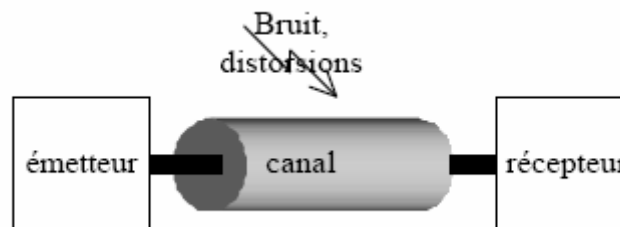


Techniques de transmission analogiques et numériques

Généralités

Lorsqu'il s'agit de transmettre des informations, plusieurs cas peuvent se présenter : D'une part, il faut soit effectuer une liaison point à point entre un émetteur et un récepteur (téléphonie), soit diffuser l'information à partir d'un émetteur vers plusieurs récepteurs (radio/télé diffusion). En fonction du type de liaison (point à point ou diffusion), des contraintes économiques et matérielles, s'effectue le choix du media de transmission (câble coaxial ou paires torsadées, fibres optiques, vide ou air pour les communications Hertzienne, etc...). Le media de transmission, au quel s'ajoutent les perturbations et déformations (bruits, diaphonie, distorsions...) de l'information, est appelé canal.



Il est fréquent de devoir transmettre plusieurs informations simultanément au travers d'un même canal. Pour ce faire, il est nécessaire de recourir au multiplexage.

MODULATIONS ANALOGIQUES

GENERALITES

Au cours du développement des dispositifs de télécommunication, il est rapidement apparu indispensable de coder l'information à transmettre, soit pour adapter l'information au canal de transmission (fibre optique, câble coaxial, faisceaux hertziens ...), soit pour transmettre simultanément plusieurs signaux informatifs sur un seul et même canal. De ce fait, le codage de l'information s'est révélé être un point-clef qui fait aujourd'hui encore l'objet de recherches et de normalisation.

L'une des formes de codage de l'information parmi les plus simples et les plus anciennes consiste à effectuer une translation en fréquence du signal informatif. Ce type de codage est appelé modulation. Il est d'usage de distinguer trois types de modulations analogiques :

- 9 Modulation d'amplitude AM (Amplitude Modulation)
- 9 Modulation de phase PM (Phase Modulation)
- 9 Modulation de fréquence FM (Frequency Modulation)

Ces deux modulations sont des modulations angulaires

Le fonctionnement de ces trois modulations repose sur la modification d'une des caractéristiques (fréquence, phase ou amplitude) d'un signal sinusoïdal haute fréquence qui est transmis tel quel en l'absence de signal informatif. Ce signal prend la dénomination de porteuse (carrier en anglais) et sa fréquence est appelée fréquence porteuse. Elle sera notée f_p (la pulsation porteuse $\omega_p = 2\pi \cdot f_p$).

Par ailleurs, dans tous les cas, nous considérerons que le signal à transmettre ($u(t)$ signal informatif ou signal utile) est à spectre fini. A titre d'exemple, sont présentées ci-dessous quelques signaux courants, le type de modulation utilisé et la bande passante du signal informatif

signal/caractéristique	type de modulation	bande passante de $u(t)$	porteuse f_p	puissance
radio grandes ondes	AM	4,5 kHz	150→285 kHz	1→2 MW
radio locale	FM	15 kHz	88→108 MHz	1→2 W
télévision (bandes IV/V)	AM (image)	6 MHz	470→860 MHz	10→50 W

ZEN

1. MODULATION D ' AMPLITUDE

Généralités

Des techniques de modulations analogiques, la modulation d'amplitude fut la première employée. Comme nous le verrons par la suite, elle se caractérise par une grande simplicité de mise en oeuvre. On la trouve fréquemment pour les transmissions hertziennes (stations radiophoniques grandes ondes par exemple).

Description du signal AM. Cas d'un signal sinusoïdal

ZEN

Signal AM dans le domaine temporel Comme son nom l'indique, un signal $s(t)$ (courant ou tension) modulé en amplitude est un signal constitué par une porteuse sinusoïdale de fréquence f_p dont l'amplitude A_p est modifiée suivant une loi linéaire par le signal informatif $u(t)$. Si nous prenons le cas d'un signal modulant sinusoïdal, l'expression de $s(t)$ est donc :

$$s(t) = A_p \cdot \cos(\omega_p t) + k \cdot A_m \cdot \cos(\omega_m t) \cdot \cos(\omega_p t)$$

où k est le facteur de proportionnalité du modulateur. k est parfois appelé sensibilité du modulateur. La grandeur de k dépend des grandeurs de A_m et A_p .

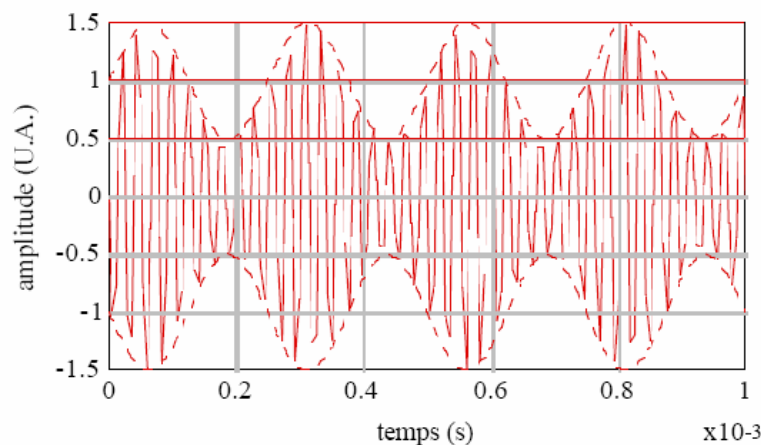
soit :

$$s(t) = A_p \cdot \left(1 + \frac{k \cdot A_m}{A_p} \cdot \cos(\omega_m t) \right) \cdot \cos(\omega_p t) = A_p \cdot (1 + m \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \cos(\omega_p t)$$

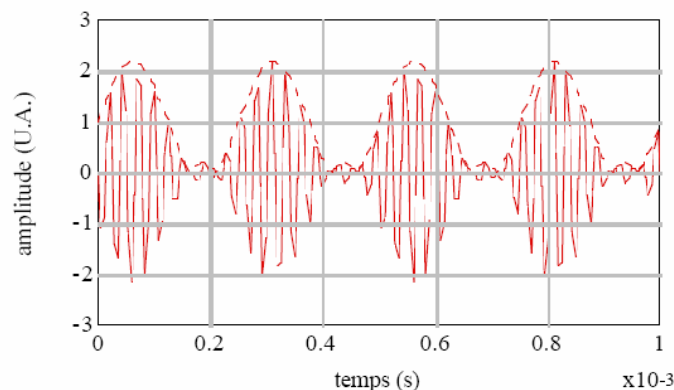
Dans le cas général l'expression d'un signal modulé en amplitude est :

$$s(t) = A_p \cdot (1 + m \cdot u(t)) \cdot \cos(\omega_p t) .$$

où m est un paramètre essentiel appelé **indice de modulation**. Il est d'usage d'exprimer m en %. La représentation temporelle de $s(t)$ est illustrée par la figure 1.



signal sinusoïdal modulé en amplitude. La porteuse est à $f_p=162$ kHz, l'amplitude $A_p=1$ (U.A.) et le taux de modulation est $m=50\%$. Le signal modulant $u(t)$ est à une fréquence de 4 kHz.



signal sinusoïdal modulé en amplitude. La porteuse est à $f_p=162$ kHz, l'amplitude $A_p=1$ (U.A.) et le taux de modulation est $m=120\%$. Le signal modulant $u(t)$ est à une fréquence de 4 kHz.

La courbe en pointillés est appelée l'enveloppe de $s(t)$. Dans le cas où m est inférieur à 1 ($m < 100\%$), l'enveloppe de $s(t)$ est identique à $u(t)$.

m est défini par le rapport entre l'excursion en amplitude et l'amplitude en l'absence de signal informatif ($u(t)=0$) :



$$m = \frac{\Delta s}{2 \cdot A_p} \text{ ou encore : } m = \frac{s_{Max} - s_{min}}{s_{Max} + s_{min}}$$

Signal AM dans le domaine fréquentiel :

Le signal modulé $s(t)$ prend la forme :

$$s(t) = A_p \cdot (1 + m \cdot u(t)) \cdot \cos(\omega_p t)$$

Supposons que le signal utile soit de la forme $u(t) = \cos(\omega_m t)$. En développant l'équation précédente nous avons successivement :

$$s(t) = A_p \cdot (1 + m \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \cos(\omega_p t)$$

soit :

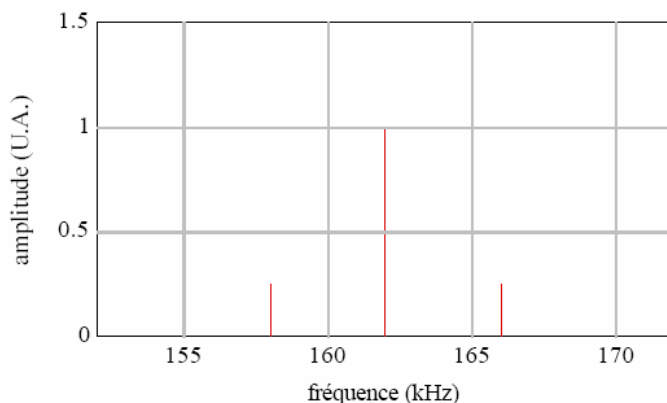
$$s(t) = A_p \cdot \cos(\omega_p t) + m \cdot A_p \cdot \cos(\omega_m t) \cdot \cos(\omega_p t)$$

$$s(t) = A_p \cdot \left(\cos(\omega_p t) + \frac{m}{2} \left(\cos((\omega_p + \omega_m)t) + \cos((\omega_p - \omega_m)t) \right) \right)$$

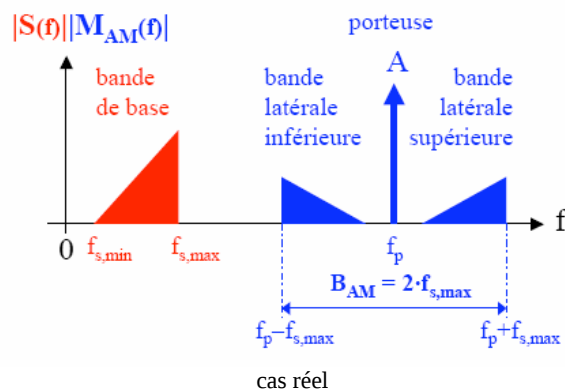
Le spectre du signal est donc composé de 3 raies. L'une d'amplitude A_p à la fréquence f_p , les 2 autres sont d'amplitude $\frac{m}{2} A_p$ aux fréquences $f_p - f_m$ (appelée bande latérale inférieure ou, dans la littérature anglo-saxonne Lower Side Band : LSB) et $f_p + f_m$ (appelée bande latérale inférieure ou Upper Side Band : USB). La bande passante requise pour transmettre le signal $u(t)$ en préservant son intégrité est appelée bande de fréquence B et vaut donc :

$$B_{pAM} = Df = 2 f_m.$$

La représentation spectrale de $|S(\omega)|$, module de la transformée de Fourier de $s(t)$, appelée spectre de $s(t)$, est donnée par la figure ci-dessous :



spectre du signal $s(t)$ (porteuse à 162 kHz, signal modulant à 4 kHz, $m=50\%$)



Puissance

La puissance nécessaire à la transmission du signal est obtenue en élevant le signal au carré. S'il s'agit d'une tension (d'un courant), il suffit de diviser (multiplier) par la résistance de charge, souvent constituée par l'antenne de l'émetteur. A un facteur constant près, la modulation AM en courant ou en tension est donc identique.

Calculons la puissance moyenne du signal $s(t)$. Nous nommerons P_p la puissance en l'absence de signal modulant ($u(t)=0$).

Pour cela nous prendrons le cas d'un signal modulant $u(t)$ sinusoïdal. Le signal $s(t)$ est périodique de période T . On a alors :

$$P = \alpha \int_T s^2(t) \cdot dt$$

où α est une impédance si $s(t)$ est un courant et une admittance si $s(t)$ est une tension.

$$P = \alpha \int_T \left[\left(1 + m \cdot \cos(\omega_m t) \right) \left(A_p \cdot \cos(\omega_p t) \right) \right]^2 \cdot dt$$

en développant, on obtient :

$$P = \alpha \int_T \left(1 + 2 \cdot m \cdot \cos(\omega_m t) + m^2 \cdot \cos^2(\omega_m t) \right) \cdot A_p^2 \cdot \cos^2(\omega_p t) \cdot dt$$

Les termes en $\cos^2(x)$ peuvent être mis sous la forme $(1 + \cos(2x))/2$; en développant l'équation précédente et en remarquant que les termes en $\cos(2x)$ de l'intégrale sont nuls, on obtient :

$$P = \alpha \frac{A_p^2}{2} \frac{(2 + m^2)}{2} \quad \text{et} \quad P = \alpha \left(\frac{A_p}{\sqrt{2}} \right)^2 \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

Le terme en $P = \alpha \frac{A_p^2}{2}$ représente la puissance en l'absence de signal modulant. C'est la puissance qui est constamment nécessaire pour transmettre au moins la porteuse.

Le terme en $P = \alpha \frac{m^2}{2} \frac{A_p^2}{2}$

est la puissance effectivement utilisée pour le signal informatif $u(t)$. Notons que le signal $u(t)$ est "présent" deux fois : dans la bande latérale inférieure d'une part mais également dans la bande inférieure.

On peut donc écrire :

$$P_t = P_p \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad \text{et} \quad P_{LSB} = P_{USB} = P_p \frac{m^2}{4}.$$

Si l'on considère maintenant le courant envoyé, par exemple à une antenne d'impédance R , il est possible d'établir une relation entre puissances et courants, donc :

$$\frac{P_t}{P_p} = \frac{\frac{1}{2} R \cdot I_t^2}{\frac{1}{2} R \cdot I_p^2} = \left(\frac{I_t}{I_p} \right)^2 = \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad \text{d'où : } I_t = I_p \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

Modulateurs

La génération d'un signal AM sort du domaine de ce cours mais il suffit de savoir qu'il existe un grand nombre de multiplicateurs électroniques. En effet les diodes et les transistors bipolaires ont des caractéristiques courant/tension exponentielles. Une multiplication revient alors à une conversion exponentielle puis l'addition des deux signaux (c-à-d., la somme de

deux courants), suivie de la conversion logarithmique. Les modulateurs les plus fréquemment rencontrés sont :

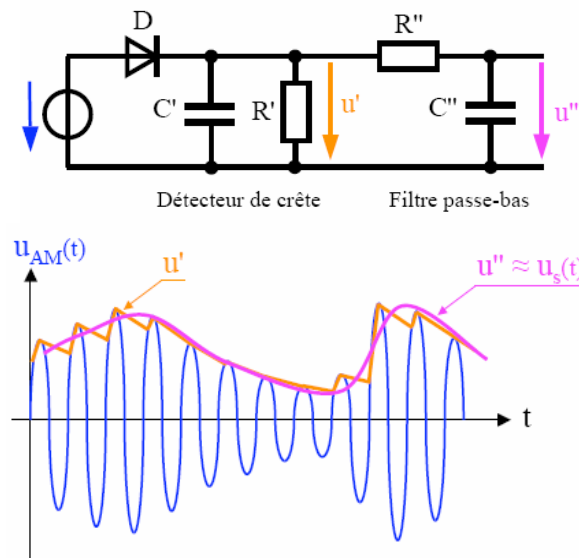
- les modulateurs en anneaux constitués de 4 diodes et de transformateurs (ces multiplieurs sont principalement employés en HF),
- multiplieurs à découpage,,
- multiplieurs de Gilbert, 2 ou 4 quadrants, employant des transistors bipolaires.

Démodulation

La démodulation est l'opération qui consiste à retrouver le signal $u(t)$ à partir du signal $s(t)$. Dans le cas de la modulation d'amplitude, 2 techniques peuvent être utilisées.

Démodulation par détection d'enveloppe

Lorsque le taux de modulation m est inférieure à 1, l'enveloppe de $s(t)$ est identique au signal modulant $u(t)$. Le procédé le plus simple consiste à extraire l'enveloppe de $s(t)$. Pour cela, il suffit de remarquer que l'enveloppe est constituée tous les $T_p = 1/f_p$ par le maximum du signal $s(t)$. La réalisation électronique d'un tel dispositif est simple puisqu'il s'agit d'un détecteur crête dont le schéma de principe est donné ci-dessous.



Le principe en est simple : lorsque la diode est passante, le condensateur est chargé à la tension du signal d'entrée. Dès que le signal d'entrée décroît la diode se bloque, car la tension aux bornes du condensateur devient supérieure à la tension du signal d'entrée, le condensateur ne pouvant se décharger que "lentement" dans la résistance. Tant que la diode est bloquée, la diode se décharge lentement dans la résistance. Ce type de démodulation ne peut être appliquée quand le taux de modulation m reste supérieur à 1.

Démodulation cohérente ou par détection synchrone.

Pour aborder l'autre technique de démodulation consiste à remarquer que le spectre du signal modulé $s(t)$ comprend le spectre du signal $u(t)$ transposé en fréquence. La démodulation va donc consister à effectuer un changement de fréquence sur le signal $s(t)$ de façon à faire réapparaître le signal modulant $u(t)$ aux basses fréquences tandis que le signal de la porteuse sera rejeté en haute fréquence. Pour cela $s(t)$ est multiplié par un signal de même fréquence et de même phase que la porteuse. Le résultat de la multiplication est au signal intermédiaire $i(t)$. De ce fait :

$$i(t) = s(t) \times \cos(\omega_p t)$$

$$i(t) = \left[(1 + m \cdot u(t)) \times A_p \cos(\omega_p t) \right] \times \cos(\omega_p t)$$

En développant le terme en $\cos^2(x)$, on obtient :

$$i(t) = (1 + m \cdot u(t)) \times A_p \frac{1 + \cos(2\omega_p t)}{2}$$

En filtrant le signal $i(t)$ à l'aide d'un filtre passe-bas, le terme en $\cos(2\omega_p t)$ est supprimé et il ne reste plus que le terme en $u(t)$ auquel s'ajoute un terme continu. Le signal multipliant $s(t)$ étant rigoureusement en phase avec la porteuse, on parle alors de détection synchrone. Voyons maintenant le cas où le signal modulé n'est pas rigoureusement en phase avec la porteuse du signal modulé :

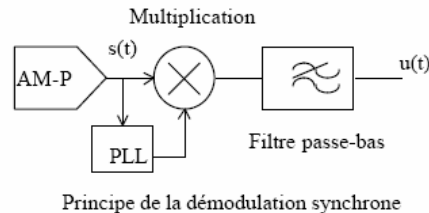
$i(t) = s(t) \times \cos(\omega_p t + \varphi)$ où φ : déphasage entre la porteuse et le terme en $\cos(\omega_p t)$.

$$i(t) = \left[(1 + m \cdot u(t)) \times A_p \cos(\omega_p t) \right] \times \cos(\omega_p t + \varphi)$$

En développant le produit $\cos(\omega_p t) \cos(\omega_p t + \varphi)$, on obtient :

$$i(t) = (1 + m \cdot u(t)) \times A_p \frac{\cos(\varphi) + \cos(2\omega_p t + \varphi)}{2}$$

Après le filtrage, le déphasage φ entre la porteuse et le terme en $\cos(\omega_p t)$ se traduit par le fait que le terme en $u(t)$ est multiplié par un terme en $\cos(\varphi)$. Si la phase est constante mais aléatoire, le terme démodulé peut être nul ou proche de zéro (phase φ voisine de $\pi/2 + k \times \pi$). Si la phase varie dans le temps, le signal $u(t)$ se trouve modulé par un signal parasite. Cette technique de démodulation impose donc de disposer d'un signal rigoureusement en phase avec la porteuse. Or, en pratique, il n'existe pas d'oscillateur suffisamment stable en fréquence pour rester constamment synchrone avec la porteuse du signal émis. Pour réaliser une démodulation synchrone, la technique employée consiste à générer un signal en phase avec la porteuse à partir du signal modulé. Cette technique fait appel à un dispositif appelé PLL (Phase Lock Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase) qui permet de synthétiser un signal en phase avec la porteuse. Le schéma de démodulation revient à celui présenté ci-dessous :



Principe de la PLL :

Comme son nom l'indique, la PLL est un système asservi en phase. En d'autres termes, il s'agit d'un dispositif qui compare la phase du signal d'entrée à celle du signal produit par son oscillateur commandé en tension (VCO, Voltage Controlled Oscillator). Si l'écart de phase entre les signaux d'entrée et de sortie n'est pas nul, la tension d'entrée du VCO varie ce qui entraîne une variation de fréquence du signal présent en sortie du VCO. La fréquence du VCO ayant changé, la phase du signal de sortie peut "rattraper" celle du signal d'entrée.

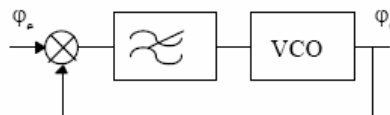


Schéma de principe de la PLL

Un des avantages d'un tel système est de ne pas être tributaire de la forme des signaux. De plus, la théorie des systèmes asservis indique qu'un tel dispositif se comporte comme un filtre passe-bas. Le système à PLL va donc mettre un certain temps à réagir à une variation de la phase du signal d'entrée. De ce fait, si le signal d'entrée subit de fortes perturbations rapides, le signal de sortie restera constant. À la limite, le filtrage passe-bas joue comme un effet mémoire : si φ_e disparaît un court instant, φ_s conservera une valeur constante pendant quelque temps et le signal démodulé sera peu affecté.

Modulation d'amplitude sans porteuse

Principe

Nous avons vu que la modulation d'amplitude se traduit par la transmission d'une raie à fréquence de la porteuse. Cette raie contenant la porteuse ne contient aucune information utile, la puissance utilisée pour la transmettre n'est apparemment pas indispensable. La modulation sans porteuse, appelée AM-P (ou DSB-SC : Double Side Band Suppressed Carrier), consiste à ne transmettre que les bandes latérales. Lors de la démodulation, il faudra pouvoir

reconstituer la porteuse pour restituer le signal modulant $u(t)$.

