO1 :

C14./ Sur le document réponse 4, déterminer graphiquement le point de repos I_{D0} et V_{GS0} du transistor T1.

C15./ Les caractéristiques du transistor (Doc C4 à Doc C6) sont données pour ce point de repos. Déterminer graphiquement les valeurs des paramètres $[Y_{ij}]$ de ce transistor pour une fréquence de travail de l'ordre de 10 MHz, les mettre sous la forme :
 $Y_{ij} = G_{ij} + jC_{ij}.\omega$ quand cela est possible.

C16./ Calculer les paramètres $[Y'_{ij}]$ de l'amplificateur réalisé par le transistor et les composants R_8 , D_3 et, R_9 . (l'influence de la diode D_3 est négligée).

C17./ Calculer leurs valeurs numériques sous la forme $Y'_{ij} = G'_{ij} + j.C'_{ij}.\omega$.

C18./ Tout comme dans les questions B, cet oscillateur peut-être dessiné comme deux quadripôles en parallèle. Faire le schéma équivalent au quadripôle passif.

Nous n'allons pas refaire l'étude des conditions d'oscillation, mais seulement étudier l'évolution de la fréquence de l'oscillateur en fonction des variations de la capacité de la diode D_1 .

Appelons C l'ensemble des capacités en parallèle sur les inductances, en fonctionnement normal sa valeur est égale à 21 pF lorsque la capacité de la diode D_1 vaut 12,5 pF. Dans ce cas la fréquence de VCO1 vaut 10,7 MHz.

La modulation fait varier tension inverse aux bornes de D_1 de 5V à 10V. Pour cette variation de tension, sa capacité varie de 16 pF à 8 pF.

C19./ Calculer les valeurs de la capacité C correspondant aux valeurs limites de la capacité de la diode D_1 .

La fréquence d'oscillation du VCO1 évolue suivant la formule $f_{(VCO1)} = \frac{49}{\sqrt{C}}$

C20./ Calculer la valeur de la variation de la fréquence de VCO1 lorsque la tension aux bornes de D_1 évolue de 5 à 10V.

Etude du mélangeur de la deuxième PLL.

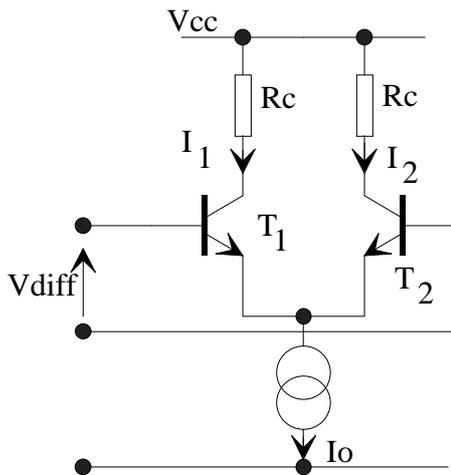
Le schéma structurel très incomplet du montage est fourni dans l'annexe C2, les caractéristiques des composants essentiels sont également fournies. (Doc C7 et Doc C8 pour le mélangeur).

$V_{(VCO1)}$ représente le signal de sortie de la première PLL.

V'_{ol} est le signal de sortie de l'oscillateur local.

V'_{UHF} est le signal à émettre avant amplification de puissance.

C21./ Soit l'amplificateur différentiel suivant :



On suppose que le α des transistors vaut 1 et on pose

$$V_T = \frac{kT}{q} = 25\text{mV}. \text{ Les courants}$$

émetteurs peuvent se mettre sous la forme :

$$I = I_s \cdot e^{\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)} = I_s \cdot e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)}$$

Donner les expressions de I_1 et de I_2 .

C22./ Quelle condition doit vérifier V_{diff} pour que les courants I_1 et I_2 soient des relations linéaires de V_{diff} . Donner les expressions de I_1 et I_2 dans ce cas.

C23./ Quel est le rôle des diodes et de la résistance de $8\text{ k}\Omega$ dans le circuit TDA 6130. On suppose que la tension directe des diodes est égale à $0,6\text{V}$, ainsi que les V_{BE} des transistors.

Déterminer le courant I_o dans le circuit intégré.

C24./ L'annexe C3 reproduit la configuration du TDA 6130 dans le montage.

L'impédance d'entrée du transistor du filtre FI est beaucoup plus grande que $4,7\text{ k}\Omega$

Calculer I_a en fonction de I_o , V_T , V_{ol} , V_{UHF} .

C25./ Montrer que la tension V_s peut se mettre sous la forme :

$$V_s = A + k \cdot V_{ol} \cdot V_{UHF}. \text{ Calculer } k \text{ et } A.$$

Application numérique.

C26./ On place aux entrées du mélangeur :

$$V'_{ol} = A_{ol} \cos \omega_{ol} t$$

$$V'_{UHF} = A_{UHF} \cos \omega_{UHF} t$$

Donner l'expression de V_s .

C27./ Quelle doit être la nature du filtre FI (organisation page 7 et annexe C2). Donner l'expression de la tension $V's$ à la sortie du filtre FI si on le suppose idéal.

C28./ Calculer le gain de conversion du mélangeur $G_c = \left| \frac{V's}{V_{UHF}} \right|$

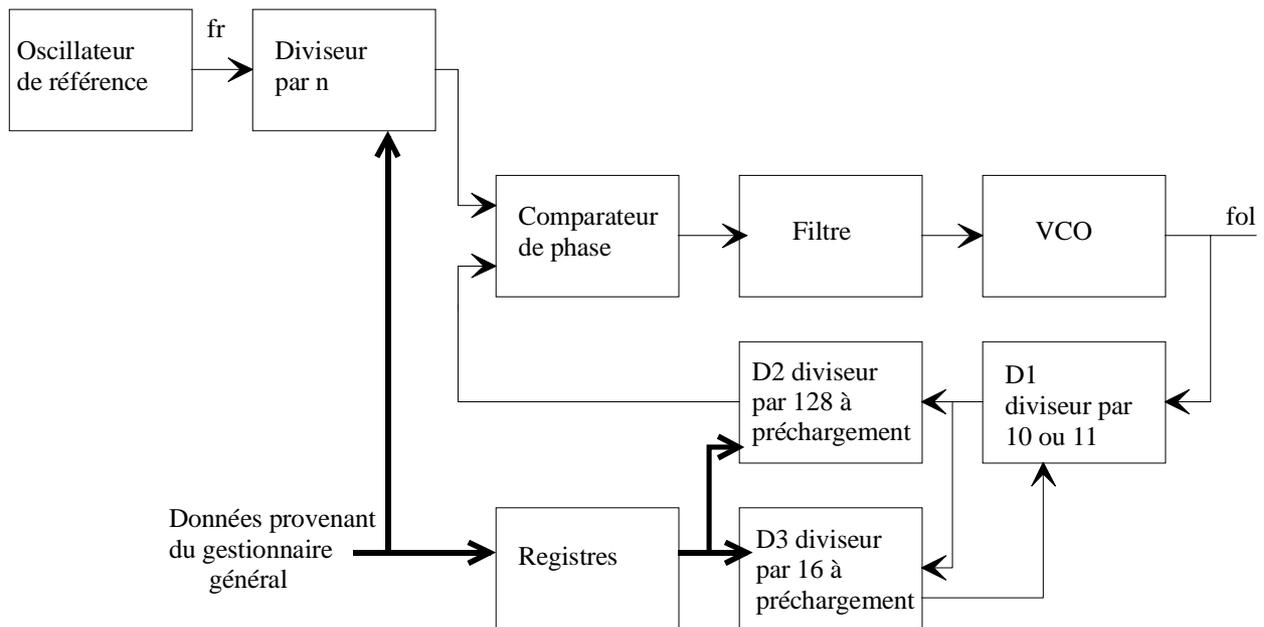
C29./ En revenant à l'organisation du montage et aux explications précédentes, Calculer la variation de la fréquence de VCO2 lorsque la variation de celle de VCO1 vaut la valeur trouvée à la question C20. La fréquence centrale de VCO2 est de 406,25 kHz.

