

AGRÉGATION EXTERNE DE GÉNIE ÉLECTRIQUE SESSION 2003

COMPOSITION D'ÉLECTRONIQUE

OPTION B : ÉLECTROTECHNIQUE ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

Option B : électrotechnique et électronique de puissance

Composition d'électronique

AVERTISSEMENT

L'épreuve se compose de 3 parties indépendantes repérées A, B et C.

À l'intérieur de chaque partie les questions sont également indépendantes. Les candidats sont invités à prendre connaissance de la totalité du sujet avant de commencer à composer.

Le sujet comprend un jeu de documents réponse à compléter. **Les candidats devront**

- Impérativement utiliser le document réponse à chaque fois que cela sera précisé dans la question.
- Impérativement utiliser les notations indiquées dans le texte ou sur les figures ;
- Rédiger sur des feuilles séparées les réponses à chaque partie et numéroter chaque page de leur copie ;
- Présenter les calculs clairement, dégager et encadrer tout résultat littéral ou numérique ;
- Expliquer le raisonnement utilisé entre deux étapes de calcul.

Note importante :

Une partie du barème , lors de la correction, sera affectée :

- à la présentation générale de la copie ;
- à la concision des explications et à la précision du vocabulaire utilisé ;
- à la lisibilité et à la présentation des calculs mathématiques ;
- au respect de la numérotation des questions que l'on doit retrouver devant les réponses.

Introduction

Le sujet proposé a pour thème l'étude de quelques fonctions rencontrées dans les systèmes de communications numériques. L'application considérée ici est une liaison hertzienne entre un satellite et une station au sol. Les fonctions abordées ici ne tiennent pas compte des étages hautes fréquences des équipements.

A- Étude partielle du contrôle de position du satellite ; Étude préliminaire du générateur de pseudolites.

Introduction

Afin de maintenir une bonne qualité de transmission entre le satellite et les stations au sol, les paramètres de l'orbite du satellite doivent rester constants pendant toute sa durée de vie. Pour cela il est nécessaire de mesurer régulièrement la position de celui-ci et d'effectuer les corrections de trajectoires en conséquence. La charge utile des satellites comprend donc, non seulement les équipements de télécommunication, mais aussi des systèmes de contrôle et de correction de la position orbitale.

Il existe plusieurs méthodes pour mesurer la position du satellite en orbite autour de la terre. Elles sont toutes fondées sur la mesure du temps qui sépare l'émission vers le satellite d'un signal spécifique, depuis une station au sol, et la réception, par la station au sol, de ce même signal après avoir été relayé par le satellite. Le temps ainsi mesuré correspond à 2 fois la distance terre satellite. La détermination exacte de la position du satellite est ensuite calculée au sol par triangulation, à partir des mesures recueillies par plusieurs stations convenablement réparties.

Dans le système que nous étudions ici, la référence de temps est obtenue par le système GPS (global positioning system). Pour cela il est nécessaire de générer des signaux codés, compatibles avec ce système, sans toutefois interférer avec les codes utilisés pour la localisation. Les signaux générés sont appelés des signaux pseudolites et seront datés par un récepteur GPS classique.

Le schéma de principe du système est représenté sur la figure 1 :

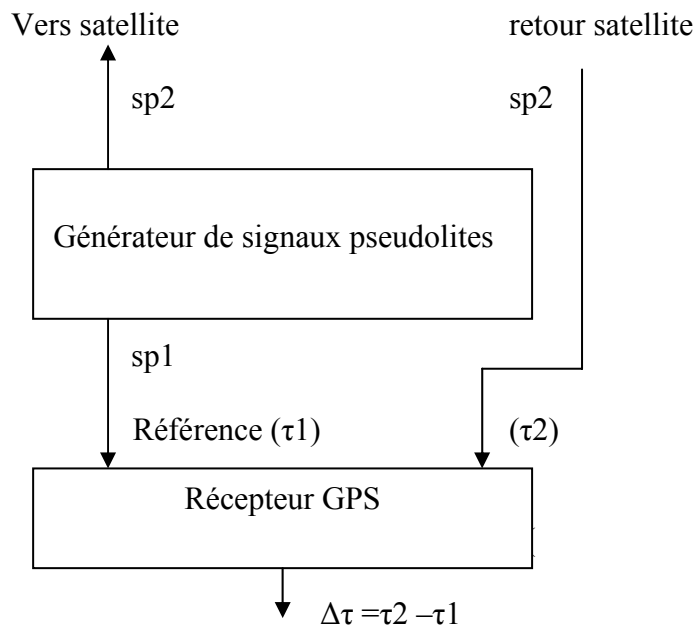


Figure 1 : principe de mesure de distance

Un générateur de signaux pseudolites fournit deux signaux synchrones, $sp1$ et $sp2$. Le signal $sp1$ qui sert de référence est daté τ_1 par le récepteur GPS. Le signal $sp2$ est transmis vers le satellite et revient à l'instant daté τ_2 par le récepteur.

A-1 Exprimer la distance terre satellite en fonction de τ_1 et τ_2

Calculer l'ordre de grandeur de $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$ pour un satellite géostationnaire dont l'orbite est placée à 36 000 km. On négligera les temps de transit dans les équipements.

