

## Modulation MSK

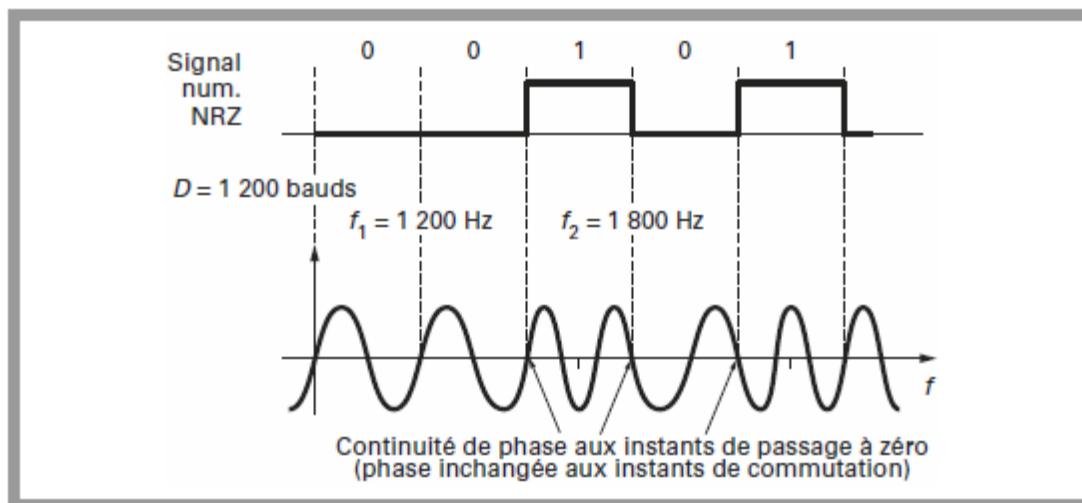
La modulation MSK (*minimum shift keying*) correspond au cas où  $x = 0,5$  sur les courbes de la *figure 3.16*.

La modulation MSK est avant tout un cas particulier de la modulation CPFSK :

$$\frac{f_2 - f_1}{D} = \frac{2\Delta f}{D} = 0,5$$

Nous avons donc toujours :  $f_2 - f_1 = 0,5D$

La représentation temporelle du signal MSK est donnée à la *figure 3.17*. Dans le cas d'un débit  $D$  de 1 200 bauds, les deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  valent respectivement 1 800 Hz et 1 200 Hz.



**Figure 3.17 - Représentation temporelle du signal MSK.**

Pour chacun des éléments binaires transmis, la phase du signal FSK à l'instant de commutation est soit 0 soit  $\pi$  et la continuité de phase est assurée pendant la transition.

Ce procédé de modulation, MSK, est très souvent utilisé pour des modems à basse vitesse jusqu'à quelques centaines de  $\text{kbits} \cdot \text{s}^{-1}$ . Malgré tout le procédé MSK est jugé insuffisant, en ce qui concerne la puissance des lobes secondaires, dans des cas critiques où le nombre et l'espacement des canaux sont les critères essentiels.

### 3.3.3 Modulation GMSK

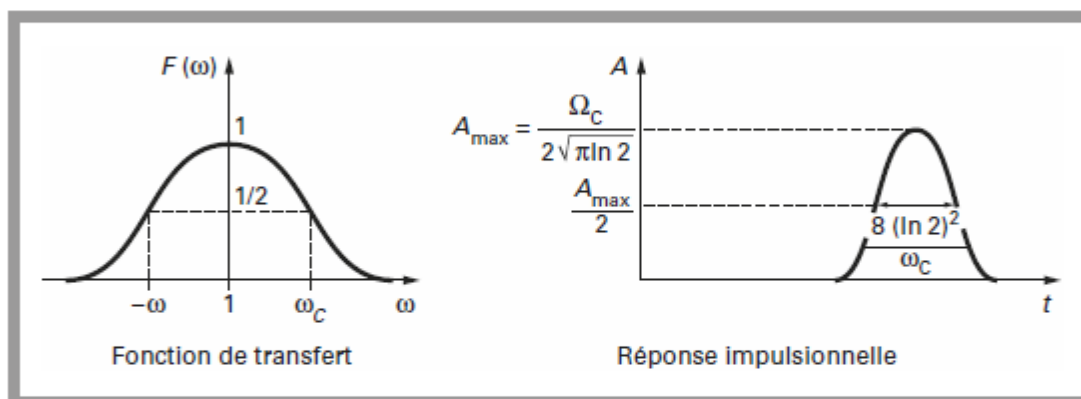
De manière à minimiser l'importance des lobes secondaires du signal MSK, on place dans le trajet du signal NRZ un filtre limiteur de bande. Ce filtre doit avoir comme caractéristique essentielle, la limitation en fréquence du signal NRZ.

Pour ce seul critère, de nombreux types de filtres pourraient convenir. Or, le filtre doit non seulement limiter la DSP du signal NRZ, mais il doit en outre, avoir

d'excellentes performances en ce qui concerne la régularité du temps de propagation de groupe et ceci pour éviter ou minimiser l'interférence intersymbole.

Pour ce second critère, les filtres de Bessel ou les filtres à réponse gaussienne pourraient convenir.

Seul le filtre à réponse gaussienne donne lieu à une application pratique très utilisée comme nous allons le voir. La modulation prend alors le nom de GMSK pour *Gaussian Minimum Shift Keying*. Pour un filtre à réponse gaussienne idéal, l'allure de la réponse impulsionnelle est identique à sa fonction de transfert comme le montre la *figure 3.18*. En outre, la réponse impulsionnelle est dépourvue de dépassement.



**Figure 3.18 - Filtre à réponse gaussienne idéal.**

La largeur de l'impulsion  $L$ , à mi-hauteur vaut :

$$L = \frac{8(\log_2 2)^2}{\omega_c}$$

Un tel filtre analogique est assez difficilement synthétisable mais peut être approché. Des filtres numériques sont en général mis en service.

Posons :

$$BT = \frac{f_c}{D}$$

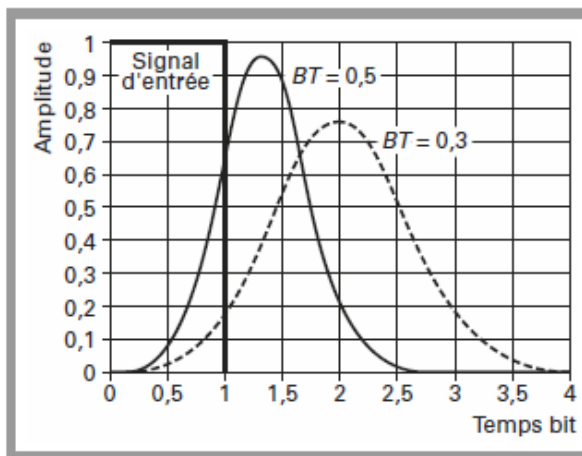
$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$$

La courbe de la *figure 3.19* représente deux cas où la réponse gaussienne a été approchée avec deux coefficients  $BT$  différents.

