



Université de Haute Alsace
IUT de Colmar
Génie des Télécommunications et Réseaux

Cours

Transmission

S. FEMMAM

Département GTR

Table des matières

1	Introduction	6
1.1	Organisation générale d'un système de transmission	6
1.2	Caractéristiques des signaux à transmettre	7
2	Transmission de signaux analogiques par voie numérique	8
2.1	Principe	8
2.2	Echantillonnage	8
2.2.1	Echantillonnage idéal	10
2.2.2	Echantillonnage non-idéal	11
2.3	Quantification	15
2.3.1	Principe général et définitions	15
2.3.2	Quantification linéaire non-linéaire	15
2.4	Modulation analogique par impulsions	16
2.4.1	Modulation d'impulsions en amplitude	16
2.4.2	Modulation d'impulsions en durée	16
2.4.3	Modulation d'impulsions en position	18
2.5	Modulation d'Impulsions Codées (MIC)	20
2.5.1	Modulation Delta	22
2.6	Convertisseurs Analogiques/numériques (CAN)	22
2.6.1	Conversion par approximations successives	24
2.6.2	Conversion par sélection d'amplitude ou parallèle (flash)	24
2.6.3	Conversions à comptage d'impulsions	25
2.6.4	Conversion tension/fréquence	25
3	Modes de transmission	27
3.1	Transmissions série-parallèle	27
3.1.1	La transmission parallèle	27
3.1.2	La transmission série	27
3.2	Transmissions série synchrone, série asynchrone	28
3.2.1	Transmission série asynchrone	28
3.2.2	Transmission série synchrone	29
3.3	Transmission en bande de base	29
3.4	Transmission à large bande	30
3.5	Transmission sur courant porteur	30
4	Codages des signaux numériques	31
4.1	Définitions	31
4.2	Codages	31
4.2.1	Codage TTL	32

4.2.2	Code NRZ	32
4.2.3	Code RZ	34
4.2.4	Code Biphase ou Manchester	37
4.2.5	Code Miller	39
4.2.6	Code bipolaire	40
4.3	Choix d'une méthode de codage	44
4.4	Brouillage	44
5	Régénération et décodage	48
5.1	Régénération et décodage des signaux	48
5.1.1	Principe	48
5.1.2	Caractéristiques d'un canal de transmission et erreur de transmission	49
5.2	Support à bande passante limitée	50
5.2.1	Transmission à travers un canal bruité	50
5.2.2	Interférences intersymboles	51
5.3	Diagramme de l'oeil	53
5.3.1	Suppression de l'interférence intersymboles : critères de Nyquist . .	53
5.4	Remise en forme du signal	58
5.4.1	Restitution par comparaison	59
5.4.2	Remise en forme par égalisation	60
6	Horloge, Transmission et Réception numériques	61
6.1	Horloge	61
6.1.1	Principe	61
6.1.2	Structure d'un oscillateur	62
6.1.3	Oscillateur quasi-sinusoïdaux	63
6.1.4	exemple d'oscillateur quasi-sinusoïdaux	64

Table des figures

1.1	Schéma général d'un système de transmission	7
2.1	Chaîne de conversion	9
2.2	Echantillonnage	9
2.3	Signal échantillonné idéal	10
2.4	a) Sous-échantillonnage, b) Sur-échantillonnage	11
2.5	Échantillonnage réel périodique	12
2.6	Spectre $S_{erp}(f)$ du signal $s(t)$	12
2.7	Schéma de principe d'un échantillonneur réel périodique	12
2.8	Échantillonneur bloqueur	13
2.9	Spectre $S_{eb}(f)$ du signal $s(t)$	14
2.10	Schéma de principe d'un échantillonneur bloqueur	14
2.11	Quantification linéaire	15
2.12	Exemple de compresseur	16
2.13	Principe de modulation d'impulsions en amplitude	17
2.14	Principe de modulation d'impulsions en amplitude	17
2.15	Chronogrammes	17
2.16	Principe de la modulation d'impulsions en durée	18
2.17	Schéma de principe d'une modulation d'impulsions de durée	18
2.18	Chronogrammes	19
2.19	Principe de modulation d'impulsions en durée	19
2.20	Schéma de principe de la modulation d'impulsions en position	19
2.21	Chronogrammes	20
2.22	Principe de modulation d'impulsions codées	20
2.23	Exemple d'une modulation par impulsions codées	21
2.24	Principe de modulation delta	22
2.25	Schéma de montage du modulateur delta	23
2.26	Chronogrammes	23
2.27	Schéma de principe d'un convertisseur analogique/numérique	24
2.28	Schéma de principe d'un convertisseur analogique/numérique	25
2.29	Schéma de principe d'un convertisseur tension/fréquence	26
3.1	Principe de la transmission parallèle	27
3.2	Principe de la transmission série	28
3.3	Principe de transmission série asynchrone	28
3.4	Exemple de trame d'une transmission série asynchrone	28
3.5	Principe d'une transmission série synchrone	29
3.6	Exemple de trame d'une transmission série synchrone	29

4.1	Transcodage d'une séquence binaire	32
4.2	Transcodage TTL d'une séquence binaire	32
4.3	Spectre d'un signal TTL	33
4.4	Transcodage NRZ d'une séquence binaire	33
4.5	Spectre d'un signal NRZ	34
4.6	Symbole électrique du codage RZ polaire	34
4.7	Transcodage RZ polaire d'une séquence binaire	35
4.8	Spectre d'un signal RZ polaire	35
4.9	Symbole électrique du codage RZ binaire	36
4.10	Transcodage RZ binaire d'une séquence binaire	36
4.11	Spectre d'un signal RZ binaire	36
4.12	Codage Manchester direct	37
4.13	Codage Manchester direct d'une séquence binaire	37
4.14	Spectre d'un signal Manchester direct	38
4.15	Codeur et décodeur manchester direct	38
4.16	Codage Manchester différentiel d'une séquence binaire	39
4.17	Codeur et décodeur manchester différentiels	39
4.18	Codage Miller ou modulation de délai (Delay Mode)	39
4.19	Spectre d'un signal codé Miller	40
4.20	Codeur et décodeur Miller	40
4.21	Codage Bipolaire	41
4.22	Spectre d'un signal codé bipolaire	41
4.23	Codeur bipolaire	41
4.24	Codage Bipolaire entrelacé d'ordre 2	42
4.25	Spectre d'un signal codé bipolaire entrelacé d'ordre 2	43
4.26	Codeur bipolaire entrelacé d'ordre 2	43
4.27	Codage HDB3	43
4.28	Spectres de certains signaux codés	45
4.29	Différents codages de la séquence binaire	46
4.30	Principe d'un brouilleur	46
4.31	Brouilleur à registre à décalage	47
5.1	Principe de la régénération	48
5.2	Quadripôle équivalent à une ligne de transmission	50
5.3	Transmission à travers un filtre passe-bas	51
5.4	Réponse à une impulsion rectangulaire pour différentes fréquences de coupure f_c d'un filtre passe-bas rectangulaire	52
5.5	Apparition d'interférence intersymboles	52
5.6	Diagramme de l'oeil	53
5.7	Diagramme de l'oeil pour un signal bruité	54
5.8	Réponse sans interférence intersymboles	55
5.9	Diagramme de l'oeil sans interférences intersymboles	55
5.10	Filtre équivalent H de réponse impulsionnelle $h(t) = l(t)$	55
5.11	Gain d'un filtre satisfaisant le 1 ^{er} critère de Nyquist	56
5.12	Réponse $h(t)$ conforme au 2 ^{ème} critère de Nyquist	57
5.13	Réponse $h(t)$ des filtres de Nyquist	58
5.14	Gain $\ H(f)\ $ des filtres de Nyquist	58
5.15	Restitution par comparaison univoque	59
5.16	Restitution par comparaison à hystérésis	59

5.17	Influence du bruit sur un comparateur simple (a,b,c) et sur un comparateur à hystérésis (d)	60
6.1	Transmission du signal d'horloge par fréquence pilote	61
6.2	Boucle d'asservissement de l'oscillateur local	62
6.3	Oscillateur à boucle de réaction	63
6.4	Taux d'harmonique	63
6.5	Oscillateur à pont de Wien	64
6.6	Oscillateur astable	65
6.7	Oscillateur à portes logiques	65
6.8	Caractéristique d'une porte inverseuse	66
6.9	Horloge pour porte numérique	66

Chapitre 1

Introduction

Nous entendons ici par **donnée** prend la forme de suites binaires ou de caractères, et la **transmission analogique**, l'information varie continûment (voix, température,...). Les termes de **numérique** et **analogique** prennent respectivement le sens de **discret** et **continu**. La transmission numérique connaît un véritable essor depuis quelques années par le développement informatique manipulant des objets binaires dans les réseaux de télécomms et par l'arrivée de produits électroniques capable de gérer ce type d'information à des coûts réduits. De plus, elle présente des performances supérieures à la transmission analogique :

- précision, sécurité et qualité de la transmission avec des taux d'erreur plus faibles
- débit plus important
- coût de fabrication d'un système numérique plus faible que l'équivalent analogique
- permet des traitements complexes.

Cependant, son occupation spectrale est plus importante et elle nécessite des dispositifs de synchronisation entre émetteur et récepteur.

1.1 Organisation générale d'un système de transmission

On désigne par système de transmission ou de communication un ensemble de matériel organisé de manière à rendre possible l'échange d'informations entre deux points. Nous allons expliciter les divers éléments matériels qui concourent à la propagation du signal ainsi qu'à son traitement.

Le schéma général, représenté sur la figure 1.1, d'un système de transmission de données met en œuvre différents organes.

L'information est émise ou reçue par un **Équipement Terminal de Traitement des Données** (ETTD) ou DTE (Data Terminal Equipment). Il comprend deux parties :

- la machine de traitement qui peut être source (SD) ou collecteur (CD) de données
- le contrôleur de communication (CC) qui regroupe les éléments chargés des fonctions de communication telles que la protection contre les erreurs et la gestion du dialogue entre les deux terminaux émetteur et récepteur.

L'**Équipement de Terminaison de Circuit de Données** (ETCD) ou DCE (Data circuit Equipment) est l'élément chargé d'adapter les signaux électriques émis par le terminal au support de données. Cet élément remplit essentiellement des fonctions électroniques. Il modifie la nature du signal, mais pas sa signification. On l'appelle couramment **modem**, contraction de **modulateur** et **démodulateur**. Une interface normalisée, appelée **jonction**,

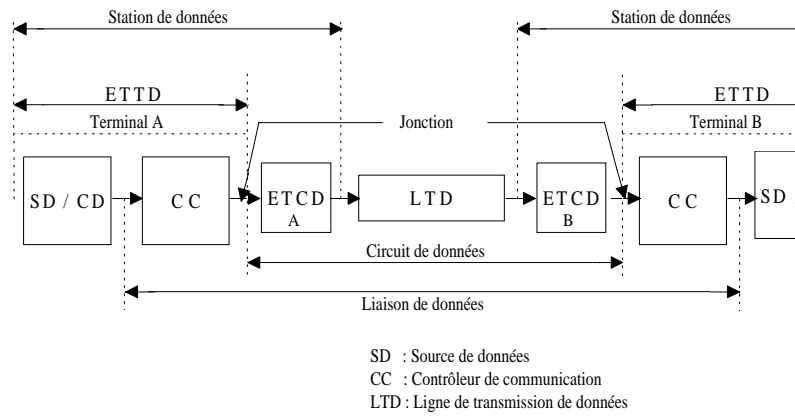


Fig. 1.1 – Schéma général d'un système de transmission

le relie au contrôleur de communication (CC). Elle assure le déroulement des communications (établissement du circuit, initialisation de la transmission, échanges de données et libération du circuit). L'ensemble ETTD-jonction-ETCD prend le nom de station de données. Enfin, le circuit de données est constitué de la Ligne de Transmission de Données (LTD) et des deux ETCD associés. La LTD est un élément essentiel dont ses caractéristiques physiques vont fortement intervenir sur les possibilités de transmission.

1.2 Caractéristiques des signaux à transmettre

Les signaux utilisés pour la transmission de données doivent comporter différentes caractéristiques afin de permettre une transmission fiable.

- signaux numériques
- pas de composante continue
- posséder des transitions permanentes (conservation de l'horloge)
- adapter le spectre du signal transmis au support de transmission.

Chapitre 2

Transmission de signaux analogiques par voie numérique

2.1 Principe

Les systèmes numériques assurent une transmission très fiable de l'information, lorsque l'on respecte certaines conditions comme, par exemple, un rapport signal/bruit relativement faible. Un grand nombre de signaux que nous devons transporter, sont analogiques (voix, image, mesures physiques...). Afin de les propager par une transmission numériques, nous devons déterminer des représentations numériques de ces informations. Représentations qui seront élaborer à l'émission et retraduit à la réception. La difficulté consiste à retrouver le plus exactement possible l'information issue de la source.

L'information analogique issue de la source est portée par un signal $s(t)$ dont son domaine spectral est compris dans l'intervalle $[f_1, f_2]$ et ses valeurs sont contenues dans l'intervalle $[s_{min}, s_{max}]$. La grandeur électrique s peut donc prendre toutes les valeurs dans cet intervalle.

Le rôle du **codage** sera donc de traduire cette information en une suite de mots binaires, très éloignée de son aspect originel. Le **décodage** devra reconstituer le signal analogique $s_R(t)$ avec le plus de justesse possible.

La principale méthode actuellement utilisée est de déterminer la plus grande similitude entre les signaux $s_R(t)$ et $s(t)$ sans se référer explicitement au contenu informatif de ces signaux. La mise en œuvre de cette technique fait appel aux conversions analogique/numériques (CAN) et numérique/analogique (N/A). Elle permet une bonne restitution du signal qu'au prix d'un débit binaire important. La chaîne alors nécessaire à la réalisation de cette méthode est donnée par la figure 2.1. Nous allons au cours de chapitre, décrire les différentes fonctions présentes dans cette chaîne.

2.2 Echantillonnage

Pour traiter un signal analogique par voie numérique, il faut passer par une étape d'échantillonnage. Ceci permet d'établir une suite de valeurs ponctuelles (cf. figure 2.2). On parle d'échantillonnage régulier ou périodique lorsque les prélèvements sont effectués selon un rythme régulier. L'intervalle entre deux échantillons successifs est appelé pas d'échantillonnage ou période d'échantillonnage.

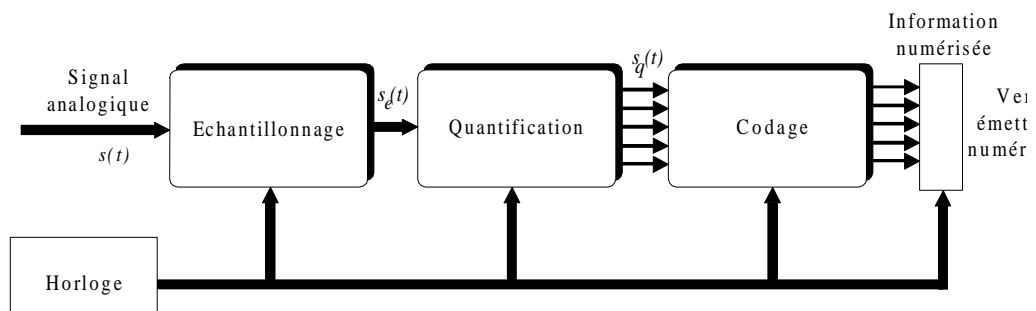


Fig. 2.1 – Chaîne de conversion

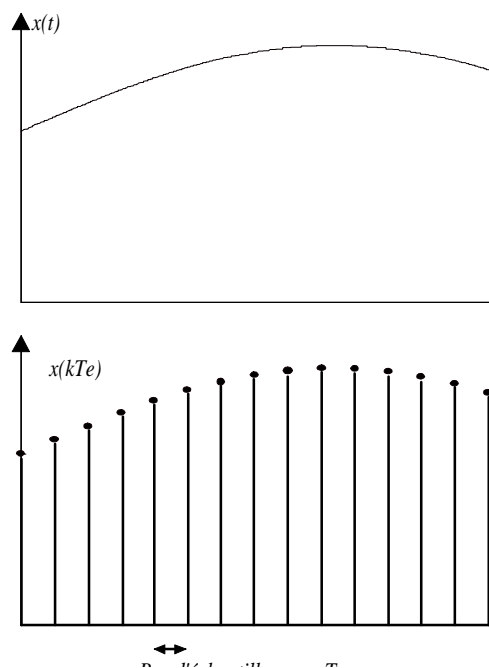


Fig. 2.2 – Echantillonnage

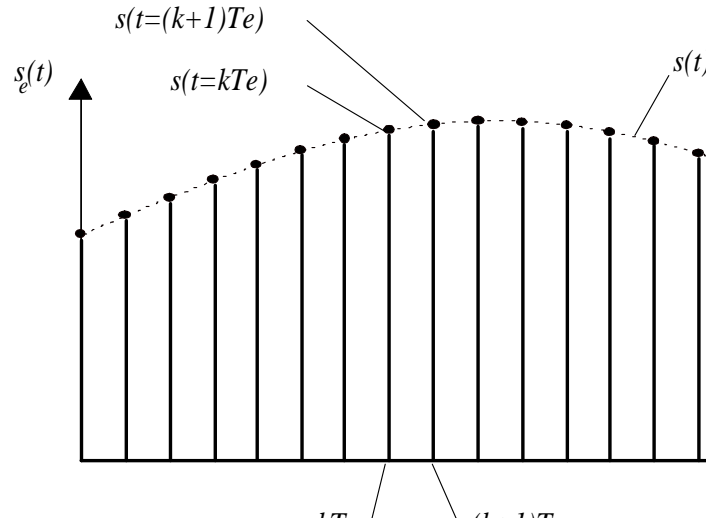


Fig. 2.3 – Signal échantillonné idéal

2.2.1 Échantillonnage idéal

L'échantillonnage idéal est un concept abstrait n'ayant pas de réalité physique. Cependant, il va nous être utile pour simplifier dans un premier temps ce concept. Soit un signal $s(t)$, on réalise grâce à un interrupteur de temps de fermeture infiniment petit (idéalement nul), des impulsions dont l'amplitude correspond au signal $s(t)$ au moment de la fermeture. Nous obtenons alors le signal échantillonné idéal de la figure 2.3. Le signal échantillonné noté $s_e(t)$ est défini par :

$$\begin{aligned}
 s_e(t) &= s(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_e) \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(kT_e) \delta(t - kT_e) \\
 &= s(t) \delta_{T_e}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Le signal $s_e(t)$ obtenu correspond à un peigne de Dirac de période T_e dont l'amplitude est modulée par le signal $s(t)$.

La transformée de Fourier de ce signal est :

$$\begin{aligned}
 S_e(f) &= S(f) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{n}{T_e}) \\
 &= f_e \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(f - nf_e)
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Le spectre $S_e(f)$ du signal échantillonné est obtenu par la périodisation du spectre $S(f)$ du signal analogique initial.

La périodisation du spectre $S(f)$ entraîne une contrainte supplémentaire pour retrouver ultérieurement le signal d'origine. En effet, le spectre $S(f)$ possède une occupation spectrale comprise dans l'intervalle $[-f_{max}, f_{max}]$. Afin que la périodisation du spectre $S(f)$ ne provoque pas un chevauchement de spectre appelé repliement spectral ou recouvrement

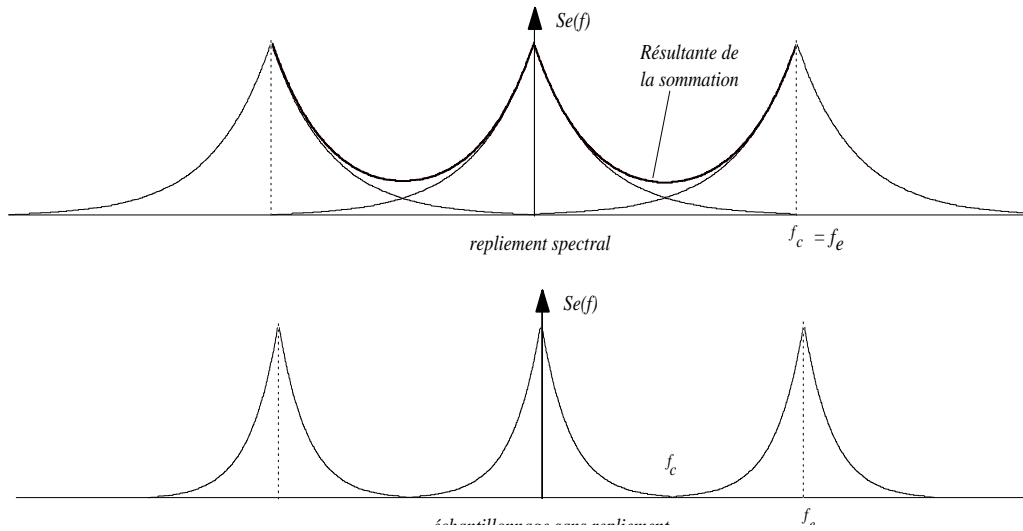


Fig. 2.4 – a) Sous-échantillonnage, b) Sur-échantillonnage

spectral, il est nécessaire que la fréquence d'échantillonnage respecte la condition suivante (Théorème de Shannon) :

$$f_e > 2f_{max}$$

Nous pouvons observer sur la figure 2.4 les conséquences de la valeur de la fréquence d'échantillonnage.

2.2.2 Echantillonnage non-idéal

Il est bien entendu impossible de réaliser un échantillonnage idéal. Nous allons donc développé dans ce paragraphe les échantillonneurs faisables. Nous présenterons les conséquences d'un échantillonnage réel selon le type utilisé.