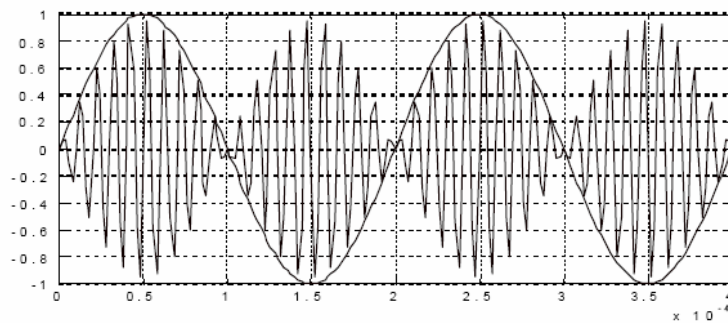
En modulation AM nous avons : $s(t) = A_p \cdot \cos(\omega_p t) + A_p \cdot m \cdot u(t) \cdot \cos(\omega_p t)$.

La suppression de la porteuse, dans le spectre uniquement, revient à supprimer le terme. La génération d'un signal AM-P revient donc à produire un signal $s(t)$ de la forme :

$$s(t) = A_p \cdot u(t) \cdot \cos(\omega_p t).$$

Représentation temporelle d'un signal AM-P

La représentation temporelle de $s(t)$ est simple à tracer à partir du signal modulant $u(t)$ puisque les valeurs de $s(t)$ sont toutes comprises entre $u(t)$ et $-u(t)$. Dans le cas où $u(t)$ est un signal sinusoïdal, nous avons :



signal sinusoïdal modulé en amplitude sans porteuse.
La porteuse est à $f_p=100$ kHz, l'amplitude $A_p=1$ (U.A.). Le signal modulant $u(t)$ est une sinusoïde de fréquence 4 kHz.

L'enveloppe de $s(t)$ est constituée par la valeur absolue de $u(t)$. A chaque changement de signe de $u(t)$, la porteuse change de signe. Une autre façon de voir les choses est de dire qu'à chaque changement de signe de $u(t)$, la phase de la porteuse varie de π .

Spectre d'un signal AM-P

En suivant un raisonnement analogue à celui qui nous avait permis de déterminer le spectre du signal AM, c'est-à-dire en prenant un signal $u(t) = \cos(\omega_m t)$ nous déduisons le spectre du signal AM-P :

$$s(t) = A_p \cdot \cos(\omega_m t) \cdot \cos(\omega_p t)$$

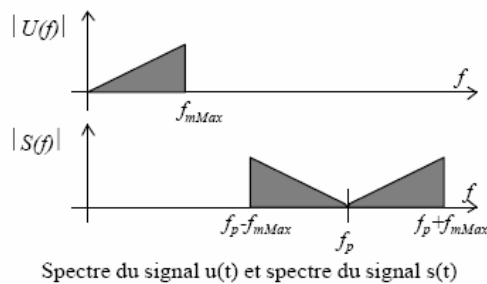
soit :

$$s(t) = A_p \cdot \frac{m}{2} \left(\cos((\omega_p + \omega_m)t) + \cos((\omega_p - \omega_m)t) \right)$$

Le spectre du signal est donc composé de 2 raies. Toutes les 2 sont d'amplitude aux fréquences $f_p - f_m$ (appelée Lower Side Band LSB) et $f_p + f_m$ (appelée Upper Side Band USB). La bande passante requise pour transmettre le signal $u(t)$ en préservant son intégrité est donc :

$$B_{pAM} = \Delta f = 2f_m.$$

Dans le cas général, le spectre d'un signal modulé AM-P est le suivant :



Puissance

L'amélioration du rendement en puissance est sensible puisque toute la puissance émise est consacrée au signal. Toutefois, il faut noter que le signal utile est transmis deux fois : une dans la LSB et l'autre dans la USB, chaque bande contenant : $\propto \frac{A_p^2}{4}$.

Démodulation d'un signal AM-P

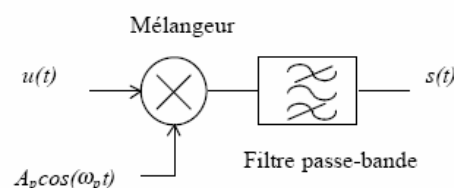
L'enveloppe de $s(t)$ n'étant pas une fonction bijective du signal modulant, la démodulation du signal AM-P ne peut se faire que par démodulation synchrone. Du fait de la complexité de produire un signal rigoureusement en phase avec la porteuse et ses conséquences sur la qualité signal démodulé, la modulation AMP-P n'est pas utilisée pour la transmission de signaux audio.

Modulation à Bande Latérale Unique

Il a été vu précédemment que, pour les modulations AM et AM-P, les deux bandes latérales sont porteuses de la même information, $u(t)$. Il est donc envisageable de n'en transmettre qu'une des deux, ce qui permet d'une part de réduire la bande de fréquence allouée pour transmettre le signal, et d'autre part, de réduire la puissance à émettre pour transporter la même quantité d'information. Ce type de modulation est appelé Modulation à Bande Latérale Unique ou BLU (SSB : Single Side Band).

Principe de la modulation en Bande Latérale Unique La technique la plus simple et la plus communément employée pour obtenir un signal en modulation SSB consiste à réaliser une AM-P puis à filtrer l'une ou l'autre des deux bandes.

Pour conserver l'USB (respectivement la LSB), il serait théoriquement possible de n'utiliser qu'un filtre passe-haut (respectivement passe-bas). Néanmoins, en pratique des filtres passe-bande sont employés afin de réduire la puissance de bruit. Le schéma de principe d'un modulateur SSB est donné ci-dessous :



Principe de la modulation SSB

Prenons un signal $u(t) = \cos(\omega_m t)$ dont nous déduirons le spectre du signal SSB. Nous appellerons $i(t)$ le signal intermédiaire modulé AM-P :

$$i(t) = A_p \cdot \cos(\omega_m t) \cdot \cos(\omega_p t) \text{ soit } i(t) = A_p \cdot \frac{m}{2} \left(\cos((\omega_p + \omega_m)t) + \cos((\omega_p - \omega_m)t) \right)$$

Pour obtenir une SSB-USB, on introduit un filtre passe-bas chargé de supprimer toutes les composantes fréquentielles de $i(t)$ supérieures à f_p . Après filtrage il ne reste que :

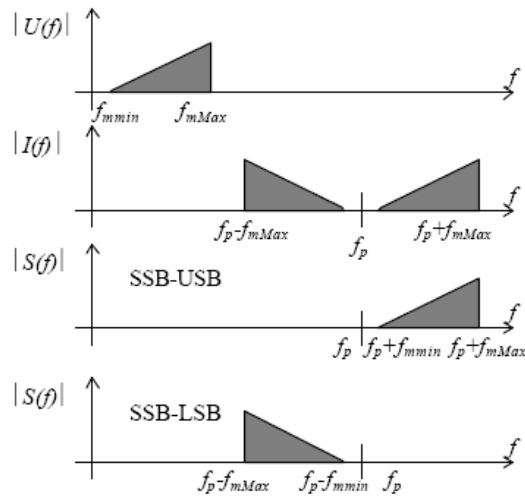
$$s(t) = A_p \cdot \frac{m}{2} \cdot \cos((\omega_p + \omega_m)t)$$

Le spectre du signal est donc composé d'une seule raie. En fait, on constate que dans le cas de la SSB-USB, le spectre du signal $s(t)$ est simplement formé du spectre du signal $u(t)$ décalé en fréquence de f_p (Attention, ce n'est pas le cas pour la SSB-LSB puisque les composantes hautes fréquences de $u(t)$ deviennent les composantes basses pour $s(t)$).

La bande passante requise pour transmettre le signal $u(t)$ en préservant son intégrité est donc :

$$B_{pAM} = \Delta f = f_m.$$

Dans le cas général, le spectre d'un signal modulé SSB est le suivant :



Spectre du signal $u(t)$ et spectre du signal $s(t)$

Notons que l'introduction du filtre passe-bande entraîne des contraintes sur la forme de $u(t)$. En effet, il ne sera pas possible de réaliser des filtres dont les pentes soient infiniment raides. De ce fait, comme le filtre passe-bande ne doit laisser passer que des signaux dans la bande $f_p < B < f_p + f_{mMax}$, il est nécessaire que $u(t)$ ne contiennent pas de composantes très basses fréquences.

Démodulation d'un signal SSB

Nous avons vu que la modulation d'amplitude SSB revient à effectuer un changement de fréquence. Le procédé de démodulation sera donc, comme pour la modulation AM-P, une démodulation synchrone. Nous raisonnerons en nous appuyant sur le cas d'un signal $u(t)$ sinusoïdal. Nous avons donc :

$$i(t) = s(t) \times \cos(\omega_p t + \phi) \quad \text{où } \phi : \text{déphasage entre la porteuse et le terme en } \cos(\omega_p t).$$

$$i(t) = A_p \cos(\omega_p - \omega_m)t \times \cos(\omega_p t + \phi)$$

En développant le produit $\cos((\omega_p - \omega_m)t) \cos(\omega_p t + \phi)$, on obtient :

$$i(t) = A_p \frac{\cos(\omega_m t + \phi) + \cos(\omega_m t + 2\omega_p t + \phi)}{2}$$

Après filtrage passe-bas de $i(t)$, on retrouve bien le signal $u(t)$ à une erreur de phase près. Or, il se trouve que l'oreille humaine est insensible aux déphasages. Le fait de renoncer à une erreur de phase nulle permet de simplifier la réalisation des démodulateurs. La SSB est donc utilisée en téléphonie où ses avantages (bande minimum, pas de signaux aux très basses fréquences, puissance utile optimisée) ne sont pas contre balancés par son unique défaut à savoir l'erreur de phase.

Conclusion ; En résumé :

type de modulation	Δf	puissance totale	puissance utile	démodulation
AM	$2 f_{mMax}$	$A_p^2/2 (1 + m^2/4)$	2 fois $A_p m^2/4$	simple (détection crête)
AM-P	$2 f_{mMax}$	$A_p^2/2$	2 fois $A_p^2/4$	très complexe (synchrone)

2. MODULATION DE FREQUENCE (F.M.)

Nous avons vu que le principe de la modulation AM repose sur la modification de l'amplitude de la porteuse sans modification de la fréquence. Une autre forme de modulation consiste à garder l'amplitude de la porteuse constante mais à faire varier sa fréquence.

Notion de fréquence et de phase instantanée

Considérons les signaux sinusoïdaux :

$$r(t) = A_s \cdot \cos(\omega t) \text{ et } s(t) = A_s \cdot \cos(\omega t + \varphi).$$

Supposons que ω et φ soient constantes dans le temps. Le déphasage de $s(t)$ par rapport à $r(t)$ est constant et les deux signaux sont caractérisés par une fréquence identique. Si φ est variable avec le temps, le déphasage entre $s(t)$ et $r(t)$ varie dans le temps. Ce changement de phase se traduit également par un changement de fréquence du signal $s(t)$ car pour passer d'une phase φ à $\varphi + d\varphi$ en un temps dt , il est nécessaire que la pulsation du signal varie. On appelle alors pulsation instantanée la grandeur :

$$\omega_i = \frac{d}{dt}(\omega \cdot t + \varphi)$$

dans le cas où ω est constante, alors : $\omega_i = \omega + \frac{d\varphi}{dt}$

Principe de la modulation de fréquence

Généralités

La modulation de fréquence ou F.M. (Frequency Modulation), très souvent employé en VHF (Very High Frequencies) ou en UHF (Ultra High Frequencies) pour la transmission des signaux audio, consiste à utiliser une porteuse dont la fréquence varie en fonction du signal modulant. Il est alors possible d'écrire :

$f_s = f_p + f(t)$ où $f(t)$ est une fréquence variant linéairement avec le signal modulant $u(t)$.

c'est-à-dire :

$f(t) = v \cdot u(t)$ avec v facteur de proportionnalité du modulateur (en Hz/A_m) qui prend parfois la dénomination de sensibilité du modulateur.

La fréquence de la porteuse étant constante, la phase instantanée de $s(t)$ est donnée par :

$$\varphi_s(t) = \int (\omega_p + 2\pi \cdot f(t)) \cdot dt$$

$$\varphi_s(t) = \omega_p t + 2\pi \cdot \int f(t) \cdot dt.$$

L'expression du signal $s(t)$ modulé en fréquence est alors :

$$s(t) = A_p \cos\left(\omega_p t + 2 \cdot \pi \cdot v \cdot \int u(t) \cdot dt\right).$$

Les techniques de modulations de fréquence sortent du domaine de ce cours. Ces techniques font appel à des opérateurs électroniques nommés VCO (Voltage Controlled Oscillator ou Oscillateur Contrôlé en Tension). Néanmoins, pour mémoire, nous pouvons citer deux techniques très répandues. La première, utilisée en BF (jusqu'à plusieurs dizaines de MégaHertz dans les circuits intégrés), est fondée sur l'emploi d'oscillateur à relaxation et consiste à charger un condensateur jusqu'à une tension de référence à l'aide d'une source de courant commandée en tension (VCCS). Lorsque la tension du condensateur atteint la tension de référence, le condensateur est déchargé et l'opération recommence. La seconde technique, employée en HF (typiquement VHF et UHF), repose sur un oscillateur LC quasi sinusoïdal. Le condensateur employé est en fait une diode spéciale, appelée VARICAP ou varactor, qui polarisée en inverse, présente une capacité variable en fonction de la tension inverse de diode. La fréquence de résonance de l'oscillateur est modifiée en fonction de la tension inverse appliquée à la diode VARICAP.

Représentation temporelle du signal FM.

Prenons le cas d'un signal modulant sinusoïdal : $u(t) = A_m \cos(\omega_m t)$ avec $\omega_m \ll \omega_p$.

L'expression du signal $s(t)$ est alors :

$$s(t) = A_p \cos\left(\omega_p t + 2 \cdot \pi \cdot v \cdot \int A_m \cos(\omega_m t) \cdot dt\right)$$

$$s(t) = A_p \cos\left(\omega_p t + \frac{2 \cdot \pi \cdot v}{\omega_m} \cdot A_m \sin(\omega_m t)\right).$$

En reprenant l'expression de la pulsation (ou de la fréquence) instantanée, il est possible d'en déduire la fréquence instantanée f_s du signal FM $s(t)$:

$$f_s(t) = f_p + v \cdot A_p \cos(\omega_m t).$$

L'excursion en fréquence Δf_s de $s(t)$ est donc :

$$\Delta f_s = v \cdot A_p.$$

L'expression de la phase instantanée est immédiate :

$$\phi^2(t) = \omega \cdot t + \frac{\omega_m}{\omega_p} \cdot v \cdot A_p \sin(\omega_m t), \text{ ou } \phi^2(t) = \omega \cdot t + \frac{\lambda_m}{v \cdot A_p} \cdot \sin(\omega_m t)$$

L'excursion en phase $\Delta \phi_s$ de $s(t)$ est donc : $\Delta \phi_s = \frac{2 \pi v \cdot A_p}{\omega_m} = \frac{v \cdot A_p}{f_m}$.

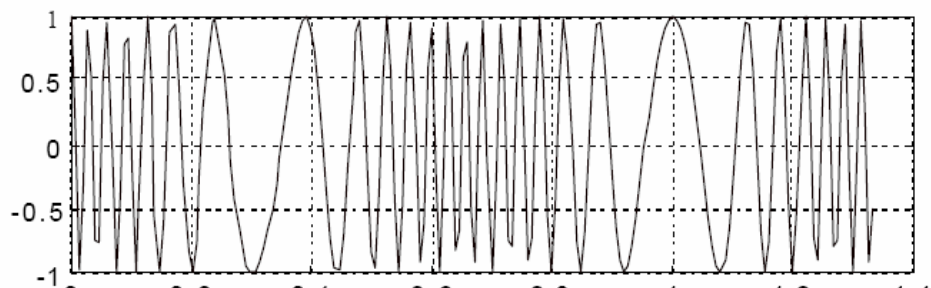
On en déduit alors la relation qui lie l'excursion de phase à l'excursion de fréquence :

$$\Delta \phi_s = \frac{\Delta f_s}{f_m}.$$

Il est d'usage d'appeler indice de modulation le terme δ : $\delta = \Delta \phi_s = \frac{\Delta f_s}{f_m}$. Il est alors possible de réécrire le signal modulé FM $s(t)$ sous la forme :

$$s(t) = A_p \cos\left(\omega_p t + \delta \cdot \sin(\omega_m t)\right)$$

Il est essentiel de remarquer que l'indice de modulation δ , contrairement au taux de modulation AM m , dépend à la fois de la fréquence et de l'amplitude du signal modulant $u(t)$. L'allure d'un signal FM, typiquement un signal de bande intermédiaire (FI-FM) audio est donné ci-dessous :



Signal FM. Porteuse $f_p = 10,7\text{MHz}$, signal modulant sinusoïdal à $f_s = 15\text{kHz}$, indice modulation $\delta = 10$.

Les fonctions de Bessel

Les fonctions de Bessel sont les solutions particulières de l'équation différentielle :

$$y'' + \frac{y'}{x} + \left(1 - \frac{n^2}{x^2}\right) \cdot y = 0$$

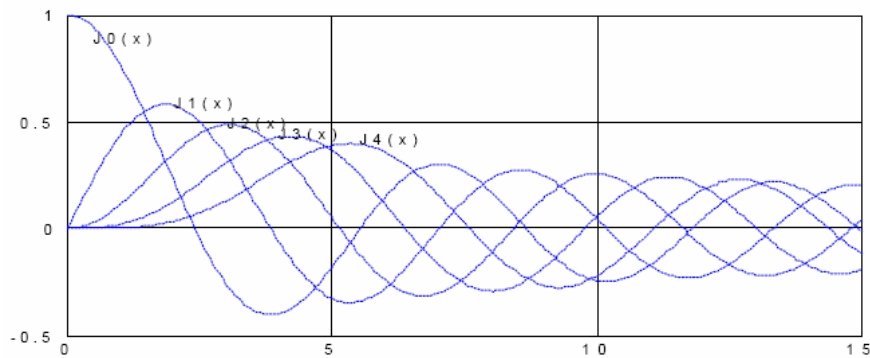
dont les solutions sont de la forme : $J_n(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+n}}{k!(k+n)!}$

Les fonctions de Bessel vérifient plusieurs propriétés intéressantes notamment :

$$J_n(x) = (-1)^n J_{-n}(x).$$

Il est simple de vérifier que : $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k^2(x) = 1$.

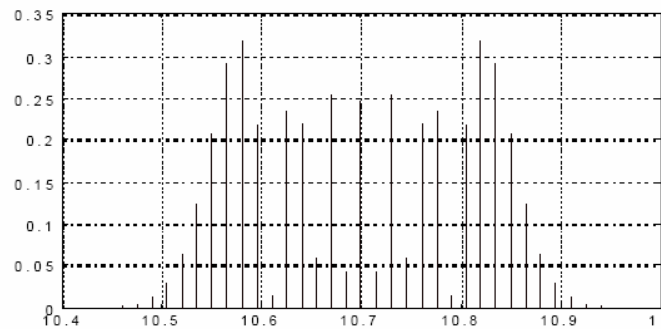
La représentation des cinq premières fonctions de Bessel est donnée ci-dessous :



Puisque le spectre est composé d'une infinité de raies d'amplitude aux fréquences : $f = f_p \pm n \times f_m$, en toute rigueur, pour transmettre un signal FM, il est nécessaire de disposer d'une bande infinie.

Etant donné que $J_n(x) = (-1)^k J_{-n}(x)$ les raies à $f_p + n \times f_m$ ont la même amplitude que les raies à $f_p - n \times f_m$. Toutefois, pour les termes impairs, les composantes $f_p - (2n+1) \times f_m$ sont en opposition de phase avec les composantes $f_p + (2n+1) \times f_m$.

La figure ci-dessous représente le spectre d'un signal FM $s(t)$ dont le signal modulant $u(t)$ est sinusoïdal.



Spectre d'un signal modulé en fréquence par un signal sinusoïdal, $d=10$, $f_m=150$ kHz, $f_p=10,7$ MHz.

Puissance

Nous avons vu précédemment que : $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k^2(\delta) = 1$.

De ce fait, la puissance du signal FM $s(t)$ se répartit dans l'ensemble des raies et est égale à la puissance de la porteuse en l'absence du signal modulant $u(t)$. Cela revient à :

$$P_s = \alpha \frac{A_p^2}{2} \forall \delta.$$

L'interprétation physique de ce résultat est simple : seule la fréquence du signal varie, et non son amplitude. Etant donné que l'amplitude de la raie à la fréquence de la porteuse est donnée par $J_0(\delta)$, certains indices de modulation δ conduisent à une absence de raie à la fréquence de la porteuse.

Théoriquement, le signal FM nécessite une bande infinie. En pratique, seules les N raies de part et d'autre de f_p (soit au total $2N+1$ raies) qui contribuent à 99% de la puissance sont prises en compte lors de la détermination de la bande de fréquence de $s(t)$. Pour cela, il est d'usage de considérer trois cas :

1) $\delta \ll 1$, La bande de fréquence est alors $B = 2 \times f_m$.

Le spectre du signal FM $s(t)$ est voisin de celui d'un signal AM et l'on parle de modulation à bande étroite (Narrow Band Modulation).

2) $0,3 \leq \delta \leq 20$, La bande de fréquence est alors $B = 2 \times N \times f_m$ où N représente les N

raies dont l'amplitude est supérieure à 0,01 de A_p .

3) $\delta > 20$, l'approximation $B = 2 \times [\Delta f + 2f_m]$ est alors utilisée.

Très souvent, on a recours à une règle empirique dite règle de Carson :

$$B = 2 \times [\delta + 1] \times f_m.$$

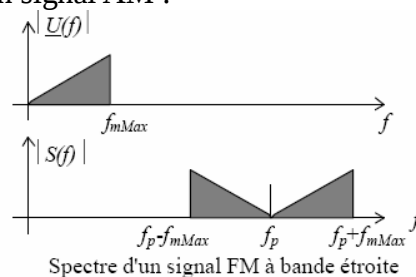
Cas de plusieurs signaux modulateurs

Il est important de noter que le principe de superposition ne s'applique pas aux signaux modulés FM. En effet, le terme correspondant au signal modulant est sous le cosinus, fonction non-linéaire ! Dans le cas d'une modulation par plusieurs signaux modulant $u_1(t)$, $u_2(t)$, etc., d'indice de modulation respectivement δ_1 , δ_2 , etc., le signal modulé $s(t)$ est de la forme :

$$s(t) = A_p \cos(\omega_p t + \delta_1 \sin(\omega_{m1} t) + \delta_2 \sin(\omega_{m2} t) + \dots + \delta_n \sin(\omega_{mn} t)).$$

Cas d'un signal modulant quelconque

Dans le cas d'une modulation FM à bande étroite (Narrow Band), le spectre du signal FM est très voisin de celui d'un signal AM :

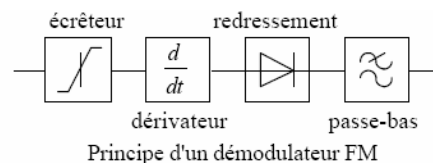


En dehors du cas d'une modulation FM à bande étroite, le spectre du signal FM ne peut se déduire simplement à partir de celui du signal modulant.

