

exos sur le ch 2 – 2 : codes en ligne (BTS SE 2008).

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

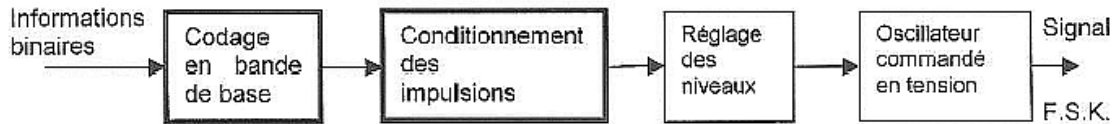


Figure 1-2

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 N.R.Z. et Manchester sont comparés

1.2.1 Codage N.R.Z. (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 .

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) ?

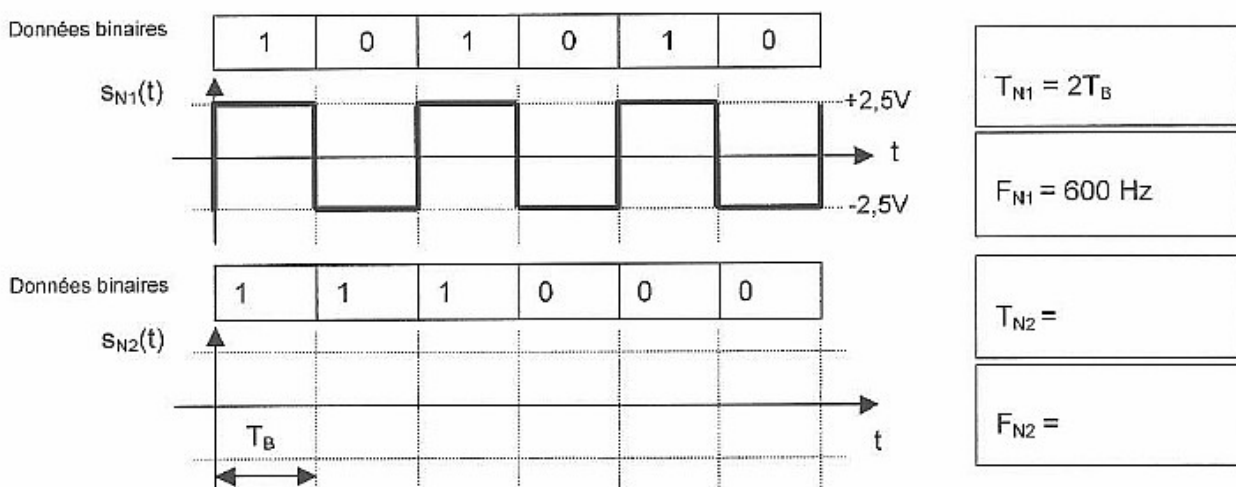
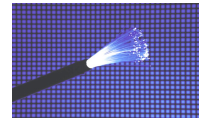


Figure 1-3



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.

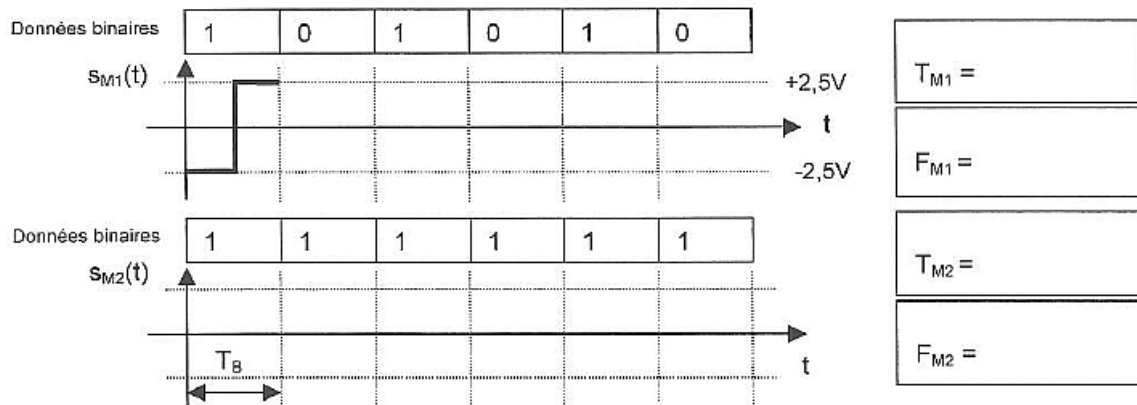


Figure 1-4

1.2.3 Spectres des codes NRZ et Manchester (figure 1.5)

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

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 ?