A-2 Étude du générateur de pseudolites

Le schéma de principe du générateur de pseudolites est représenté sur la figure 2. Il comprend un générateur de séquence pseudo-aléatoire codé, appelé code C/A, un générateur de message binaire M, émis à une fréquence de 50 Hz, un oscillateur qui fournit une tension sinusoïdale de fréquence $F_0 = 1575,42$ MHz qui représente la porteuse (en bande L) pour le système GPS et un mélangeur. Le message binaire émis à 50 Hz contient des informations d'identification pour le système GPS.

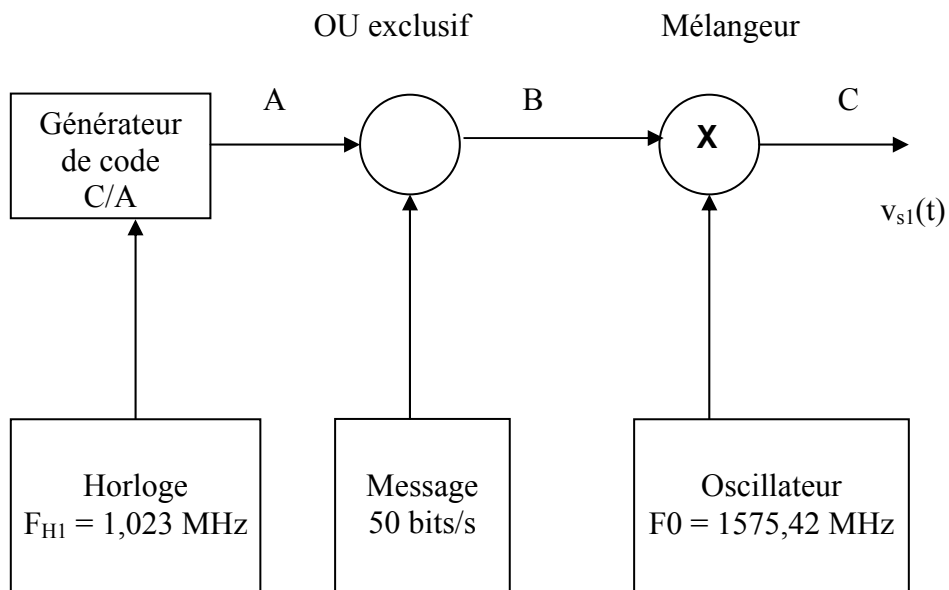


Figure 2 : principe du générateur de signaux pseudolites

A-2-1 Calculer le débit binaire du code pseudo-aléatoire C/A.

A-2-2 Calculer le nombre de bits du code C/A contenu dans la durée d'un bit du message binaire M.

A-2-3 Calculer le rapport de cohérence théorique R_c défini par la relation :

$$R_c = F_0/F_{H1}$$

où F_0 est la fréquence porteuse du signal.

A-3 Étude du mélangeur

Le schéma simplifié d'un circuit mélangeur est représenté sur la figure 3.

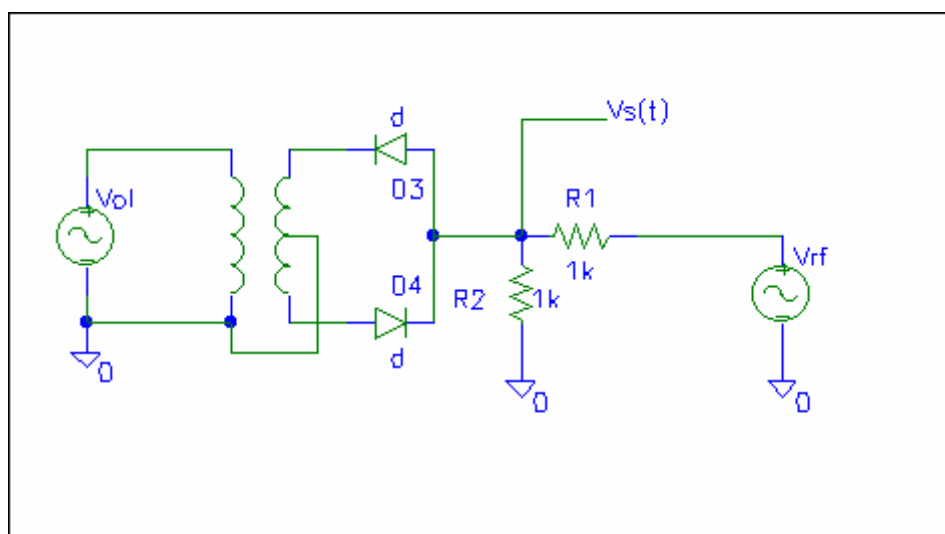


Figure 3 : schéma du mélangeur

A-3-1 Représenter le schéma équivalent du mélangeur en fonction de l'état des diodes. Calculer la tension $v_s(t)$ du signal de fréquence intermédiaire F_i . Représenter la tension $v_s(t)$ en fonction des tensions v_{ol} et v_{rf} supposées sinusoïdales. Pour faciliter le dessin, on choisira une fréquence F_{ol} telle que :

$$F_{ol} = 4 \cdot F_{rf}$$

A-3-2 Montrer que $v_s(t)$ s'écrit :

$$v_s(t) = v_{rf}(t) \cdot h(t)$$

où $h(t)$ est une fonction en créneaux de période T_{ol} et d'amplitude :

$$h(t) = 1 \text{ pour } 0 < t < T_{ol}/2$$

$$h(t) = 0 \text{ pour } T_{ol}/2 < t < T_{ol}$$

A-3-3 Exprimer la transformée de Fourier du signal $v_s(t)$. Représenter l'allure du spectre du signal. Mettre en évidence la fonction abaisseur de fréquence du circuit en pointant la fréquence résultante F_i .