D./ ETUDE DE L'OSCILLATEUR LOCAL :

Cet oscillateur est utilisé

- en réception pour obtenir la fréquence intermédiaire par mélange avec la fréquence de réception,
- en émission dans la PLL générant le signal UHF.

Schéma bloc de l'oscillateur local :



Fonctionnement : c'est encore une PLL. La seule particularité réside dans les diviseurs D1, D2, D3.

Les diviseurs D2 et D3 possèdent la même horloge (la sortie de D1) et fonctionnent simultanément.

Au départ d'un cycle de comptage, D2 et D3 sont préchargés par 2 valeurs $V1$ (pour D2) et $V2$ (pour D3) comprises entre 0 et 15. D1 divise par 11 jusqu'à ce que D3 atteigne 15, puis divise par 10 jusqu'à ce que D2 atteigne 127. Quand D3 a atteint 15, il y reste jusqu'à la

prochaine réinitialisation. Quand D2 atteint 127 une impulsion est générée en sortie de D2, les diviseurs D2 et D3 sont réinitialisés et un cycle recommence.

D1./ Exprimer $f_{ol} = f(fr, V1, V2, n)$.

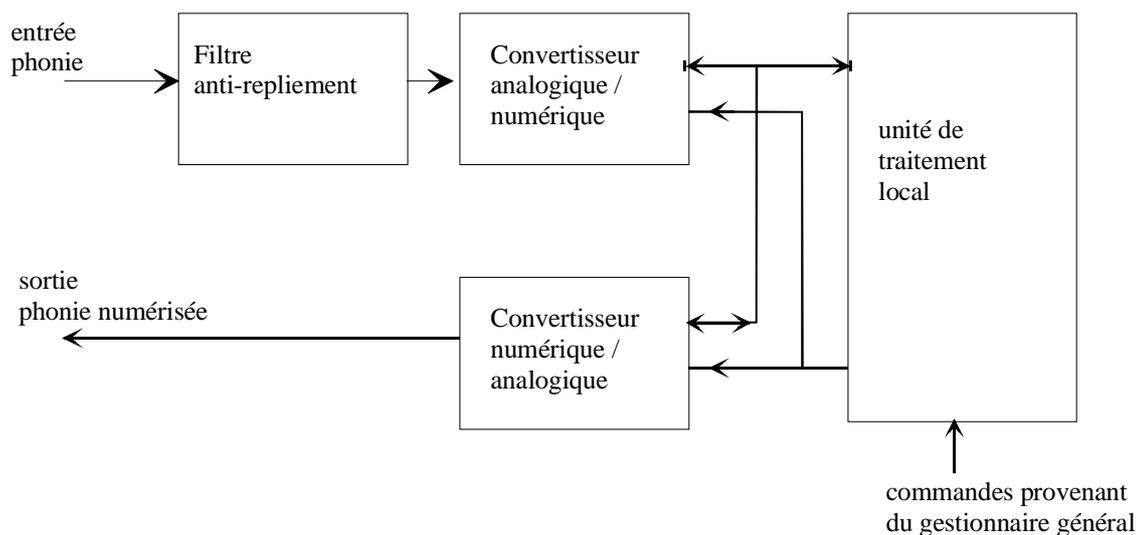
D2./ Si $f_r = 11\,875,0$ kHz et $n = 38$, calculer les valeurs extrêmes de la fréquence f_{ol} de l'oscillateur local.

D3./ Calculer le nombre de canaux différents (sans changer n) et l'écart en fréquence entre deux canaux consécutifs.

E./ ETUDE DU TRAITEMENT NUMERIQUE :

Pour limiter le nombre de canaux d'émission, les données et la phonie sont émises sur le même canal. Cela conduit à "numériser" la phonie.

Organisation du traitement numérique du signal :



Etude du filtre d'anti-repliement :

Synthèse d'un filtre de Butterworth :

Caractéristique du filtre : filtre passe-bas
 $f \leq 2,6$ kHz atténuation ≤ 3 dB
 $f \geq 5,2$ kHz atténuation ≥ 30 dB

E1./ Tracer le gabarit du filtre.

E2./ A l'aide de l'abaque de l'annexe E1, déterminer l'ordre n du filtre.

$$|H_{PB(\Omega)}|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \cdot \Omega^{2n}} \quad \text{avec } \varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1}$$

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_p}$$

Les filtres de Butterworth ou "Maximally Flat" sont des filtres polynomiaux de la forme :

E3./ Donner les valeurs numériques de A_{\max} et de ω_p .

E4./ Calculer la fonction de transfert du filtre $H_{(j\omega)}$. On la mettra sous la forme :

$$H_{j\omega} = \frac{K}{\left(1 + jA \frac{\omega}{\omega_p}\right) \left(1 + jB \frac{\omega}{\omega_p} + \left(j \frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right) \left(1 + jC \frac{\omega}{\omega_p} + \left(j \frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right) \left(1 + jD \frac{\omega}{\omega_p} + \left(j \frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right) \left(1 + \dots\right)}$$

Calculer K, A, B, C, D, Remarque : le nombre de termes de la fonction de transfert précédente n'est qu'approximatif, certains peuvent être inexistantes ou il peut en manquer. Ce n'est que la forme générale qui est présentée.

E5./ Calculer $G = 20 \log |H_{(j\omega)}|$ pour $f = 2,6 \text{ kHz}$ et pour $f = 5,2 \text{ kHz}$.

E6./ Pour réaliser ce filtre, on utilise des cellules de type 1 et 2 (voir annexe E2). Calculer la fonction de transfert de chacun des deux types de cellule.

E7./ Donner le nombre de cellules à associer de chaque type en utilisant un minimum de cellules.

E8./ Déterminer pour les cellules de type 2, le type de composants élémentaires (résistance ou condensateur) permettant de réaliser Y1, Y2, Y3, Y4.

E9./ Toutes les résistances sont égales à $R = 15 \text{ k}\Omega$ pour toutes les cellules. Dessiner le filtre complet. Calculer la valeur de tous les composants du filtre. Conclure quant à la réalisation pratique de ce type de filtre.

Autre réalisation du filtre d'anti-repliement :

Dans la partie réception, on a besoin d'un même filtre mais fonctionnant pour deux fréquences de coupure différentes suivant le type de signaux reçus. Avec le filtre étudié précédemment, sa réalisation devient difficile aussi on utilise un filtre à capacités commutées. Pour des raisons de simplification, on utilise la même structure pour le filtre dans la partie émission et dans la partie réception.

Le schéma structurel du traitement numérique est en annexe E3.

Le filtre de Butterworth (Maximally Flat) présent dans les appareils a pour caractéristiques :

$$f \leq 2,6 \text{ kHz} : \text{atténuation} \leq 1 \text{ dB}$$

$$f \geq 3,9 \text{ kHz} : \text{atténuation} \geq 12 \text{ dB}$$

Ce qui conduit à un filtre de cinquième ordre. Le filtre est réalisé à l'aide d'un MAX280 de chez MAXIM. (Doc E1 à Doc E6).

E10./ A l'aide de la documentation constructeur, déterminer la valeur du produit C4.R4 des composants extérieurs au MAX280 pour obtenir un filtre de Butterworth en fonction de f_c (fréquence de coupure à -3 dB).

E11./ Déterminer f_c la fréquence de coupure à -3dB du filtre. Calculer C4 .

E12./ Quelle est la valeur de la fréquence F_h à appliquer au composant dans le cas de l'utilisation d'une horloge externe.

L'horloge du filtre est réalisée à partir du compteur 1 du timer 8253 (Doc E7 à Doc E10). La fréquence maximale de son signal d'horloge est de 2MHz.

E13./ Par quelle valeur arrondie à la valeur entière supérieure faut-il diviser l'horloge à 12 MHz pour obtenir F_h .