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

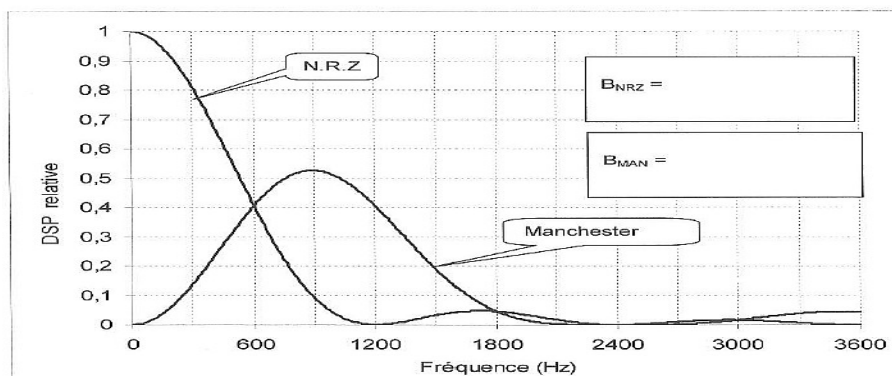
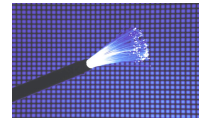


Figure 1-5



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 $+V = +6\text{ V}$.

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

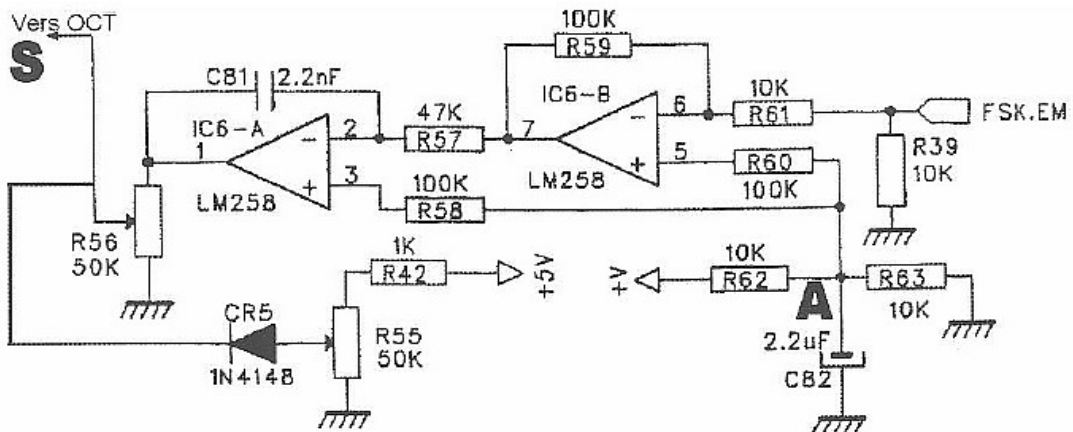


Figure 1-6

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.

$V_A =$ $V^+ =$

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

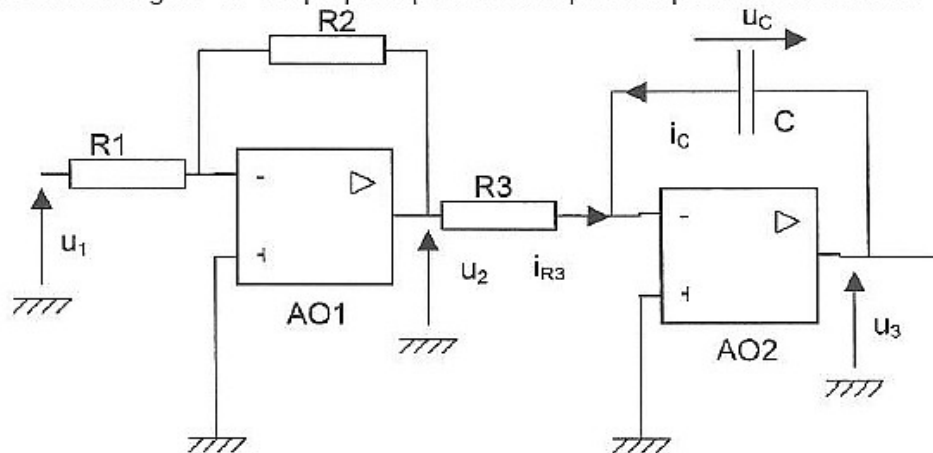
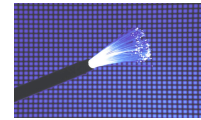