Technique de démodulation de signaux FM

Démodulation par dérivation et détection d'enveloppe

Pour démoduler un signal modulé FM, il est nécessaire de recourir à un dispositif dont la tension (ou le courant) de sortie, varie linéairement avec la fréquence. L'opérateur mathématique qui permet cette opération est évidemment la dérivation. En récupérant l'enveloppe du signal dérivé on obtient le signal modulant. L'un des moyens les plus simples revient alors au synoptique suivant :



Afin d'avoir des signaux qui varient proportionnellement à la fréquence, il est nécessaire d'employer un dérivateur. L'écrêteur permet d'avoir des signaux d'amplitude constante avant le dérivateur et donc de s'affranchir des éventuelles variations d'amplitude du signal modulé. Il ne reste plus ensuite qu'à effectuer une détection crête.

Démodulation par utilisation d'une Boucle à verrouillage de phase

Nous avons vu, lors de l'étude des démodulateurs AM, que la PLL est un dispositif maintenant constant l'écart de phase entre le signal qu'elle délivre et le signal d'entrée.

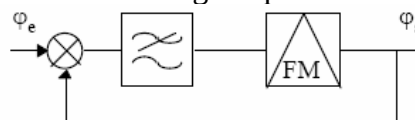


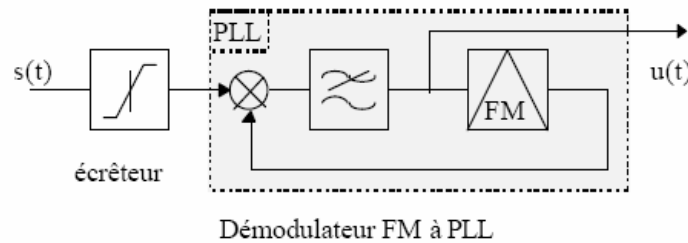
Schéma de principe de la PLL

Nous avons vu qu'après filtrage, le signal $\phi_e - \phi_s$ sert d'entrée au VCO (VCO qui revient à un modulateur FM de pulsation porteuse ω_p). Or : $\phi_e - \phi_s = c^{te}$ ce qui implique :

$$\frac{d}{dt}(\phi_e - \phi_s) = 0, \text{ ou encore } f_e - f_s = 0.$$

La fréquence instantanée du signal d'entrée est donc identique à la fréquence instantanée du signal produit par le VCO. Etant donné que la fréquence instantanée du signal d'entrée de la PLL est une fonction linéaire du signal modulant $u(t)$, le signal de commande du modulateur FM de la PLL suit exactement le signal $u(t)$.

Le schéma du démodulateur FM à PLL est donc le suivant :



Application de la modulation de fréquence

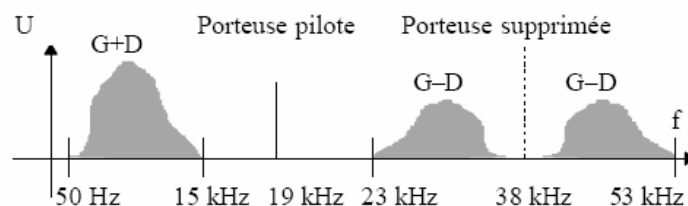
Comme nous l'avons vu les principaux avantages de la modulation FM réside dans le fait que la puissance est constante quel que soit le signal modulant, le signal démodulé dépend très peu du niveau du signal modulé présent à l'entrée du démodulateur. Lorsque les indices de modulations sont élevés, un signal FM est également plus robuste vis-à-vis des perturbations qu'un signal AM. En revanche la bande de fréquence est toujours supérieure à celle d'un signal AM.

De ce fait, la modulation FM est utilisée lorsque le signal reçu est caractérisé par un affaiblissement variable (radiocommunications mobiles en milieu urbain), que la largeur de bande est élevée et qu'une bonne qualité de signal démodulé est nécessaire.

On rencontre donc les signaux FM à des hautes fréquences (VHF, UHF) dans les liaisons par satellites, dans la radio diffusion FM (stéréo) ou dans les téléphones mobiles.

Cas particulier : Modulation AM-FM Application à la transmission radiophonique FM stéréophonique.

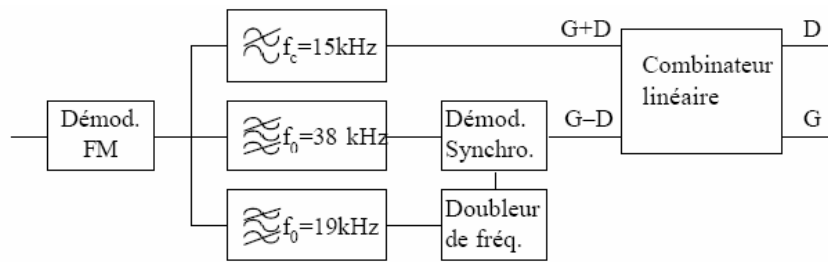
L'émission d'un signal audio stéréophonique doit produire un signal compatible avec des récepteurs non stéréo. La solution retenue consiste à émettre simultanément un signal G+D contenant le message de la voies droite plus celui de gauche et un signal G-D contenant le message de la voie droite moins celui de gauche. Le signal G+D est à basse fréquence alors que le signal G-D est modulé AM-P par une porteuse à 38 kHz. Une fréquence pilote à 19 kHz est transmise simultanément. Le spectre du signal modulant est alors le suivant :



Signal modulant en radiodiffusion FM stéréophonique.

La restitution du signal de la voie droite (ou gauche), implique :

- un filtrage passe-bas qui permet de ne conserver que le signal G+D.
- un filtrage passe-bande suivi d'un doubleur de fréquence pour restituer la porteuse à 38 kHz.
- un démodulateur AM précédé d'un filtre passe-bande (démodulation synchrone) pour restituer le signal G-D.
- enfin, un sommateur et un soustracteur pour obtenir G ou D.



Principe du démodulateur FM stéréophonique.

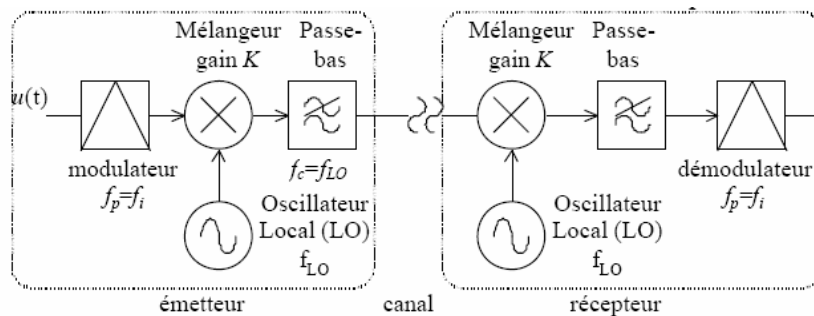
Technique de fréquence intermédiaire

Très souvent, le signal modulant est un signal basses-fréquences alors que la bande de fréquences allouée pour la transmission du signal est à très haute fréquence. Techniquement, il s'avère difficile de moduler ou de démoduler des signaux par des porteuses à très haute fréquence. Il est fréquent d'utiliser un premier mélangeur à "moyenne fréquence" (IF) avant le second mélangeur dont la fréquence porteuse est à très haute fréquence. Cette technique est employée notamment pour les récepteurs radio AM/FM. Les fréquences intermédiaires sont alors normalisées :

FI-AM : 455 kHz,

FI-FM : 10,7 MHz.

Le schéma de principe d'un modulateur et d'un démodulateur est alors le suivant :



Principe des modulateurs/démodulateur en fréquence intermédiaire

3. MODULATION DE PHASE (ΦM)

Principe

Dans le cas de la modulation de phase, c'est la phase instantanée qui varie linéairement en fonction du signal modulant. Donc, par rapport à un signal FM, l'expression du signal $s(t)$ modulé ΦM est :

$s(t) = A_p \cos(\omega_p t + \Delta\phi(t))$ avec $\Delta\phi(t) = \theta \times A_p \cos(\omega_m t)$ où θ est le coefficient de proportionnalité du modulateur (en rd/V ou rd/A). L'excursion $\Delta\phi_s = \theta \times A_p$ est :

La fréquence instantanée est donc : $\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \Delta\phi(t) = -\frac{\theta \times A_p \omega_m}{2\pi} \sin(\omega_m t)$.

L'excursion en fréquence est donc : $\Delta f_s = \theta \times A_p \times f_m$.

Par analogie avec la modulation de fréquence, l'indice de modulation est donc : $\delta = \frac{\Delta f_s}{f_m} = \theta \times A_p$.

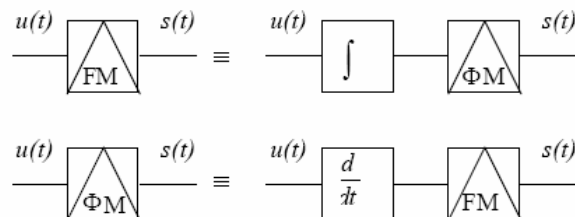
Notons, que contrairement à ce qui se produit pour un signal modulé FM, l'indice de modulation en ΦM est indépendant de la fréquence du signal modulant.

En faisant apparaître l'indice de modulation, l'expression du signal $s(t)$ peut se mettre sous la forme : $s(t) = A_p \cos(\omega_p t + \delta \cdot \cos(\omega_m t))$.

Le spectre d'un signal modulé ΦM est donc identique à celui d'un signal modulé FM.

Relation entre FM et ΦM

Dans le cas particulier d'un signal modulant sinusoïdal, la différence entre FM et ΦM ne se traduit que par une variation de phase de $\pi/2$ du signal modulant. En général, à un terme de fréquence près, le signal ΦM est un signal FM dont le signal modulant a été dérivé. Il est donc possible de faire un lien direct en modulation FM et modulation ΦM .



Equivalence entre FM et ΦM

Démodulation FM

La technique de démodulation d'un signal ΦM revient à démoduler un signal FM puis à faire suivre le démodulateur par un intégrateur. Cependant, pour pouvoir démoduler sans ambiguïté un signal ΦM , il est nécessaire que l'excursion de phase ne dépasse pas π . Donc la modulation ΦM n'est employée qu'avec de faibles indices de modulation ($\delta < \pi$). De ce fait, la modulation ΦM est une modulation à bande étroite.

RESUME DES MODULATIONS ANGULAIRES

Voici un tableau récapitulatif des principales caractéristiques de signaux $s(t)$, modulés FM ou ΦM par un signal $u(t) = A_m \cos(\omega_m t)$ sinusoïdal :

	indice de modulation	Phase instantanée	Fréq. instantanée	$\Delta\Phi$	Δf_s
Signal FM	$\delta = \frac{\Delta f_s}{f_m}$	$\omega_p t + \delta \sin(\omega_m t)$	$f_p + v A_m \cos(\omega_m t)$	$\Delta\Phi = \delta$	$\Delta f_s = v A_m$
Signal ΦM	$\delta = v \times A_m$	$\omega_p t + \delta \cos(\omega_m t)$	$f_p - \theta A_m f_m \sin(\omega_m t)$	$\Delta\Phi = \delta$	$\Delta f_s = \theta A_m f_m$

COMPARAISON DES DIFFERENTES MODULATIONS ANALOGIQUES

Pouvoir quantifier la qualité du signal après sa transmission et sa démodulation est l'un des points essentiels des techniques de communication. Il est relativement intuitif de comprendre que le signal reçu après une transmission à longue distance va être considérablement atténué et comme par ailleurs, à ce signal vont se superposer des parasites, le signal arrivant au démodulateur. Enfin, le signal subit différent traitement (modulation, amplification, démodulation...) qui vont entraîner des déformations.

Il est d'usage de caractériser le bruit par sa puissance. De ce fait, l'influence du bruit sur un signal est donné par le rapport signal bruit qui est le rapport de la puissance du signal non bruité sur la puissance de bruit (SNR : Signal to Noise Ratio).

4. Transmission numérique

I] Introduction

Quelles sont les différentes techniques de transmission ?

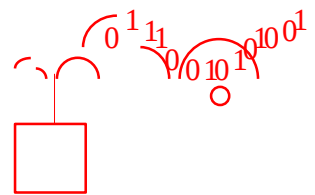
Nous avons déjà vu que l'information peut être soit analogique (ex. voix) soit numérique (ex. bits). Dans l'ordinateur, le signal est numérique et utilise deux tensions pour représenter le bit. Le signal correspondant à la séquence binaire et circulant sur le support de transmission est soit un signal analogique soit un signal numérique. Le choix est fait selon les caractéristiques du support et ceux du signal à transmettre.

La technique de transmission numérique est appelée Transmission en Bande de Base tandis que la transmission analogique est appelée Transmission par Transposition de Fréquence (modulation).

Historiquement, la transmission analogique a dominé l'industrie des télécommunications. En analogique, les signaux sont transmis sous forme de tensions électriques d'amplitude variable. Aujourd'hui, les ordinateurs sont présents dans la plupart des réseaux de télécommunications, ce qui conduit à un profond changement des techniques de transmission, qui évoluent vers la transmission numérique.

La transmission numérique présente deux avantages importants en comparaison à une transmission analogique, soit :

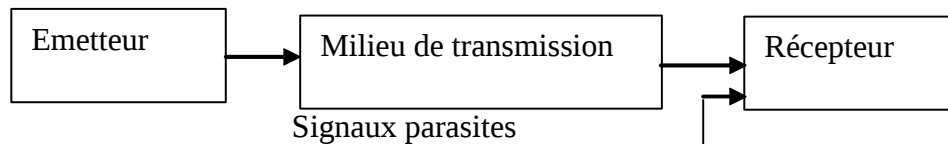
- Faible taux d'erreur sur la ligne numérique par rapport aux signaux analogiques



- Facilité de multiplexage

Par ailleurs, comme le coût des composants numériques et des circuits intégrés diminuent au fil des progrès technologiques, on en arrive au point où des systèmes de transmission numérique deviennent bien moins chers que ceux utilisant des composants analogiques.

Schéma d'un système de transmission :



Les perturbations apportées par un canal de transmission :

Le signal capté par un récepteur n'est en général pas identique au signal émis : celui-ci a pu subir des déformations ; ces déformations peuvent être une disparition des composantes aux fréquences élevées (les variations rapides), des échos suite à la réflexion du signal sur un obstacle, des atténuations sélectives de certaines fréquences, etc... le récepteur capte aussi des signaux parasites qui seront en général des bruits additifs.

Affaiblissement du signal et largeur de bande

Un signal de fréquence f s'écrit, en notant A son amplitude et φ sa phase :

$$S(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi)$$

La transmission a pour effet de diminuer l'amplitude du signal dans une proportion qui dépend souvent de la fréquence du signal : celle-ci sera donc multipliée par un facteur $K(f) < 1$: $S(t) = K(f) \cdot A \sin(2\pi f t + \varphi)$

On appelle "affaiblissement" et on mesure en décibels (dB) la quantité

$$A(f) = -20 \log_{10} K(f)$$

NB : La puissance du signal est égale au carré de son amplitude. L'affaiblissement peut donc aussi s'écrire, en notant $P(f)$ le rapport des puissances : $A(f) = -10 \log_{10} P(f)$

La transmission a également pour effet de modifier la phase du signal, ce qui perturbe la transmission lorsque le codage utilise la phase (c'est le cas de certains codages en transmission de données).

Comme l'affaiblissement varie selon la fréquence, le signal se déforme avec la distance. On appelle "largeur de bande" du canal de transmission l'intervalle de la bande de fréquence à l'intérieur duquel l'affaiblissement varie de moins de 3 dB. À l'intérieur de cet intervalle, les rapports d'amplitude correspondant aux diverses fréquences sont donc respectés dans la proportion d'au moins 71 %.



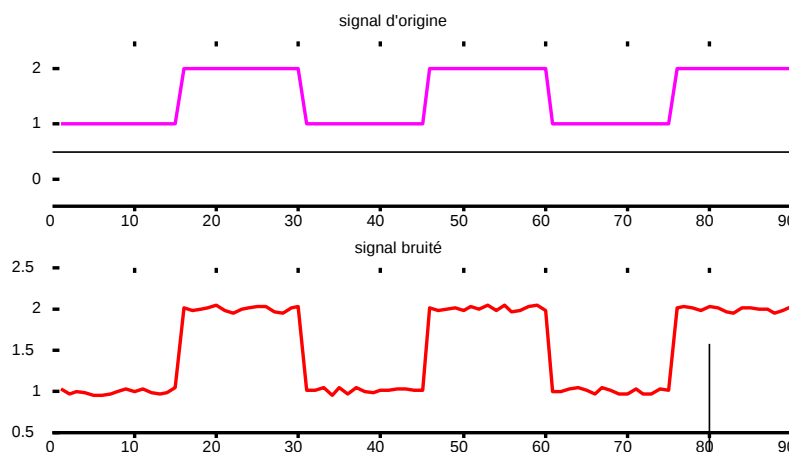
Amplification du signal

Pour lutter contre l'affaiblissement du signal, on introduit à distance régulière des amplificateurs qui ont pour but de régénérer le signal en lui restituant la puissance perdue. Ces amplificateurs doivent aussi redresser le signal en corrigeant à l'aide de filtres les distorsions d'amplitude et de phase.

Signal et bruit

Outre les distorsions provoquées par l'affaiblissement, le signal transporté par un réseau de qualité téléphonique est soumis à d'autres modifications : d'une part le réseau peut recevoir des perturbations provenant de l'environnement électromagnétique (cas typique : passage d'un train électrique au voisinage d'une ligne téléphonique), et surtout le signal est perturbé par le bruit de fond provoqué par le mouvement brownien des électrons. Ce bruit de fond est un " bruit blanc " qu'il est impossible d'extraire du signal en raison de son caractère aléatoire.

Ainsi le signal transporté par le réseau est après une certaine distance la somme du signal émis, des phénomènes d'affaiblissement et de distorsion qu'il a subis, et du bruit provoqué par les diverses perturbations. L'affaiblissement et la distorsion peuvent être compensés dans une certaine mesure, mais le bruit de fond est inévitablement amplifié avec le signal utile par les amplificateurs, d'où le caractère inéluctable de la dégradation du rapport signal /bruit.



* Rapport signal sur-bruit du canal de transmission :

$$r_{S/B} = 10 \log \frac{P_S}{P_B}$$

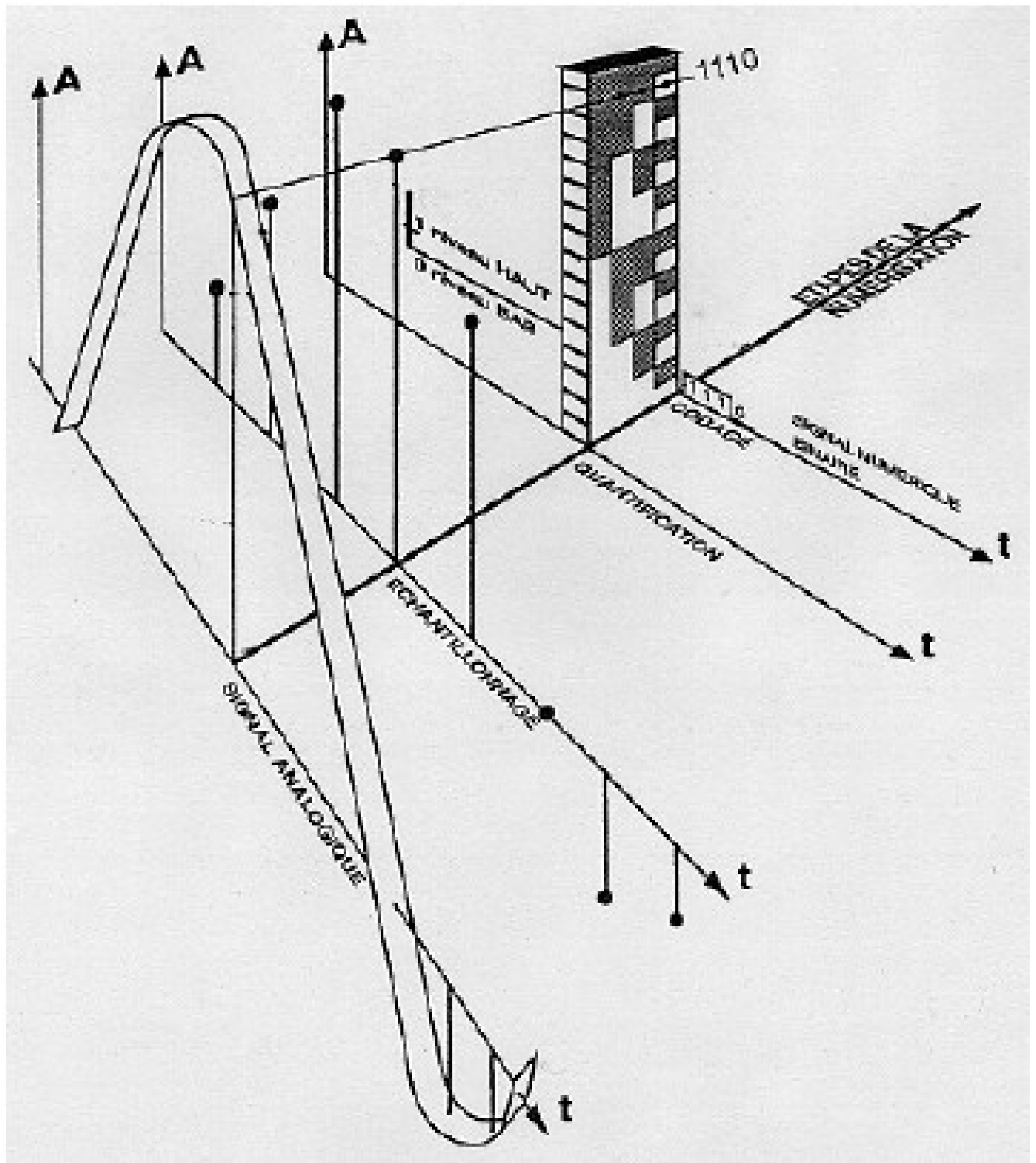
où P_S et P_B sont respectivement la puissance du signal utile et la puissance du bruit. Pour une ligne téléphonique ce rapport est d'environ 30dB.

