



TRANSMISSION PAR MODULATION DE PORTEUSE

Chaque symbole est constitué par une ou plusieurs périodes d'une sinusoïde dont on a modifié l'un des paramètres . L'information est définie par l'ensemble (amplitude, fréquence , phase) que l'on appelle un état . Chacun de ces paramètres ne peut prendre qu'un nombre limité de valeurs discrètes .

Modulation d'amplitude (ASK Amplitude Shift Keying)

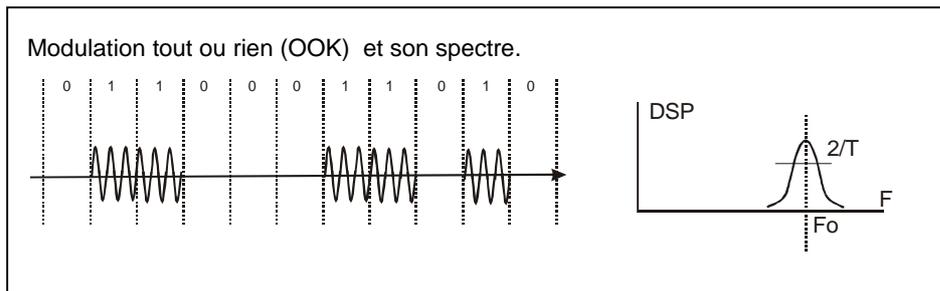
Le signal est de la forme

$$v(t) = A(t) \cos(2\pi ft + \phi_0) \text{ avec } A(t) = \sum_k a_k \Pi(t - kT)$$

ou a_k est le flot de bits et $\Pi(t)$ la fonction porte qui vaut 1 pendant une période d'horloge , 0 ailleurs.

Modulation tout ou rien (OOK : On Off Keying)

C'est la méthode la plus simple, elle consiste à moduler directement la porteuse par le signal binaire en bande de base. Le spectre est obtenu par simple translation du spectre en bande de base autour de la porteuse ,c'est une conséquence directe des propriétés de la modulation d'amplitude d'une porteuse. Cette méthode a été utilisée aux temps préhistoriques de la microinformatique pour sauver des programmes sur bande avec un magnétophone ordinaire .

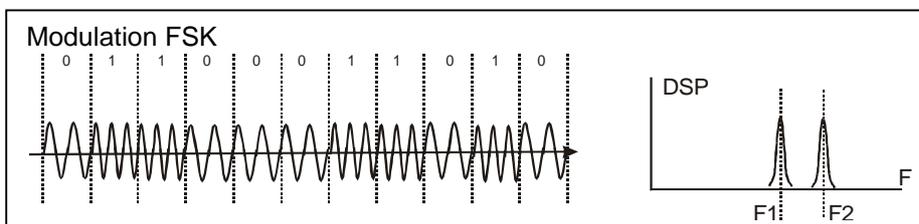


C'est aussi la modulation la plus simple en optique ou infrarouge , l'oscillateur étant dans ce cas une diode électroluminescente (DEL) ou laser.

Une modulation multiniveaux peut aussi être envisagée, elle n'est pas utilisée seule mais en association avec une modulation de phase .

Modulation de fréquence (FSK : Frequency Shift Keying)

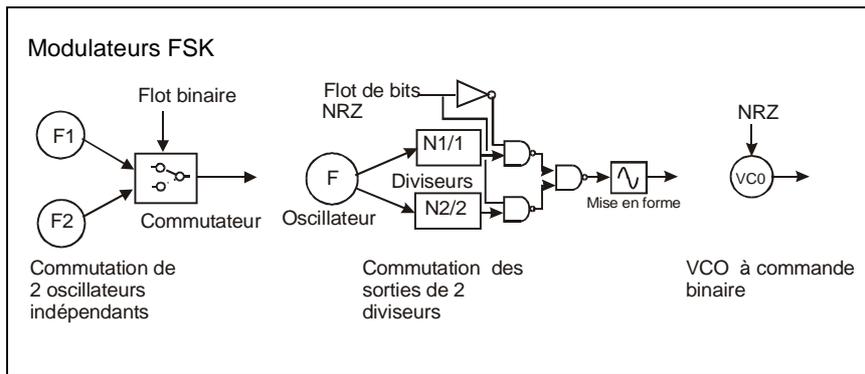
Chaque état est défini par une fréquence préalablement définie de la porteuse .