Echantillonnage réel périodique

Un échantillonnage réel périodique (figure 2.5) d'un signal analogique $s(t)$ est obtenu en multipliant $s(t)$ par une fonction d'échantillonnage $e(t)$ qui est une suite périodique, de période $T_e = \frac{1}{f_e}$ d'impulsions rectangulaires d'amplitude unité et de durée D :

$$e(t) = \text{rep}_{T_e} \{ \text{rect}(t/D) \}.$$

Le signal $S_{erp}(t)$ peut s'exprimer comme le produit entre le signal $s(t)$ et un peigne de rectangles de largeur D et de période T_e . Le spectre du signal échantillonné $S_{erp}(f)$ est donné par :

$$\begin{aligned} S_{erp}(f) &= S(f) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_e D \text{sinc}(n\pi D f_e) \delta(f - n f_e) \\ &= D f_e \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi D f_e) S(f - n f_e) \end{aligned} \quad (2.3)$$

La figure 2.6 montre le spectre de $s_{erp}(t)$, celui-ci n'est pas déformé et peut être récupéré pour restituer le signal non échantillonné. Le montage de la figure 2.7 permet de réaliser un échantillonneur réel périodique :

Le transistor fonctionne en régime de commutation. Un générateur d'impulsion délivre

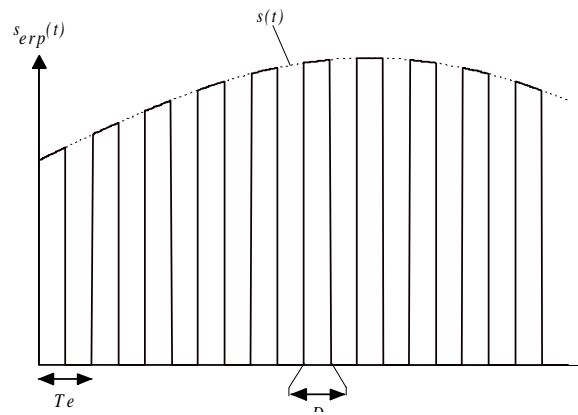


Fig. 2.5 – Échantillonnage réel périodique

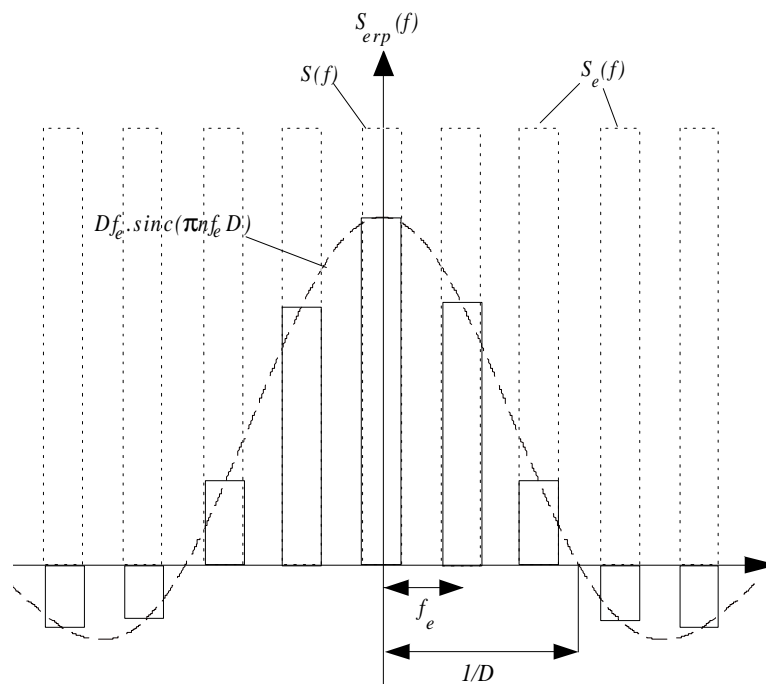
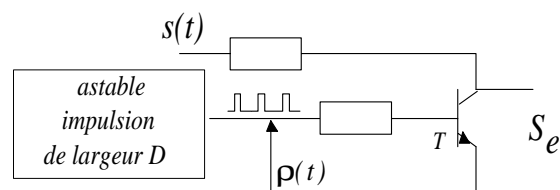
Fig. 2.6 – Spectre $S_{erp}(f)$ du signal $s(t)$ 

Fig. 2.7 – Schéma de principe d'un échantillonneur réel périodique

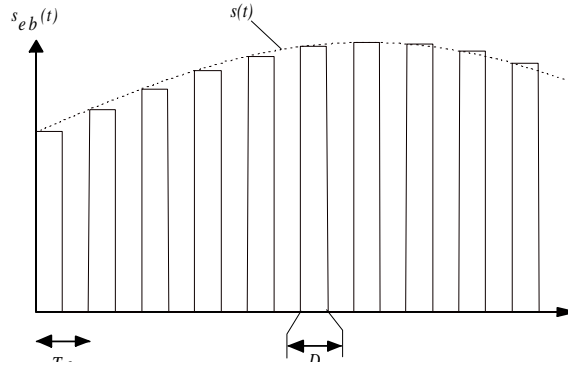


Fig. 2.8 – Échantillonneur bloqueur

un signal $\rho(t)$ formé d'impulsion de durée D et de période T_e . Le transistor est saturé pendant les états hauts de $\rho(t)$ et bloqué pendant les états bas. Le signal $s_{erp}(t)$ est donc fixé par :

- le transistor est bloqué : $s_{erp}(t) = s(t)$,
- le transistor est saturé : $s_{erp}(t) = 0$.

Echantillonneur périodique avec maintien ou bloqueur

Cet échantillonneur mémorise pendant la durée D avec une périodicité T_e la valeur du signal analogique $s(t)$ aux instant $t = kT_e$ (cf. figure 2.8).

La fonction porte retardée de $D/2$, qui a pour fonction de transfert :

$$h(t) = D/2 \cdot \text{rect}(t - D/2)$$

permet d'obtenir le signal échantillonné $s_{eb}(t)$ par convolution du signal échantillonné idéal $s_{ei}(t)$ et de $h(t)$. Nous pouvons exprimer le signal $s_{eb}(t)$ par la relations suivantes :

$$\begin{aligned} s_{eb}(t) &= s_{ei}(t) * h(t) \\ &= \left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(kT_e) \delta(t - kT_e) \right] * h(t) \end{aligned} \quad (2.4)$$

L'expression de la transformée de Fourier de ce signal est :

$$\begin{aligned} S_{eb}(f) &= f_e \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} S(f - nf_e) \right) D \text{sinc}(\pi Df) e^{-j\pi f D} \\ &= S_e(f) D \text{sinc}(\pi Df) e^{-j\pi f D} \end{aligned} \quad (2.5)$$

La figure 2.9 montre le spectre $S_{eb}(f)$, il correspond au spectre idéal pondéré par le sinus cardinal dont les zéros dépendent de la durée de maintien D .

Le schéma de principe de la figure 2.10 permet de réaliser l'échantillonneur bloqueur. K et K' sont commandés afin de respecter T_e et D .

Dans le cas $D = T_e$, on est en présence d'une approximation en escalier du signal $s(t)$.

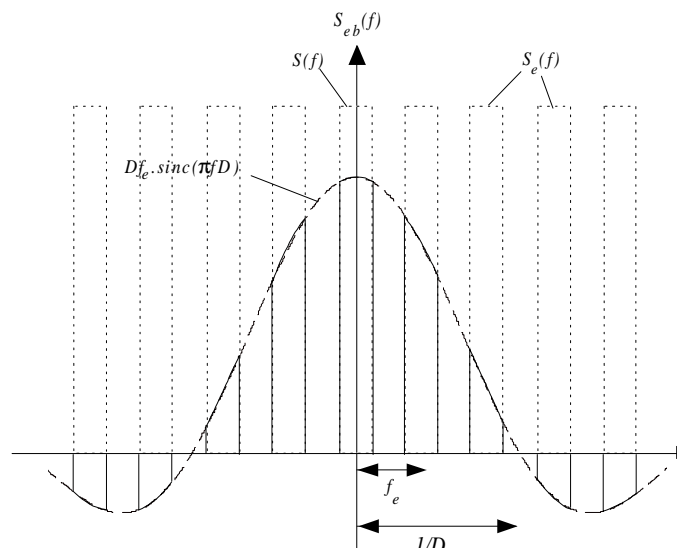
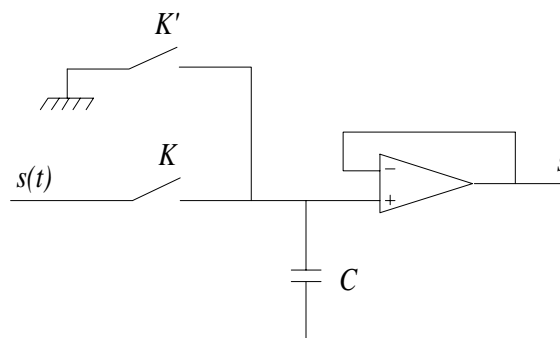
Fig. 2.9 – Spectre $S_{eb}(f)$ du signal $s(t)$ 

Fig. 2.10 – Schéma de principe d'un échantillonneur bloqueur

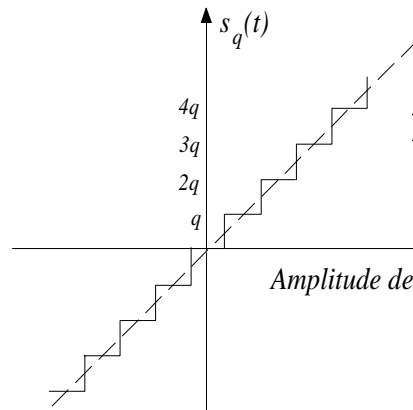


Fig. 2.11 – Quantification linéaire

2.3 Quantification

2.3.1 Principe général et définitions

La quantification est une règle de correspondance entre le nombre infini de valeurs du signal échantillonné $s_e(t)$ et un nombre fini de valeurs assignées au signal de sortie $s_q(t)$ appelées niveau de décision. L'intervalle séparant deux niveaux de décision consécutifs est appelé pas de quantification, q . La quantification permet ainsi de déterminer la bande à laquelle appartient l'échantillon et de l'écrire sous forme codée.

Deux types de quantification sont possibles :

- par arrondi, la valeur de sortie correspond à la valeur médiane de l'intervalle, $s_q(t)$ est le niveau le plus proche de $s_e(kT_e)$: $-\frac{q}{2} < s_q - s_e(kT_e) < \frac{q}{2}$
- par troncature, la valeur de sortie correspond à la valeur minimale de l'intervalle, $s_q(t)$ est la valeur immédiatement inférieure à $s_e(kT_e)$: $-q < s_q - s_e(kT_e) < 0$.

La plage de conversion est la gamme de valeurs pouvant être converties.

La différence $b_q(t) = s_q(t) - s_e(t)$ est appelée distorsion ou bruit de quantification. Cette distorsion dépend du pas de quantification et du mode de quantification (troncature ou arrondi).

2.3.2 Quantification linéaire non-linéaire

La loi de quantification de loin la plus fréquemment utilisée est la loi uniforme ou linéaire dans laquelle les pas de quantification q_i sont constants (cf. figure 2.11). Dans le cas contraire, on parle de quantification non linéaire.

Pour des valeurs données de s_{min} et s_{max} et pour un nombre donné N_B de bandes de quantification, la conversion linéaire minimise l'erreur de quantification absolue, donnée par la relation $\left(\frac{s_{max}-s_{min}}{2N_B}\right)$. La conversion linéaire convient donc parfaitement à la transmission de résultats de mesures où la contrainte principale est de maintenir l'erreur absolue en dessous d'une borne donnée. Certaines applications nécessitent d'avoir un rapport signal/bruit constant (ce qui n'est pas le cas dans la quantification linéaire) sur toute la plage de conversion. On utilise alors un amplificateur non linéaire (appelé compresseur cf. figure 2.12) afin de ramener l'amplitude des signaux dans une gamme de valeurs où le rapport signal/bruit prend des valeurs acceptables. On déforme alors les signaux avant

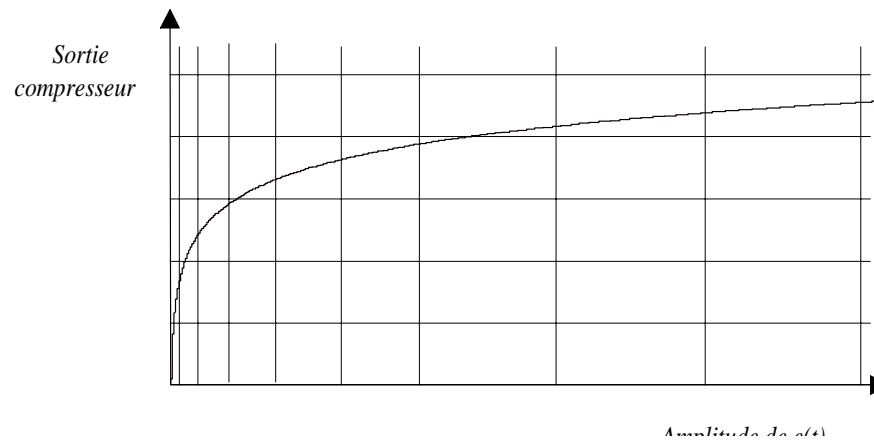


Fig. 2.12 – Exemple de compresseur

transmission. Il sera donc nécessaire d'appliquer l'opérateur inverse après réception du message. On appelle cette fonction un **expandeur**.

2.4 Modulation analogique par impulsions

Trois paramètres peuvent caractériser un signal composé de trains d'impulsions rectangulaires : l'amplitude, la position et la durée des impulsions. La modulation analogique par impulsions consiste essentiellement à faire varier l'un de ces trois paramètres, en considérant la séquence d'impulsions rectangulaires comme un signal de porteuse. Trois types de modulation analogique par impulsions existent :

- la modulation d'impulsions en amplitude (PAM),
- la modulation d'impulsions en durée (PDM),
- la modulation d'impulsions en position (PPM).

2.4.1 Modulation d'impulsions en amplitude

LA PAM (Pulse Amplitude Modulation) consiste à faire varier l'amplitude des impulsions de façon proportionnelle au message ou signal modulant (cf. figure 2.13). Le schéma de principe est donné sur la figure 2.14. Le monostable M sert de bloqueur de durée τ , la capacité C se charge instantanément lorsque l'interrupteur K est passant. Le condensateur mémorise la valeur de l'échantillon prélevé à chaque période d'échantillonnage.

A permet d'élaborer un signal qui détermine la durée de maintien D . Les chronogrammes sont donnés sur la figure 2.15. La démodulation s'effectue grâce à un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est légèrement supérieure à la fréquence maximale du signal analogique initial.

2.4.2 Modulation d'impulsions en durée

La PDM (Pulse Duration Modulation) consiste à faire varier la durée des impulsions proportionnellement au signal modulant (cf. figure 2.16). Un schéma de principe pour réaliser cette modulation est donné sur la figure 2.17. On réalise l'échantillonnage à l'aide d'un échantillonneur bloqueur. Ce signal est alors comparé à un signal en dents de scie.

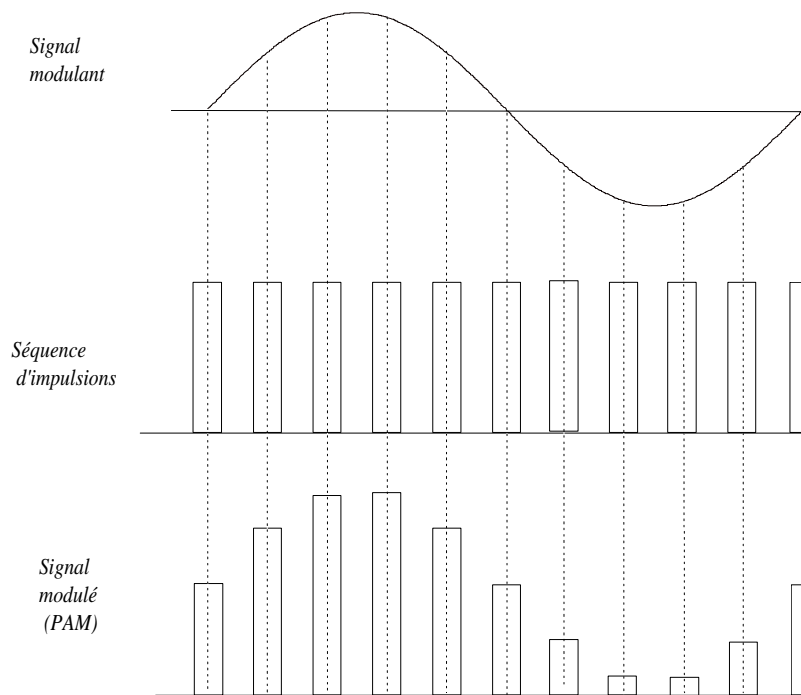


Fig. 2.13 – Principe de modulation d'impulsions en amplitude

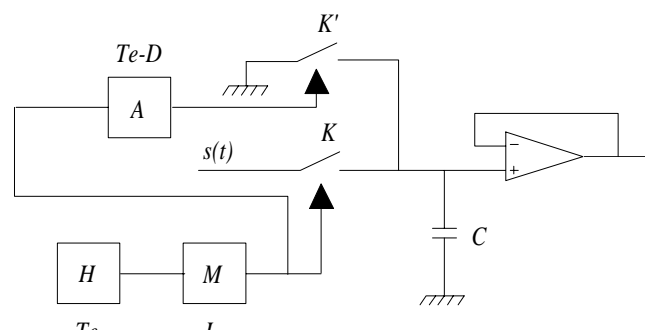


Fig. 2.14 – Principe de modulation d'impulsions en amplitude

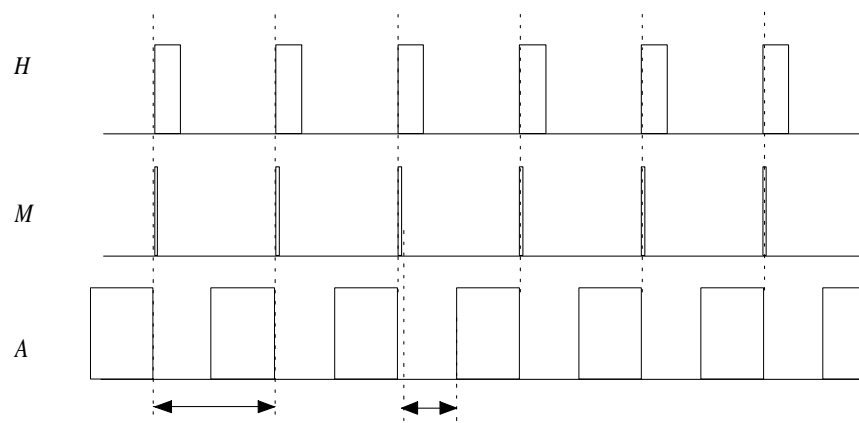


Fig. 2.15 – Chronogrammes

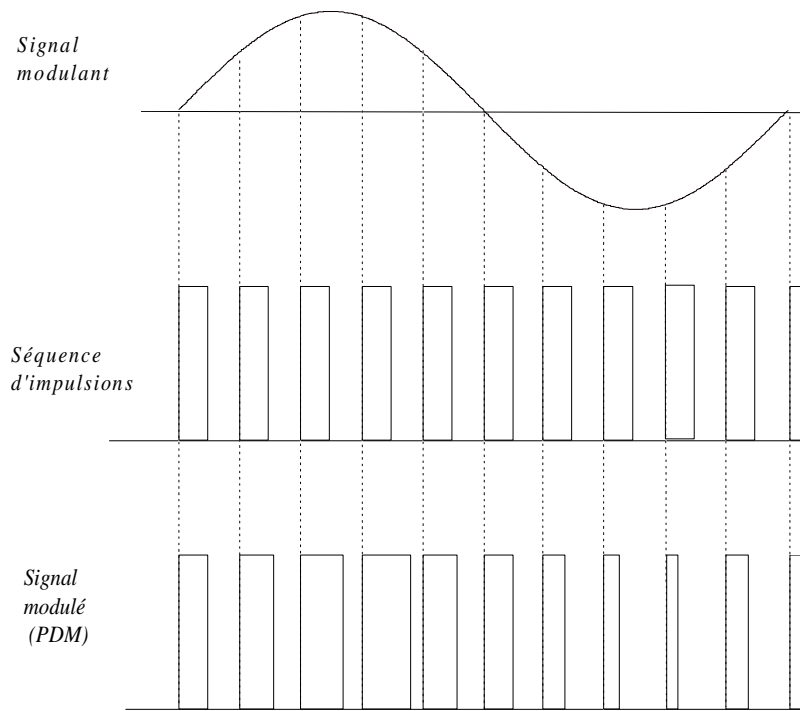


Fig. 2.16 – Principe de la modulation d’impulsions en durée

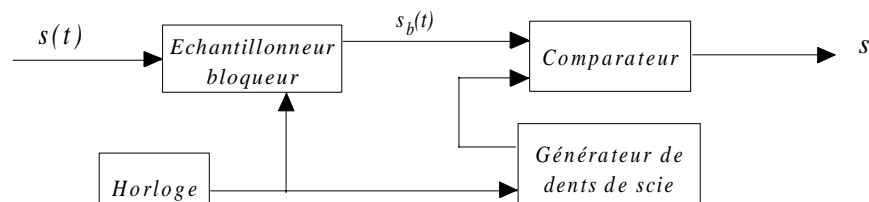


Fig. 2.17 – Schéma de principe d’une modulation d’impulsions de durée

On obtient alors le signal modulé en impulsions de durée (les chronogrammes sont donnés sur la figure 2.18). La démodulation s’effectue à l’aide d’un filtre passe bas (il restitue la valeur moyenne du signal).

2.4.3 Modulation d’impulsions en position

La PPM (Pulse Position Modulation) consiste à émettre des intervalles de temps variables des impulsions identiques, de sorte que le temps d’avance ou de retard de chaque impulsion reste proportionnel au signal modulant (cf. figure 2.19). Un schéma de principe est donné sur la figure 2.20. A partir du signal échantillonné, on utilise un modulateur en durée suivi d’un monostable. On obtient alors les chronogrammes de la figure 2.21.

La démodulation s’effectue aussi à l’aide d’un filtre passe bas.