E14./ On configure U3 (Doc E11 à Doc E12 et Doc E13 pour U6) pour que la fréquence de sa sortie RCO soit sa fréquence d'horloge divisée par 7. Quelles sont les valeurs à placer sur ses entrées A, B, C, D.

Remarque : Les différents constructeurs donnent des noms différents pour la même broche des circuits intégrés ; mais pour un numéro de broche la fonction est identique quel que soit le nom donné par le constructeur.

Tracer sur le document réponse 5 les chronogrammes des différentes entrées et sorties.

E15./ Par combien doit diviser le compteur 1 du timer pour obtenir la fréquence d'horloge du filtre. Dans quel mode doit-il travailler pour obtenir un signal de rapport cyclique le plus proche d'un demi ? Donner les mots à placer dans les registres correspondant du compteur 1 et dans le registre de contrôle.

E16./ Quelle est maintenant la fréquence de coupure du Filtre. Conclure.

Etude des circuits de sécurité de l'unité de traitement local :

Pour sécuriser le fonctionnement de cette unité, le montage contient un chien de garde (Watch Dog) et un circuit de "Reset".

Etude du chien de garde :

E17./ Expliquer le fonctionnement du chien de garde.

E18./ En utilisant des connaissances sur la technologie CMOS, calculer la fréquence de l'oscillateur du 4060. (Doc E14).

E19./ Justifier la présence de la résistance R3.

E20./ Calculer la "durée" du chien de garde.

Etude du superviseur l'alimentation U1. (Doc E15 et Doc E16).

E21./ Indiquer son rôle. Compléter les chronogrammes du document réponse 6 à l'activation du chien de garde et calculer la durée du maintien du RESET.

E22./ Pour quelle valeur de la tension d'alimentation un "reset" est-il généré.

Etude du Mapping de la carte

Tous les composants adressables sont présents sur le document annexe E3. Les documents Doc E17 à Doc E19 présentent succinctement le microcontrôleur.

E23./ La sélection de l'EPROM 27128 se fait par : $\overline{CE}_{(27128)} = A15 + A14 + \overline{PSEN}$

La sélection de la RAM 62256 se fait par : $\overline{CE}_{(62256)} = A15 + \overline{PSEN}$

Expliquer comment le microcontrôleur (aidé par le décodeur d'adresse U8) peut différencier ses accès à l'EPROM et à la RAM sans conflit de bus.

Etude du fonctionnement du convertisseur analogique / numérique

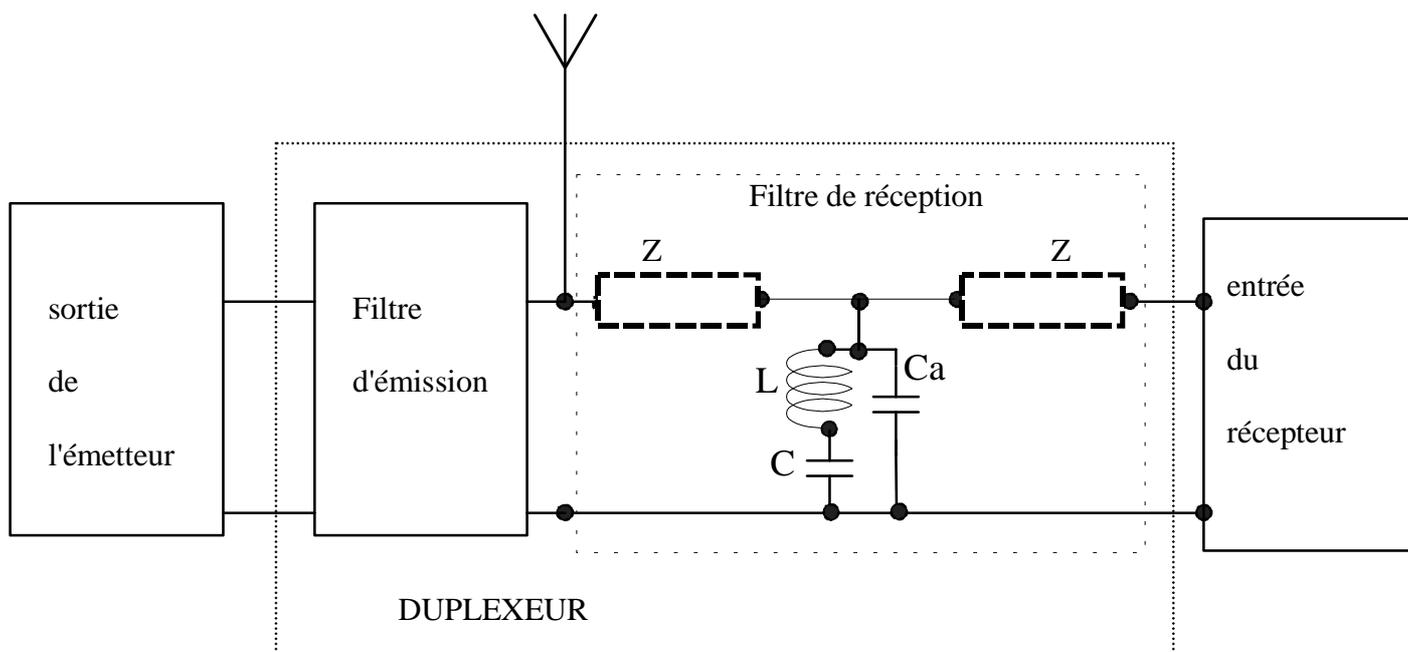
E24./ On désire réaliser une conversion toutes les 100 μ s. Par combien doit diviser le compteur 0 du timer ? Dans quel mode doit-il travailler pour obtenir une impulsion toutes les 100 ms ? Donner les mots à placer dans les registres correspondant au compteur 0 et dans le registre de contrôle.

E25./ Expliquer le principe de fonctionnement du convertisseur AD7576.

F./ DUPLEXEUR.

Le duplexeur est constitué de deux filtres, insérés l'un dans la voie d'émission, l'autre dans la voie de réception. Il permet de relier l'émetteur et le récepteur à une antenne commune tout en assurant une liaison "duplex".

Schéma du duplexeur et du filtre de réception :



Etude du filtre de réception :

Ce filtre ne doit pas charger l'émetteur qui ne doit voir que l'antenne comme charge. Il ne doit pas transmettre les signaux de l'émetteur vers le récepteur. Il doit par contre transmettre les signaux reçus par l'antenne à la fréquence de réception vers le récepteur en gardant d'adaptation d'impédance.

La valeur de l'impédance de l'antenne, de l'entrée du récepteur est de 50Ω

La fréquence de réception est de 410 MHz. Les circuits L, C sont accordés sur la fréquence de l'émetteur 400 MHz. La fréquence de résonance "parallèle" du circuit L, C, Ca est égale à 410 MHz.

F1./ Calculer la valeur de l'impédance Z_c du circuit L, Ca, C.

Application numérique : calculer L et Ca sachant que $C = 0,15 \text{ pF}$

Les impédances Z sont réalisées à l'aide d'une inductance L, d'une capacité C et d'une autre réactance X_a (capacité Ca ou inductance La). Leurs impédances doivent être infinies à 400 MHz et nulles à 410 MHz

F2./ Faire le schéma détaillé de Z. Expliquer comment arriver à ce schéma.

Calculer l'impédance Z.

Calculer la valeur du composant réalisant X_a .

F3./ Représenter les schémas équivalents au filtre lorsque son alimentation se fait par la sortie de l'émetteur c'est à dire à une fréquence de 400 MHz et, lorsque son alimentation se fait par l'antenne.

F4./ Obtient-on ce qui était recherché ?.