Si les deux fréquences sont assez différentes le spectre est constitué de deux lobes de largeur 2/T ,lorsque les fréquences sont voisines ces deux

lobes viennent se chevaucher, pour $\Delta f/f=1/2\pi$ le spectre est presque rectangulaire de largeur 1/T . Cette modulation est obtenue très facilement en commutant deux oscillateurs, S'ils sont indépendants il y aura des transitions de phase brutales qui élargissent le spectre, on peut les éviter en commutant deux signaux issus d'un même oscillateur suivi de deux diviseurs différents, ou mieux en agissant sur la tension de commande d'un seul VC0 .Dans ce dernier cas le passage d'une fréquence à l'autre est progressif .

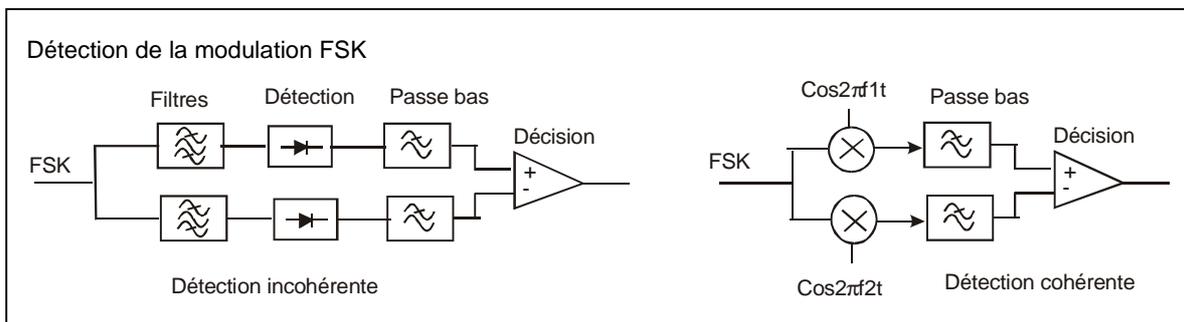
La détection peut être réalisée par deux filtres sélectifs suivis d'une détection et filtrage BF



si chaque symbole contient suffisamment de périodes. C'est ce que l'on appelle une détection incohérente.

La détection cohérente consiste à multiplier le signal reçu par les deux fréquences dans deux multiplicateurs filtrer les résultats et décider ensuite quelle est la fréquence reçue. Là encore un filtrage

classique passe bas ne fonctionne que si chaque symbole contient un nombre suffisant de périodes. De plus les fréquences doivent être connues du récepteur ce qui exige leur restitution préalable.



Il est également possible si on a régénéré convenablement l'horloge bit d'effectuer une détection par comptage, on compte les périodes pendant une durée bit.

Au début de la micro informatique le code Kansas-City a été utilisé pour sauver des programmes sur bande magnétique, un zéro était codé comme 2 périodes de 1200Hz, un 1 comme 4 périodes de 2400Hz.

FSK Différentiel

Le bit est codé par changement de fréquence. La norme Bluetooth développée pour l'échange d'informations à faible distance code un 1 par un accroissement de fréquence, un zéro par une diminution. Chaque saut de fréquence est compris entre 140 et 175kHz, dans la bande des 2480Mhz à raison de 1600 sauts par seconde.

Modulation de phase (PSK Phase Shift Keying ou MDP Modulation par déplacement de phase)

C'est de très loin la technique la plus employée.

$$v(t) = A \cos(2\pi ft + \phi(t)) \text{ avec } \phi(t) = \sum \phi_k \Pi(t - kT)$$

avec ϕ_k pris parmi les valeurs de la forme $\phi_0 + (2m + 1)\frac{\pi}{M}$ avec $0 \leq m \leq M - 1$

L'expression générale ci dessus peut aussi être mise sous la forme :

$$v(t) = A[\cos 2\pi ft \cdot \cos \phi - \sin 2\pi ft \cdot \sin \phi] = A \sum_k (\cos \phi_k \cdot \cos 2\pi ft - \sin \phi_k \cdot \sin 2\pi ft) \Pi(t - kT)$$

C'est la somme de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude. De façon générale une sinusoïde peut être mise sous la forme :

$$v = \text{Re}(a \cdot e^{j(\omega t + \phi)}) = \text{Re}(a e^{j\phi} e^{j\omega t})$$

l'amplitude complexe $a e^{j\phi}$ est représentée par un point $x+jy=a[\cos\phi+j\sin\phi]$ dans le plan complexe. A chaque état de phase on fait ainsi correspondre un point dans ce plan