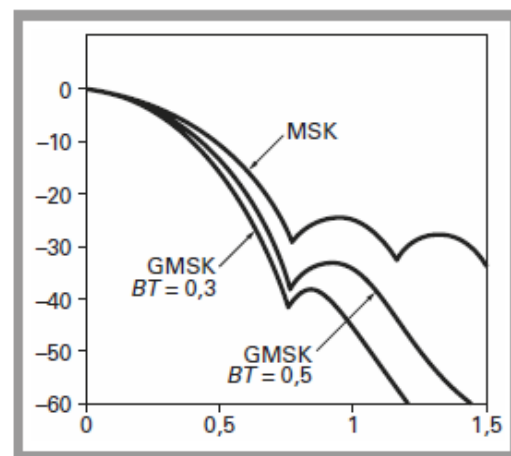
Dans le cas  $BT = 0,5$  la réponse s'étale sur deux temps bit ;

dans le cas  $BT = 0,3$  la réponse s'étale sur trois temps bit environ.

Les DSP des modulations MSK et GMSK pour  $BT = 0,5$  et  $BT = 0,3$  sont donnés à la *figure 3.20*.



**Figure 3.19** - Mise en forme du signal NRZ par filtrage de Gauss pour deux valeurs de  $BT$ .



**Figure 3.20** - DSP des modulations MSK et GMSK.

L'objectif initial, réduire l'importance des lobes secondaires de la modulation MSK est atteint.

Par contre, les réponses temporelles s'étalent sur 2 ou 3 temps bits. La réduction des puissances indésirables dans les lobes secondaires ne s'est effectuée qu'au prix d'une interférence intersymbole jugée malgré tout acceptable.

Les courbes de la *figure 3.21* représentent le signal NRZ en bande de base après filtrage passe-bas à réponse gaussienne dans les deux cas  $BT = 0,5$  et  $BT = 0,3$ .

L'interférence intersymbole est plus importante dans le cas où  $BT = 0,3$ . Cela met en évidence le compromis efficacité spectrale et interférence intersymbole.

Le *tableau 3.1* regroupe les largeurs de bande usuelles des canaux en radiocommunication et les possibilités maximales en débit pour les deux valeurs de  $BT$ .

**Tableau 3.1**

$BT$	Largeur de bande du canal kHz	Débit maximal bits $\cdot$ s <sup>-1</sup>
0,5	12,5	4800
0,5	25	9600
0,5	50	19200
0,3	12,5	8000
0,3	25	16000
0,3	50	32000

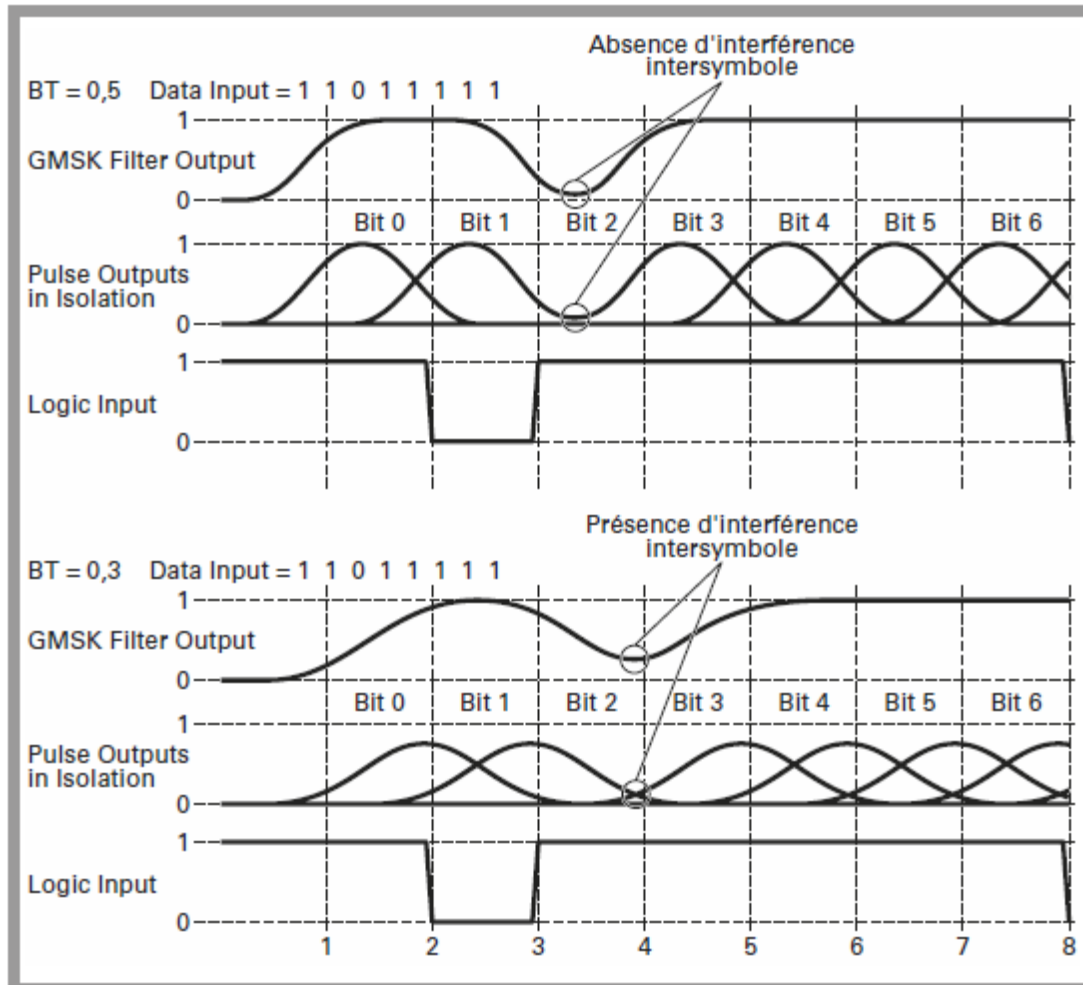


Figure 3.21 - Effet du choix du coefficient  $BT$  sur l'interférence intersymbole.

### 3.3.4 Modulateurs FSK, MSK, GMSK

Ce type de modulation est analogue à une modulation de fréquence. Le cœur du modulateur FSK est donc, au sens large, un oscillateur contrôlé en tension.

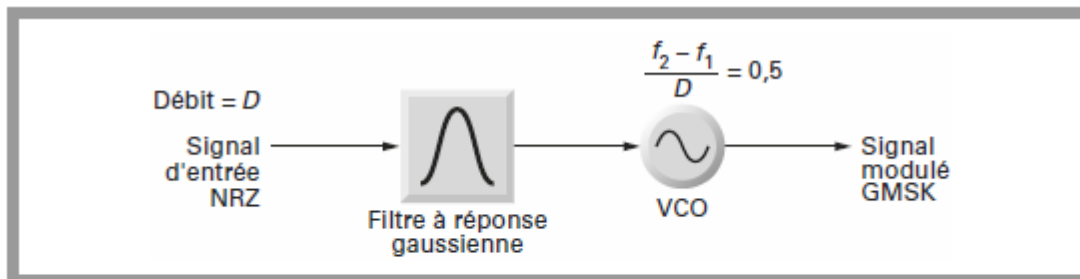
Comme en modulation de fréquence analogique, l'indice de modulation est une fonction de l'excursion en fréquence et de la largeur de bande maximale du signal modulant.

Cette configuration, représentée à la *figure 3.15* permet donc de satisfaire tous les types de modulation CPFSK dont les modulations MSK et GMSK font partie.

