

# CORRIGE

**Ces éléments de correction n'ont qu'une valeur indicative. Ils ne peuvent en aucun cas engager la responsabilité des autorités académiques, chaque jury est souverain.**

# BREVET DE TECHNICIEN SUPÉRIEUR SYSTEMES ÉLECTRONIQUES

**SESSION 2008**

**ÉPREUVE : PHYSIQUE APPLIQUÉE**

*Calculatrice à fonctionnement autonome autorisé conformément à la circulaire n° 991836 du  
16/11/99*

*Tout autre matériel est interdit*

<b>SESSION 2008</b>	<b>CODE : SEE 4 PA-C</b>
<b>B.T.S. SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES</b>	
<b>ÉPREUVE : PHYSIQUE APPLIQUÉE</b>	
<b>Durée : 4 heures</b>	<b>Coefficient : 4</b>

## Présentation

Une balise maritime est un dispositif de signalisation lumineuse installée en mer. Elle embarque sur sa structure une batterie d'accumulateurs, un feu de signalisation, un panneau solaire et un coffret comprenant la gestion électronique du rythme du feu, de l'énergie et de la communication par ondes « radio » avec un poste central de supervision.

Lorsqu'un poste central l'interroge sur son état, la balise renvoie la valeur des paramètres demandés (par exemple la tension de la batterie, l'état des alarmes etc.) par ondes radio. La carte de communication de la balise qui était en mode "réception" passe alors en mode "émission" et transmet les informations numériques sur une porteuse de fréquence 151,65 MHz. La modulation est de type FSK. La production de ce signal est confiée à un synthétiseur de fréquence à verrouillage de phase (PLL).

Le schéma de principe du synthétiseur est le suivant :

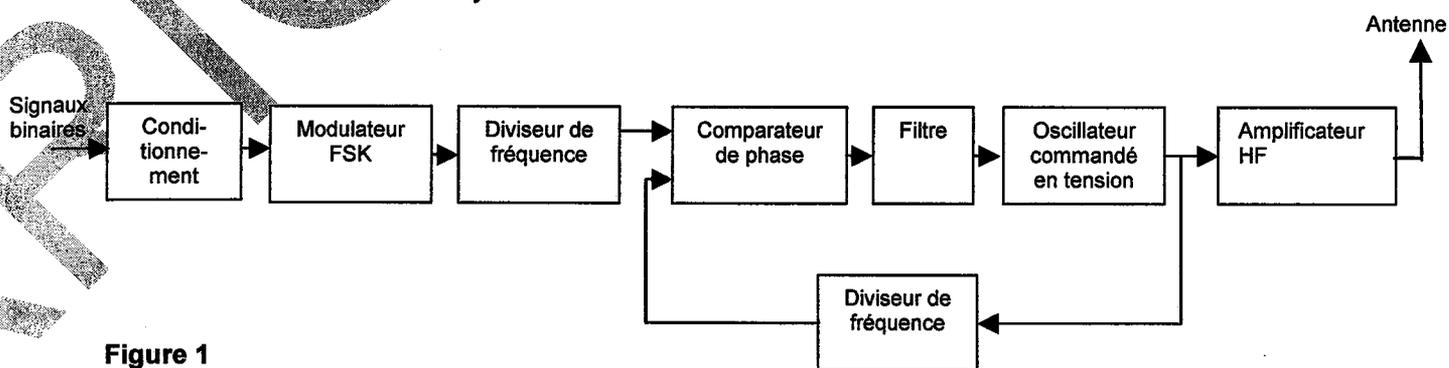


Figure 1

Le problème est constitué de quatre parties indépendantes.

Dans une première partie, on étudiera les caractéristiques de la modulation utilisée ainsi que les principes physiques intervenant dans le choix du codage et le conditionnement des données numériques.

La seconde partie du problème a pour objectif la détermination de quelques paramètres du synthétiseur afin qu'il puisse produire le signal demandé dans des conditions de stabilité satisfaisantes.

On abordera dans la troisième partie deux points concernant les perturbations et le découplage en haute fréquence.

La dernière partie a pour objectif la comparaison du rayonnement de feux à LED et à incandescence.

# 1. Modulation, codage et conditionnement

Les signaux binaires sont émis par une modulation de type FSK. L'objet de cette partie est d'étudier les principes physiques intervenants dans le choix de la solution mise en œuvre.

## 1.1 Caractéristiques de la transmission

Les signaux émis ont les caractéristiques suivantes :

Type de modulation	BFSK (binary frequency shift keying).
Fréquence de la porteuse	$F_p = 151,650 \text{ MHz}$ .
Excursion en fréquence $\pm 2,5 \text{ kHz}$	$\Delta F = 2,5 \text{ kHz}$ .
Largeur d'un canal	$B_{\text{canal}} = 12,5 \text{ kHz}$ .
Le débit binaire	$D = 1200 \text{ bps}$ (bits par seconde).

Les porteuses adjacentes sont à  $12,5 \text{ kHz}$  de la porteuse étudiée.

L'encombrement en fréquence  $Bf_1$  d'un signal modulé FSK est estimé par la relation (dérivée de la règle de Carson) :  $Bf_1 = 2 (R + \Delta F)$  où  $R$  est la rapidité de modulation.

La fréquence basse  $F_L$  correspond à un niveau logique "0".

La fréquence haute  $F_H$  correspond à un niveau logique "1".

1.1.1 Donner les valeurs des deux fréquences  $F_H$  et  $F_L$

Rép :  $F_H = 151,6525 \text{ MHz}$  ;  $F_L = 151,6475 \text{ MHz}$

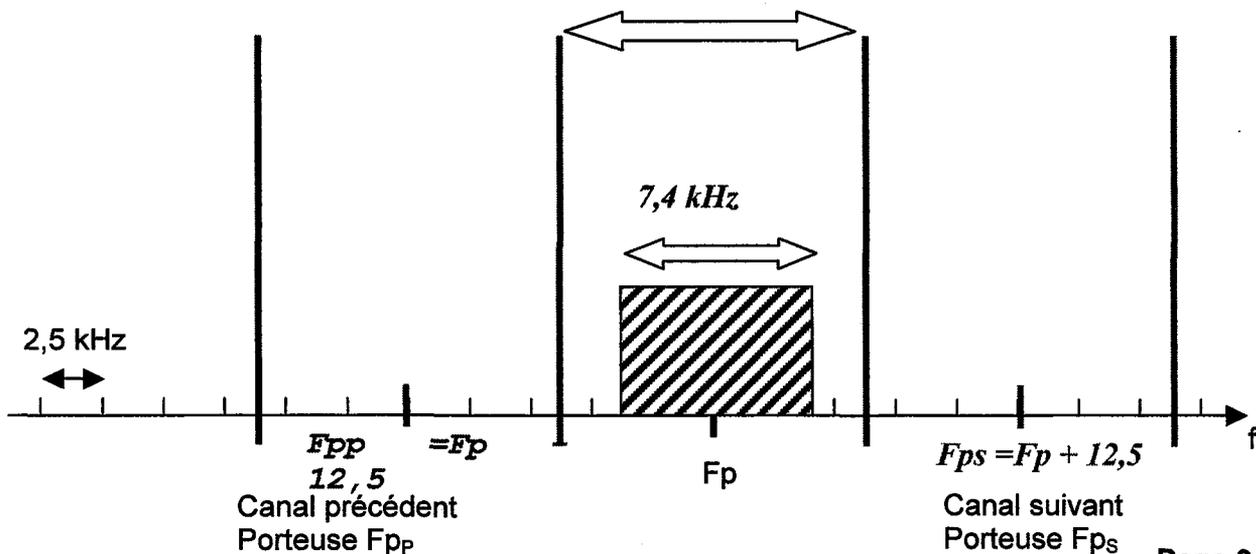
1.1.2 En modulation BFSK :  $R = D$ , calculer l'encombrement en fréquence  $Bf_1$  du signal FSK.

Rép :  $Bf = 2 (1200 + 2500) = 2 (3700)$

$Bf_1 = 7400 \text{ Hz}$

1.1.3 Compléter le graphe ci-dessous en représentant : les limites des canaux (barres verticales), les porteuses  $F_{pp}$  et  $F_{ps}$  des deux canaux adjacents, les deux fréquences  $F_H$  et  $F_L$  et l'encombrement en fréquence du signal modulé calculé précédemment (zone hachurée).

$12,5 \text{ kHz}$



1.1.4 En pratique le spectre du signal modulé est représenté sur la figure 1.1. Repérer sur cette figure l'emplacement de la porteuse et les limites du canal (le jour de la mesure les canaux adjacents n'étaient pas occupés).