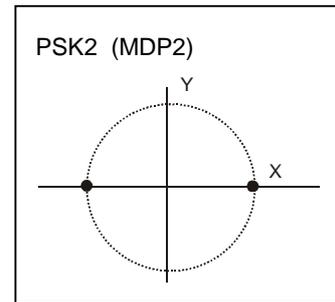
Modulation à deux états de phase PSK2

C'est le cas M=2, si l'on prend $\phi_0=0$

Les deux états de phase sont 0 et π

$$v = a \cdot \cos(\omega_0 t + k\pi) \text{ avec } k = \pm 1$$

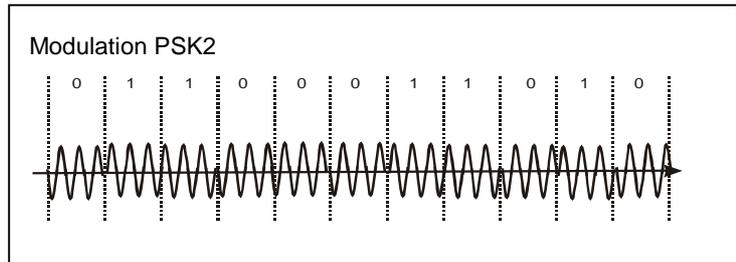
La modulation PSK2 est obtenue en multipliant la porteuse par le signal logique centré c'est à dire de niveaux ± 1 . Le signal obtenu a une amplitude constante. Son spectre est celui du signal en bande de base translaté autour de la fréquence porteuse avec suppression de cette dernière. On notera le saut de phase à la fin d'une période bit.



La démodulation ne peut s'effectuer qu'après restitution de la porteuse. Cette opération peut être effectuée en doublant d'abord la fréquence, en effet cette opération fait disparaître le terme de phase

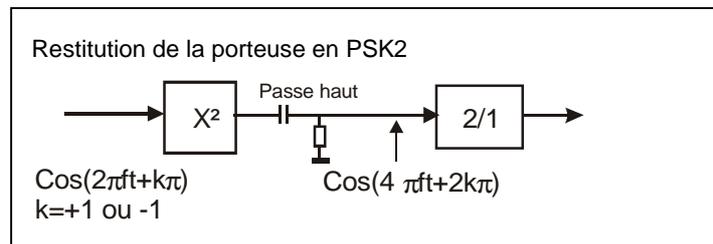
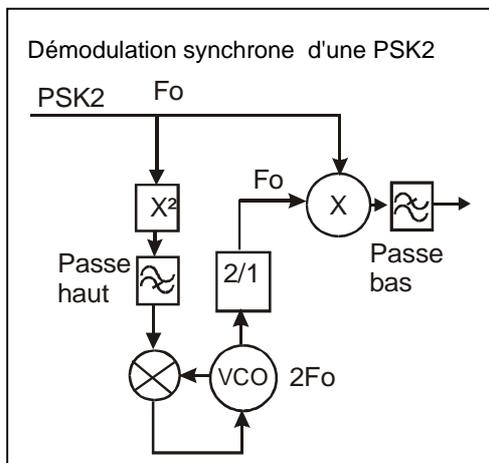
$$(\cos(2\pi f t + k\pi))^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 4\pi f t$$

il suffit alors après avoir éliminé le terme continu de diviser par 2 la fréquence pour restituer une sinusoïde en phase ou en opposition de phase avec la porteuse d'origine. Il y a une indétermination sur la phase qui est levée en transmettant une suite de bits connus de synchronisation au début du message.



La porteuse étant restituée le signal numérique est extrait par détection synchrone.

Un schéma possible est proposé ci dessous. Il fait appel à deux doubleurs associés à une boucle de phase qui fournit la porteuse régénérée. Là encore il y a ambiguïté sur la polarité du niveau logique restitué.



Ce montage ne peut fonctionner que si chaque symbole comprend plusieurs périodes de la porteuse de façon que le filtrage passe bas soit possible.

Le circuit le plus souvent rencontré est une boucle de phase particulière qui assure à la fois la régénération de la porteuse et la restitution du signal logique, il s'agit de la **boucle de Costas** représentée ci

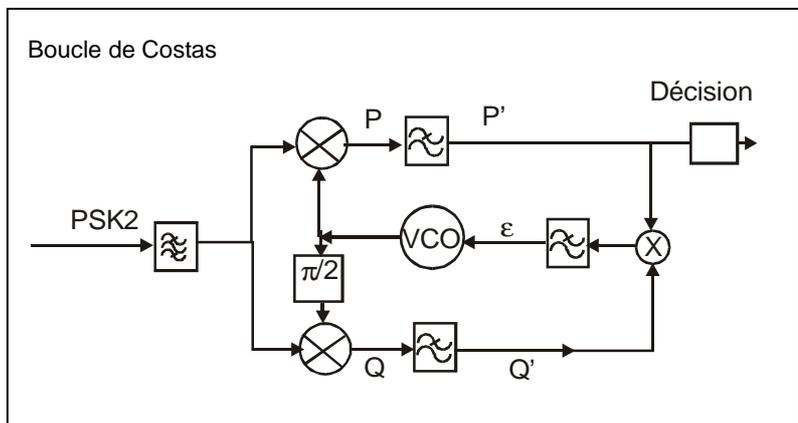
dessous.

