5. Transmissions numériques

Depuis une vingtaine d'années, les progrès fulgurants réalisés dans le domaine de l'électronique numérique entraînent le passage progressif de la transmission *analogique* à la transmission *numérique* de l'information (souvent appelée abusivement *digitale* par analogie avec l'anglais). Les raisons de ce changement sont nombreuses :

- meilleure immunité au bruit et aux imperfections de la chaîne de transmission
- optimalisation de l'emploi de la bande passante
- facilité du traitement de l'information tant à l'émission qu'à la réception par des systèmes à micro-processeurs
- simplicité de conception d'une application complexe par réutilisation de sous-ensembles indépendants les uns des autres
- diminution des coûts par l'utilisation de composants à grandes tolérances
- …

5.1. Signaux analogiques et numériques

On appelle signal *analogique* un signal (tension, courant, fréquence, …) qui varie de façon analogue à la grandeur physique qu'il représente (intensité sonore, intensité lumineuse, température, pression, …). Etant donné que la plupart des grandeurs physiques sont par nature continues, un signal analogique est en général un signal continu dans le temps, et pouvant prendre une infinité de valeurs.

Le passage d'un signal *analogique* à un signal *numérique* consiste à remplacer le signal de départ par sa représentation au moyen d'une suite de chiffres, le plus souvent dans le système binaire qui ne connaît que 2 valeurs – 0 ou 1. Pour limiter la longueur de cette suite de chiffres, il est indispensable de s'affranchir de la double infinité du signal analogique :

- au lieu d'être continu dans le temps, le signal numérique ne sera défini qu'en des instants précis dans le temps : ce processus est appelé *échantillonnage*.
- au lieu de pouvoir prendre une infinité de valeurs, le signal numérique ne pourra prendre qu'un nombre fini de valeurs pré-établies : ce processus est appelé *quantification*.

5.1.1. Echantillonnage

Pour décrire mathématiquement la fonction qui consiste à prélever la valeur d'un signal *f(t)* à intervalles réguliers, on a recours à la *fonction δ de Dirac*. Cette fonction est utilisée pour représenter une impulsion infiniment étroite centrée en *t=0*.

La fonction δ de Dirac se définit comme suit :

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 \text{ si } t \neq 0 \\ \infty \text{ si } t = 0 \end{cases}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)\,dt = 1$$

Par les propriétés de la fonction de Dirac, on peut montrer que l'intégrale

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\delta(t-a)\,dt$$

appelée « produit de convolution » et notée $f(t) \otimes \delta(t-a)$ est égale à *f(a)*.

Pour réaliser l'échantillonnage, on va multiplier la fonction de départ avec un train d'impulsions de Dirac de hauteur unité, séparées d'un intervalle T_E, appelé *intervalle d'échantillonnage*. On obtiendra alors une fonction de la forme

$$g(t) = \sum_{n=0}^{N-1} f(t)\delta(t - nT_E)$$

qui a la valeur de *f(t)* en chacun des instants nT_E, et 0 partout ailleurs (Figure 1).

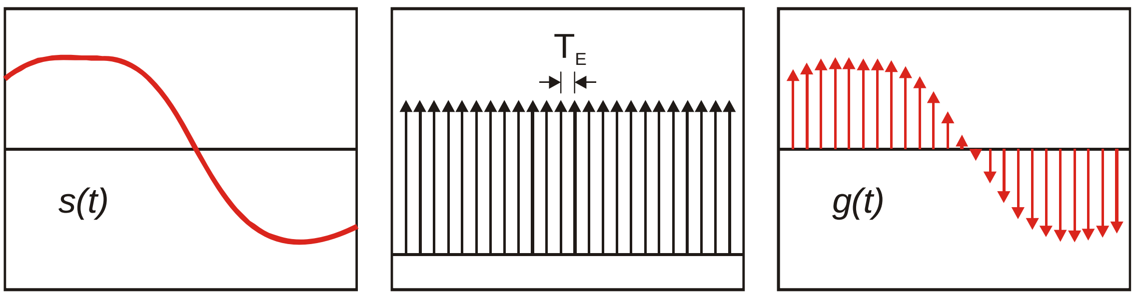


Figure 1: Signal originel s(t), peigne de Dirac, et signal échantillonné g(t)

Pour calculer le spectre de la fonction échantillonnée, on utilise la propriété qui veut que la transformée de Fourier du produit de deux fonctions est le produit de convolution de leurs transformées de Fourier.

La transformée de Fourier d'un train d'impulsion de Dirac d'intervalle T_E est un autre train d'impulsions de Dirac d'intervalle $f_E = 1/T_E$. Quant à la transformée de Fourier du signal *f(t)*, elle n'est autre que le spectre du signal, *s(f)*.

On obtient donc, après calcul du produit de convolution, un spectre similaire à celui de la Figure 2, où l'on constate que le spectre du signal de départ se trouve reproduit à l'identique et en image-miroir, de part et d'autre de chaque multiple de la fréquence d'échantillonnage f_E.

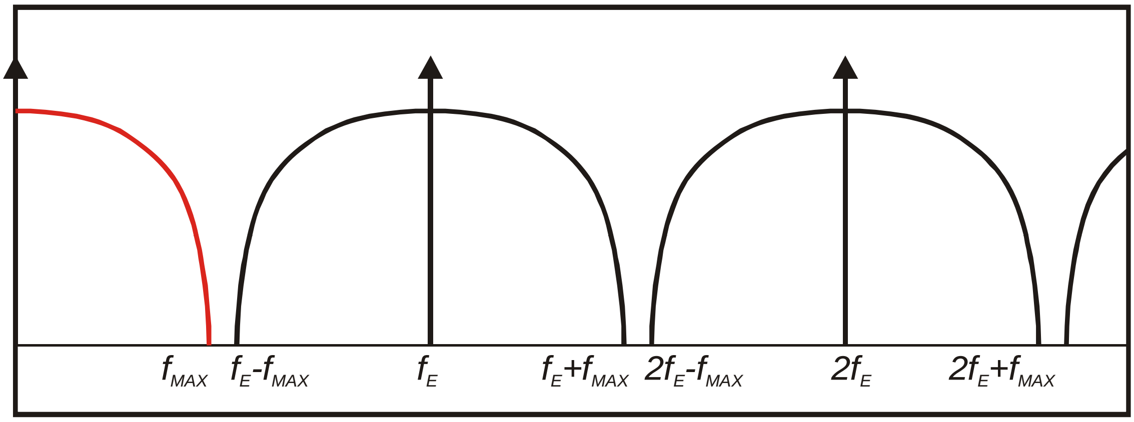
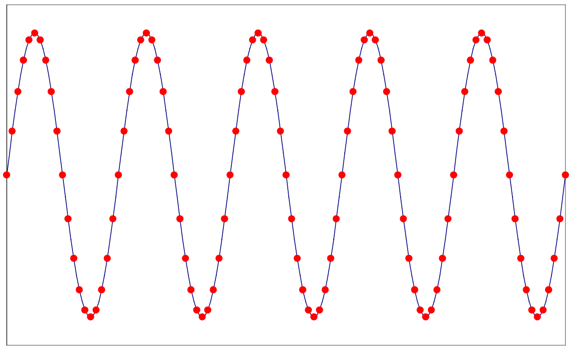