Figure 1-7

1.3.1.2 Donner les valeurs des composants suivants :

$R_1 =$ $R_2 =$ $R_3 =$ $C =$



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

Amplificateur	AO1	AO2
Fonction réalisée		

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

Tension	V^+	V_{SATMIN}	V_{SATMAX}	FSK.EM _{MIN}	FSK.EM _{MAX}
Structure carte réelle		0 V	6V	0V	5V
Tension	V^+	$-V_{SAT}$	$+V_{SAT}$	U1 _{MIN}	U1 _{MAX}
Structure simplifiée	0 V				

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} et i_c en fonction des éléments du montage et rappeler la relation liant $i_c(t)$ et $u_c(t)$.

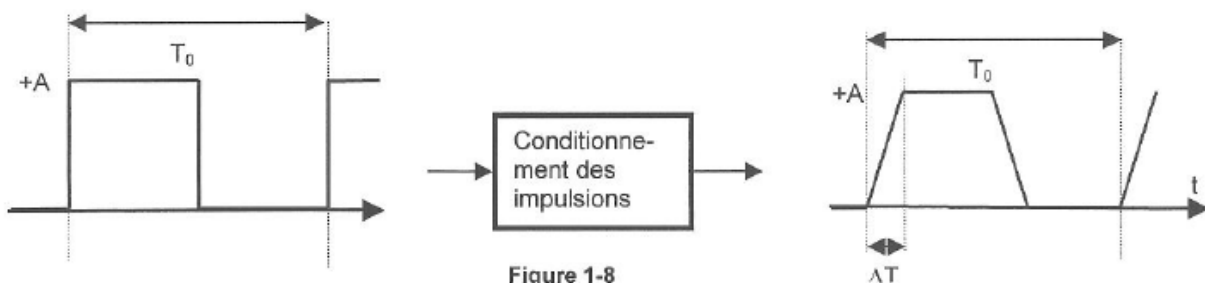
1.3.2.2 Soit k la vitesse de variation de la tension u_3 . Montrer que $k = \frac{du_3}{dt} = \frac{V_{SAT}}{R_3 C}$

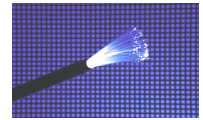
1.3.2.3 Calculer k et le temps ΔT nécessaire pour que la variation de la tension de sortie soit de $\Delta U_3 = 6V$? En déduire que, dans les conditions de fonctionnement envisagées, la tension de sortie sera saturée.

1.4 Analyse de Fourier du signal N.R.Z 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 $F_0 = 600\text{Hz}$ et donc décomposable en série de Fourier.





1.4.1 Signal N.R.Z initial.

Le signal est carré de période T_0 (figure 1.8)

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

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

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

1.4.2 Signal N.R.Z conditionné.

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

Les coefficients de la décomposition en série de Fourier sont :

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

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

On donne les amplitudes relatives 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	1,00	0,27	0,10	0,02	0,01	0,02	0,01	0,00

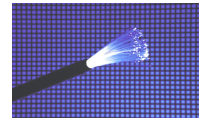
1.4.2.2 On néglige les harmoniques dont l'amplitude est strictement inférieure à 10% de celle du fondamental ; donner pour chaque signal le rang du dernier harmonique pris en compte et en déduire une approximation de la bande de fréquence occupée par chaque forme.

Carré
($\leq 10\%$) Rang_{max} =

Trapèze
($\leq 10\%$) Rang_{max} =

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

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

**704 Codes en ligne**

Les données binaires suivantes $\{d_k\} = \{001101001\}$ sont appliquées à l'entrée d'un codeur en ligne qui fournit le signal $s(t)$.