Le signal d'entrée a pour expression $v = A \cdot \cos(\omega_0 t + \theta)$

avec $\theta=0$ ou π

Lorsque la boucle est accrochée le VCO dont la fréquence libre est la fréquence de la porteuse, oscille à la même fréquence soit : $\cos(\omega_0 t + \theta_0)$

Les deux multiplicateurs d'entrée reçoivent le signal d'entrée et celui du VCO directement ou après déphasage





de $\pi/2$. Le signal en P' est la composante continue du produit $A \cos(\omega_0 t + \theta) \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0)$

soit :

$$\frac{A}{2} \cos(\theta - \theta_0)$$

Le signal en Q' est de même :

$$\frac{A}{2} \sin(\theta - \theta_0)$$

Un multiplicateur effectue le produit de ces deux tensions soit :

$$\frac{A^2}{4} \cos(\theta - \theta_0) \sin(\theta - \theta_0) = \frac{A^2}{2} \sin 2(\theta - \theta_0)$$

A l'équilibre de la boucle ce signal doit être nul pour que l'oscillation du VCO s'effectue à la fréquence porteuse. Cette condition s'écrit :

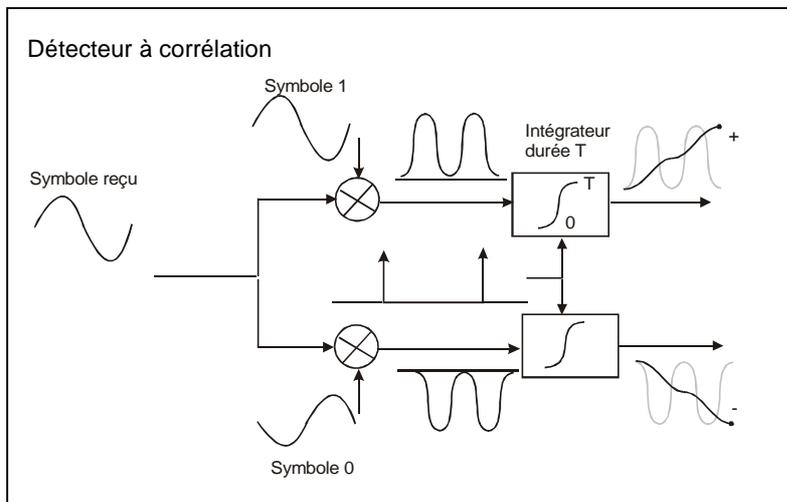
$$2(\theta - \theta_0) = k\pi$$

$$\text{soit } (\theta - \theta_0) = 0, \pi/2, \pi, \text{ ou } 3\pi/2$$

Parmi ces 4 positions 2 sont stables et deux instables, le choix dépend du signe du coefficient du VCO. Si les positions stables sont 0 et π , alors suivant la valeur de θ le potentiel de P' est $\pm A/2$ celui de Q' étant nul; si les positions stables sont $\pi/2$ et $3\pi/2$ la tension est nulle en P' et vaut $\pm A/2$ en Q'.

Détecteur à corrélation

Si chaque symbole est constitué par un nombre très faible de périodes, à la limite une seule, le filtrage passe bas n'est plus possible. La porteuse étant régénérée ainsi que l'horloge bit le signal d'entrée est multiplié par les deux motifs possibles et le produit intégré pendant une période de l'horloge bit. A la fin de cette période la valeur atteinte est mesurée et l'intégrateur remis à zéro;



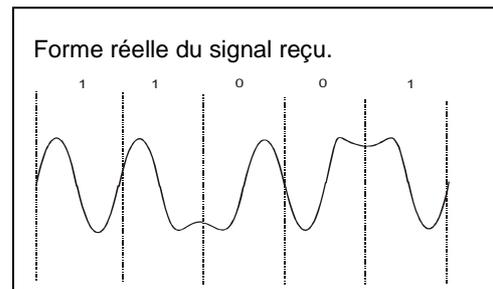
La figure montre que le niveau atteint par l'intégrateur en fin de période est positif si le produit est effectué entre deux symboles identiques, négatif dans le cas contraire.