A-3-4 La figure 4 représente le schéma d'un mélangeur équilibré.

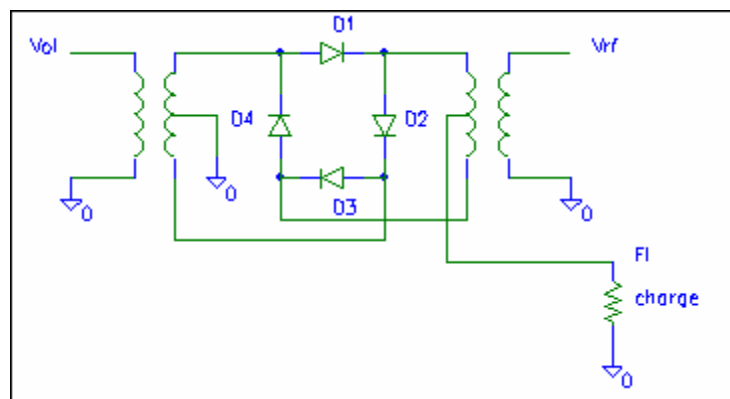


Figure 4 : schéma d'un mélangeur équilibré

Représenter les différents schémas équivalents du circuit en fonction de l'état passant ou non passant des diodes. En déduire que le mélangeur peut être utilisé en modulateur à 2 états de phase.

Représenter la tension de sortie $v_s(t) = v_{rf}(t)$ en fonction de la tension d'entrée $v_e(t)$ dans le cas où on considère la tension d'entrée sinusoïdale :

$$v_{ol}(t) = v_e(t) = A \sin(2\pi F t)$$

et lorsqu'on applique sur l'entrée F_i , une tension de modulation $a(t)$, représentative d'une séquence binaire b_k . L'amplitude de la tension est définie par :

$$a(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_k g(t - nT)$$

où $g(t)$ est une fonction rectangulaire, d'amplitude 1 pour $0 < t < T$ et 0 ailleurs,

avec

$$\begin{aligned} a_k &= +1 \text{ pour le symbole binaire } b_k = 1 \\ a_k &= -1 \text{ pour le symbole binaire } b_k = 0 \end{aligned}$$

T est la durée d'un bit.

A-3-5 On applique au mélangeur deux tensions sinusoïdales v_1 et v_2 respectivement de fréquence F_1 et F_2 . On admet que la caractéristique non linéaire du mélangeur s'exprime par la relation :

$$I = K (V + v_1 + v_2)^2$$

où I représente le courant dans la résistance de charge et V une tension de polarisation. Exprimer la tension v_3 , aux bornes de la charge, résultante du mélange des tensions v_1 et v_2 et montrer qu'en première approximation, le circuit mélangeur peut être considéré comme une opération mathématique de multiplication pour les tensions v_1 et v_2 .

A.3.6. Le mélangeur doit être choisi parmi la série SYM dans l'extrait de catalogue fourni en annexe.

A-3-6-1 Indiquer, en le justifiant, un choix possible pour ce mélangeur

A-3-6-2 Rappeler la définition du dBm en radiofréquences

A-3-6-3 Exprimer les niveaux requis en LO et RF (en dBm) de la notice :

- en volt
- en watt

A-3-6-4 Donner la définition du "gain" de conversion du mélangeur (nombre sans dimension et nombre en dB conformément à l'usage anglo-saxon)

A-3-6-5 Indiquer comment passer des pertes de conversion de la notice au "gain" de conversion ; en déduire la valeur numérique (nombre sans dimension) de ce "gain", valeur garantie sur toute la gamme.

A-3-7 Représenter l'allure des signaux aux différents points A, B, C du système représenté sur la figure 2, en complétant le document réponse DR1.

B- Étude du circuit correcteur de fréquence

B-1 Étude du générateur pseudo-aléatoire

On considère une séquence pseudo-aléatoire de longueur maximale L , de période T , délivrant une suite d'éléments binaires '0' et '1' avec une probabilité d'apparition égale à $1/2$ pour chaque bit.

Le bit '1' est représenté par un signal rectangulaire de durée T_b et d'amplitude A . Le bit '0' est représenté par une tension nulle de durée T_b .

B-1-1 Représenter graphiquement la séquence binaire suivante :

0 1 0 1 0 0 1 1 1 0 1

B-1-2 Calculer, dans le cas général, la valeur moyenne du signal pseudo aléatoire, la valeur quadratique moyenne et la variance du signal.

B-1-3 Établir l'expression de la fonction d'auto corrélation $C(\tau)$ de la séquence pseudo-aléatoire en considérant les deux cas suivant :

$$\tau > T_b$$

$$0 < \tau < T_b$$

B-1-4 Représenter graphiquement la fonction $C(\tau)$.

