

AGRÉGATION EXTERNE DE GÉNIE ÉLECTRIQUE SESSION 2003

COMPOSITION D'ÉLECTRONIQUE

OPTION A : ÉLECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

Option A : électronique et informatique industrielle

Composition d'électronique

AVERTISSEMENT

L'épreuve se compose de 5 parties indépendantes repérées A, B, C, D et E.

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 numéroté 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 hertziennne 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 :

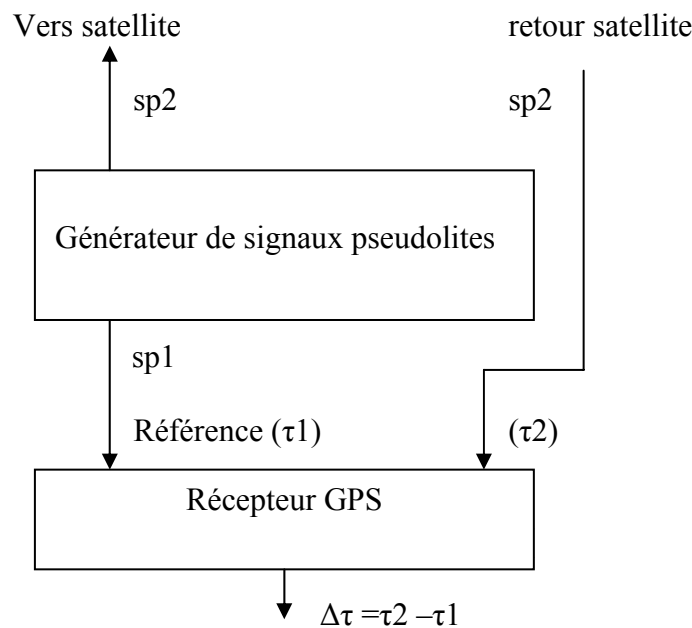


Figure 1 : principe de mesure de distance

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.

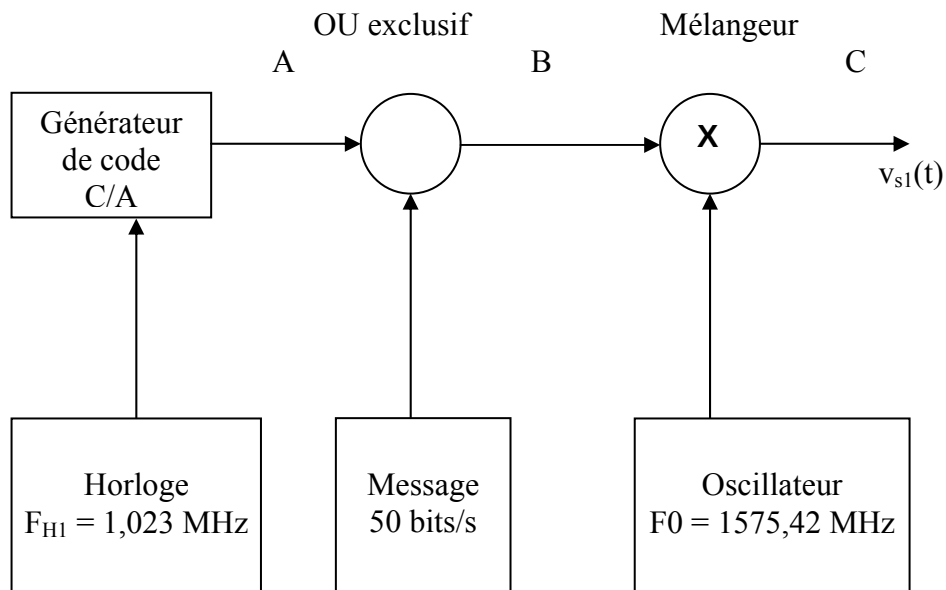


Figure 2 : principe du générateur de signaux pseudolites

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.

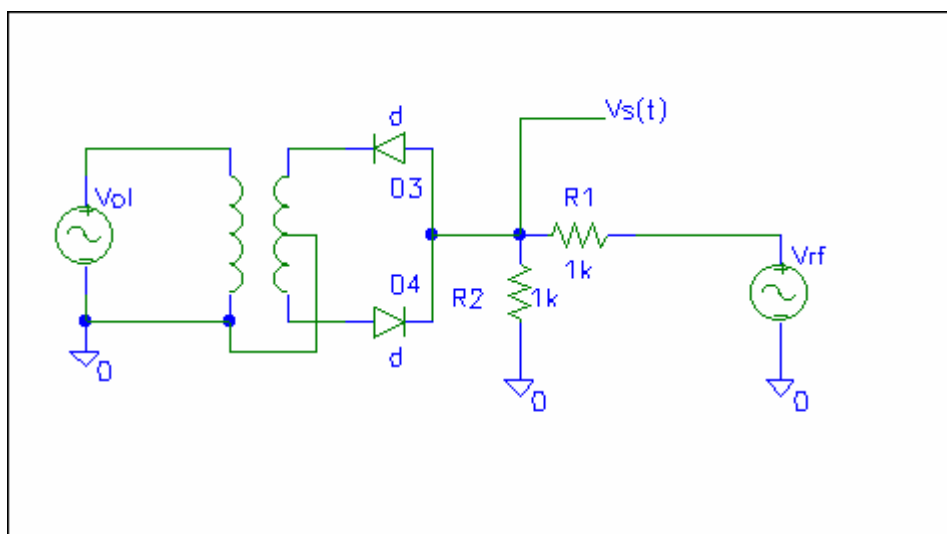


Figure 3 : schéma du mélangeur

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.

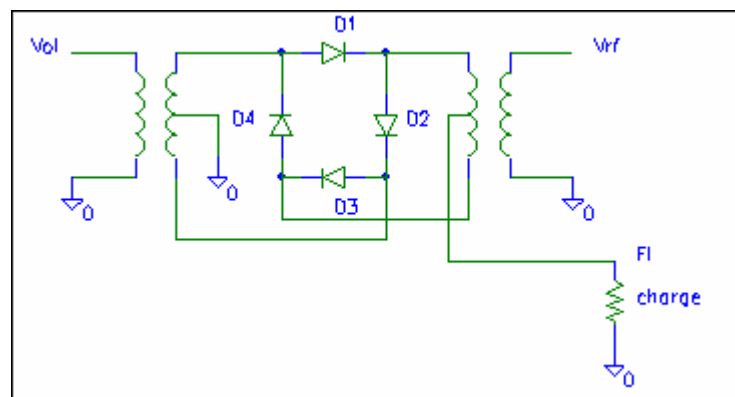


Figure 4 : schéma d'un mélangeur équilibré

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.

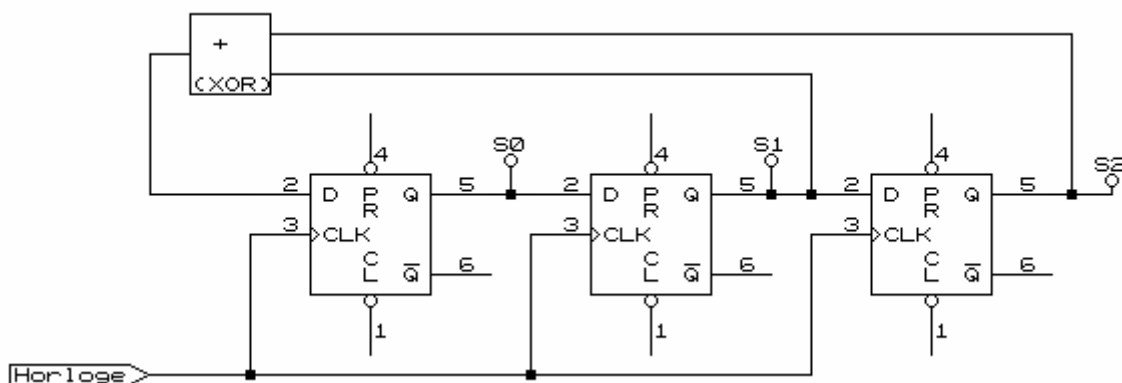


Figure 5 : générateur de signaux pseudo-aléatoires

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.

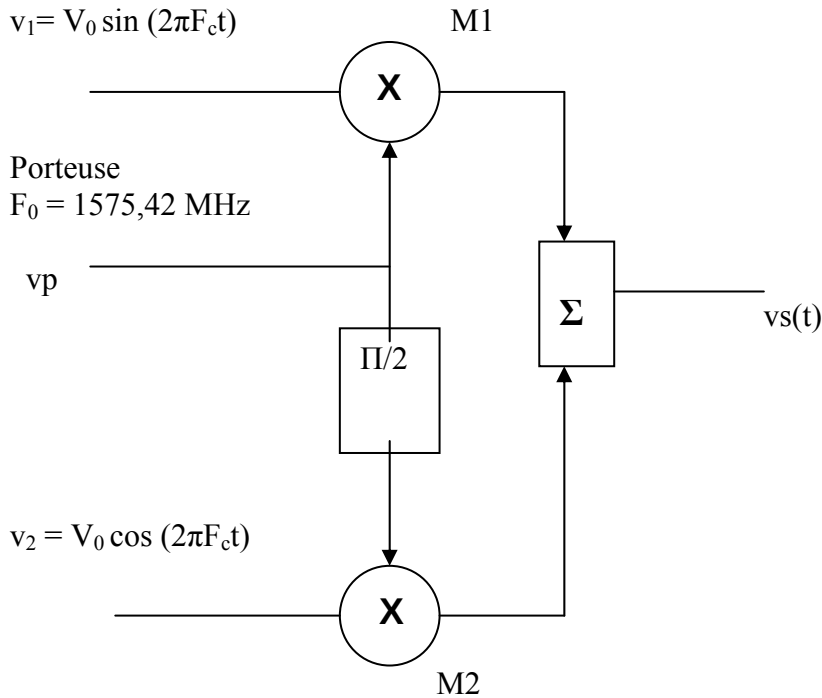


Figure 6 : schéma de principe du correcteur de fréquence

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 sinusoïdales 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 sinusoïdale 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.