Figure 2: Spectre s(f) du signal f(t) échantillonné

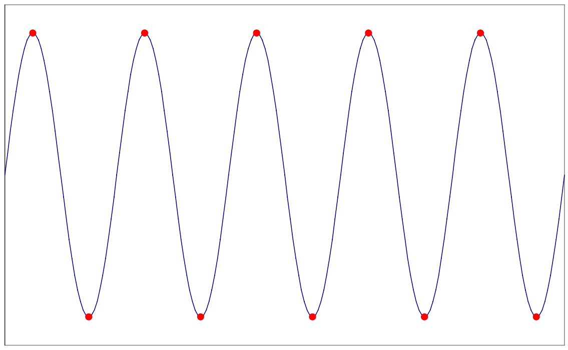
Si le spectre *s(f)* possède des composantes jusqu'à une fréquence maximale f_{MAX}, il faudra donc, pour que les images successives du spectre restent séparées, que la fréquence d'échantillonnage

$$f_E \geq 2\, f_{MAX}$$

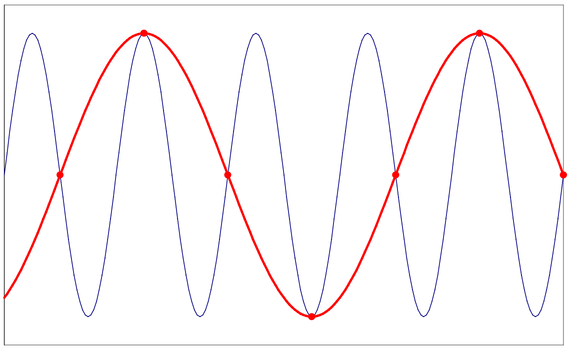
Cette condition est appelée « théorème de Shannon », et la fréquence $2\, f_{MAX}$ « fréquence de Nyquist ». Si elle n'est pas respectée, c'est-à-dire si le signal est échantillonné à une fréquence inférieure à la fréquence de Nyquist, le chevauchement des copies successives empêchera de pouvoir reconstituer le signal de départ à partir des échantillons. Ce phénomène est appelé *repliement spectral*, ou plus couramment par son terme anglais *aliasing* (Figure 3).



(a)



(b)



(c)

Figure 3 : Sinus échantillonné à une fréquence supérieure (a), égale (b) ou inférieure (c) à la fréquence de Nyquist. On constate que dans le cas (c), le sinus reconstitué à partir des échantillons n'est plus le sinus de départ, mais un sinus d'une fréquence inférieure.

Les conséquences d'un repliement spectral sont dramatiques pour la transmission d'un signal. Aussi, en pratique, deux mesures de précaution sont prises pour l'éviter :

- le signal à échantillonner est d'abord filtré par un filtre passe-bas à forte pente, de manière à garantir qu'à aucun moment (même au cas où le signal serait perturbé par du bruit), le spectre ne contiendra de fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage;
- d'autre part, la fréquence d'échantillonnage est choisie avec une certaine marge de sécurité – au minimum 10% au-dessus de la fréquence de Nyquist, afin de pouvoir utiliser un filtre non-idéal, réalisable à un coût modéré.

5.1.2. Quantification

Une fois la fréquence d'échantillonnage fixée, il faut encore transformer chaque échantillon en un chiffre qui le représente. Cette opération est confiée à un *convertisseur analogique-numérique (CAN)*, en anglais *Analog-to-Digital Converter*

(ADC). Ceux-ci se présentent sous la forme d'un circuit intégré doté d'une entrée pour le signal analogique, et d'une ou plusieurs sorties pour le signal numérique.

La caractéristique essentielle d'un CAN est le nombre de niveaux distincts que peut prendre sa sortie numérique: si l'on veut représenter plus fidèlement le signal d'entrée, il faudra utiliser un nombre de niveaux très élevé, mais cela ne pourra se faire qu'au prix d'un accroissement de la complexité du convertisseur. La conséquence sera donc une augmentation du coût du convertisseur, et souvent d'un allongement du temps nécessaire pour réaliser la conversion.

Pour des raisons pratiques, le nombre de niveaux est généralement une puissance de 2, car le résultat de la conversion est exprimé dans le système binaire (0 ou 1). Si le chiffre est exprimé sur N chiffres binaires *(BInary digiTs,* ou *bits),* la sortie pourra prendre 2^N valeurs distinctes. A l'heure actuelle, un convertisseur d'entrée de gamme est un convertisseur 8 bits, qui peut donc prendre 256 niveaux différents. Les applications plus exigeantes nécessiteront l'emploi de convertisseurs 12 bits (4096 valeurs), 16 bits (65536), ou davantage.

En replaçant les valeurs continues des échantillons par des valeurs discrètes, on commet inévitablement une erreur : cette erreur porte le nom d'*erreur de quantification*. Plus le pas de quantification est grand, plus l'erreur de quantification est grande. La Figure 4 (page suivante) présente le cas d'un signal linéaire, et le résultat de sa conversion par le CAN. Comme on peut le constater, l'erreur de quantification, qui est égale à la différence entre le signal d'origine et le signal converti, a la forme d'une dent de scie, qui retombe à zéro chaque fois que le signal d'entrée a la valeur exacte d'un des pas du convertisseur. Il est d'usage d'assimiler cette erreur à un bruit, qui vient se superposer au signal utile. Pour décrire l'influence de ce bruit, appelé *bruit de quantification,* on calculera le rapport signal / bruit, qui est le rapport entre la puissance moyenne du bruit et celle du signal (exprimé en dB).