Ce circuit peut encore fonctionner si les symboles sont un peu déformés, ce qui se produit par exemple lorsque la bande passante du canal ne permet pas une bonne transmission de la discontinuité de phase entre deux symboles opposés. Le signal reçu ayant alors la forme représentée ci contre. Dans ce cas le niveau

atteint garde cependant un signe caractéristique permettant sans ambiguïté de reconnaître le caractère reçu.

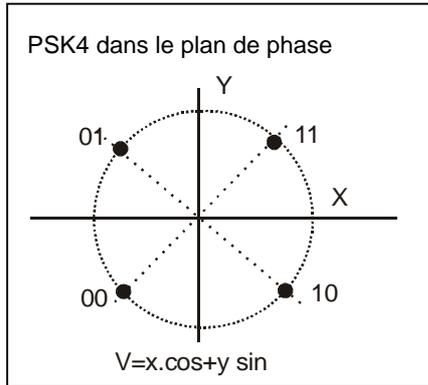
Modulation à 4 états de phase (PSK4 MDP4)

Chaque symbole transmis peut avoir 4 états de phase il transporte donc l'information d'un mot de 2 bits. Il est représentable par un point parmi 4 dans le plan complexe. Les 4 états de phase peuvent être $k\pi/2$ ($k=0, 1, 2, 3$) ou $\pi/4 + k\pi/2$, ces deux répartitions sont équivalentes, la seconde étant généralement retenue car elle équilibre





les puissances sur les deux composantes en quadrature. Le symbole est en effet représenté sous la forme : $v = x.\cos\omega_0t + y.\sin\omega_0t$ x et y valant ± 1



La modulation MDP4 s'obtient par une double modulation de deux porteuses en quadrature par un groupe de deux bits. Elle permet donc de transmettre dans une bande passante donnée une information double de celle permise par MDP2. Pour cette raison elle est universellement employée en téléphonie numérique. Le circuit modulateur de base est représenté ci dessous, les bits d'entrée sont mémorisés dans une double bascule D relue à fréquence moitié. Les deux bits successifs sont ainsi stables pendant une durée égale à 2 périodes du flux d'entrée, ils définissent les niveaux x et y des deux porteuses en quadrature qui sont ensuite mélangées avant d'être transmises.

Pour restituer le signal en bande de base il faut restituer la porteuse, ceci peut se faire en élevant le signal à la puissance 4, cette opération est réalisée en utilisant deux multiplicateurs en série avec élimination intermédiaire de la composante continue.

Après une première élévation au carré le signal reçu :

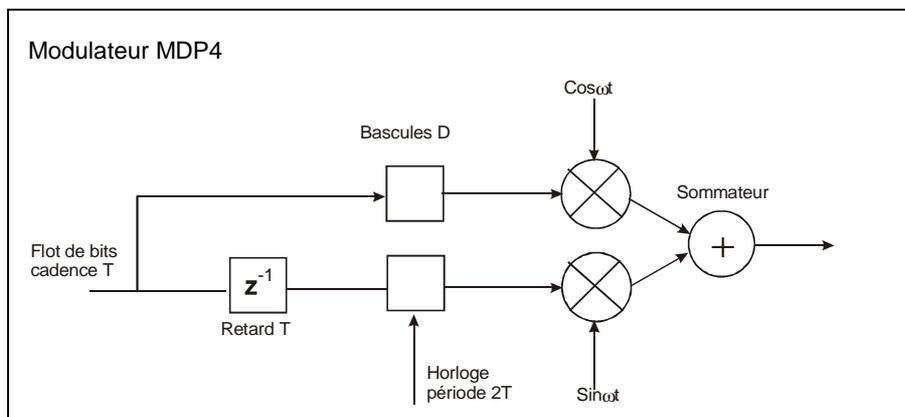
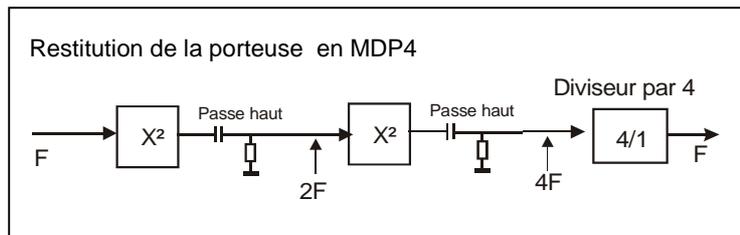
$$v = A.\cos(\omega_0t + \frac{\pi}{4} + k\frac{\pi}{2})$$

fournit une composante continue et un terme de fréquence double

double

$$\frac{A^2}{2}\cos(2\omega_0t + \frac{\pi}{2} + k\pi)$$

La même opération répétée sur ce signal donne une sinusoïde de fréquence quadruple dont la phase ne dépend



plus de $k \cdot \frac{A^4}{8}\cos(4\omega_0t + \pi)$

Une double détection synchrone utilisant cette porteuse restituée permet de retrouver les termes x et y, c'est à dire les deux bits du message initial.