Représenter $s(t)$ pour les codes en ligne suivants :

- NRZ binaire à niveaux symétriques
- RZ 50 %
- Manchester
- AMI RZ 50 %

On prendra un débit binaire égal à 1 Mbits/s et une amplitude $A = 1$ V.

706 Code NRZ M-aire avec $M = 8$

On considère un signal numérique dont l'émission des 0 et des 1 est équiprobable. On utilise 8 niveaux pour coder des mots de 3 bits à l'aide d'un code de Gray :

000	001	011	010	110	111	101	100
-7 A	5 A	-3 A	-A	A	3 A	5 A	7 A

Le débit binaire est cadencé à la fréquence $f_b = 15$ MHz.

a) Quelle est la valeur de la durée d'un symbole T_s ?

Quelle est la valeur de la rapidité de modulation R ?

b) Représenter le signal émis, $s(t)$, correspondant aux données suivantes : $\{d_k\} = \{0, 1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 1, 1\}$, on prendra $A = 5$ volts.

On exprime le signal $s(t)$ de la façon suivante : $s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k h(t - kT_s)$.

a_k est une variable aléatoire discrète : symbole M-aire.

$h(t)$ est une impulsion rectangulaire de durée T_s et d'amplitude A .

c) Quelles sont les valeurs possibles prises par les symboles a_k ?

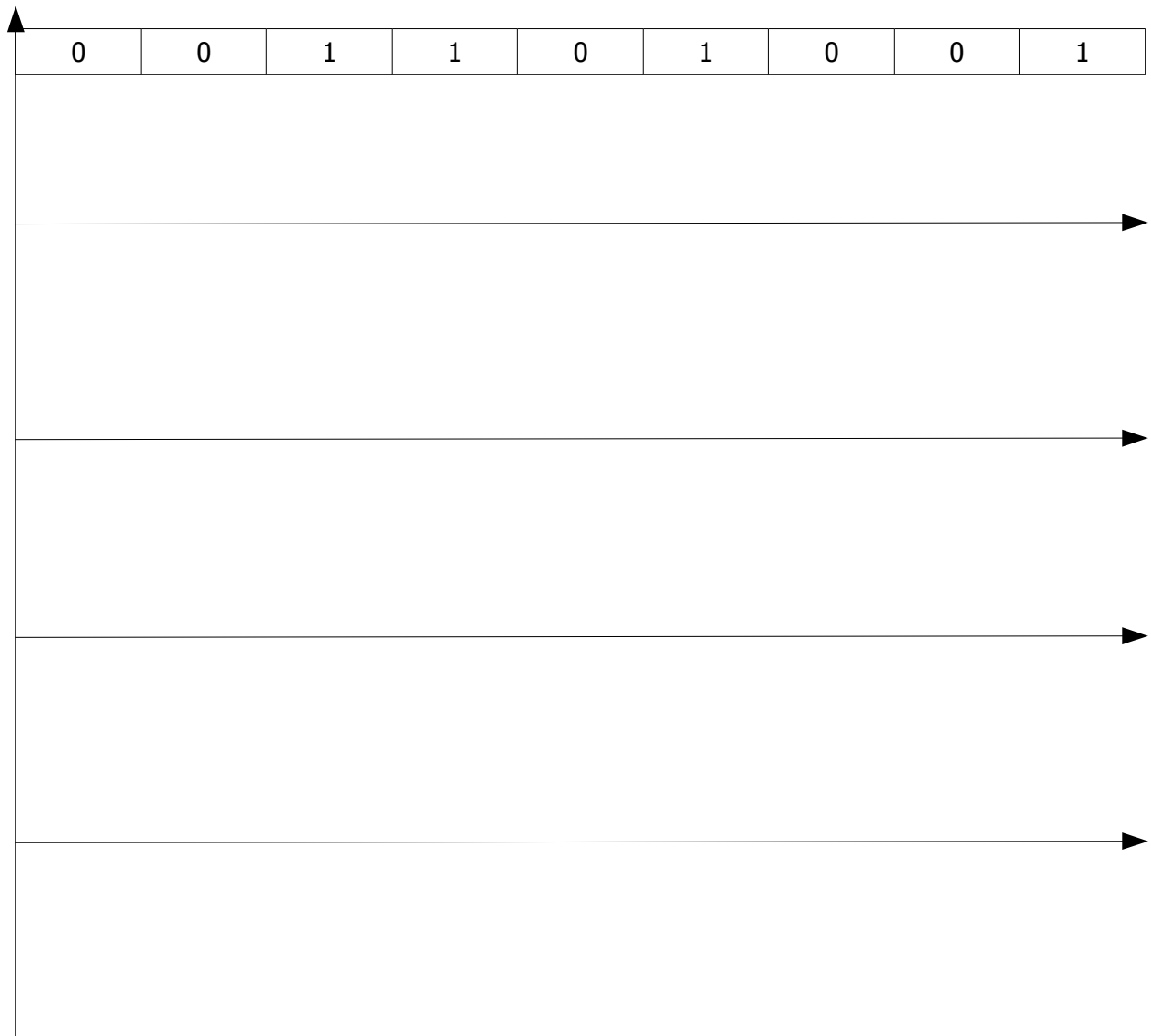
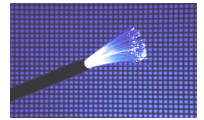
d) Calculer la valeur moyenne du signal $s(t)$: $\langle s(t) \rangle$.