* Capacité d'un canal de transmission C : c'est le débit binaire maximal. Le débit binaire est limité par le rapport signal sur bruit. On montre que :

$$C = B_p \log_2 \left(1 + \frac{P_S}{P_N} \right) = \frac{1}{3} B_p (r_{S/B})_{dB}$$

Pour une ligne téléphonique analogique on trouve $C \approx 31\,000$ bits/s.

Echantillonnage et codage d'un signal analogique

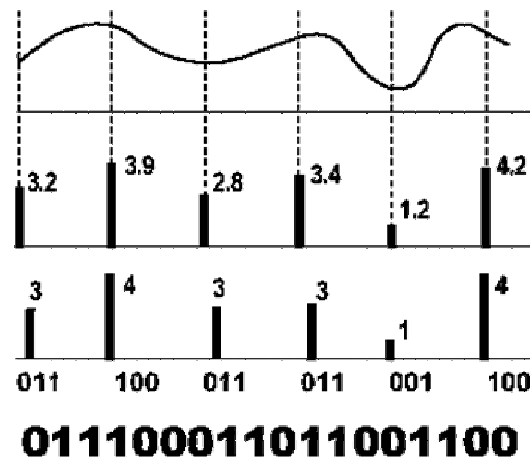


I Introduction et définitions

- L'Echantillonnage: Le signal analogique est un signal continu qui par définition contient un nombre infini d'éléments. L'échantillonnage consiste à prélever un nombre déterminé d'éléments (échantillons) qui seront suffisants pour reconstituer à l'arrivée un signal analogique de qualité. Les différentes études ont montré qu'il suffit d'échantillonner à deux fois la fréquence supérieure contenu dans le signal. Ainsi, pour un signal de la parole où l'information est contenue dans une bande de 4000 Hz (0-4000), un échantillonnage à 8000 Hz suffit (c'est à dire toutes les 125 μ s).

Echantillonner à une fréquence plus faible conduit à un signal restitué de mauvaise qualité, et un échantillonnage plus élevé augmente le volume de données à transmettre sans une augmentation significative de la qualité.

- La Quantification: Elle consiste à donner à chaque échantillon une valeur prise dans une échelle de valeurs. L'erreur effectuée dans l'approximation est appelée bruit de numérisation. Ce bruit ayant une répercussion importante pour les faibles niveaux, l'échelle n'est pas une échelle linéaire. exemple Pour le signal téléphonique, 256 niveaux ont été retenus.
- Le Codage: Chaque échantillon sera codé sur un ensemble de bits. Pour permettre le codage des différentes valeurs, 8 bits sont nécessaires.



Ainsi, pour le signal téléphonique (4000 Hz), nous avons 8000 échantillons/s (8000 Hz) codés sur 8 bits/échantillon. Cela donne 64 000 bits/s. Un canal à 64 kbps est nécessaire pour transmettre un signal téléphonique de base.

II Théorie de l'échantillonnage

II.1 Acquisition des Signaux

Pour transformer un signal analogique en un signal numérique, il faut le discrétiser. On va donc prélever régulièrement des échantillons du signal analogique pour le rendre discret et permettre ainsi sa numérisation :

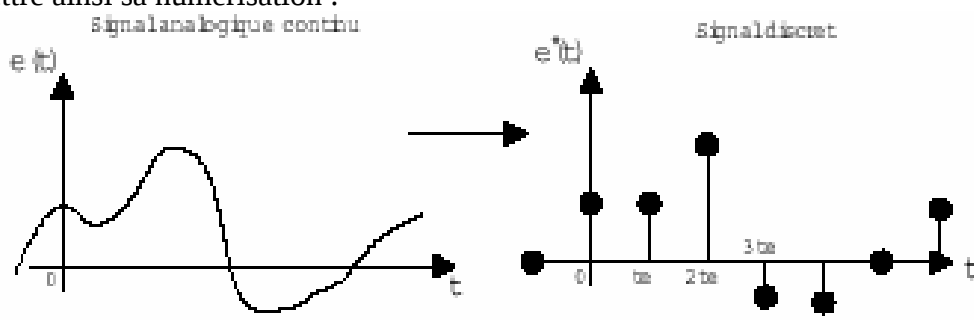


Figure 1 : Allure d'un signal échantillonné

On prend ainsi des valeurs de $e(t)$ à des intervalles de temps régulier (tous les T_e , période d'échantillonnage) à une fréquence F_e dite fréquence d'échantillonnage, que l'on déterminera par la suite. Suite à cet échantillonnage, on quantifie chaque échantillon par une valeur binaire pour la stocker sur un support numérique.

II.2 Modélisation de l'échantillonnage

L'opération mathématique associée à cette discrétisation revient à multiplier le signal $e(t)$ par un peigne de Dirac $\delta_{T_e}(t)$:

$$e^*(t) = e(t) \cdot \delta_{T_e}(t) = e(t) \cdot \sum \delta(t - nT_e)$$

On peut ainsi calculer la transformée de Fourier du signal échantillonné en utilisant les propriétés liant une multiplication temporelle qui dans l'espace fréquentiel devient un produit de convolution :

$$E^*(f) = \text{TF}(e(t) \cdot P_{T_e}(t)) \rightarrow E^*(f) = \frac{1}{T_e} E(f) * \delta_{f_e = \frac{1}{T_e}}(f)$$

$$E^*(f) = \frac{1}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} E(f - k \cdot f_e)$$

Echantillonner le signal $e(t)$ dans le domaine temporel, revient donc à recopier dans le domaine fréquentiel son spectre $E(f)$ tous les F_e .

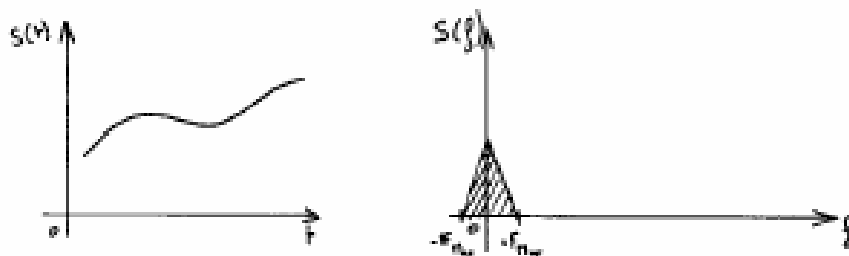


fig.2 propriétés temporelles et fréquentielles du signal d'entrée

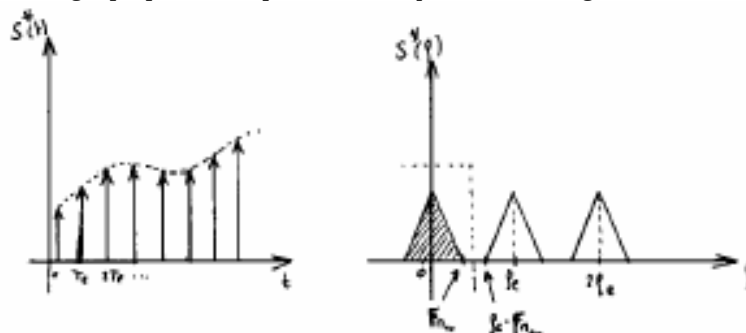


fig.3 : propriétés temporelles et fréquentielles d'un signal échantillonné

On remarquera que si le spectre du signal d'origine à une largeur supérieure à $2F_e$ on a ce qu'on appelle un repliement de spectre.

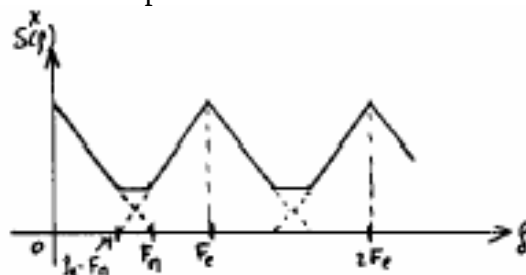


fig.4 échantillonnage provoquant le repliement de spectre

S'il y a repliement de spectre, il n'est plus possible de retrouver le spectre du signal d'origine. Dans ce cas, l'opération d'échantillonnage modifie les caractéristiques du signal d'entrée. Ainsi, si l'on ne veut pas perdre d'informations par rapport au signal que l'on échantillonne, on devra toujours respecter la condition : $(F_e \geq 2F_{\max})$. Condition plus connue par le théorème de Shannon.

II.4 Théorème de Shannon

On ne peut échantillonner un signal sans pertes d'informations que si : $F_e > 2F_{\max}$

* Note : Rôle du filtre d'entrée

Dans le cas d'un spectre de largeur infinie (la réalité), il y a donc toujours repliement de spectre. Il est donc nécessaire de filtrer le signal d'origine afin de limiter cet effet de repliement.

Par exemple, dans le cadre de l'audio, on ne va garder que les fréquences que l'oreille est capable d'entendre. Les caractéristiques internes de l'oreille induisent une sensibilité fréquentielle pouvant aller de 20hz à 20khz. C'est pour cette raison que l'on a pris comme fréquence d'échantillonnage $f_e=44,1$ khz dans le cas du CD.

Ainsi, avant d'échantillonner le signal, on place en amont un filtre qui a pour but d'éliminer toutes les fréquences supérieures à 20khz. C'est un filtre passe bas.

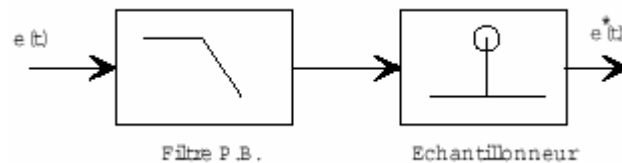
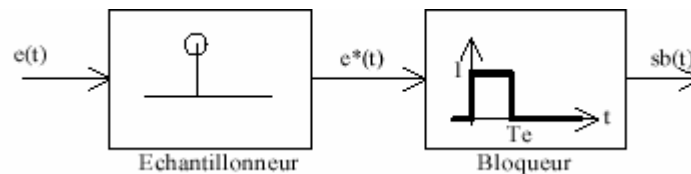


Figure 5 : Utilisation du filtre en amont de l'échantillonneur

II.5 L'échantillonnage blocage

Une fois le signal filtré et échantillonné, il reste à le quantifier. Pour pouvoir réaliser cette fonction, on doit maintenir constant la valeur à quantifier afin de permettre au CAN de traiter l'échantillon et de le numériser. On appelle cette opération, le blocage. Ce blocage doit être d'une durée supérieure au temps de conversion :



si le bloqueur est d'ordre zéro alors $f(t+1)=f(t)$

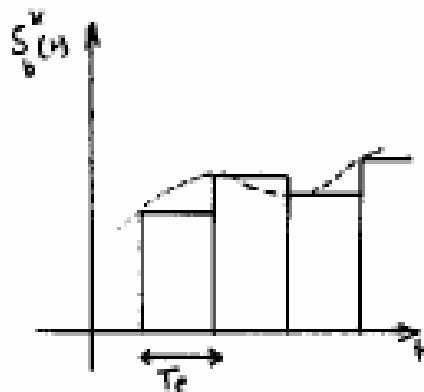


Fig7. Signal continu bloqué par un bloqueur d'ordre zéro

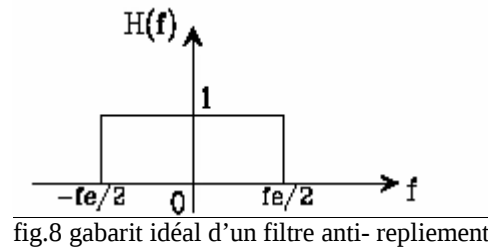
II.6 Nécessité du filtre d'anti-repliement

II.6.1 Caractéristiques idéales



Avant de réaliser l'échantillonnage du signal, nous avons vu la nécessité de filtrer ce dernier afin d'éviter ce que l'on appelle le repliement de spectre, plus connu sous la forme du théorème de Shannon.

Idéalisé, il doit avoir un gain de 1 sur une bande de fréquence F_e , centrée en zéro. Son rôle va être de limiter le contenu spectral du signal à la partie utile. Il va participer aussi à limiter l'influence du bruit éventuellement présent sur le signal à numériser.



Modulation analogique des données numériques

I] Modulations analogiques par impulsions (Modulation en amplitude par un signal modulant numérique)

Les impulsions sont cadencées à la fréquence d'échantillonnage F_e , qui est ici la fréquence porteuse.

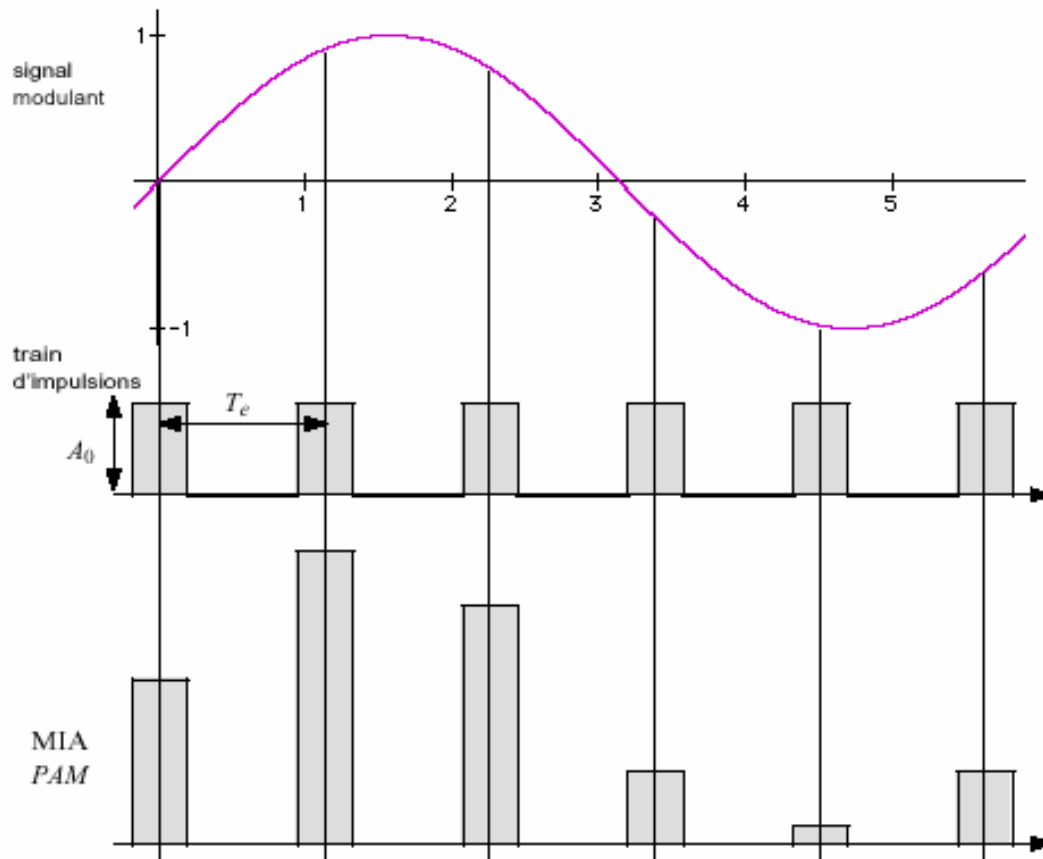
Rappel : F_e doit être supérieure ou égale au double de la fréquence maximale du signal analogique (th de Shannon).

Nous distinguons trois types :

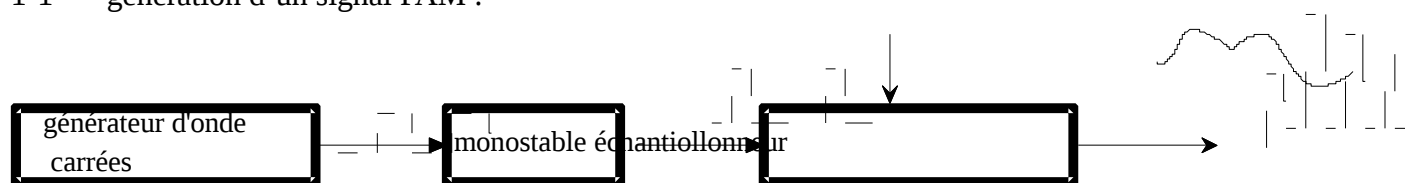
- Modulation d'impulsions en amplitude (MIA) : Pulse Amplitude Modulation (PAM). Un signal MIA n'est autre qu'un signal échantillonné, quantifié et codé
- Modulation d'impulsions en durée (MID) : Pulse Width Modulation (PWM) ou Modulation de largeur d'impulsions (MLI). Un signal MID n'est autre qu'un signal rectangulaire à rapport cyclique variable, celui-ci étant proportionnel à l'amplitude du signal modulant.
- Modulation d'impulsions en position (MIP) : Pulse Position Modulation (PPM).

1) modulation d'impulsions en amplitude PAM

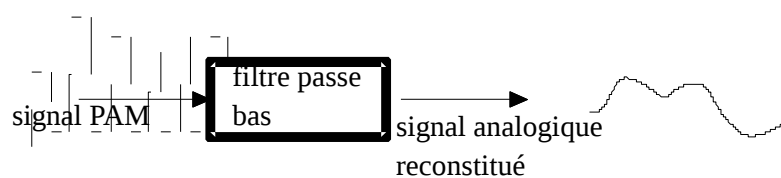




1-1 génération d'un signal PAM :



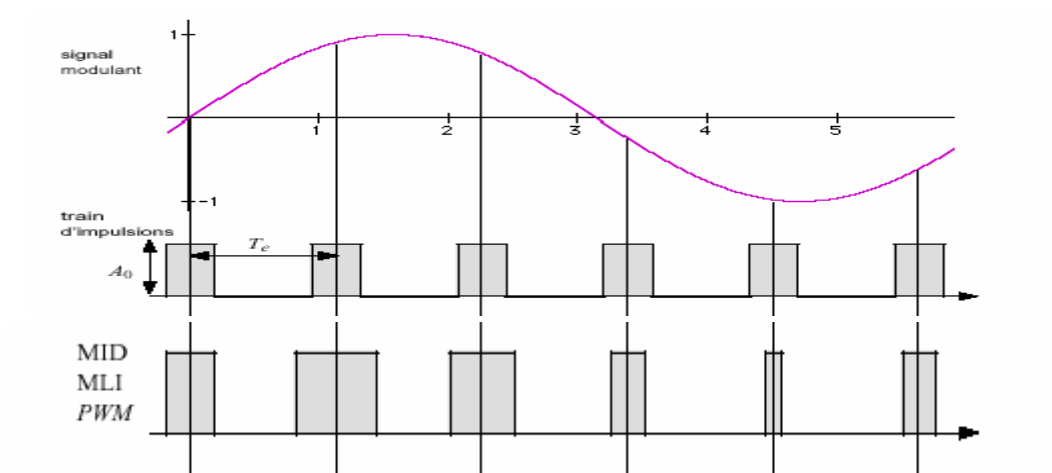
1-2 démodulation



2) modulation d'impulsions en durée PDM

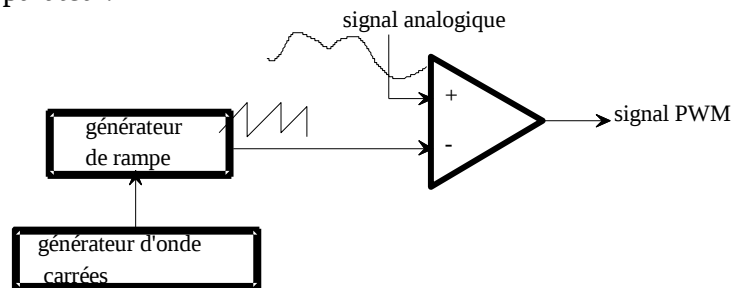
cette technique de modulation consiste à varier la durée des impulsions en fonction de l'amplitude du signal analogique





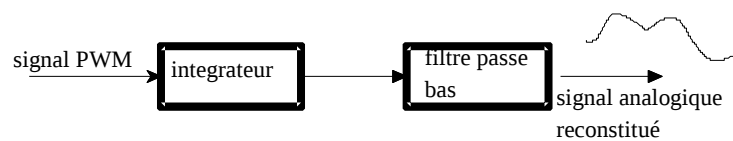
1-1 génération d'un signal PWM

le signal analogique est continuellement comparé à une rampe et le signal PWM est récupéré à la sortie du comparateur.



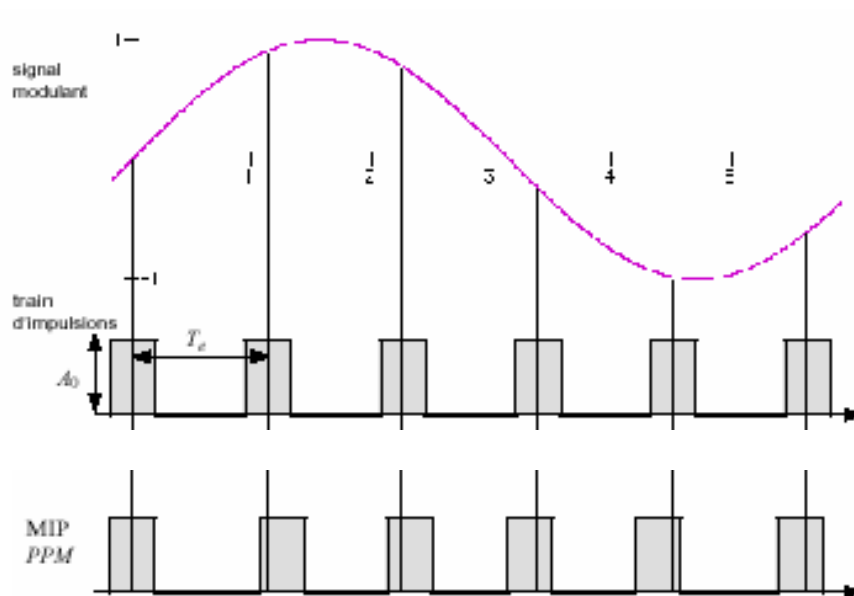
1-2 démodulation

on peut récupérer le signal analogique par l'association d'un intégrateur suivie de filtre passe bas



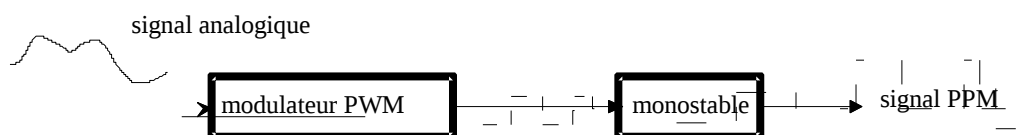
3) modulation d'impulsion en position (PPM)

la modulation en impulsions en position consiste à varier les intervalles de temps entre des impulsions identiques en fonction de l'amplitude de l'information analogique .