Avec un indice de modulation quelconque, la modulation est du type CPFSK, avec un indice de modulation égal à 0,5, la modulation est du type MSK.

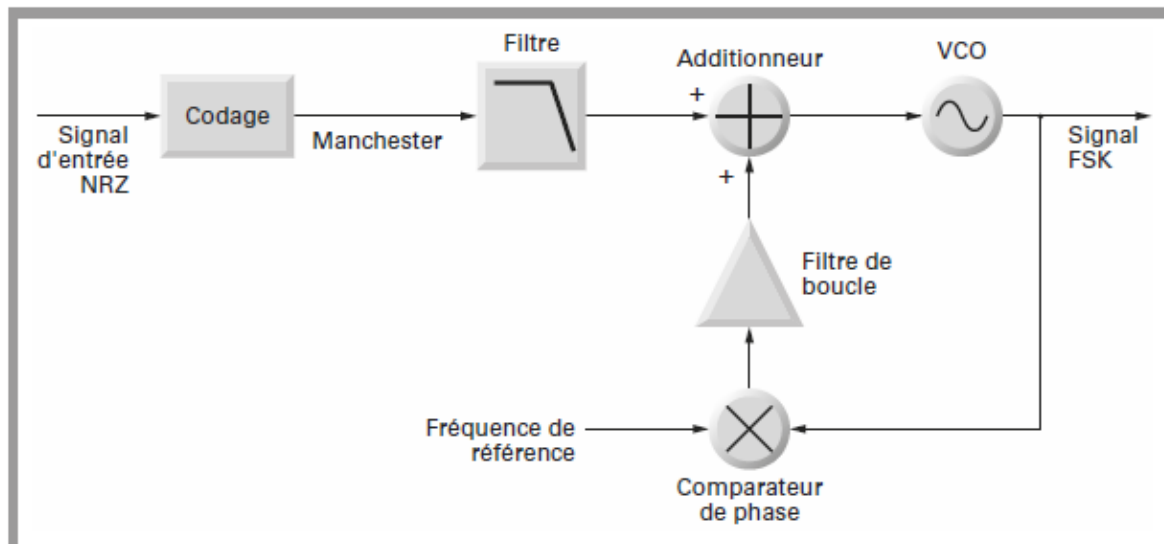
$$\frac{f_2 - f_1}{D} = 0,5$$

Le modulateur GMSK est obtenu en plaçant un filtre à réponse gaussienne dans le trajet du signal NRZ, avant l'entrée de commande du VCO, comme le montre le synoptique de la *figure 3.22*. Cette configuration n'est pas satisfaisante puisqu'il n'existe aucun système de stabilisation de l'oscillateur contrôlé en tension. L'emploi d'un PLL stabilisant le VCO n'est envisageable que si le signal modulant ne contient pas d'énergie à la fréquence 0. Tel n'est pas le cas du signal NRZ qui ne peut alors être additionné classiquement à la tension d'erreur pour moduler le VCO.



**Figure 3.22 - Modulateur GMSK.**

Le signal numérique en bande de base doit être codé pour faire disparaître la raie à la fréquence 0. Le problème peut être résolu, synoptique de la *figure 3.23*, en codant le signal NRZ en un signal Manchester.



**Figure 3.23 - Modulateur FSK stabilisé par PLL.**

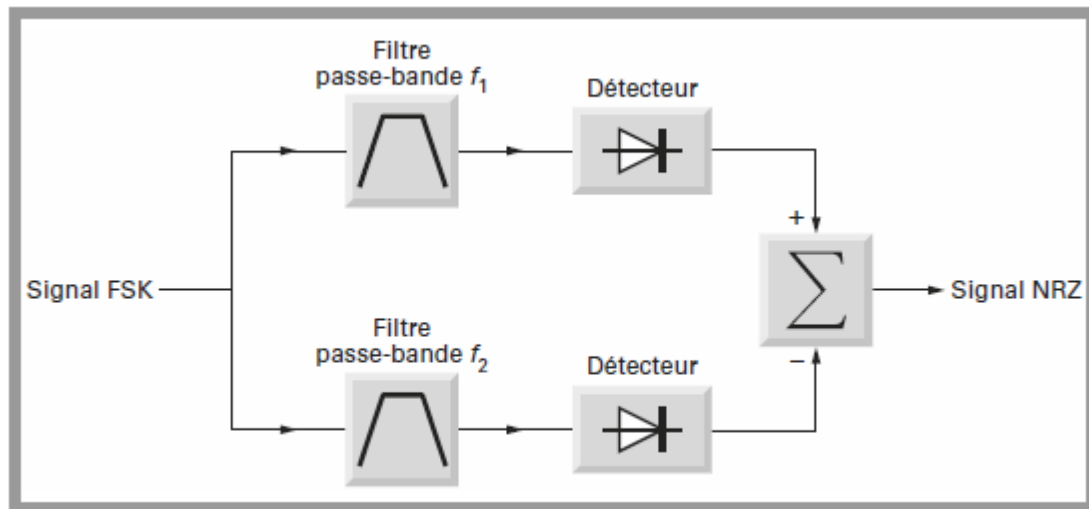
Dans ces conditions, la largeur maximale du signal en bande de base double. L'occupation spectrale suit la même loi. Si l'on souhaite comparer avec une occupation spectrale identique, ceci revient à diminuer le débit dans un rapport 2.

### 3.3.5 Démodulateurs FSK, MSK, GMSK

Ce procédé étant une modulation de fréquence, tous les types de démodulation de fréquence sont directement applicables. Les signaux modulés FSK peuvent être démodulés par un démodulateur à quadrature ou un PLL. Il s'agit alors d'une démodulation non cohérente. Les signaux de sortie sont envoyés à un organe de décision, comparateur à seuil qui restitue le signal NRZ original.

Ces deux structures sont intéressantes pour des débits élevés, par exemple de l'ordre de  $10 \text{ Mbits} \cdot \text{s}^{-1}$ .

Une autre structure classique de démodulation non cohérente est donnée par le schéma synoptique de la *figure 3.26*.



**Figure 3.26 - Démodulation FSK non cohérente.**

### 3.3.6 Démodulation cohérente

La figure 3.27 représente le schéma synoptique du démodulateur cohérent.