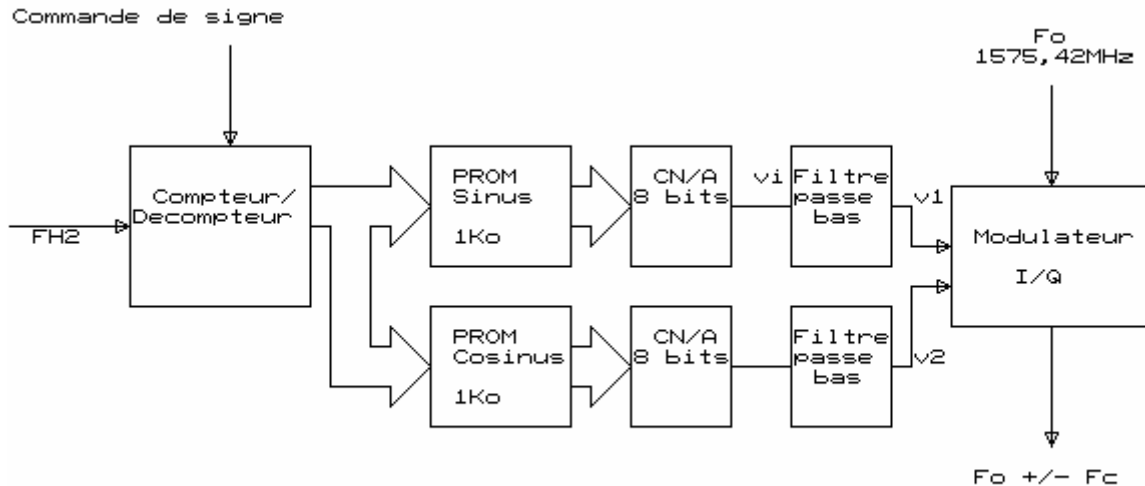


Figure 7 : générateur des tensions en quadrature

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 :

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

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 $*$ 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 /décompteur 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 / décompteur ? 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-3-1-6 On utilise, pour programmer le CPLD, un outil de développement utilisant le langage VHDL.

On appellera F_{H2} le signal d'horloge, 'Signe' la commande de signe et 'Qi' les sorties du compteur/décompteur.

Proposer un programme source écrit en VHDL (entité et architecture) permettant la réalisation du compteur/décompteur de la figure 7.

On supposera que l'affectation des numéros de broches se fera par menu spécifique lors de l'assignation du composant et donc qu'elle ne doit pas figurer dans le programme.

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

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

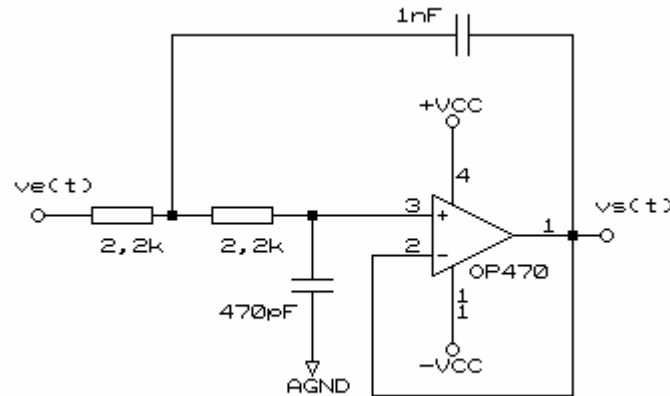


Figure 8 : configuration du filtre passe bas

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 $1,8 \mu\text{V/V}$. 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 ($V_{cc}=\pm 15\text{V}$) : 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.

D- Transmission de données numériques ; modulation et démodulation à 4 états de phase.

L'objet de cette partie est l'étude des circuits de synchronisation de la porteuse au niveau du récepteur pour un signal modulé en 4 états de phase (MDP4) par un message binaire. Nous n'aborderons pas ici les éléments hautes fréquences du récepteur centrés sur la fréquence de réception mais nous nous plaçons au niveau des circuits centrés sur une fréquence intermédiaire plus basse. Par hypothèse, nous considérons la fréquence porteuse intermédiaire F_0 de l'application égale à 1 GHz pour la suite du problème.

D-1 Modulation

Nous nous intéressons tout d'abord à la fonction modulation.
On considère une tension sinusoïdale de fréquence F_0 et de phase $\Phi(t)$:

$$u(t) = A \cos [2\pi F_0 t + \Phi(t)]$$

La phase $\Phi(t)$ peut prendre des valeurs discrètes en fonction du temps suivant une séquence binaire b_k .

Dans le cas d'une modulation à 4 états de phase (MDP4), $\Phi(t)$ s'écrit :

$$\Phi(t) = \Phi_k = \Phi_0 + (2m+1) \pi/4$$

$$\text{où } 0 \leq m \leq 3$$

D-1-1 Montrer que le signal modulé $u(t)$ est équivalent à 2 modulations d'amplitude en quadrature

$$u(t) = I \cos(2\pi f_0 t) - Q \sin(2\pi f_0 t)$$

Exprimer I et Q

D-1-2 Calculer les valeurs discrètes de Φ_k et l'amplitude de I et Q pour chaque combinaison binaire transmise, dans le cas de la modulation à 4 états de phase.

En supposant $\Phi_0=0$, compléter le tableau du document réponse DR5.

Représenter le diagramme vectoriel de la modulation à 4 états de phase pour $\Phi_0 = 0$ puis pour $\Phi_0 = \pi/4$.

D-1-3 Pour réaliser la modulation MDP4, le message binaire $D(t)$ à transmettre est d'abord décomposé en deux suites binaires, composées des éléments impairs (I) et des éléments pairs (Q) comme le montre la représentation des formes d'ondes de la figure 9. Ces deux suites binaires modulent chacune une porteuse en 2 états de phase.

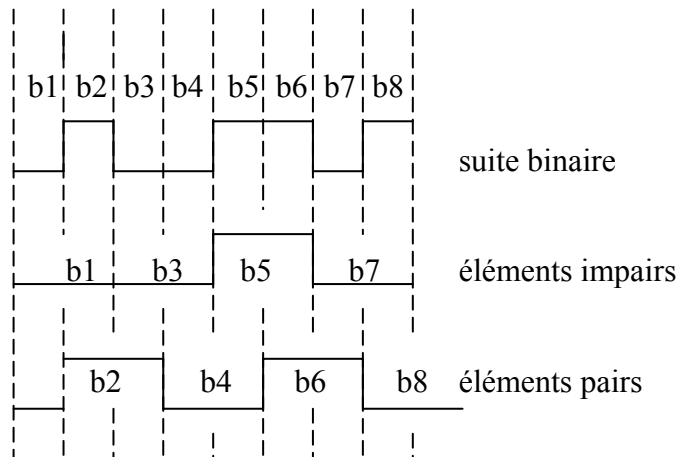


Figure 9 : formes d'ondes des éléments pairs et impairs

La suite d'éléments pairs s'écrit :

$$I = \sum_n I_{2n}(t-2nT)g(t-2nT)$$

où T est la durée d'un bit

et la suite d'éléments impairs s'écrit:

$$Q = \sum_n I_{2n+1}(t-(2n+1)T)g(t-(2n+1)T)$$

où $I_{2n}(t)$ et $I_{2n+1}(t)$ représentent les amplitudes des éléments binaires :

$$I_{2n}(t) = I_{2n+1}(t) = +1 \text{ pour le bit 1}$$

$$\text{et } I_{2n}(t) = I_{2n+1}(t) = -1 \text{ pour le bit 0}$$

$g(t)$ la fonction définissant un bit de durée T :

$$g(t) = +E \text{ pour } 0 < t < T$$

$$g(t) = 0 \text{ ailleurs}$$

Le schéma de principe du modulateur est représenté sur la figure 10:

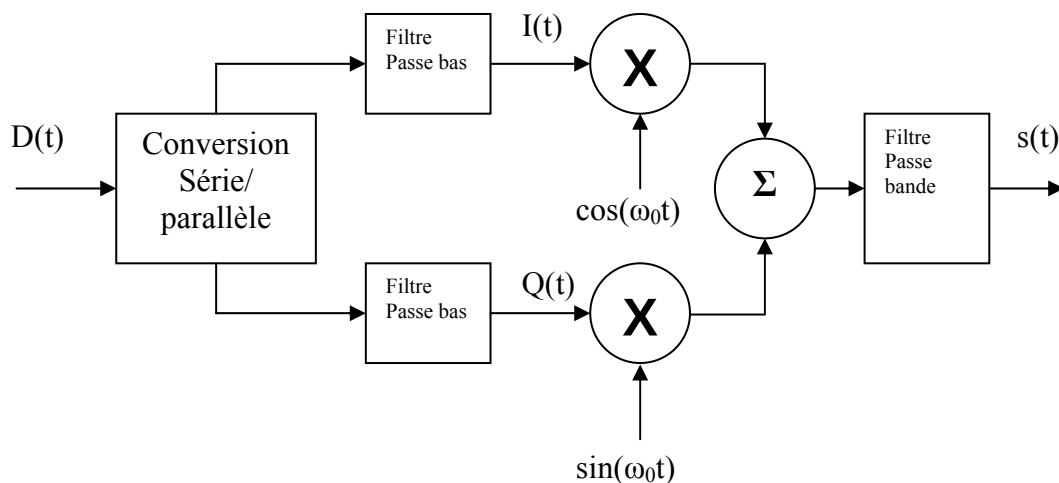


Figure 10 : schéma de principe du modulateur

Exprimer le signal $s(t)$ et montrer qu'il est représentatif d'une modulation à 4 états de phase.

D-1-4 En supposant la séquence binaire suivante :

0110100

Compléter le document réponse DR6-1, en représentant l'allure des signaux I et Q déduits de la suite binaire, puis tracer l'allure du signal $[I \cdot \sin(2\pi F_0 t)]$.

On prendra $\Phi_0 = 0$.

Compléter sur le document réponse DR6-2, l'allure du signal $[Q \cdot \cos(2\pi F_0 t)]$, puis le signal modulé résultant $s(t)$. Mettre en évidence les différents sauts de phase.

D-2 Démodulation d'un signal modulé en 4 états de phase (MDP4).

On se propose d'étudier la démodulation d'un signal binaire modulé en MDP4.

Le récepteur reçoit un signal de la forme :

$$r(t) = s(t - \tau) + n(t)$$

où $s(t)$ est le signal émis

$n(t)$ représente le bruit additif du canal de transmission

τ représente le temps de transit du signal entre émetteur et récepteur.