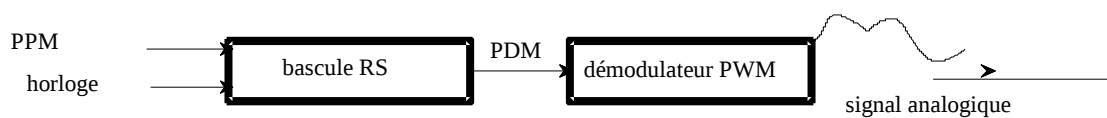
3-1) génération d'un signal PPM :

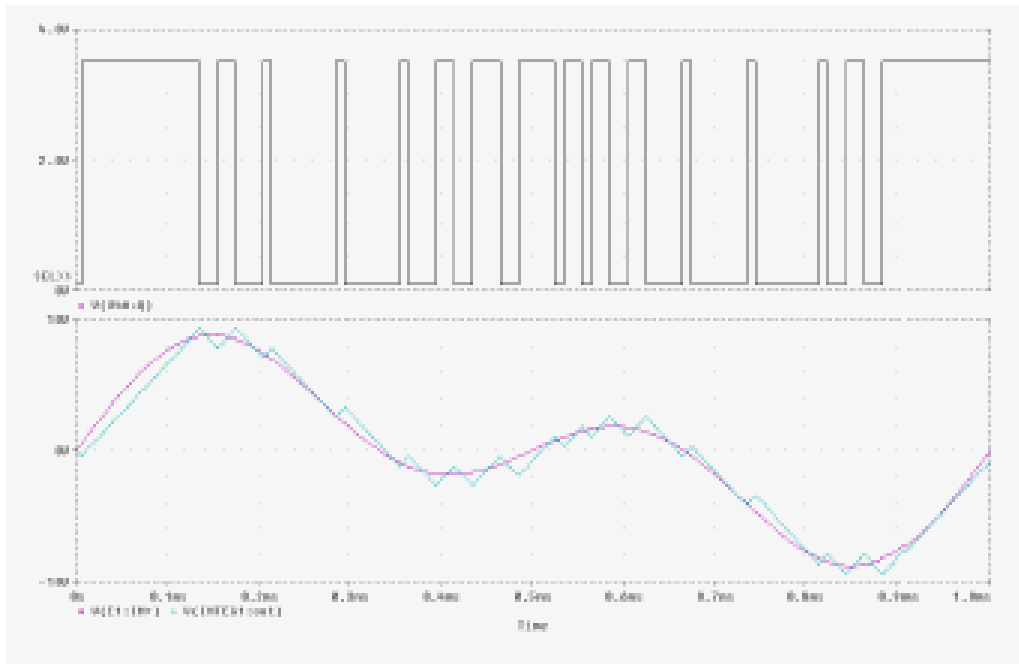
On peut facilement générer un signal modulé en position à partir d'un signal PDM à l'aide d'un monostable



3-2) démodulation :

on peut récupérer le signal analogique par la conversion du signal PPM en signal PDM, puis on utilise un démodulateur PDM



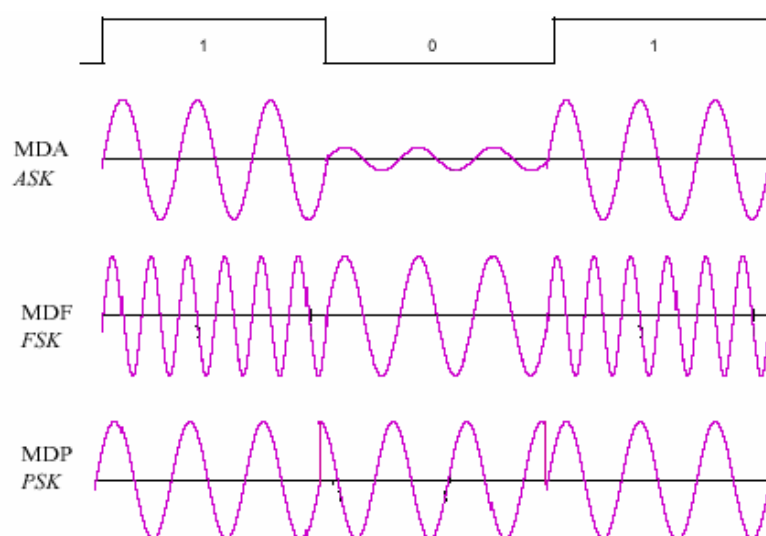


Modulations à verrouillage (Modulation en amplitude d'un signal analogique)

Cette technique est utilisée lorsque la Bande Passante du support ne permet pas de transmettre directement le signal d'origine. Elle est aussi utilisée pour des supports Large Bande dans le cas de partage de la Bande Passante.

Nous distinguons trois types :

- Modulation à déplacement d'amplitude (MDA) : Amplitude Shift Keying (ASK)
- Modulation à déplacement de fréquence (MDF) : Frequency Shift Keying (FSK)
- Modulation à déplacement de phase (MDP) : Phase Shift Keying (PSK)
- Modulation à déplacement d'amplitude et de phase (MDAP) Amplitude and Phase Shift Keying (APSK) ou Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) Quadrature Amplitude Mod. (QAM)



4. INTRODUCTION AUX TELECOMMUNICATIONS OPTIQUES.

COMMENT TRANSMETTRE DES SIGNAUX AVEC DE LA LUMIERE ?

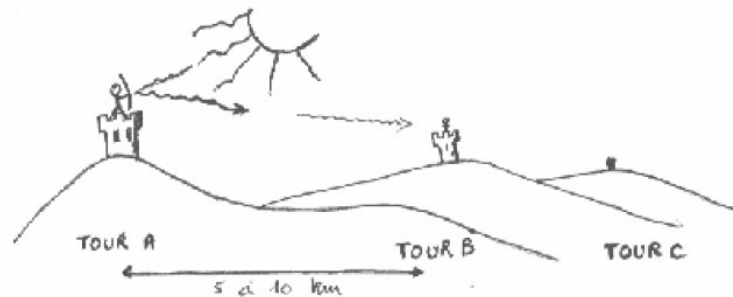


Figure 1 – Principe moyenâgeux de la transmission d'informations optiques.

Cette question n'est pas récente. Au moyen âge par exemple, le long de l'axe Rhin Rhône des signaux d'alerte étaient transmis de tours en tours sur des dizaines de kilomètres. Le principe était le suivant ; lorsqu'un danger était détecté à proximité d'un château fort, des signaux étaient envoyés au château fort voisin par l'intermédiaire d'un miroir réfléchissant les rayons du soleil ou bien par agitation d'un drapeau. Pour permettre l'observation visuelle directe des signaux, le château émetteur des signaux et le château récepteur devaient ne pas être trop distants l'un de l'autre (quelques kilomètres). Par transmission successive de château en château les signaux d'alerte pouvaient être communiquer à la ville voisine à une vitesse supérieure à la vitesse d'un cheval au galop et prévenir une invasion. Ce système apparemment simpliste, car soumis aux conditions climatiques qui pouvaient empêcher son fonctionnement (pluie, brouillard, contre-jour), a pourtant inspiré les premiers essais modernes de télécommunication optiques. En effet dans les années 70, des essais en atmosphères libres visaient à transmettre des signaux optiques modulés provenant de lasers puissants sur des distances de quelques centaines de mètres. Par temps de brouillard les signaux n'atteignaient par leur but, le spot laser à la réception pouvait avoir un diamètre de quelques mètres et sa position pouvait fluctuer sur quelques mètres également. Il apparaît donc que transmettre des signaux avec de la lumière nécessite une certaine technologie. Pour identifier les différents aspects et problèmes que peut rencontrer l'établissement d'une telle liaison, reprenons le schéma de principe du moyen âge et analysons-le. Volontairement nous partirons d'un schéma simpliste à partir duquel nous tenterons de reconstruire le monde des télécoms et d'inventer celui de demain.

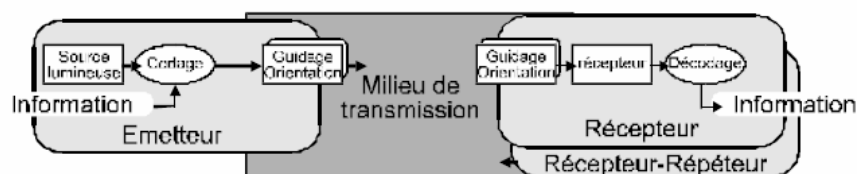


Figure 2 : Schéma synthétique d'une liaison à transmission optique

La tour A (Alice) peut être considéré comme l'émetteur, la tour B (Bob) comme le récepteur (Dans le cas de retransmission vers la tour C, Bob peut être considéré comme un répéteur). Entre les deux, un milieu, qui permet plus ou moins bien la transmission du signal. Quelques problèmes apparaissent déjà : comment s'assurer que le signal est bien orienté vers le bon destinataire ? (Est-ce que A a bien orienté ces reflets du soleil vers B et non pas dans une mauvaise direction ? Est-ce que le récepteur est en mesure de comprendre les signaux, (quel type de codage ?), (Est-ce que A et B se sont mis d'accord sur la signification des signes qu'ils font) Comment faire pour avoir une source lumineuse fiable (qui soit indépendante des

aléas climatiques), et un récepteur capable de détecter même dans de mauvaises conditions (est ce que Bob a de suffisamment bons yeux ?).

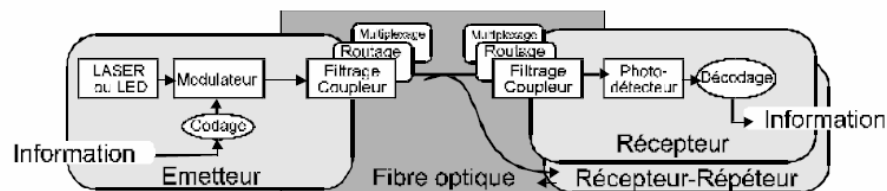
Ceci nous conduit au schéma synthétique suivant :

Nous distinguons donc des éléments distincts :

- La source lumineuse (au niveau de l'émetteur)
- Le détecteur sensible à la lumière (au niveau du récepteur)
- Le milieu de transmission
- La modulation de l'information dans la porteuse lumineuse (ce que nous avons appelé 'codage' au sens large)
- Le système d'orientation de l'information. Et nous identifions au moins trois systèmes complets
- Les émetteurs
- Les récepteurs
- Les répéteurs

Tous ces points vont être repris pour définir les chapitres de ce cours. Précisons-les davantage en traduisant le schéma synthétique figure 2, en un autre schéma plus détaillé et explicite incluant les différents équipements télécom modernes :

Figure 3 : Schéma de principe d'une ligne optique de transmission.



LES FIBRES OPTIQUES

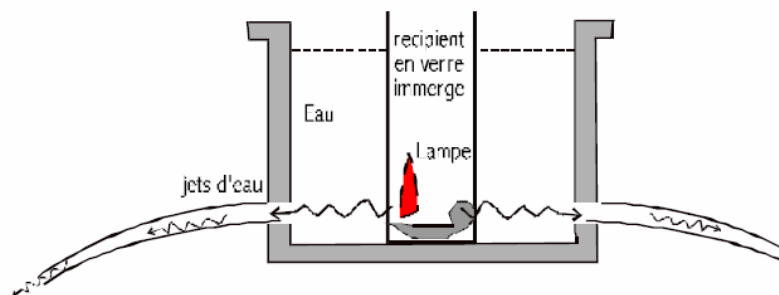
HISTORIQUE

Les principes de guidage de la lumière sont connus depuis l'antiquité. Les romains lors de leur banquet exhibaient des jeux d'eau et de lumière : Les fontaines lumineuses : Ces fontaines consistaient en une lampe placée dans un compartiment étanche et transparent (verre) au milieu de leur réservoir. Sur les cotes du réservoir des trous d'où s'échappaient des jets d'eau, guidaient la lumière.

PRINCIPES

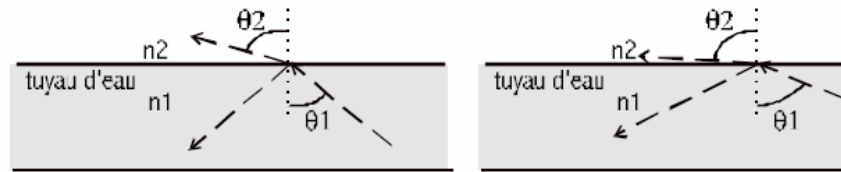
Mais comment est guidée la lumière ? Quel est le principe ? Essayons d'expliquer ce phénomène simple, qui nous permettra de redécouvrir et de comprendre plus aisément les objets modernes guidant la lumière. Une fois que ce principe sera compris, il pourra être réappliqué afin de concevoir d'autres objets guidant la lumière.

Considérons tout d'abord un « tuyau » d'eau dans lequel se trouve de la lumière. L'eau a un indice n_1 , entourée d'air d'indice n_2 .



Que se passe-t-il lorsqu'un rayon lumineux n'est pas aligné avec la direction du tuyau, par exemple lorsqu'il fait un angle θ_1 avec la normale à la surface du tuyau ? Ce rayon lumineux sort-il ? S'il sort comment la lumière peut-elle être guidée ?

Pour répondre à la question appliquons la loi de Descartes pour déterminer le trajet suivi par les rayons lumineux dans le tuyau : $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$



Si $n_1 > n_2$ ($n_1/n_2 > 1$) (la vitesse de la lumière dans l'eau est plus faible que dans l'air) alors $\sin \theta_2 = n_1/n_2 \cdot \sin \theta_1$ est plus grand que $\sin \theta_1$, c'est à dire que l'angle θ_2 est plus grand que l'angle θ_1 . Il peut exister une situation particulière où θ_2 est égal à $\pi/2$. Pour cette valeur de θ_2 , la lumière est totalement réfléchie et reste dans le matériau, sans pour autant que θ_1 soit parallèle à la direction du tuyau. En fait, on peut définir un angle limite $\theta_{1\text{limite}} = \text{Arcsin}(n_2/n_1)$ au-delà duquel le rayon reste dans le matériau. Ce résultat est particulièrement intéressant parce qu'il signifie qu'on peut garder (guider) de la lumière dans le tuyau même si la direction de propagation de la lumière n'est pas exactement dans l'axe du tuyau. En fait tous les rayons lumineux "mal orientés", mais dont l'angle reste compris entre $\pm \theta_{1\text{limite}}$ sont guidés dans le tuyau, tandis que les autres sont perdus.

Maintenant que nous avons compris ce principe nous pouvons imaginer remplacer l'eau par un plastique ou par du verre et réaliser ainsi de long barreau ou fil conduisant la lumière.

En utilisant du verre nous pouvons réinventer la fibre optique. Pour cela il suffit de fabriquer un long tuyau de verre entouré d'un matériau d'indice plus faible.

LES FIBRES OPTIQUES MULTIMODES A SAUT D'INDICE

1. Fibre multimodes

Une fibre optique multimodes est une fibre en verre de section circulaire dont le cœur c'est-à-dire la partie centrale où se propage la lumière a un diamètre grand devant la longueur d'onde. On peut donc les étudier de façon simplifiée mais correcte par l'optique géométrique.

2. Gaine et Cœur

Le type le plus simple est la fibre optique à saut d'indice ou le cœur (la partie centrale de la fibre) d'indice de réfraction n_1 est entouré d'une gaine optique d'indice n_2 légèrement inférieur (Fig.3). Le diamètre du cœur est $2a=100 \mu\text{m}$, pour un diamètre total (gaine) de $2b=150 \mu\text{m}$. L'ensemble est entouré d'un revêtement de protection généralement en matière plastique.

3. Ouverture numérique

Les indices optiques du cœur et de la gaine sont très voisins et de l'ordre de 1,45 pour les fibres en silice. La différence d'indice entre n_1 et n_2 est de l'ordre de $\delta n=0.02$ à $\delta n=0.01$.

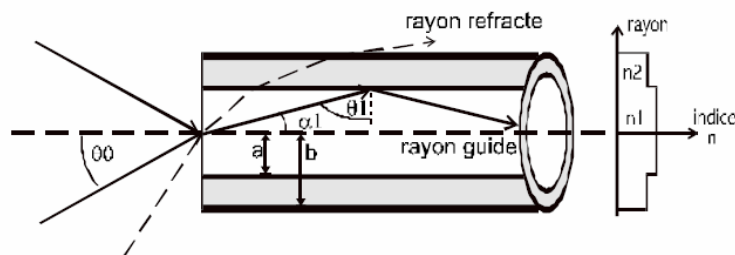


Figure 3 : Structure d'une fibre à saut d'indice

4. Dispersion modale

Comparons deux impulsions présentes à $t=0$ à l'extrémité d'une fibre de longueur L , et d'ouverture numérique ON . L'une des impulsions se propage suivant l'axe de symétrie de

révolution de la fibre (angle nul), tandis que la deuxième arrive avec un angle égale à l'angle limite.

Ces deux impulsions vont donc avoir des trajets différents. Celle qui se propage suivant l'axe aura le trajet le plus court (longueur L , vitesse c/n_1). En revanche, l'impulsion caractérisée par un angle $\theta_{1\text{limite}}$

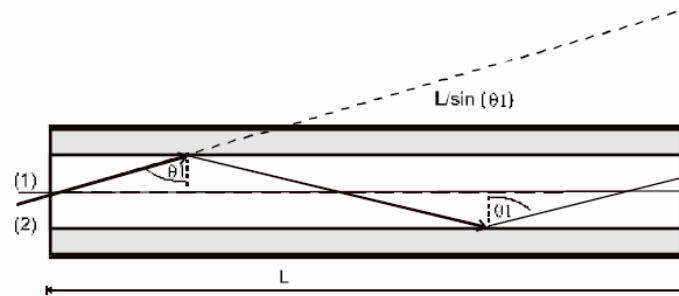


Fig. 4 Dispersion modale.

BNB

TP1: MODULATION D'AMPLITUDE

Matériel:

- Emetteur AM 16 kHz;
- Récepteur AM 16 kHz;
- Analyseur de spectre;
- Générateur BF;
- Oscilloscope;
- Câbles + cavaliers;
- Alimentation stabilisée ± 15 V.

But du TP:

L'objectif de ce TP est d'examiner différentes techniques de modulation et de démodulation des signaux AM.

Description du stand:

On dispose d'un émetteur AM dont la fréquence porteuse de 16 kHz est générée par un oscillateur à quartz. Le signal modulant peut être limité en fréquence par un filtre passe-bas, tandis que le signal AM, avec ou sans porteuse, peut être filtré par un filtre passe-bande accordé sur la bande latérale inférieure. Il est possible d'obtenir une fréquence pilote de 160 kHz servant à la récupération de la porteuse par le récepteur. Celui-ci comporte un démodulateur AM, accompagné d'un circuit de récupération de la porteuse à base de PLL.

Manipulations:

1. Etude du signal AM avec porteuse:

Positionner le commutateur CARRIER sur ON. Appliquer le signal modulant et la porteuse aux entrées correspondantes du modulateur. On prendra, pour le signal modulant, un signal sinusoïdal de fréquence $f_m = 2,5$ kHz et d'amplitude $A_m = 2$ V.

- 1.1. Visualiser à l'oscilloscope le signal en sortie du modulateur. De quoi l'enveloppe de ce signal est-elle constituée? Faire varier l'amplitude A_m du signal modulant

de 0 à 5 V.

Représenter et interpréter les différentes allures que prend le signal modulé en amplitude. Calculer l'indice de modulation pour $A_m = 1$ V puis $A_m = 5$ V.

- 1.2. Visualiser le spectre du signal AM au moyen de l'analyseur de spectre. Représenter ce spectre avec précision. Relever le nombre de maxima présentés par le spectre, ainsi que leur disposition. Que représente chacun d'entre eux? Mesurer l'occupation spectrale du signal AM et comparer avec celle du signal modulant. Conclure.

2. Démodulation cohérente:

2.1. Injecter le signal AM précédent à l'entrée correspondante du démodulateur. Relier directement la sortie de l'oscillateur produisant la porteuse à l'autre entrée du démodulateur. Observer simultanément sur l'oscilloscope le signal modulant et le signal démodulé. Que constate-t-on?

2.2. Introduire le circuit déphaseur avant d'appliquer la porteuse au démodulateur. Faire varier le déphasage. Qu'observe-t-on? Interpréter.

2.3. Pour remédier à cet inconvénient, on transmet avec le signal AM, une fréquence pilote de 160 kHz qui est traitée par un dispositif approprié (boucle à verrouillage de phase et diviseur de fréquence), dont le rôle est de récupérer une porteuse en phase avec la porteuse du signal AM. Effectuer le câblage incluant ce dispositif dans le démodulateur. Additionner la fréquence pilote au signal AM. Observer le signal démodulé. Conclure.

3. Modulation en bande latérale unique (BLU):

3.1. Connecter le filtre passe-bande accordé sur la bande latérale inférieure à la sortie du modulateur. Observer le signal AM ainsi obtenu. Comparer avec celui observé en 1.1.

3.2. Observer le spectre de ce signal. Interpréter ses différentes composantes. Comparer avec celui observé en 1.2. Quel est le rôle du filtre passe-bande?

3.3. Démoduler ce signal comme décrit en 2.1. Comparer le signal démodulé avec celui obtenu en 2.1. Quel est l'intérêt de la modulation BLU?

4. Modulation d'amplitude sans porteuse:

4.1. Basculer le commutateur CARRIER en position OFF. Appliquer le signal modulant et la porteuse au modulateur. Visualiser et représenter le signal AM ainsi obtenu. Comparer avec celui observé en 1.1.

4.2. Observer le spectre de ce signal. Que remarque-t-on?

4.3. Effectuer la démodulation cohérente du signal AM sans porteuse. Comparer le signal ainsi démodulé avec celui obtenu en 2.1. Quel est l'intérêt de supprimer la porteuse dans le signal transmis?

TP2: MODULATIONS ANGULAIRES

Matériel:

- Modulateur FM/PM;
- Démodulateur FM/PM;
- Analyseur de spectre;
- Générateur BF;
- Oscilloscope;
- Fréquencemètre;
- Câbles + cavaliers;
- Alimentation stabilisée ± 15 V.

But du TP:

L'objectif de ce TP est l'étude des signaux modulés en fréquence et en phase, tant du point de vue temporel que spectral, ainsi que la démodulation de ces signaux.

Description du stand:

On dispose d'un oscillateur commandé en tension (VCO) dont la fréquence centrale peut être ajustée entre 18 et 22 kHz avec une excursion maximale en fréquence de 800 Hz pour la production du signal modulé en fréquence (FM). Un signal modulé en phase (PM) peut être généré à l'aide d'un filtre déphaseur commandé en tension. La démodulation de ces deux types de signaux, qui peuvent être préalablement limités en amplitude, s'effectue à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (PLL).