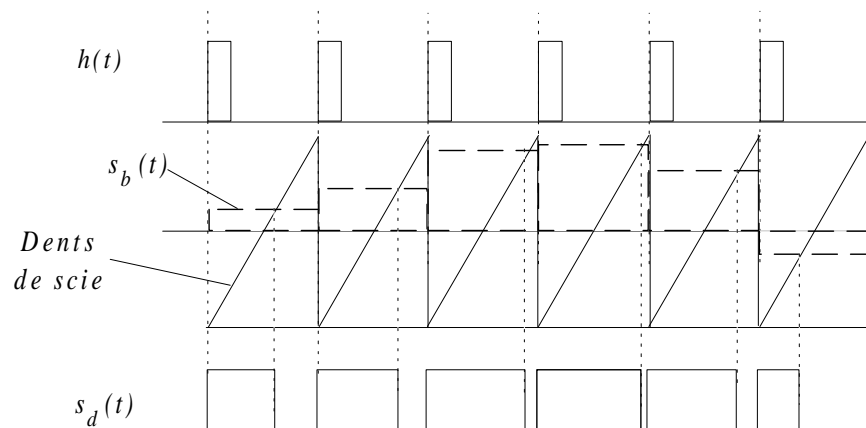


Fig. 2.18 – Chronogrammes

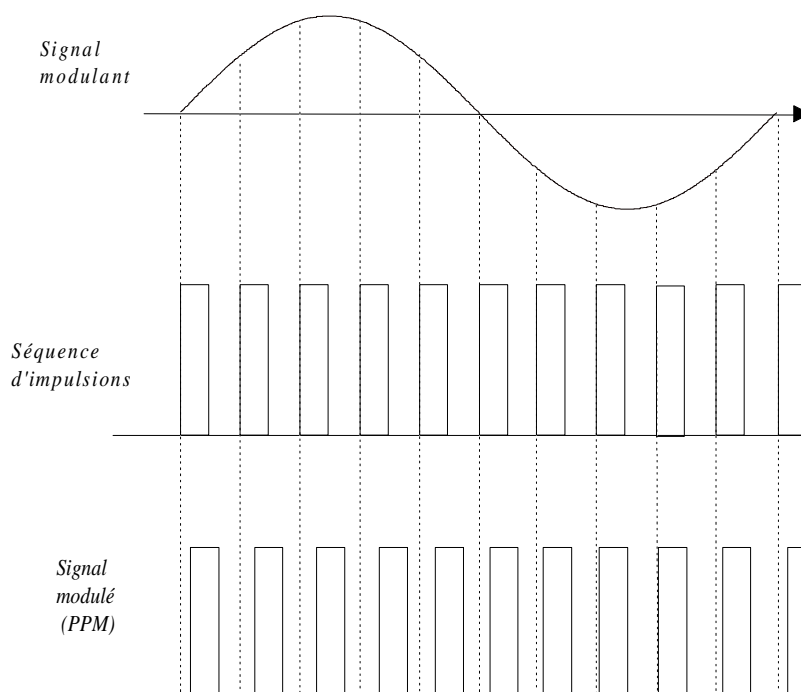


Fig. 2.19 – Principe de modulation d'impulsions en durée

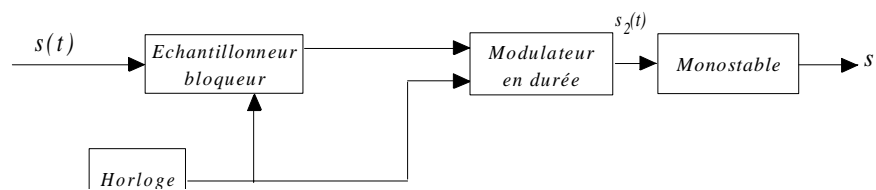


Fig. 2.20 – Schéma de principe de la modulation d'impulsions en position

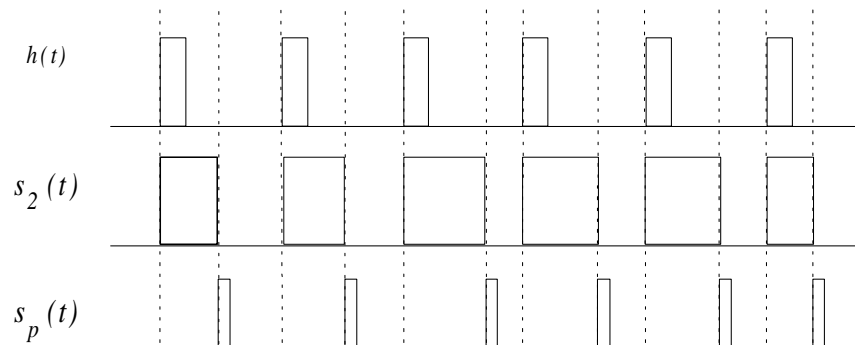


Fig. 2.21 – Chronogrammes

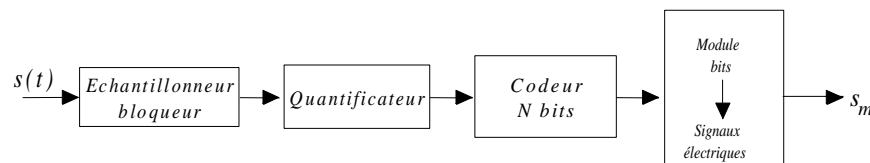


Fig. 2.22 – Principe de modulation d'impulsions codées

2.5 Modulation d'Impulsions Codées (MIC)

La modulation d'impulsions codées ou PCM (Pulse Code Modulation) comporte deux étapes. La première permet de quantifier ce signal à l'aide d'un échantillonnage, des niveaux de quantification représentent différentes valeurs d'amplitude. La seconde étape consiste à numériser chaque intervalle issue de la quantification pour chaque échantillon relevé. On utilise pour cette seconde phase un code qui est en général le code binaire (cf. 2.22).

Prenons pour exemple le signal modulant de la figure 2.23.

Le nombre de niveaux de quantification (celle-ci est de type arrondi) est de 8, trois bits sont alors nécessaires pour représenter chaque niveau. Le code utilisé est le binaire, nous avons donc le tableau de correspondance suivant :

Niveau	Code	Niveau	Code
0	000	4	100
1	001	5	101
2	010	6	110
3	011	7	111

Par une quantification de type arrondi, ce message quantifié est donné par la suite 4 7 6 3 1 0 1 2 4. Le message binaire correspondant est donc :

100 111 110 011 001 000 001 010 100

Ce message est ensuite transmis à l'aide de n'importe quel type de codage (cf. chapitre 4).

Exemple du codage de la parole :

Le signal de la parole sur le réseau téléphonique numérique, $e(t)$, possède des variations

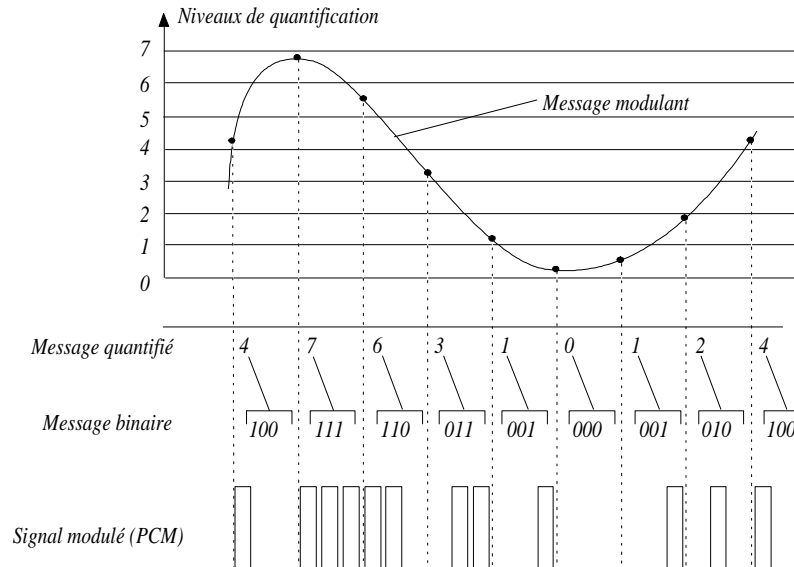


Fig. 2.23 – Exemple d’une modulation par impulsions codées

d’amplitude limitées à l’intervalle $] - E, E[$, avec $E=1644\text{mV}$. La bande spectrale occupée par une voie est $[300\text{Hz}, 3400\text{Hz}]$. Le signal est échantillonné à 8 KHz pour éviter le recouvrement spectral.

Chaque échantillon e est numérisé de la façon suivante :

Le signe de e est traduit par un chiffre binaire p tel que :

- $p = 1$ si $e \geq 0$
- $p = 0$ si $e < 0$

La valeur absolue de e est numérisée par quantification du réel $X = 4096 \frac{|e|}{E}$, $0 < X < 4096$.

Pour cela, l’intervalle utile $[0, 4096[$ est divisé en 128 sous-intervalles notés B_{SQ} , numérotés par deux entiers S et Q , définis par :

$$\begin{aligned} B_{0Q} &= [2Q, 2(Q+1)[& : & S = 0 \\ B_{SQ} &= [2^S(Q+16), 2^S(Q+17)[& : & S = 1, 2, 3, \dots, 7 \\ & & & Q = 1, 2, 3, \dots, 15 \end{aligned}$$

On a donc pour chaque intervalle B_{SQ} , sa largeur, le pas de quantification et le nombre de niveaux :

Largeur des sous-intervalles	Pas des sous-intervalles	Nombre de niveaux
$B_{0Q} = [0, 32[\Rightarrow 32$	$B_{00} = [0, 2[\Rightarrow pas = 2$	$N_{0Q} = 32/2 = 16$
$B_{1Q} = [32, 64[\Rightarrow 32$	$B_{10} = [32, 34[\Rightarrow pas = 2$	$N_{1Q} = 32/2 = 16$
$B_{2Q} = [64, 128[\Rightarrow 64$	$B_{20} = [64, 68[\Rightarrow pas = 4$	$N_{2Q} = 64/4 = 16$
$B_{3Q} = [128, 256[\Rightarrow 128$	$B_{30} = [128, 136[\Rightarrow pas = 8$	$N_{3Q} = 128/8 = 16$
$B_{4Q} = [256, 512[\Rightarrow 256$	$B_{40} = [256, 272[\Rightarrow pas = 16$	$N_{4Q} = 256/16 = 16$
$B_{5Q} = [512, 1024[\Rightarrow 512$	$B_{50} = [512, 544[\Rightarrow pas = 32$	$N_{5Q} = 512/32 = 16$
$B_{6Q} = [1024, 2048[\Rightarrow 1024$	$B_{60} = [1024, 1088[\Rightarrow pas = 64$	$N_{6Q} = 1024/64 = 16$
$B_{7Q} = [2048, 4096[\Rightarrow 2048$	$B_{70} = [2048, 2176[\Rightarrow pas = 128$	$N_{7Q} = 2048/128 = 16$

A part la première bande, on multiplie la largeur de bande et le pas par deux entre deux bandes consécutives. Le nombre de niveaux reste donc constant sur la totalité des

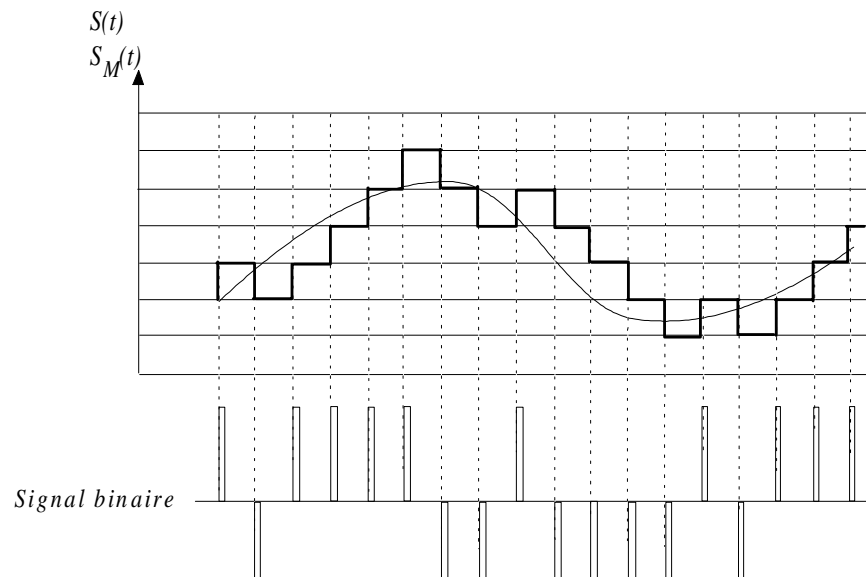


Fig. 2.24 – Principe de modulation delta

bandes. Le pas de quantification augmente avec l'amplitude du signal. On a donc globalement une quantification non linéaire. Cependant, la quantification est linéaire à l'intérieur de chaque bande.

L'échantillon est finalement codé par le mot de 8 chiffres binaires suivant :

p	a	b	c	w	x	y	z
signe	S			Q			

Le décodage s'effectue à partir du mot défini ci-dessus, le décodeur synthétise un signal e_R ayant le signe spécifié par p et la valeur absolue $|e_R| = \frac{EX_R}{4096}$, où X_R a la valeur centrale de l'intervalle B_{SQ} , soit :

$$X_R = \left\{ \begin{array}{ll} 2Q + 1 & : S = 0 \\ 2^S(Q + 16 + \frac{1}{2}) & : S = 1, 2, \dots, 7 \end{array} \right\} Q = 0, 1, \dots, 15 \quad (2.6)$$

2.5.1 Modulation Delta

On transforme le signal analogique en "marches" dont la hauteur est constante et de période T_e . **Attention**, il ne faut pas confondre avec un signal échantillonné bloqué où la valeur est aussi bloquée pendant T_e , mais la "marche" n'est pas constante (elle dépend de la valeur du signal analogique). Le signal en "marche" constante est alors numérisé en un signal de polarité positive ou négative suivant que la marche est montante ou descendante (cf. figure 2.24). Le schéma de principe de ce modulateur est donné sur la figure 2.25. Les chronogrammes sont donnés sur la figure 2.26. À l'aide d'un intégrateur de constante identique à celle utilisée dans la modulation, on réalise la restitution du signal.

2.6 Convertisseurs Analogiques/numériques (CAN)

Nous avons au cours des paragraphes précédents, décomposé la chaîne permettant de passer d'un signal analogique en un signal numérique. Pour réaliser cette chaîne, il est pos-

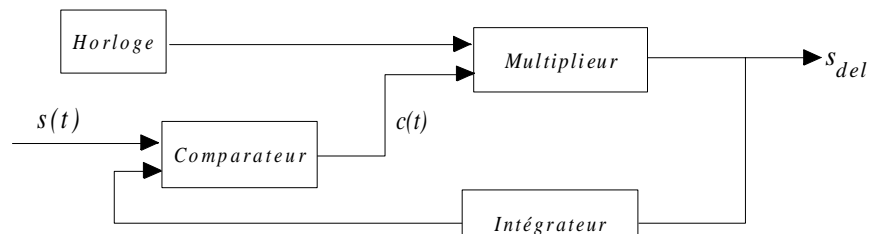


Fig. 2.25 – Schéma de montage du modulateur delta

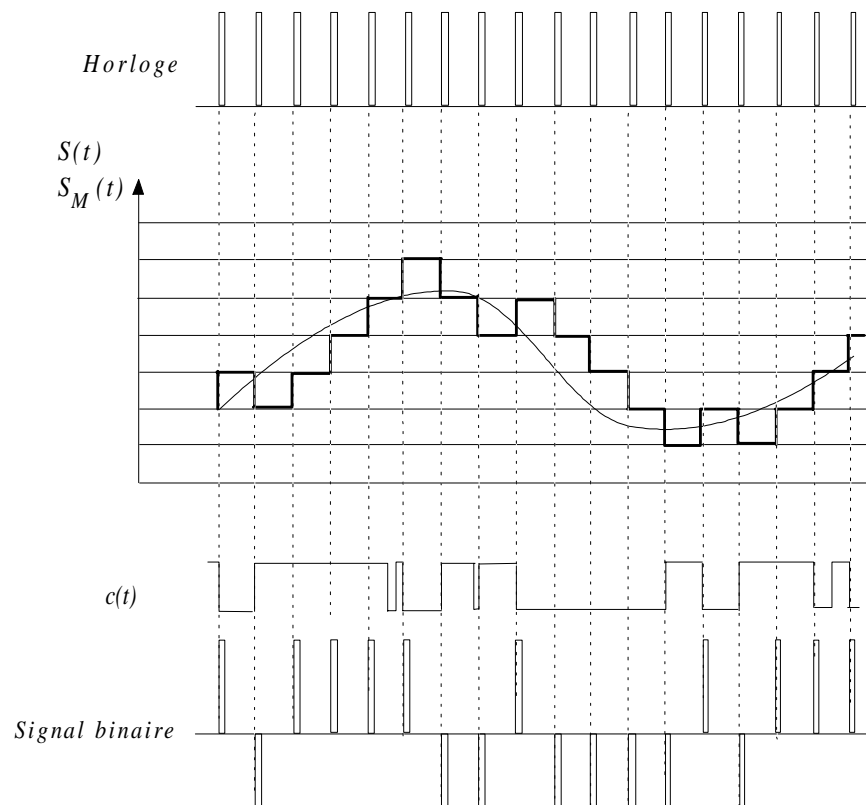


Fig. 2.26 – Chronogrammes

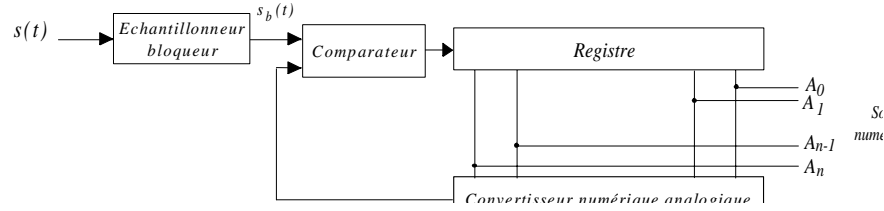


Fig. 2.27 – Schéma de principe d'un convertisseur analogique/numérique

sible d'utiliser un seul composant que l'on nomme le Convertisseur Analogique/Numérique (CAN). Différents types de convertisseurs existent, nous allons décrire dans ce paragraphe, les plus utilisés.

2.6.1 Conversion par approximations successives

Ce convertisseur comporte aussi un convertisseur numérique/analogique. Le montage de base est proposé sur la figure 2.27. Principe de fonctionnement :

Tous les bits du registre sont mis à zéro sauf le bit de poids fort. Le registre traite alors tous les bits les uns après les autres en commençant par le poids fort. Première étape, il compare la valeur échantillonnée avec la valeur du registre. Si cette comparaison est positive, le bits de poids fort reste à 1, sinon il passe à zéro. Les comparaisons successives sont effectuées jusqu'à déterminer le bits de poids faible. Ainsi nous disposons de la valeur numérique contenu dans le registre, correspondant à l'échantillon initial.

2.6.2 Conversion par sélection d'amplitude ou parallèle (flash)

Cette méthode de conversion, la plus rapide, consiste à comparer simultanément la tension d'entrée à un nombre de niveau de décision préparé à l'avance. Un schéma de principe est donné sur la figure 2.28. Chaque niveau de décision est réalisé à l'aide d'un jeu de résistances. Elles permettent de déterminer les seuils de comparaisons des amplificateurs opérationnels utilisés en comparateur. Ainsi le signal d'entrée est comparé simultanément à l'ensemble des seuils. Les sorties des amplificateurs sont alors injectées dans un décodeur pour être traduit en code binaire par exemple.

En prenant l'exemple de la figure 2.28, Les valeurs V_k vont prendre les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned}
 - V_1 &= E_{ref} \frac{R/2}{7R} = \frac{1}{14} E_{ref} \\
 - V_2 &= E_{ref} \frac{(R+R/2)}{7R} = \frac{3}{14} E_{ref} \\
 - V_3 &= E_{ref} \frac{(2R+R/2)}{7R} = \frac{5}{14} E_{ref} \\
 - V_4 &= E_{ref} \frac{(3R+R/2)}{7R} = \frac{7}{14} E_{ref} \\
 - V_5 &= E_{ref} \frac{(4R+R/2)}{7R} = \frac{9}{14} E_{ref} \\
 - V_6 &= E_{ref} \frac{(5R+R/2)}{7R} = \frac{11}{14} E_{ref} \\
 - V_7 &= E_{ref} \frac{(6R+R/2)}{7R} = \frac{13}{14} E_{ref}
 \end{aligned}$$

Si $V_3 < V_e < V_4$, alors les valeurs en sortie des amplificateurs seront 0000111. Où 0 indique que V_e est inférieur à la tension de seuil et 1 pour V_e est supérieure. A l'aide d'un circuit logique, on effectue un transcodage permettant de déterminer la valeur numérique

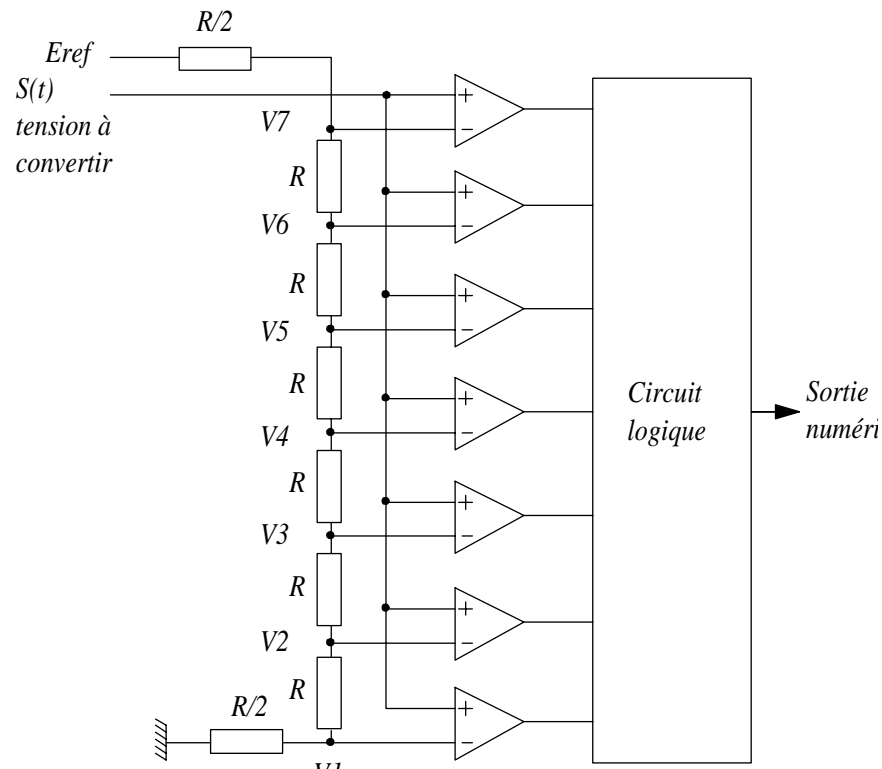


Fig. 2.28 – Schéma de principe d'un convertisseur analogique/numérique

du signal initial.

Propriétés :

- Ce convertisseur est limité par le grand nombre de comparateurs nécessaires. pour un CAN à n bits, il faut $2^n - 1$ comparateurs,
- il est très rapide : le temps de conversion est le temps de propagation de l'information à travers les comparateurs et le circuit logique,
- la fréquence d'horloge du système logique peut atteindre 50Mhz.