On suppose que $s(t)$ s'écrit :

$$s(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \psi)$$

D-2-1 La démodulation cohérente nécessite un signal pilote de référence en phase avec la porteuse émise. Dans le cas d'un canal hertzien, il faut restituer la porteuse à la réception.

Montrer que pour la modulation MDP4, on peut récupérer la porteuse au récepteur en faisant une élévation à la puissance 4 du signal reçu $r(t)$.

Quelles conditions doit-on imposer au récepteur pour obtenir une démodulation du signal binaire avec un minimum d'erreurs ?

D-2-2 Le schéma partiel du récepteur est représenté sur la figure 11 :

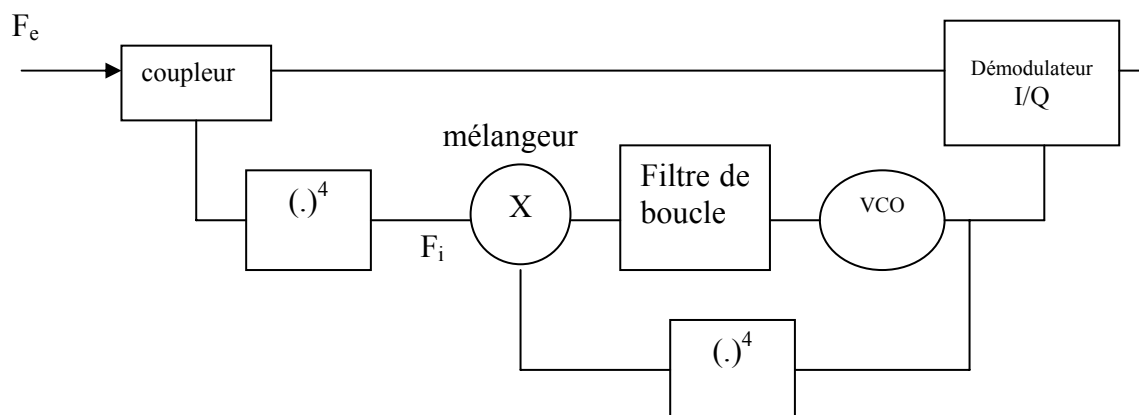


Figure 11 : schéma de principe du récepteur avec récupération de la porteuse

Il comprend le démodulateur I/Q, le système de régénération de porteuse formant une boucle à verrouillage de phase et la fonction élévation à la puissance 4.
Isoler sur le schéma de la figure 11 la boucle à verrouillage à concevoir pour le système et préciser les fréquences des signaux que doit traiter la boucle.

D-3 Étude préliminaire de la boucle à verrouillage de phase

Le schéma simplifié d'une boucle à verrouillage de phase est représenté sur la figure 12 :

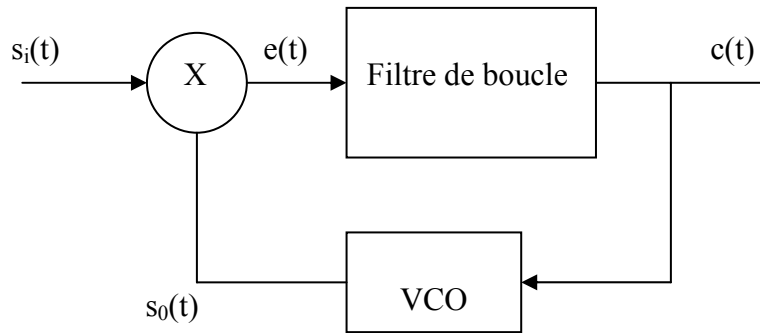


Figure 12 : schéma élémentaire d'une boucle à verrouillage de phase

où le signal reçu est de la forme :

$$s_i(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \theta_i)$$

et le signal généré par l'oscillateur de la boucle (VCO) est :

$$s_0(t) = B \sin(2\pi f_0 t + \theta_0)$$

$e(t)$ est la tension d'erreur en sortie du détecteur de phase

$c(t)$ est la tension de commande du VCO

D-3-1 On supposera que le détecteur de phase fonctionne comme un opérateur multiplication analogique. Montrer que le schéma de la figure 12 est équivalent à celui représenté sur la figure 13.

On suppose que $\theta_i - \theta_0$ est voisin de 0 pour un fonctionnement linéaire de la PLL.

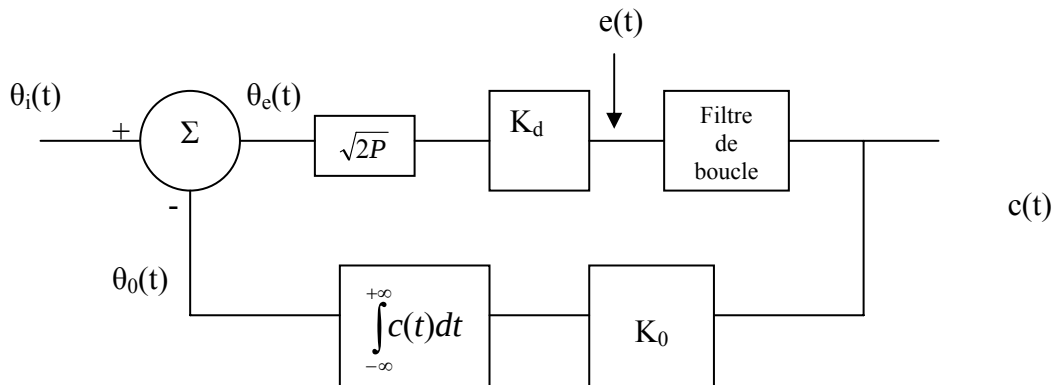


Figure 13 : schéma de la boucle à verrouillage de phase en fonction des grandeurs temporelles.

K_f gain du filtre de boucle

K_d représente le gain de conversion du détecteur de phase en V/rad.

K_0 représente le gain de conversion du VCO

P représente la puissance du signal reçu par la PLL, $s_i(t)$. L'introduction du bloc $\sqrt{2P}$ dans le schéma de la boucle permet de prendre en compte l'influence de la puissance du signal d'entrée sur les performances de la boucle.

D-3-2 En déduire le schéma de principe de la PLL lorsque que l'on considère les grandeurs fréquentielles. On posera $F(p)$ la fonction de transfert de Laplace du filtre de boucle.

D-3-3 Exprimer la fonction de transfert $H_0(p) = \theta_0(p) / \theta_i(p)$ et montrer qu'elle se met sous la forme :

$$H_0(p) = \frac{N(p)}{p + D(p)}$$

avec $p = j\omega$ et N et D respectivement les expressions du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert.

D-3-4 Exprimer la fonction de transfert $H_e(p) = \theta_e(p) / \theta_i(p)$

D-3-5 En posant $F(p) = K_f$, déterminer la réponse $\theta_e(t)$ de la boucle à une variation de phase d'entrée $\theta_i(t)$ de la forme :

$$\theta_i(t) = at = 2\pi f_s t$$

En déduire la limite de $\theta_e(t)$ lorsque t tend vers l'infini.
Que peut-on conclure ?

D-3-6 Étude de la boucle dans le cas où le filtre de boucle a une fonction de transfert de la forme :

$$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{\tau_1 p}$$

Exprimer la fonction de transfert $H_{0,2}(p) = \theta_0 / \theta_i$

Mettre $H_{0,2}(p)$ sous la forme :

$$H_{0,2}(p) = \frac{2m\omega_n p + \omega_n^2}{(p)^2 + 2m\omega_n p + \omega_n^2}$$

D-3-7 Exprimer la fonction de transfert $H_{e,2}(p) = \theta_e(p) / \theta_i(p)$ et montrer qu'elle s'écrit sous la forme :

$$H_{e,2}(p) = \frac{K \cdot (p)^2}{(p)^2 + 2m\omega_n p + \omega_n^2}$$

Exprimer m , ω_n et K

D-3-8 Calculer la réponse $\theta_e(t)$ lorsque t tend vers l'infini pour une variation de la phase du signal d'entrée de la forme :

$$\theta_i(t) = at = 2\pi f_s t$$

Comparer avec la réponse obtenue lorsque le filtre de boucle est celui de la question D-3-5.

D-3-9 On rappelle que le signal reçu au récepteur s'écrit:

$$r(t) = s(t-\tau) + n(t)$$

où $n(t)$ est la tension du bruit ajouté au signal par le canal de propagation. On représente le bruit par un signal à bande étroite centré sur la fréquence f_0 . On peut alors écrire $n(t)$ sous la forme :

$$n(t) = x(t) \cos(2\pi f_0 t) - y(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

où $x(t)$ et $y(t)$ sont des grandeurs statistiques.

En posant $n_c(t) + j n_s(t) = [x(t) + j y(t)] \exp(-j \theta(t))$, montrer que le schéma linéaire de la PLL avec un bruit additif se résume au schéma de la figure 14.

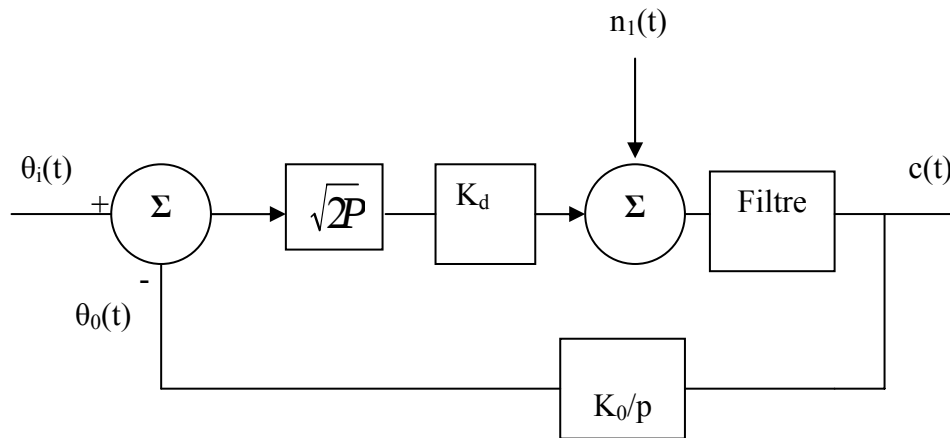


Figure 14 : schéma de la PLL avec bruit additif

On rappelle que $s(t)$ est de la forme :

$$s(t) = A \sin 2\pi f_0 t$$

D-4 Application technologique.