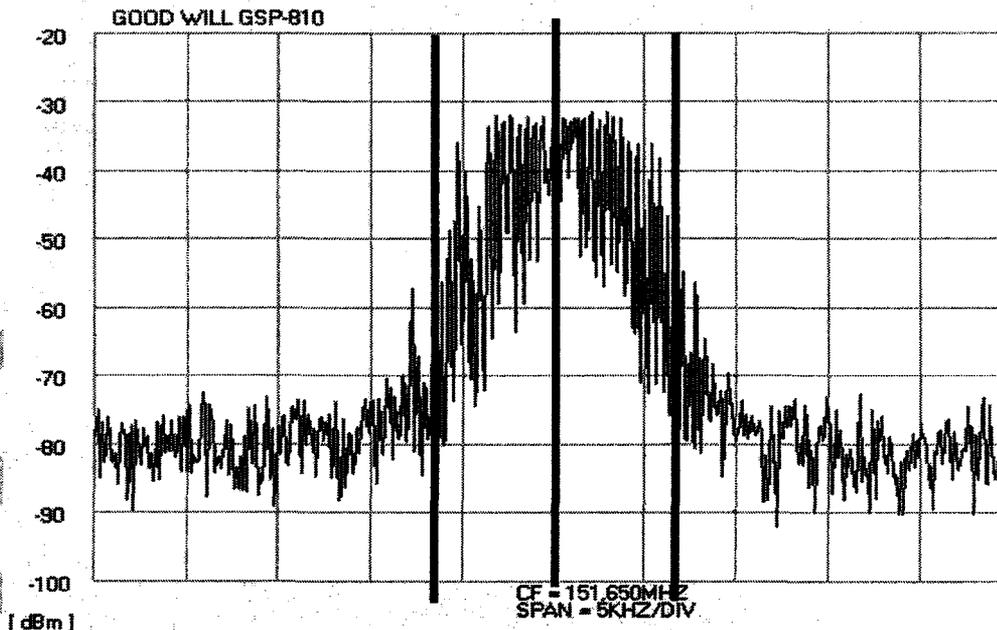


Figure 1-1

Pour respecter la largeur du canal, les cartes d'émissions doivent limiter la bande passante de signal modulant. La chaîne de traitement du signal de la modulation numérique est la suivante (figure 1.2) :

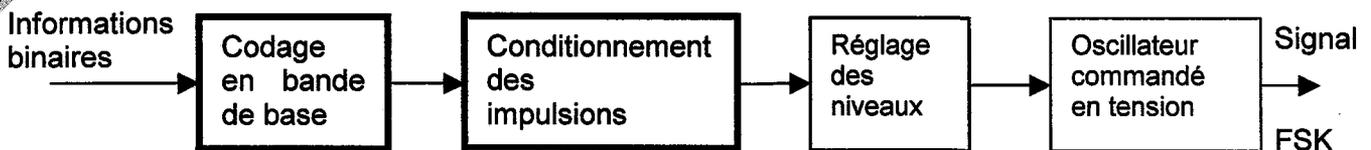


Figure 1-2

## 1.2 Codage en bande de base

Le but du codage en bande de base est de traduire les informations binaires en grandeurs électriques non modulées. Les codages NRZ et Manchester sont comparés

### 1.2.1 Codage NRZ. (No Return to Zero)

Ce codage est défini par :

Etat "1" : Niveau haut  $+V_D$  ;

Etat "0" : Niveau bas  $-V_D$  avec  $V_D = 2,5V$

1.2.1.1 Exprimer la durée d'un bit  $T_B$  en fonction du débit binaire  $D$ .

Rép :  $T_B = 1/D$

- 1.2.1.2  $s_N(t)$  représente le signal de sortie du système de codage NRZ pour une séquence de données binaires présentes à l'entrée, compléter le graphe  $s_{N2}(t)$  de la figure 1.3.
- 1.2.1.3 Sachant que les données binaires correspondent à une séquence périodique 111 000 111 000 etc..., exprimer la période  $T_{N2}$  en fonction de  $T_B$ , en déduire la fréquence  $F_{N2}$  (figure 1.3).
- 1.2.1.4 En supposant que l'on émette une très longue série de "1", quelles sont les caractéristiques du signal électrique obtenu (forme, valeur moyenne, fréquence) ?

**Rép : On obtient un signal continu (fréquence nulle, valeur moyenne = + 2,5V)**

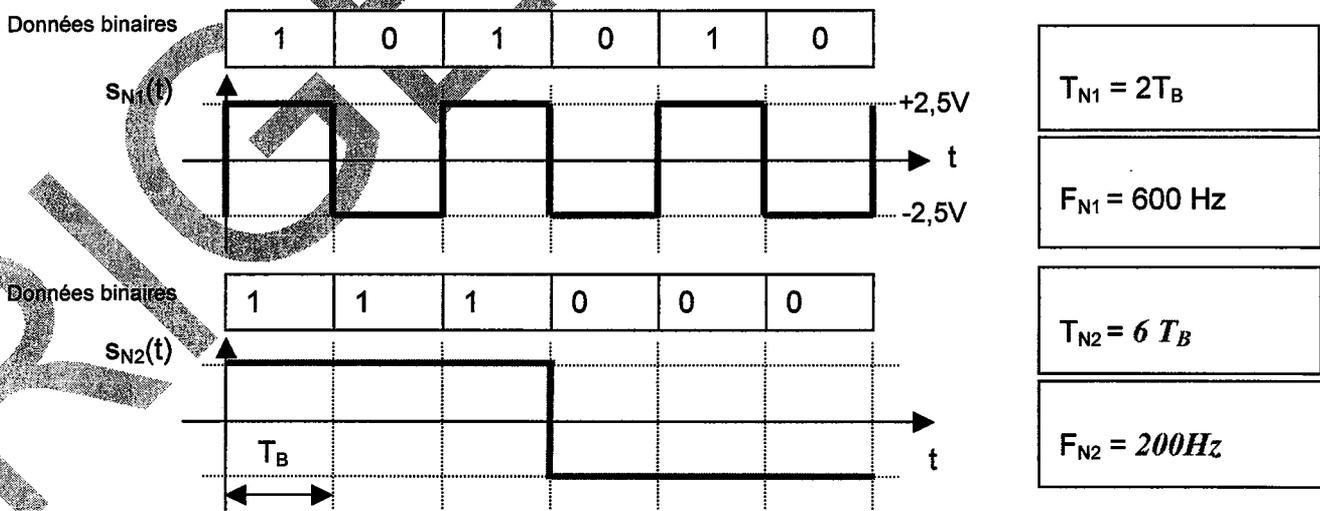


Figure 1-3

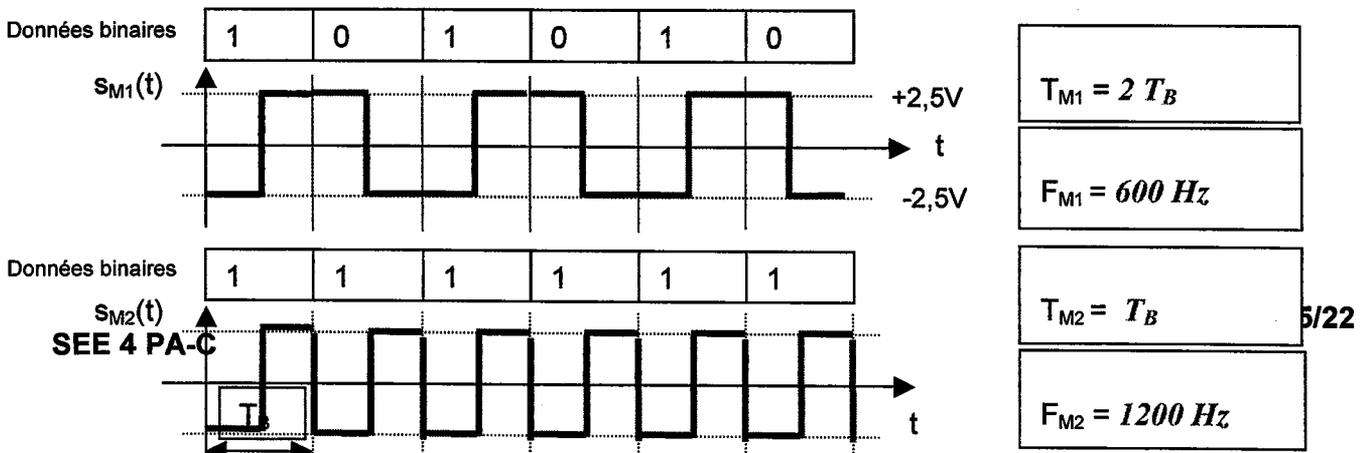
### 1.2.2 Codage Manchester.

Ce codage est défini par :

Etat "1" : Front montant pendant la durée d'un bit ( $T_B$ ).

Etat "0" : Front descendant pendant la durée d'un bit ( $T_B$ ).

- 1.2.2.1  $s_M(t)$  représente le signal de sortie du système de codage Manchester pour une séquence de données binaires présentes à l'entrée, compléter les graphes  $s_{M1}(t)$  et  $s_{M2}(t)$  sur la figure 1.4.
- 1.2.2.2 Exprimer les deux périodes  $T_{M1}$  et  $T_{M2}$  des signaux en fonction de  $T_B$ . En déduire les fréquences  $F_{M1}$  et  $F_{M2}$  correspondantes.



### 1.2.3 Spectres des codes NRZ et Manchester (figure 1.5).

La figure 1.5 représente la DSP (Densité Spectrale de Puissance) relative des signaux aléatoires codés NRZ et Manchester. L'encombrement spectral pourra être assimilé, ici, à la largeur du premier lobe de la DSP.

1.2.3.1 Estimer graphiquement l'encombrement spectral dans chaque cas :  $B_{NRZ}$  pour le codage NRZ,  $B_{MAN}$  pour le codage Manchester (répondre sur la figure)

1.2.3.2 Le critère de choix pour la carte étudiée est de minimiser l'encombrement en fréquence : quel est alors le codage le plus adapté ?