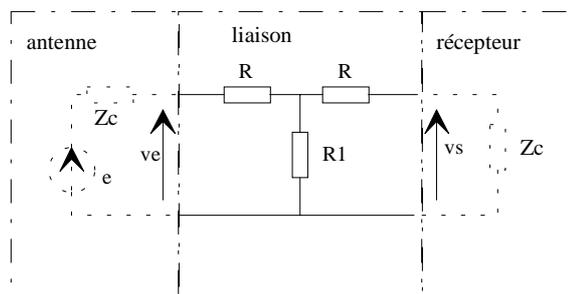
G./ ETUDE DE LA LIAISON ANTENNE RECEPTEUR

Au niveau du poste centrale, la liaison entre l'antenne et le récepteur est réalisée par un câble coaxial de 12m de longueur. Les caractéristiques du câble sont : 0,5 dB de perte par mètre
 $Z_c = 50 \Omega$.

La valeur de l'impédance de l'antenne et celle de l'entrée du récepteur sont égales à 50Ω .

Pour évaluer le bruit créé par cette liaison, nous allons l'assimiler à un quadripôle purement résistif possédant la même impédance caractéristique Z_c et créant la même atténuation. Nous ne tiendrons pas compte des phénomènes de propagation.

Schéma du quadripôle :



G1./ Calculer l'atténuation en tension apportée par le câble dans les conditions réelles de fonctionnement. Calculer v_e et v_s en fonction de e

G2./ Calculer la valeur numérique des résistances R et R1 du quadripôle équivalent.

Nous allons remplacer chaque résistance par une résistance non bruyante en série avec sa source de tension de bruit e_{bR} pour R et e_{bR1} pour R1. Pour la suite, nous prenons $Z_{C+R} = R1$ et pour les applications numériques $R = \frac{25}{1,5} \Omega$.

G3./ Etablir le schéma équivalent au quadripôle vis à vis du bruit dans les conditions réelles de fonctionnement. On suppose que l'antenne n'apporte pas de bruit.

G4./ Calculer la valeur de la tension de bruit v_{sb1} créée en sortie du quadripôle par la source e_{bR1} de la résistance R1 en fonction de R1, Zc, e_{bR1} , les autres résistances étant supposées non bruyantes.

G5./ Calculer la valeur de la tension de bruit v_{sb2} créée en sortie du quadripôle par la source e_{bR} de la résistance R (celle près de la sortie) en fonction de R1, Zc, e_{bR} , les autres résistances étant supposées non bruyantes.

G6./ Calculer la valeur de la tension de bruit v_{sb3} créée en sortie du quadripôle par la source e_{bR} de la résistance R (celle près de l'entrée) en fonction de R1, Zc, e_{bR} , les autres résistances étant supposées non bruyantes.

Dans une résistance, le bruit se manifeste par une tension aléatoire présente à ses bornes et dont l'amplitude est fonction de la température. La densité spectrale de la puissance de bruit thermique, c'est à dire la puissance de bruit thermique dans une bande de fréquence de 1 Hz, dans les gammes de températures et de fréquences usuelles est donnée par la relation approchée :

$$\Phi_{TH(f)} \cong K \cdot T \text{ avec } K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J / K (constante de Boltzmann)}$$

T : température en Kelvin.

G7./ Exprimer la puissance de bruit thermique $Pd(f1,f2)$ générée entre les fréquences f1 et f2.

G8./ La puissance moyenne de bruit disponible correspond au maximum de puissance que le modèle (résistance non bruyante en série avec une source de tension de bruit) peut délivrer à une charge extérieure Rext.

Indiquer la valeur de cette charge et déduire la valeur efficace de la tension de bruit e_{bR} pour une bande passante $(f1-f2)=\Delta f$.

G9./ Calculer la valeur de la tension de bruit totale v_{sbt} à la sortie du quadripôle en fonction de R1, Zc, e_{bR} , e_{bR1} .

G10./ Calculer la valeur numérique de v_{sbt} pour T = 290K et $\Delta f = 0,2$ MHz.

Documentations constructeurs condensées

BF 245	transistor FET
BB 133	diode varicap
TDA 6130	mélangeur
MAX 280	filtre
80C32	C501 micro-contrôleur
16L8	PAL
4060	oscillateur / diviseur
AD 7576	CAN
MC 145155	PLL
TL 7705	superviseur d'alimentation
8253	timer

A./ Etude de la modulation :

A1./ Exprimer $\theta(t)$ en fonction de Ω_p , k , V_i , ω_i . On supposera que $\theta_0 = 0$.

$$\theta(t) = \int 2\pi f_p dt + \int 2\pi k v_i dt$$

$$\theta(t) = \Omega_p \cdot t + \frac{kV_i}{f_i} \sin \omega_i t$$

A2./ Montrer que V_m peut se mettre sous la forme :

$$v_m = V_p \cos\left(\Omega_p t + \frac{KV_i}{f_i} \sin \omega_i t\right)$$

$$v_m = V_p [\cos \Omega_p t \cdot \cos(m \sin \omega_i t) - \sin \Omega_p t \cdot \sin(m \sin \omega_i t)]$$

A3./ Calculer la puissance transmise

$$P = \frac{V_p^2}{2R}$$

A4./ $m \ll 1$:

$$\cos(m \sin \omega_i t) = 1$$

$$\sin(m \sin \omega_i t) = m \sin \omega_i t$$

$$v_m = V_p (\cos \Omega_p t - m \sin \Omega_p t \sin \omega_i t)$$

$$v_m = V_p \cos \Omega_p t - \frac{mV_p}{2} \cos(\Omega_p - \omega_i) \cdot t + \frac{mV_p}{2} \cos(\Omega_p + \omega_i) \cdot t$$

A5./ Tracer, sur le document réponse 1, le spectre en fréquence :

voir document réponse 1.

Quelle doit être la largeur du canal pour transmettre ce signal modulé ?

Largeur de bande 20KHz comme en AM.

A6.1./ Décomposer l'expression de $v_{M(t)}$ en fonction des différentes valeurs de J et en déduire la fréquence des différentes composantes de ce signal.

$$v_m = V_p \left[\cos \Omega_p t \left(J_0 + \sum_{n \text{ pair}} 2J_n \cos n \omega_i t \right) - \sin \Omega_p t \left(\sum_{n \text{ impair}} 2J_n \sin n \omega_i t \right) \right]$$

ce qui donne : $J_0 V_p \cos \Omega_p t$ un terme en f_p

pour n pair : $2V_p J_n \cos \Omega_p t \cos n \omega_i t \rightarrow V_p J_n [\cos(\Omega_p + n \omega_i) \cdot t + \cos(\Omega_p - n \omega_i) \cdot t]$

un terme en $(f_p + n \cdot f_i)$ et un terme en $(f_p - n \cdot f_i)$

pour n impair : on retrouve également un terme en $(f_p + n \cdot f_i)$ et un terme en $(f_p - n \cdot f_i)$

le tableau donne des valeurs jusque J_{11} . On obtient donc une raie pour :

$$f_p / f_p \mu f_i / f_p \mu 2f_i / f_p \mu 3f_i / f_p \mu 4f_i / \dots \dots \dots / f_p \mu 11f_i.$$

A6.2./ Tracer sur le document réponse 1 le spectre en fréquence du signal modulé. En déduire la largeur du canal occupée par le spectre tracé.

voir document réponse 1

Les raies significatives vont jusqu'à J_9 ce qui donne une largeur de canal de 180 KHz.

A7.1./ que peut-on dire sur le nombre de termes supérieurs à 0,1 en fonction de m .

sur le tableau les termes supérieurs à 0,1 sont toujours pour $n = (m + 1)$.

A7.2./ Donner alors une valeur approchée de la bande passante du canal de transmission. Application numérique.

$$B = 2(m+1)f_i \text{ application numérique } B = 140 \text{ KHz}$$

A7.3./ Calculer la puissance transmise par l'ensemble de ces termes pour m=6. Conclure.

$$P = \frac{V_p^2}{2R} (J_0^2 + 2J_1^2 + 2J_2^2 + \dots) \text{ application numérique : } P = 0,9924 \frac{V_p^2}{2R}$$

Il n'y a que peu de puissance dans les autres composantes du spectre. La bande passante peut donc être bien définie.