2.6.3 Conversions à comptage d'impulsions

Ces méthodes consistent à mesurer, par comptage d'impulsions, un intervalle de temps Δt proportionnel à la tension d'entrée. La conversion *tension* \rightarrow *temps* fait appel en général à des montages intégrateurs produisant des rampes de tension. Ces méthodes sont très précises au détriment de la rapidité de conversion. Elles sont donc mal adaptées aux systèmes *MIC* où la durée du comptage est bornée par la période d'échantillonnage. Il existe des convertisseurs à une, deux, trois ou quatre rampes. De plus, ce système ne s'applique qu'à la quantification linéaire.

2.6.4 Conversion tension/fréquence

Le signal $y(t)$ délivré par l'oscillateur contrôlé en tension ou *VCO* (Voltage Controlled Oscillator) est de fréquence proportionnelle à $s(t)$. Appelé aussi convertisseur tension/fréquence, une variation de tension, lente ou rapide, à son entrée se traduit par une

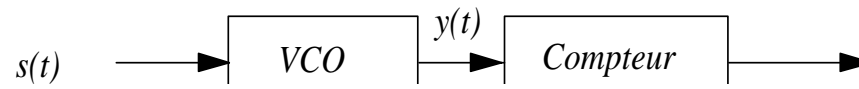


Fig. 2.29 – Schéma de principe d'un convertisseur tension/fréquence

variation de fréquence en sortie. On connecte à cette sortie un compteur qui va permettre d'établir le nombre de période de $y(t)$ pendant une durée T Fixée (cf. figure 2.29).

Chapitre 3

Modes de transmission

3.1 Transmissions série-parallèle

3.1.1 La transmission parallèle

Lors d'une transmission parallèle, tous les bits du mot sont transmis simultanément (cf. figure 3.1). Cela nécessite de disposer d'autant de conducteurs qu'il existe de bits ainsi qu'un conducteur commun dans le cas d'une liaison asymétrique. Il faut, lors d'une liaison symétrique, autant de paires de fils qu'il existe de bits. Un ou deux fils supplémentaires peuvent être utilisés pour assurer la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur.

Propriétés de la transmission parallèle :

- grande vitesse de transmission,
- distance limitée,
- coût élevé.

Ce mode de transmission est surtout utilisé pour les liaisons entre processeurs ou, la plus fréquente de ses utilisations, la liaison ordinateur imprimante.

3.1.2 La transmission série

Au cours d'une transmission série (cf. figure 3.2), tous les bits sont transmis successivement sur une même ligne. D'une manière générale, il est nécessaire de disposer d'un système de conversion parallèle/série (sérialisateur) et série/parallèle (désérialisateur),

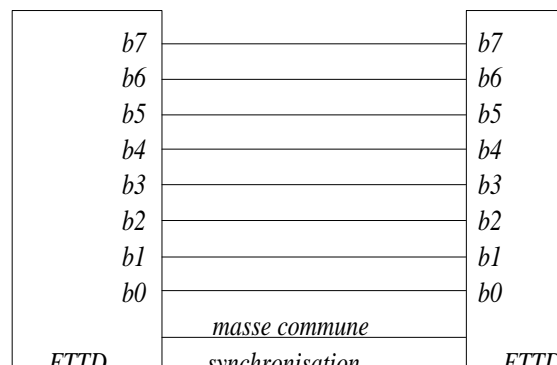


Fig. 3.1 – Principe de la transmission parallèle

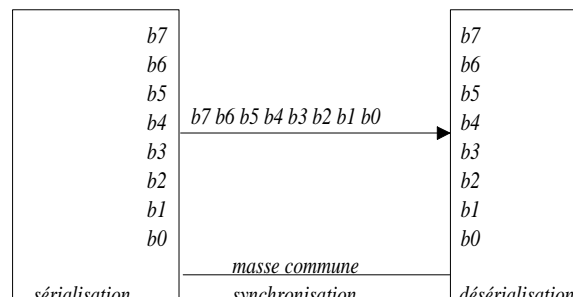


Fig. 3.2 – Principe de la transmission série

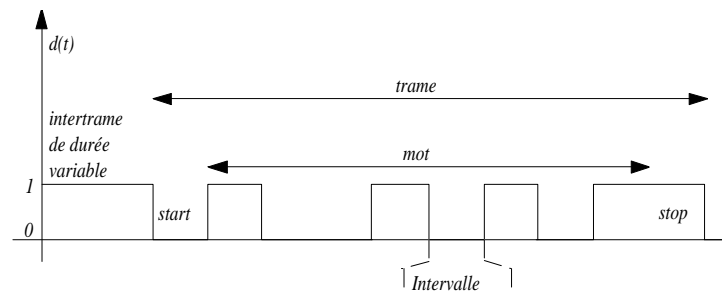


Fig. 3.3 – Principe de transmission série asynchrone

puisque les calculateurs travaillent en parallèle. Pour utiliser ce mode de transmission, il suffit de disposer de trois conducteurs, l'un d'eux servant de référence.

3.2 Transmissions série synchrone, série asynchrone

3.2.1 Transmission série asynchrone

En transmission série asynchrone, les bits d'un même mot sont envoyés avec un intervalle de temps constant. Mais, l'intervalle qui sépare deux mots est variable. On parle aussi, dans ce cas, de **transmission arythmique** (cf. figure 3.3). Ce système nécessite d'utiliser des éléments de repérage permettant la reconnaissance du début (*Start*) et de la fin (*Stop*) de chaque trame. Cette trame est constituée des éléments de repérage et du mot à transmettre (cf. figure 3.4). Les transmissions asynchrones sont régies par des règles appelées **protocole**.

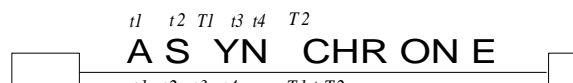


Fig. 3.4 – Exemple de trame d'une transmission série asynchrone

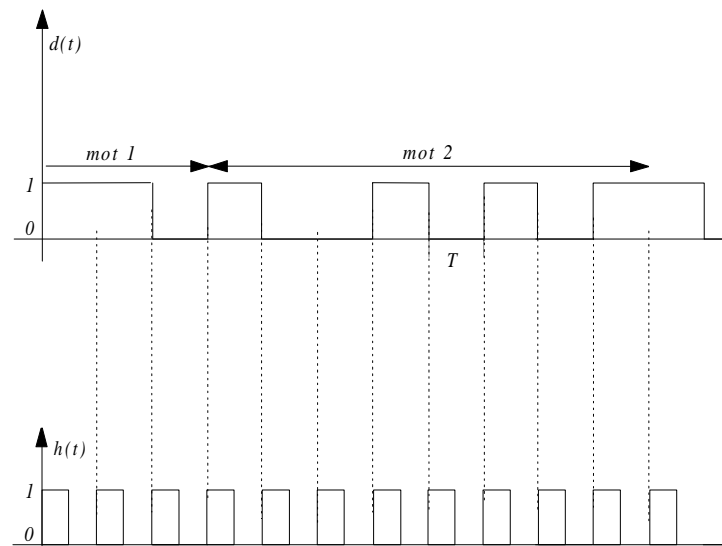


Fig. 3.5 – Principe d’une transmission série synchrone



Fig. 3.6 – Exemple de trame d’une transmission série synchrone

3.2.2 Transmission série synchrone

A la différence du cas précédent, l’intervalle de temps entre chaque mot est constant (cf. figures 3.5 et 3.6). Une horloge est associée à cette transmission, sa période est appelée base de temps. Elle permet de maintenir en phase l’émetteur et le récepteur. L’émetteur envoie, chaque seconde, un nombre de bits égal à $1/T$.

D’une manière générale, on regroupe un nombre n de mots dans un bloc qui est ensuite envoyé de façon analogue à la transmission asynchrone, c’est-à-dire avec des bits de synchronisation.

3.3 Transmission en bande de base

Les données issues de l’émetteur sont directement envoyées sur le support de transmission. Un seul peut être envoyé dans un même temps. Les fréquences de base du signal sont préservées. Le domaine spectral utilisé sur le support est donné par l’intervalle des fréquences du signal $[0, f_{max}]$. L’information numérique doit donc être codée pour s’adapter au support employé.

Propriétés :

- accepte seulement des données numériques,
- à un faible débit : 1 à 15 Mbps,
- est sensible au bruit et à l’interférence électromagnétique,
- utilise le câble coaxial ou la paire torsadée comme support de transmission,
- coût faible et simplicité de mise en œuvre.

Afin d'effectuer une bonne transmission par bande de base, il faut respecter certaines conditions pour obtenir une transmission optimum, dans le domaine fréquentiel :

- avoir une densité spectrale qui tende vers zéro quand la fréquence tend vers zéro, de nombreux supports transportent mal les très basses fréquences,
- avoir un codage dont l'occupation spectrale est la plus étroite possible,
- éviter des domaines spectraux composés de raies, ceux-ci sont mal adaptés aux fonctions de transfert des supports (filtre passe-bas ou passe-bande), l'idéal étant une densité spectrale d forme rectangulaire,

et dans le domaine temporel :

- avoir un codage dont les motifs présentent des fronts occupant une position précise afin de rétablir le signal d'horloge associé,
- les motifs doivent permettre au récepteur de décoder le signal transmis.

3.4 Transmission à large bande

Pour transmettre plus d'un message à la fois, il est nécessaire de mettre en œuvre des systèmes de décalage de spectre de fréquences. On parle alors de **transmission à large bande** ou **transmission par modulation**. Il s'agit de décaler le spectre de fréquences à transmettre en faisant varier un ou plusieurs paramètres fondamentaux du signal initial. La largeur de bande du support de transmission est alors mieux exploitée en sub-divisant celle-ci en sous-bandes allouées à chaque utilisateur.

Propriétés :

- accepte les données numériques et analogiques,
- à un débit de transmission élevé, jusqu'à 400Mbps,
- est peu sensible au bruit,
- est difficile à mettre en œuvre et coûteux,
- est capable de desservir un plus grand espace géographique.

3.5 Transmission sur courant porteur

Les données à transmettre sont superposées au signal d'alimentation continu ou sinusoïdal.

Propriétés :

- simplicité de mise en œuvre,
- coût réduit,
- robustesse de l'installation.

Nous retrouvons ce type de transmission sur la ligne téléphonique (composante continue de 48V superposée au signal issu de la parole) ou en domotique.

Chapitre 4

Codages des signaux numériques

4.1 Définitions

Lors de la transmission numérique des signaux, les informations qui transitent sont composées de 0 ou de 1. Le codage des signaux ou transcodage permet de faire correspondre, de manière bijective, un code à un état électrique. Une horloge de codage est alors nécessaire dont sa période T correspond à la durée d'un bit.

Différents critères permettent de caractériser le signal numérique :

- la **valence**, notée ν , désigne le nombre d'états que peut prendre le signal durant un temps élémentaire,
- le **débit**, noté D , désigne le nombre d'informations élémentaires ou bits par unité de temps. Il s'exprime en *bits/s* (bps). On a alors $D = \frac{1}{T}$,
- la **rapidité**, notée R , désigne le nombre d'intervalles élémentaires par unité de temps. Cet intervalle élémentaire est le plus petit intervalle de temps pour un même état électrique du signal transmis. Elle s'exprime en *baud*.

La relation entre ces différents critères est :

$$D = R \log_2 \nu$$

Avec $\nu = 2^p$, p étant le nombre de bits par niveau.

En développant le calcul, nous obtenons la relation suivante :

$$D = pR$$

Exemple :

Le tableau suivant décrit le transcodage des différents dibits ($p = 2$) :

dibit	00	01	11	10
Niveau	2a	a	-a	-2a

La figure 4.1 représente une séquence binaire réalisée à l'aide du tableau ci-dessus. La valence est ici de $\nu = 4$ (4 états distincts), le débit est de $D = \frac{1}{T}$ et la rapidité est de $R = \frac{1}{T_e} = \frac{D}{p}$.

4.2 Codages

Nous allons, au cours de ce paragraphe, décrire les principaux codages de signaux rencontrés.

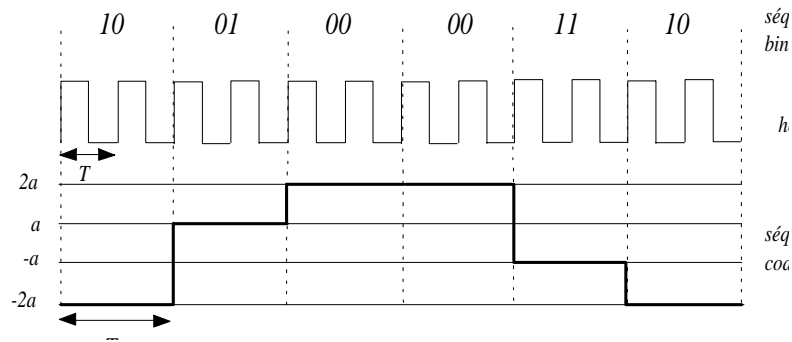


Fig. 4.1 – Transcodage d'une séquence binaire

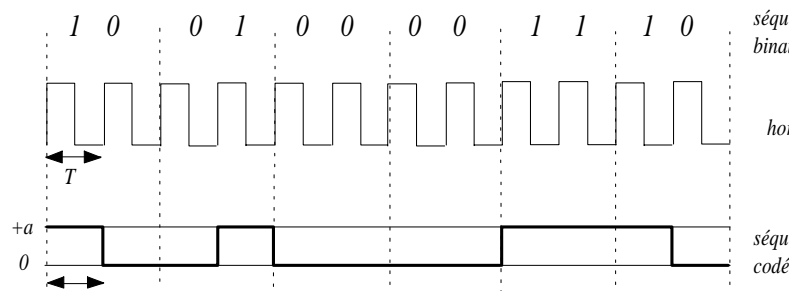


Fig. 4.2 – Transcodage TTL d'une séquence binaire

4.2.1 Codage TTL

C'est le codage classique de la logique. On associe le '1' logique à une tension '+a', le '0' au potentiel nul. Nous codons la séquence binaire en codage *TTL* sur la figure suivante : Ce codage possède les caractéristiques suivantes :

Valence ν	2
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapidité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{1}{T} = D$

Le spectre de puissance de ce signal est :

$$\Gamma(f) = \frac{a^2 T}{4} \left[\frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right]^2 + \frac{a^2}{4} \delta(f)$$

Sa représentation est la suivante, comme pour l'ensemble des représentations des densités spectrales, nous prenons $a = 1$ et $\frac{1}{T} = 2400 \text{ Hz}$. Ce spectre présente une raie (un dirac) en $f = 0$. Ceci est dû à la non symétrie des symboles.

4.2.2 Code NRZ

Ce codage symétrise le signal numérique autour du potentiel nul. Le '1' peut être transcodé en tension de valeur $+a$, le '0' en $-a$. Il se caractérise par un niveau de tension constant pendant la durée d'un bit (Non Retour à Zéro). Cependant, dans la plupart

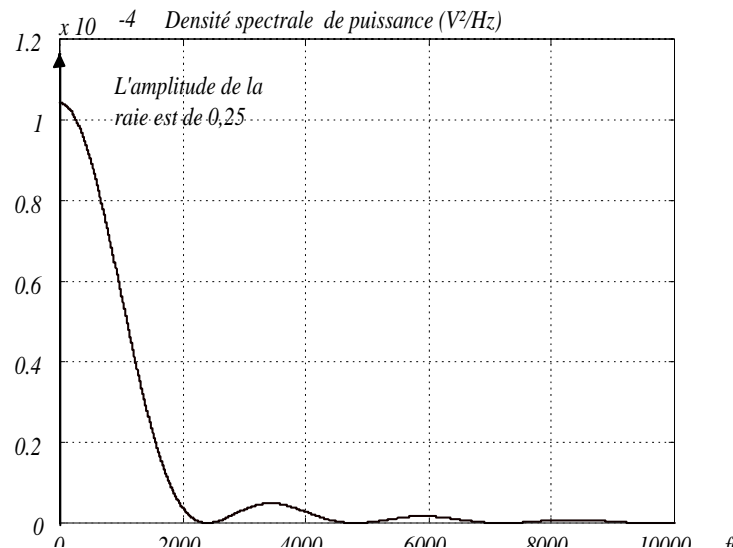


Fig. 4.3 – Spectre d'un signal TTL

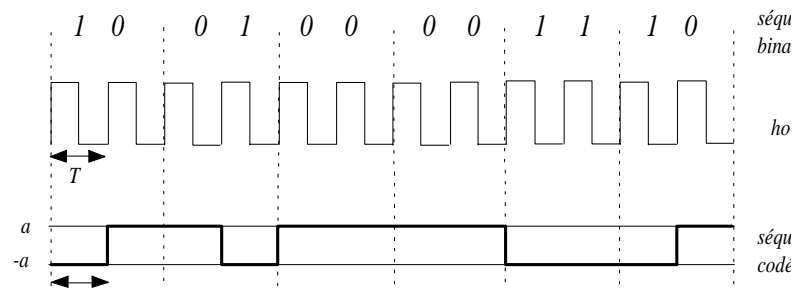


Fig. 4.4 – Transcodage NRZ d'une séquence binaire

des transmissions utilisant le code *NRZ*, celui-ci est employé en logique négative. Nous avons dans ce cas, le '1' qui est transcodé en tension de valeur $-a$ et le '0' en $+a$. Nous utiliserons cette convention. La figure 4.4 nous montre la séquence codée *NRZ* d'une séquence binaire. Nous avons les caractéristiques suivantes :

Valence ν	2
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapidité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{1}{T} = D$

Le spectre de puissance de ce signal est :

$$\Gamma(f) = a^2 T \left[\frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right]^2$$

La représentation de la densité spectrale est la suivante : Ce spectre présente une composante continue non négligeable. Selon les systèmes physiques employés dans la chaîne de transmission, ce codage ne pourra pas être utilisé. Par exemple, l'emploi d'un transformateur d'isolement ne permet pas ce type de codage (saturation du transformateur par la composante continue). Les zéros d'énergie correspondent à l'annulation du sinus cardinal,

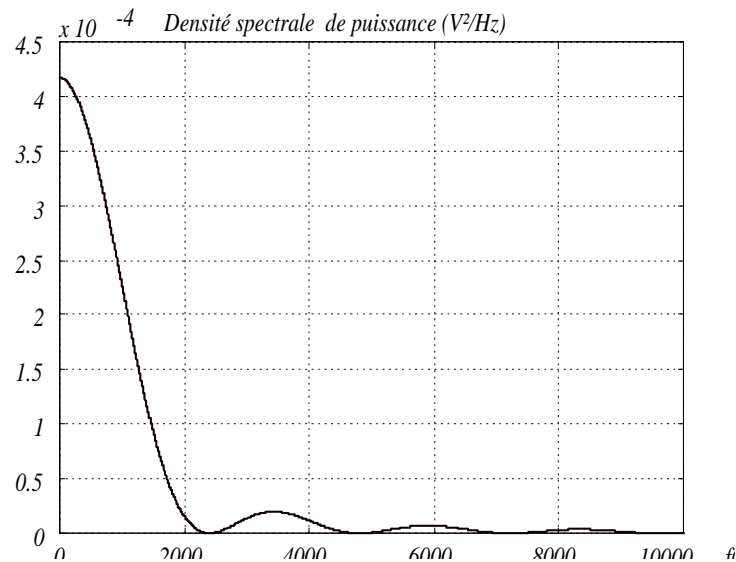


Fig. 4.5 – Spectre d'un signal NRZ

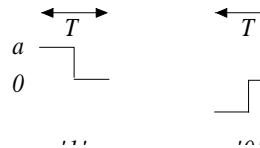


Fig. 4.6 – Symbole électrique du codage RZ polaire

soit pour $f = \frac{k}{T}$ avec $k \neq 0$. L'intervalle de fréquence entre deux annulations nous donne le débit D et la rapidité R .

De plus, ce signal codé présente des fronts lors du passage de deux bits de valeur différente. Selon la séquence binaire, nous pouvons nous retrouver sans front pendant un intervalle de temps important (suite de '0' ou de '1'). Ce codage ne permet donc pas de restituer le signal d'horloge à partir de la séquence.

4.2.3 Code RZ

Au contraire du précédent codage, celui-ci repasse par un potentiel nul lors de la transmission d'un bit. Deux codages *RZ* existent.

RZ polaire

Ce codage est utilisé dans les aéronefs (avions et hélicoptères). Pour des raisons de sécurité, il a transmission simultanée du signal *RZ* et de son complément sur deux lignes séparées. figure 4.6 donne les deux motifs électriques représentant les valeurs binaires. La séquence binaire précédemment utilisée est codée en *RZ polaire* sur la figure 4.7. Nous avons dans ce cas, les caractéristiques suivantes :

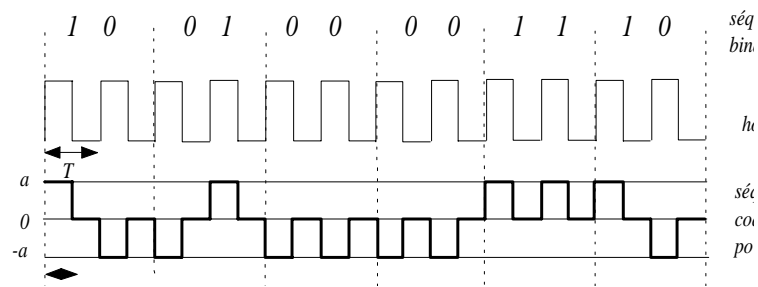


Fig. 4.7 – Transcodage RZ polaire d'une séquence binaire

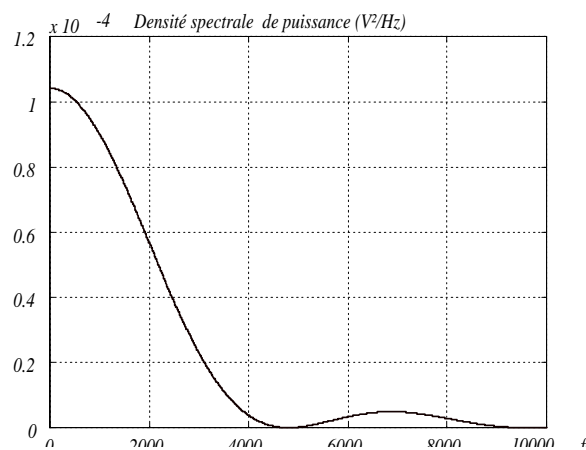


Fig. 4.8 – Spectre d'un signal RZ polaire

Valence ν	3
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapidité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{2}{T} = 2D$

Le spectre de puissance de ce signal est :

$$\Gamma(f) = \frac{a^2 T}{4} \left[\frac{\sin \frac{\pi f T}{2}}{\frac{\pi f T}{2}} \right]^2$$

Sa représentation est la suivante :

Nous retrouvons dans ce cas une composante continue non négligeable, avec les mêmes conséquences que dans le codage précédent. Les différences se situent sur la largeur de deux annulations successives du spectre de puissance qui est ici égal à $2D$.