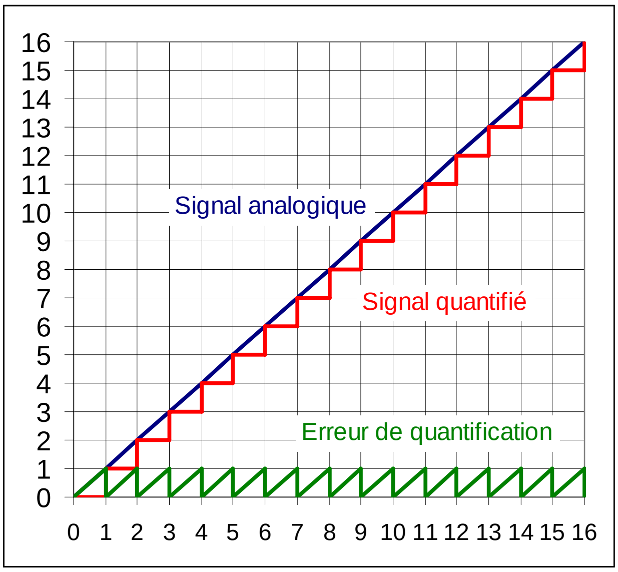


Figure 4 : Signal analogique, signal quantifié et erreur de quantification. Pour la clarté, le graphique présente le cas (rare) d'un convertisseur à 4 bits, soit 16 niveaux.

Selon les applications, les différents bits générés seront présentés

- soit simultanément, sur autant de broches du circuit intégré (CAN à sortie parallèle)
- soit l'un après l'autre, sur une seule broche (CAN à sortie sérielle)

Dans le cas ou le signal numérisé doit être transmis à distance, on préfèrera souvent une sortie sérielle, puisqu'il sera alors facile de transmettre tous les bits en n'utilisant qu'un seul canal de transmission. Par contre, il faudra s'assurer d'avoir une transmission suffisamment rapide pour que tous les bits puissent être transmis dans l'intervalle séparant la prise de 2 échantillons consécutifs.

5.1.3. Bits et symboles

Dans sa version la plus simple, la transmission numérique ne véhicule qu'un seul bit à la fois. Le signal ne connaît donc que 2 états logiques: 0 ou 1. Les grandeurs physiques varieront selon le type de transmission utilisée : 0 ou 5V, +12 ou –12V, porteuse présente ou absente, lumière ou absence de lumière dans une fibre optique, etc.

Toutefois, dans le but d'augmenter les vitesses de transmission, on procède souvent à l'envoi simultané de plusieurs bits. Chaque groupe de bits (généralement une puissance de 2), porte alors le nom de *symbole*. L'ensemble des symboles utilisés pour transmettre l'information forme un *alphabet*.

Pour garder une cohérence dans l’expression des vitesses de transmissions, on désignera toujours la vitesse en *bits par seconde (bps)*, même lorsque ceux-ci sont groupés en symboles. Le Tableau 1 donne quelques vitesses typiques de systèmes de télécommunication usuels.

GSM	9,6 – 14,4 kbps
Modem moderne (V.90)	56 kbps
GPRS	56 – 114 kbps
ADSL	128 kbps / 4 Mbps
UMTS	2 Mbps
Réseau local (Ethernet)	10 / 100 Mbps
Fibres optiques longue distance	51 Mbps – 13 Gbps

Tableau 1 : vitesses de quelques systèmes de télécommunication

5.2. Modulation de signaux numériques

S’il existe de nombreuses applications dans lesquelles les signaux numériques sont transmis directement au canal de transmission (transmission dite *en bande de base*), on préfère souvent procéder auparavant à une modulation sur une porteuse. Cette porteuse peut être de haute fréquence (pour une transmission par radio), mais peut également se situer dans le domaine des fréquences audibles, par exemple si l’on doit transmettre le signal via une ligne téléphonique classique.

Exactement comme pour les signaux analogiques, on pourra utiliser pour la modulation numérique les 3 types de modulation étudiés au chapitre 4: modulation d’amplitude, de fréquence et de phase. De plus, il sera ici possible de combiner plusieurs modulations ensemble, par exemple une modulation d’amplitude et une modulation de phase.

5.2.1. Modulation d’amplitude

Considérons un signal numérique à deux niveaux (0 ou 1). Pour la simplicité des calculs, on préfère le représenter comme un signal bipolaire de la forme :

$$m(t) = \begin{cases} 1 \text{ si le bit vaut 1} \\ -1 \text{ si le bit vaut 0} \end{cases}$$

Chaque bit sera présent pendant une durée constante (T_B), ce qui permet de définir la fréquence du signal

$$f_B = \frac{1}{T_B} \quad (bps)$$

Pour moduler ce signal sur une porteuse

$$p(t) = P\sin(\omega_0 t)$$

il suffit d'effectuer l'opération

$$s(t) = P\left[1 + km(t)\right]\sin(\omega_0 t)$$

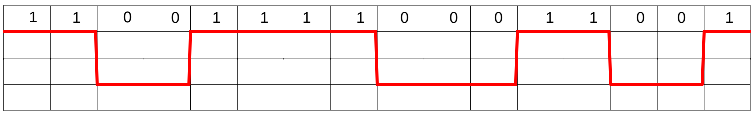
Selon la valeur de *k*, on distinguera 2 cas distincts :

- k = 1 : lorsque le bit vaut 0, *m(t)*=-1 et l'amplitude de la porteuse s'annule. On parle alors de modulation OOK *(On Off Keying)*.
- k < 1 : la porteuse est toujours présente, mais son amplitude varie au rythme du signal binaire. On parle alors de modulation ASK *(Amplitude Shift Keying)*

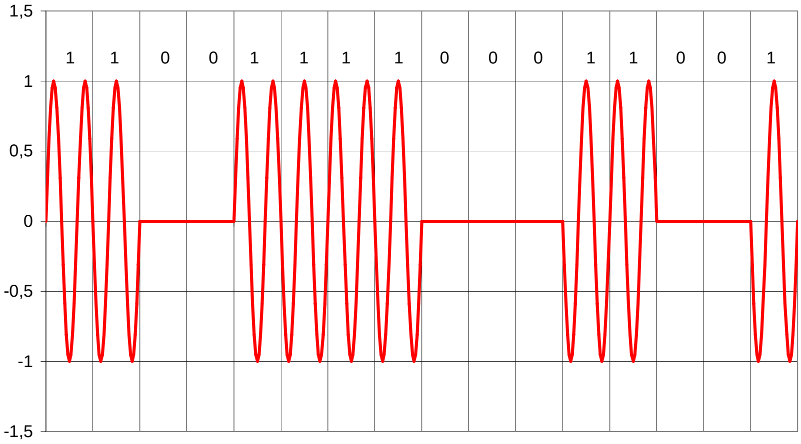
La Figure 5 montre le type de signal modulé obtenu dans chacun des 2 cas.
La modulation OOK est la plus simple et la plus ancienne des modulations : c'est celle employée, par exemple, par les radio-amateurs et les navires pour communiquer en Morse.