B./ Montage à modulation directe.

B1./ Calculer l'impédance Z_Q du quartz. Déterminer ses fréquences de résonance série et parallèle. Calculer la valeur de l'inductance du quartz en supposant que la fréquence marquée f_0 corresponde à sa résonance série.

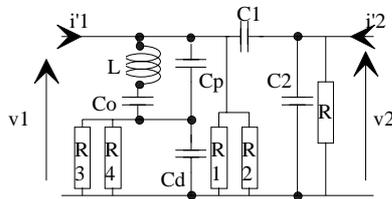
$$Z_Q = -j \frac{1 - LC_0 \omega^2}{(C_p + C_0 - LC_0 C_p \omega^2) \omega}$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}}$$

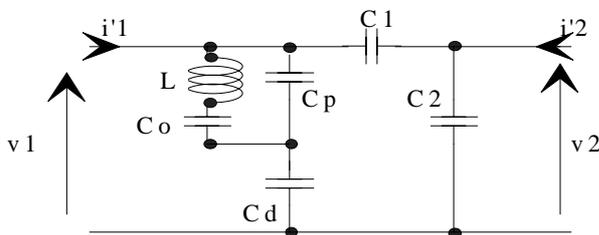
$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_0 C_p}{C_0 + C_p}}}$$

application $L = 10,36 \text{ mH}$.

B2./ Faire le schéma équivalent au quadripôle Q2



B3./ Calculer les paramètres "Y'ij" du quadripôle Q2



$$\begin{aligned} Y'_{12} &= Y'_{21} = -jC_1 \omega \\ Y'_{22} &= j(C_1 + C_2) \omega \\ Y'_{11} &= j\omega \left(C_1 + C_d \frac{C_0 + C_p - LC_0 C_p \omega^2}{C_d + C_0 + C_p - LC_0 (C_d + C_p) \omega^2} \right) \end{aligned}$$

B4./ ./ Montrer que Y'_{11} peut se mettre sous la forme $Y'_{11} = j(C_1 + C)\omega$. Exprimer C

$$C = \left(C_d \frac{C_0 + C_p - LC_0 C_p \omega^2}{C_d + C_0 + C_p - LC_0 (C_d + C_p) \omega^2} \right)$$

B5./ condition d'oscillation :

$$\text{Ou : } i_1 = i'_1 \text{ et } i_2 = i'_2$$

Ou : déterminant de la matrice [Y] de Q1+Q2 = 0

$$\text{C'est à dire : } \begin{vmatrix} Y_{11} + Y'_{11} & Y_{22} + Y'_{22} \\ Y_{12} + Y'_{12} & Y_{21} + Y'_{21} \end{vmatrix} = 0$$

B6./ Donner les valeurs de C2 et de C, en fonction de C1, G1 et G2, permettant au montage d'osciller.

$$C_2 = \frac{C_1(G_2 - G_1)}{G_1}$$

$$C = -\frac{C_1(G_2 - G_1)}{G_2}$$

B7./ Calculer la fréquence d'oscillation

$$f_{os} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} \sqrt{\frac{(C_d + C_1)C_0}{C_p(C_d + C_1) + C_1C_d} + 1} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}$$

B8./ Application numérique :

$$C_2 = 5,9 \text{ nF} \quad f_{os} = 9,83 \text{ MHz}$$

C./ Modulation en fréquence intermédiaire :

C1./ Déterminer les niveaux à placer sur ses entrées RA0, RA1, RA2 pour obtenir f_R égale à 5 kHz.
division par 2048

$$\text{Donc : } \boxed{RA0 = 1 \quad RA1 = 1 \quad RA2 = 0}$$

C2./ Calculer la valeur de la tension V_s juste après la montée de f_R à $t = +\epsilon$.

$$V_+ = 5 \text{ V} \rightarrow I \text{ dans } R_1 = 5/4,7 \cdot 10^4 \rightarrow V_{R3} = 1,06 \text{ V} \rightarrow V_{S(\epsilon)} = 5 - 2,5 + 1,06$$

$$\boxed{V_{S(\epsilon)} = 3,56 \text{ V}}$$

C3./ Calculer la valeur de la tension V_s à $t = +100\mu\text{s}$ juste avant la montée de $f_v - \epsilon$.

$$\text{le courant } I \text{ dans } C_1 \text{ est constant} \rightarrow V_{C1} = V_{C10} - \frac{I \cdot t}{C_1} \rightarrow V_{C1(100-\epsilon)} = 2,5 - 1,06 = 1,44 \text{ V}$$

$$\boxed{V_{S(100-\epsilon)} = 4,62 \text{ V}}$$

C4./ Calculer la valeur de la tension V_s à $t = +100\mu\text{s} + \epsilon$.

$$\text{à } t = 100 + \epsilon : I = 0 \rightarrow V_s = 5 - V_{C1}$$

$$\boxed{V_{S(100+\epsilon)} = 3,56 \text{ V}}$$

C5./ Calculer la valeur de la tension V_s à $t = +200\mu\text{s} - \epsilon$.

I reste nul :

$$\boxed{V_{S(200-\epsilon)} = 3,56 \text{ V}}$$

C6./ Tracer l'évolution de V_s :

voir document réponse 2

C7./ Calculer la valeur de la tension V_s juste après la montée de f_v à $t = \epsilon$.

Il faut en premier définir la valeur de V_{C1} juste avant le changement :

$$V_+ = 2,5 + 2,5/5,7 = 2,94 \text{ V} \rightarrow I \text{ dans } R_1 = \frac{5 - 2,94}{4,7} \cdot 10^{-4} \text{ A} \rightarrow V_{R3} = 0,44 \text{ V} \rightarrow V_{C1} = -1 \text{ V}$$

$$\text{A } t = \epsilon, \Phi_V = 0 \rightarrow V_+ = 2,06 \text{ V} \rightarrow V_{R3} = 0,63 \text{ V} \rightarrow V_s = 2,06 + 1 - 0,63 = 2,43 \text{ V}$$

$$\boxed{V_{S(\epsilon)} = 2,43 \text{ V}}$$

C8./ Mettre l'expression de la tension $V_{S(t)}$ pour $0 \leq t < 100\mu s$ sous la forme $V_{S(t)} = a + bt + ct^2$; calculer la valeur de V_s à $t = 100\mu s - \epsilon$.

$$\Phi_V = 0 \rightarrow V_+ = 2,06 e^{-t/\tau} = 2,06 (1 - 1754t) \rightarrow \tau = 0,57 \cdot 10^{-3} s.$$

$$V_{R3} = 0,63 + 768,7 \cdot t \rightarrow V_{C1} = -1 + \frac{10^4}{4,7} (2,94t + 1806,5t^2)$$

$$V_S = 2,43 - 1,06 \cdot 10^4 \cdot t - 3,84 \cdot 10^6 \cdot t^2$$

$$V_{S(100-\epsilon)} \approx 1,4 \text{ V}$$

C9./ Calculer la valeur de la tension V_s à $t = +100\mu s + \epsilon$.

$$\Phi_V = 5V \rightarrow V_{C1} \approx -0,34 \text{ V} \rightarrow V_{C2} \approx 2,09 \text{ V} \rightarrow V_+ \approx 2,6 \text{ V} \rightarrow V_{R3} \approx 0,51 \text{ V}$$

$$V_{S(100+\epsilon)} \approx 2,43 \text{ V}$$

C10./ Mettre l'expression de la tension $V_{S(t)}$ pour $100\mu s < t < 200\mu s$ sous la forme : $V_{S(t)} = d + e \cdot t' + f \cdot t'^2$ avec $t' = t - 100\mu s$. Calculer la valeur de la tension V_s à $t = +200\mu s - \epsilon$.

$$V_+ = -2,4 \cdot e^{-t'/\tau} + 5 = 5 - 2,4 (1 - 1754 t')$$

$$V_{R3} = \frac{2,4}{4,7} (1 - 1754 t') \quad V_{C1} = -0,34 + \frac{10^4}{4,7} (2,4 \cdot t' - 2104 \cdot t'^2)$$

$$V_S = 2,4 - 1,13 \cdot t' + 4,4 \cdot 10^6 \cdot t'^2$$

$$V_{S(200-\epsilon)} \approx 2,43 \text{ V}$$

C11./ Tracer l'évolution de V_s sur le document réponse 3
voir document réponse 3.