Les caractéristiques électriques des composants utilisés sont données en annexe. Le schéma du circuit de récupération de porteuse par élévation à la puissance 4 est représenté sur la figure 15 (en fin de texte).

D-4-1-1 L'oscillateur commandé en tension (VCO) est un circuit VFCS-600 de Synergy.

Compte tenu des hypothèses du problème, déterminer la fréquence centrale du VCO et la tension de commande correspondante.

D-4-1-2 Donner la valeur du gain K_0 défini dans l'étude de la PLL.

Dans le cas d'une tension d'alimentation nominale, donner la puissance disponible en sortie du VCO.

D-4-1-3 D'après les caractéristiques fournies, dessiner l'allure du spectre du signal de sortie du VCO après avoir rappelé la définition du dBc.

D-4-2-1 Mélangeur

Le détecteur de phase de la PLL est réalisé par un circuit mélangeur SKY 60 MH de Mini-circuits.

Déterminer d'après les caractéristiques, les niveaux de puissance nécessaires pour assurer un fonctionnement correct du circuit mélangeur.

D-4-2-2 Donner la valeur du gain de conversion du mélangeur

D-4-2-3 Définir le point d'intersection IP3, donner sa valeur pour le mélangeur utilisé et en déduire sa dynamique.

D-4-2-4 En considérant le mélangeur comme une fonction multiplication, montrer que le circuit peut fonctionner en détecteur de phase. On supposera les tensions d'entrée suivantes :

$$v_{rf} = A_1 \cos 2\pi f_0 t + \theta_i$$

$$v_{ol} = A_2 \sin 2\pi f_0 t + \theta_0$$

En déduire le gain de conversion K_d du détecteur de phase.

D-4-3-1 Le schéma du filtre de boucle est représenté sur la figure 16 :

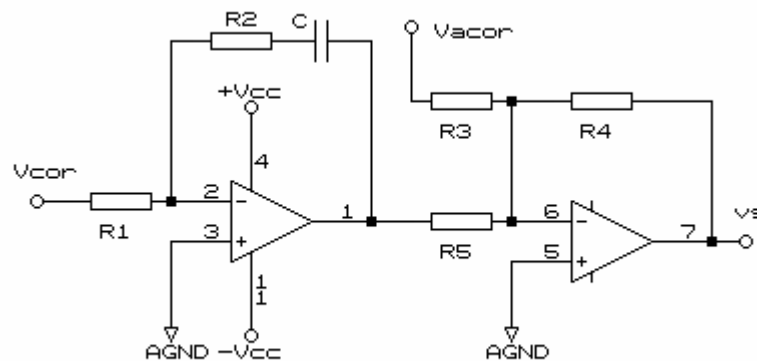


Figure 16 : filtre de boucle de la PLL

Montrer que la fonction de transfert $F(p)$ du filtre actif constitué par le premier étage s'exprime par :

$$F(p) = - \frac{1 + \tau_2 p}{\tau_1 p}$$

Exprimer τ_1 et τ_2 en fonction des éléments du circuit.

Le temps de verrouillage T_a de la fréquence s'exprime d'après Gardner :

$$T_a = \frac{4,2 (\Delta F)^2}{B_b^3}$$

où B_b est la bande équivalente de bruit de la boucle.

Dans le cas du filtre actif utilisé ici, la bande équivalente de bruit de la boucle s'exprime par la relation :

$$B_b = \frac{\omega_n}{2} \left(m + \frac{1}{4m} \right)$$

Déterminer les grandeurs τ_1 et τ_2 pour avoir $T_a = 50$ ms avec $\Delta F = 100$ kHz. On prendra $m = 0,707$.

D-4-3-2 Quelle est l'utilité du second amplificateur représenté sur le schéma du filtre de boucle de la figure 16 ?

D-4-4-1 La fonction élévation à la puissance 4 est obtenue en cascade de deux doubleurs de fréquence. Les circuits utilisés sont les doubleurs SKY-2R et KBA20 de Mini-circuits.

Donner qualitativement le principe de fonctionnement d'un doubleur de fréquence.

D-4-4-2 Donner la définition des pertes de conversion du doubleur. Relever les valeurs du gain de conversion pour chacun des deux doubleurs cités.

D-4-4-3 D'après la documentation, représenter l'amplitude des raies du spectre disponible en sortie du doubleur KBA20.

D-4-4-4 Justifier l'intérêt d'insérer des éléments amplificateurs entre les deux doubleurs.

D-4-5 Étude des amplificateurs :

Les amplificateurs utilisés sont des circuits ERA 2 de Mini-circuits dont on va exploiter la notice donnée en annexe.

D-4-5-1. Donner la définition de la puissance de sortie à 1dB de compression et préciser sa valeur typique.

D-4-5-2. Tracer les courbes $P_{s\text{ typ}} = f(P_e)$ idéale et réelle dans le plan $[P_s(\text{dBm}), P_e(\text{dBm})]$ pour la fréquence où le point de compression a été défini.

D-4-5-3. Placer le point d'intersection IP3 typique et la courbe théorique d'intermodulation d'ordre 3 dans le plan précédent.

D-4-5-4. En déduire la protection contre l'intermodulation obtenue au point de compression.

D-4-5-5. Calculer la tension d'entrée maximum applicable sans risque pour l'amplificateur.

D-4-5-6. Donner la définition du facteur de bruit et préciser sa valeur

D-4-5-7. Donner la signification de la courbe MTTF = $f(T^\circ\text{C})$ de la notice.

D-4-5-8. Expliquer le terme Flatness du tableau de caractéristiques

D-4-5-9. Donner la signification de VSWR et indiquer si les valeurs numériques sont correctes pour un amplificateur radiofréquences.

D-4-6 Calculer la puissance des signaux aux différents points du schéma de la figure 15 et compléter le tableau du document réponse DR7. On supposera que les filtres 'passe bande' présentent une atténuation de 1 dB dans la bande transmise.

D-4-7 Le choix qui consiste à insérer un filtre passe bande centré sur la fréquence de 4 GHz vous semble-t-il une bonne solution ?

Doit-on s'attendre à des performances dégradées ? Si oui préciser lesquelles et comment les corriger.

D-5 Quels sont les autres principes qui sont utilisés pour la synchronisation de porteuse au récepteur d'un signal modulé par sauts de phase?

E- Étude et réalisation des filtres passe bande

Pour éliminer les composantes indésirables générées par les non-linéarités, il faut intercaler des filtres 'passe bande' centrés sur la fréquence $F_4 = 4 F_0 = 4 \text{ GHz}$.

Compte tenu des fréquences de travail utilisées, on peut réaliser les filtres par une technologie fondée sur des lignes micro-ruban sur un substrat en époxy.

E-1 Étude préliminaire de la synthèse du filtre.

Le gabarit de ces filtres passe bande est donné figure 17.

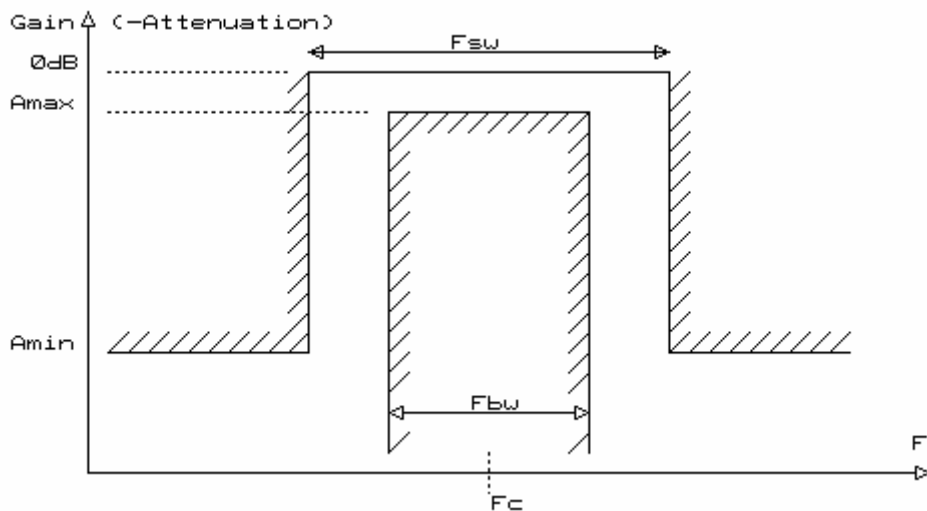


Figure 17 : gabarit des filtres passe bande

Fréquences : Fréquence centrale : 4 GHz, $F_{SW} = 1200 \text{ MHz}$, $F_{bw} = 600 \text{ MHz}$,
Atténuations : $A_{max} = 0,25 \text{ dB}$, $A_{min} = 16 \text{ dB}$

La synthèse du filtre passe bande recherché, nécessite la description du filtre passe bas prototype correspondant, dont le gabarit est donné sur la figure 18.

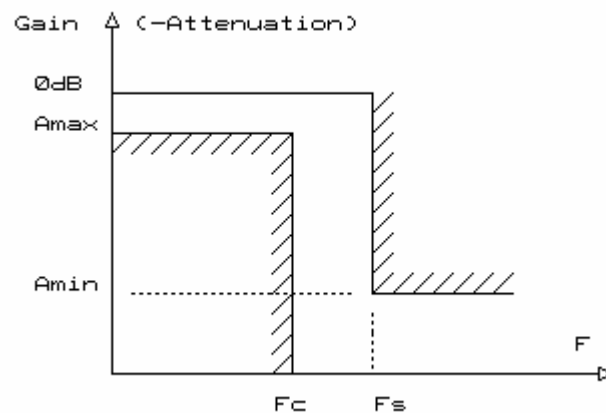


Figure 18 : gabarit du prototype passe bas

On rappelle la relation de passage d'un gabarit à l'autre : $\frac{F_s}{F_c} = \frac{F_{sw}}{F_{bw}}$

L'abaque joint en annexe 4 permet de déterminer l'ordre d'un filtre prototype dans la configuration choisie ici à savoir Chebyshev .

E-1-1. Donner la valeur de F_s (Stop Band du prototype) et l'ordre du filtre prototype.