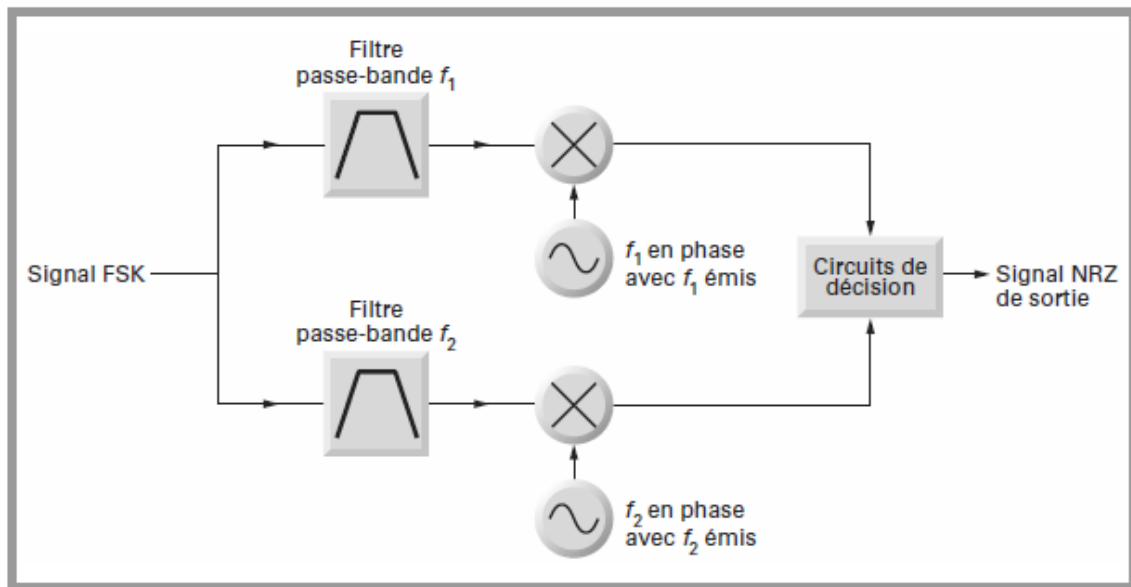


Figure 3.27 - Démodulation FSK cohérente.

Ce procédé nécessite le verrouillage des oscillateurs aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , en phase et en fréquence, sur les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  émises.

La récupération des fréquences  $f_1$  et  $f_2$  complique notablement le démodulateur et pour cette raison la démodulation FSK cohérente est rarement utilisée sauf dans des cas critiques.

### 3.3.7 Taux d'erreur bit pour les modulations FSK

En démodulation non cohérente :

$$\text{TEB - FSK} = \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0}}$$

En modulation cohérente :

$$\text{TEB - FSK} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}$$

### 3.3.8 Conclusions sur les modulations FSK

Le principal inconvénient des modulations FSK est sa faible efficacité spectrale. La limite théorique maximale vaut 1 bit/seconde/Hertz. Les paragraphes suivants montreront que les modulations de phase sont plus performantes en terme de taux d'erreur bit pour un rapport  $E_b/N_0$  égal. On peut alors se demander dans quel cas on doit opter pour la modulation FSK.

Les atouts majeurs de ce procédé sont les suivants :

- La transmission peut être réalisée sans que le récepteur n'ait besoin de connaître le débit binaire  $D$ . Si l'ensemble modulateur-démodulateur est conçu pour transmettre les informations avec le débit  $D_{\max}$ , la transmission s'effectue dans les mêmes conditions avec un débit  $D$  quelconque compris entre 0 et  $D_{\max}$ .
- Si l'émetteur est conforme au schéma synoptique de la *figure 3.25*, aucun transcodage n'est nécessaire, Manchester ou HDB3.
- Enfin, la liaison peut être synchrone ou asynchrone.

En modulation de fréquence, l'ensemble émetteur-récepteur peut être complètement transparent pour le signal numérique transmis. Ceci est le cas pour les modulations d'amplitude, mais est en général faux pour les modulations de phase. À l'émission comme à la réception, les modulateurs sont de réalisation relativement simple même lorsque les débits dépassent quelques dizaines de  $\text{Mbits} \cdot \text{s}^{-1}$ .

### 3.3.9 Applications

Plusieurs systèmes de radiotéléphones cellulaires comme le GSM à 950 MHz utilisent des procédés dérivés de la FSK.

- Le radiotéléphone GSM utilise le GMSK;
  - DCS 1800 en Europe, procédé de modulation GMSK avec  $BT=0,3$ ;
  - DECT en Europe et en Chine, procédé de modulation GFSK avec  $BT=0,5$ .
- Ceci montre l'importance de ces procédés.

## 3.4 Modulations de phase

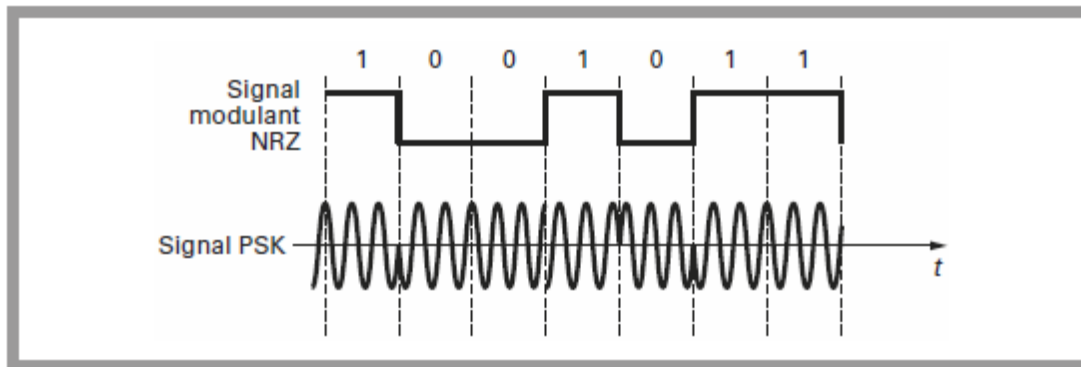
Les modulations de phase sont, en numérique, les modulations les plus importantes. Elles allient performances en terme de taux d'erreur et efficacité spectrale. Le choix d'une modulation de phase est inévitable, notamment lorsque le débit est important, et c'est bien sur le cas avec la radiodiffusion et surtout la télévision numérique.

Dans ce paragraphe sont regroupées les modulations de phase et certaines modulations simultanées d'amplitude et de phase s'y apparentant.

### 3.4.1 Modulation BPSK

Le terme de BPSK a pour signification : *Binary Phase Shift Keying*. Il s'agit alors d'associer aux deux symboles à transmettre, deux états de phase. L'allure du signal modulé en fonction du signal modulant est représenté à la *figure 3.29*.





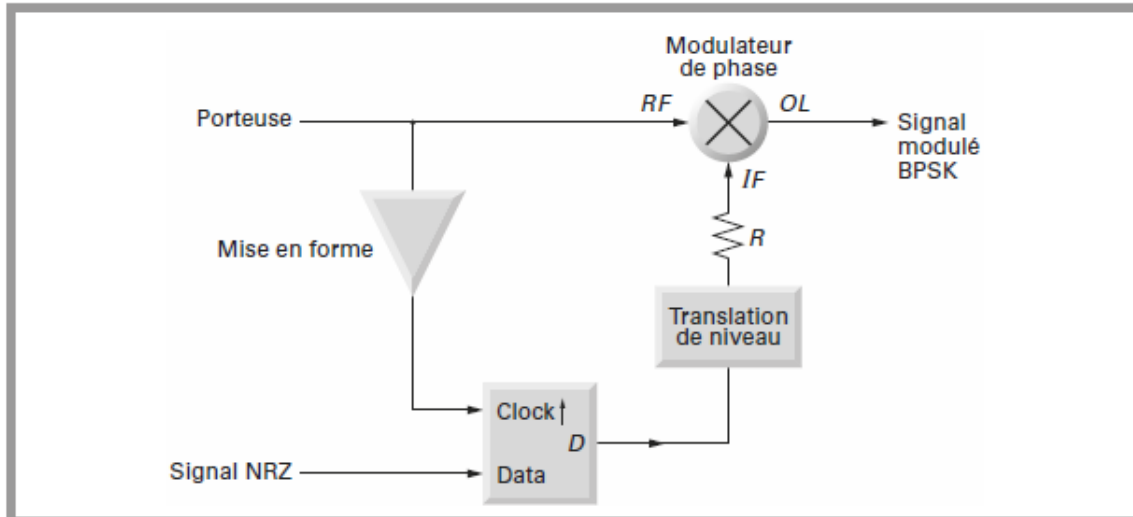
**Figure 3.29 - Signal modulé en phase PSK.**

Puisqu'il n'y a *a priori* aucune relation de phase précise entre la porteuse et le signal NRZ, la phase de la porteuse est quelconque aux instants de modulation. Ceci risquant de ne pas faciliter la démodulation, on cherche un procédé permettant d'associer deux valeurs de phase fixes pour chaque état du signal NRZ.