Manipulations:

1. Etude du modulateur FM:

1.1. Appliquer une tension continue U à l'entrée du modulateur FM. Pour $U = 0$, ajuster la fréquence du signal de sortie à la valeur $f_0 = 20$ kHz puis faire varier la tension U de -30 V à +30 V et mesurer la fréquence f du signal de sortie. Tracer la caractéristique f en fonction de U . Que peut-on en dire? Déterminer la sensibilité du modulateur

$$k_f = \Delta f / \Delta U .$$

1.2. Appliquer à présent à l'entrée du modulateur un signal modulant sinusoïdal de fréquence $f_m = 1$ Hz et faire varier son amplitude A_m de 0 à 10 V. Observer et décrire le signal obtenu pour différentes valeurs de A_m . Calculer l'indice de modulation $\beta = \Delta f / \Delta U = k_f A_m / f_m$ pour $A_m = 5$ V et $A_m = 10$ V.

1.3. Fixer l'amplitude du signal modulant à $A_m = 10$ V et faire varier sa fréquence f_m de 1 Hz à 10 Hz. Observer et décrire le signal en sortie du modulateur lorsque f_m augmente.

2. Spectre du signal FM:

2.1. Un signal modulant sinusoïdal d'amplitude $A_m = 5$ V et de fréquence $f_m = 300$ Hz étant appliqué à l'entrée du modulateur, visualiser le spectre du signal FM. Refaire l'expérience avec $A_m = 10$ V. Compter, dans chaque cas, le nombre de raies visibles sur l'analyseur de spectre et en déduire l'occupation spectrale du signal FM. Comment varie-t-elle en fonction de A_m ? Fixer $A_m = 5$ V et augmenter f_m jusqu'à 600 Hz. Comment varie à présent l'occupation spectrale du

signal en fonction de f_m ? Que peut-on dire de l'occupation spectrale du signal FM? Vérifier la formule de Carson, donnant l'occupation spectrale utile du signal FM: $B_u = 2(k_f A_m + f_m)$.

2.2. Fixer la fréquence du signal modulant à $f_m = 250$ Hz et faire varier son amplitude A_m de 0 à 10V. Observer le comportement de la raie centrale du spectre du signal FM. Sachant que celle-ci s'annule pour $\beta = 2,4$ retrouver la sensibilité k_f du modulateur calculée en 1.1.

3. Démodulation du signal FM:

3.1. Générer un signal FM avec un signal modulant sinusoïdal de fréquence $f_m = 300$ Hz et d'amplitude $A_m = 5$ V. Positionner le commutateur sélectionnant la constante de temps du filtre passe-bas de la PLL sur τ_2 . Appliquer ce signal à l'entrée de la boucle à verrouillage de phase (PLL) constituant le démodulateur FM. Visualiser et représenter simultanément le signal modulant et le signal démodulé. Que constate-t-on?

3.2. Générer à présent un signal FM avec un signal modulant carré de fréquence $f_m = 100$ Hz et d'amplitude $A_m = 1$ V. Observer et représenter la réponse indicielle de la PLL pour les constantes de temps τ_1 et τ_2 du filtre passe-bas. En déduire le rôle de ce filtre.

4. Modulation de phase:

4.1. Relier l'entrée du modulateur FM à la masse afin de produire un signal sinusoïdal de fréquence fixe égale à 20 kHz, pris comme référence. Appliquer une tension continue U variant de -5 V à +5 V à l'entrée de commande du circuit déphaseur jouant le rôle de modulateur PM. Mesurer le déphasage ϕ entre le signal de sortie du modulateur PM et le signal de référence. Tracer la caractéristique ϕ en fonction de U . Est-elle linéaire? Pourquoi?

4.2. Appliquer à l'entrée du modulateur PM un signal modulant sinusoïdal de fréquence 1 Hz et faire varier son amplitude de 0 à 3V. Observer et décrire le comportement du signal PM par rapport au signal de référence. Refaire l'expérience avec un signal modulant carré de fréquence 1 Hz et d'amplitude 2 V. Comparer le comportement du signal PM dans les deux cas.

4.3. Observer le spectre du signal PM pour un signal modulant sinusoïdal de fréquence 300 Hz et d'amplitude 1 V. Comparer avec celui du signal FM trouvé en 2.1.

4.4. Appliquer le signal PM généré en 4.3 à l'entrée de la PLL. Observer et représenter le signal modulant et le signal démodulé.

TP3: CHAÎNE DE RÉCEPTION FM STÉRÉO

Matériel:

- Chaîne de réception FM stéréo;
- Analyseur de spectre;
- Oscilloscope;
- Câbles + cavaliers;
- Alimentation stabilisée ± 15 V.

But du TP:

Le but de ce TP est l'étude des différents éléments intervenant dans une chaîne de réception FM, ainsi que la compréhension du codage et du décodage stéréo.

Description du stand:

La chaîne de réception FM stéréo étudiée est constituée d'une antenne télescopique, de systèmes numérique et analogique de recherche des stations, d'une tête VHF, d'une platine FI, d'un décodeur stéréo, d'un préamplificateur BF stéréo, d'un amplificateur de puissance stéréo et de deux haut-parleurs.

Manipulations:

1. Réception du signal FM stéréo composite:

1.1. Assembler les éléments constituant la chaîne de réception FM stéréo.

Passer en mode de recherche analogique des stations. Ajuster le potentiomètre d'accord pour obtenir la réception d'une station. Observer le signal à fréquence intermédiaire (FI) en sortie de la tête VHF et mesurer sa fréquence. Changer de station et refaire la mesure de la fréquence du signal FI. Que peut-on dire?

Pourquoi le signal FI garde-t-il la même fréquence pour des stations différentes?

Déduire le schéma fonctionnel de la tête VHF. Quel est l'intérêt d'un récepteur à changement de fréquence?

1.2. Observer le signal démodulé en sortie de la platine FI (signal MPX).

Visualiser et représenter son spectre. Interpréter ses différentes composantes.

Justifier l'appellation "signal stéréo-composite". Mesurer l'occupation spectrale de ce signal. Comparer avec celle d'un signal monophonique. Conclure.

2. Décodage du signal stéréo:

2.1. Visualiser les signaux en sortie du décodeur stéréo. Que représentent-ils? Sont-ils identiques? Sachant que le signal stéréo-composite contient les informations $G + D$ et $G - D$ (G: canal gauche, D: canal droit), $G - D$ étant décalé de 38 kHz vers le haut du spectre, ainsi qu'une fréquence pilote de 19 kHz, déduire un procédé de décodage de ce signal pour obtenir séparément les signaux G et D. Pour quelle raison utilise-t-on ce type de codage?

2.2. Passer en mode de réception monophonique et comparer les deux signaux en sortie du décodeur stéréo. Que constate-t-on?

TP4: FIBRES OPTIQUES

Matériel:

- Emetteur pour fibres optiques;
- Récepteur pour fibres optiques;
- Multimètres numériques;
- Oscilloscope;
- Câbles;
- transformateurs 220 V / 12 V AC.

But du TP:

L'objectif de ce TP est l'étude des éléments constituant un canal de transmission par fibre optique.

Description du stand:

On dispose d'un émetteur optique pouvant délivrer trois formes de signaux: continu, carré et triangulaire servant à moduler un rayonnement produit par des LED émettant à 665 nm, 770 nm et 950 nm. La réception du signal optique modulé se fait par une photodiode et un convertisseur courant-tension construit autour d'un amplificateur opérationnel.

Manipulations:

1. Caractéristiques des LED d'émission:

1.1. Sélectionner la LED émettant à 665 nm. Faire varier la tension de polarisation directe V_F aux bornes de cette LED par pas de 100 mV en agissant sur le potentiomètre en série avec la LED. Mesurer le courant I_F qui la traverse en fonction de V_F . Pour chaque couple (V_F, I_F) , calculer la puissance $P_F = V_F I_F$ consommée par la LED. Tracer la caractéristique P_F en fonction de I_F .

1.2. Refaire les mesures précédentes pour les LED émettant à 770 nm et 950 nm. Déterminer pour chacune des trois LED sa tension de seuil et sa résistance dynamique. Comment varie la tension de seuil en fonction de la longueur d'onde émise?

2. Réception d'un signal optique:

2.1. Connecter l'émetteur optique au récepteur à l'aide d'une fibre optique dont on mesurera la longueur. Emettre à travers la fibre optique un rayonnement continu (non modulé), de longueur d'onde 665 nm, la LED étant polarisée par une tension $V_F = 2$ V. Mesurer la tension à la sortie du convertisseur courant-tension pour différentes valeurs de la résistance de conversion R_C . Que constate-t-on?

2.2. Faire varier la tension de polarisation V_F de la LED d'émission et mesurer simultanément son courant direct I_F ainsi que la tension U en sortie du convertisseur courant-tension du récepteur, la résistance de conversion étant $R_C = 10$ k Ω . Calculer comme en 1.1 la puissance P_1 émise et la puissance P_2 reçue par le récepteur, sachant que $P_2 = \alpha U$, avec $\alpha = 330$ μ W/V pour $R_C = 10$ k Ω . En déduire le rendement $\eta = P_2 / P_1$ de la fibre optique, ainsi que son atténuation

$A_{dB} = 10 \log (P_2 / P_1)$ par unité de longueur et pour un rayonnement de 665 nm. Refaire la même expérience pour les deux autres LED. Comparer le rendement de la fibre optique pour les différentes longueurs d'onde mises en jeu.

2.3. Moduler le rayonnement de 665 nm par un signal carré et observer simultanément le signal modulant et le signal en sortie du convertisseur courant-tension. En déduire la réponse indicielle de la fibre optique.

TP5: LIGNES DE TRANSMISSION BIFILAIRES

Matériel:

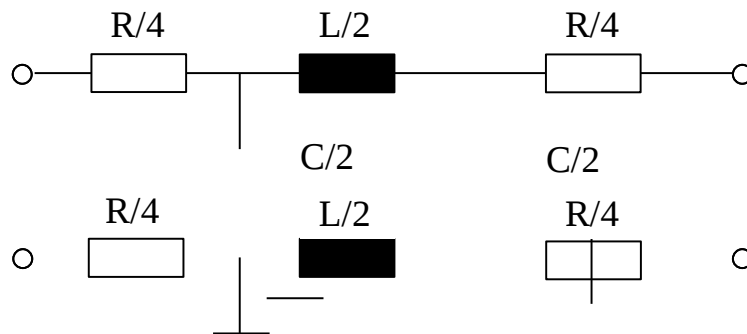
- Modèles de lignes de transmission;
- Résistances terminales;
- Câbles;
- Générateur BF;
- Oscilloscope.

But du TP:

L'objectif de ce TP est la mesure des caractéristiques électriques d'une ligne bifilaire représentée par un modèle à constantes localisées ainsi que l'étude de la validité d'un tel modèle.

Description du stand:

On dispose de modèles de lignes de transmission bifilaires construits au moyen de composants passifs selon le schéma suivant:



Les caractéristiques des lignes représentées par un tel modèle sont les suivantes:

Longueur (km)	Diamètre (mm)	R/4 (Ω)	L/2 (μH)	C/2 (nF)
0,85 0,9 12			270	15
1,7 0,9 24			560	30
0,2 0,4 13			75	4,7
5 0,4		330	1800	100

Manipulations:

1. Mesure de l'impédance caractéristique d'une ligne:

1.1. Alimenter la ligne de caractéristiques $l = 0,2 \text{ km}$, $d = 0,4 \text{ mm}$ par une tension sinusoïdale de valeur efficace $U_1 = 2 \text{ V}$, l'extrémité de la ligne restant ouverte. Faire varier sa fréquence de 10 Hz à 10 kHz et mesurer le courant I_1 débité dans la ligne.

Pour chaque couple (U_1, I_1) , calculer l'impédance de la ligne $Z = (U_1 / I_1)$.

1.2. Refaire les mêmes mesures avec l'extrémité de la ligne en court-circuit et calculer l'impédance d'entrée de la ligne $Z' = U_1 / I_1$

1. Calculer, pour différentes valeurs de la fréquence de la tension d'alimentation, l'impédance caractéristique Z_c de la ligne à l'aide de la formule $Z_c = (Z Z')^{1/2}$. Tracer la caractéristique Z_c en fonction de la fréquence f .

Comparer avec la courbe théorique donnée par $Z_c(f) = [(R^2 + (2\pi fL)^2)^{1/2} / 2\pi fC]^{1/2}$

1.3. Reprendre les expériences décrites en 1.1 et 1.2 avec la ligne de caractéristiques $l = 5 \text{ km}$, $d = 0,4 \text{ mm}$. Que constate-t-on lorsqu'on compare la courbe $Z_c(f)$ déterminée expérimentalement avec la courbe théorique? D'où provient le désaccord entre les deux courbes?

2. Etude de l'atténuation et de l'adaptation:

2.1. Alimenter la ligne de caractéristiques $l = 0,2 \text{ km}$, $d = 0,4 \text{ mm}$ avec une tension sinusoïdale de valeur efficace $U_1 = 2 \text{ V}$. Faire varier sa fréquence de 10 Hz à 10 kHz et mesurer la tension U_2 à l'extrémité de la ligne lorsque celle-ci est ouverte puis lorsqu'elle est fermée par une résistance de $600 \text{ } \Omega$. Tracer dans les deux cas la caractéristique d'atténuation de la ligne, donnée par $A_{dB} = 20 \log(U_1/U_2)$. Comparer les deux courbes. Qu'observe-t-on?

2.2. Alimenter cette ligne par une tension sinusoïdale de fréquence 1 kHz . Fermer la ligne successivement par des résistances de $300 \text{ } \Omega$, $600 \text{ } \Omega$, $900 \text{ } \Omega$ et $1200 \text{ } \Omega$. Mesurer dans chaque cas l'atténuation. Pour quelle valeur de la résistance terminale l'atténuation est-elle minimale? Comparer avec l'impédance caractéristique de la ligne à la fréquence considérée. Conclure.

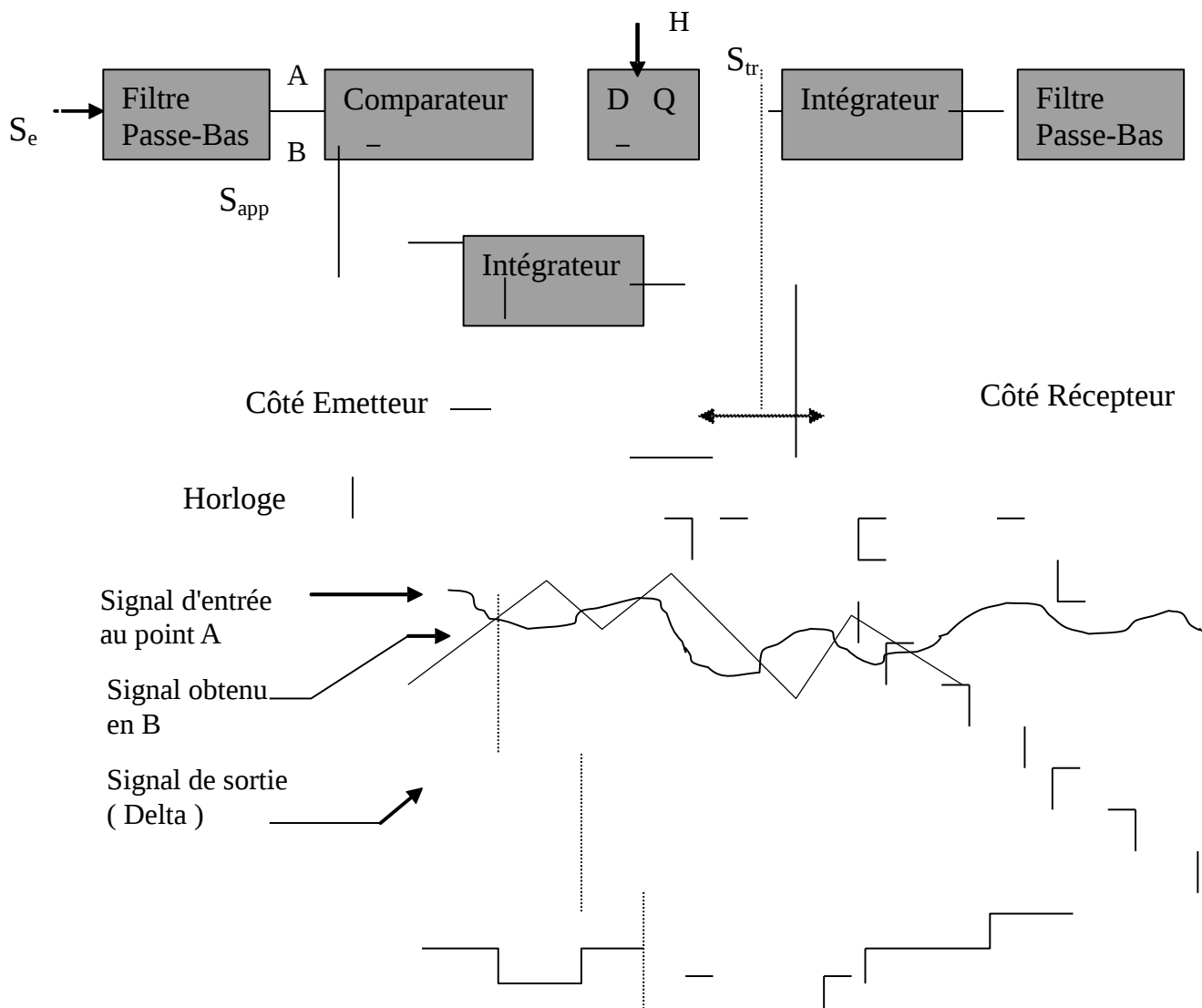
TP6 : Modulation Delta

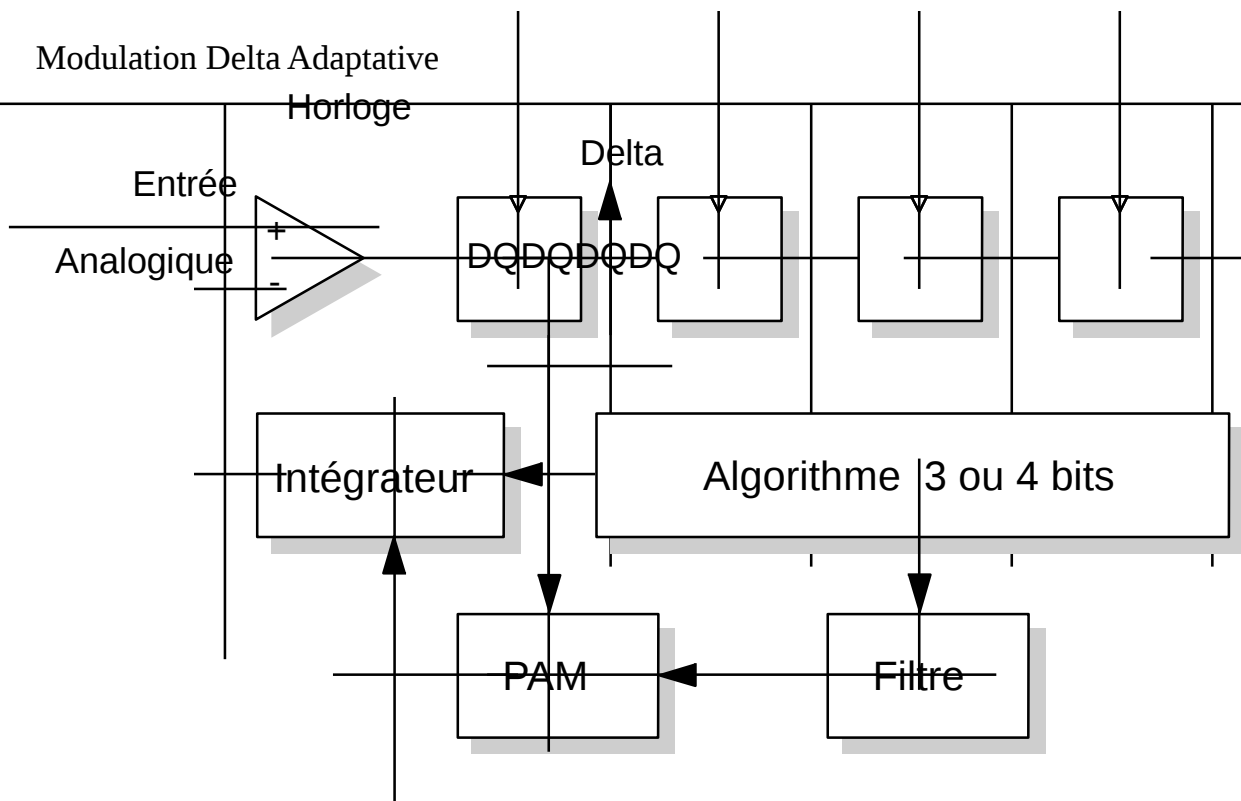
Le système de modulation MIC est complexe et le coût en terme de bande passante capable de transiter un signal numérique à 64 Kbits/s est élevé. La MIC différentielle réduit le débit binaire sans pour autant réduire la complexité du système.

La modulation Delta, qui peut être considérée comme un cas particulier de la modulation MIC différentielle, représente une amélioration par rapport aux deux techniques précédentes, réduisant à la fois le taux binaire et la complexité du système. Alors, au lieu de coder la valeur de chaque échantillon ou la différence de deux échantillons successifs, la modulation Delta code uniquement le sens d'évolution (la dérivée) du signal analogique et transmet un seul bit par échantillon. La synchronisation sera alors plus simple et la réalisation matérielle du codeur et du décodeur se simplifie considérablement. Deux genres de modulation Delta sont couramment utilisés : la Modulation Delta Linéaire et la Modulation Delta Adaptive.

Modulation Delta Linéaire

Un modulateur Delta Linéaire est représenté par la figure ci-dessous et décrivant la maquette du TP permettant l'étude d'un émetteur et d'un récepteur à modulation Delta Linéaire.





Certains procédés de la modulation Delta s'adaptent, par exemple avant l'intégration, l'amplitude du signal binaire transmis (S_{tr}) à la nature des variations du signal d'entrée analogique $S_e(t)$. Ceci signifie que si la pente du signal d'entrée est faible, l'intégrateur enclenché avec des impulsions à amplitudes réduites, alors que si la pente est importante, les amplitudes des impulsions à l'entrée de l'intégrateur seront importantes.

Parmi les procédés de la modulation Delta Adaptative MDA le procédé, connu sous l'abréviation CVSDM (Continuously Variable Slope Delta Modulation) s'est imposé. Le principe de la CVSDM consiste : à mémoriser dans un registre quelques bits (3 ou 4) de sortie du décodeur pour prévoir la situation de surcharge et augmenter ou diminuer la pente de l'intégrateur. Donc la pente s'ajuste constamment pour réduire l'erreur entre la sortie de l'intégrateur et le signal original. Le tableau suivant décrit un algorithme de décision pour un registre à 4 bits.