C12./ Justifier le rôle de R_5 et C_6 .

Même si les constantes de temps sont multipliées par 1000, les variations aux changements de Φ_V et Φ_R restent avec la même amplitude. Il faut donc filtrer ce "carré" à 5 KHz.

C13./ ./ Que va-t-il se passer en ce qui concerne le VCO dans les deux cas qui précèdent ? . Est-ce normal ?

Dans le premier cas f_R monte avant f_V c'est donc que la période de $f_R < f_V$, il faut donc diminuer la période de f_V donc augmenter sa fréquence. Dans ce cas V_S augmente, la capacité de la varicap diminue donc la fréquence augmente.

Même raisonnement inversé dans l'autre cas. On sent bien un asservissement de fréquence.

C14./ Sur le document réponse 4, déterminer graphiquement le point de repos I_{D0} et V_{GS0} du transistor
voir document réponse 4

$$V_{GS} = -1 \text{ V} \quad I_d = 1 \text{ mA}.$$

C15./ Déterminer graphiquement les valeurs des paramètres $[Y_{ij}]$ de ce transistor

$$\text{Paramètres : } \begin{array}{|l|l|} \hline Y_{11} = 3 \cdot 10^{-6} + 0,28 \cdot 10^{-3} j & Y_{12} = 70 \cdot 10^{-6} j \\ \hline Y_{21} = 5 \cdot 10^{-3} & Y_{22} = 25 \cdot 10^{-6} + 1 \cdot 10^{-4} j \\ \hline Y_{11} = 3 \cdot 10^{-6} + 4,5 \cdot 10^{-12} j \omega & Y_{12} = 1,1 \cdot 10^{-12} j \omega \\ \hline Y_{21} = 5 \cdot 10^{-3} & Y_{22} = 25 \cdot 10^{-6} + 1,6 \cdot 10^{-12} j \omega \\ \hline \end{array}$$

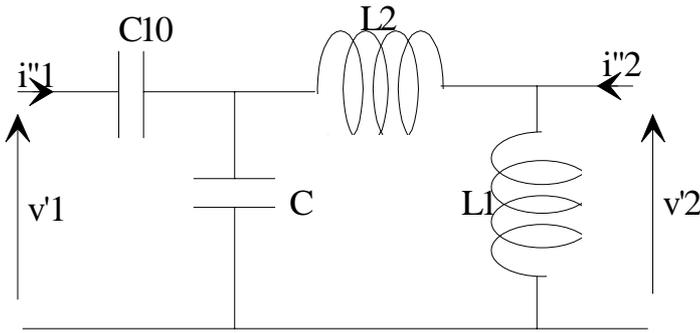
C16./ Calculer les paramètres $[Y'_{ij}]$ de l'amplificateur

$$\begin{array}{|l|l|} \hline Y'_{11} = Y_{11} + \frac{1}{R_8} & Y'_{12} = -(Y_{12} + Y_{11}) \\ \hline Y'_{21} = -(Y_{21} + Y_{11}) & Y'_{22} = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22} + \frac{1}{R_9} \\ \hline \end{array}$$

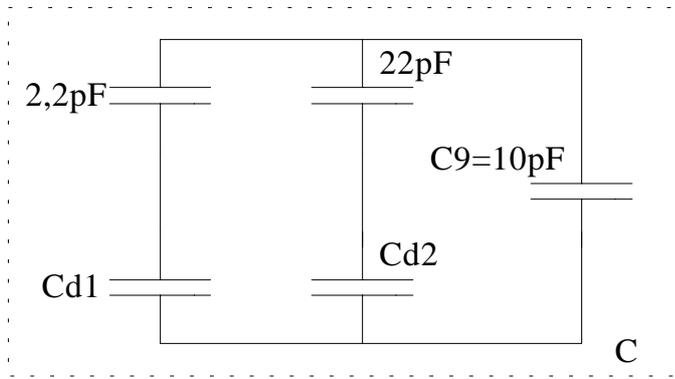
C17./ Calculer leurs valeurs numériques sous la forme $Y'_{ij} = G'_{ij} + j.C'_{ij}.\omega$.

$Y'_{11} = 4.10^{-6} + 4,5.10^{-12}j\omega$	$Y'_{12} = -(3.10^{-6} + 5,6.10^{-12}j\omega)$
$Y'_{21} = -(5.10^{-3} + 4,5.10^{-12}j\omega)$	$Y'_{22} = 6.10^{-3} + 7,2.10^{-12}j\omega$

C18./ Faire le schéma équivalent au quadripôle passif



C19./ Calculer les valeurs de la capacité C correspondant aux valeurs limites de la capacité de la diode D1.



$$\begin{aligned} Cd1 = 16 \text{ pF} & \quad \rightarrow \quad \boxed{C = 21,064 \text{ pF}} \\ Cd1 = 8 \text{ pF} & \quad \rightarrow \quad \boxed{C = 20,855 \text{ pF}} \end{aligned}$$

C20./ Calculer la valeur de la variation de la fréquence de VCO1 lorsque la tension aux bornes de D1 évolue de 5 à 10V.

$$f = 10,676 \text{ MHz} \quad f = 10,729 \text{ MHz} \quad \boxed{\Delta f = 53,275 \text{ KHz}}$$

C21./ Donner les expressions de I_1 et de I_2 .

$$\boxed{I_1 = \frac{I_0}{1 + e^{-\frac{V_{diff}}{V_T}}}} \quad \boxed{I_2 = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_{diff}}{V_T}}}}$$

C22./ Quelle condition doit vérifier V_{diff} pour que les courants I_1 et I_2 soient des relations linéaires de V_{diff} . Donner les expressions de I_1 et I_2
 si $V_{diff} \ll V_T$ donc $V_{diff} \ll 25\text{mV}$

$$\boxed{I_1 = \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{V_{diff}}{2V_T}\right)}$$

$$\boxed{I_2 = \frac{I_0}{2} \left(1 - \frac{V_{diff}}{2V_T}\right)}$$

C23./ Quel est le rôle des diodes et de la résistance de $8\text{ k}\Omega$. Déterminer le courant I_0 dans le circuit intégré

polarisation des transistors :

$$I_0 \approx 2 * \frac{0,6}{1,4 \cdot 10^3} \Rightarrow 0,86\text{mA}$$

C24./ Calculer I_a en fonction de I_0 , V_T , V_{ol} , V_{UHF}

$$I_a = \frac{I_0}{2} \left(1 - \frac{V_{UHF} \cdot V_{fol}}{4 \cdot V_T^2} \right)$$

C25./ Montrer que la tension V_s peut se mettre sous la forme : $V_s = A + k \cdot V_{ol} \cdot V_{UHF}$. Calculer k et A .
Application numérique.

$$V_s = \left(V_{CC} - R \cdot \frac{I_0}{2} \right) + \frac{R \cdot I_0}{8 \cdot V_T^2} V_{UHF} \cdot V_{fol}$$

$$A = V_{CC} - R \frac{I_0}{2} \qquad K = \frac{R \cdot I_0}{8 \cdot V_T^2}$$

$$A = 6 \qquad K = 808$$

C26./ Donner l'expression de V_s .

$$V_s = \frac{K \cdot A_{ol} \cdot A_{UHF}}{2} [\cos(\omega_{ol} + \omega_{UHF}) \cdot t + \cos(\omega_{UHF} - \omega_{ol}) \cdot t] + A$$

C27./ Quelle doit être la nature du filtre FI . Donner l'expression de la tension V_s du filtre FI.