Une simple bascule  $D$ , représentée à la *figure 3.30* permet de synchroniser les données sur la porteuse. L'allure du signal modulé BPSK est alors celle de la *figure 3.31*. Si le signal modulant est un signal numérique pouvant prendre les valeurs 0 ou 1, le signal de sortie s'exprime par l'une ou l'autre des relations :

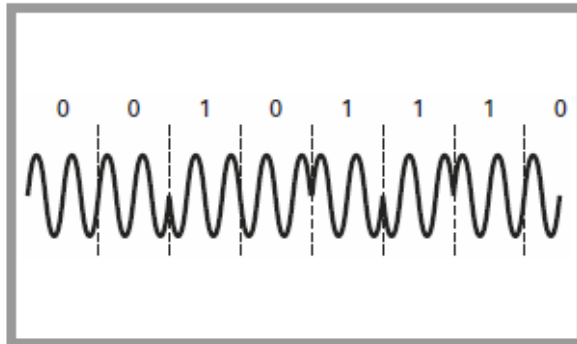
$$v_{RF} = B \cos \omega t \quad \text{pour le signal NRZ} = 0$$

$$v_{RF} = B (\cos \omega t + \pi) \quad \text{pour le signal NRZ} = 1$$

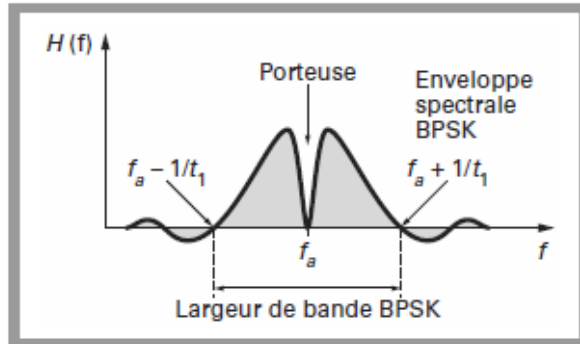


**Figure 3.30 - Synchronisation des données sur la porteuse.**

À chaque temps bit la porteuse peut prendre deux valeurs de phase différentes 0 ou  $\pi$ . Le spectre du signal BPSK est représenté à la *figure 3.32*.



**Figure 3.31 – Signal modulé BPSK avec synchronisation du signal NRZ sur la porteuse.**



**Figure 3.32 – Spectre du signal BPSK.**

### Largeur de bande

L'allure du spectre du signal modulé montre que l'occupation autour de la fréquence porteuse vaut  $2/T_b$ , soit deux fois le débit binaire  $B$  si on limite la bande au premier lobe. La DSP du signal est une fonction en  $\frac{\sin x}{x}$ .

Pour la transmission, la largeur de bande peut, au maximum, être réduite de moitié et limitée à la valeur  $D$ .

### Modulateur BPSK

Un mélangeur équilibré ou un multiplicateur peut être utilisé comme modulateur BPSK. Le principe de ce composant essentiel est examiné dans le chapitre relatif aux mélangeurs.

Le schéma de la *figure 3.33* représente la structure interne du mélangeur. Le signal NRZ est translaté vers deux niveaux  $-V$  et  $+V$  et envoyé *via* une résistance  $R$  à l'entrée IF du mélangeur. La résistance  $R$  n'a pour but que de limiter le courant dans les diodes à une valeur  $I = V/R$ . Alternativement, en fonction du niveau  $-V$  ou  $+V$ , deux diodes sont passantes et deux diodes sont bloquées :

- Pour une tension  $+V$ ,  $D_1$  et  $D_2$  sont passantes,  $D_3$  et  $D_4$  sont bloquées;
- Pour une tension  $-V$ ,  $D_3$  et  $D_4$  sont passantes,  $D_1$  et  $D_2$  bloquées.

Les quatre diodes agissent comme un commutateur.

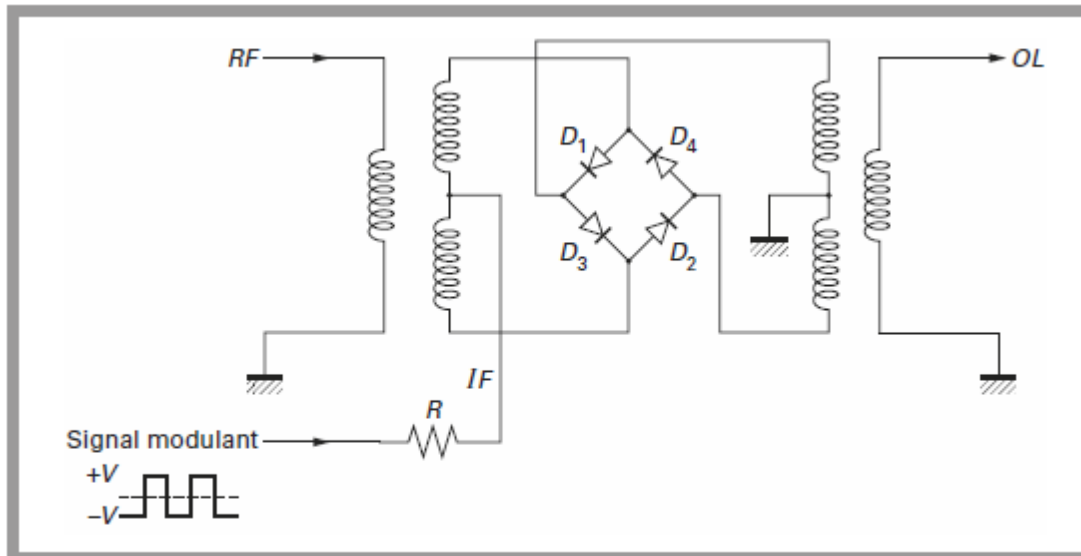


Figure 3.33 - Modulateur BPSK.

### Démodulateur BPSK

Comme dans les cas précédents, il existe deux méthodes fondamentalement différentes pour démoduler le signal, une démodulation cohérente ou une démodulation non cohérente.

### Démodulation cohérente

Le schéma synoptique du démodulateur est représenté à la figure 3.34.