B-1-5 Etablir l'expression de la densité spectrale de puissance du signal pseudo aléatoire.

B-1-6 Représenter graphiquement cette densité spectrale de puissance. Que représente-t-elle physiquement ?

B-1-7 La figure 5 montre un exemple de générateur de séquence pseudo-aléatoire. Il est composé de 3 bascules D et d'un additionneur modulo 2.

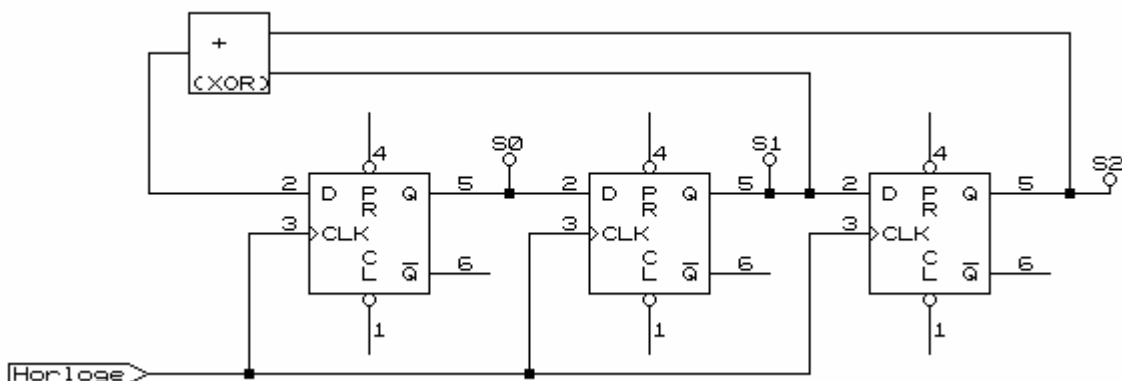


Figure 5 : générateur de signaux pseudo-aléatoires

En supposant que l'état initial des sorties est :

$$S_0 = S_1 = S_2 = 1$$

compléter la suite de la séquence sur le document réponse DR2.

B-1-8 Calculer la longueur de la séquence et la pseudo période T en fonction de la fréquence d'horloge F_H .

B-1-9 En déduire le polynôme générateur de la séquence.

B-1-10 Quand dit-on qu'une séquence pseudo aléatoire est de longueur maximale ?

B-1-11 Le code pseudo aléatoire C/A utilisé dans l'application, est en fait une séquence composite de deux séquences élémentaires définie par le polynôme suivant :

$$P = (x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + x^3 + x^2 + 1) + (x^{10} + x^3 + 1) = P_1 + P_2$$

Compléter le schéma du générateur de cette séquence sur le document réponse DR3. Chaque élément représente une bascule D, les circuits 'ou' sont des additionneurs modulo 2.

B-1-12 La séquence composite ainsi obtenue appartient à une classe particulière appelée séquences de Gold. Quelles sont les principales propriétés de ces séquences ?

En terme de spectre, quelle particularité obtient-on avec ce type de modulation ?

Donner des applications de ces séquences et de ces modulations.

B-2 Étude du circuit correcteur de fréquence

Le satellite en orbite autour de la terre se trouve en mouvement par rapport aux stations de réception au sol. Un signal de fréquence F, émis depuis le sol vers le satellite, ou inversement, sera reçu avec une fréquence F1, décalée par rapport à F, à cause de l'effet Doppler engendré par le mouvement relatif de l'émetteur par rapport au récepteur.

Pour éviter toute erreur à la réception sur la restitution du code C/A et, par conséquent, sur la mesure de distance, il y a lieu de décaler, a priori, la fréquence porteuse à l'émission afin de compenser l'effet Doppler et de conserver le rapport de cohérence R_c entre la fréquence porteuse et le débit du code C/A.

B-2-1 Si la fréquence émise par le satellite est égale à F_0 et la vitesse relative de celui-ci par rapport à la station au sol est égale à v, montrer que le décalage de fréquence dû à l'effet Doppler s'exprime par la relation :

$$\Delta F = \frac{F_0 \cdot v}{c}$$

On supposera que le récepteur se déplace suivant l'axe de propagation de l'onde électromagnétique émise par le satellite (cas du maximum de glissement de la fréquence).

B-2-2 En cumulant l'effet Doppler pour la liaison montante vers le satellite puis pour la liaison descendante, calculer l'amplitude totale du glissement de fréquence ΔF .

On prendra la fréquence de la porteuse montante vers le satellite égale à $F_m = 14,21$ GHz et celle de la porteuse descendante vers la station sol égale à $F_d = 13,36$ GHz avec une vitesse relative égale à $v = 5$ m/s.

B-2-3 Le schéma de principe du correcteur est représenté sur la figure 6.