**Rép :** *Le codage le plus adapté est le NRZ car son encombrement en fréquence (1200Hz) est inférieur à celui du Manchester (2400Hz)*

1.2.3.3 Si les critères de choix avaient été : la DSP doit être minimale en basse fréquence et avoir un certain niveau à la fréquence d'horloge (1200Hz) : quel codage serait le plus adapté ? Justifier la réponse

**Rép :** *Le codage le plus adapté est le Manchester :*

*la DSP tend vers zéro aux basses fréquences ( alors qu'elle est maximale pour le NRZ) à 1200Hz sa DSP présente un niveau à près de 80% du maximum (alors qu'elle est nulle pour le NRZ)*

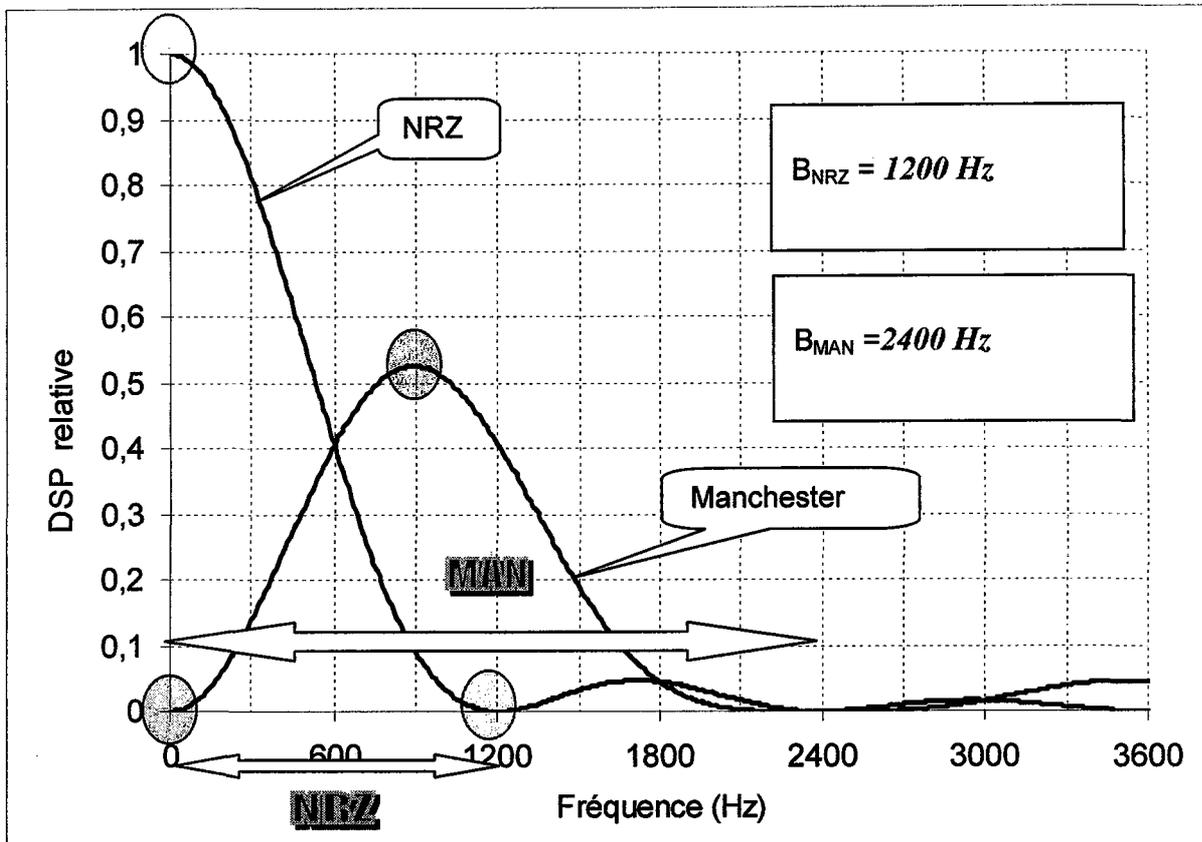


Figure 1-5

### 1.3 Conditionnement du signal NRZ

Afin de réduire l'encombrement spectral des signaux en bande de base, les impulsions sont conditionnées. La structure est représentée sur la figure 1.6.

Les amplificateurs linéaires intégrés (ALI) sont alimentés sous tension simple +V = +6 V.

Le signal d'entrée (FSK.EM) est un signal carré (0 à +5V) de fréquence 600Hz.

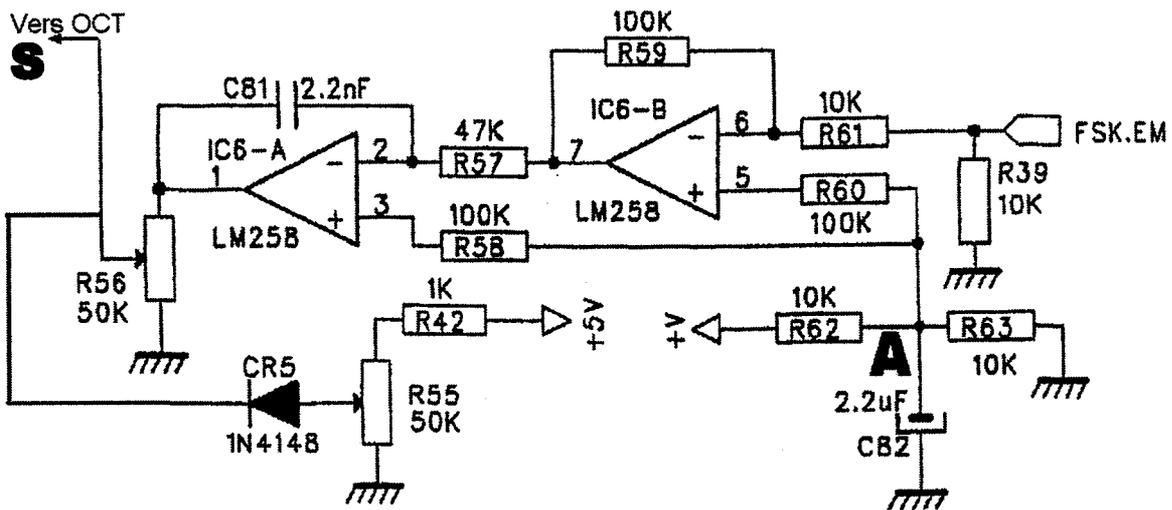


Figure 1-6

1.3.1 **Etablissement d'un schéma simplifié.**

Les amplificateurs linéaires intégrés (du circuit LM258) sont considérés idéaux.

1.3.1.1 Calculer la tension au point A. En déduire la valeur de la tension  $V^+$  sur les entrées 5 et 3 de IC6.

Rép : *Diviseur de tension*

$$V_A = +V \cdot 10 / (10 + 10) = V/2$$

$$V_A = 3V$$

$$V^+ = 3V$$

$V_A = V^+$  car les courants d'entrées sont considérés nuls, donc il n'y a pas de chute de tension aux bornes des résistances R58 et R60.

Le schéma figure 1.7 est proposé pour étudier plus simplement la structure.

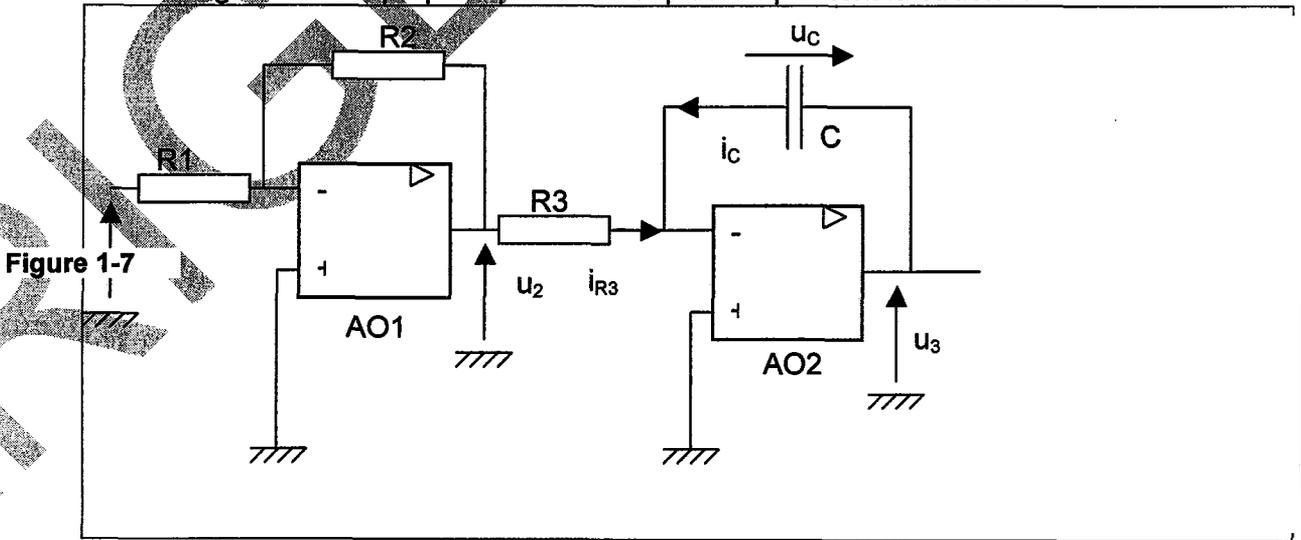


Figure 1-7

1.3.1.2 Donner les valeurs des composants suivants :

$$R1 = 10k \quad ; R2 = 100k \quad ; R3 = 47k \quad ; C = 2,2 nF \quad ;$$

1.3.1.3 Quels sont les noms des deux fonctions présentes dans cette structure simplifiée?

Amplificateur	AO1	AO2
Fonction réalisée	... <i>Amplificateur inverseur</i>	<i>Intégrateur</i> .....