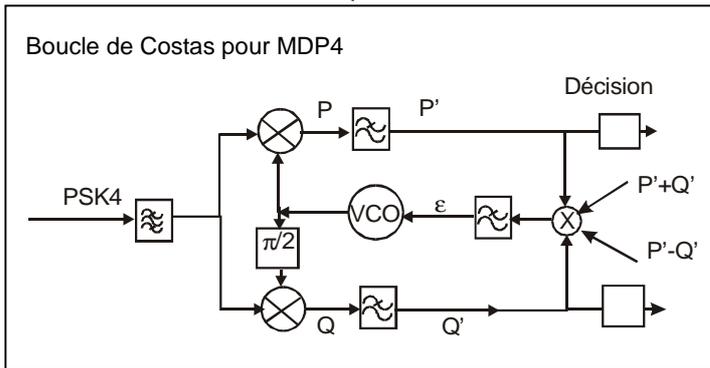
Là encore il existe un montage qui effectue toutes les opérations nécessaires, c'est la boucle de Costas du quatrième ordre dont un schéma est reproduit ci dessous.

Il est très semblable à celui pour l'ordre 2 mais le multiplicateur fournissant le signal d'erreur est beaucoup plus complexe, il effectue l'opération :

$$VP'xVQ'x(VP'+VQ')(VP'-VQ')$$

Pour une tension d'entrée $v(t) = A(t).\cos(\omega_0t + \theta) - B(t).\sin(\omega_0t + \theta)$

Et un VCO dont la fréquence libre est la fréquence porteuse qui délivre à



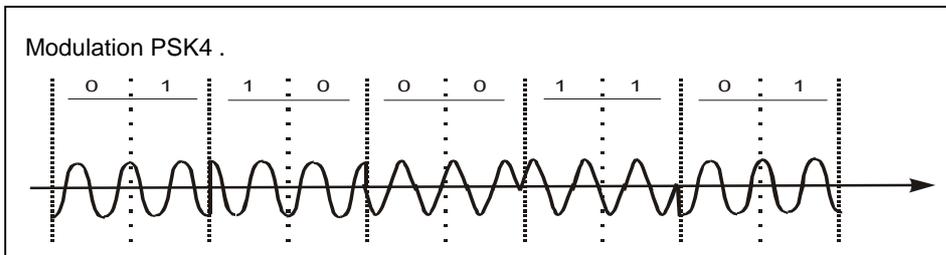
l'accrochage : $\cos(\omega_0 t + \theta_0)$ le calcul donne

$$\epsilon = \frac{1}{64} (A(t) - B(t))^2 \sin 4.(\theta - \theta_0)$$

L'équilibre impose $\epsilon=0$ soit 8 positions d'équilibres $(\theta-\theta_0)=k\pi/4$ dont 4 sont stables et 4 instables. Les deux bits A et B (codés comme ± 1) sont disponibles en P' et Q'.

Pour un calcul complet des reporter à l'ouvrage de J.C.Bic cité dans la bibliographie en fin de chapitre.

Lorsque chaque symbole ne contient qu'un nombre faible de périodes de la porteuse le filtrage passe bas n'est plus possible. On peut faire appel à une détection par corrélation comme plus haut. Chaque symbole reçu est multiplié par les 4 motifs possibles et une intégration effectuée sur la durée d'une période. Le niveau obtenu est maximal lorsque le produit est effectué par un symbole qui est identique à celui qui est reçu, même s'il est déformé par la propagation.



Modulation à saut de phase minimal

Les discontinuités de phase élargissent le spectre, en modifiant légèrement la procédure de codage on peut limiter le saut de phase à $\pm\pi/2$. Il suffit pour cela de ne modifier qu'un seul bit à la fois dans le mot de 2 bits utilisé pour calculer les x et y de la double modulation en quadrature. En contre partie chaque symbole a une durée plus courte, T et non 2T. Le tableau ci dessous donne un exemple de ce procédé, chaque bit du flot d'entrée est présenté pendant une durée 2T. Ce procédé améliore grandement le spectre et réduit les erreurs il est utilisé dans la norme GSM du téléphone mobile.