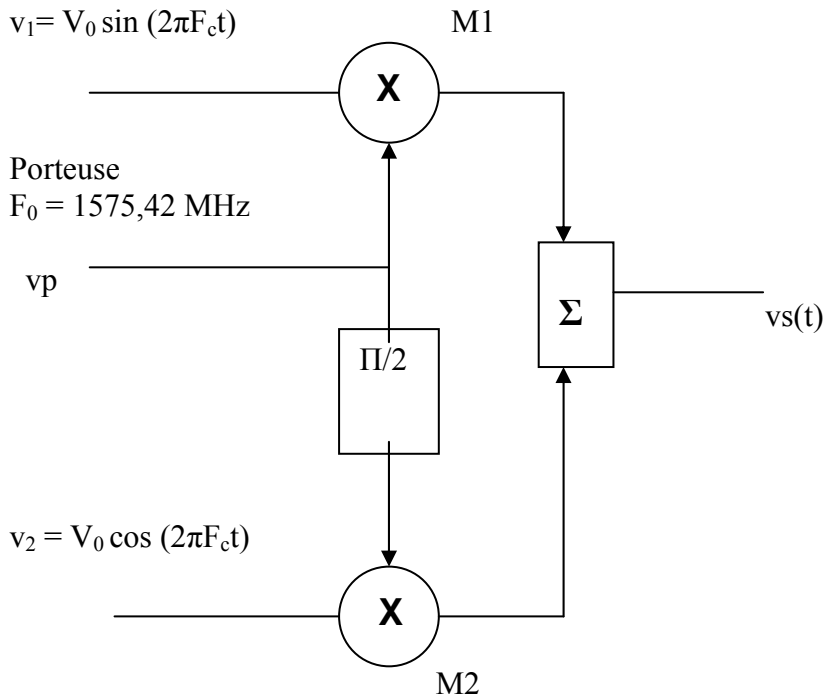


Figure 6 : schéma de principe du correcteur de fréquence

M1 et M2 représentent chacun un circuit mélangeur.

B-2-3-1 Exprimer la tension $v_s(t)$ en fonction de v_p , v_1 et v_2 .

v_1 et v_2 sont des tensions sinusoidales en quadrature, de fréquence F_c :

$$\begin{aligned} v_1 &= V_0 \sin(2\pi F_c t) \\ v_2 &= V_0 \cos(2\pi F_c t) \end{aligned}$$

v_p est la tension sinusoidale représentant la porteuse, de fréquence F_0 .

B-2-3-2 Montrer que la fréquence du signal $v_s(t)$ est égale à :

$$F_s = F_0 \pm F_c$$

L'unité de calcul qui pilote l'ensemble du système, fournit un signal d'horloge de fréquence F_{H2} , à partir duquel on va générer le signal de commande, de fréquence F_c .

La fréquence F_{H2} est déterminée après une procédure de mesure qui analyse la cohérence entre la fréquence de la porteuse et le débit du signal pseudo-aléatoire.

C- Étude du générateur de signaux en quadrature

Les deux signaux en quadrature, de fréquence F_c , sont générés par un montage fondé sur la synthèse directe de fréquence représenté sur la figure 7.

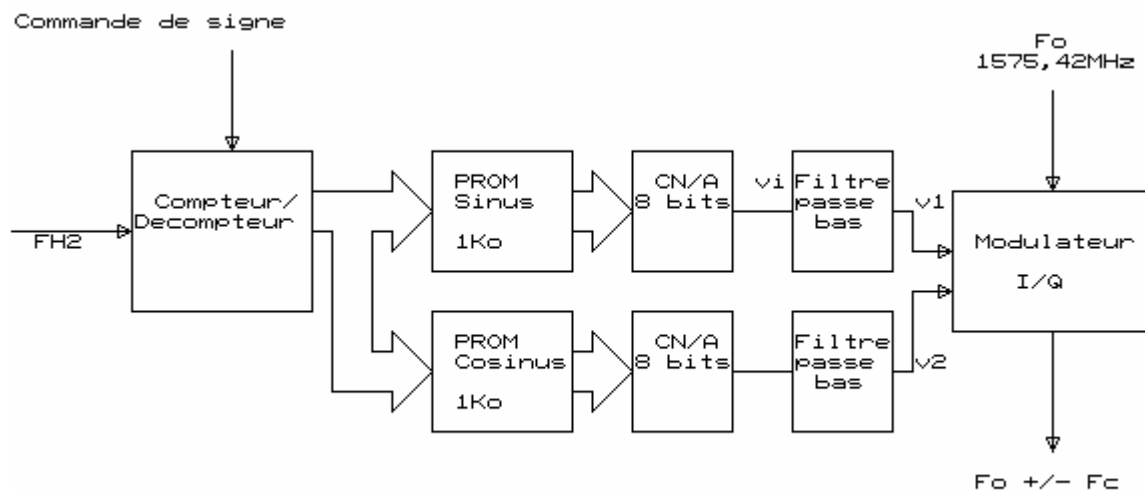


Figure 7 : générateur des tensions en quadrature

La fréquence d'horloge F_{H2} est fournie par un synthétiseur commandé par l'unité de calcul et de gestion du système. F_{H2} est déterminé après une phase de calibrage de la station. Le récepteur GPS fournit des informations de phase de la porteuse et de phase de la fréquence du code C/A. Un asservissement est effectué après calcul du rapport de cohérence R_c .

C-1 Étude préliminaire du générateur.

C-1-1 Expliquer le principe de fonctionnement du montage en justifiant la fonction de chaque composant.

C-1-2 Que représente le mot binaire fourni par le compteur /décompteur ?