Spectre du signal

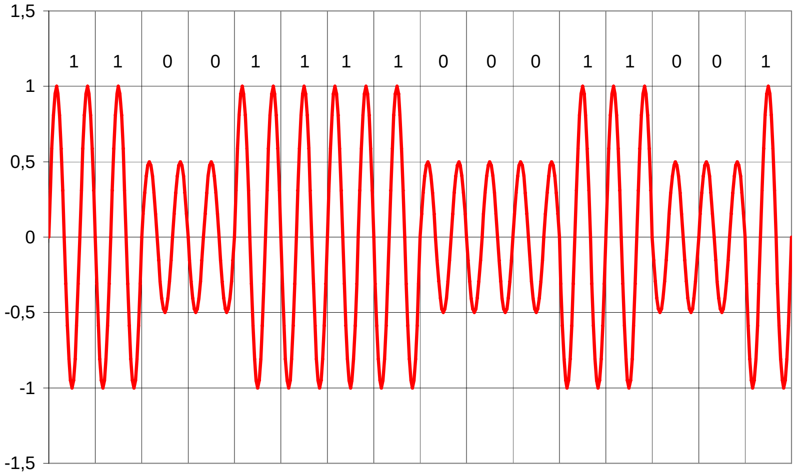
Le calcul du spectre d'un signal numérique est complexe, car il dépend entre autres de la probabilité d'occurrence de *0* et de *1*. Si les bits sont parfaitement aléatoires, et qu'il y a en moyenne autant de *0* que de *1* , on peut montrer que la bande spectrale occupée est l'ordre de f_B.
Par conséquent, le spectre du signal modulé s'étendra comme on l'a vu précédemment, de f_0-f_B à f_0+f_B. La bande passante nécessaire est donc égale à 2 f_B.



(a)



(b)



(c)

Figure 5 : signal binaire (a) modulé en modulation OOK (b) et modulation ASK (c)

<u>Variantes</u>

La modulation ASK ne se limite pas à 2 niveaux : si l'on désire travailler avec plus de symboles (en groupant les bits par 2, 4 ou plus), il est possible de réaliser une modulation à *k* niveaux distincts, afin d'augmenter la vitesse de transmission. On parle dans ce cas de modulation *ASK-k*.

Par ailleurs, il existe une modulation très utilisée, qui porte le nom de *Quadrature Amplitude Modulation (QAM)*. Nous y reviendrons au paragraphe 5.2.4, car il s'agit en réalité d'une modulation combinant modulation d'amplitude et modulation de phase.

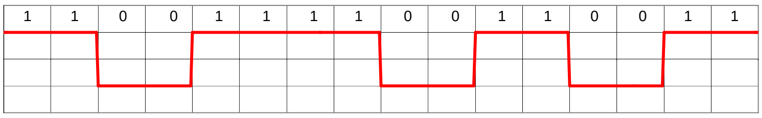
5.2.2. Modulation de fréquence

Lorsque, au lieu de moduler l'amplitude de la porteuse, on en module la fréquence, on parle de modulation *FSK (Frequency Shift Keying)*. Dans ce cas, le signal modulé peut s'exprimer selon

$$s(t) = P\sin\left[2\pi\left(f_0 + m(t)\Delta f\right)t\right]$$

où Δf est l'excursion en fréquence que l'on désire appliquer à la porteuse.

La Figure 6 présente le résultat de la modulation en fréquence.



(a)

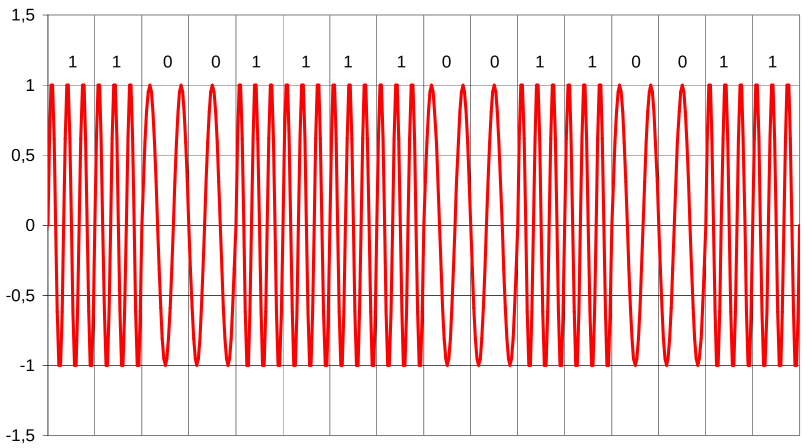


Figure 6 : signal binaire (a) modulé par une modulation FSK (b)

(b)

<u>Spectre du signal</u>

Sans entrer dans les détails de calcul, on retiendra que le spectre du signal modulé occupe, en première approximation, une largeur égale à 2 f_B + 2 Δf.

Démodulation

Il y a 2 méthodes différentes de réaliser la démodulation de signaux FSK.

La première fait appel à une batterie de filtres passe-bande étroits, centrés chacun sur une des fréquences admises. Chaque branche possède son propre détecteur d'enveloppe, afin de supprimer la porteuse et de régénérer le signal numérique.

La deuxième méthode fait appel à des multiplicateurs. Après avoir séparé le signal, chaque branche est multipliée par un signal correspondant à une des fréquences autorisées.

La Figure 7 illustre le principe dans le cas d'une modulation à 2 fréquences, FSK-2. Le signal entrant a la forme

$$s(t) = P\sin(\omega t) = \begin{cases} P\sin(\omega_1 t) & \text{ou} \\ P\sin(\omega_2 t) & \text{selon le cas} \end{cases}$$

Il est séparé en 2 branches, qui sont multipliées par les fréquences ω_1 et ω_2, respectivement. Les 2 multiplicateurs génèrent donc les signaux

$$P\sin(\omega t)\sin(\omega_1 t) \quad \text{dans la branche supérieure}$$

$$P\sin(\omega t)\sin(\omega_2 t) \quad \text{dans la branche inférieure}$$

Ce qui est équivalent à

$$P\left[\cos(\omega t - \omega_1 t) + \cos(\omega t + \omega_1 t)\right] \quad \text{et}$$

$$P\left[\cos(\omega t - \omega_2 t) + \cos(\omega t + \omega_1 t)\right] \quad \text{respectivement}$$

Après filtrage des 2 signaux par un filtre passe-bas, on peut éliminer la composante contenant le cosinus de la somme, et intégrer l'autre composante. L'intégrale ne sera non nulle que si $\omega = \omega_1$ ou $\omega = \omega_2$ ($\cos 0 = 1$). Ainsi, la sortie de chaque détecteur ne réagira que lorsque le signal d'entrée contient la fréquence introduite dans son propre modulateur.