Ce codage présente plus de transition. L'horloge ne peut être récupérée par filtrage.

Codage RZ binaire

Le symbole '0' est codé par une tension nulle (cf. figure 4.9). La séquence binaire précédemment utilisée est codée en *RZbinaire* sur la figure 4.10. Nous avons dans ce cas, les caractéristiques suivantes :

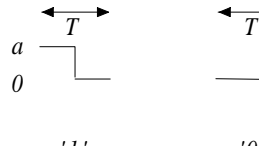


Fig. 4.9 – Symbole électrique du codage RZ binaire

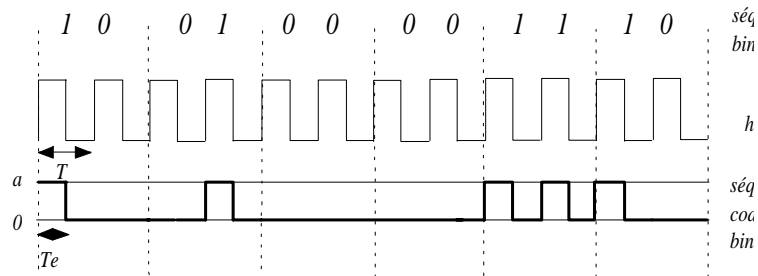


Fig. 4.10 – Transcodage RZ binaire d'une séquence binaire

Valence ν	2
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapacité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{2}{T} = 2D$

Le spectre de puissance de ce signal est :

$$\Gamma(f) = \frac{a^2 T}{16} \left[\frac{\sin \frac{\pi f T}{2}}{\frac{\pi f T}{2}} \right]^2 + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left[\frac{\sin \frac{\pi f T}{2}}{\frac{\pi f T}{2}} \right]^2 \delta \left[f - \frac{k}{T} \right]$$

Sa représentation est la suivante :

Sa densité spectrale comprend un Dirac à la fréquence d'horloge. Il est donc possible de récupérer le signal d'horloge par filtrage. Son occupation spectrale est double de celle du codage *NRZ*.

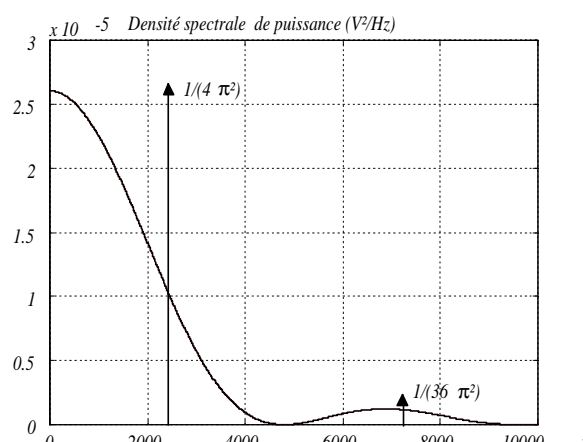


Fig. 4.11 – Spectre d'un signal RZ binaire

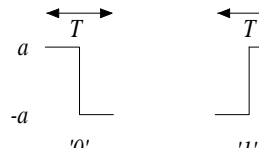


Fig. 4.12 – Codage Manchester direct

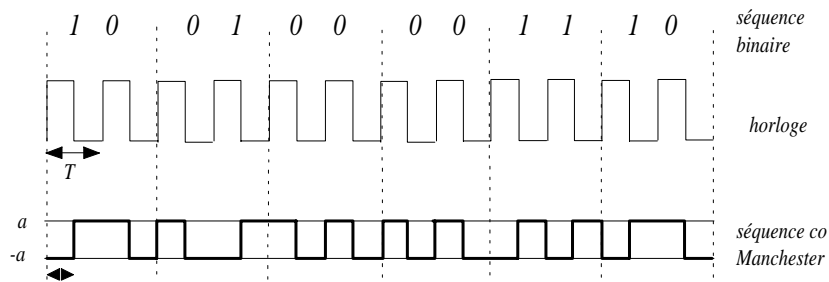


Fig. 4.13 – Codage Manchester direct d'une séquence binaire

4.2.4 Code Biphase ou Manchester

La caractéristique principale des codes biphases est de disposer d'au moins une transition par temps de bit, ce qui permet d'avoir une rapidité de modulation, qui est au maximum, le double des codes NRZ.

Code biphase ou Manchester direct

Il existe toujours une transition au milieu du temps de bit. Le signal d'horloge est alors facilement récupérable. Deux conventions peuvent alors être employées à l'aide de ces motifs. Dans ce cours, nous utiliserons toujours la convention suivante :

- le '1' correspond à une transition ascendante au milieu du temps bit (cf. figure 4.12),
- le '0' correspond à une transition descendante au milieu du temps de bit (cf. figure 4.12).

Nous codons alors la séquence binaire précédente à l'aide de ce codage (cf. figure 4.13). Nous avons dans ce cas, les caractéristiques suivantes :

Valence ν	2
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapidité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{2}{T} = 2D$

Le spectre de puissance de ce signal est :

$$\Gamma(f) = a^2 T \left[\frac{\sin^2(\frac{\pi f T}{2})}{\frac{\pi f T}{2}} \right]^2$$

Sa représentation est la suivante : La figure précédente nous montre que la densité de puissance est nulle à fréquence nulle. La composante continue n'existant plus, ce codage pourra être employé dans la plupart des systèmes de transmissions. L'annulation du spectre a lieu tous les kR . En pratique, on admet une bonne restitution du signal lorsque

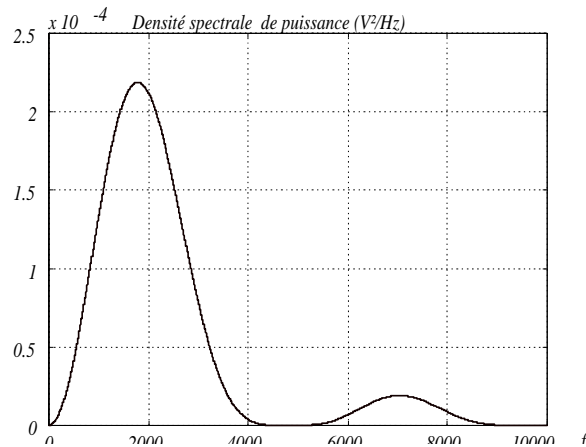


Fig. 4.14 – Spectre d'un signal Manchester direct

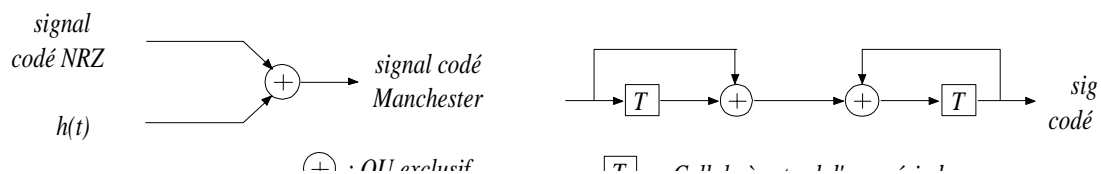


Fig. 4.15 – Codeur et décodeur manchester direct

la bande de fréquence est comprise entre $\frac{1}{4T}$ et $\frac{3}{2T}$.

L'inconvénient majeur de ce codage est qu'en cas d'inversion des fils de liaison, ce codage ne fonctionne plus puisque les transitions sont significatives. Pour remédier à ce problème, nous allons utiliser un codage différentiel.

Schéma de principe d'un codeur et décodeur manchester directs

Codage manchester ou biphasé différentiel

Il existe toujours une transition au milieu du temps de bit, mais elle codée en fonction de la précédente. Nous utiliserons toujours la convention suivante :

- si le bit à coder est '1', on inverse le sens de la transition, il y aura donc une seule transition au milieu du temps de bit,
- si le bit à coder est '0', le sens de transition reste le même, 2 transitions sont alors présentes dans le temps bit, une au début et une au milieu.

Nous codons alors la séquence binaire précédente à l'aide de ce codage (cf. figure 4.16). Nous avons dans ce cas, les caractéristiques suivantes :

Valence ν	2
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapidité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{2}{T} = 2D$

Le spectre de puissance de ce signal est identique au précédent. Ce codage résout une grande partie des problèmes que l'on peut rencontrer. Son inconvénient est qu'il possède

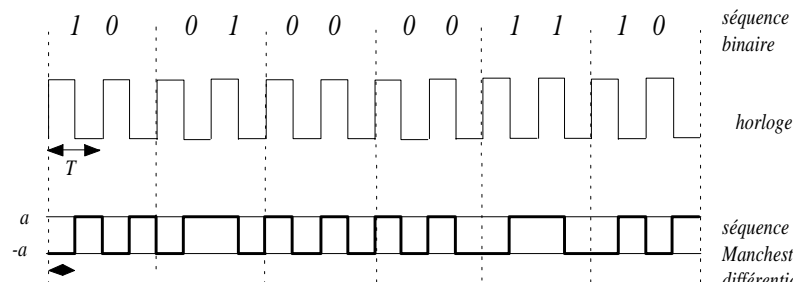


Fig. 4.16 – Codage Manchester différentiel d'une séquence binaire

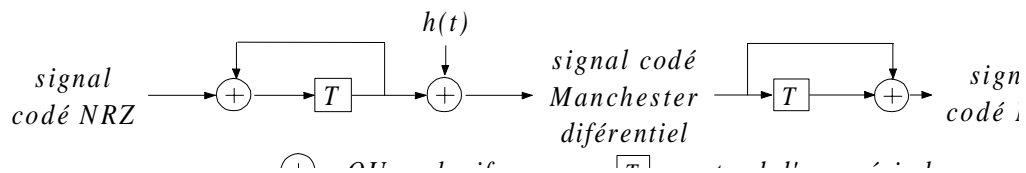


Fig. 4.17 – Codeur et décodeur manchester différentiels

un spectre relativement large.

Schéma de principe d'un codeur et décodeur manchester différentiels

4.2.5 Code Miller

Ce code peut se construire à partir du codage manchester direct en ne retenant qu'une transition sur deux (il suffit d'effectuer une transition sur front montant du code manchester cf. figure 4.18). On obtient la convention suivante :

- un '0' suivi d'un '0' a une transition en fin de temps de bit,
- un '0' suivi d'un '1' n'a pas de transition,
- un '1' a une transition au milieu du temps de bit.

Nous codons alors la séquence binaire précédente à l'aide de ce codage (cf. figure 4.16). Nous avons dans ce cas, les caractéristiques suivantes :

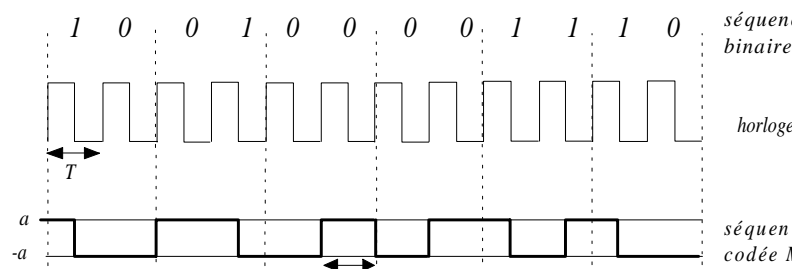


Fig. 4.18 – Codage Miller ou modulation de délai (Delay Mode)

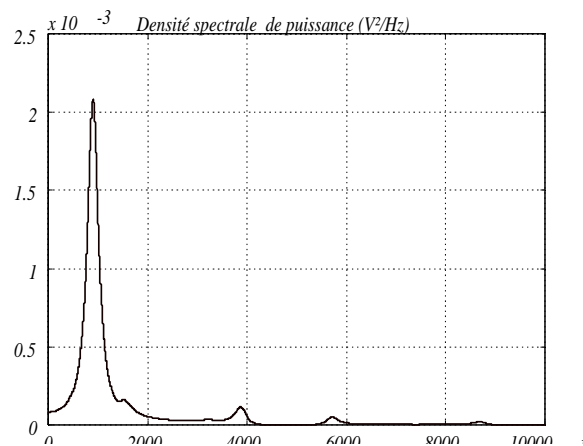


Fig. 4.19 – Spectre d'un signal codé Miller

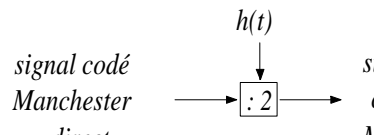


Fig. 4.20 – Codeur et décodeur Miller

Valence ν	2
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapidité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{1}{T} = D$

Le spectre de puissance de ce signal est identique au précédent :

$$\Gamma(f) = a^2 \left[\frac{1+4\cos\pi fT+4\cos^2\pi fT-4\cos^3\pi fT}{1-8\cos^2\pi fT+32\cos^4\pi fT} \right] \left[\frac{\sin(\frac{\pi fT}{2})}{\frac{\pi fT}{2}} \right]^2$$

Sa représentation est la suivante :

Ceci permet de diminuer la largeur du spectre. Nous retrouvons la une forte concentration de puissance autour de $f = \frac{2}{5T}$. Par contre, il n'y a pas d'annulation complète de la composante continue. Mais aussi, il n'existe plus de zéros d'énergie. .

Schéma de principe d'un codeur et décodeur Miller

4.2.6 Code bipolaire

Code bipolaire simple

Pour réduire plus significativement l'encombrement spectral, on peut coder q'un seul type de bit (par exemple le '1') et en alternant leur polarité pour enlever la composante continue. On prend la convention suivante :

- un '1' est alternativement codé par un niveau positif $+a$ et un niveau négatif $-a$,
- un '0' est codé par une tension nulle.

Nous codons alors la séquence binaire précédente à l'aide de ce codage (cf. figure 4.21). Nous avons dans ce cas, les caractéristiques suivantes :

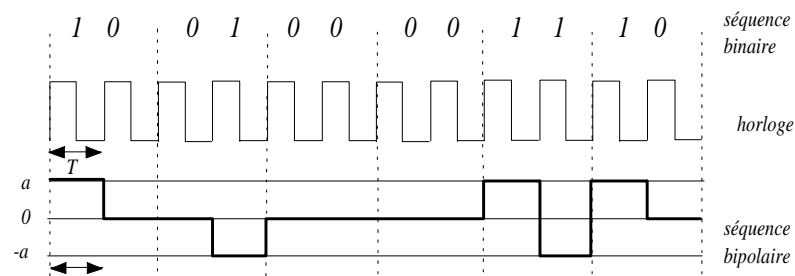


Fig. 4.21 – Codage Bipolaire

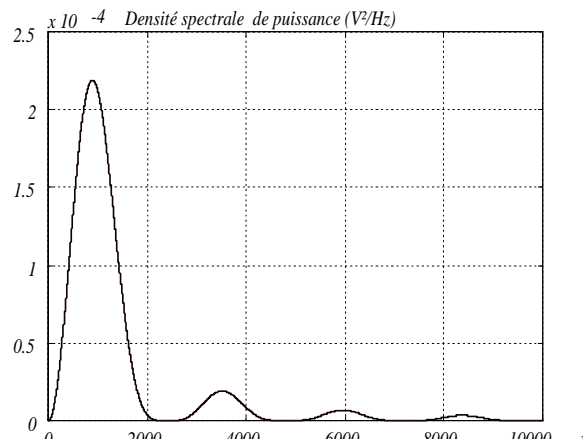


Fig. 4.22 – Spectre d'un signal codé bipolaire

Valence ν	3
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapidité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{1}{T} = D$

Le spectre de puissance de ce signal est :

$$\Gamma(f) = a^2 T \sin^2 \pi f T \left[\frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right]^2$$

Sa représentation est la suivante : Ceci permet de diminuer d'avantage la largeur du spectre. Cependant lors de longue phase d'émission de '0', nous risquons de perdre l'horloge. Schéma de principe d'un codeur bipolaire Le décodage s'effectue en redressant le signal.

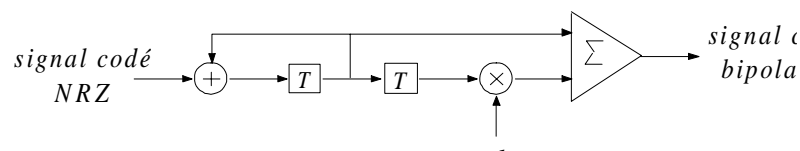


Fig. 4.23 – Codeur bipolaire

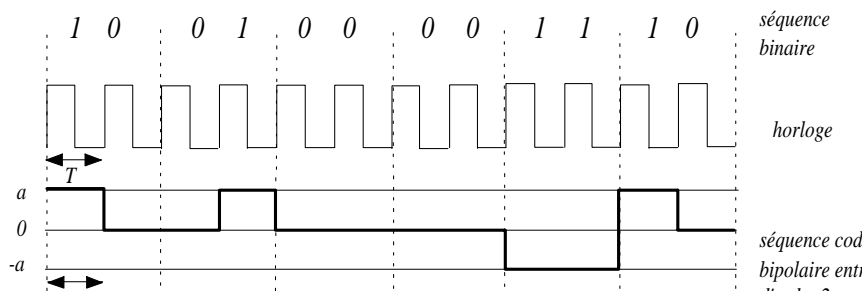


Fig. 4.24 – Codage Bipolaire entrelacé d'ordre 2

Code bipolaire entrelacé d'ordre 2

Pour obtenir une bande passante minimale, il est nécessaire que le filtre équivalent au canal de transmission soit un filtre rectangulaire idéal, ce qui est irréalisable. Le code bipolaire entrelacé d'ordre 2 va permettre d'obtenir cette même bande passante en utilisant un filtre non idéal.

Sa loi de codage est la suivante :

- On considère séparément les éléments binaires de rang pair et de rang impair,
- la suite des éléments binaires de rang pair est codée en code bipolaire, on agit identiquement pour les éléments binaires de rang impair,
- les deux suites codées sont entrelacées de telle sorte que le symbole correspondant à l'élément binaire de rang n occupe le même rang n dans le signal codé.

Nous codons alors la séquence binaire précédente à l'aide de ce codage (cf. figure 4.24).

Nous avons dans ce cas, les caractéristiques suivantes :

Valence ν	3
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapidité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{1}{T} = D$

Le spectre de ce signal est :

$$\Gamma(f) = 2a^2T \sin^2 2\pi fT \left[\frac{\sin(\pi fT)}{\pi fT} \right]^2$$

Sa représentation est la suivante : Schéma de principe d'un codeur bipolaire entrelacé d'ordre 2
Le décodage s'effectue en redressant le signal.

Code bipolaire HDB_n

Les codes HDB_n (Haute Densité Binaire d'ordre n) sont des codes bipolaires qui permettent de 'briser' les longues séquences de '0' en ajoutant des bits de remplissage). ces bits, sans signification numérique, est pour être reconnu par le système, en viol de parité. Sa polarité n'est pas inversée par rapport au bit précédent. Pour respecter la bipolarité du code, il est nécessaire d'inverser alternativement la polarité de ces bits de remplissage, ce qui peut engendrer une confusion et ne plus être en viol par rapport au bit '1' précédent. Dans ce cas, on introduit un bit supplémentaire, appelé bit de bourrage qui rétablit le viol. L'ordre 3 est le plus utilisé, dans ce cas, les séquences de 4 bits '0' consécutifs peuvent être codées par $B00R$ ou $000R$ (B pour bourrage et R pour

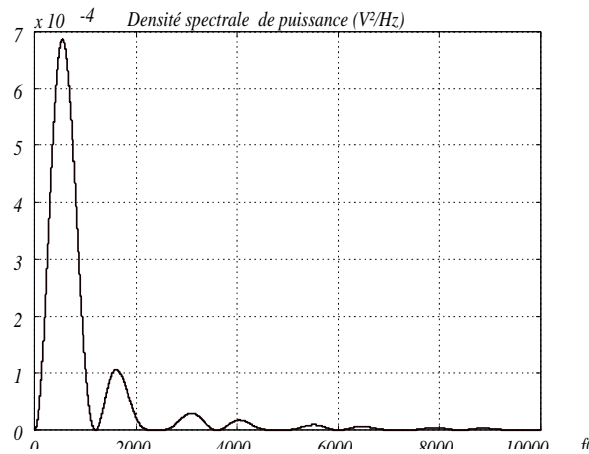


Fig. 4.25 – Spectre d'un signal codé bipolaire entrelacé d'ordre 2

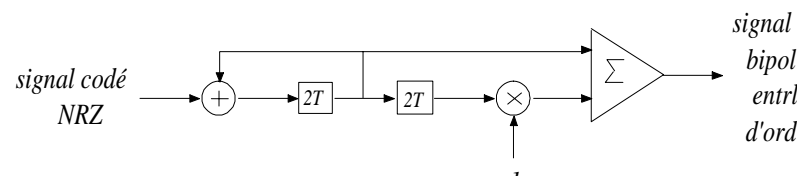


Fig. 4.26 – Codeur bipolaire entrelacé d'ordre 2

remplissage). Nous codons alors la séquence binaire précédente à l'aide de ce codage (cf. figure 4.27). Nous avons dans ce cas, les caractéristiques suivantes :

Valence ν	3
Débit D	$\frac{1}{T}$
Rapidité R	$\frac{1}{T_e} = \frac{1}{T} = D$

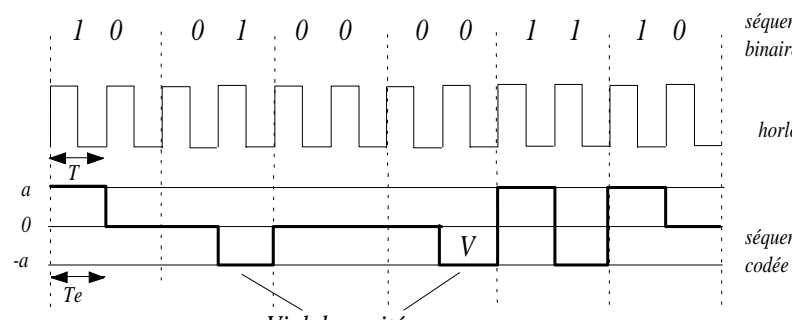


Fig. 4.27 – Codage HDB3

4.3 Choix d'une méthode de codage

Les principaux codages et leurs propriétés ont été passés en revue lors de ce chapitre. Les figures 4.29 et 4.28 permettent la comparaison dans le domaine temporel et fréquentiel. Nous pouvons expliciter alors quelques commentaires :

- seul le code *NRZ* ne présente aucune redondance. Toutes les autres méthodes introduisent une redondance soit sous la forme d'une augmentation du nombre de niveaux (codes bipolaires) soit sous la forme d'une augmentation de la rapidité de transmission (codes biphasés),
- par le choix d'une méthode de codage appropriée, on peut incorporer au signal certaines caractéristiques avantageuses :
 - modification du spectre de puissance pour une meilleure adaptation au support de transmission, notamment, suppression de la composante continue lorsque le support présente des transformateurs d'isolement,
 - annulation de l'énergie à certaines fréquences pour l'introduction de fréquences pilotes, de canaux supplémentaires ou pour limiter la bande occupée par le signal,
 - augmentation du nombre de transitions dans le but d'améliorer la transmission de l'horloge associée aux données,
 - utilisation de la redondance intrinsèque au code pour la détection des erreurs, certaines successions d'états étant interdites par la loi de codage, leur présence indique en effet l'existence d'une erreur de transmission.