Flot binaire	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1
Bits pairs	0		1		1		0		1		1
Bits impairs	1		0		0		1		0		
Bits présentés		01	11	10°	10	10	00	01	11	10	10
Phase		$3\pi/4$	$\pi/4$	$7\pi/4$	$7\pi/4$	$7\pi/4$	$\pi/4$	$3\pi/4$	$5\pi/4$	$7\pi/4$	$7\pi/4$
Déplacement de phase			$-\pi/2$	$-\pi/2$	0	0	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	0

Modulations de phase différentielles (DPSK)

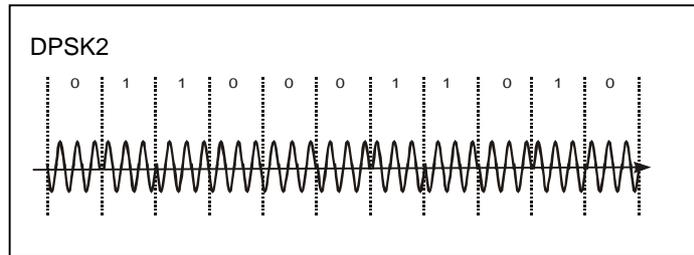
Dans les deux cas précédents il existe une ambiguïté sur la phase, il est possible de s'affranchir de cette difficulté en utilisant un codage différentiel.



Pour un déplacement de phase à deux états un bit 1 est codé par une inversion de phase et un zéro par une absence de changement. Il faut cependant connaître la valeur du premier bit, la séquence de synchronisation reste nécessaire.

Pour une modulation de phase à 4 états on utilisera par exemple le code suivant :

inchangée	Pour les bits	00	Phase
		01	Phase + $\pi/2$
		10	Phase + π
		11	Phase + $3\pi/2$



Les modulations à plus de 4 états de phase sont rarement utilisées car trop sensibles au bruit ; on y associe une modulation d'amplitude.

Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ ou QAM)

Le signal se présente sous la forme :

$$v(t) = v_C(t) \cdot \cos 2\pi ft - v_S \sin 2\pi ft$$

v_C et v_S étant les deux flots de données

:

$$v_C(t) = \sum_k a_k \Pi(t - kT) \quad v_S(t) = \sum_k b_k \Pi(t - kT)$$

L'expression précédente peut aussi se mettre sous la forme :

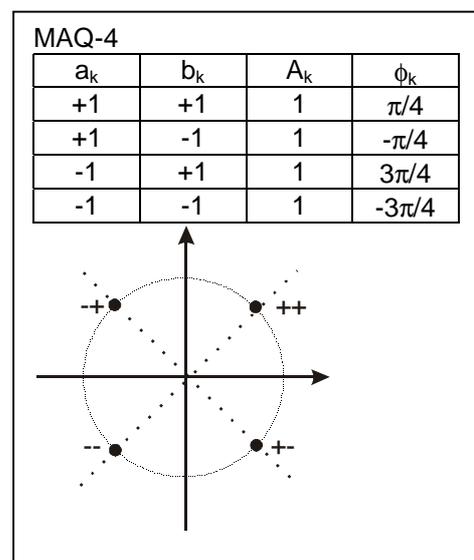
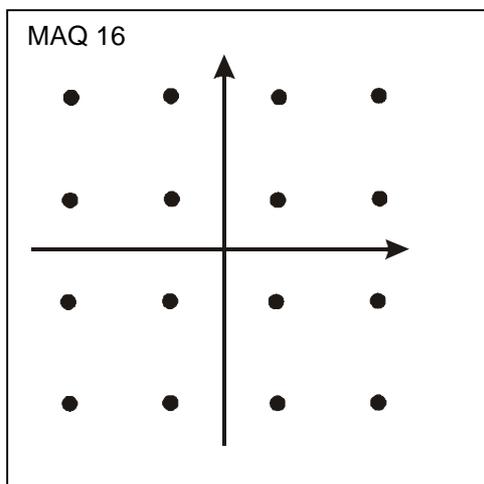
$$v(t) = \sum_K A_K \cos(2\pi ft + \phi_K) \Pi(t - KT)$$

avec

$$\begin{cases} A_K = \sqrt{a_K^2 + b_K^2} \\ \text{et } \phi_K = \text{arctg} \frac{b_K}{a_K} \end{cases}$$

Si a_k et b_k sont des bits notés +1 et -1 on obtient la configuration décrite dans le tableau ci joint. C'est la modulation de phase à 4 états du paragraphe précédent .