C-1-3 Que représentent les données sauvegardées dans les mémoires ?

C-1-4 Chaque mémoire a une capacité de 1Koctets échantillons : calculer le nombre de bits du mot fourni par le compteur/décompteur.

C-1-5 Calculer la résolution en phase $\Delta\phi$ des tensions v_1 et v_2

C-1-6 Montrer que la fréquence F_c s'exprime par la relation :

$$F_c = \frac{F_{H2} \cdot \Delta\phi}{2\pi}$$

C-1-7 Comment inverser le signe de la phase de v_1 sans changer celui de la phase de v_2 ?

C-2 Conversion numérique/analogique

C-2-1 Représenter l'allure en fonction du temps, de la tension analogique $v_i(t)$, obtenue en sortie du convertisseur N/A.

C-2-2 Montrer que la tension $v_i(t)$, peut s'écrire sous la forme :

$$v_i(t) = [g(t - \frac{T_{H2}}{2})] * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_{H2}).e(nT_{H2})$$

où $g(t)$ est la fonction impulsion rectangulaire de durée T_{H2} et d'amplitude unité, T_{H2} est la période d'incrémentement du compteur, $\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac et $*$ représente le produit de convolution.

C-2-3 Exprimer la transformée de Fourier du signal $v_i(t)$. Représenter l'allure du spectre de $v_i(t)$. En déduire la nécessité de filtrer la tension après la conversion numérique/analogique.

C-3 Application technologique

C-3-1 Fonctions numériques

La documentation technique des circuits proposés est donnée en annexe.

Le compteur /dé compteur est réalisé avec un circuit programmable CYC 374i .

Les mémoires PROM sont des circuits 1k* 8 bits (CYPRESS).

C-3-1-1 Compléter le câblage des circuits sur le document réponse DR4 en précisant les lignes d'adresses, les lignes de données et les horloges nécessaires au système.

C-3-1-2 Comment compléter le montage pour pouvoir compenser un éventuel décalage de phase au niveau du mélangeur ?

C-3-1-3 Étude technologique des circuits 'CPLD' et 'PROM'.

C-3-1-3-1. Rappeler les principales différences d'architecture interne entre CPLD et FPGA

C-3-1-3-2. Donner les principaux intérêts de la technologie ISR utilisée pour le CPLD CY7C374i ; préciser les broches utilisées par cette technologie et le nom du protocole

C-3-1-3-3. Préciser comment opérer soit en 5V soit en 3,3V avec ce CPLD.

Que dire, dans ce dernier cas, des temps de propagation ?

C-3-1-3-4. En mode séquentiel du CPLD (sorties de bascules), donner le temps de propagation horloge-sortie, le temps de pré-établissement et le temps de maintien :

- pour la version la plus lente
- pour la version la plus rapide

Isoler, dans la notice, et reproduire le chronogramme illustrant ces divers temps.

C-3-1-3-5. Pour la PROM CY7C235A, dégager des tableaux de caractéristiques électriques les éléments permettant d'affirmer sa compatibilité TTL.

C-3-1-3-6. Expliquer, à l'aide d'une table de vérité, le fonctionnement des entrées CP, Es et E de cette PROM.

C-3-1-4 Peut-on réaliser le générateur de signaux pseudolites du système avec le même circuit programmable que le compteur / dé compteur ? Faut-il prévoir des signaux supplémentaires ?

C-3-1-5 Les mots binaires mémorisés dans les mémoires PROM sont convertis en une tension analogique. Le convertisseur N/A utilisé est un circuit AD 7801.

C-3-1-5-1 Le mode de fonctionnement de ce convertisseur doit-il être unipolaire ou bipolaire ? Justifier votre réponse.

C-3-1-5-2 Donner la relation de la tension de sortie du convertisseur en mode unipolaire.

C-3-1-5-3 Extraire de sa notice le schéma typique d'application à utiliser ici et démontrer la relation exprimant sa tension de sortie.

C-3-1-5-4 Calculer, dans ce cas et avec $V_{REF} = 2,5V$, l'excursion de la tension analogique de sortie du montage lorsque la valeur décimale du mot binaire d'entrée vaut 0 puis 128 et enfin 255.

C-3-1-5-5 Déterminer la fréquence maximale d'utilisation du convertisseur si on prend en compte une excursion maximale de la tension de sortie.

C-3-1-5-6 Préciser comment découpler la tension d'alimentation du convertisseur et notamment la technologie des condensateurs à utiliser et leurs qualités en terme d'ESR et ESI.

C-3-1-5-7 Indiquer, pour ce convertisseur, les précautions de câblage à prendre, notamment celles concernant les masses et le circuit imprimé.

C-3-1-5-8 Expliquer la signification des termes suivants figurant dans la notice du convertisseur:

- differential linearity
- guaranteed monotonic
- output buffer rail to rail operation

C-3-1-5-9 Dans cette notice, le tableau Absolute Maximum Ratings comprend plusieurs items mentionnant une température en °C dans leur libellé :

- expliquer chacun de ces items.

C-3-2 Fonctions analogiques : étude du filtre passe bas

Le schéma du filtre passe bas est représenté sur la figure 8.