Dans tous les cas cités, il y a une diminution de l'immunité au bruit par rapport au code binaire *NRZ*, soit du fait d'une augmentation du nombre de niveaux (bipolaire), soit du fait d'une augmentation de la bande fréquence occupée par le signal (biphase) soit du fait de l'introduction d'interférence entre symboles (code de Miller limité à une bande inférieure à $\frac{1}{T}$).

La sélection d'une méthode de codage consiste donc à rechercher le meilleur compromis entre certains avantages énoncés et la dégradation du rapport signal sur bruit pour lequel des erreurs commenceront à apparaître. Ce compromis dépend avant tout des caractéristiques du support de transmission.

4.4 Brouillage

Le brouillage est un précodage effectué sur la séquence binaire à transmettre, il s'apparente à certaines techniques de chiffrement utilisées pour préserver le secret des télécommunications.

On utilise un générateur de séquence pseudo-aléatoire constitué par exemple de registre à décalage à n étages comportant une entrée, une sortie et plusieurs prises intermédiaires, chacune étant liée à un additionneur modulo 2.

Le registre à décalage à n étages correspond à n cellules à retard. Les additionneurs sont des *OU EXCLUSIF* (cf. figure 4.30). Le nombre d'états maximum que peut prendre le circuit est 2^n , mais l'initialisation à zéro étant un état de blocage, la suite x_k générée est donc périodique de période 2^{n-1} . On a alors la relation de récurrence suivante :

$$x_k = a_1 x_{k-1} \oplus a_2 x_{k-2} \dots \oplus a_{n-1} x_{k-n}$$

Le registre à décalage est commandé par l'horloge associée au signal de données. Le brouillage d'une séquence de données d se fait par addition avec la séquence pseudo-aléatoire x (cf. figure 4.31). Sauf si la suite d coïncide exactement avec la séquence pseudo-aléatoire, le signal brouillé présente un caractère quasi-aléatoire. En particulier, si

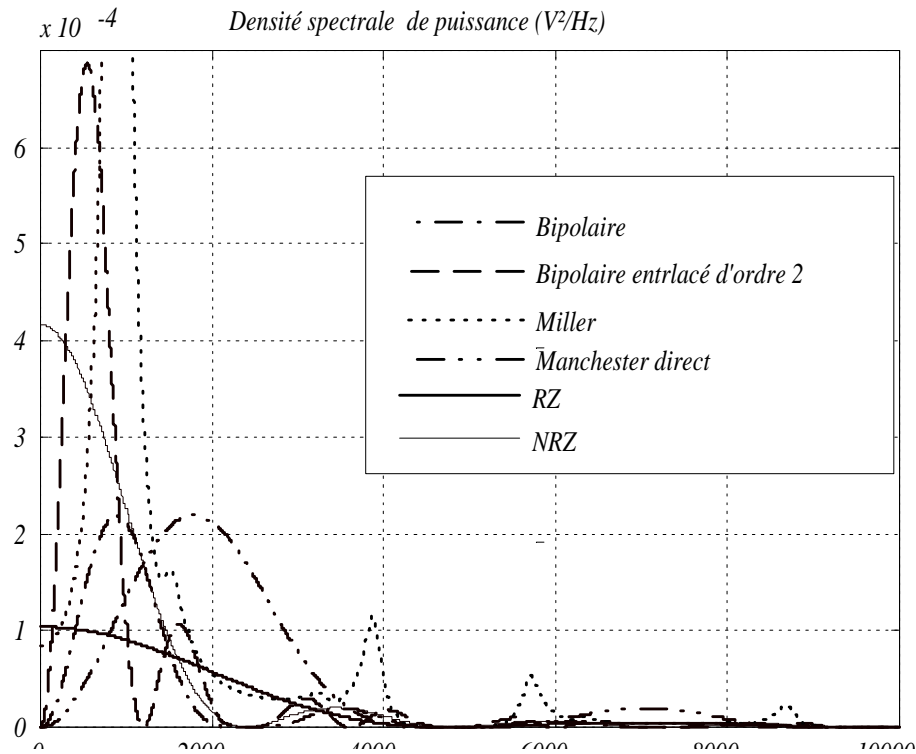


Fig. 4.28 – Spectres de certains signaux codés

le signal de données présente que des zéros, la suite brouillée s'identifie avec la séquence pseudo-aléatoire engendrée par le registre. L'opération inverse s'effectue dans le récepteur et elle exige un générateur de séquence pseudo-aléatoire identique à celui ayant servi au brouillage et synchrone de ce dernier.

Le brouillage introduit des transitions et donc uniformise le spectre de puissance.

exemples :

- Lors de la transmission asynchrone, un mot est codé sur 7 bits, soit $2^7 = 128$ mots possibles. Pour un fichier ASCII comportant 30 caractères alpha-numériques, on a besoin de 5 bits ($2^5 = 32$). On a donc outre la répétition des bits START et STOP, 2 bits inchangés pour une trame de données. On a donc un signal pseudo-périodique. Le spectre de puissance comporte alors des pics d'énergie. on utilise alors des brouilleurs pour uniformiser le spectre.
- Prenons une séquence de données périodique 10101010 et une séquence de brouillage 0110111001. Le principe en émission et en réception est le suivant :

- à l'émission :

Données	1 0 1 0 1 0 1 0
Brouillage	0 1 1 0 1 1 1 0 0 1
Séquence brouillée	<hr/> 1 1 0 0 0 1 0 0 1 1

- à la réception :

Séquence reçue	1 1 0 0 0 1 0 0 1 1
Brouillage	0 1 1 0 1 1 1 0 0 1
Données	<hr/> 1 0 1 0 1 0 1 0

Au moment de l'initialisation, on démarre les générateurs de séquence de brouillage.

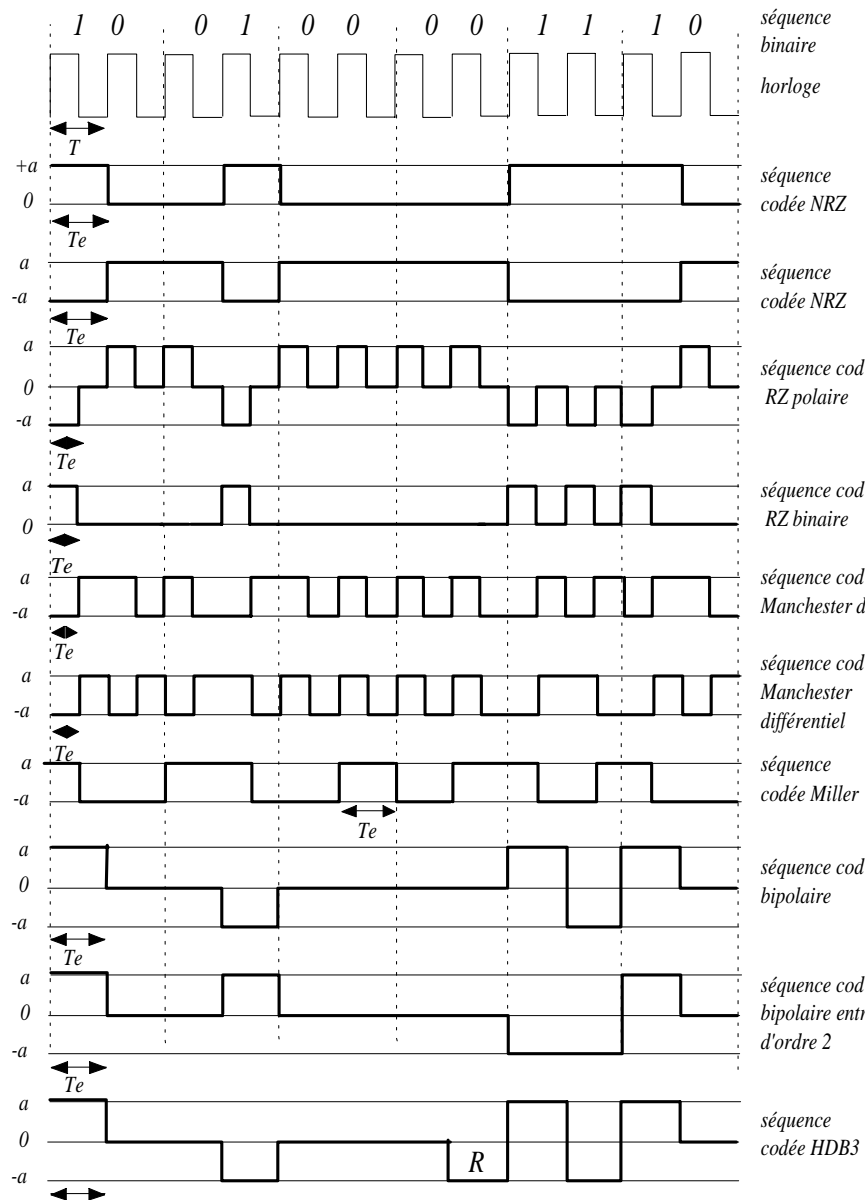


Fig. 4.29 – Différents codages de la séquence binaire

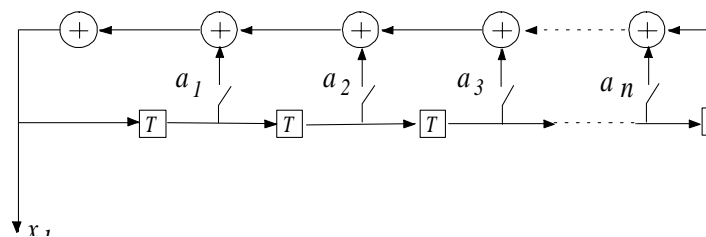


Fig. 4.30 – Principe d'un brouilleur

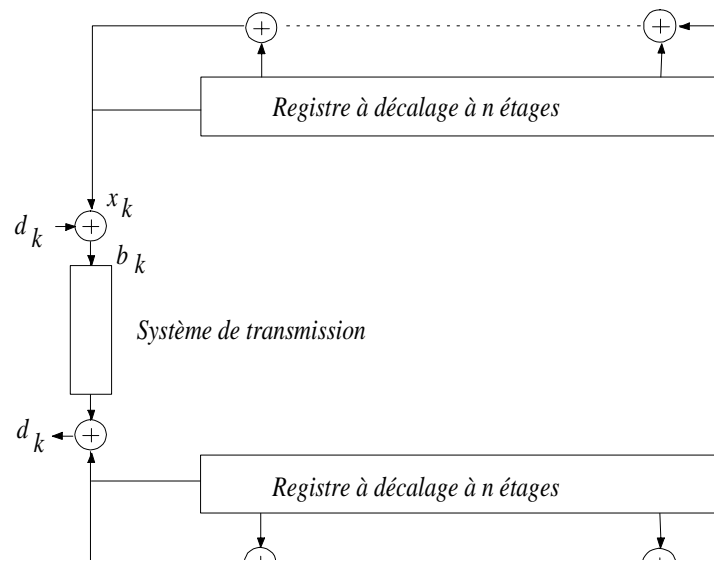


Fig. 4.31 – Brouilleur à registre à décalage

Chapitre 5

Régénération et décodage

5.1 Régénération et décodage des signaux

5.1.1 Principe

Transmission d'un signal analogique : les dégradations subies (distorsions, bruits) sont de même nature que l'information

⇒ difficile de les éliminer.

Transmission numérique : : nature discrète du signal rend possible l'estimation du symbole le plus vraisemblablement émis à partir du signal reçu.

3 parties (dont les deux premières constituent la régénération) :

- Remise en forme sur 2 (ou plusieurs) niveaux logiques,
- Resynchronisation cad remettre les fronts séparant les bits en phase avec l'horloge initiale = opération la plus délicate,
- Décodage : opération inverse du codage : obtenir la séquence binaire émise à partir du signal numérique régénéré (ou de ses échantillons).

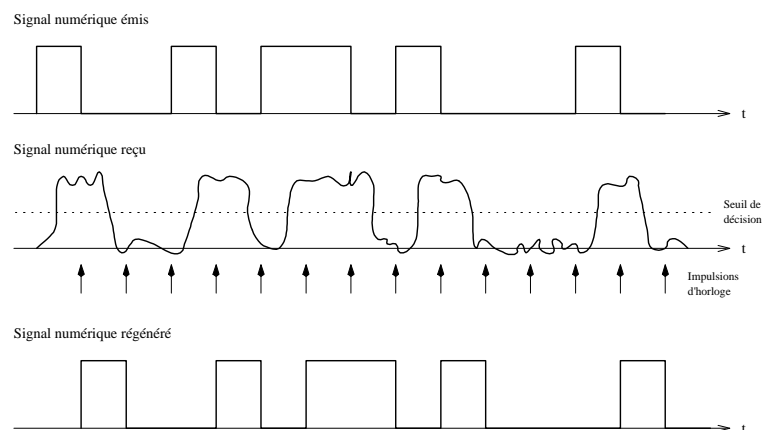


Fig. 5.1 – Principe de la régénération

5.1.2 Caractéristiques d'un canal de transmission et erreur de transmission

Canal de transmission = support physique + circuits électroniques associés (amplificateur, filtres, ...).

Canal de transmission idéal : $s(t) = ae(t - \tau)$.

Transmission sur un canal réel : le signal subit des dégradations :

- **Bruits** : signaux aléatoires ou non corrélés qui se superposent au signal utile (bruits additifs).
- **Distorsions** : déformations déterministes : prévisible donc compensables (en théorie) si on connaît les caractéristiques du canal et du signal.

A ces dégradations s'ajoutent des éventuels phénomènes d'**échos** ainsi que de l'**interférence inter-symbolique** (liée à la bande passante limitée du support) qui rendent la régénération du signal numérique plus difficile et tendent à augmenter le taux d'erreur lors de la transmission.

Bruits

Deux types de bruits

- bruits blancs : signal aléatoire de puissance constante dans le temps et dans le domaine des fréquences.
- bruits impulsionnels : bruit de puissance moyenne faible mais qui se trouve concentrée dans des intervalles de temps brefs.

Différentes sources de bruits :

- Bruit thermique : agitation des électrons dans un conducteur sous l'effet de la chaleur.
- Bruit de grenaille : fluctuation du courant dans les semi-conducteurs.
- Bruits de commutations.
- Diaphonie : couplage électromagnétique avec les signaux transmis sur d'autres canaux.

Distorsions

1. distorsions non linéaires : liées au passage du signal à travers un dispositif non-linéaire (cad n'obéissant pas au principe de superposition). Dûs en général aux circuits actifs (écrêtages, distorsions de croisement dans les amplificateurs ...) ou magnétiques.
2. distorsions linéaires : liées au passage du signal à travers un dispositif linéaire (support) lorsque sa fonction de transfert n'est pas idéale.

Canal linéaire : caractérisé par une fonction de transfert :

$$H(\omega) = e^{-\alpha(\omega)} e^{-j\beta(\omega)}$$

Des distorsions linéaires apparaissent lorsque :

- α dépend de ω : distorsion d'amplitude.
- β n'est pas proportionnel à ω : distorsion de temps de propagation de groupe ou distorsion de phase.

Temps de propagation absolu : $T_p = \frac{\beta}{\omega}$ (β : déphasage subit par une sinusoïde de pulsation ω).

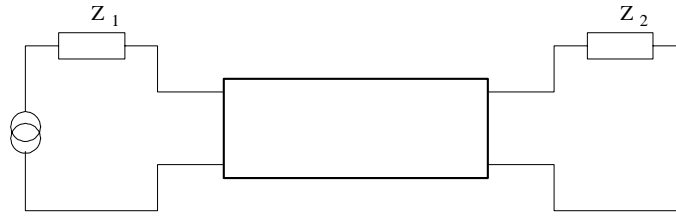


Fig. 5.2 – Quadripôle équivalent à une ligne de transmission

Temps de propagation de groupe : $\tau_g = \frac{d\beta}{d\omega}$.

On appelle Distorsion de temps de groupe ou distorsion de phase la variation du temps temps de propagation de groupe dans la bande de fréquence utilisée.

Lorsque $\beta = K\omega + \beta_0$: il n'y a pas de distorsion de phase : le signal est déformé mais son enveloppe ne l'est pas.

Echos

(Cas des supports métalliques en particulier)

Le canal de transmission peut être vu comme la mise en série de quadripôles.

Pour que l'affaiblissement total soit minimal il faut qu'il y ait adaptation d'impédances : $Z_e = Z_1$ et $Z_s = Z_2$ Si cette condition n'est pas remplie : apparition d'échos = portions du signal émis venant se sur-imposer au signal avec un déphasage et une amplitude dépendant des coefficients de réflexions.

5.2 Support à bande passante limitée

5.2.1 Transmission à travers un canal bruité

Le problème à résoudre est celui de transmettre à travers un filtre passe-bas de fréquence de coupure f_c , un signal numérique synchrone (voir figure suivante).

On nomme **bande passante (BP)** du filtre, l'ensemble des fréquences qui ne sont pas atténué par le filtre. Dans le cas du canal considéré, la BP est égale à f_c .

Le signal numérique $s_e(t)$ est caractérisé par sa rapidité $R = \frac{1}{T_e}$ où T_e est l'intervalle élémentaire. Le signal $s_e(t)$ est également caractérisé par la forme de représentation des symboles. Dans le cas de la figure qui suit, la valeur d'un symbole est matérialisée par l'amplitude d'une impulsion rectangulaire de largeur T_e .

Le signal $s_e(t)$ est constitué d'une suite d'impulsions centrées aux instants $t = kT_e$ pondérées par les valeurs successives θ_k des symboles transmis.

$$s_e(t) = \sum_k \theta_k \text{rect}(t - kT_e)$$

où $\text{rect}(t)$ est l'impulsion rectangulaire de largeur T_e centrée sur l'origine des temps et d'amplitude 1.

Le signal $s_r(t)$ obtenu en sortie du canal (filtre) n'est pas identique à $s_e(t)$, la suppression des composantes harmoniques aux fréquences élevées introduit des déformations et, en particulier, atténue la raideur des fronts du signal. Ces déformations ne sont pas forcément gênantes si l'information numérique peut être extraite, c'est-à-dire que chaque symbole puisse être interprété sans ambiguïté. Cependant si le nombre de symbole augmente, alors

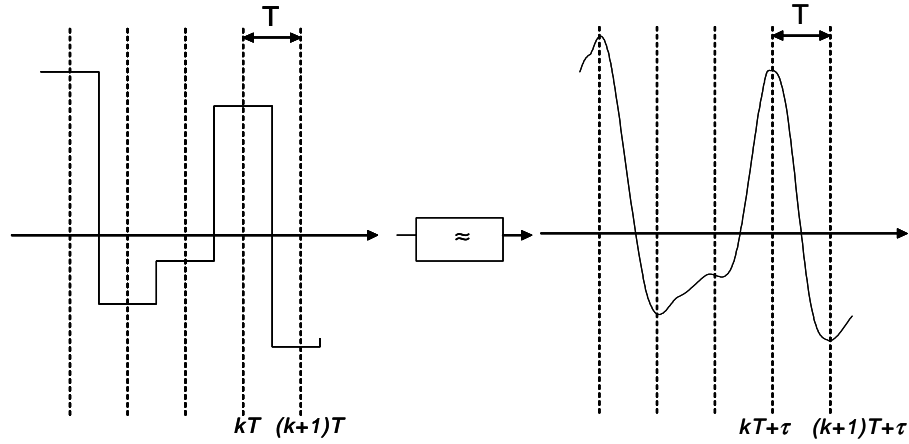


Fig. 5.3 – Transmission à travers un filtre passe-bas

la tolérance admissible diminue et tend vers zéro. Si les valeurs des échantillons prélevés sur $s_r(t)$ sont égales aux valeurs des échantillons correspondants de $s_e(t)$, on dit que la **transmission est effectuée sans dégradation**. On peut exprimer cette condition par :

$$s_r(kT + \tau_p) = s_e(kT)$$

qui entraîne

$$s_r(kT + \tau_p) = \theta_k$$

où τ_p représente le délai de transmission à travers le filtre.

5.2.2 Interférences intersymboles

L'interférence-intersymbol est un phénomène qui s'obtient lorsque la sortie du canal, le i^{eme} symbole dégrade le $i^{eme}+1+2+3....$ symbole.

Nous avons vu dans le paragraphe précédent, que le signal $s_e(t)$ peut être mis sous la forme d'une somme d'impulsions rectangulaires dont l'expression est :

$$s_e(t) = \sum_k \theta_k \text{rect}(t - kT_e)$$

En considérant le canal de transmission comme un filtre linéaire (L), si on note $l_r(t)$ la réponse du filtre L à $\text{rect}(t)$, le signal obtenu à la sortie du canal dont l'entrée est $s_e(t)$, a pour expression :

$$s_r(t) = \sum_k \theta_k l_k(t - kT_e)$$

La forme du signal $s_r(t)$ est donc directement liée à la forme de la réponse $l_r(t)$. Celle-ci dépend des caractéristiques du filtre, et en particulier de sa bande passante. La figure suivante donne les différentes réponses impulsionnelles rectangulaires pour différentes fréquences de coupure f_c d'un filtre passe-bas rectangulaire.