Il faut supprimer la composante continue (A) et la composante en $\omega_{ol} + \omega_{UHF}$.

Il faut donc un passe-bande.

$$V'_s = \frac{K \cdot A_{ol} \cdot A_{UHF}}{2} [\cos(\omega_{UHF} - \omega_{ol}) \cdot t]$$

C28./ Calculer le gain de conversion du mélangeur

$$G = \frac{K \cdot A_{ol}}{2}$$

C29./ Calculer la variation de la fréquence de VCO2 lorsque la variation de celle de VCO1

Avec un tel montage, $\Delta f_{VCO2} = \Delta f_{VCO1} = 53,235\text{ KHz}$

D./ Oscillateur local :

D1./ Exprimer $f_{ol} = f(fr, V_1, V_2, n)$.

$$f_{ol} = \frac{f_r}{n} (1285 - 10V_1 - V_2)$$

D2./ calculer les valeurs extrêmes de la fréquence f_{ol}

$$f_{olM} = 401,5625\text{ MHz}$$

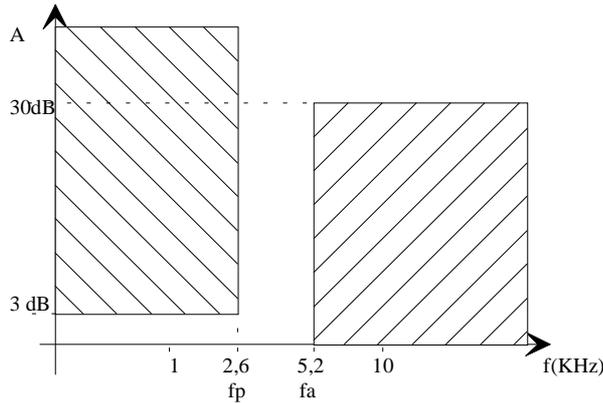
$$f_{olm} = 350,000\text{ MHz}$$

D3./ Calculer le nombre de canaux différents et l'écart en fréquence entre deux canaux consécutifs.

$$165\text{ canaux} \qquad \text{écart : } 0,3125\text{ MHz.}$$

E./ Traitement numérique :

E1./ Tracer le gabarit du filtre.



E2./ A l'aide de l'abaque de l'annexe E1, déterminer l'ordre n du filtre.

$$f_a/f_p = 2 \rightarrow \boxed{n = 5}$$

E3./ Donner les valeurs numériques de A_{\max} et de ω_p .

$$\boxed{A_{\max} = 3 \text{ dB} / \omega_p = 16,34 \cdot 10^3 \text{ rad/s}}$$

E4./ Calculer la fonction de transfert du filtre $H_{(j\omega)}$

$$H_{j\omega} = \frac{1}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_p}\right) \left(1 + 1,62 j \frac{\omega}{\omega_p} + \left(j \frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right) \left(1 + 0,62 j \frac{\omega}{\omega_p} + \left(j \frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right)}$$

$\boxed{K = 1 \quad A = 1 \quad B = 1,62 \quad C = 0,62}$

E5./ Calculer l'atténuation $G = 20 \log |H_{(j\omega)}|$ pour $f = 2,6 \text{ kHz}$ et pour $f = 5,2 \text{ kHz}$

Pour 2,6 KHz $G = -3\text{dB}$ | ce qui était prévu.
 Pour 5,2 HHZ $G = -30\text{dB}$ |

E6./ Calculer la fonction de transfert de chacun des deux types de cellule

type 1: $\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}}$ avec $\omega_1 = \frac{1}{RC}$

type 2: $\frac{V_s}{V_e} = \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 Y_2 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_4 + Y_3 Y_4} = \frac{1}{1 + Y_4 \left(\frac{1}{Y_1} + \frac{1}{Y_2} \right) + \frac{Y_4 Y_3}{Y_1 Y_2}}$

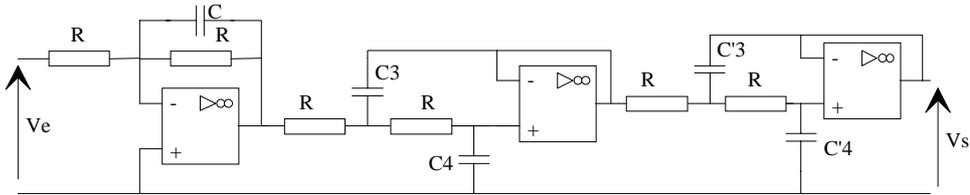
E7./ Donner le nombre de cellules à associer

Il faut donc 1 : type 1
 2 : type 2

E8./ Déterminer pour les cellules de type 2, le type de composants élémentaires

Y_1 et Y_2 sont réalisées par des résistances.
 Y_3 et Y_4 sont réalisées par des capacités.

E9./ Dessiner le filtre complet.



Calculer la valeur de tous les composants du filtre.

$$\begin{array}{ccc} C = 4 \text{ nF} & C_4 = 3,3 \text{ nF} & C_3 = 5 \text{ nF} \\ & C'_4 = 1,265 \text{ nF} & C'_3 = 13,1 \text{ nF} \end{array}$$

Conclure quant à la réalisation pratique de ce type de filtre

Il est très difficile d'obtenir des composants de ces valeurs. D'où en particulier une fréquence de coupure différente pour chaque montage.

E10./ Exprimer le produit $C_4 \cdot R_4$ en fonction de f_c

$$R_4 \cdot C_4 = \frac{1,62}{2 \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{0,26}{f_c}$$

E11./ Déterminer f_c la fréquence de coupure à -3dB et la valeur de C_4 .

D'après la doc $f_p = 0,9 f_c \rightarrow f_c = 2,89 \text{ KHz}$
 $C_4 = 3,3 \text{ nF}$

E12./ Quelle est la valeur de la fréquence F_h à appliquer au circuit intégré

Pour le montage $F_h = 100 f_c = 289 \text{ KHz}$

E13./ Par quelle valeur arrondie à la valeur entière supérieure faut-il diviser l'horloge.

$12 / 0,289 = 41,52 \rightarrow$ division par 42 .

E14./ . Quelles sont les valeurs à placer sur ses entrées A, B, C, D.

Pour obtenir une division par 7, il faut :

$$A = 1 \quad B = 0 \quad C = 0 \quad D = 1$$

+ doc réponse n° 5.

E15./ Par combien doit diviser le compteur 1 du timer . Dans quel mode doit-il travailler pour obtenir un signal de rapport cyclique le plus proche d'un demi ? Donner les mots à placer dans les registres correspondant du compteur 1 et dans le registre de contrôle.

Division par 6

Mode 3

Registres :

Most	0	0	0	0	0	0	0
Least	0	0	0	0	0	1	1
Contrôle	0	1	X	1	X	1	1

Compteur 1

mode 3

binaire

E16./ Quelle est maintenant la fréquence de coupure du Filtre. Conclure

La fréquence de coupure $f_c = \frac{f_H}{100} = 2,86 \text{ KHz}$ au lieu de 2,89 KHz soit une erreur de 30 Hz.

E17./ Expliquer le fonctionnement du chien de garde

Régulièrement grâce à P1.4, le μ contrôleur fait un reset de U7 (4060). Si le μ C "oublie" de faire ce reset, O14 de U7 passe à 1 et un RESET est lancé sur le μ contrôleur qui repart dans son programme.

E18./ calculer la fréquence de l'oscillateur du 4060

En CMOS commutation à $V_{DD} / 2$

$$T = 2,2 R_2 C_3 \rightarrow \boxed{f = 3582 \text{ Hz}}$$

E19./ Justifier la présence de la résistance R3

Le potentiel sur la broche 11 peut-être $>V_{DD}$ ou $< 0v$. Cette résistance protège l'entrée en limitant le courant dans les deux cas précédents.