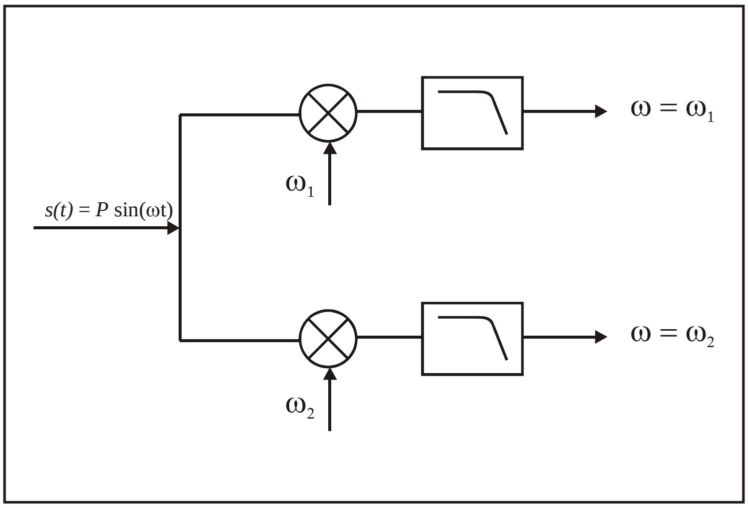


Figure 7 : principe d'un démodulateur FSK

Applications

Les applications de la modulation FSK sont innombrables. A titre d'exemple, la Figure 8 présente les différentes fréquences utilisées par un modem *(MODulateur – DEModulateur)* travaillant à 300 bps. On peut constater que ces fréquences se trouvent toutes dans la gamme audible, afin de pouvoir être acheminées sur une ligne téléphonique classique. Ce sont ces fréquences que l'on entend au début de l'établissement de la communication.

Comme le transfert de données doit être bi-directionnel, 2 fréquences sont utilisées pour chaque direction. C'est au début de la communication que chaque modem se voit attribuer le rôle de modem appelant *(originate-mode)* ou appelé *(answer-mode)*.

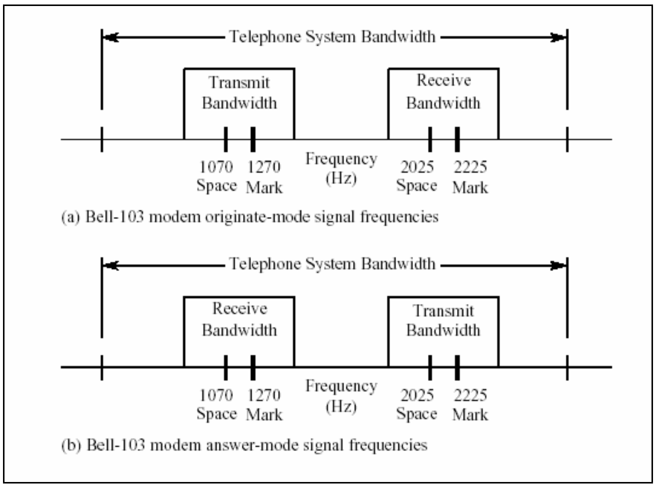


Figure 8 : signaux modulés FSK d' un modem travaillant à 300 bps

5.2.3. Modulation de phase

La plus récente des modulations numériques, la modulation de phase ou *Phase Shift Keying (PSK)* est également une des plus employées, en raison des vitesses élevées qu'elle permet d'atteindre. Pour ce faire, la modulation PSK regroupe les bits par groupe de 2, 4, ou même 8 bits. On multiplie ainsi d'autant la quantité d'information transmise sans devoir augmenter la fréquence f_B.

On désigne le système de modulation par une notation de type *PSK-k*, où *k* est le nombre de symboles. Ainsi, un signal PSK-2 est un signal PSK où le signal modulé peut prendre 2 états de sortie.

La forme générique du signal de sortie pour une modulation PSK-k est

$$s(t) = P\sin\left(\omega_0 t + n(t)\frac{2\pi}{k}\right) \qquad\qquad n(t) = 0, 1, \dots k-1$$

Modulation PSK-2, ou BPSK

Dans cette modulation de base, le signal modulé ne connaît que 2 états : soit en phase avec la porteuse (*m(t)*=1), soit en opposition de phase (*m(t)*=-1). Pour réaliser cette modulation, une simple multiplication de la porteuse par le signal binaire (+1 ou –1) est suffisante. Le résultat est présenté à la Figure 10 (page 5-14).

La démodulation est également extrêmement simple.

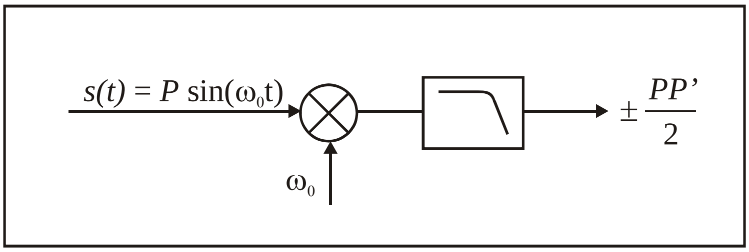
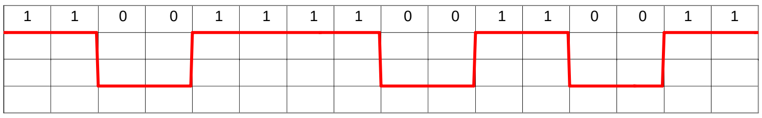


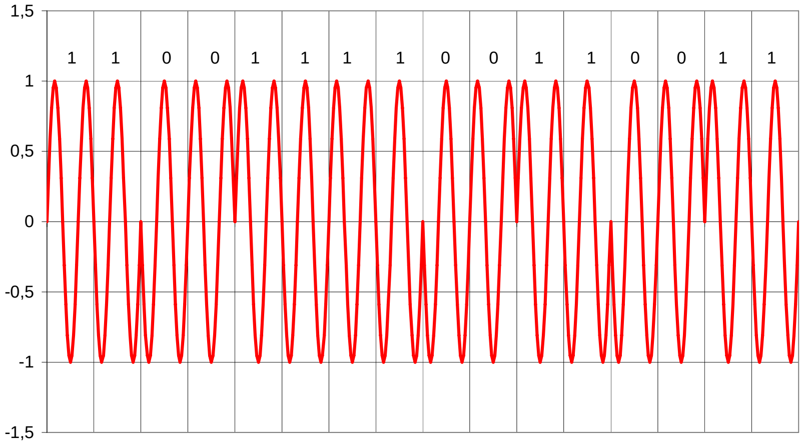
Figure 9 : principe d'un démodulateur BPSK

Le signal modulé a la forme

$$s(t) = \begin{cases} P\sin(\omega_0 t) & m = 1 \\ -P\sin(\omega_0 t) & m = -1 \end{cases}$$



(a)



(b)

Figure 10 : signal binaire (a) modulé en modulation PSK-2 (b). On remarque les discontinuités de la phase à chaque changement du signal binaire.