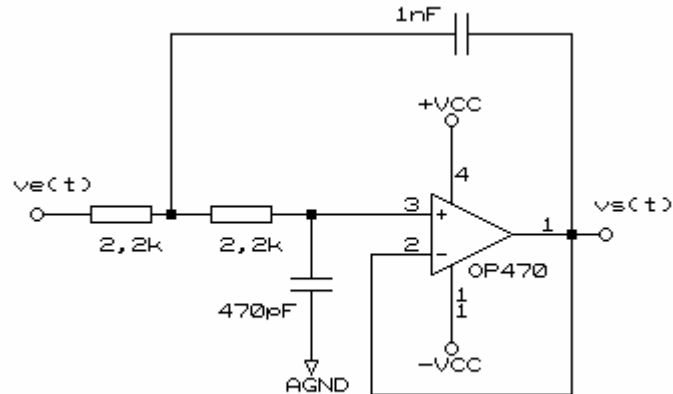


Figure 8 : configuration du filtre passe bas

C-3-2-1 Exprimer la fonction de transfert du filtre en supposant l'amplificateur intégré parfait.

Montrer que la fonction de transfert se met sous la forme:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{(\omega_0)^2}{(p)^2 + 2m\omega_0 p + (\omega_0)^2}$$

on rappelle $p = j\omega$ (analyse harmonique)

Exprimer ω_0 et m .

En déduire le coefficient de qualité Q du filtre.

C-3-2-2 Compte tenu des valeurs numériques des éléments du schéma, calculer la fréquence de coupure du filtre et donner l'ordre du filtre.

C-3-2-3 En s'appuyant sur les résultats obtenus à la question C-2-3 et en supposant que le glissement maximal de fréquence, enregistré pendant la phase d'étalonnage du système, soit égal à 2 kHz, calculer la fréquence maximale F_{H2} . Calculer l'atténuation existante entre les deux premières raies du spectre fréquentiel de $v_i(t)$. La fréquence de coupure du filtre passe bas proposé est-elle bien choisie ?

C-3-2-4 On s'intéresse au composant OP 470 et à sa notice.

C-3-2-4-1 L'OP470 est garanti pour un CMR mini de 110 dB ; rappeler la définition du CMR. La notice garantit un "gain" de 1000V/mV mini : en déduire le "gain" de mode commun (même unité).

C-3-2-4-2 L'OP470 est garanti pour un PSRR maxi de $1,8 \mu\text{V}/\text{V}$. Rappeler la définition du PSRR.

C-3-2-4-3 L'OP470 est garanti pour un Output Voltage Swing de $\pm 12\text{V}$ min ($V_{\text{cc}}=\pm 15\text{V}$) : expliquer ce que cela signifie.

C-3-2-4-4 L'OP470 est donné pour un Gain Bandwidth Product (GBW) de 6 MHz typique. Cette valeur est-elle compatible avec la courbe Open Loop Gain vs Frequency page 7 ; justifier votre réponse.

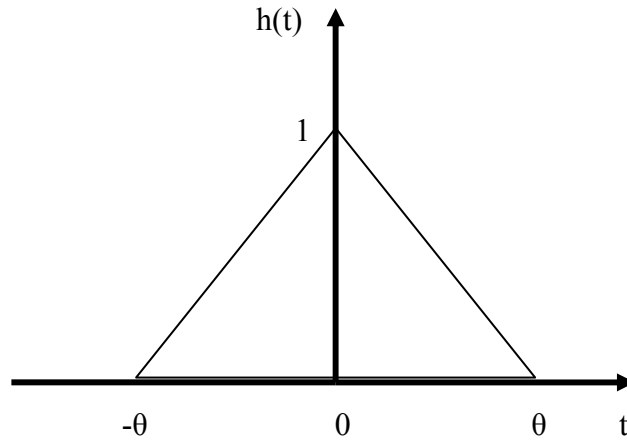
C-3-2-4-5 Commenter la courbe Maximum Output Swing vs Frequency page 8. Déduire de ces deux dernières courbes la gamme de fréquence raisonnable de fonctionnement de l'OP470.

C-3-2-4-6 Justifier l'unité $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ utilisée dans la spécification du bruit.

ANNEXE 1

Transformée de Fourier de la fonction triangle :

Soit la fonction $h(t)$:



