

MOdulateur-DEModulateur (MODEM) FSK

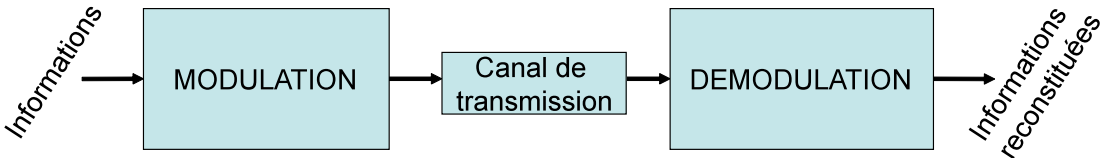
La FSK (Frequency Shift Keying pour Saut discret de Fréquences) correspond tout simplement à une modulation de fréquence dont le modulant (information) est un signal binaire. Ce type de modulation a été utilisée dans les MODEM téléphoniques (maintenant supplanté par l'ADSL qui utilise des modulations de phase et d'amplitude combinées) et dans le système GSM.

L'objet de ce TP est de se familiariser avec la modulation et la démodulation FSK, d'en comprendre les contraintes et les avantages. L'illustration est basée sur l'application MODEM téléphoniques pour des raisons de faibles fréquences de fonctionnement mais les principes sont transposables à 900MHz c'est-à-dire au GSM.

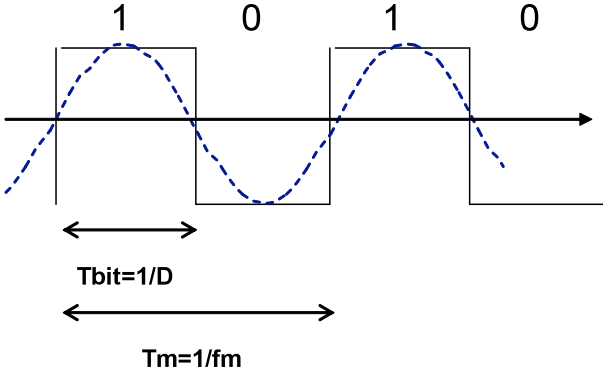
Tout système de transmission se décompose comme indiqué à la figure ci-dessous. On désire transmettre une information à travers un canal de propagation (câble Ethernet ou entre 2 antennes). La transmission directe n'est souvent pas optimale en terme de :

- Robustesse aux affaiblissements
- Robustesse aux parasites incluant le bruit
- Dimensionnement des antennes dans le cas d'une transmission hertzienne
- Partage du même média de transport par différents utilisateurs

On est alors amené à transformer l'information pour l'adapter au canal de propagation : on parle alors de modulation et de démodulation.



Dans le cas d'une modulation FSK (ou FM) l'information est une série de bits que l'on représente par un signal sinus : $A_m \sin \omega_m t$ comme illustré dans la figure ci-dessous :



Où D est la débit binaire en bauds ou bits/seconde

On comprend alors aisément que $T_m=2 \times T_{bit}$ et donc que $f_m=D/2$, f_m représente la fréquence 'moyenne' du signal binaire.

La modulation est réalisée sur une de fréquence d'une porteuse f_0 :

$$s_{\text{FSK}}(t) = A \cdot \cos \left[2\pi \times \int (f_0 + k \times A_m \sin \omega_m \cdot t) \times dt \right]$$

$$= A \cdot \cos \left[2\pi \times f_0 \times t + k \cdot A_m \frac{\sin \omega_m \cdot t}{f_m} \right] = a \cdot \cos \left[2\pi \times f_0 \times t + m \cdot \sin \omega_m \cdot t \right]$$