1.3.1.4 Dans la structure simplifiée l'origine des potentiels a changé. Compléter le tableau suivant :

Tension	$V^+$	$V_{SAT\ MIN}$	$V_{SAT\ MAX}$	$FSK.EM_{MAX}$	$FSK.EM_{MIN}$
Structure carte réelle	...0V .....	0V	6V	0V	5V
Tension	$V^+$	$-V_{SAT}$	$+V_{SAT}$	$U1_{MIN}$	$U1_{MAX}$
Structure simplifiée	0V	..... -3V	+3V .....	-3V .....	+2V .....

### 1.3.2 Etude du schéma structurel simplifié.

On s'intéresse à la deuxième fonction (amplificateur AO2). On suppose que cet amplificateur travaille en régime linéaire mais la sortie de l'amplificateur AO1 est, elle, saturée :  $u_2(t) = -V_{SAT}$  durant cette étude ( d'une durée d'une demi période).

1.3.2.1 Donner les expressions de  $i_{R3}$  ,  $i_C$  et rappeler la relation liant  $i_C(t)$  et  $u_C(t)$ .

*En régime linéaire  $V^+ = 0V$*

*$i_{R3} = u_2/R_3 = -i_C$  ;*

*$i_C = C\ du_C/dt$*

1.3.2.2 Soit  $k$  la vitesse de variation de la tension  $u_3$ . Montrer que  $k = \frac{du_3}{dt} = \frac{V_{SAT}}{R_3C}$

*En régime linéaire  $V^+ = 0V$  Donc  $u_C = u_3$*

*$i_C/C = du_C/dt = -u_2/R_3C = V_{sat}/R_3C$*

1.3.2.3 Calculer  $k$  et le temps  $\Delta T$  nécessaire pour que la variation de la tension de sortie soit de  $\Delta U_3 = 6V$  ? En déduire que, dans les conditions de fonctionnement envisagées, la tension de sortie sera saturée.

*$k = 3/(47000 * 2,2\ nF) = 29V/ms$  ;  $\Delta T = 6/k = 207\ \mu s$  ; La demi période est de  $0,5 * 1/600 = 834\ \mu s$ . Donc durant une demi période le signal de sortie devrait parcourir plus de 6V, mais la tension est limitée à -3V/+3V Donc il y a bien saturation*

## 1.4 Analyse de Fourier du signal NRZ conditionné.

Le but de cette partie est de mettre en évidence le rôle de l'étage de conditionnement dans la réduction du spectre du signal modulant.

Lors de la transmission de données, le cas le plus défavorable (d'un point de vue spectral) correspond à l'émission d'un train de données {101010...} à 1200 bps. Le signal peut être considéré comme périodique de fréquence  $F_0 = 600Hz$  et donc décomposable en série de Fourier.

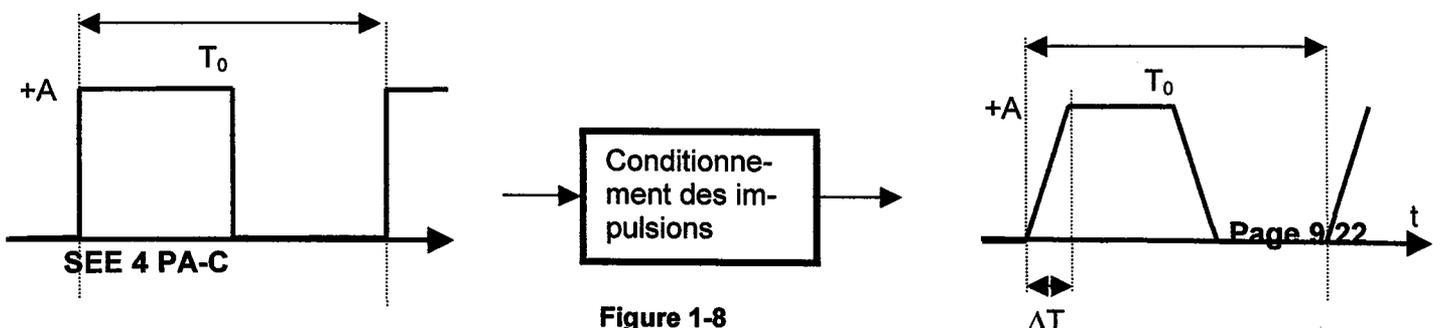


Figure 1-8

**1.4.1 Signal NRZ initial.**

Le signal est carré de période  $T_0$ . (figure 1.8)

Les coefficients des harmoniques de la décomposition en série de Fourier sont :

$$C_n = \frac{2.A}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \quad n \text{ étant impair : } n = 1 ; 3 ; 5 \dots ; \text{ Avec } A = 5V$$

Calculer la valeur de l'amplitude de l'harmonique à la fréquence 4200 Hz.

*4200 Hz correspond l'harmonique de rang 7 Donc  $C_7 = 0,45 V$*

**1.4.2 Signal NRZ conditionné**

Le signal obtenu est "trapézoïdal" (figure 1.8).

Les coefficients de la décomposition en série de Fourier sont :

$$C_n = \frac{2.A}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{\sin(n\alpha\pi)}{n\alpha\pi} \quad n \text{ étant impair : } n = 1 ; 3 ; 5 \dots \quad \alpha = \frac{\Delta T}{T_0} = 0,125 ; A = 5V$$

1.4.2.1 Calculer l'amplitude de l'harmonique à la fréquence 4200 Hz

*4200 Hz correspond l'harmonique de rang 7 Donc  $C_7 = 0,06 V$*

On donne les amplitudes relatives  $\frac{C_n}{C_1}$  des harmoniques :

Rang	1	3	5	7	9	11	13	15
Carré	1,00	0,33	0,20	0,14	0,11	0,09	0,08	0,07
Trapèze	0,98	0,26	0,09	0,02	0,01	0,02	0,01	0,00

1.4.2.2 On néglige les harmoniques dont l'amplitude est strictement inférieure à 10% de celle du fondamental ; donner pour chaque signal le rang du dernier harmonique pris en compte et en déduire une approximation de la bande de fréquence occupée par chaque forme

Carré  
(≤10%) Rang<sub>max</sub> = 11

Trapèze  
(≤10%) Rang<sub>max</sub> = 5

$B_{NRZ \text{ CAR}} = 6600 \text{ Hz}$

$B_{NRZ \text{ TRAP}} = 3000 \text{ Hz}$

**2 Synthèse de fréquence** considère une boucle à verrouillage de phase avec un diviseur de fréquence placé dans la branche de rétroaction (voir figure 2.1)  
 On notera  $f_e$ ,  $f_r$  et  $f_s$  respectivement les fréquences des signaux  $v_e$ ,  $v_r$  et  $v_s$ .

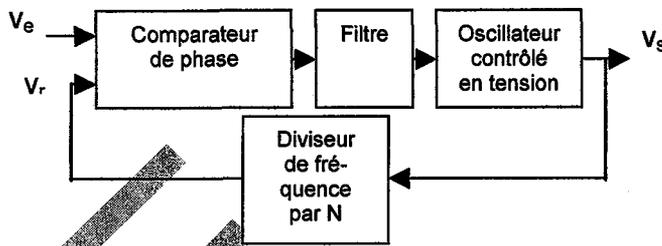
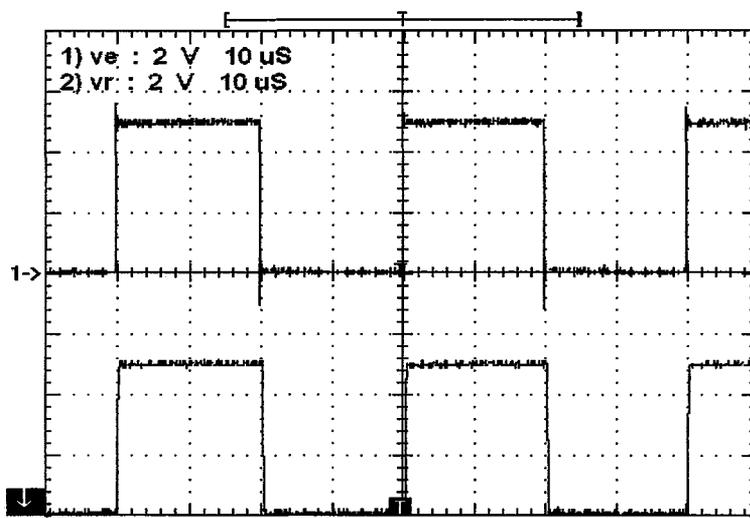


Figure 2-1

Dans les conditions de l'étude, les signaux  $v_e$  et  $v_r$  sont représentés sur la figure 2.2 :



$v_e$  : trace supérieure  
 $v_r$  : trace inférieure  
 Calibres :  
 2V par division  
 10 $\mu$ s par division

Figure 2-2

2.1.1 relation lie les fréquences  $f_e$  et  $f_r$  ? Que peut-on dire de l'état de la boucle ?  $f_e = f_r$  ; la boucle est donc verrouillée

2.1.2 Déterminer la relation entre  $f_s$  et  $f_e$ .

$f_e = f_r$  et  $f_r = f_s/N$  ; on en déduit  $f_s = N f_e$

2.1.3 Mesurer la fréquence  $f_e$ .

On mesure la période  $T_e$  : 4 divisions à raison de 10 $\mu$ s par division soit  $T_e = 40 \mu$ s.