On observe que la forme de la réponse $l_r(t)$ s'écarte d'autant plus de la forme rectangulaire que la fréquence de coupure diminue. En particulier, la largeur de la réponse et l'amplitude relative des ondulations latérales augmentent lorsque la bande passante du

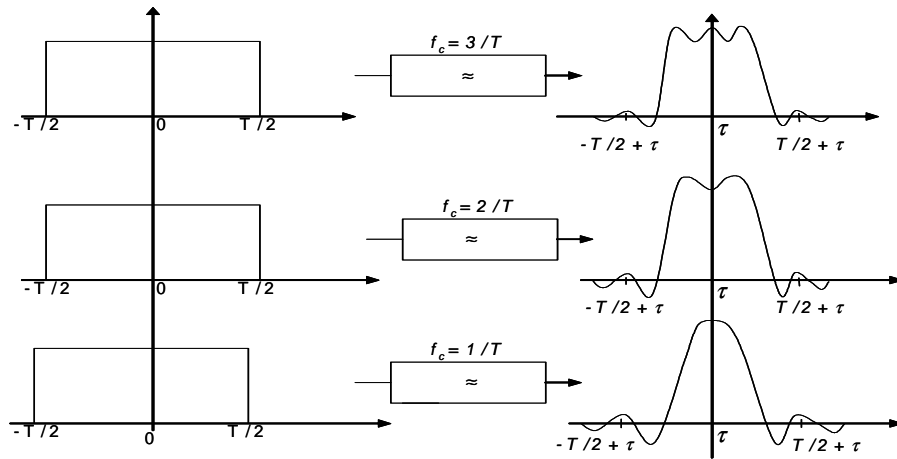


Fig. 5.4 – Réponse à une impulsion rectangulaire pour différentes fréquences de coupure f_c d'un filtre passe-bas rectangulaire

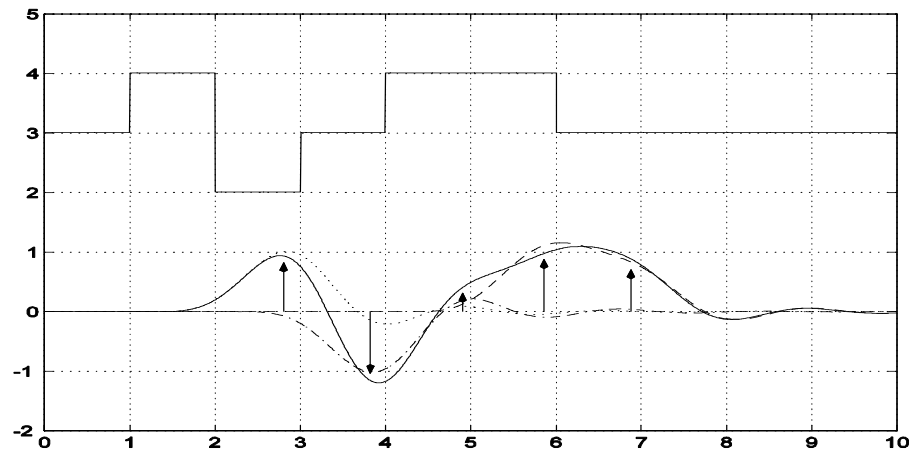


Fig. 5.5 – Apparition d'interférence intersymboles

filtre diminue. La valeur d'un symbole, c'est-à-dire l'amplitude de l'impulsion rectangulaire origine, se déduit de la mesure de l'amplitude de l'impulsion de la réponse correspondante, la meilleure précision est obtenue en effectuant la mesure à l'instant maximal de cette réponse. L'intervalle de temps qui sépare le milieu de l'impulsion rectangulaire origine et le maximum de la réponse, est le **délai de transmission** τ_p du filtre.

en appliquant au filtre le signal $s_e(t)$ qui est une suite d'impulsions rectangulaires, on obtient en sortie le signal $s_r(t)$ constitué à chaque instant de la somme des amplitudes individuelles à cet instant. Le phénomène de "brouillage" des valeurs d'amplitude dû aux impulsions voisines est appelé : **interférence-intersymboles**.

En d'autres termes le filtrage pour limiter la bande passante du signal numérique et/ou passage sur un support à bande passante limitée
 \Rightarrow élargissement de l'impulsion élémentaire. Les réponses du canal aux symboles successifs se superposent = interférences intersymboles.

On peut quantifier ce phénomène en calculant la valeur d'un échantillon $s_r(kT_e + \tau_p)$:

$$s_r(kT_e + \tau_p) = \sum_i \theta_i l_r(kT_e - iT_e + \tau_p) \text{ ou encore } s_r(kT_e + \tau_p) = \theta_k l_r(\tau_p) + \sum_{i \neq k} \theta_i l_r(kT_e - iT_e + \tau_p)$$

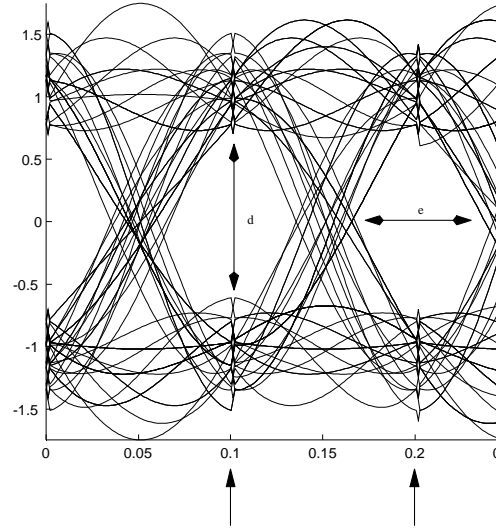


Fig. 5.6 – Diagramme de l'oeil

en posant $k - i = n$, cette expression devient :

$$s_r(kT_e + \tau_p) = \theta_k l_r(\tau_p) + \sum_{n_n \neq 0} \theta_{k-n} l_r(nT_e + \tau_p)$$

où, en normalisant à 1 l'amplitude maximum $l_r(\tau_p)$ de la réponse $l_r(t)$:

$$s_r(kT_e + \tau_p) = \theta_k + \sum_{n_n \neq 0} \theta_{k-n} l_r(nT_e + \tau_p)$$

le terme $I_k = \sum_{n_n \neq 0} \theta_{k-n} l_r(nT_e + \tau_p)$ représente "l'interférence-intersymbole" qui s'ajoute à la valeur θ_k du k^{ieme} symbole pour donner la valeur mesurée $s_r(kT_e + \tau_p)$. La transmission est effectuée sans dégradation si, et seulement si $I_k = 0 \forall k$.

5.3 Diagramme de l'oeil

Outil pour le dimensionnement des systèmes de régénération du signal numérique. Trace le signal reçu sur un horizon temporel $= nT_{EI}$ et surimposition des traces.

- d : ouverture verticale de l'oeil.

$d/2$ représente la marge au delà de laquelle il y a apparition d'erreurs.

- e : ouverture horizontale de l'oeil.

La demi-ouverture horizontale $e/2$ représente le décalage maximal tolérable de l'instant d'échantillonnage.

En présence de bruits, ces valeurs sont réduites.

5.3.1 Suppression de l'interférence intersymboles : critères de Nyquist

Problème

s_e signal émis, constitué d'une suite de symboles, transmis avec la rapidité $R = \frac{1}{T_{EI}}$.

L : canal de transmission

s_r : signal reçu = réponse du système L à s_e .

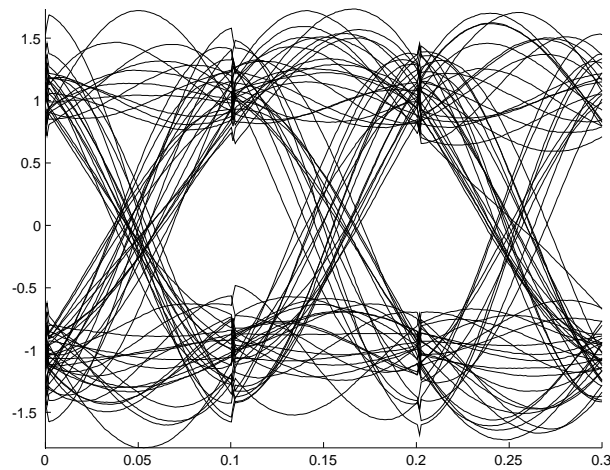


Fig. 5.7 – Diagramme de l'oeil pour un signal bruité

La forme de la réponse du canal à un symbole s'écarte d'autant plus de la forme initiale que la bande-passante du canal est réduite : en particulier la largeur de la réponse et l'amplitude relative des ondulations latérales augmentent.

Le signal reçu s_r est constitué à chaque instant de la somme des amplitudes des réponses individuelles du canal à chaque symbole \Rightarrow chevauchement des impulsions de réponse = interférence (cf Fig. 5.5).

\Rightarrow les échantillons du signal reçu, prélevés aux instants $kT_{EI} + \tau_p$, ont des amplitudes différentes de celles des impulsions de réponses correspondantes.

Suppression de l'interférence intersymboles

Deux possibilités :

1. Augmenter la bande passante du canal L ou diminuer la rapidité de transmission (en conservant le même débit) : réduit l'effet de l'interférence mais mauvaise utilisation du canal.
2. Faire en sorte que $s_r(kT_{EI} + \tau_p) = s_e(kT_{EI})$
 \Rightarrow il faut que la réponse du canal de transmission à un symbole s'annule à tous les instants de décision voisins cad multiples de T_{EI} .

Modèle du système

Pour obtenir une réponse l du canal du type de la Fig. 5.8, on peut agir sur :

- les caractéristiques du filtre L ,
 - la forme des impulsions (rectangulaires) associée à chaque symboles du signal $s_e(t)$.
- Pour introduire la diversité des formes d'impulsions possibles : décomposition en :
- un filtre générateur G : le motif (impulsion rectangulaire) associé à un symbole est la réponse impulsionnelle $g(t)$ de G à une impulsion de Dirac δ_t .
 - le filtre L correspondant au canal.
- $\Rightarrow l(t) =$ réponse impulsionnelle de H (= mise en série de L et G) à $\delta(t)$.

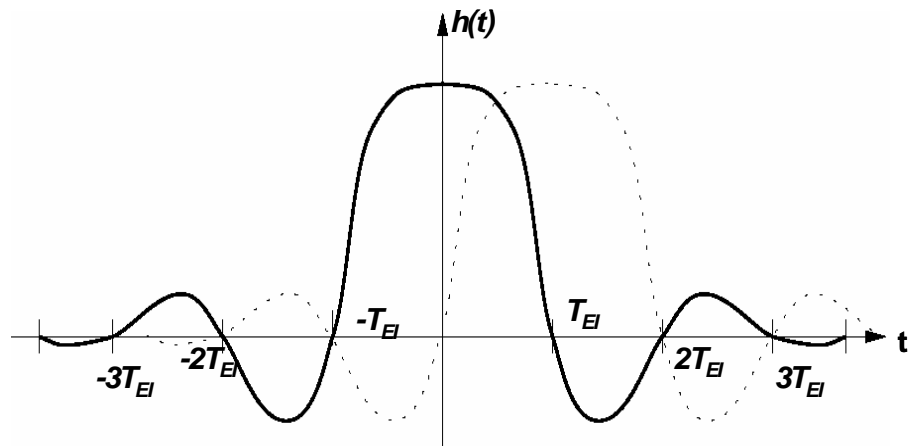


Fig. 5.8 – Réponse sans interférence intersymboles

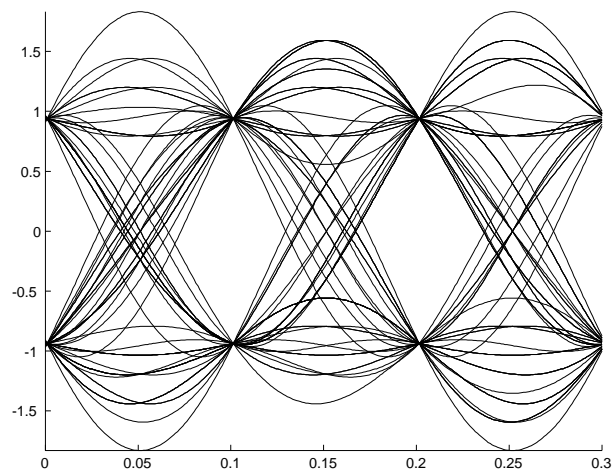
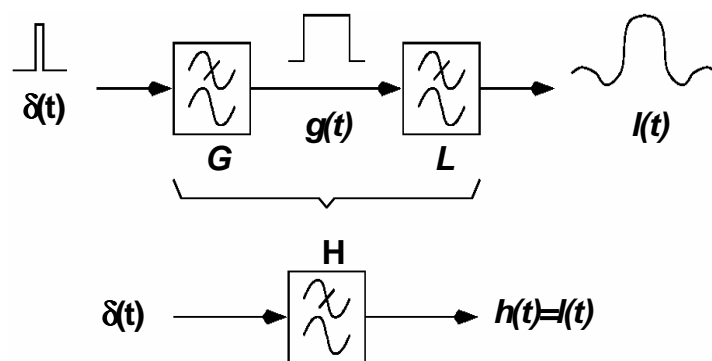
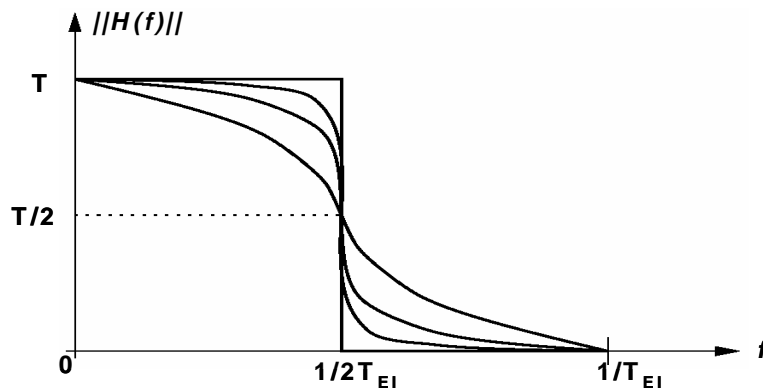


Fig. 5.9 – Diagramme de l'oeil sans interférences intersymboles

Fig. 5.10 – Filtre équivalent H de réponse impulsionnelle $h(t) = l(t)$

Fig. 5.11 – Gain d'un filtre satisfaisant le 1^{er} critère de Nyquist

Premier critère de Nyquist

Traduit l'annulation de la réponse de H à tous les instants de décisions voisins.

Expression dans le domaine temporel :

$$\begin{cases} h(0) = 1 \\ h(nT_{EI}) = 0 \end{cases} \quad n \text{ entier} \neq 0$$

où l'origine des temps coïncide avec le maximum de $h(t)$.

Expression dans le domaine fréquentiel :

$H(f)$, de fréquence de coupure $f_c \leq 1/T_{EI}$, réel (phase nulle) et $H(f) + H\left(\frac{1}{T_{EI}} - f\right) = 1$

Condition de phase nulle : liée au choix de l'origine des temps. Si l'origine ne coïncide pas avec le maximum de $h(t)$, la condition se transforme en :

phase linéaire en fonction de la fréquence et $\|H(f)\| + \left\|H\left(\frac{1}{T_{EI}} - f\right)\right\| = 1$

Un filtre passe-bas H de fréquence de coupure $f_c \leq \frac{1}{T_{EI}}$ n'introduit pas d'interférence intersymbole si sa fonction de transfert est telle que :

1. la phase de $H(f)$ est linéaire en fonction de la fréquence,
2. le module de $H(f)$ est symétrique par rapport au point $\left(\frac{1}{2T_{EI}}, \frac{1}{2}\right)$ pour $0 \leq f \leq \frac{1}{T_{EI}}$.

Conséquence :

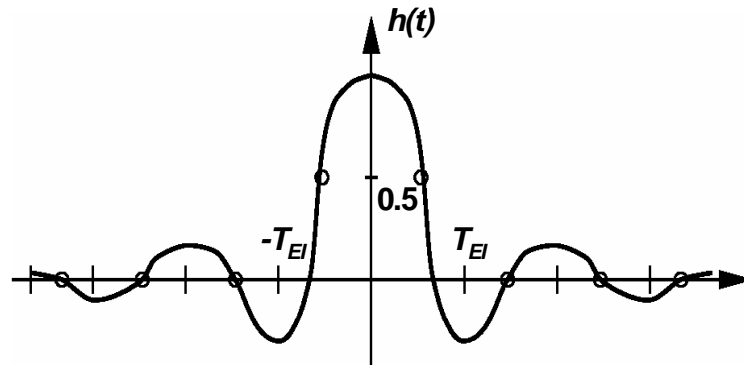
Relation entre la fréquence de coupure du filtre équivalent H et la rapidité maximale des signaux numériques qu'il est possible de transmettre sans interférence intersymbole :

$$f_c = \frac{R}{2} \quad f_c = \text{Fréquence de Nyquist}$$

Deuxième critère de Nyquist

Premier critère de Nyquist : fixe les caractéristiques de H pour pouvoir extraire, par échantillonnage, de $s_r(t)$ les valeurs successives des symboles transmis sans interférence intersymbole.

Mais : suppose que le rythme d'échantillonnage soit parfaitement synchronisé avec le

Fig. 5.12 – Réponse $h(t)$ conforme au 2^{ème} critère de Nyquist

signal reçu puisque l'annulation de l'interférence n'est obtenue qu'aux instants $t = kT_{EI}$. En pratique : régénération du rythme d'échantillonnage par asservissement en phase sur les transitions du signal reçu (transition = instant où s_r "traverse" le seuil de décision).

⇒ en présence d'IIS ou de bruits, la position des transitions fluctue (même si on limite l'incidence sur le rythme d'échantillonnage en donnant de "l'inertie" à l'asservissement). Deuxième critère de Nyquist : fixe les conditions sur H pour que l'IIS soit nulle aux instants correspondant aux transitions du signal reçu $s_r(t)$

Expression dans le domaine temporel :

$$h\left(nT_{EI} - \frac{T_{EI}}{2}\right) = \begin{cases} \frac{1}{2} & n = 0 \text{ et } n = 1 \\ 0 & \forall n \text{ entier } \neq 0 \text{ et } \neq 1 \end{cases}$$

où l'origine des temps coïncide avec le maximum de $h(t)$.

→ revient à imposer à $h(t)$ les points de passages suivants :

Expression dans le domaine fréquentiel :

$H(f)$, de fréquence de coupure $f_c \leq 1/T_{EI}$, réel (phase nulle) et

$$H(f) - H\left(\frac{1}{T_{EI}} - f\right) = \cos(\pi f T_{EI})$$

Filtre en cosinusoïde surélevée

Ce filtre satisfait à la fois le 1^{er} et le 2^{ème} critère de Nyquist :

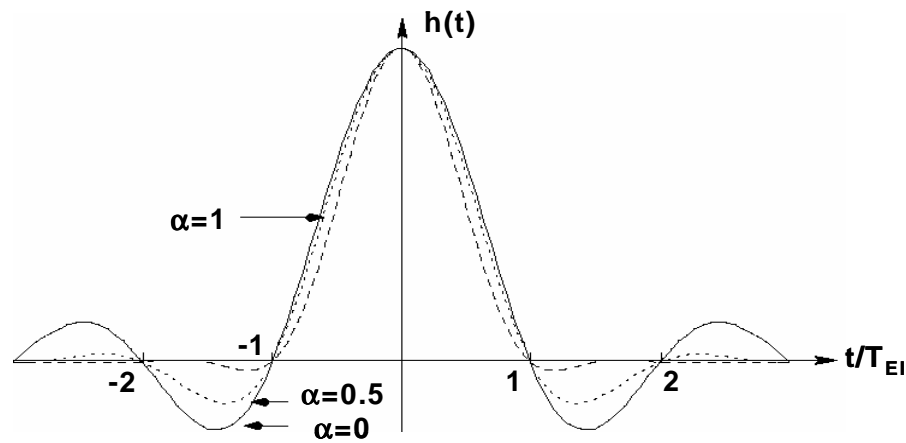
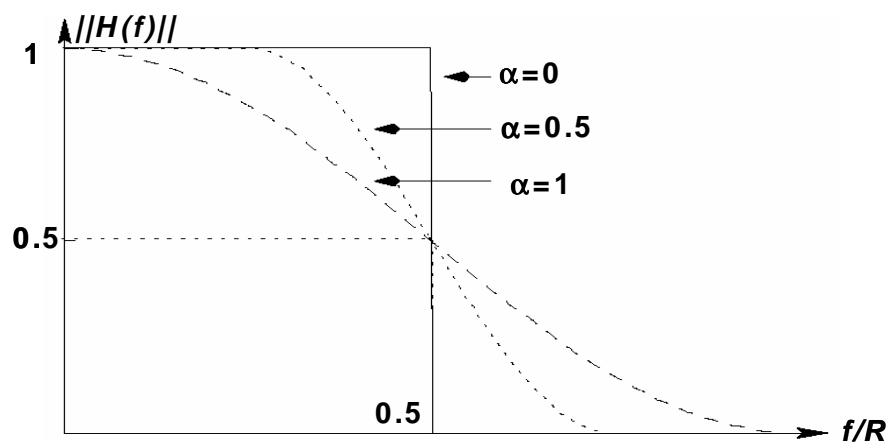
$$H(f) = \frac{1}{2} (1 + \cos(\pi f t))$$

Filtres de Nyquist

Le filtre rectangulaire de fréquence de coupure $f_c = \frac{R}{2}$ et le filtre en cosinus surélevé constituent les deux extrêmes d'une famille de filtre très utilisés = *filtres de Nyquist*.

En posant le coefficient d'arrondi $\alpha = \frac{f_c - \frac{1}{2T_{EI}}}{\frac{1}{2T_{EI}}}$:

$$\|H\| = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq f < \frac{1-\alpha}{2T_{EI}} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \frac{\pi T_{EI}}{\alpha} \left(f - \frac{1-\alpha}{2T_{EI}} \right) \right] & \text{pour } \frac{1-\alpha}{2T_{EI}} \leq f < \frac{1+\alpha}{2T_{EI}} \\ 0 & \text{pour } \frac{1+\alpha}{2T_{EI}} \leq f \end{cases}$$

Fig. 5.13 – Réponse $h(t)$ des filtres de NyquistFig. 5.14 – Gain $||H(f)||$ des filtres de Nyquist

de réponse impulsionnelle de la forme :

$$h(t) = \frac{\sin \pi \frac{t}{T_{EI}}}{\pi \frac{t}{T_{EI}}} \frac{\cos \alpha \pi \frac{t}{T_{EI}}}{1 - 4\alpha^2 \frac{t^2}{T_{EI}^2}}$$

$\alpha = 0 \rightarrow$ filtre rectangulaire.

$\alpha = 1 \rightarrow$ filtre en cosinus surélevé.