Dans le démodulateur, *s(t)* est multiplié par une porteuse reconstituée de la forme

$$p'(t) = P'\sin(\omega_0 t)$$

Le produit *s(t) p'(t)*est donc égal à

$$PP'\sin^2(\omega_0 t) = \pm\frac{PP'}{2}(1 - \cos 2\omega_0)$$

Un simple filtre passe-bas, chargé de rejeter la fréquence ω_0 ne laissera donc en sortie du démodulateur que

$$\frac{PP'}{2} \qquad \text{pour } m = +1$$

$$-\frac{PP'}{2} \qquad \text{pour } m = -1$$

<u>Modulation PSK-4, ou QPSK</u>

2 fois plus efficace que la modulation PSK, la modulation QPSK ou *Quadrature Phase Shift Keying* code 2 bits à la fois, en imposant des déphasages de 0, $\frac{\pi}{2}$, π, ou $\frac{3\pi}{2}$, selon

la valeur des 2 bits à coder. Le choix des 4 phases est d'ailleurs arbitraire, et l'on peut parfaitement choisir $\frac{\pi}{4}$, $\frac{3\pi}{4}$, $\frac{5\pi}{4}$, et $\frac{7\pi}{4}$.

Pour décrire les très nombreuses modulations existantes, on a recours à un diagramme appelé *constellation*, sur lequel on représente l'ensemble des *symboles* (groupes de 1 ou plusieurs bits), ou *éléments de la constellation.* Pour chaque symbole, la distance par rapport au centre indique l'amplitude du signal modulé, et sa position angulaire représente la phase. Le principe est similaire à celui des diagrammes de Fresnel (Figure 11).

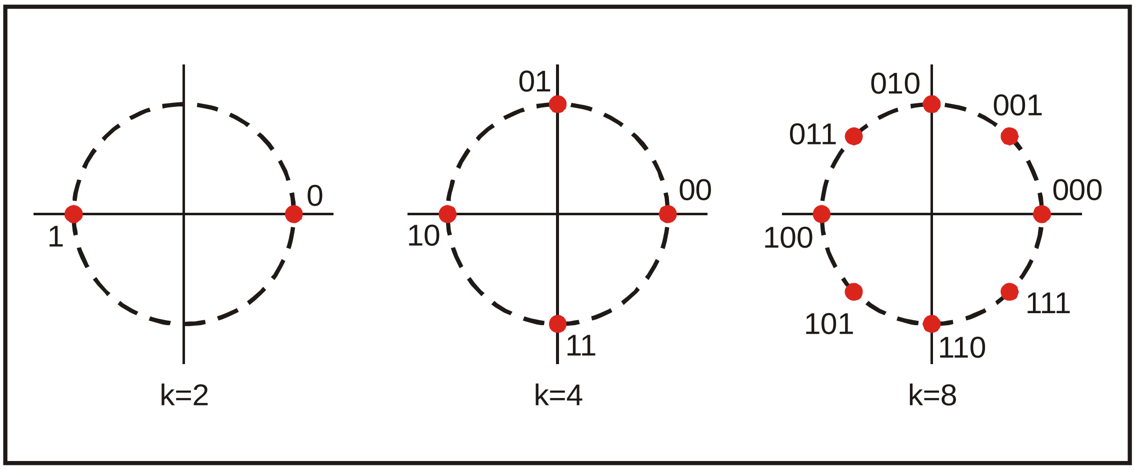


Figure 11 : constellations des modulations PSK-2, PSK-4 et PSK-8.

<u>Modulation DPSK</u>

Une des principales difficultés rencontrées pour démoduler un signal codé en modulation de phase est l'absence d'une référence de phase absolue. Pour remédier à cette difficulté, on préfère souvent coder l'information non pas sur la phase absolue du signal par rapport à la porteuse, mais sur la différence de phase d'un symbole par rapport au précédent. Ce type de codage est appelé *Differential Phase Shift Keying.* La Figure 12 illustre le procédé utilisé.

Dibit Table

To encode	requires a shift of
00	0°
01	90°
11	180°
10	270°

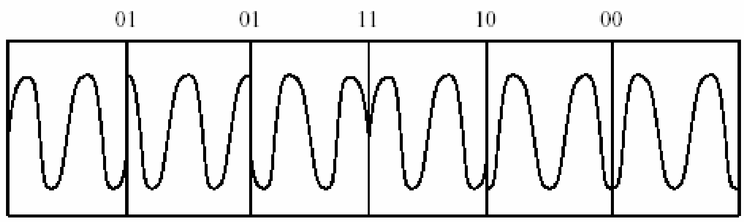


Figure 12 : constellations des modulations PSK-2, PSK-4 et PSK-8.

5.2.4. Modulations combinées

Pour augmenter encore davantage la vitesse de transmission, il est possible de combiner une modulation de phase avec une modulation d’amplitude. C’est notamment la technique utilisée dans les modems modernes. L’explication du procédé repose ici aussi sur le diagramme de constellation.

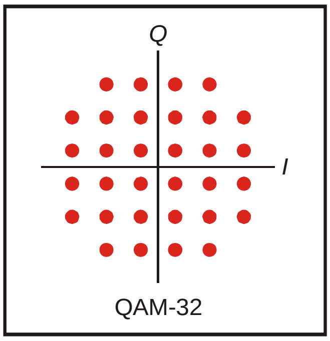


Figure 13: digramme de constellation d'une modulation QAM-32

Modulation QAM

La modulation combinant une modulation d’amplitude et/ou une modulation de phase est appelée *Quadrature Amplitude Modulation (QAM).* Le but de la modulation QAM est de placer un maximum de symboles sur le diagramme de constellation, tout en gardant entre eux une distance suffisante, que ce soit en phase ou en amplitude. En effet, plus le diagramme est dense, et plus il est difficile de distinguer un symbole de ses voisins. Par contre, plus on place de symboles différents, plus on augmente la vitesse de transmission.

L'emploi du terme *Amplitude Modulation* vient de la manière dont est généré le signal. Le principe du modulateur QAM est d'additionner 2 signaux sinusoïdaux de même fréquence, déphasés de $\frac{\pi}{2}$ (ou encore un signal $A\sin(\omega_0 t)$ et un signal $B\cos(\omega_0 t)$). En électronique, les deux signaux sont dits *en phase* pour l'un, et *en quadrature* pour l'autre, et notés respectivement *I* et *Q*.