E-1-2. Montrer, par un raisonnement simple, que l'on peut passer d'un schéma passe bas à un schéma passe bande en remplaçant :

- une capacité (passe-bas) par la mise en parallèle inductance/capacité (passe bande),
- une inductance (passe bas) par la mise en série inductance/capacité (passe bande).

Le schéma électrique équivalent d'un filtre passe bande est donné sur la figure 19

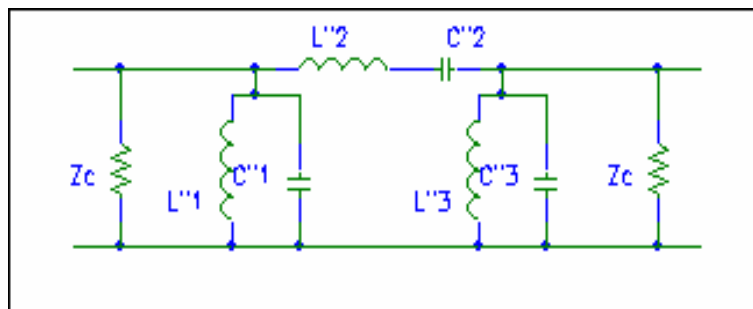


Figure 19 : schéma équivalent du filtre passe bande

E-1-3. Expliquez comment déduire que le filtre de la figure 20 est le prototype du filtre de la figure 19.

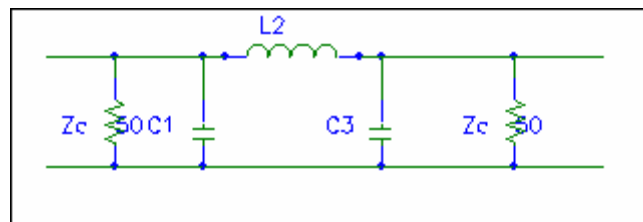


Figure 20 : schéma équivalent du filtre prototype passe bas

Dans ce qui suit on prendra :

- un ordre 3 pour le filtre prototype passe bas
- une largeur de bande de 800 Mhz pour le filtre passe bande
- une fréquence centrale de 4 GHz pour le filtre passe bande

Soit F''_0 la fréquence centrale du filtre passe bande, F''_1 et F''_2 les fréquences de coupure du filtre.

On passe d'un filtre à l'autre en appliquant les relations de passage suivantes :

Pour cela, on pose :

$$B = \frac{F''_2 - F''_1}{F''_0}$$

$$F''_0 = \sqrt{(F''_1)(F''_2)}$$

Soit F_c la fréquence de coupure du filtre prototype, les relations de correspondance entre les filtres sont :

$$\frac{F}{F_c} = \frac{1}{B} \left(\frac{F''}{F''_0} - \frac{F''_0}{F''} \right)$$

Pour les voies 'parallèle' :

$$C''_k \omega''_0 = \frac{1}{L''_k \omega''_0} = C_k \frac{\omega_c}{B} = \frac{g_k}{B Z_c}$$

Pour les voies 'série' :

$$L''_k \omega''_0 = \frac{1}{C''_k \omega''_0} = L_k \frac{\omega_c}{B} = \frac{Z_c g_k}{B}$$

où L''_k et C''_k sont les éléments d'indice k du filtre passe bande, L_k et C_k , les éléments du filtre prototype, g_k sont les coefficients de la fonction caractéristique normalisée du filtre passe bas prototype et Z_c l'impédance caractéristique du filtre. On prendra $Z_c = 50 \Omega$.

E-1-4 Calculer les valeurs numériques des éléments du schéma électrique équivalent du filtre passe bande compte tenu des hypothèses du problème. Les coefficients g_k sont donnés en annexe 3.

E-1-5 Montrer que l'on peut transformer les éléments "série" du filtre de la figure 21 (a) en éléments parallèles avec deux tronçons de ligne de longueur $\lambda/4$ comme le montre la figure 21(b).

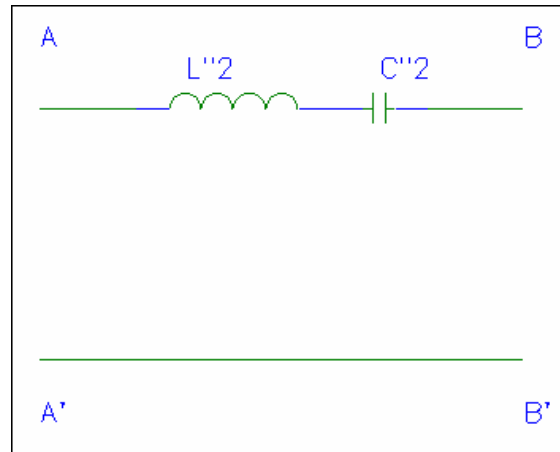


Figure 21 (a) : schéma équivalent des éléments ‘série’

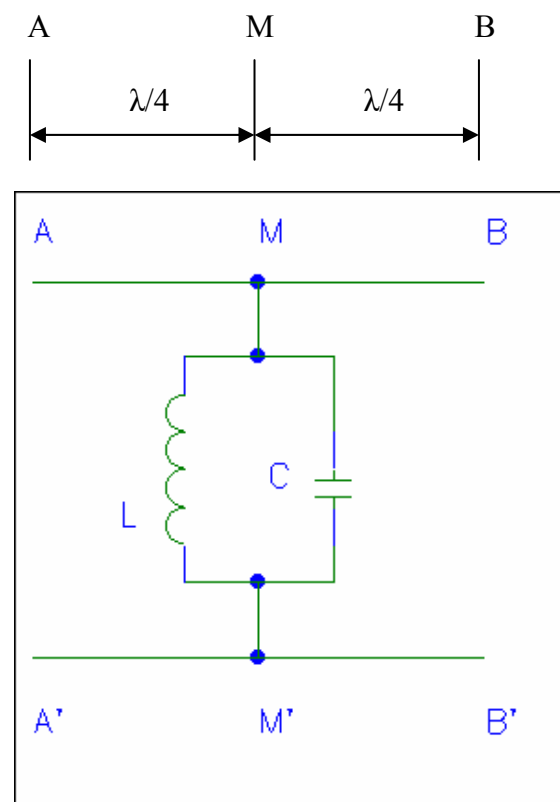


Figure 21(b) : schéma équivalent des éléments ‘parallèle’

avec

$$L\omega_0 = \frac{Z_c^2}{L_2\omega_0} \quad \text{et} \quad C\omega_0 = \frac{Y_c^2}{C_2\omega_0}$$

E-1-6 En déduire le schéma électrique du filtre passe bande à réaliser.
Calculer la valeur numérique de chacun des éléments.

E-2 Réalisation du filtre passe bande

Compte tenu de la fréquence de travail (4 GHz), le filtre passe bande de la fonction élévation à la puissance 4 de la porteuse, est réalisé en circuit micro-ruban sur un substrat époxy. Les caractéristiques physiques du substrat sont :

Permittivité relative de l'époxy : $\epsilon_r = 4,9$

Épaisseur du substrat $h = 0,8$ mm

On supposera les lignes micro-rubans sans pertes.

E-2-1 On rappelle que l'impédance en un point x d'une ligne fermée par une charge Z_L s'écrit :

$$Z(x) = Z_c \frac{Z_L + j(Z_c) \operatorname{tg}(\beta x)}{Z_c + jZ_L \operatorname{tg}(\beta x)}$$

où Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne. L'origine de la variable x est placée à l'extrémité de la ligne.

La constante de propagation sur la ligne s'écrit : $\gamma = \alpha + j\beta$; On prendra ici $\alpha=0$ pour une ligne sans perte.

Exprimer l'impédance d'entrée de la ligne dans le cas d'une ligne terminée par un court-circuit et l'impédance d'entrée d'une ligne terminée par un circuit ouvert.

E-2-2 Calculer l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban réalisée sur le substrat choisi, pour un rapport $W/h = 1,59$, où W représente la largeur de la ligne sur le substrat. Les relations utiles pour répondre à ces questions sont données en annexe 2.

Calculer la longueur d'onde de propagation, λ_g , sur la ligne micro-ruban.

On rappelle que la vitesse de propagation pour la ligne est égale à :

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

où c_0 est la vitesse de propagation dans le vide et ϵ_e la permittivité effective du substrat.

E-2-3 En supposant que les inductances constituant le filtre sont réalisées par des tronçons de ligne court-circuités et les capacités par des tronçons de ligne en circuit ouvert, calculer l'ordre de grandeur des impédances caractéristiques de ces tronçons de ligne afin de satisfaire le cahier des charges du filtre à réaliser.

En première approche, pour réaliser les inductances, on prendra la longueur des tronçons de lignes égale à 15 mm. On conservera des dimensions du même ordre de grandeur pour les autres éléments.

E-2-4 Proposer la géométrie (à implanter sur circuit imprimé) de la ligne micro-ruban réalisant le filtre.