$F_e = 1/T_e$  donc  $f_e = 25$  kHz

2.1.4 On utilise ce synthétiseur pour émettre sur une fréquence de 151,65 MHz. En déduire la valeur de N.

$f_s = N f_e$  donc  $N = f_s / f_e$  Application numérique :  $f_s = 151.65$  MHz et  $f_e = 25$  kHz  
 soit  $N = 151650/25$  donc  $N = 6066$

Le comparateur de phase est du type "à pompe de charges" et il se comporte comme une source dont les caractéristiques sont données sur la figure 2.3 :

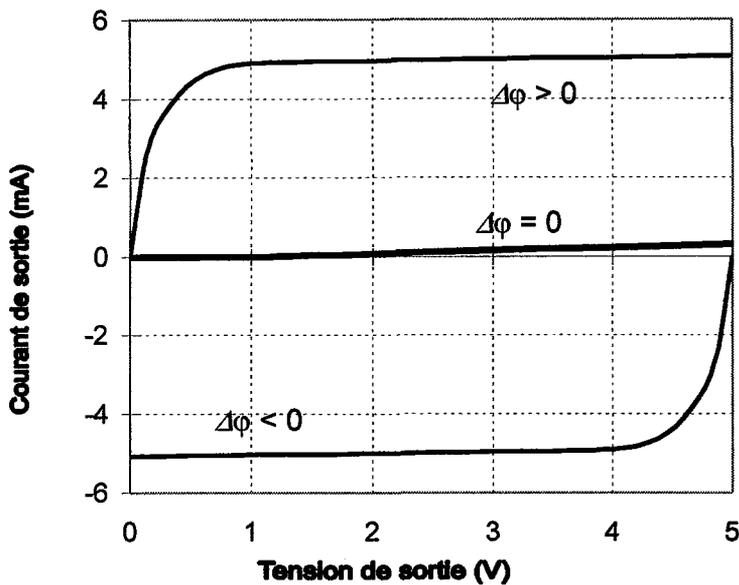


Figure 2-3

La tension de sortie du comparateur reste comprise entre les valeurs 1,6V et 1,9 V.

2.2.1.1 Cette source se comporte-t-elle comme un générateur de tension ou un générateur de courant ? Justifier.

*Quelle que soit la caractéristique ( $\Delta\phi > 0$ ,  $\Delta\phi = 0$ ,  $\Delta\phi < 0$ ) dans cet intervalle de tension, le courant reste constant. On a donc affaire à un générateur de courant*

2.2.1.2 En fonction de la différence de phase, quelles sont les diverses valeurs possibles du courant de sortie ?

*Si  $\Delta\phi > 0$  alors  $I = 5 \text{ mA}$*

*Si  $\Delta\phi = 0$  alors  $I = 0 \text{ mA}$*

*Si  $\Delta\phi < 0$  alors  $I = - 5 \text{ mA}$*

## 2.2.2 Fonctionnement du comparateur

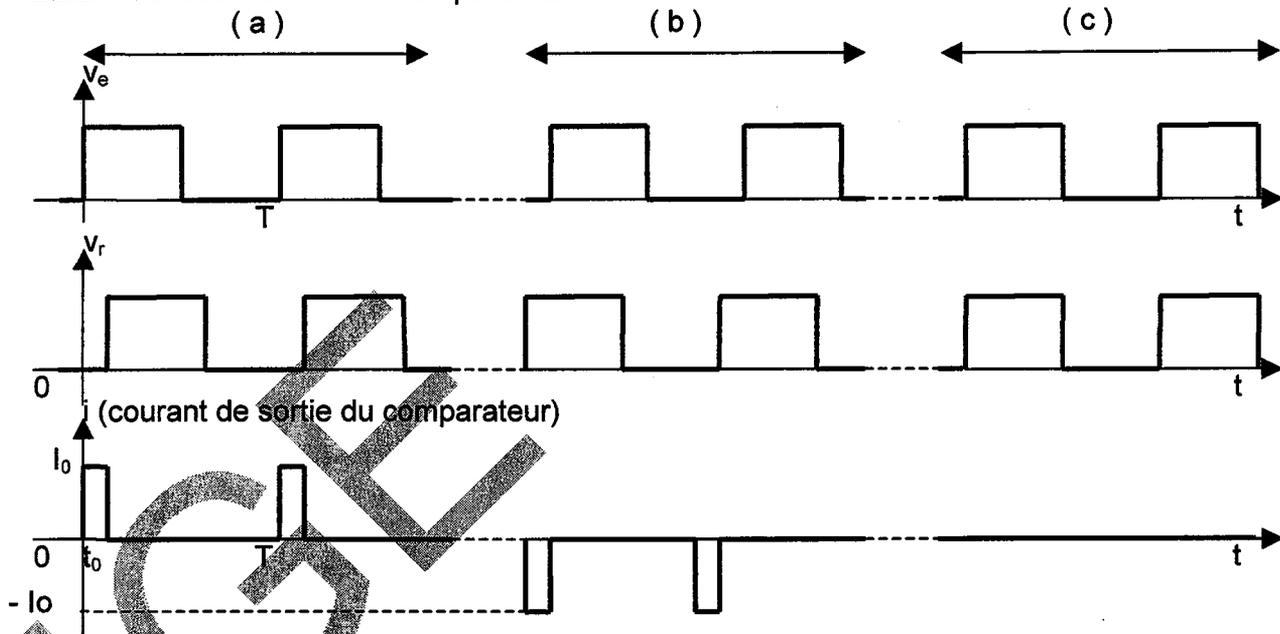


Figure 2-4

2.2.2.1 Dans quel cas de figure (2.4a, 2.4b ou 2.4c) peut on considérer que

- Il n'y a pas de décalage temporel entre  $v_e$  et  $v_r$  ?

*Figure 24 (c)*

- $v_e$  est en avance sur  $v_r$  ?

*Figure 24 (a)*

- $v_e$  est en retard sur  $v_r$  ?

*Figure 24 (b)*

Les signaux  $v_e$  et  $v_r$  sont ceux comme indiqués dans la figure 2.4a. Soit  $v_{ef}$  et  $v_{rf}$  les fondamentaux respectifs de  $v_e$  et  $v_r$  ; ces fondamentaux sont de périodes  $T$  et on admettra qu'ils sont décalés temporellement de la même valeur  $t_0$  que les signaux  $v_e$  et  $v_r$

En appelant  $\varphi_e$  la phase de  $v_{ef}$  et  $\varphi_r$  la phase de  $v_{rf}$ , déterminer l'expression de la différence de phase entre  $v_{ef}$  et  $v_{rf}$ ,  $\Delta\varphi = \varphi_e - \varphi_r$  en fonction de  $t_0$  et  $T$ .

*Figure 24 (a) : La période  $T$  correspond à  $2\pi$  et la durée  $t_0$  à  $\Delta\varphi$*

*L'application de la proportionnalité entre ces grandeurs donne :  $T/2\pi = t_0/\Delta\varphi$*

$$\text{On a donc } \Delta\varphi = 2\pi t_0/T$$

2.2.2.2 Déterminer l'expression de la valeur moyenne  $I$  de  $i$  en fonction de  $I_0$ ,  $t_0$  et  $T$ . En déduire l'expression de  $I$  en fonction de  $I_0$  et  $\Delta\varphi$ .

*Figure 24 (a) : Le courant  $I$  a la forme d'un créneau évoluant entre  $I_0$  et  $0$ , et de rapport cyclique  $t_0/T$ . On a donc  $I = I_0 t_0/T$ .*

*Des équations  $\Delta\varphi = 2\pi t_0/T$  et  $I = I_0 t_0/T$  et en éliminant le rapport  $t_0/T$ , on obtient la formule  $\Delta\varphi/2\pi = I/I_0$  soit  $I = (I_0/2\pi)\Delta\varphi$*

2.2.2.3 En écrivant  $I = K_\varphi \cdot \Delta\varphi$ , calculer la valeur numérique de  $K_\varphi$  en précisant son unité.

On a donc

$$K_\varphi = I_0 / 2\pi = 5 \cdot 10^{-3} / 2\pi = 7.96 \cdot 10^{-4} \text{ A/rd}$$

### 2.3 Etude du filtre

Le filtre de boucle a la structure suivante (voir figure 2.5) :

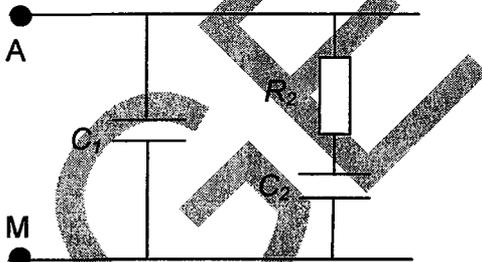


Figure 2-5

Pour les calculs suivants, on utilisera l'opérateur de Laplace  $p$  dont on rappelle qu'il s'identifie à  $j\omega$  en régime sinusoïdal.

2.3.1 Exprimer les impédances  $Z_1(p)$  et  $Z_2(p)$  de la première et de la seconde branche du filtre.

$$Z_1(p) = 1/C_1 p ; Z_2(p) = R_2 + 1/C_2 p = (1 + R_2 C_2 p) / C_2 p$$

2.3.2 Déterminer l'impédance  $Z(p)$  entre A et M, en fonction de  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  et  $p$ . Justifier que l'on

puisse écrire  $Z(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{(C_1 + C_2)p(1 + \tau_1 p)}$  avec  $\tau_1 = R_2 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$  et  $\tau_2 = R_2 C_2$

$$Z = Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2) = \frac{\frac{1}{C_1 p} \cdot \frac{1 + R_2 C_2 p}{C_2 p}}{\frac{1}{C_1 p} + \frac{1 + R_2 C_2 p}{C_2 p}} = \frac{1 + R_2 C_2 p}{C_2 p + C_1 p(1 + R_2 C_2 p)} = \frac{1 + R_2 C_2 p}{(C_1 + C_2)p(1 + R_2 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} p)}$$

Si l'on note  $\tau_2 = R_2 C_2$  et  $\tau_1 = R_2 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$  on retrouve bien l'expression proposée dans l'énoncé

2.3.3 Application numérique :  $R_2 = 15,4 \text{ k}\Omega$ ,  $C_2 = 150 \text{ nF}$ .  
Calculer  $\tau_2$  ainsi que la fréquence de coupure  $f_2$  correspondante.