Sur un diagramme de constellation, l'axe horizontal est l'axe *I*, et l'axe vertical l'axe *Q*. Chaque point du diagramme de constellation est caractérisé par la paire (A, B), et le signal correspondant sera produit par

$$A\sin(\omega_0 t) + B\cos(\omega_0 t)$$

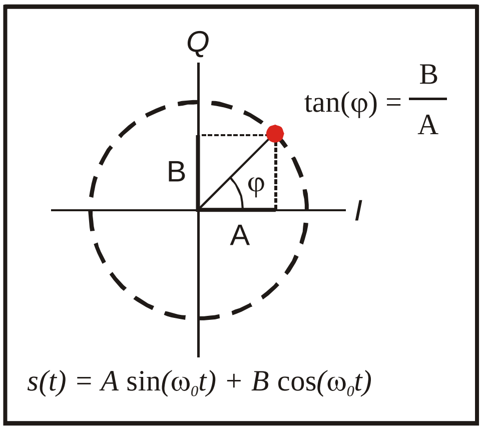
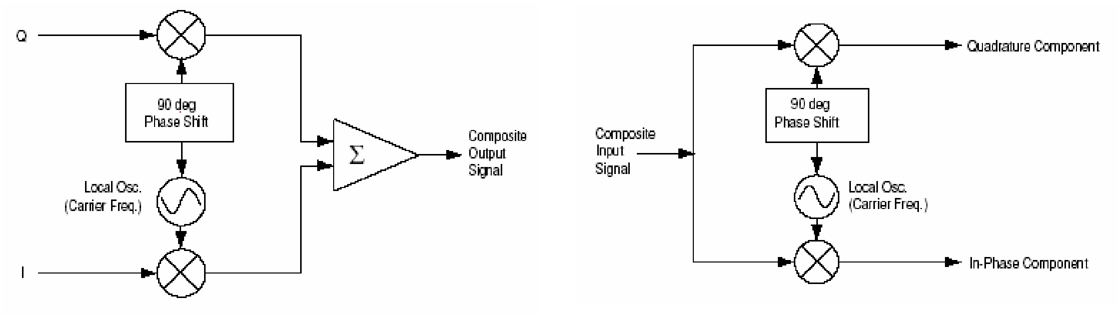


Figure 14: Notation I/Q dans un diagramme de constellation

Trois cas peuvent donc se présenter :

- modulation d'amplitude seule : tous les symboles sont sur l'axe *I*, du côté des I positifs.
- modulation de phase seule : tous les symboles se trouvent sur un même cercle (l'amplitude est constante)
- modulation combinée : les points se trouvent répartis dans tout le plan *I/Q*. Les figures formées connaissent de nombreuses variantes : carrés, cercles concentriques, …



(a) (b)

Figure 15 : modulateur (a) et démodulateur (b) QAM (Réf. 1)

5.2.5. <u>Le problème des erreurs</u>

Au fur et à mesure de l'accroissement des vitesses de transmission et de l'apparition de principes de modulation complexes, il est inévitables que des erreurs apparaissent. Le calcul de la probabilité d'erreur en présence de bruit sur le signal est une partie essentielle des principes de transmission numérique. Sans pouvoir l'aborder ici, insistons sur le fait qu'aucune transmission numérique n'est infaillible, et que tout système ne peut fonctionner de manière fiable qu'en présence d'un système de détection et de correction des erreurs.

La détection des erreurs repose généralement sur le principe de la somme de contrôle *(Cyclic Redundancy Check, ou CRC)*. Le CRC consiste à envoyer, après chaque série de N nombres leur somme, ou une fonction quelconque dépendant de chacun des nombres transmis. Si l'un d'entre eux a été reçu incorrectement, le récepteur peut constater que la somme ne correspond pas à la valeur attendue.

La correction des erreurs fait appel au principe de redondance, c'est à dire à transmettre plus d'information que nécessaire, dans l'espoir de pouvoir reconstituer les données manquantes. Le choix du pourcentage de redondance est difficile, car il résulte d'un compromis entre le taux d'erreurs que l'on s'attend à rencontrer et le gaspillage de bande passante qu'il occasionne. La criticité de l'application est généralement le critère décisif, car elle détermine les conséquences d'une éventuelle défaillance de la transmission.

5.3. *Multiplexage*

Avec l’accroissement phénoménal des besoins en télécommunications, la nécessité de partager les canaux de transmission de façon optimale devient de plus en plus impérieuse. C’est notamment le cas pour les fréquences radio, dont les bandes utilisables sont par nature limitées et soumises à des réglementations strictes.

Pour permettre à plusieurs communications de prendre place simultanément sans se mélanger, on a recours à des techniques de *multiplexage*, souvent même à une combinaison de plusieurs techniques différentes.

5.3.1. <u>Multiplexage en fréquence</u>

Frequency Division Multiple Access (FDMA)

C’est la méthode la plus simple et la plus ancienne utilisée.

- à l’émission, on module chaque signal sur une porteuse de fréquence différente
- à la réception, le signal composite est filtré par un filtre passe-bande étroit, de façon à ne retenir qu’une seule des communications et à rejeter toutes les autres.

Le multiplexage en fréquence est employé depuis longtemps pour les transmissions analogiques, par exemple les émetteurs de radiodiffusion.

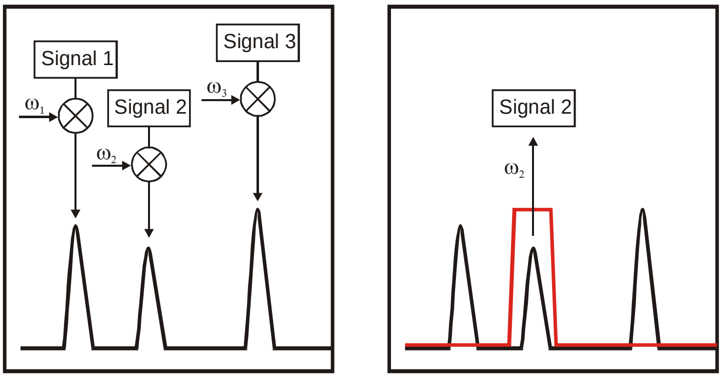


Figure 16: multiplexage en fréquence

Pour les communications numériques, il est de plus possible de changer constamment la fréquence utilisée, à la fois sur l’émetteur et sur le récepteur. Cette technique, appelée *Frequency Hopping*, fournit une meilleure immunité au bruit, dans le cas où une des fréquences est parasitée par un autre émetteur.

5.3.2. Multiplexage temporel

Time Division Multiple Access (TDMA)

Lorsque l'on dispose d'une capacité de transmission *N* fois plus importante que le taux d'informations à transmettre, il est parfaitement possible d'entrelacer *N* communications, en envoyant alternativement des blocs provenant de chaque communication. Pour permettre de séparer les différents blocs à la réception, il suffit que chaque bloc débute par un code d'identification permettant au récepteur de voir si celui-ci lui est destiné. Les systèmes à fibres optiques, qui ont un débit considérable, font un usage intensif du multiplexage temporel.