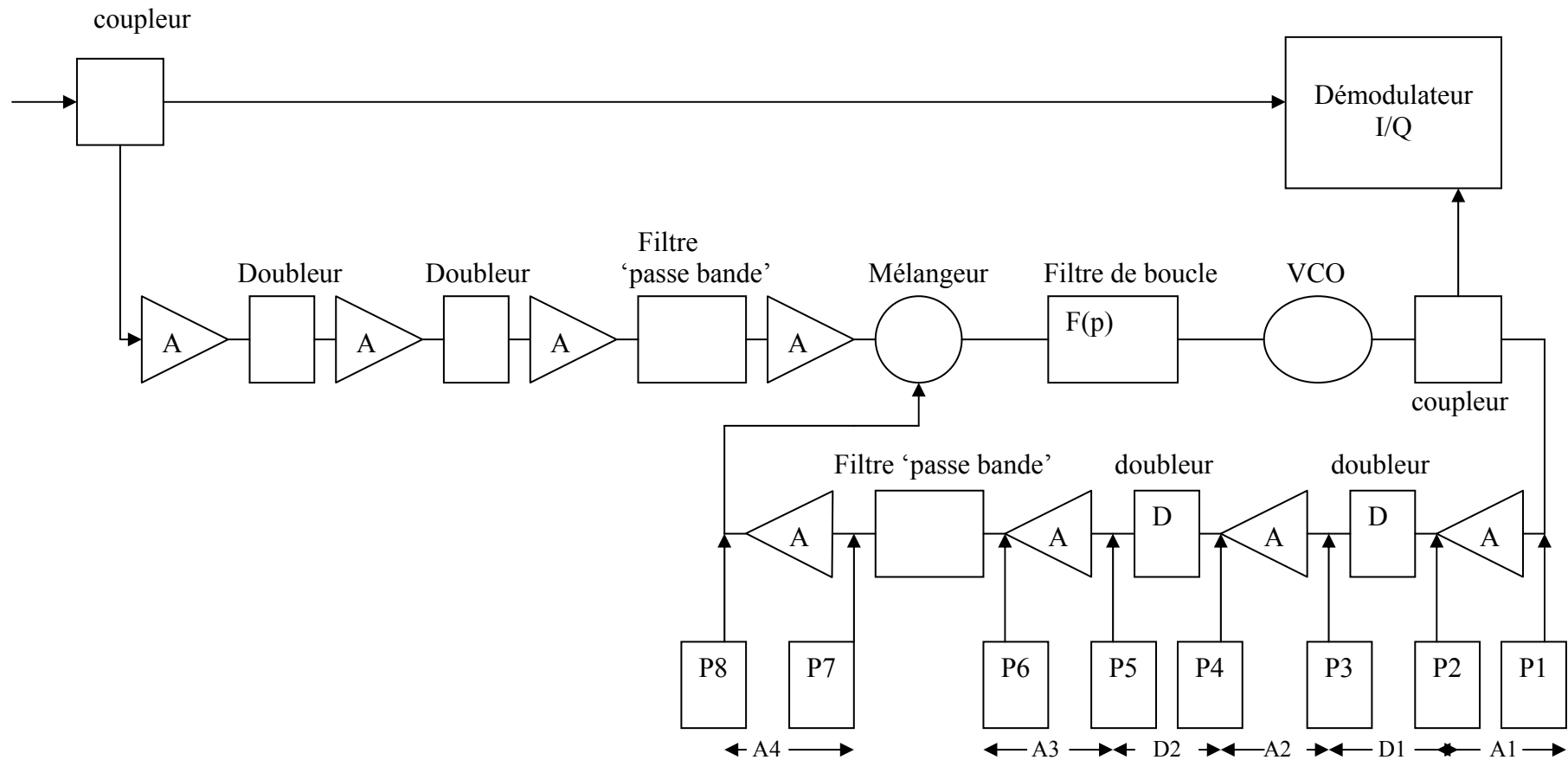


Fig 15 : schéma bloc du système de régénération de la porteuse.

ANNEXES

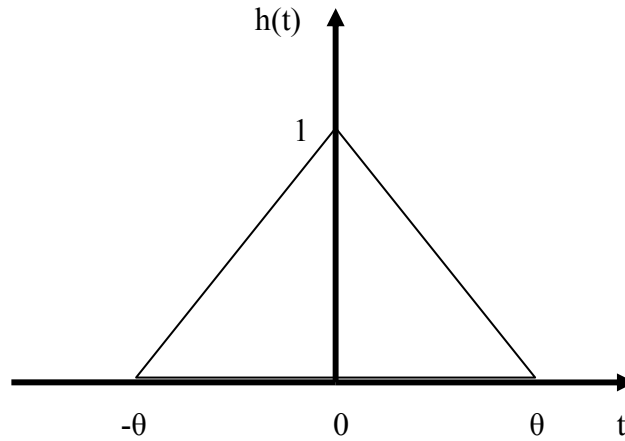
Option A : électronique

- **annexe 1** : Transformée de Fourier et transformée de Laplace de quelques fonctions usuelles (option A et B)
- **annexe 2** : Relations de calcul d'impédances caractéristiques de lignes micro-rubans
- **annexe 3** : Coefficients des polynômes de Chebyshev
- **annexe 4** : Abaque permettant la détermination de l'ordre d'un filtre de Chebyshev en fonction d'un gabarit donné.

ANNEXE 1

Transformée de Fourier de la fonction triangle :

Soit la fonction $h(t)$:



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

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

Transformée de Laplace de quelques fonctions :

$x(t)$	$X(p)$
$\delta(t)$	1
t	$1/p^2$
$\exp(at)$	$(p+a)^{-1}$
$\frac{1}{a}(1-\exp(at))$	$\frac{1}{p(p+a)}$

Annexe 2

Relations relatives aux caractéristiques des lignes micro-ruban

-Relations de Schneider et Hammerstad

Permittivité effective :

$$\varepsilon_e = [(\varepsilon_r + 1)/2] + [(\varepsilon_r - 1)/2] \cdot f(w/h)$$

avec

$$f(w/h) = \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \quad \text{si } \frac{w}{h} \leq 1$$

$$\text{où } f\left(\frac{w}{h}\right) = \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \quad \text{si } \frac{w}{h} > 1$$

Impédance caractéristique de la ligne

$$Z_c = \frac{R_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_e}} \text{Log}\left(\frac{8h}{w} + 0,25 \frac{w}{h}\right) \quad \text{si } \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_c = \frac{R_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \left(\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \text{Log}\left(\frac{w}{h} + 1,444\right)\right)^{-1} \quad \text{si } \frac{w}{h} > 1$$

$$R_0 = 120 \pi$$

- Relations de Wheeler

Calcul de W/h en fonction de l'impédance caractéristique Zc

$$\frac{w}{h} = \frac{8[\exp(A)]}{\exp(2A) - 2} \quad \text{pour } \frac{w}{h} < 2$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} [B - 1 - \text{Log}(2B - 1)] + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} [\text{Log}(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r}] \quad \text{pour } \frac{w}{h} \geq 2$$

avec

$$A = \frac{Z_c}{60} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r}\right)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c\sqrt{\varepsilon_r}}$$

(Log représente le logarithme népérien)

Annexe 3

Coefficients g_k des polynômes de Chebyshev pour le calcul du filtre prototype en fonction de l'ordre n du filtre et de l'atténuation minimale dans la bande transmise.

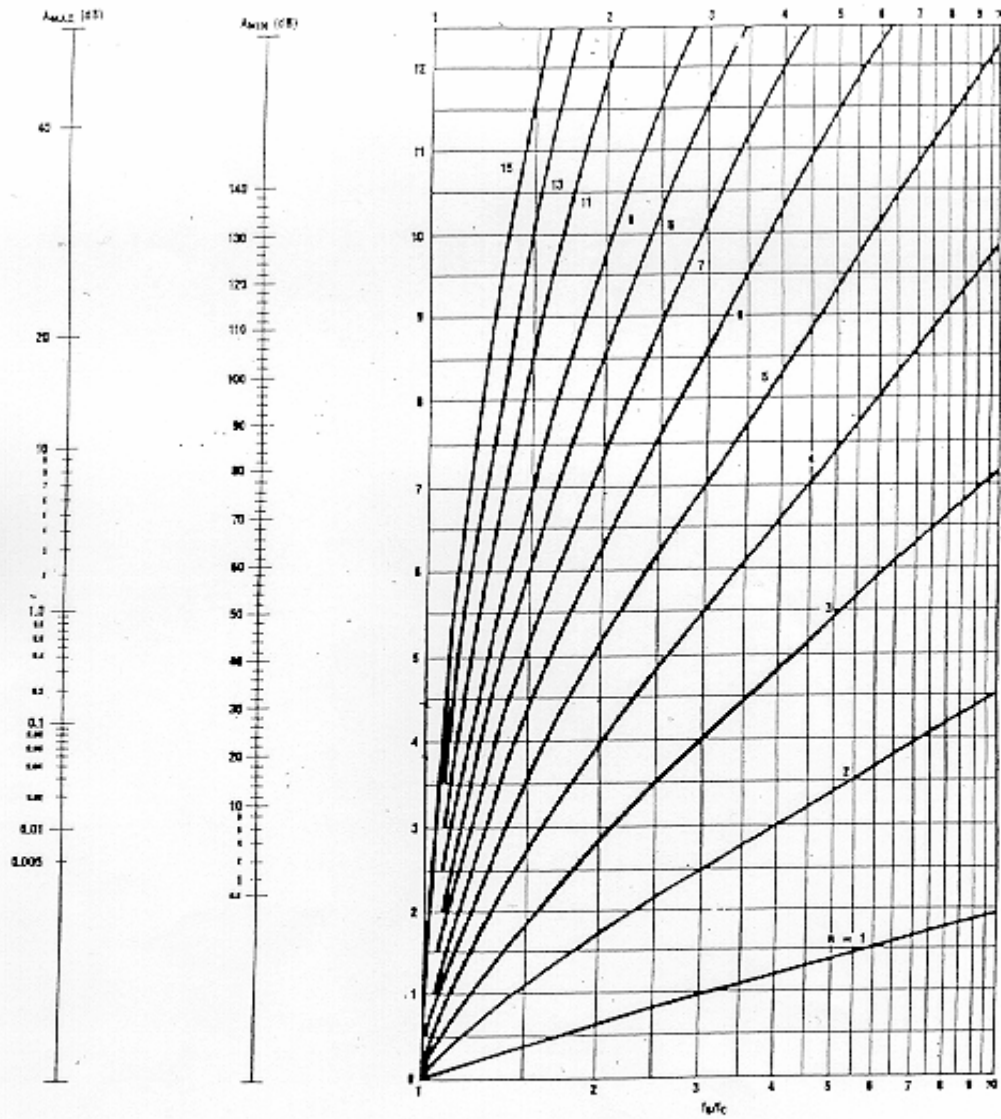
	n			
k	2	3	4	5
1	0,84	1,03	1,11	1,15
2	0,62	1,14	1,3	1,37
3		1,03	1,77	1,97
4			0,81	1,37
5				1,14

Ondulation dans la bande transmise : $A_m = 0,1$ dB

	n			
k	2	3	4	5
1	1,113	1,303	1,378	1,382
2	0,688	1,146	1,269	1,326
3		1,303	2,056	2,209
4			0,851	1,326
5				1,382

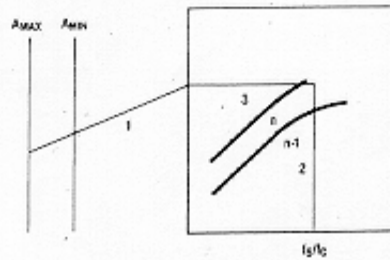
Ondulation dans la bande transmise : $A_m = 0,25$ dB