$\tau_2 = R_2 C_2 = 15,4 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^{-9} = 2,31 \text{ ms}$   
On en déduit  $f_2 = 1 / (2\pi\tau) = 1 / (2\pi \cdot 2,31 \cdot 10^{-3})$   
Soit  $f_2 = 69 \text{ Hz}$

$$f_2 = 69 \text{ Hz}$$

## 2.4 Etude de la boucle complète

### 2.4.1 Schéma fonctionnel.

En réalité, le système étudié comporte un filtre placé en cascade derrière le filtre étudié précédemment. On admettra que sa présence ne modifie pas les calculs précédents.

Ce filtre a la structure suivante (figure 2.6):

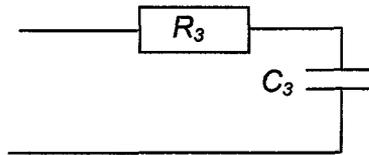


Figure 2-6

La modélisation fonctionnelle du synthétiseur de fréquence présenté sur la figure 1 (page 2) conduit au schéma fonctionnel suivant (figure 2.7) :

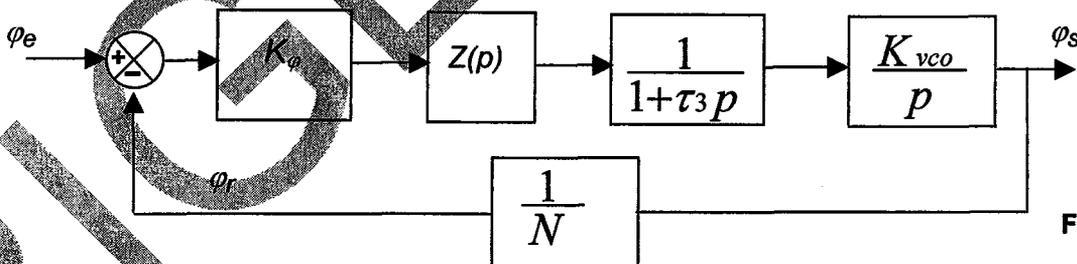


Figure 2-7

2.4.1.1 Justifier la présence du bloc de fonction de transfert  $1 / (1 + \tau_3 p)$ .

La figure 2.5 représente un filtre passe bas de type RC dont l'énoncé nous dit qu'il ne modifie pas les calculs précédents. A la fréquence de travail, son impédance d'entrée est grande et les calculs du filtre de la figure 2-4 restent valables. On doit donc rajouter dans le schéma fonctionnel la fonction de transfert du filtre qui est  $1 / (1 + \tau_3 p)$  avec  $\tau_3 = R_3 C_3$  (résultat classique du cours).

2.4.1.2 Déterminer l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte  $FTBO(p)$  et la mettre

$$\text{sous la forme : } FTBO(p) = K \frac{(1 + \tau_2 p)}{p^2 (1 + \tau_1 p)(1 + \tau_3 p)}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte représente le produit des fonctions de transfert des blocs présents le long de la boucle ce qui donne ici :

$$FTBO(p) = [K_\phi] \cdot [Z(p)] \cdot [1 / (1 + \tau_3 p)] \cdot [K_{VCO}/p] \cdot [1/N]$$

En remplaçant  $Z(p)$  par son expression et en regroupant tous les termes constants, on obtient bien l'expression proposée.

2.4.1.3 Déterminer l'expression de  $K$  en fonction de  $K_\phi$ ,  $K_{VCO}$ ,  $N$ ,  $C_1$  et  $C_2$

$$K = (K_\phi K_{VCO}) / [(C_1 + C_2)N]$$

2.4.1.4 En déduire la valeur du condensateur  $C_1$  sachant que le coefficient du VCO est

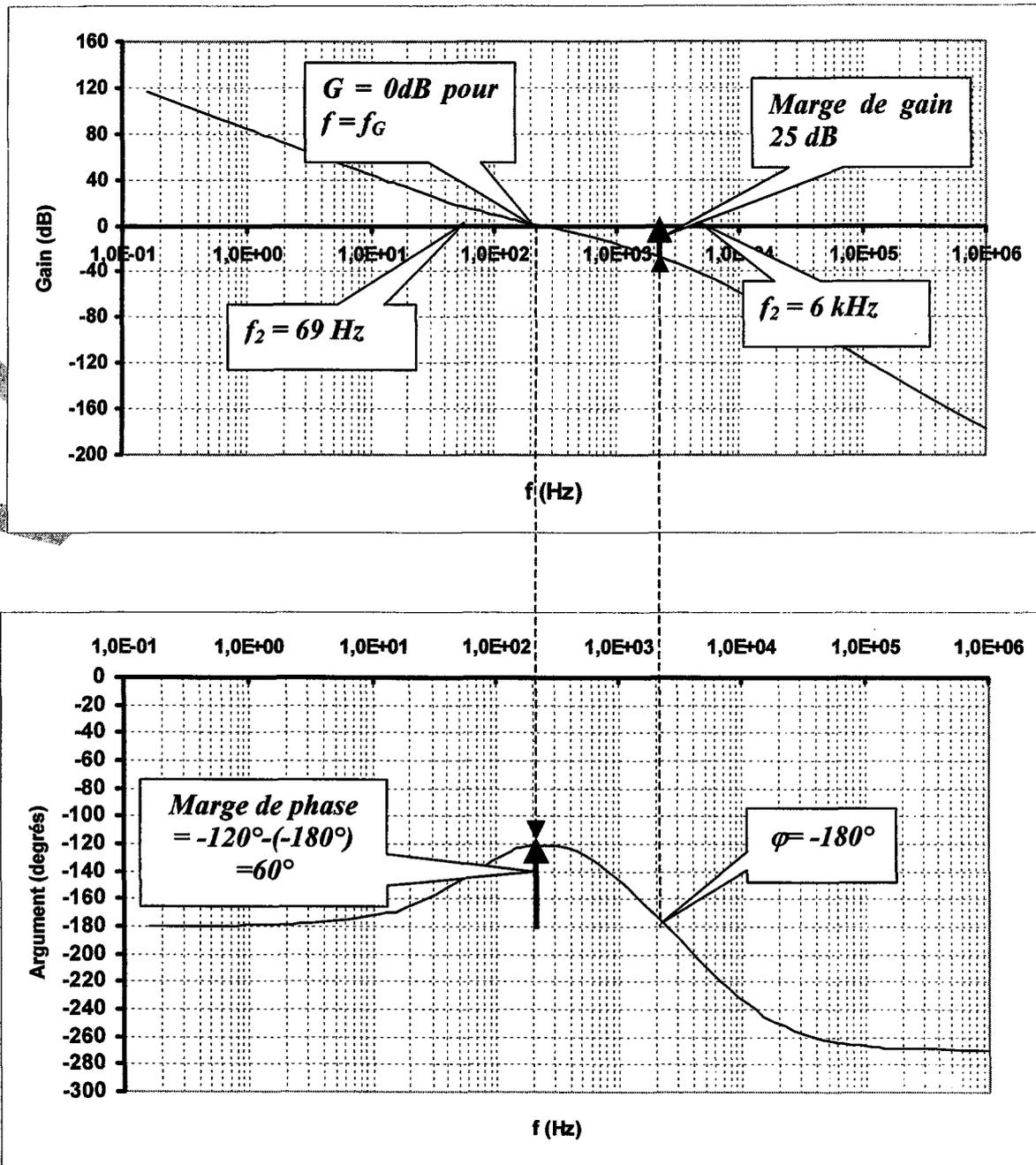
$$K_{VCO} = 7,85 \cdot 10^5 \text{ rd s}^{-1} \text{ V}^{-1} \text{ et que } K = 6,42 \cdot 10^5 \text{ s}^{-2}$$

De l'expression  $K = (K\phi K_{VCO}) / [(C_1 + C_2)N]$ , on déduit :  $C_1 = (K\phi K_{VCO}) / (NK) - C_2$   
 Application numérique :  $C_1 = (7,96 \cdot 10^{-4} \cdot 7,85 \cdot 10^5) / (6066 \cdot 6,42 \cdot 10^5) - 150 \cdot 10^{-9}$   
 On obtient :  $C_1 = 10 \text{ nF}$

### 2.4.2 Degré de stabilité.

Les diagrammes de Bode de la fonction de transfert FTBO(j $\omega$ ) sont représentés sur la figure 2.8.

Figure 2-8



2.4.2.1 La fréquence de coupure  $f_3$  correspondant à  $\tau_3$  est égale à 6 kHz. Positionner sur le gra-

phique 2.8 les fréquences  $f_2$  et  $f_3$ .

Voir figure 2-8

2.4.2.2 Déterminer la valeur de la marge de phase et de la marge de gain (répondre sur la figure 2.9) en faisant apparaître la construction graphique utilisée.