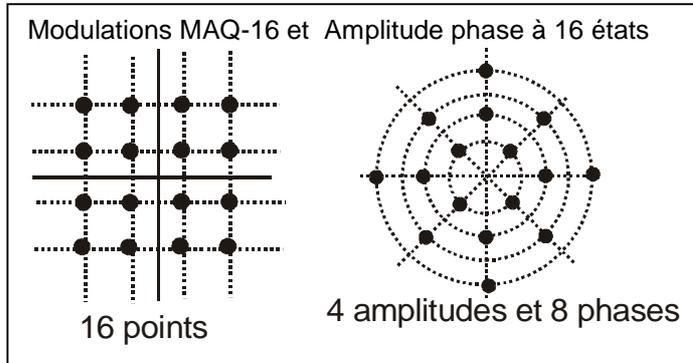
Si a_k et b_k peuvent avoir chacun 4 états (notés ± 1 et ± 3), c'est à dire sont créés à partir d'un bloc de 2 bits , la configuration possède 16 états . (MAQ 16)



La modulation à plus de 4 états de phase est



rarement utilisée seule, pour limiter le taux d'erreur on fait intervenir l'amplitude. Une modulation à 8 états peut par exemple associer 4 états de phase et 2 niveaux d'amplitude. Chaque symbole représente alors 3 bits, pour une bande passante donnée le débit est trois fois plus rapide qu'en PSK2. Dans le plan complexe les états peuvent avoir des positions très variées. La figure ci dessous en donne deux exemples pour une modulation à 16 états (chaque symbole code 4 bits). On notera la



différence entre une modulation MAQ-16 et une modulation amplitude - phase.

.Pour une MAQ à 2^n états le flot de bit est d'abord organisé en blocs de n bits lus à une cadence n fois plus lente que la fréquence bit d'entrée. Un circuit détermine alors les valeurs correspondantes de x et y , module en amplitude en conséquence les deux porteuses en quadrature et additionne les deux termes pour créer le symbole

de sortie.

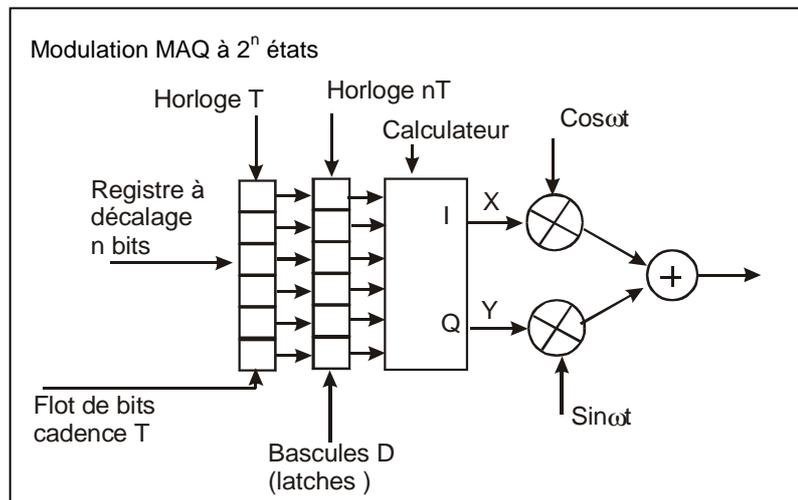
Les deux voies en quadrature sont désignées le plus souvent par les lettres I et Q.

La restitution du symbole à la réception est toujours délicate, et cela d'autant plus que n est grand, les circuits doivent posséder une excellente linéarité pour ne pas introduire de déphasages incontrôlés, le contrôle automatique de gain doit d'autre part être très efficace pour détecter sans erreurs les niveaux d'amplitudes.

Plus n est grand et plus il est possible de faire passer d'information dans une bande de fréquence donnée, mais les erreurs dues au bruit sont de plus en plus gênantes. Il faut donc pour accroître n mettre en

œuvre des codes de correction d'erreurs de plus en plus performants qui accroissent la redondance et diminuent donc le débit, au delà d'une certaine limite on ne gagne plus rien. Un code à 256 états et le correcteur de bruit associé a été annoncé récemment pour la transmission d'images.

Le développement d'un nouveau standard s'accompagne de plus en plus du développement conjoint d'un jeu de circuits intégrés adaptés dont les documents commerciaux (data sheet) ne détaillent pas le plus souvent la structure exacte. Tous les standards actuels, GSM, Modems, télévision numérique font appel à une modulation IQ plus ou moins complexe.





Bibliographie

Technologie des Télécommunications Pierre Lecoy Editions Hermes 1995
(Pour aborder le sujet)

Eléments de Communication numérique JC Bic-D Duponteil-J C Imbeaux Editions DUNOD (2 volumes) (très théorique)

Signaux et communications P Bremaud Editions Ellipses

Communications numériques A Glavieux – M Joindot Editions MASSON (conseillé)

Téléinformatique C Macchi - J F Guilbert Editions DUNOD

Digital Communications John G Proakis Mc Graw Hill (la bible)

Digital Communications Simon Haykin Mc Master University WILEY