ANNEXE 4



TL/H/5415-3

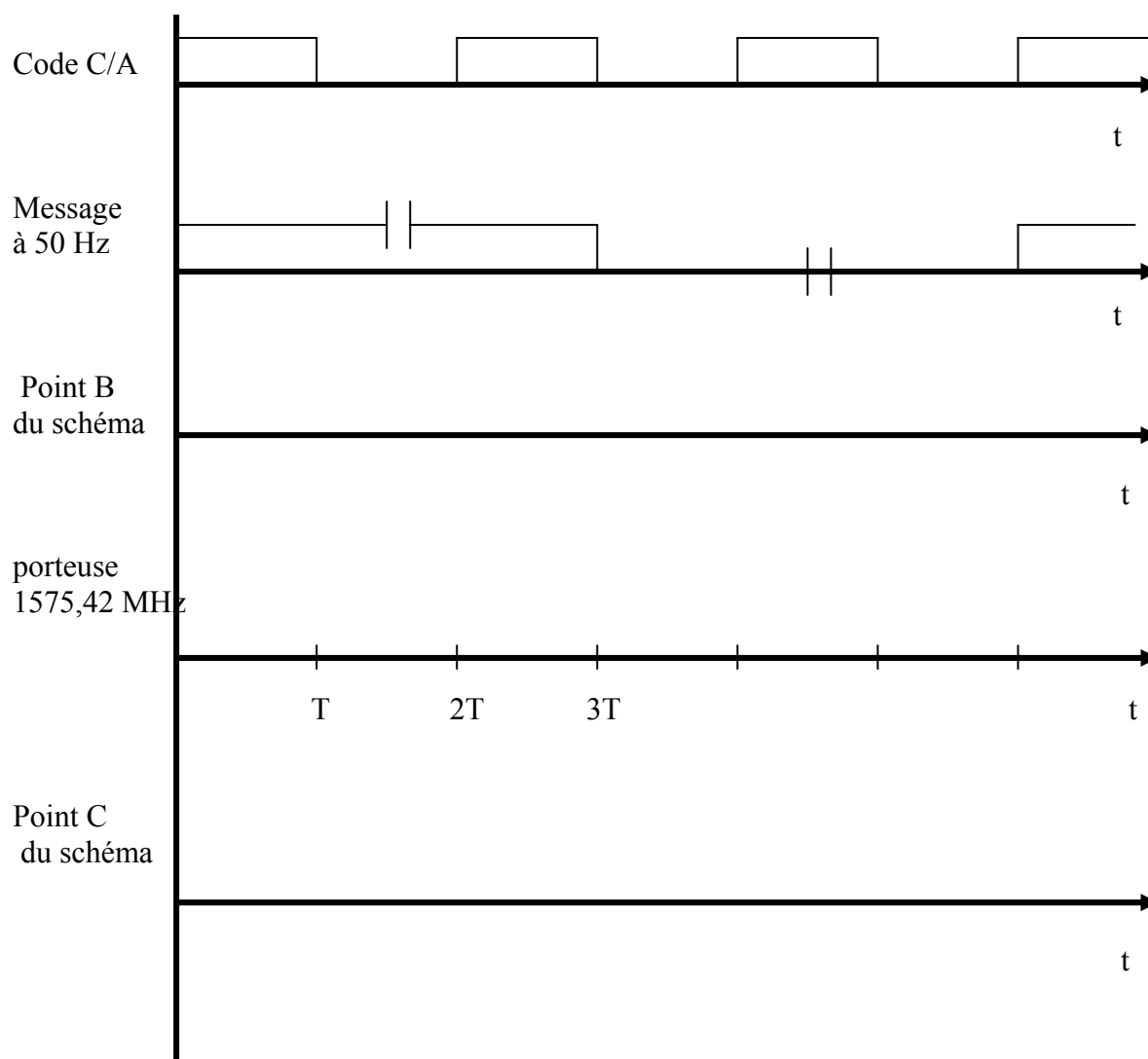
FIGURE 6.1.2. Chebyshev Low-Pass Filter Design Nomograph



National Semiconductor

Documents réponses DR1 à DR7

DOCUMENT REPONSE DR1

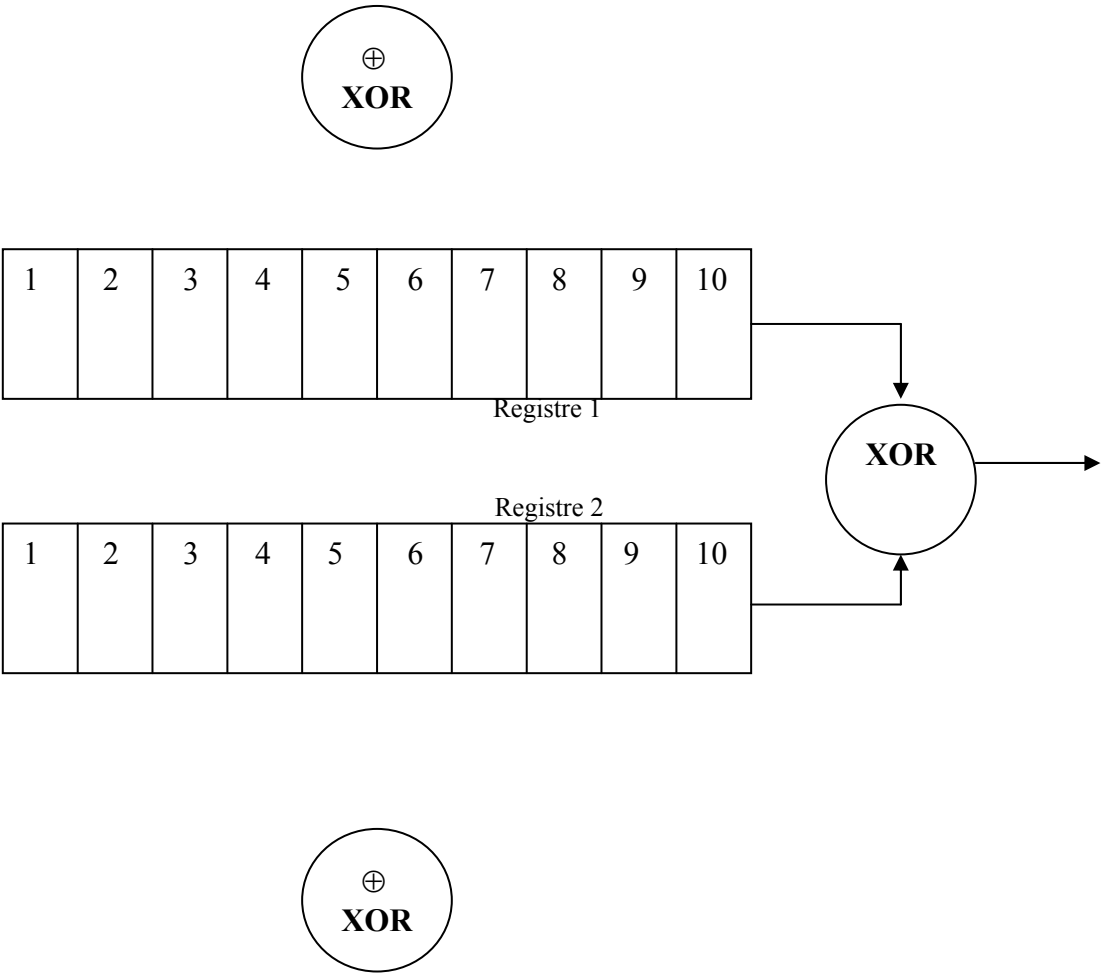


Compte tenu des ordres de grandeurs des fréquences employées, on ne respectera pas les échelles réelles des dimensions entre les signaux afin de rester dans cadre de la feuille. On prendra 4 périodes de la porteuse dans l'intervalle T .