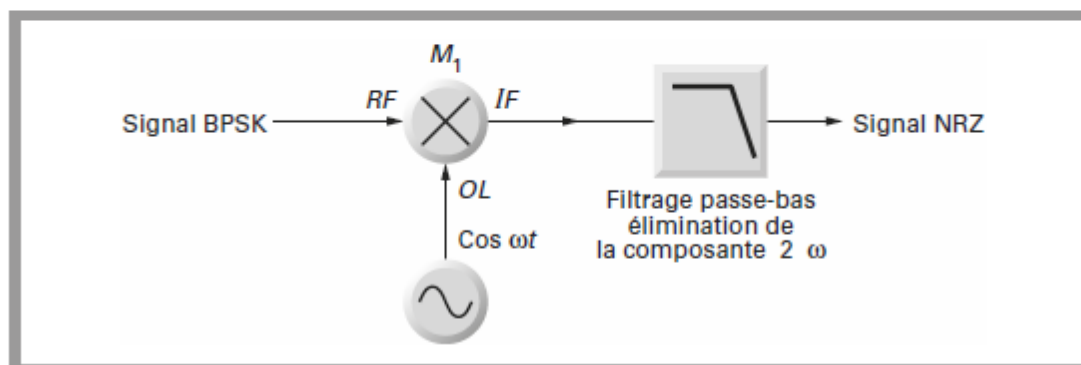


Figure 3.34 - Démodulateur BPSK cohérent.

On suppose que le récepteur dispose d'une information quelconque lui permettant de synchroniser en fréquence et en phase un oscillateur local OL, sur le signal porteur émis.

La tension de sortie de l'oscillateur local s'écrit :

$$v_{OL} = A \cos \omega t$$

Le signal BPSK reçu vaut :

$$v_{RF} = B \cos \omega t$$

$$v_{RF} = B \cos (\omega t + \varphi)$$

Un mélangeur M1 effectue le produit des deux tensions  $v_{OL}$  et  $v_{RF}$ .

La tension de sortie IF du mélangeur s'écrit alors :

$$v_{IF} = AB \cos \omega t \cos \omega t$$

$$v_{IF} = AB \cos \omega t \cos (\omega t + \pi)$$

ou

$$v_{IF} = \frac{AB}{2} \cos 2\omega$$

$$v_{IF} = \frac{AB}{2} [\cos 2\omega + \cos \pi]$$

Un filtre passe-bas élimine la composante au double de la fréquence d'entrée  $2\omega$ .

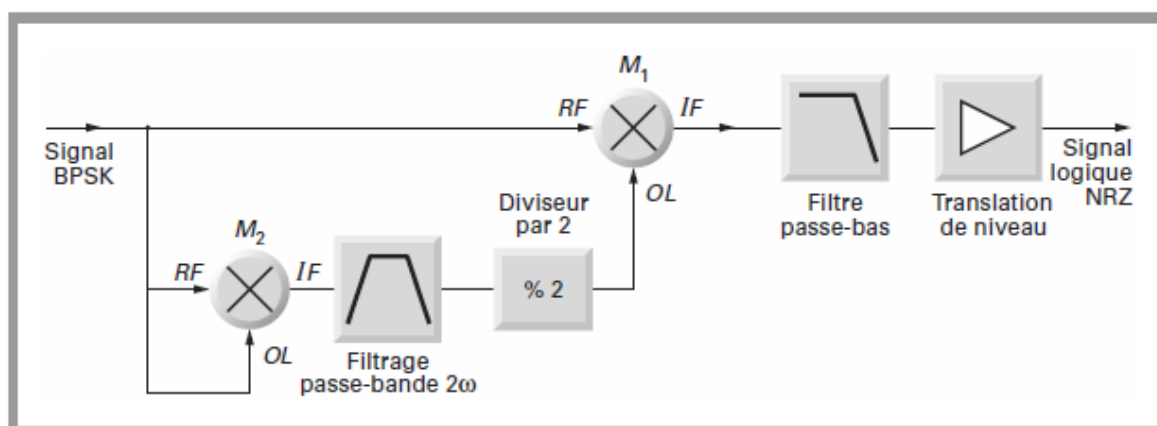
La tension de sortie du filtre passe-bas  $v_S$  vaut :

$$v_S = 0$$

$$v_S = -\frac{AB}{2}$$

En sortie du filtre on récupère bien deux niveaux distincts correspondant aux deux niveaux émis. Des circuits de translation et de remise en forme donneront la compatibilité avec la famille logique choisie pour le signal numérique.

Il reste alors à résoudre le problème de la récupération de la porteuse ou synchronisation de l'oscillateur local. La configuration de la *figure 3.35* permet en partie de résoudre le problème.



**Figure 3.35 – Récupération de la porteuse pour doublage de fréquence.**

Un mélangeur M2 reçoit sur ses deux entrées RF et OL le signal modulé BPSK. Il effectue le produit des tensions injectées sur ses deux entrées, soit dans ce cas, l'élévation au carré du signal BPSK.

La tension de sortie sur le port IF du mélangeur M2 vaut :

$$v_{IFM2} = B^2 \cos^2 \omega t$$

$$v_{IFM2} = B^2 \cos^2 (\omega t + \pi)$$

Soit

$$v_{IFM2} = \frac{B^2}{2} \cos 2\omega t$$

$$v_{IFM2} = \frac{B^2}{2} \cos(2\omega t + 2\pi) = \frac{B^2}{2} \cos 2\omega t$$

La porteuse est bien récupérée en phase. Il suffit d'effectuer une division par deux et de démoduler le signal BPSK comme il a été démontré précédemment.

Il faut noter que l'élévation au carré permet de récupérer la porteuse à la valeur  $\pi$  près. Il subsiste donc une ambiguïté de phase qui peut conduire à une inversion du signal logique, 0 reçu en lieu et place de 1 et 1 au lieu de 0. Un codage préalable permet de lever cette ambiguïté.

### 3.4.2 Modulation différentielle de phase DBPSK

DBPSK ou *differential binary phase shift keying*.

Il s'agit alors de transmettre, non plus la valeur du bit, 0 ou 1, mais une information relative à la comparaison de deux bits successifs. Si deux bits successifs sont identiques on transmettra la valeur 1 et si les deux bits sont différents on transmettra la valeur 0.

À l'émission, le codeur nécessaire à cette opération est assez simple et est représenté par le schéma de la *figure 3.36*.

Un registre à décalage de longueur 1 bit permet de disposer simultanément à l'entrée d'une porte, non ou exclusif du bit à l'instant  $t$  et du bit à l'instant  $t - \frac{1}{D}$ .  $D$  étant le débit binaire, le registre à décalage est actionné par une horloge au rythme  $D$ .

Le niveau logique de sortie  $S$  résultant de l'opération  $A \oplus B$  suit la loi suivante (*tableau 3.2*)

L'inconvénient majeur de ce procédé réside dans la nécessité d'un préambule puisque l'opération logique nécessite la présence simultanée de deux bits.