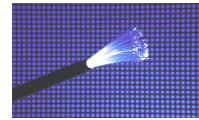
Calculer la puissance moyenne transportée par $s(t)$: $\langle s^2(t) \rangle$.

e) Déterminer l'expression de la densité spectrale de puissance de $s(t)$, $\gamma_s(f)$, et la représenter graphiquement.

En déduire l'encombrement spectral du signal $s(t)$.

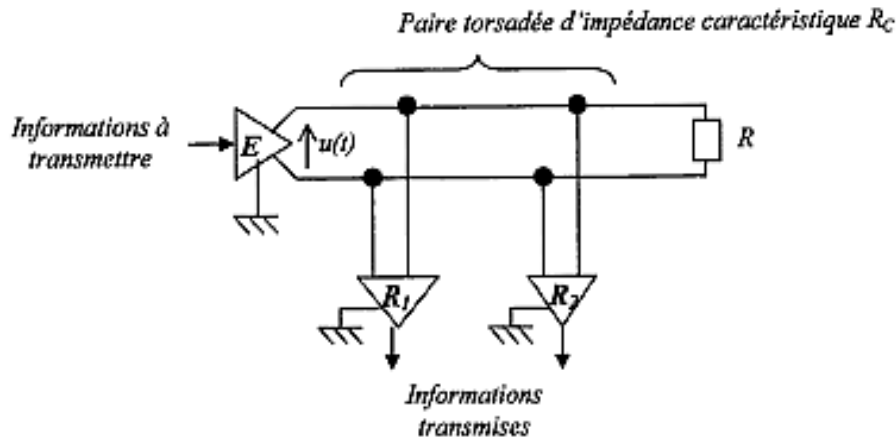
(on rappelle que : $\gamma_s(f) = \frac{1}{T_s} \cdot |H(f)|^2 \cdot E(a_k^2)$)



**Partie F. Bus de données****(1,5 points)**

L'échange des informations entre les différents éléments du réseau électrique se fait par des lignes à deux fils torsadés. Des résistances R ferment ces paires torsadées. Les données sont transmises en série, en bande de base (c'est-à-dire sans modulation).

Le constructeur fournit les indications suivantes :



Vitesse de propagation : $200\,000\text{ km.s}^{-1}$

Débit : 1 Mbit.s^{-1}

Composition d'une trame : 154 bits au total pour 64 bits de données
(les autres bits servent à la synchronisation, l'identification et au contrôle).

- F.1. Calculer le temps de propagation t_r pour une ligne de longueur 10 m.
- F.2. Le constructeur indique que la résistance caractéristique de la ligne de transmission R_C est égale à $120\ \Omega$. Quelle est la valeur de la résistance R à placer en bout de la ligne de transmission pour supprimer le phénomène de réflexion ?
- F.3. Calculer la durée t_t d'une trame.
- F.4. Calculer le débit net D_n , défini comme le nombre de bits utiles (les 64 bits de données) transmis par seconde.