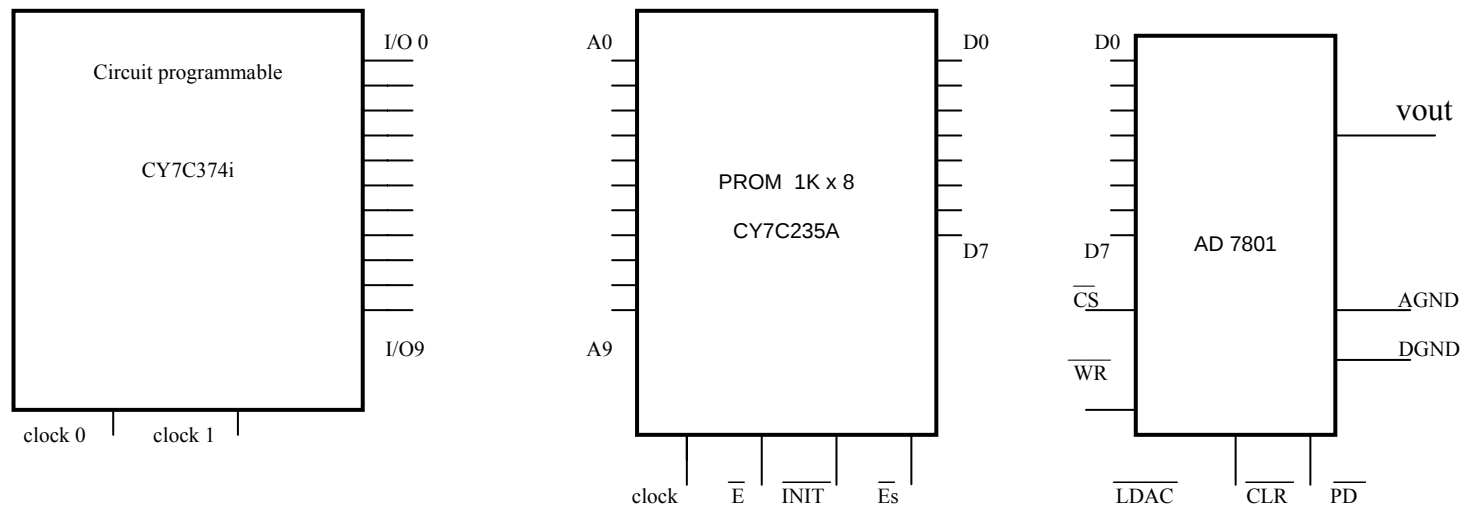
DOCUMENT REPONSE DR2

Horloge	S_0	S_1	S_2

DOCUMENT REPONSE DR3



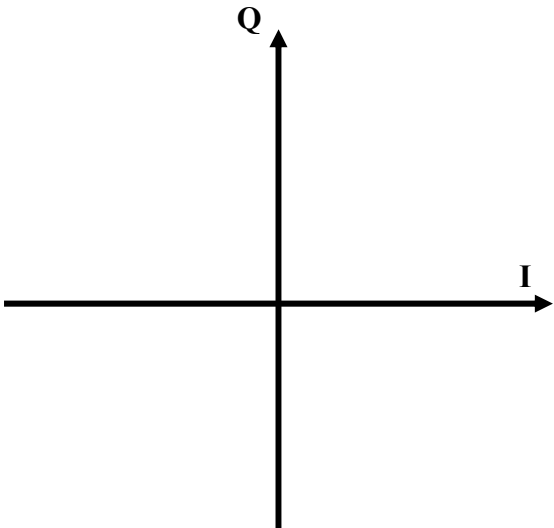
DOCUMENT REPOSE DR4



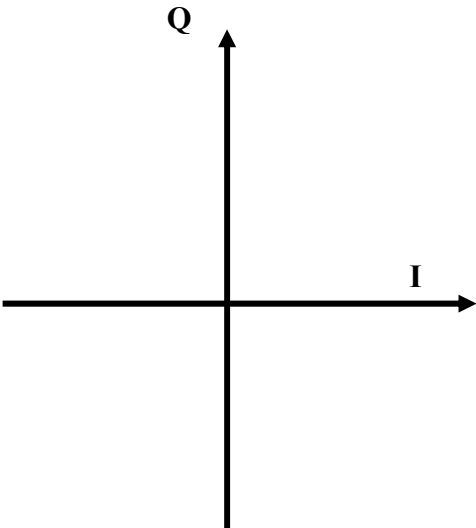
DOCUMENT REPONSE DR5

Signal Binaire	coordonnées du point I	coordonnées du point Q	Phase du signal MDP4
00			
01			
11			
10			

Diagramme vectoriel

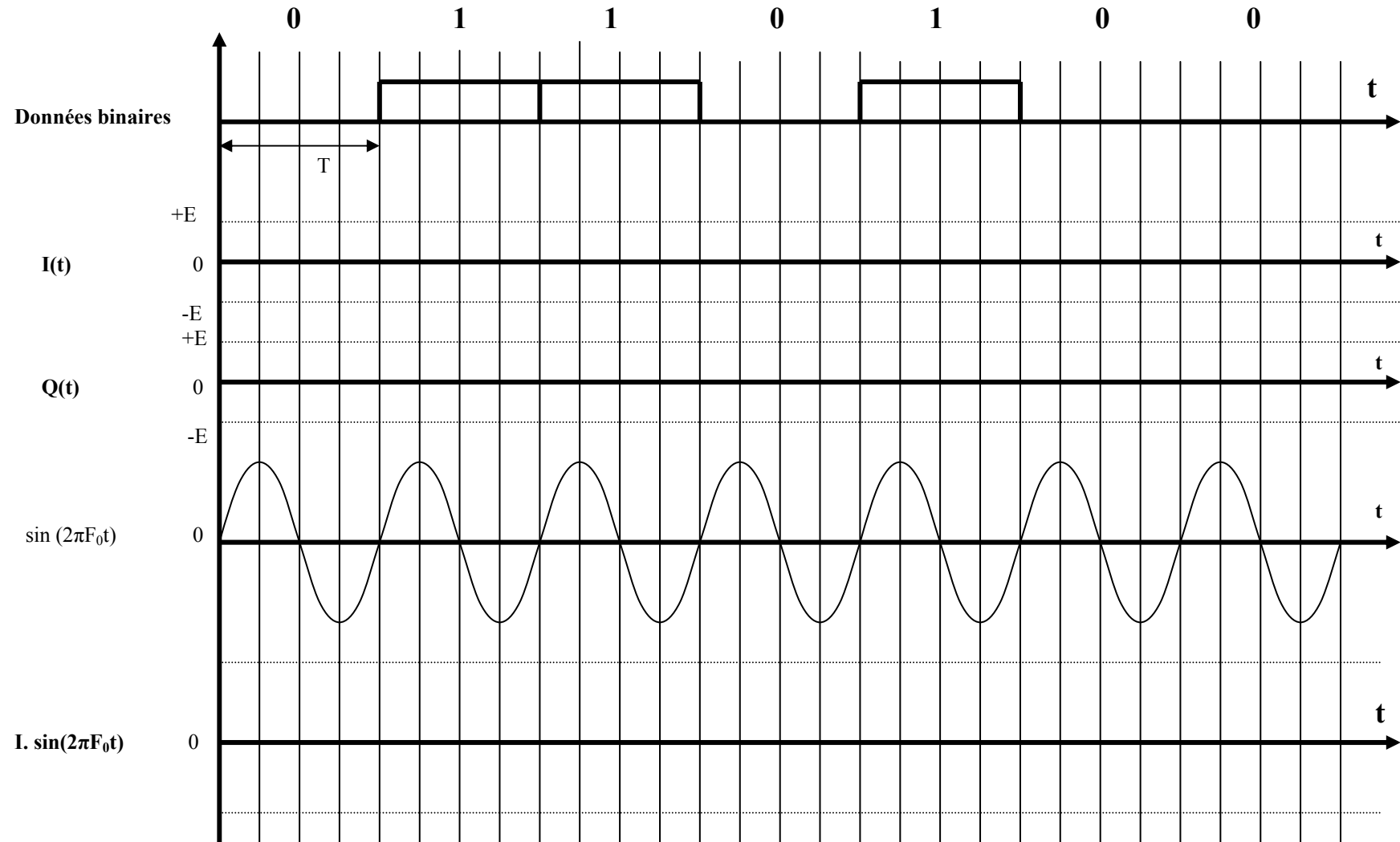


$\Phi_0 = 0$

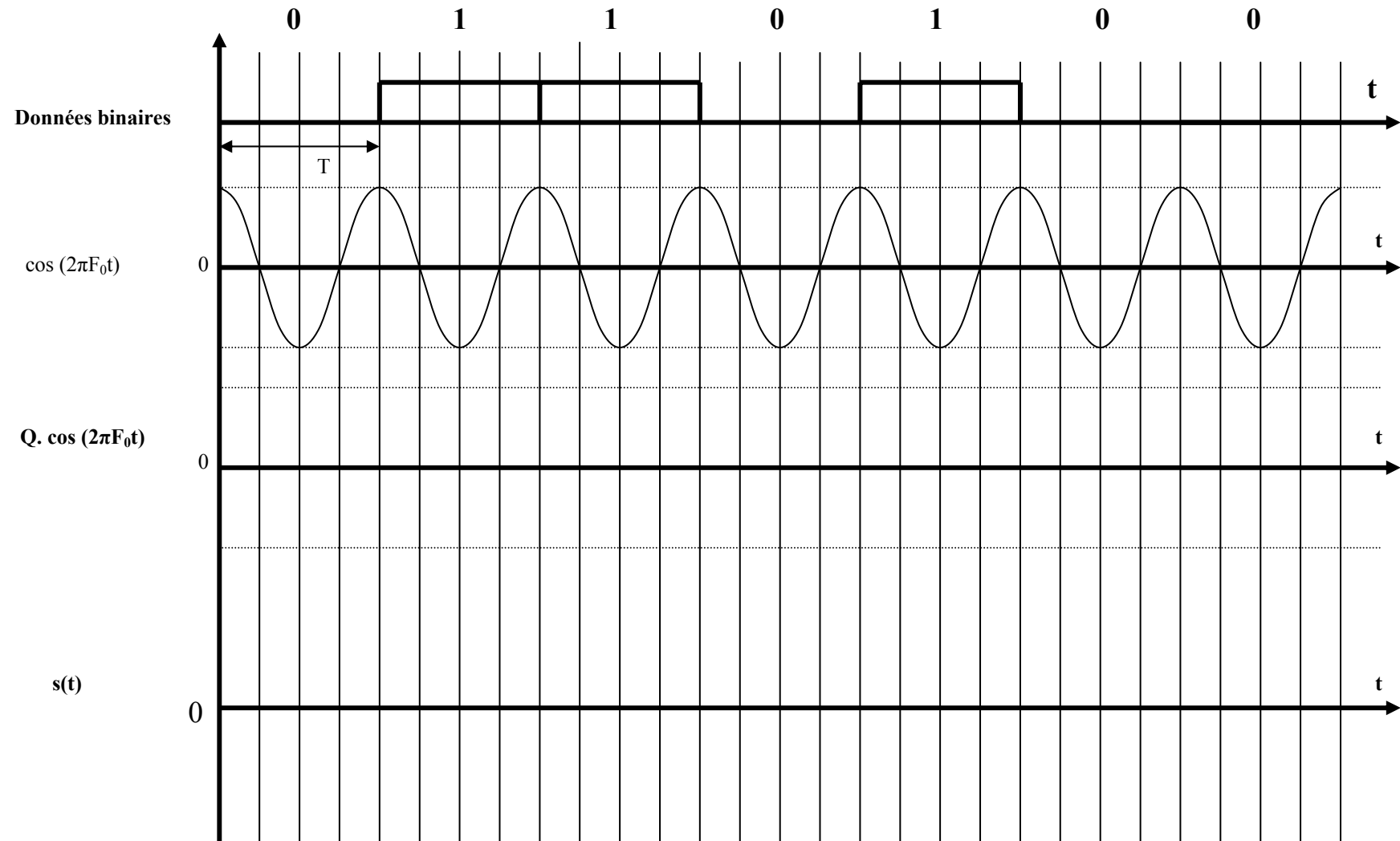


$\Phi_0 = \pi/4$

DOCUMENT REPONSE DR6-1



DOCUMENT REPONSE DR6-2



DOCUMENT REPONSE DR7

	Ampli A4	Filtre 'passe- bande'	Ampli A3	Doubleur D2	Ampli A2	Doubleur D1	Ampli A1
Fréquence Centrale							
Gain							
Puissance d'entrée							
Puissance de sortie							