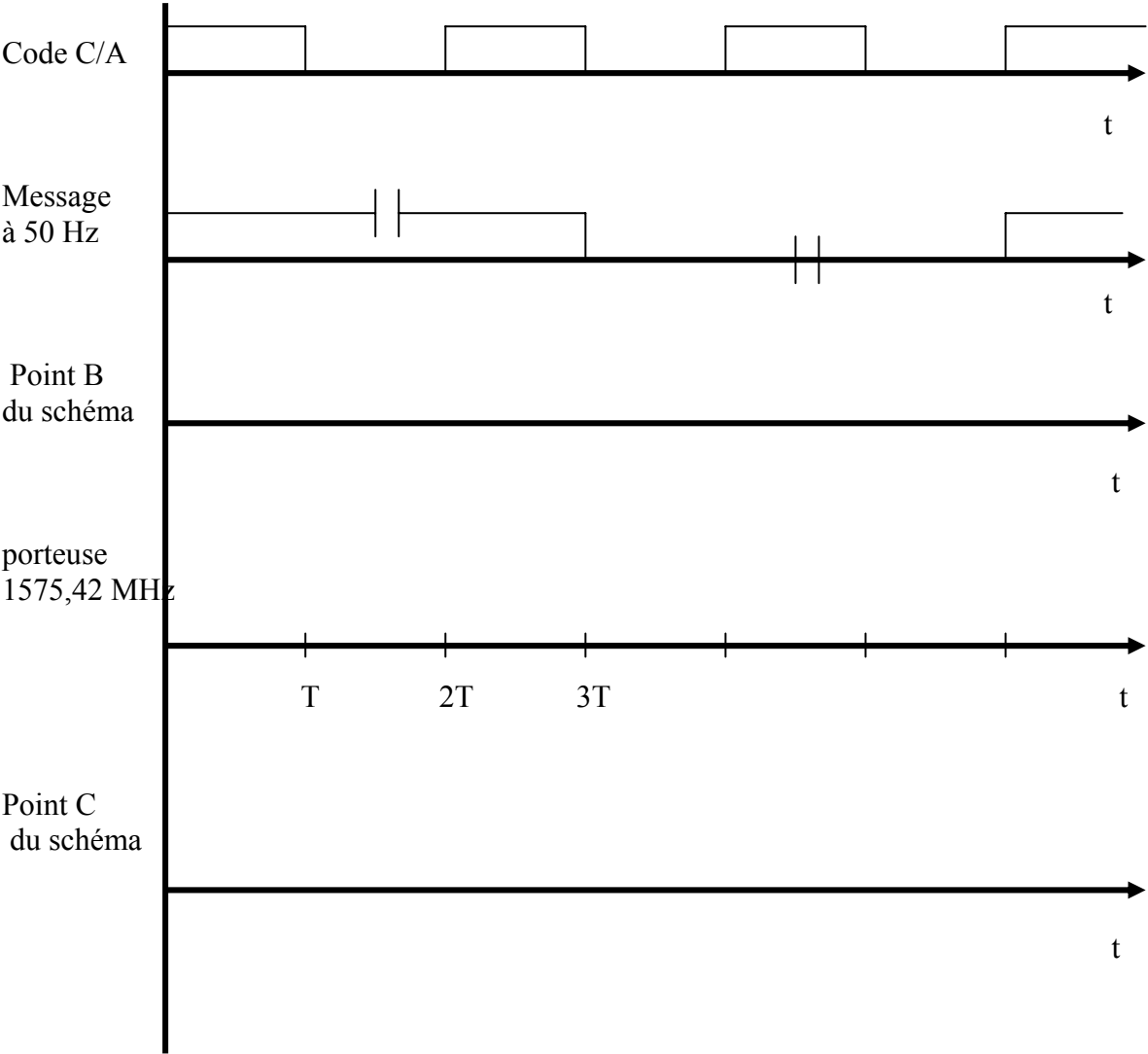
La transformée de Fourier de $h(t)$ s'écrit :

$$H(f) = \theta \left(\frac{\sin \pi f \theta}{\pi f \theta} \right)^2$$

DOCUMENTS REPONSES : DR

Documents réponses DR1 à DR4

DOCUMENT REPONSE DR1

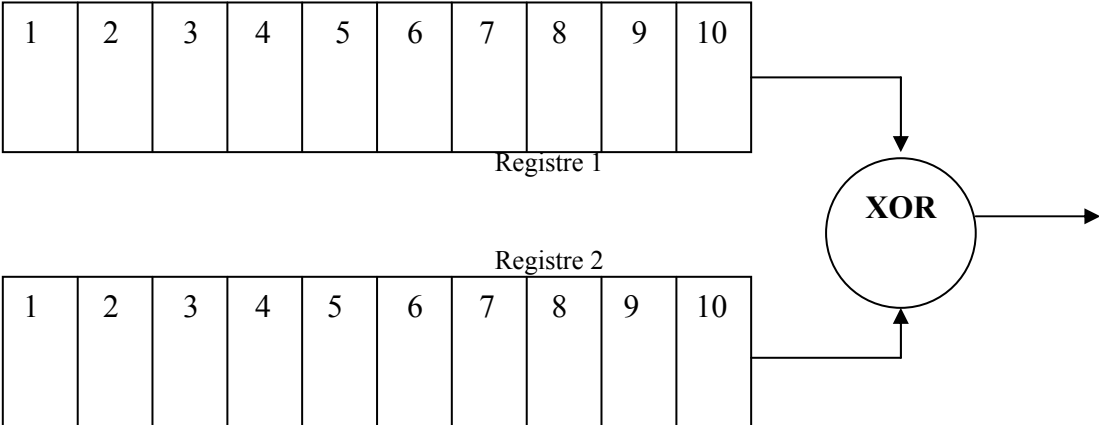


Compte tenu des ordres de grandeurs des fréquences employées, on ne respectera pas les échelles réelles des dimensions entre les signaux afin de rester dans cadre de la feuille. On prendra 4 périodes de la porteuse dans l'intervalle T .

DOCUMENT REPOSE DR2

Horloge	S_0	S_1	S_2

DOCUMENT REPOSE DR3



DOCUMENT REPONSE DR4