E20./ Calculer la "durée" du chien de garde

$$\boxed{T \times 2^{13} = 2,3 \text{ s.}} \text{ (O14 reste à 0 pendant } T \times 2^{13} \text{ puis reste à 1 pendant } T \times 2^{13} \text{ si aucun reset)}$$

E21./ Surveillance alimentation :Indiquer son rôle. Compléter les chronogrammes du document réponse 6 et calculer la durée du maintien du RESET

Faire un reset du système :

- Si l'entrée reset' est activée
- si la tension d'alimentation devient trop basse
- à la mise sous tension
- au dépassement du chien de garde.

$$+ \text{ durée} = 1,3 \cdot 10^4 \cdot 10^{-5} = 130 \text{ ms}$$

+ document réponse n° 6.

E22./ Pour quelle valeur de la tension d'alimentation un "reset" est-il généré

$$\text{En valeurs typiques : } Va \text{ lim} = \frac{R_1 + R_2}{R_3} V_{ref} = \frac{17,8}{10} 2,53 = 4,503V$$

$$\text{Donc pour } \boxed{Valim < 4,503V}$$

E23./ Expliquer comment le microcontrôleur peut différencier ses accès à l'EPROM et à la RAM sans conflit de bus.

Oui la RAM et l'EPROM occupent des adresses communes, mais le μ C fait la différence par sa sortie PSEN qui n'est active que lors d'une lecture d'un programme.

E24./ On désire réaliser une conversion toutes les 100 μ s. Par combien doit diviser le compteur 0 du timer ? Dans quel mode doit-il travailler pour obtenir une impulsion toutes les 100 ms ? Donner les mots à placer dans les registres correspondant au compteur 0 et dans le registre de contrôle.

Division par 171

Mode 2

Registres :

Most	0	0	0	0	0	0	0	0
Least	1	0	1	0	1	0	1	1
Contrôle	0	0	X	1	X	1	0	0

Compt 0

mode 2

binaire

E25./ principe des convertisseurs à approximation successive .

On teste si la valeur à l'entrée est supérieurs ou non au MSB, puis à MSB/2 puis à MSB/4

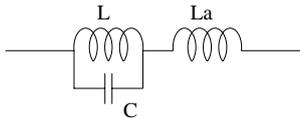
F./ DUPLEXEUR

F1./ Calculer la valeur de l'impédance Z_c du circuit L, Ca, C. Application numérique : calculer L et Ca sachant que $C = 0,15 \text{ pF}$

$$Z_c = -j \frac{LC\omega^2 - 1}{(C + Ca)\omega \left(\frac{LCCa\omega^2}{(C + Ca)} - 1 \right)} \quad (\text{comme un quartz}).$$

$$\boxed{L = 1,055 \text{ } \mu\text{H} \quad Ca = 2,96 \text{ pF}}$$

F2./ Faire le schéma détaillé de Z. Expliquer comment arriver à ce schéma. Calculer l'impédance Z. Calculer la valeur du composant réalisant X_a .



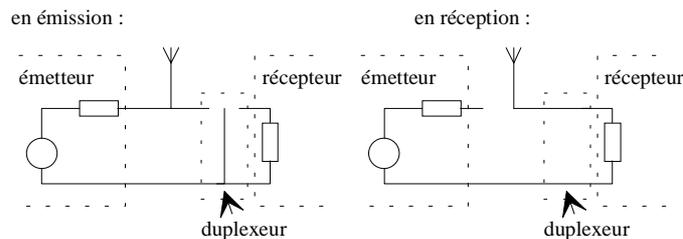
Pourquoi ce schéma : à 400 MHz $Z \rightarrow \infty$ donc L et C en parallèle

A 410 MHz $Z = 0$ (L et C) $\equiv C_e$

il faut donc une inductance pour que $LaCe\omega^2 = 1$

$$Z = j \left(La\omega - \frac{L\omega}{LC\omega^2 - 1} \right) \quad \boxed{La = 21 \text{ } \mu\text{H}}$$

F3./ Représenter les schémas équivalents au filtre lorsque l'on est en mode émission c'est à dire à une fréquence de 400 MHz et, lorsque l'on est en mode réception c'est à dire à 410MHz



F4./ Obtient-on ce qui était recherché

A 400 MHz : pour l'émetteur sa charge est les 50Ω de l'antenne .Le récepteur est invisible

Pour le récepteur aucune liaison avec l'émetteur

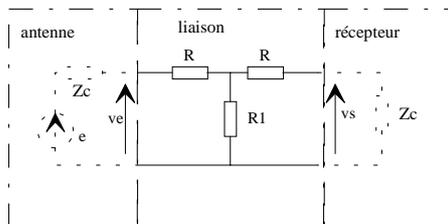
A 410 MHz : le filtre d'émission à une impédance infinie

L'antenne est chargée par les 50Ω du récepteur.

Tout est conforme au cahier des charges.

G./ LIAISON ANTENNE RECEPTEUR :

G1./ Calculer l'atténuation apportée par le câble . Calculer v_e et v_s en fonction de e



$$\boxed{V_e = e / 2}$$

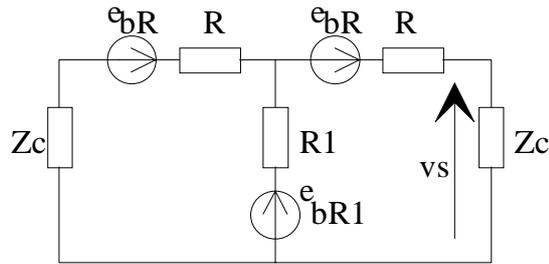
Atténuation 6dB $\rightarrow V_s = V_e / 2$

$$\boxed{V_s = e / 4}$$

G2./ Calculer la valeur numérique des résistances R et R1 du quadripôle équivalent

$$\boxed{R = \frac{50}{3} \Omega \quad R_1 = \frac{200}{3} \Omega}$$

G3./ Etablir le schéma équivalent au quadripôle vis à vis du bruit dans les conditions réelles de fonctionnement. On suppose que l'antenne n'apporte pas de bruit



G4./ Calculer la valeur de la tension de bruit vs_{b1} créée en sortie du quadripôle par la source e_{bR1} de la résistance $R1$

$$vs_{b1} = \frac{Zc}{3R_1} e_{bR1}$$

G5./ Calculer la valeur de la tension de bruit vs_{b2} créée en sortie du quadripôle par la source e_{bR} de la résistance R (celle près de la sortie)

$$vs_{b2} = \frac{2Zc}{3R_1} e_{bR}$$

G6./ Calculer la valeur de la tension de bruit vs_{b3} créée en sortie du quadripôle par la source e_{bR} de la résistance R (celle près de l'entrée)

$$vs_{b3} = \frac{Zc}{3R_1} e_{bR}$$

G7./ Exprimer la puissance de bruit thermique $Pd(f1,f2)$ générée entre les fréquences $f1$ et $f2$.

$$Pd = K.T.\Delta f$$

G8./ Indiquer la valeur de cette charge et déduire la valeur efficace de la tension de bruit e_{bR} pour une bande passante $(f1-f2)=\Delta f$

$$R_{ext} = R$$

$$e_{bR} = \sqrt{4 \cdot K \cdot T \cdot R \cdot \Delta f}$$

G9./ Calculer la valeur de la tension de bruit totale vs_{bt} à la sortie du quadripôle

$$vs_{bt} = \sqrt{vs_{b3}^2 + vs_{b2}^2 + vs_{b1}^2}$$

$$vs_{bt} = \frac{Zc}{3R_1} \sqrt{e_{bR1}^2 + 5e_{bR}^2}$$

G10./ Calculer la valeur numérique de vs_{bt} pour $T = 290K$ et $\Delta f = 0,2$ MHz.

$$Vs_{bt} = 0,173 \mu V$$