Voir figure 2-8

2.4.2.3 Le degré de stabilité du synthétiseur est-il suffisant ?

*La marge de phase est de l'ordre de  $60^\circ$  valeur supérieure à  $45^\circ$*

*De même la marge de gain est de l'ordre de 25 dB ce qui est supérieur à 15 dB.*

*La P.L.L. présente donc un très bon degré de stabilité.*

2.4.2.4  $C_1$  restant constant, que devient la marge de phase si le coefficient  $K$  augmente ? Et que devient-elle si  $K$  diminue ? Que peut-on dire alors de la valeur de  $K$  ?

*Si la courbe de phase reste identique lorsque  $K$  augmente, alors le point où la courbe de gain passe par 0 dB va se déplacer vers les fréquences supérieures ( $f_G$  augmente) et la marge de phase va diminuer. Par un raisonnement analogue, on obtient une diminution de la marge de phase si  $K$  diminue.  $K$  a alors sa valeur optimale.*



### 3 Perturbation et découplage en haute fréquence

#### 3.1 Elimination de courant haute fréquence

Le coffret électronique comporte une carte "alimentation" qui fournit une tension continue de 5V pour alimenter la carte "communication". On s'intéresse à un circuit intégré logique de cette carte (figure 3.1).

Lors de transitions logiques un courant circule entre l'alimentation et le circuit intégré. Ce courant, de forme impulsionnelle possède des composantes hautes fréquences pouvant aller jusqu'à 200 MHz.

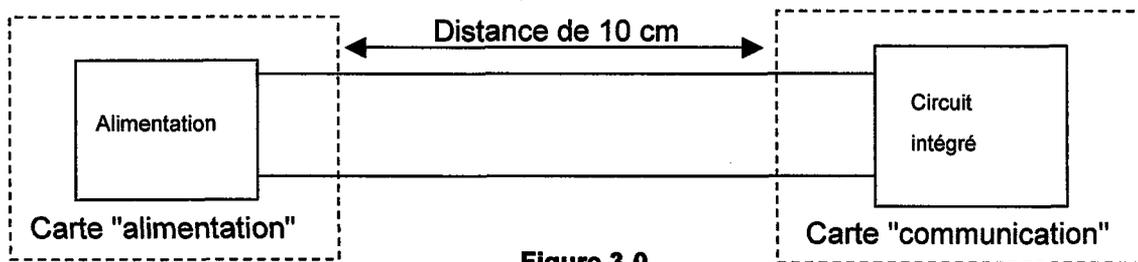


Figure 3-0

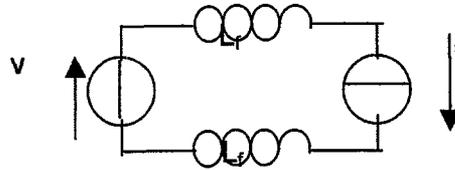
L'alimentation se comporte comme une source de tension, le circuit intégré se comporte comme une source de courant, et pour les hautes fréquences, un fil, même rectiligne, possède une impédance inductive caractérisée par une inductance linéique de l'ordre de  $0,8 \mu\text{H}$  par mètre.

3.1.1 Quelle est, pour chaque fil, la valeur de son inductance ainsi que de son impédance à 200 MHz ?

*Le fil a une inductance de  $0,8 \mu\text{H}$  par mètre et a une longueur de 10 cm. Il a donc une inductance de  $L_f = 0,8 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1 = 8 \cdot 10^{-8} \text{ H}$*

*Son impédance à 200 MHz vaut :  $Z_f = L_f \omega = 8 \cdot 10^{-8} \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 10^8 = 100 \Omega$*

3.1.2 Déterminer le schéma électrique équivalent du circuit de la figure 3.1.

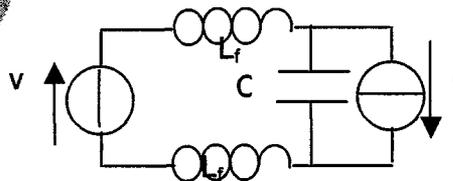


3.1.3 Pourquoi évite-t-on la circulation de courants haute fréquence sur des distances importantes ?

*On évite que des courants haute fréquence parcourent de longues distances car ils peuvent être générateurs de perturbations électromagnétiques.*

3.1.4 Habituellement, on rajoute un composant pour éviter cette circulation de courant. Quel est ce composant, où doit-on le placer et comment choisir sa valeur ?

*On met un condensateur dit de "découplage" au plus près de la charge afin d'éliminer ces courants haute fréquence*



*On doit avoir  $|Z_c| \ll 2|Z_l|$  soit  $1/C\omega \ll 2|Z_l|$  soit  $C \gg 1/(2|Z_l|\omega)$*

*Application numérique :  $C \gg 1/(2 \cdot 100 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 10^8)$  soit  $C \gg 4pF$*

### 3.2 Condensateurs de découplage

L'oscillateur commandé en tension utilise un transistor MOS dont le drain, doit être maintenu à potentiel constant. Ceci est réalisé par l'association des deux condensateurs C47 (4,7 $\mu$ F) et C50(10 nF) (voir figure 3.2)

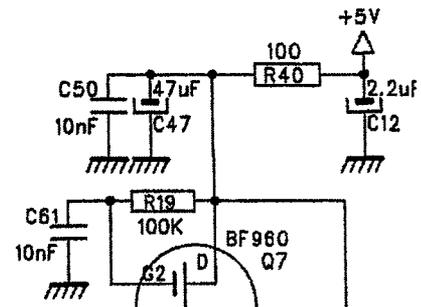


Figure 3-2

Les caractéristiques des condensateurs C47 et C50 sont données par les courbes suivantes :

Figure 3-3

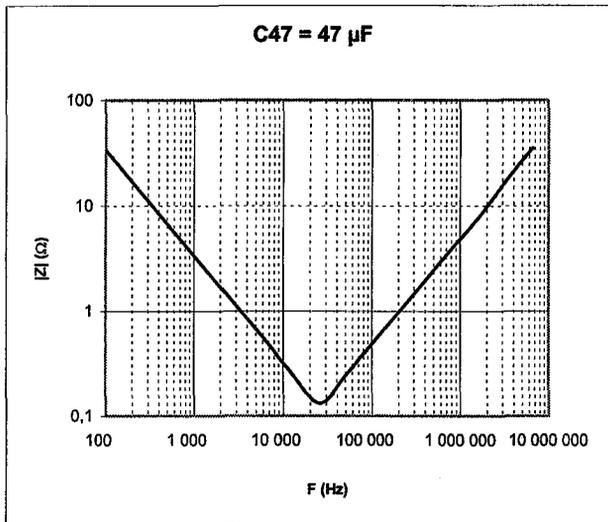
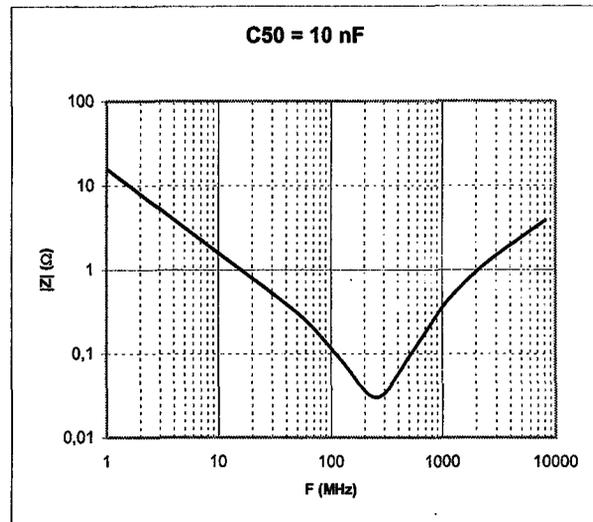


Figure 3-4



3.2.1 Quelle est la nature du condensateur C47 au delà de 100kHz ? Justifier.

*Au delà de 100 kHz la courbe de l'impédance est croissante avec une pente de 20 dB par décade. L'impédance est proportionnelle à la fréquence, signe d'un comportement inductif. Au delà de 100 kHz, le condensateur se comporte donc comme une inductance.*

3.2.2 Justifier l'ajout du condensateur C50.

*Le VCO doit produire un signal de 150 MHz. Pour ces fréquences, le condensateur C47 se comportant comme une inductance, il induira donc des variations de potentiel sur le drain du transistor. L'ajout d'un condensateur tel que C50 qui se comporte en condensateur jusqu'à une fréquence de 250 MHz est donc nécessaire pour le bon fonctionnement du VCO.*

## 4 Feux à LED

Le dispositif de signalisation lumineuse, installé sur la balise maritime utilise un feu à LED. Le but de cette partie est de présenter deux aspects de cette technologie.

### 4.1 Photométrie.

La lumière est un rayonnement électromagnétique. Pour caractériser la **puissance** d'un rayonnement électromagnétique (souvent appelée **flux énergétique**), on utilise une unité énergétique telle que le **Watt**.

Mais lorsque ce rayonnement est destiné à être vu, on utilise les grandeurs photométriques qui tiennent compte de la courbe de sensibilité de l'œil humain en fonction de la longueur d'onde figure 4.1.

On utilise alors la grandeur **flux lumineux** dont l'unité est le **lumen**.