<b>A</b>	<b>B</b>	<b>S</b>
0	1	0
0	0	1
1	1	1
1	0	0

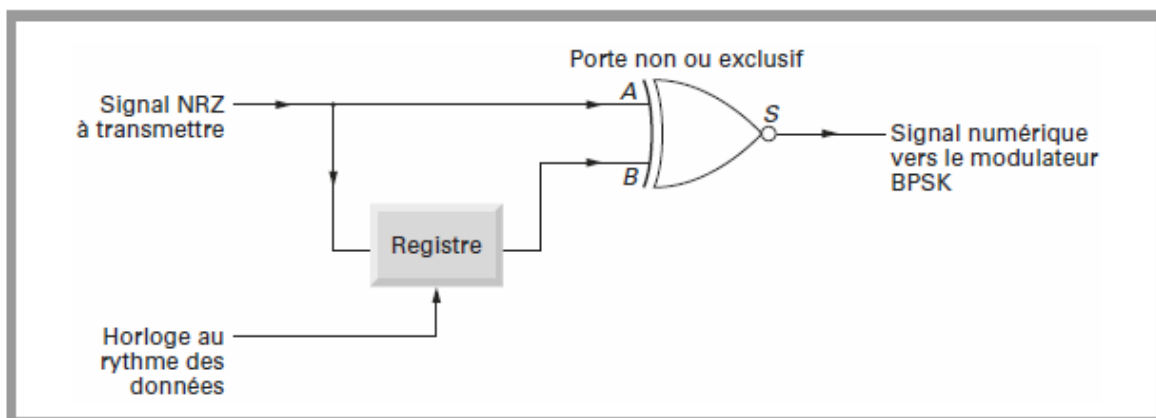
Un bit complémentaire, en début de séquence doit être ajouté, supposons que ce bit prenne la valeur 1. Soit une séquence 0111010011 à transmettre.

Pour l'émetteur les différentes étapes de codage et modulation sont résumées dans le *tableau 3.3* :

**Tableau 3.3**

Message		0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1
Codage	1 préambule	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0
Phase BPSK émis	$\pi$	0	0	0	0	$\pi$	$\pi$	0	$\pi$	0	0	0

Pour le récepteur qui reçoit le message *BPSK* émis, il s'agit d'effectuer l'opération inverse. Ceci ne pose pas de problème car le premier bit transmis vaut 1. Le récepteur ayant connaissance de ce premier bit, le décodage s'effectue grâce à une structure équivalente à celle de la *figure 3.36* en positionnant à 1 le premier bit reçu.

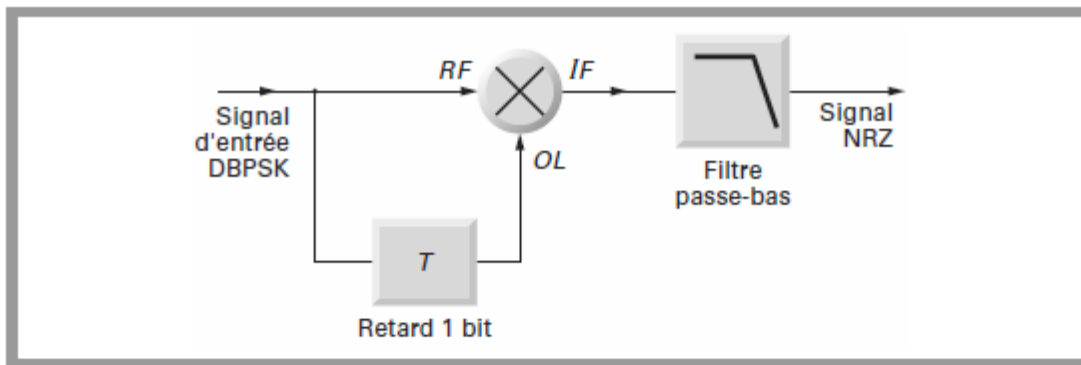


**Figure 3.36 - Encodeur pour la modulation DBPSK.**

Si le premier bit reçu vaut 1, la phase est récupérée avec la valeur 0. Si le premier bit reçu vaut 0, il convient d'inverser le signal démodulé avant l'opération de décodage.

Les opérations de codage et décodage du système mettent en évidence la deuxième faiblesse du procédé qui nécessite tant à l'émission qu'à la réception, une connaissance précise du rythme, débit binaire  $D$ .

Le schéma synoptique de la *figure 3.37* permet d'effectuer de manière simple une démodulation *DBPSK* en intercalant un circuit de retard analogique de durée égale à 1 bit. Dans le cas de la séquence précédente émise, le fonctionnement du démodulateur est résumé par le *tableau 3.4*.



**Figure 3.37 - Démodulation DBPSK par retard d'un bit.**

**Tableau 3.4 - Message original.**

Phase reçue	$\pi$	0	0	0	0	$\pi$	$\pi$	0	$\pi$	0	0	0	
Phase retardée		$\pi$	0	0	0	0	$\pi$	$\pi$	0	$\pi$	0	0	0
Sortie détecteur de phase		0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	

### Taux d'erreur bit

Dans le cas d'une démodulation cohérente le taux d'erreur bit est donné par la relation :

$$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

Pour une démodulation différentielle :

$$TEB = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0}}$$

### Schéma réel du démodulateur BPSK

Dans la pratique, la configuration de la *figure 3.35* peut difficilement être envisagée. En effet le signal *BPSK* incident est un signal ayant traversé le canal de transmission, il est donc bruité. Il peut d'autre part être soumis à diverses distorsions d'amplitude.

La récupération de la porteuse s'effectue alors grâce à une boucle à verrouillage de phase et la configuration retenue est alors celle de la *figure 3.38*.

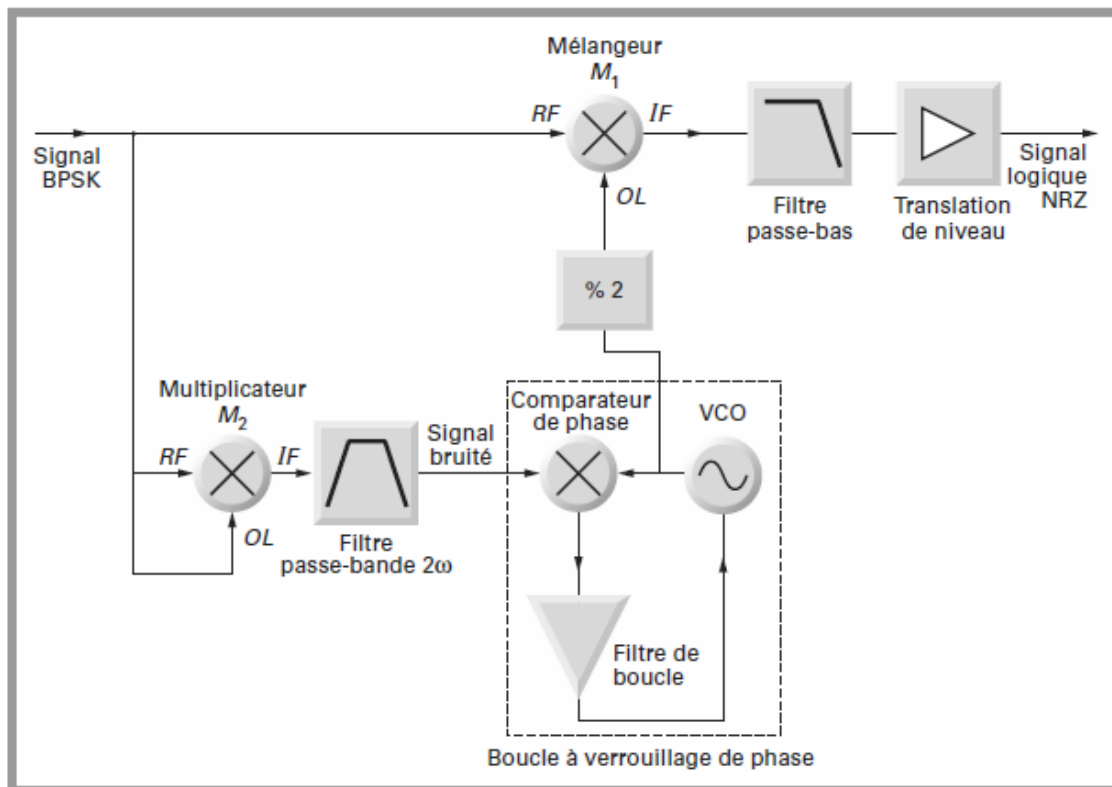


Figure 3.38 - Schéma réel du démodulateur BPSK.