Un cas particulier de multiplexage temporel est le duplex par multiplexage *(TDD)*. Dans ces systèmes, les blocs de données formant la communication dans un sens sont entrelacés avec ceux de la communication dans l'autre sens. Les téléphones DECT sont un exemple d'application de TDD.

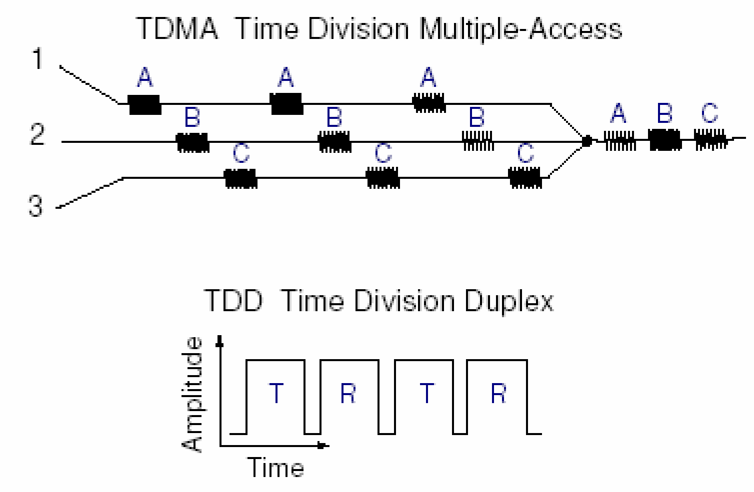


Figure 17: multiplexage temporel (Réf. 1)

5.3.3. Multiplexage géographique

Dans les télécommunications non guidées (principalement RF), le multiplexage géographique consiste simplement à limiter la portée de l'émission au strict nécessaire, afin de pouvoir utiliser la même fréquence d'émission simultanément à un autre endroit. La plupart des nouvelles technologies de liaison sans fil *(Bluetooth, Wi-Fi, DECT …)* ont leur portée intentionnellement limitée à quelques mètres.

Les systèmes de téléphone cellulaire et GSM, qui ont besoin d'une portée supérieure, font appel à un système de *cellules* travaillant chacune sur un nombre restreint de fréquences (Figure 18). Pour éviter les interférences entre cellules voisines, il est nécessaire de disposer d'au moins 7 fréquences distinctes, afin que chaque cellule ait une fréquence différente de ses 6 plus proches voisins. Les cellules plus éloignées peuvent ainsi réutiliser la fréquence d'une cellule avec laquelle elles n'ont pas de contact direct.

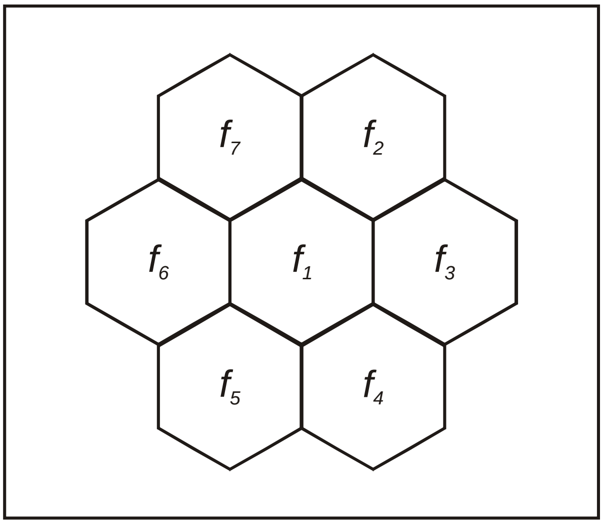


Figure 18: multiplexage géographique

5.3.4. Multiplexage par codage

Code Division Multiple Access (CDMA)

C'est une technique très innovante, qui consiste à transmettre en même temps, et sur le même canal, toutes les communications. Avant l'émission, on multiplie chaque signal binaire par un autre signal, dit *pseudo-aléatoire*, composé selon un code particulier.

Si $b_i(t)$ sont les signaux à transmettre et $c_i(t)$ les codes propres à chaque communication, le signal transmis est

$$m(t) = \sum_{i=1}^{N} b_i(t)\, c_i(t)$$

A la réception, le signal composite est re-multiplié par le code c_k correspondant au canal désiré. On obtient donc

$$b_k(t)\, c_k^2(t) + \sum_{i \neq k} b_i(t)\, c_i(t)\, c_k(t)$$

$c_k^2(t)$ est égal à 1, car $c_k(t)$ ne prend que les valeurs -1 et 1. Par contre, les produits $c_i(k)c_k(t)$ ont une moyenne nulle, car les codes sont précisément choisis pour n'avoir aucune corrélation entre eux. De ce fait, pour un récepteur réglé sur le canal *k*, ils n'apparaîtront que comme un bruit superposé au signal.

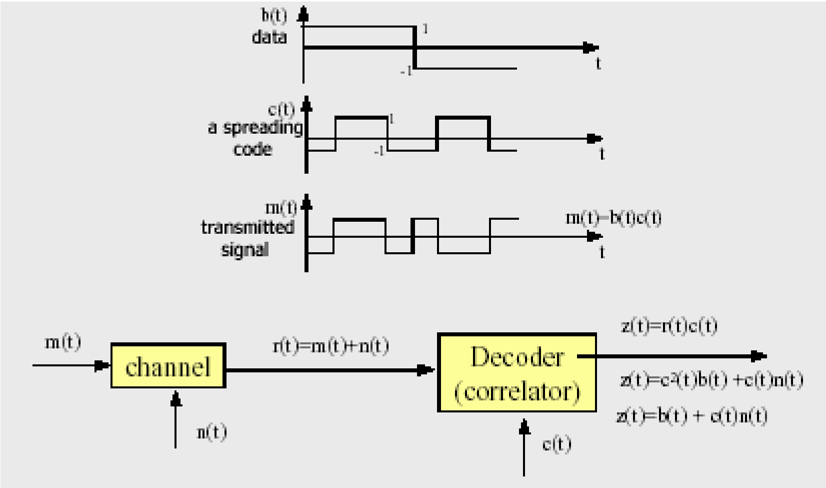


Figure 19: multiplexage par codage

Un exemple de technologie faisant appel au multiplexage CDMA est le système de positionnement par satellite GPS.

5.4. Référence

1. *Digital Modulation in Communications Systems – An Introduction*
   Agilent Technologies, Application Note 1298
   Disponible (mars 2004) sur le site Internet d'Agilent Technologies
   http://www.educatorscorner.com/media/AN_5965-7160E.pdf