Valeurs des bits	Etat	Décision
0000 ou 1111	Surcharge	Augmentation max
0001 ou 1110	Surch. en régression	Diminution
0010 ou 1101	Surch. en régression	Diminution
0011 ou 1100	Surcharge faible	Augmentation faible
0100 ou 1011	Surcharge faible	Augmentation faible
0101 ou 1010	Normal	Diminution faible
0111 ou 1000	Début de surcharge	Augmentation

Manipulation

Modulation Delta linéaire

- 1- En s'appuyant sur la figure et en observant les différents blocs de la maquette définir le rôle de chacun des blocs
- 2- Indiquer la gamme de fréquence qu'on peut introduire à l'entrée de l'émetteur et déduire la nature du filtre .

F_{hz}	1	2 3 5 10				900	1200	2500	3000	3200	3500	3600	3900	4000
S_{env}	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500
S_s														

- 3- Appliquer à l'entrée de l'émetteur un signal carré de fréquence 300Hz ajuster fréquence d'échantillonnage au minimum. En utilisant l'oscilloscope relever et interpréter l'allure de chacun des signaux suivants :
 - (a) le signal à la sortie du filtre passe bas de l'émetteur
 - (b) le signal de l'horloge H
 - (c) le signal transmit S_{tr}
 - (d) le signal d'approximation S_{app}
- 4- Reprendre la question n°3 avec un signal sinusoïdal de même fréquence et d'amplitude Crête à Crête 4V. Indiquer et interpréter les résultats.
- 5- Avec les mêmes données de la questions n°4 vérifier l'effet de la fréquence de l'horloge sur le signal d'approximation et par suite sur le signal de sortie.
- 6- Reprendre la question n° 3 avec un signal triangulaire indiquer et interpréter les résultats .
- 7- Appliquer un signal rectangulaire de 500Hz à l'entrée de l'émetteur régler la fréquence d'horloge au minimum et augmenter l'amplitude du signal jusqu'à ce que vous mettez en évidence le bruit de surmodulation.
- 8- Expliquer brièvement le fonctionnement du démodulateur
- 9- Restituer le signal d'entrée de la question (7)et interpréter.
- 10-Augmenter la fréquence du signal d'entré et définir les limites de poursuite du système

Modulation Delta Adaptative

Pour travailler en modulation Delta adaptative changer le mode opératoire en sélectionnant le mode ADM.

- 1- Générer un signal sinusoïdale de fréquence 500Hz, d'amplitude 2.5V puis l'injecter dans l'émetteur. Indiquer les quels des signaux ont été influencés par ce

changement. Dites si des améliorations sont parues au niveau du signal d'approximation.

- 2- Visualiser le signal d'approximation et indiquer si des modifications sont parues par rapport au signal d'approximation en modulation adaptative linéaire.
- 3- Expliquer comment le signal d'approximation en ADM donne une qualité meilleure du signal émis.
- 4- Régler la fréquence d'horloge sur 30Khz, générer à l'entrée de l'émetteur un signal rectangulaire de fréquence 500Hz et d'amplitude 1V. Indiquer s'il existe une influence qui paraît sur le signal de cadence et le signal d'intégration si on augmente l'amplitude du signal d'entrée chaque fois de 0.5V jusqu'à atteindre l'amplitude maximale.
- 5- Déterminer les étages qu'on devra l'ajouter pour obtenir un Démodulateur CVSDM à partir d'un Démodulateur delta.
- 11- Restituer le signal d'entrée de la question (7) et interpréter.

NB : Notez bien que les montages utilisés pour réaliser les différents essais proposés dans ce TP sont présentés dans les figures 1 et 2 et que lors de l'évaluation des résultats, ne pas oublier qu'il s'agit d'un intégrateur inverseur.

TP7 : MODULATION PAR DEPLACEMENT

OBJECTIF

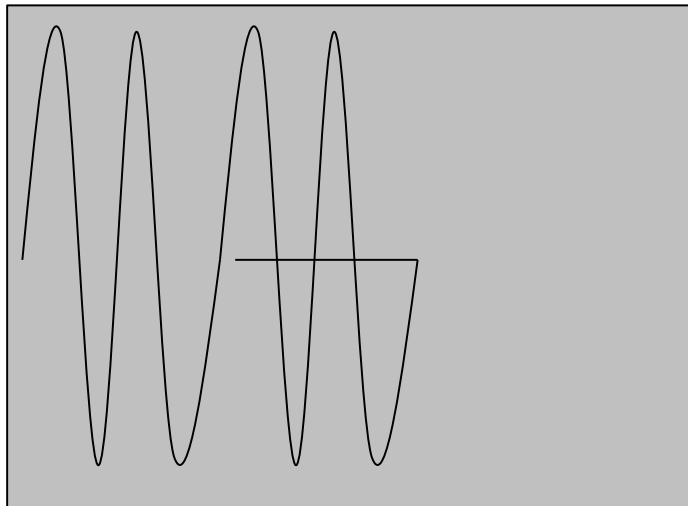
Se familiariser avec les systèmes de modulation par déplacement tel que le cas de la modulation par déplacement d'amplitude (ASK), déplacement de phase (PSK) et la déplacement de fréquence (FSK).

PRINCIPE DE MODULATION ASK

C'est une modulation de type analogique, l'information à transmettre est numérique, l'amplitude de la porteuse oscille entre deux niveaux A_2 et A_1 :

$$A(t) = A_0 .m(t) + A_1$$

$m(t)$ est l'information à transmettre. La figure suivante montre bien de quoi il s'agit :



PRINCIPE DE LA MODULATION PSK

C'est une modulation de type analogique, qui consiste à faire varier la phase en fonction de la l'information binaire à transmettre. Le signal porteur est sinusoïdal, son amplitude est constante, sa fréquence aussi ; c'est la porteuse qui varie au rythme du signal binaire à transmettre :

$$\Phi(t) = \Phi_0 + \Delta\Phi .m(t)$$

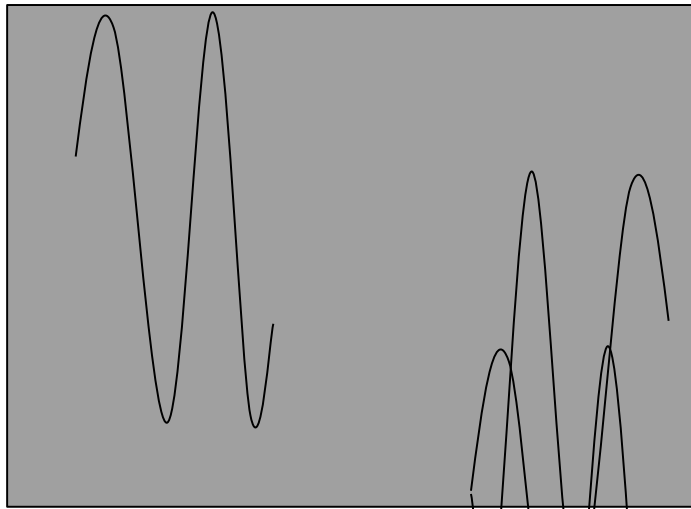
$m(t)$ est l'information à transmettre.

- Si la valeur logique est 0 la phase est = Φ_0
- Si la valeur logique est 1 la phase est = $\Phi_0 + \Delta\Phi$

Exemple :

0L	→	0°
1L	→	180°

La figure suivante montre bien de quoi il s'agit :



PRINCIPE DE LA MODULATION FSK

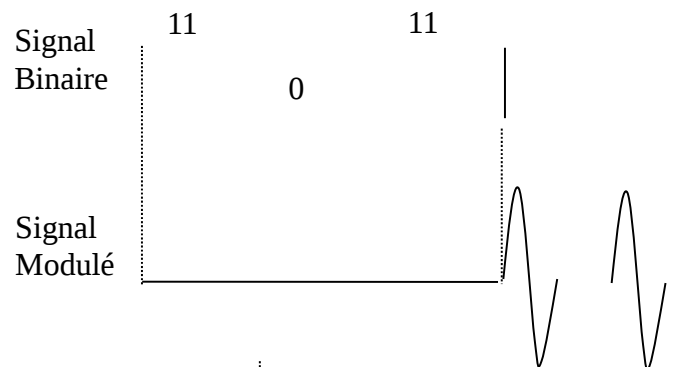
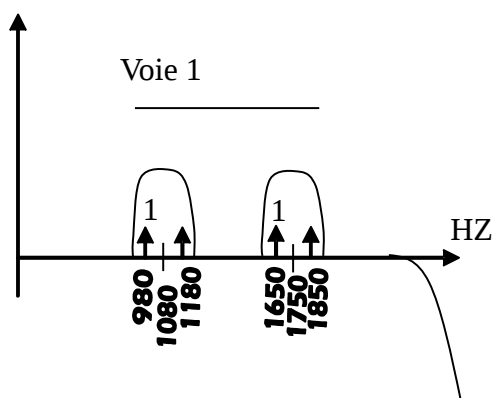
Afin d'améliorer la qualité du signal reçu et de communiquer facilement avec les modems un autre type de modulation est utilisé : c'est la modulation par saut ou déplacement de fréquence dite FSK en anglais : Fréquence Shift Keying.

C'est une modulation de type analogique non linéaire, à la sortie du modulateur deux fréquences seulement à émettre selon que le signal numérique est à 0 ou à 1.

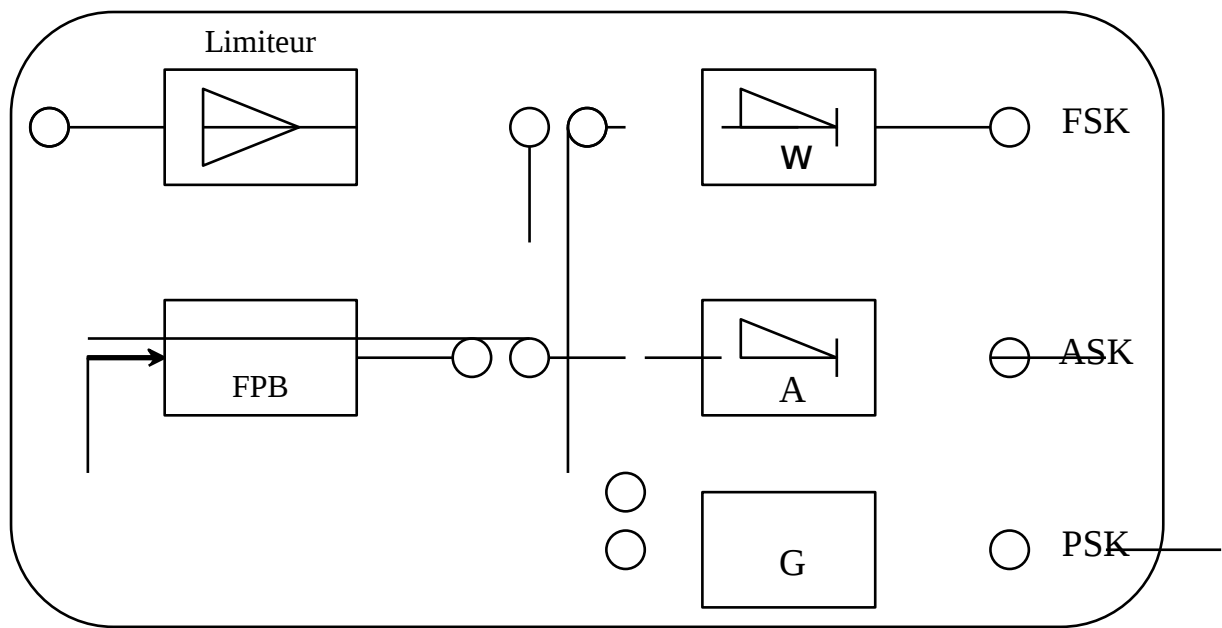
La valeur de la fréquence instantanée peut s'écrire comme suit :

$$f(t) = f_0 + m(t) \cdot \Delta F \quad m(t) \text{ est l'information à transmettre}$$

Une porteuse sinusoïdale dont la fréquence f_0 est modulée par deux valeurs opposées de fréquences ($+f_1$ et $-f_1$) permet la représentation des deux niveaux logiques. Pour permettre une liaison full duplex (transmission simultanée dans les deux directions) sur un même support physique, on utilise la technique de partage de bande : une voie correspondant à une bande de fréquence ($f_0 - f_1$; $f_0 + f_1$) servira à l'émission, une autre voie correspondant à une autre bande ($f_0 - f_2$; $f_0 - f_2$) servira à réception. La figure suivante décrit la modulation FSK full duplex correspondant à la recommandation CCITT V21 :



ETUDE PRATIQUE



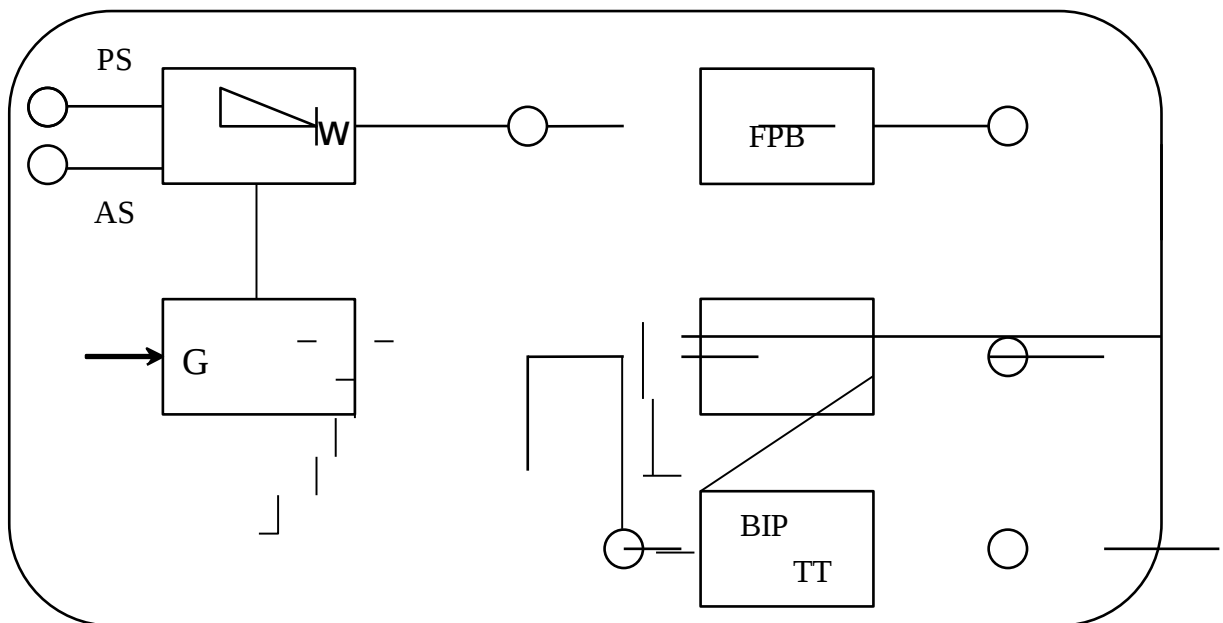
Le panneau de modulation par déplacement comprend :

- $\frac{3}{4}$ Un filtre passe bas de fréquence de coupure 50KHz.
- $\frac{3}{4}$ Un VCO dont la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur est à l'entour de 100KHz.

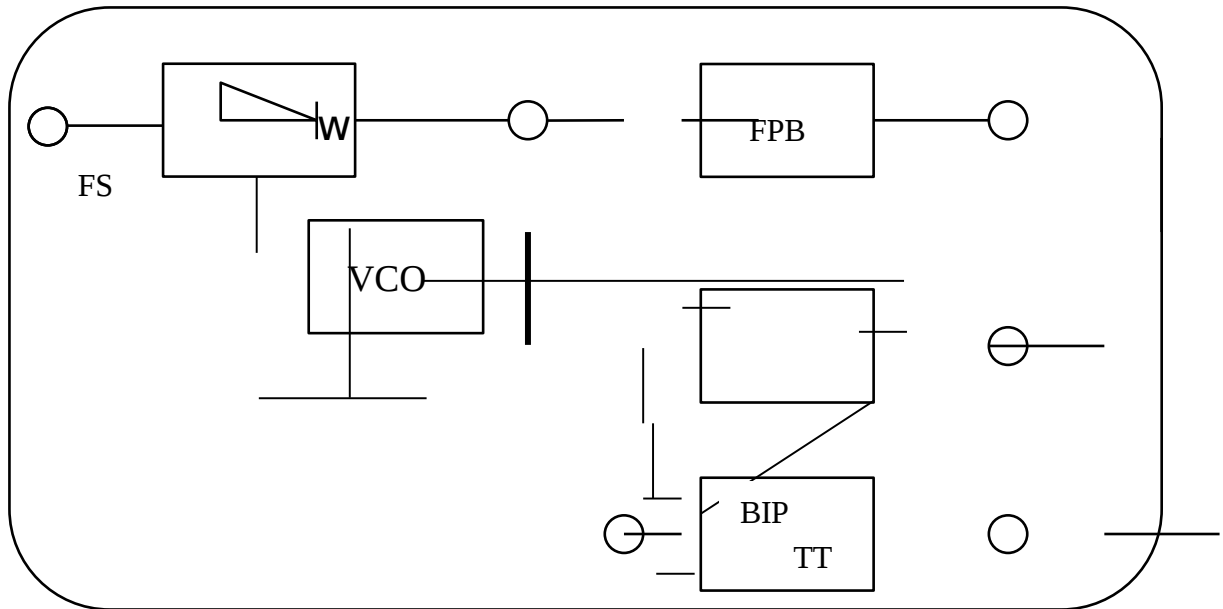
L'ASK opère avec deux amplitudes $A_1 = 0$ et $A_2 = 7V$.

Les fréquences pour FSK sont approximativement 100Hz et 140KHz.

Les phases pour PSK sont 0° et 180°



Le démodulateur par déplacement de phase et d'amplitude comprend un générateur d'horloge, un filtre passe bas, et un trigger de Schmitt.



Le démodulateur par déplacement de fréquence comprend une boucle de verrouillage de phase, un filtre passe bas, et un trigger de Schmitt.

1-MODULATION PAR DEPLACEMENT D'AMPLITUDE

Câbler et alimenter toute les modules du système ensemble en l'attaquant par une tension d'alimentation de -15V et +15V avec une masse commune, après appliquez à l'entrée un signal carré de fréquence 10Khz et d'amplitude de 4Vpp. En utilisant les deux voies de l'oscilloscope faire apparaître les deux signaux d'entrée et de sortie de ASK ensemble puis interpréter graphiquement le phénomène en expliquant ce qu'engendre le passage à 0 à 1 du signal appliqué et déterminer la fréquence émise.

Afficher le signal à la sortie du démodulateur ASK et interpréter.

2-MODULATION PAR DEPLACEMENT DE PHASE

Appliquer à l'entrée un signal carré avec une fréquence de 10Khz et une amplitude de 4 Vpp. En utilisant les deux voies de l'oscilloscope faire apparaître les deux signaux d'entrée et de sortie PSK ensemble puis interpréter graphiquement le phénomène en expliquant ce qu'engendre le passage à 0 et à 1 du signal appliqué. Varier l'amplitude et interpréter.

Afficher le signal à la sortie du démodulateur PSK et interpréter.

3-MODULATION PAR DEPLACEMENT DE FREQUENCE

Appliquer à l'entrée un signal carré avec une fréquence de 10Khz et une amplitude de 4 Vpp. En utilisant les deux voies de l'oscilloscope faire apparaître les deux signaux d'entrée et de sortie FSK ensemble puis interpréter graphiquement le phénomène en expliquant ce qu'engendre le passage à 0 et 1 du signal appliqué. Déterminer les deux fréquence correspondantes aux deux valeurs logiques 0 et 1. Expliquer le moyen qui vous permet de changer les deux valeurs des fréquences obtenues.

Afficher le signal à la sortie du démodulateur FSK et interpréter.

A refaire le travail en passant à travers le filtre. Quelles remarques dégagéz-vous ?

CODE INTERNATIONAL DE TELECOPIE

Lettre	N°	1	2	3	4	5					
A -			●				●				
B			●						●		●
C ?							●	●	●		
D	Who's there		●						●		
E 3			●								
F			●				●		●		
G							●		●		●
H							●				●
I			●				●		●		
J 8			●				●	●	●		
K	Bell						●				●
L (●				●
M)								●	●		●
N .								●	●		
O .									●		●
P 9							●	●			●
Q 0			●				●	●			●
R 1							●		●		
S 4			●					●			
T 4											●
U 5			●				●	●			
V 7							●	●	●		●
W =			●				●				●
X /			●					●	●		●
Y 6			●					●			●
Z +			●								●
Carriage return									●		
Line change											
Lettre							●				
Digits			●				●	●	●		●
Space								●			

TP8 :MODULATION D'IMPULSION EN AMPLITUDE

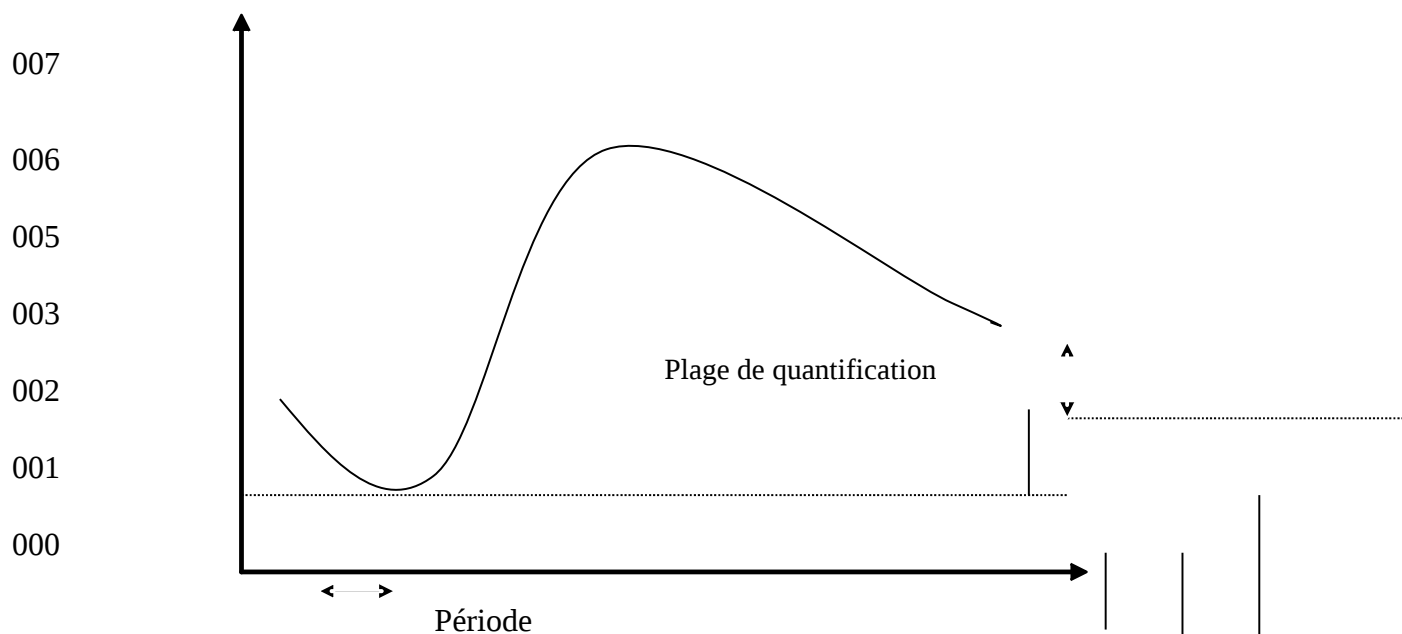
TECHNOLOGIE DE TRANSMISSION DIGITALE

Les signaux primaires porteurs d'information sont pratiquement de type analogique (amplitude et temps continus). Un ordinateur ou tout autre type de système d'électronique numérique ne traite que des données c'est à dire des suites des nombres. Ils y a apparemment incompatibilité si on veut traiter des signaux par voies numérique.