5.4 Remise en forme du signal

Nous avons vu dans le paragraphe précédent, que les signaux peuvent être plus ou moins dégradés par le support de transmission. Pour retrouver le signal comportant son information, il va être nécessaire de remettre en forme les signaux à la sortie du support.

Deux méthodes sont souvent utilisées. La **comparaison**, en comparant le signal reçu avec un ou plusieurs niveaux judicieusement choisis, nous permet de retrouver le signal initial. La seconde, utilisée pour des codages particuliers, est l'**égalisation**. Elle consiste à opérer une distortion compensant celle introduite par la transmission.

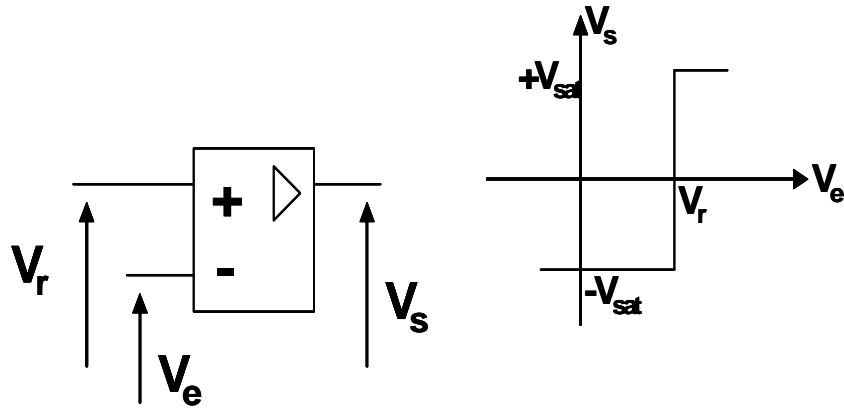


Fig. 5.15 – Restitution par comparaison univoque

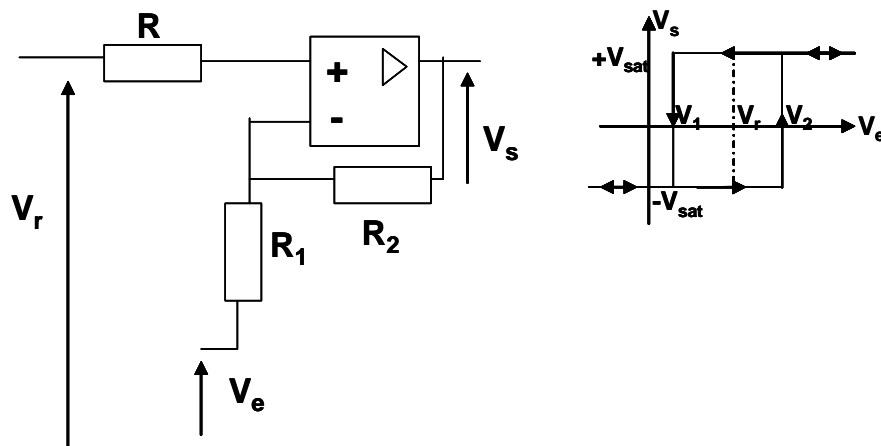


Fig. 5.16 – Restitution par comparaison à hystérésis

5.4.1 Restitution par comparaison

Dans le cas de codes utilisant seulement deux niveaux, la remise en forme nécessite un seul comparateur. La caractéristique peut être univoque, ou présenter une hystérésis. La référence V_R pour la comparaison doit être comprise entre les valeurs nominales V_1 et V_2 des niveaux du signal capté. En général, on prend $V_R = \frac{V_1 + V_2}{2}$.

La comparaison à hystérésis possède deux seuils qui en général sont centrés sur la tension V_R précédemment définie. Nous obtenons alors, les seuils suivants :

$$V_1 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_R - \frac{R_1}{R_2} V_{SAT}$$

$$V_2 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_R + \frac{R_1}{R_2} V_{SAT}$$

La ligne de transmission se comporte comme un filtre passe-bas, elle transforme donc les fronts du signal émis en variations continues (réponse indicielle). Il en résulte un retard R des fronts du signal reconstitué par rapport au signal émis. Ce retard présente un caractère aléatoire lié à l'information. D'une manière générale, les fluctuations des positions des fronts d'un signal, dues aux défauts des systèmes de transmission, constitue ce que l'on appelle la **gigue** de ce signal.

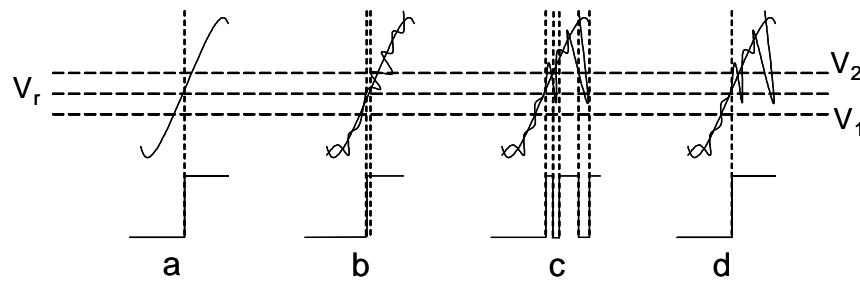


Fig. 5.17 – Influence du bruit sur un comparateur simple (a,b,c) et sur un comparateur à hystérésis (d)

Lorsque du bruit vient s'ajouter au signal émis, celui-ci peut provoquer des commutations indésirables du comparateur simple, principalement autour de la valeur V_r . L'utilisation d'un comparateur à hystérésis peut considérablement diminuer ces commutations. La figure suivante montre l'avantage du comparateur à hystérésis en présence de bruit.

5.4.2 Remise en forme par égalisation

Cette méthode consiste à placer au niveau du récepteur un filtre permettant de compenser les pertes sur la ligne de transmission. La compensation s'effectue à travers deux étages appelés **égaliseur d'amplitude** et **égaliseur de phase**. L'égaliseur d'amplitude compense la dépendance fréquentielle du gain du support de transmission.

L'égaliseur de phase, dont le gain en amplitude vaut 1, compense les distorsions de phase résultant de la transmission et de l'égalisation d'amplitude.

Le réseau téléphonique est adepte de ce genre de remise en forme. L'égaliseur doit être adaptatif, c'est-à-dire comporter des paramètres réglables lui permettant de compenser tous les cas de distorsions possibles dans le système considéré. L'ajustement des paramètres peut être assuré, soit par intervention humaine, soit automatiquement. Dans ce dernier cas, l'égaliseur est qualifié d'auto-adaptatif.

Chapitre 6

Horloge, Transmission et Réception numériques

6.1 Horloge

6.1.1 Principe

Lors de la transmission numérique, l'horloge est un élément indispensable. Elle nous permet de réaliser les codages que nous avons vu au chapitre précédent, mais aussi, de pouvoir réceptionner les données. Elle sert à déterminer les instants de décision de codage ou de décodage. On peut classer les méthodes de transmission du rythme d'horloge en deux catégories :

- transmission de l'horloge indépendamment du signal codé contenant l'information numérique,
- utilisation des transitions des signaux codés.
- La première consiste à transmettre le rythme d'horloge sous la forme de fréquence pilote superposée au signal de données. Pour éviter toute interaction entre les deux signaux, la fréquence pilote coïncide avec un zéro d'énergie du spectre (cf. figure 6.1). L'intérêt de cette méthode réside dans la complète indépendance de l'horloge vis-à-vis de la séquence de code transmise (transparence du code). Cependant elle présente plusieurs inconvénients :
 - la fréquence pilote consomme une fraction de la puissance transmise en ligne,

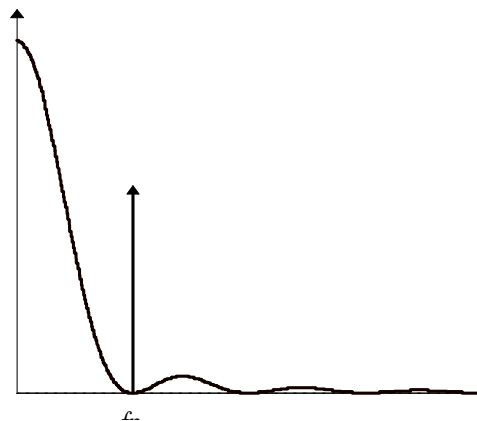


Fig. 6.1 – Transmission du signal d'horloge par fréquence pilote

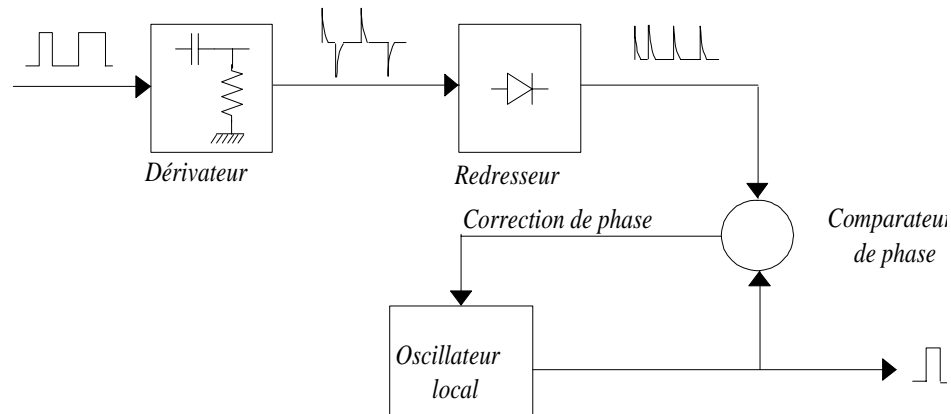


Fig. 6.2 – Boucle d’asservissement de l’oscillateur local

- dans le récepteur, la fréquence pilote donne la fréquence de l’horloge, mais, un réglage de phase est nécessaire pour synchroniser l’horloge reconstituée avec le signal décodé.
- La deuxième méthode consiste à asservir en phase un oscillateur local avec le signal reçu en se basant sur les instants où se produisent les transitions. Chaque transition du signal reçu est comparée en phase avec le signal d’horloge local ; selon que le rythme d’horloge est déphasé en avance ou en retard par rapport à la transition, une correction de phase de sens convenable est appliquée à l’oscillateur asservi (cf. figure 6.2).

Cette méthode suppose que le signal transmis comporte suffisamment de transitions. En effet, en l’absence de transitions, aucune correction n’est apporté à l’oscillateur local et on observe une dérive de phase de l’horloge due à la différence de fréquence entre l’oscillateur local et l’oscillateur ayant engendré l’horloge d’émission. On tiendra compte de cette remarque quant au choix du codage.

Nous allons voir dans les paragraphes suivants les principaux oscillateurs existants.

6.1.2 Structure d’un oscillateur

Un oscillateur est un dispositif générant un signal $s(t)$, de forme connue, en l’absence de toute excitation extérieure. On distingue notamment les oscillateurs quasi-sinusoïdaux, délivrant $s(t)$ sous la forme $s(t) = S_m \cos(2\pi ft)$ où S_m et f sont respectivement l’amplitude et la fréquence de l’oscillation.

La structure générale d’un oscillateur à boucle de réaction (cf. figure 6.3) est composée de deux fonctions principales :

- l’amplification, qui permet de fournir de l’énergie à l’oscillateur pour compenser les pertes des autres fonctions,
- le résonateur ou filtre, qui permet de créer l’oscillation.

Ce synoptique peut être modifié pour être identifié à un schéma bloc d’un système asservi. Nous ajoutons dans la boucle le comparateur entre la consigne et la réaction. En prenant l’entrée de consigne à zéro et en posant $B(j\omega) = -Q(j\omega)$, nous avons équivalence entre les deux représentations (cf. figure 6.3). Les conditions d’oscillation d’un tel oscillateur sont données par les conditions de Barkhausen :

$$|AQ| = 1 \text{ et } \Phi_A + \Phi_Q = 0$$

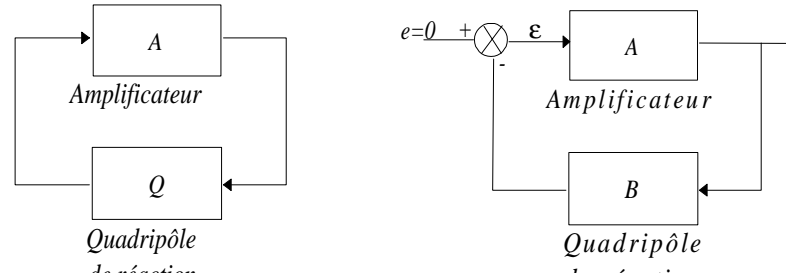


Fig. 6.3 – Oscillateur à boucle de réaction

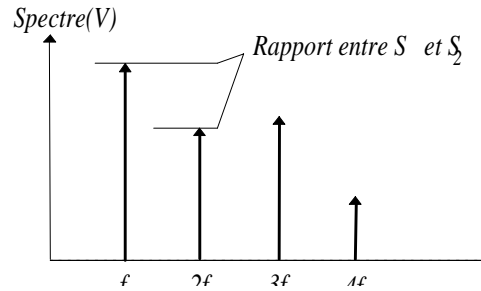


Fig. 6.4 – Taux d'harmonique

ou :

$$|AB| = 1 \text{ et } \Phi_A + \Phi_B = \pi$$

6.1.3 Oscillateur quasi-sinusoïdaux

Caractéristiques et performances

L'obtention d'un signal parfaitement sinusoïdal n'est pas réalisable en pratique, on peut tout au plus s'en approcher en générant un signal périodique, qui sera caractérisé par l'existence d'un terme fondamental (utile) et d'harmoniques. En outre, la fréquence du fondamental subira d'inévitables fluctuations dans le temps. Les deux caractéristiques essentielles d'un oscillateur sont :

- sa pureté spectrale :

Si $s(t) = S_m \cos(2\pi ft) + \sum_{i=2}^{+\infty} S_i \cos(2\pi ft + \phi_i)$ est la décomposition en série de Fourier

de $s(t)$, on définit :

- $H_i = \frac{S_i}{S_m}$: taux de l'harmonique de rang i par rapport au fondamental (cf. figure 6.4), qui s'exprime souvent en décibels : $H_{i_{dB}} = 20 \log(H_i)$ ($\log = \ln_{10}$)

- $\eta = \sum_{i=2}^{+\infty} H_i^2$: Le taux total d'harmonique, mesure la valeur relative de la puissance (moyenne quadratique), des composants harmoniques, par rapport à celle du fondamental ; il est généralement calculé automatiquement par les appareils à partir de la mesure des H_i .¹

¹Il convient de noter que $\eta_{dB} = 10 \log \eta$ car il s'agit d'un rapport de puissances.

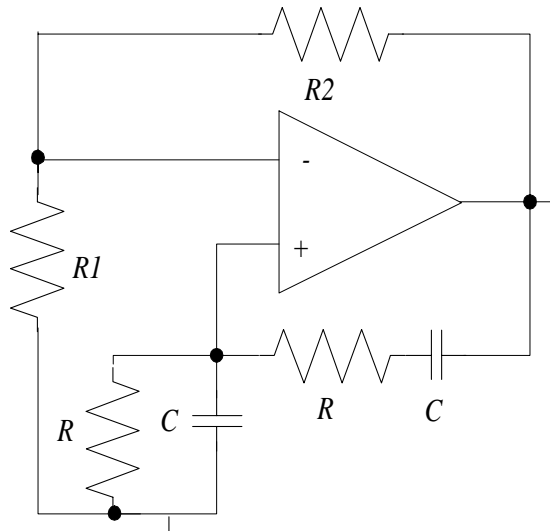


Fig. 6.5 – Oscillateur à pont de Wien

- sa stabilité en fréquence :

Si on observe l'évolution de f , fréquence du fondamental du signal, on constate que celle-ci varie dans un intervalle de largeur $2\delta f$ autour de la valeur moyenne f_0 .

on peut ainsi définir la stabilité de fréquence σ de l'oscillateur par : $\sigma = \frac{f_0}{\delta f}$.

Pour les oscillateurs courants, on exprime souvent la variation de fréquence ($\frac{1}{\sigma}$) en parties par million (p.p.m.), 1 ppm correspond à une variation de relative de 10^{-6} . Les applications de transmission vont de 1 ppm à 10^{-3} ppm. La stabilité d'un oscillateur est directement liée au coefficient de qualité Q des composants utilisés dans l'oscillateur.

6.1.4 exemple d'oscillateur quasi-sinusoïdaux

Oscillateur à pont de Wien

On considère le dispositif de la figure 6.5. Nous allons dans un premier temps identifier cet oscillateur selon le synoptique de la figure 6.3. La partie A correspondant à l'amplificateur comprend l'amplificateur opérationnel ainsi que les résistances R_1 et R_2 . Le gain de l'amplification peut ainsi être réglé. La deuxième partie B est réalisée grâce à deux circuits $R - C$.

Les fonctions de transfert des parties amplification et réaction sont :

$$A(j\omega) = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$B(j\omega) = \frac{jRC\omega}{1 + 3jRC\omega + R^2C^2(j\omega)^2} = \frac{\frac{-1}{3}}{1 + Q\left(\frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{j\omega}\right)}$$

avec : $Q = \frac{1}{3}$ et $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

Le montage astable

Cet oscillateur permet d'obtenir un signal de type carré. La fréquence d'oscillation dépend des éléments du montage. La demi-période est donné par la relation $T = 2R \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$. Le schéma est le suivant :

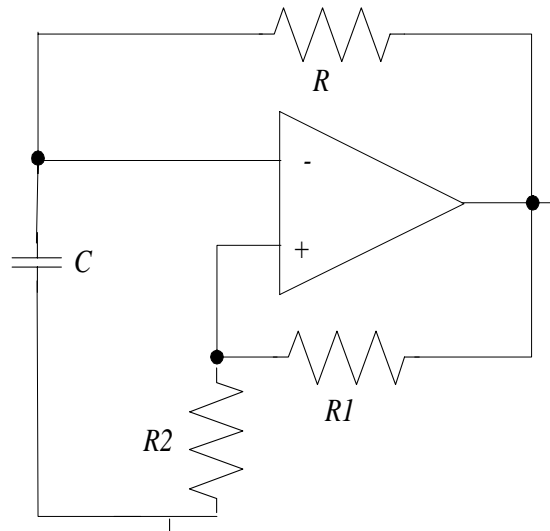


Fig. 6.6 – Oscillateur astable

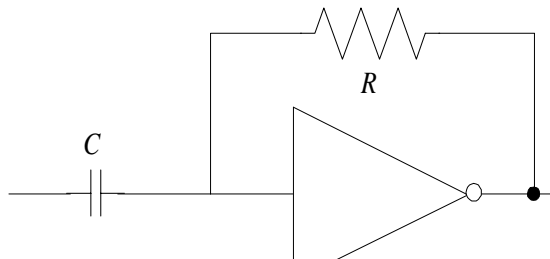


Fig. 6.7 – Oscillateur à portes logiques

Montage à portes logiques

Pour effectuer des oscillateurs de circuits numériques, il est possible d'utiliser des portes inverseuses. Un montage est donné sur la figure 6.7. La porte utilisée est de technologie CMOS. Le fonctionnement est aisément décrit si l'on raisonne sur la caractéristique entrée-sortie du composant (cf. figure 6.8). L'impédance d'entrée du circuit étant quasiment infinie, le courant moyen parcourant R est négligeable ce qui permet d'écrire pour les grandeurs moyennes (polarisation) : $\langle e \rangle = \langle s \rangle$.

Ainsi le point de repos est situé à l'intersection des caractéristiques représentées, soit $V_{DD}/2$. Le condensateur de liaison C permet éventuellement d'utiliser un signal d'entrée qui diffère de $V_{DD}/2$. En régime variable, le point de fonctionnement décrit la caractéristique de l'inverseur. L'amplificateur ainsi obtenu est inverseur et son gain est égal à la pente de la caractéristique du composant au voisinage du point de repos.

Oscillateur à quartz

Pour améliorer la stabilité en fréquence, nous allons utiliser des composants à fort coefficient de qualité Q : les quartz. Nous pouvons donner comme exemple les oscillateurs de circuits numériques très fréquemment utilisés dont un exemple est donné sur la figure 6.9

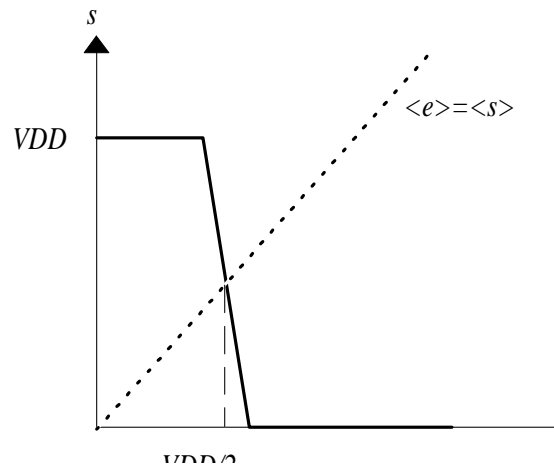


Fig. 6.8 – Caractéristique d'une porte inverseuse

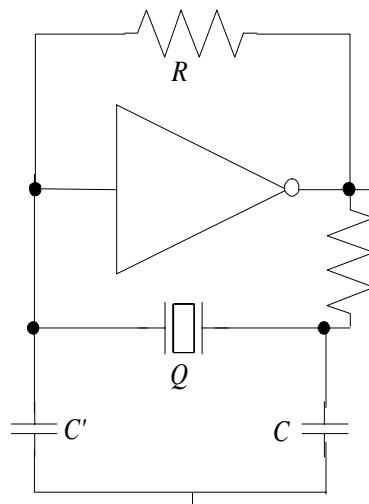


Fig. 6.9 – Horloge pour porte numérique

avec une porte de type CMOS.

Références

1. Eléments of digital communication
J.C. BIC, D. DUPOTEIL, J.C. IMBEAUX.
Wiley
2. Principes fondamentaux des télécommunications.
Pascal CLERC, Pascal XAVIER.
3. Télécommunications et transmissions de données.
Samuel PIERRE, Marc COUTURE.
Eyrolles
4. Réseaux et télématique. Tome 1
Guy PUJOLLE, Dominique SERET, Danielle DROMARD, Eric HORLAIT
Eyrolles
5. Electronique pour les transmission numériques
Jacques HERVE
Ellipses
6. Signaux et systèmes numériques. Filtres. Modulation
I. JELINSKI.
Vuibert
7. Technologie des télécoms
Pierre LECOY
Hermès
8. Transmission de signaux
Christophe MORE
Lavoisier
9. Les modems pour les transmissions de données
Michel STEIN
Masson