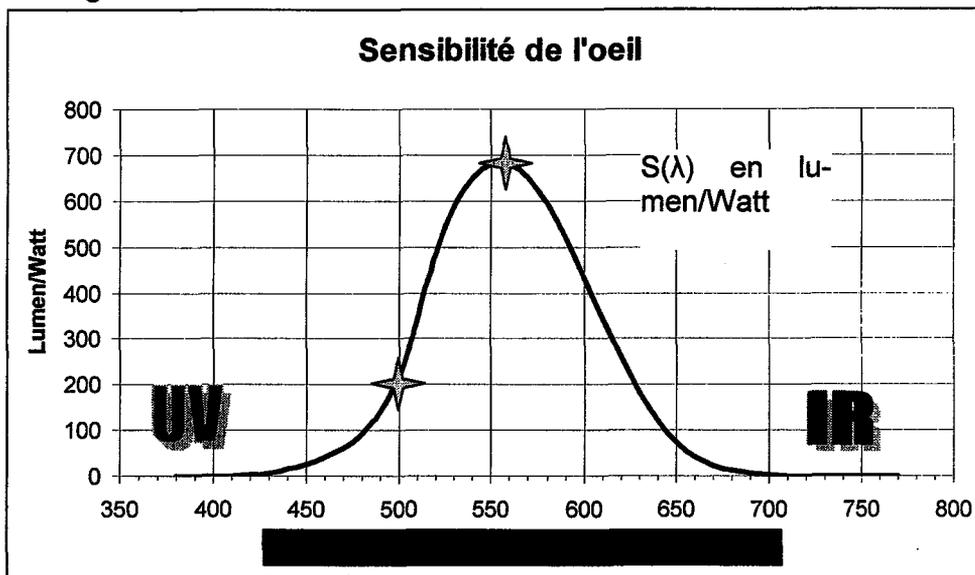


Figure 4-1

On représente cette opération par le schéma fonctionnel suivant (figure 4.2) :

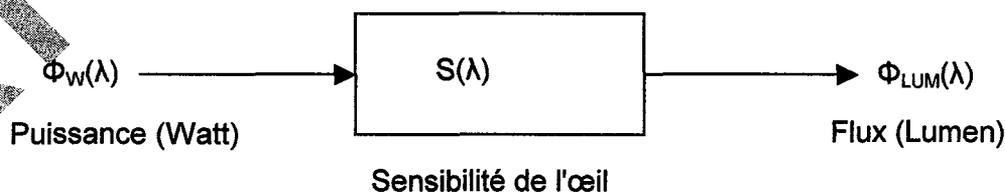


Figure 4-2

On rappelle les valeurs

- des longueurs d'onde de trois couleurs :  $\lambda_{\text{BLEU}} = 490 \text{ nm}$ ;  $\lambda_{\text{JAUNE}} = 580 \text{ nm}$ ;  $\lambda_{\text{ROUGE}} = 660 \text{ nm}$
- de la vitesse de la lumière dans l'air :  $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

Définition du lumen :

Une source qui émet un rayonnement de  $(1/683) \text{ Watt}$  à la fréquence  $f_L = 540 \cdot 10^{12} \text{ Hz}$  produit un flux de 1 lm (lumen).

4.1.1 A quelle longueur d'onde correspond cette fréquence  $f_L$  ? Placer ce point sur la figure 4.1

$$\lambda = c T = c/f = 555 \text{ nm}$$

4.1.2 Placer sur le graphe les zones de rayonnement **UV** (ultraviolet) et **IR** (infra rouge).

4.1.3 Déterminer la valeur de la sensibilité  $S(\lambda)$  pour  $\lambda = 500 \text{ nm}$

$$S(500) = 200 \text{ lm/W}$$

4.1.4 En déduire le flux lumineux  $\Phi_{LUM}$  d'une source qui émet une puissance  $\Phi_W = 10\text{mW}$  à la longueur d'onde de 500nm.

$$\Phi_{LUM} = S(\Phi_W).$$

4.1.5 Quel serait le flux lumineux pour une longueur d'onde de 900nm ? Justifier ce résultat.

*Le flux sera nul car cette longueur d'onde se situe hors du domaine de visibilité*

## 4.2 Spectres d'émissions.

Dans les balises maritimes, les lampes à incandescence sont progressivement remplacées, notamment par les LED. Le but de cette partie est de comparer leurs spectres d'émission

### 4.2.1 Spectre d'émission de la LED de la balise étudiée.

Sur la figure 4.3 est représenté le spectre de la LED.

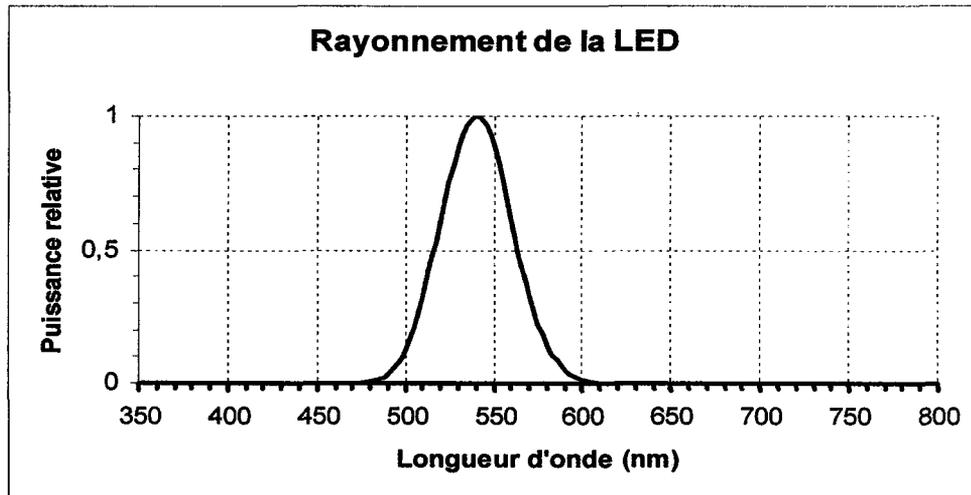


Figure 4-3

On rappelle à nouveau les données :  $\lambda_{BLEU} = 490 \text{ nm}$ ;  $\lambda_{JAUNE} = 580 \text{ nm}$ ;  $\lambda_{ROUGE} = 660 \text{ nm}$

4.2.1.1 A quelle couleur correspond ce tracé ?

*Le maximum se situe vers 540 nm < 580 (couleur faune). Donc entre le jaune et le bleu. La couleur est le vert.*

4.2.1.2 La totalité du rayonnement est-il visible ?

*Oui le rayonnement de 490nm à 600nm est compris dans la zone de visibilité (450 à 700 nm)*

#### 4.2.2 Spectre d'émission d'une lampe à incandescence.

Sur la figure 4.4 est représenté le spectre relatif d'émission d'une lampe à incandescence.

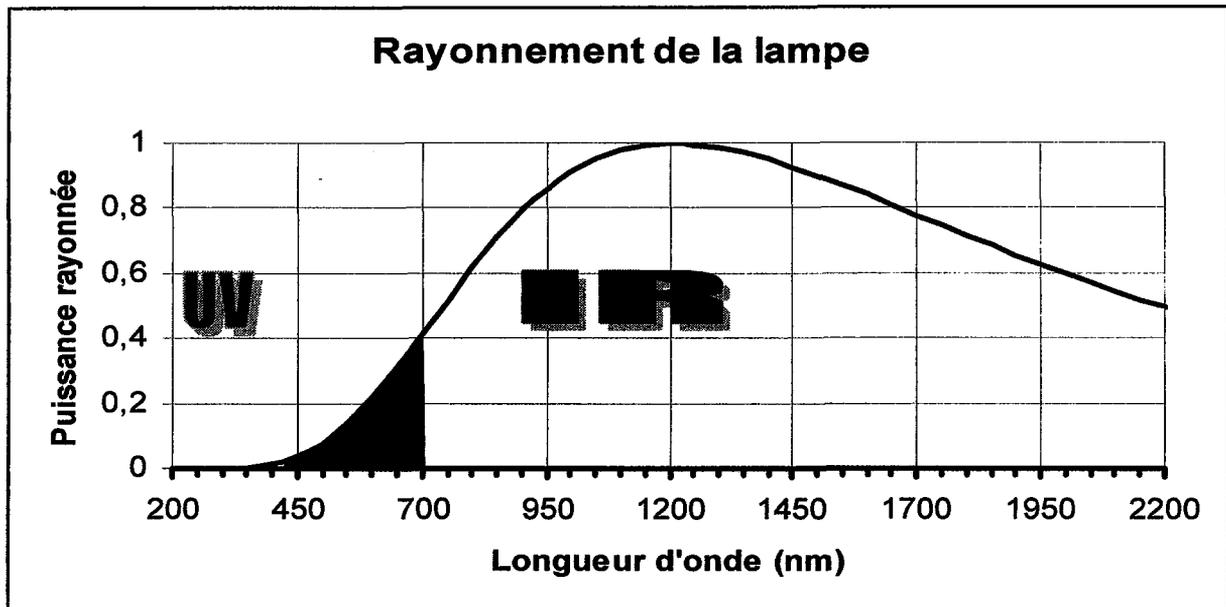


Figure 4-4

4.2.3 Représenter en hachuré sur cette figure, la zone du rayonnement visible.

4.2.4 Dans quelle zone du spectre se situe le maximum du rayonnement ? (Visible, IR, UV ?)

*Le maximum se situe dans l'infrarouge.*

4.2.5 Sous quelle forme est ressenti ce rayonnement ?

*Sous forme de chaleur.*

*Cela explique le faible rendement lumineux de ce mode de production. L'émission de rayonnement est importante (rendement (flux énergétique) >90%) mais une très faible partie est visible. Pour la LED le phénomène est inverse, le rendement (flux énergétique) est faible mais la totalité est visible.*