La conversion d'un signal analogique en un signal numérique requiert trois étapes :

- L'échantillonnage
- Quantification
- Codage

codes



L'opérateur d'échantillonnage est un train d'impulsion, l'échantillonnage est pas à pas constant donc la fréquence d'échantillonnage est fixe, Shannon stipule que pour reconstituer un signal originel à partir d'un signal échantillonné il est nécessaire que la fréquence d'échantillonnage f_e soit supérieure à $2 \cdot f_{\max}$ ou f_{\max} est la fréquence maximal du spectre de signal.

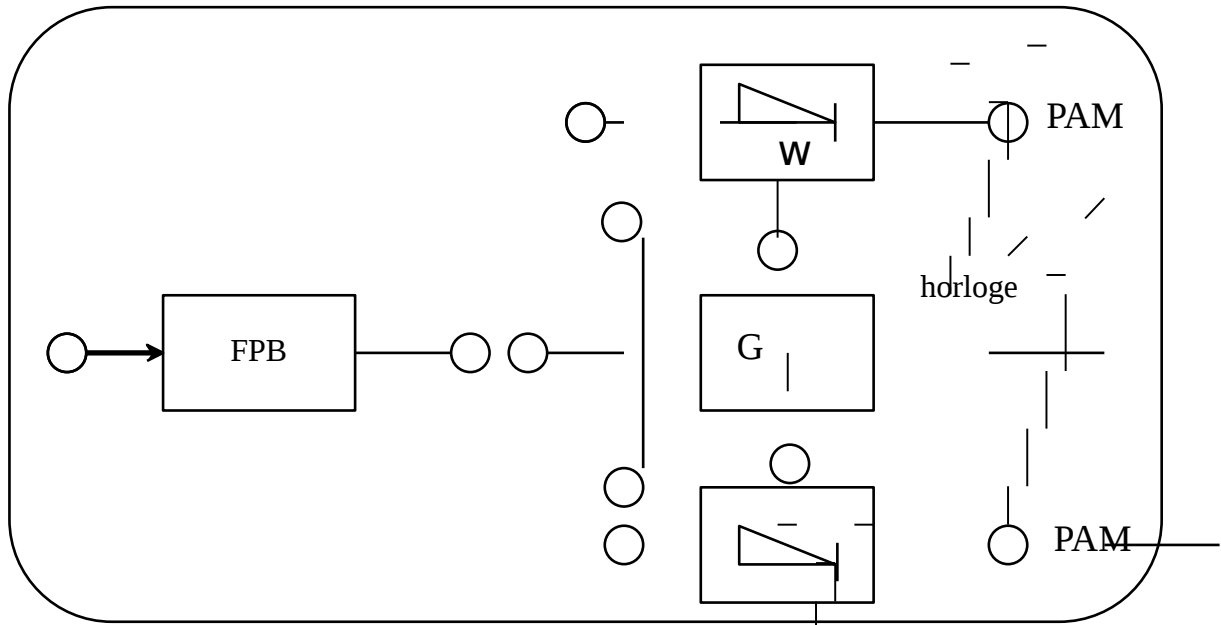
Un signal échantillonné est un signal PAM, la porteuse est un train d'impulsion et le signal modulant affecte l'amplitude de la porteuse donc c'est une impulsion modulée en amplitude.

Un signal PAM est un signal à temps discret à amplitude continue, il n'est ni analogique, ni digital c'est un signal qui ne convient pas à la transmission numérique à cause de l'étendu spectral.

La multiplication d'un signal $S(t)$ avec la porteuse $Sp(t)$ produit un signal PAM, dans ce cas on parle d'un signal PAM bipolaire, puisque l'alternance positive et

négative apparaissent en superposant le signal modulant et une tension continue le signal échantillonné est un signal PAM unipolaire.

Panneau d'échantillonnage



Le panneau d'échantillonnage comporte un filtre antirepliement un générateur d'horloge a fréquence et rapport cyclique variable ainsi qu'un échantillonneur bloqueur et un multiplieur analogique quatre quadrants.

MANIPULATION

Régler la durée d'impulsion $\tau = 3/10$

Régler la fréquence d'impulsion à la fréquence maximale

Le signal modulant est un signal sinusoïdale $f_N = 500\text{Hz}$, $A_{\max} = 5\text{ V}$

1-Appliquer ce signal à l'entrée du filtre du modulateur

2-Mesurer l'amplitude à la sortie du filtre et calculer le gain

3-A quoi sert ce filtre ?

4-Tracer le signal modulant et les signaux modulés PAM1 et PAM2 ainsi que les spectres Conclure.

5-Tracer le signal modulant et les signaux démodulés PAM1 et PAM2 ainsi que les spectres Conclure.

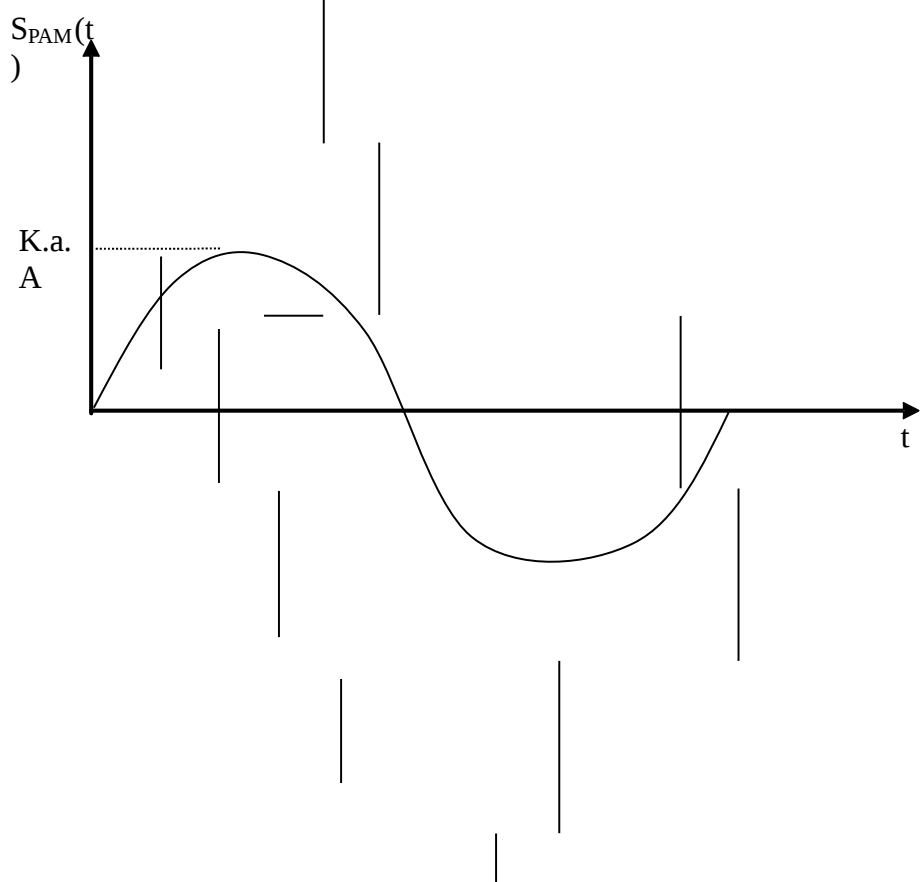
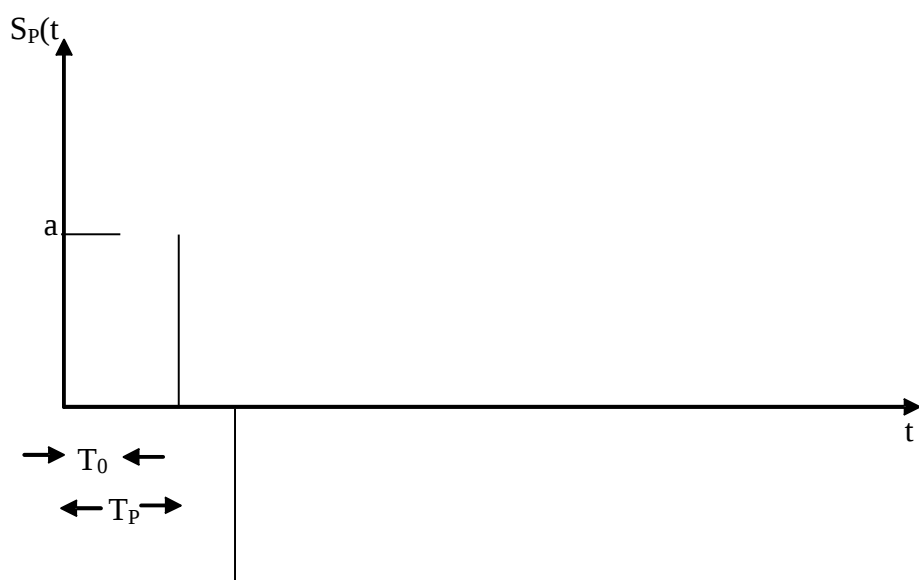
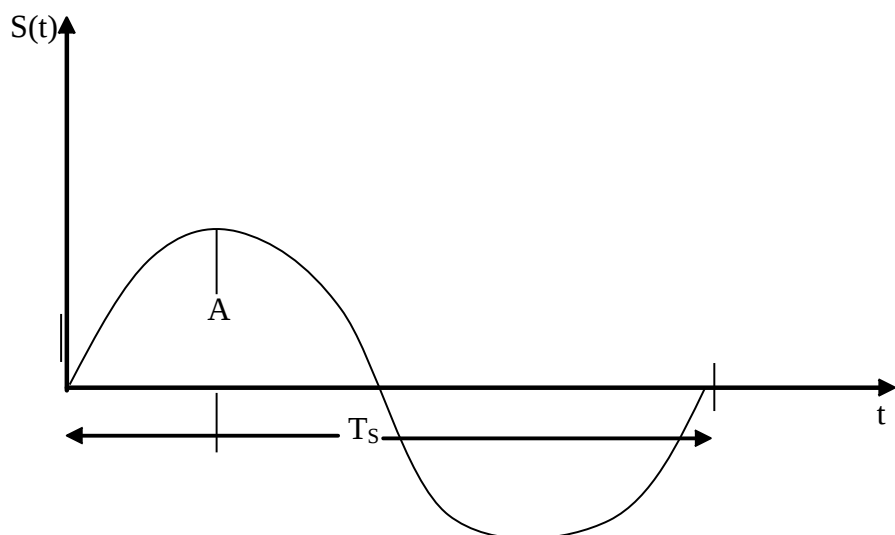
6-Refaire l'expérience pour $\tau = 5/10$

7-Refaire le travail pour diverses fréquences f_p , $f_{p/2}$, $f_{p/3}$, $f_{p/4}$

8-Régler de nouveau $\tau = 3/10$, $f_p = 5\text{KHz}$

Refaire l'expérience pour $f_p = f_{\min}$. Qu'est ce que vous observez, variez l'amplitude du signal $S(t)$.

9-Déterminer l'effet du rapport cyclique sur l'amplitude du signal reconstitué



$S_{\text{PAM}}(\mathfrak{n})$



f_S

f_T

$2f_T$

$3f_T$

$4f_T$

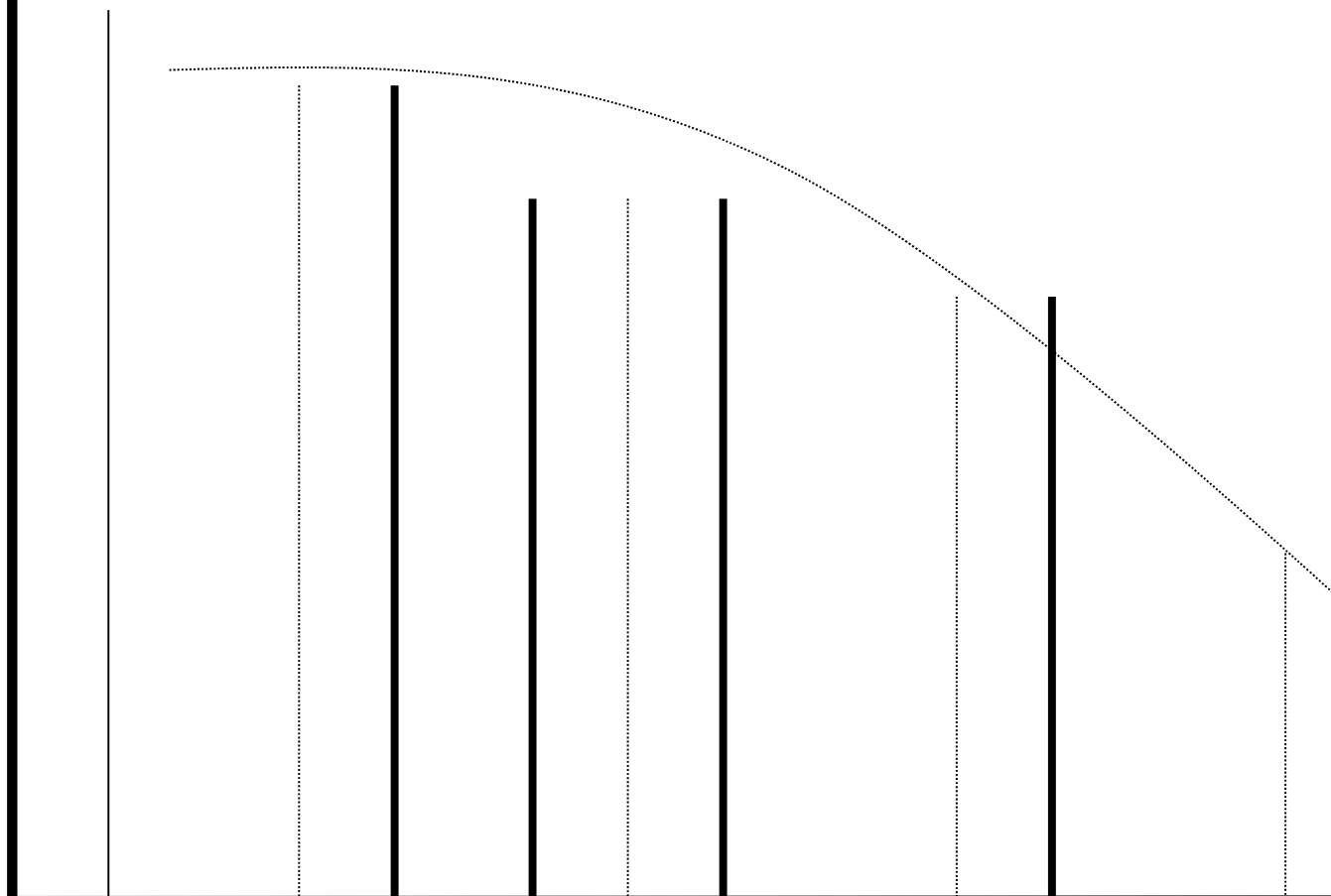
f_T

f_S

$2f_T - f_S$

$f_T + f_S$

$2f_T + f_S$

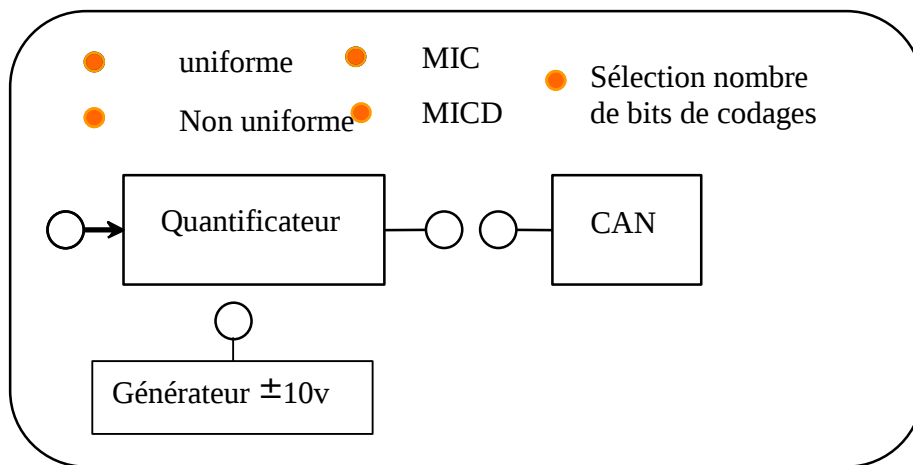


TP9 :MODULATION D'IMPULSION CODEE

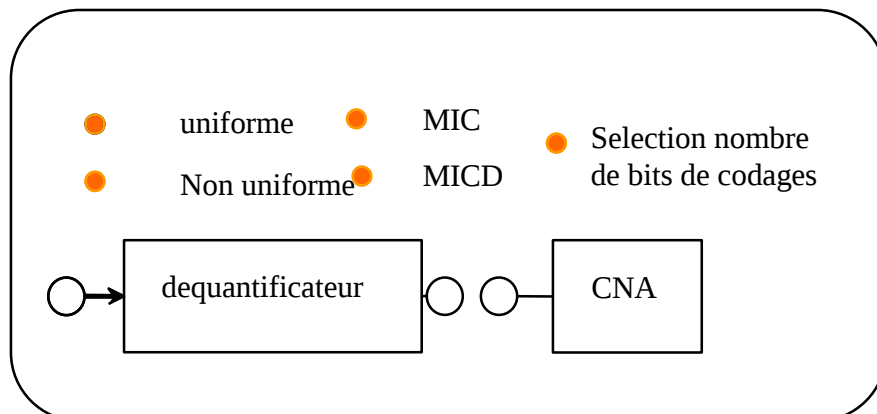
MODULATION D IMPULSION CODEE

Le modulateur PCM comprend un convertisseur analogique digital à 8 bits, un registre à décalage qui sert à la conversion des bits parallèles en bits séries, un signal d'horloge pour contrôler le convertisseurs analogique digital du modulateur et le convertisseur digital analogique pour le démodulateur synchronisé avec l'impulsion d'échantillonnage du modulateur PAM

Panneau MIC



Le panneau de modulation MIC comporte quantificateur uniforme par arrondi ainsi qu'un quantificateur non uniforme un générateur de tension continu $\pm 10v$ variable ainsi qu'un convertisseur analogique numérique dont le nombres de bits de codages est réglables



Le SECOND panneau de modulation MIC comporte dequantificateur uniforme par arrondi ainsi qu'un dequantificateur non uniforme ainsi qu'un convertisseur numérique analogique dont le nombres de bits de codages est réglables

MANIPULATION

Utiliser la chaîne 1 pour afficher le signal de sortie du modulateur PCM.

L'enclenchement de l'oscilloscope avec l'impulsion d'horloge.

Le quantificateur est uniforme le nombre de bits de codage est égale à 8

1-Régler le générateur de tension continue à -10v, alimenter l'entrée du modulateur PCM. La sortie du modulateur est affichée sur un ensemble de diodes leds verts

2-Augmenter la tension d'entrée U1 avec un pas de 1v

3-Mesurer la tension U2 et enregistrer le code qui apparaît jusqu'à avoir 10v

4-Ecrire successivement les codes des tensions -10v, 0v, +10v

5-Faire varier la tension d'entrée autour de 0v et déterminer la plus petite quantité pour laquelle on a une variation du code.

Le quantificateur est non uniforme le nombre de bits de codage est égale à 8

-Régler le générateur de tension continue à -10v, alimenter l'entrée du modulateur PCM. La sortie du modulateur est affichée sur un ensemble de diodes leds verts

2-Augmenter la tension d'entrée U1 avec un pas de 1v

3-Mesurer la tension U2 et enregistrer le code qui apparaît jusqu'à avoir 10v

4-Ecrire successivement les codes des tensions -10v, 0v, +10v

5-Faire varier la tension d'entrée autour de 0v et déterminer la plus petite quantité

6- déterminer la plus grande pas de quantification autour de 10v .

DEMODULATEUR PCM

Comme pour le modulateur PCM, le démodulateur est équipé d'un convertisseur parallèle série et d'un convertisseur digital analogique de 8 bits.

Le signal d'horloge transmis du modulateur PCM est convertit en impulsion de synchronisation pour contrôler le démodulateur PAM.

MANIPULATION

Le quantificateur est uniforme le nombre de bits de codage est égale à 8

1-Appliquer ce signal triangulaire $5V_{pp}$, $f_s = 500\text{hz}$ à l'entrée du filtre du modulateur PAM

2-Régler la fréquence d'impulsion d'échantillonnage à la fréquence maximale

3-Afficher le signal PCM 0.2V/div source d'enclenchement, horloge $2\mu\text{s/div}$.

Quel est le code statique obtenu ?

4-Appliquer ce signal triangulaire $5V_{pp}$, $f_s = 0.5\text{hz}$ à l'entrée du filtre du modulateur PAM

5-Réduire la fréquence d'échantillonnage. Conclure. Afficher le signal PCM. Classer ce signal.

6-Appliquer séquentiellement 4 signaux $A = 5v$ à l'entrée du filtre du démodulateur PAM, $f_s = 300, 500, 700, 900\text{hz}$ la fréquence d'échantillonnage de 2Khz. Conclure.