### Conclusion sur la modulation BPSK

La modulation BPSK est une modulation facilement réalisable, les performances en terme de taux d'erreur sont très bonnes, l'efficacité spectrale n'est que de 1bit/s/Hz dans le meilleur des cas, si la bande est limitée à la valeur  $B = 1/T$  autour de la fréquence centrale.

La seule difficulté minime, réside dans la démodulation qui doit être soit cohérente, soit différentielle.



Si l'encombrement spectral n'est pas un problème, la fréquence non modulée peut, par exemple, être envoyée sur un canal différent de celui de la porteuse modulée. Ceci multiplie les étages de réception, mais simplifie la démodulation. Quoiqu'il en soit, il faut opter pour une solution pour récupérer la porteuse.

Dans tous les cas traités jusqu'à présent, on s'intéressait au débit binaire  $D = 1/T$ . Les éléments à transmettre étaient choisis dans un alphabet à deux éléments 0 ou 1. Dans les cas suivants on s'intéresse à des alphabets contenant non plus 2 éléments, mais  $M$  éléments, on parle alors de  $M$ -aires. Le débit vaut alors :

$$D = \frac{\log_2 M}{T}$$

Dans le cas de la modulation BPSK, deux états de phase sont associés à deux éléments. On peut par exemple, s'intéresser au cas où l'on associe quatre états de phase à quatre éléments.

### 3.5 Modulations d'amplitude de deux porteuses en quadrature QAM

Dans le cas des modulations PSK, l'amplitude  $A = \sqrt{I^2 + Q^2}$  est constante.

On peut aussi choisir  $I$  et  $Q$  de manière à moduler simultanément en amplitude et en phase la porteuse. La modulation porte alors le nom de QAM ou MAQ, *Quadrature Amplitude Modulation*.

Les modulateurs et démodulateurs QAM ont exactement la même structure que les modulateurs et démodulateurs PSK. Ceci se conçoit parfaitement puisque le changement ne concerne qu'une différence des variables  $I$  et  $Q$  transmises.

La constellation d'une modulation QAM à 16 états est représentée à la *figure 3.48*.

Les deux vecteurs  $\vec{OA}$  et  $\vec{OB}$  mettent en évidence la modulation simultanée d'amplitude et de phase. Comme dans le cas de la modulation 16 PSK, la modulation 16 QAM permet de transmettre 4 bits simultanément.

Le nombre de points peut être augmenté; 64 QAM ou 256 QAM permettant de transmettre simultanément 6 ou 8 bits.

La *figure 3.49* représente la constellation de la modulation 64 QAM.

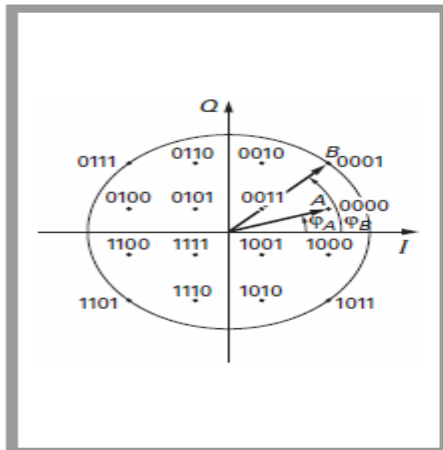


Figure 3.48 - Constellation pour une modulation 16 QAM.

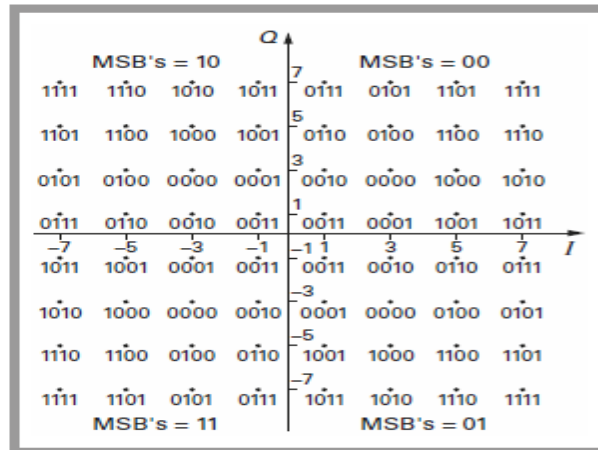


Figure 3.49 - Constellation pour une modulation 64 QAM.

### 3.9 Comparaison des modulations numériques

Le *tableau 3.6* résume l'efficacité spectrale théorique maximale pour les différents types de modulation.

Tableau 3.6

Modulation	Efficacité bits/s/Hz
MSK	1
BPSK	1
QPSK	2
16 QAM	4
32 QAM	5
64 QAM	6
256 QAM	8

Pour les modulations PSK et QAM l'efficacité spectrale est donnée par la relation :

$$\eta = \log_2 M$$

### 3.10 Applications des modulations numériques

Les applications de ces modulations sont extrêmement nombreuses.

On peut citer en premier lieu, par le nombre d'utilisateurs concernés, les radiotéléphones cellulaires qui utilisent des modulations GMSK en Europe pour les appareils GSM et DECT et des modulations QPSK ou DQPSK aux É.-U. et au Japon.

Les signaux analogiques comme les signaux audio et vidéo n'échappent pas à la numérisation.

Pour la radiodiffusion numérique ou télévision numérique, les signaux numériques modulent une porteuse et les procédés utilisés sont PSK ou QAM.

En télévision numérique, les procédés sont de 64 ou 256 QAM.

L'intégration de fonctions complexes comme les modulateurs-démodulateurs, filtres numériques et convertisseurs A-D et D-A associée à des production en volume important diminue notablement les coûts.

## 3.12 Choix d'un type de modulation

Le bon choix d'un type de modulation est sans conteste plus délicat que la conception du système. Comme en modulation analogique, plusieurs solutions pourront résoudre un problème posé.

Il peut être plus facile de procéder par élimination, en isolant les mauvaises solutions. Envisager une modulation 256 QAM pour une télécommande à faible distance ou une modulation OOK pour une transmission par satellite sont deux mauvais choix.

Le bon choix résulte d'un examen approfondi de tous les paramètres du système de transmission : débit, largeur de bande, efficacité spectrale, taux d'erreur bit, complexité, coût et sans oublier un aspect réglementation, pouvant avoir une influence sur la largeur de bande ou le rapport signal sur bruit, puissance émise limitée par exemple.

Dans de très nombreux cas les modulations FSK sont de bons choix. Elles allient simplicité et performance au détriment de la largeur de bande. Pour des applications à très bas coût on pourra éventuellement se contenter de la modulation OOK. Dès que l'efficacité spectrale est le critère primordial on s'orientera vers des modulations complexes PSK ou QAM à grand nombre d'états.