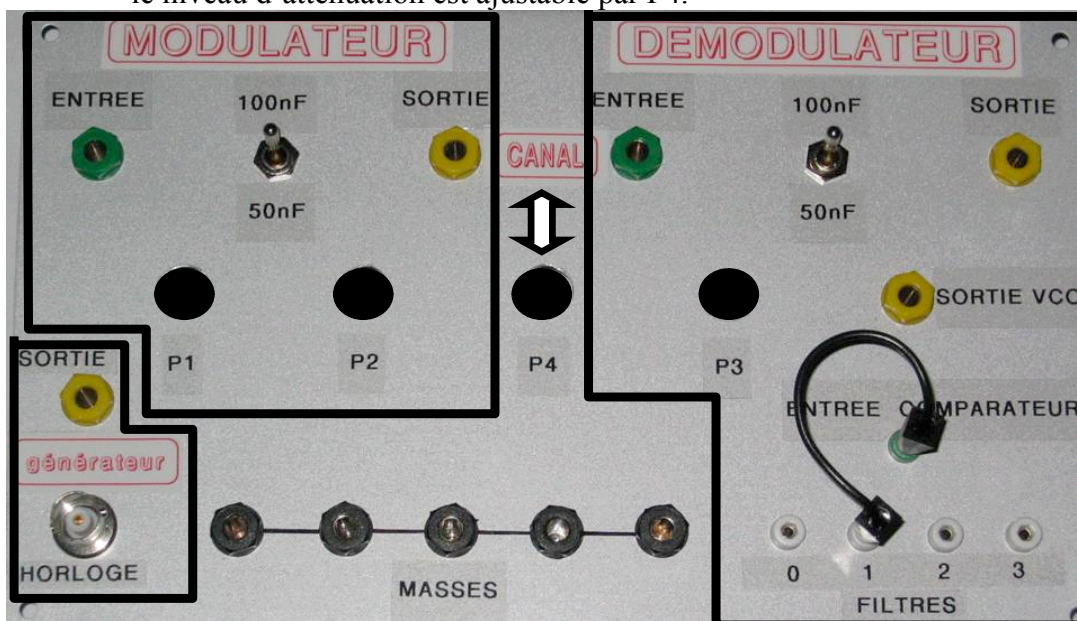
Avec : $m = \frac{k \cdot A_m}{f_m}$ qui correspond à l'indice de modulation et $k \cdot A_m = \Delta f$ qui correspond au battement de fréquence de part et d'autre de f_0 qui est la fréquence centrale de la modulation FSK.

$$\text{Au final : } m = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{2 \times \Delta f}{D}$$

Présentation de la maquette :

La maquette est constituée de 4 blocs :

- Un générateur de bits pseudo-aléatoire pour lequel il faut fournir une horloge TTL (signal carré 0/5v) dont la fréquence correspondra au débit binaire du flux de bits sortant.
- Un modulateur qui est en fait un VCO avec un interrupteur permettant le choix de la capacité (50 ou 100nF) fixant la fréquence centrale ainsi que de deux potentiomètres (P1 et P2) permettant de fixer les fréquences minimum et maximum en sortie lorsque l'entrée est attaquée en TTL.
- Un démodulateur constitué d'une PLL avec un interrupteur permettant le choix de la capacité (50 ou 100nF) et un potentiomètre (P3), tous deux fixant la fréquence centrale du VCO de la PLL dont a un point de mesure (Sortie VCO). Le démodulateur contient en plus un filtre passe bas à trois étage (donc du troisième ordre) suivi un comparateur permettant de remettre en forme le signal binaire informatif. Un câble banane 2mm permet de sélectionner l'ordre du filtre séparant la sortie de la PLL et l'entrée du comparateur.
- Un circuit modélisant les pertes introduites par le canal de transmission et dont le niveau d'atténuation est ajustable par P4.



Spectre des signaux en bande de base et FSK

Matériel nécessaire :

- Générateur de bit aléatoire
- Alimentation DC 0v/+5v
- 2 GBF dont un est modulable en fréquence
- Oscilloscope numérique avec la fonction FFT (Fast Fourier Transform)

1. Signaux en bande de base

- Sur la maquette : connecter un signal TTL carré (rapport cyclique ½) 0/5v de fréquence 300Hz servant d'horloge au générateur de bit pseudo-aléatoire délivrant ainsi un flux binaire de 300 bits/s.
- Observer le signal sur l'oscilloscope numérique et passer en affichage spectral : **math** menu puis **FFT**. Régler l'échelle horizontale à 125Hz/carreau et l'échelle verticale à 5dB/carreau
- Relever sur une feuille millimétrée le spectre (en dB) de la sortie du générateur de bit pseudo-aléatoire. Pour effectuer les mesures utiliser **cursor** puis sélectionner le **type Frequency**.
- Le spectre résultant est constitué de plusieurs **lobes** :
 - Donner la bande passante (c'est-à-dire la fréquence maximale) du premier lobe
 - Donner l'amplitude relative du second lobe par rapport au premier. Peut-on négliger le second lobes (et donc tous les lobes d'ordre ≥2) ? (prendre le critère suivant : écart > 10dB ⇒ contribution négligeable)
- **Conclusion** : sur l'encombrement spectral d'un signal aléatoire à 300bits/s

On retiendra que l'encombrement spectral d'un signal binaire vaut : $F_{MAX}=D$

2. Signaux FSK

Un signal modulé en fréquence ne conserve pas ses caractéristiques fréquentielles (encombrement spectral notamment). Carson a défini la bande d'occupation spectrale d'un signal modulé en fréquence par :

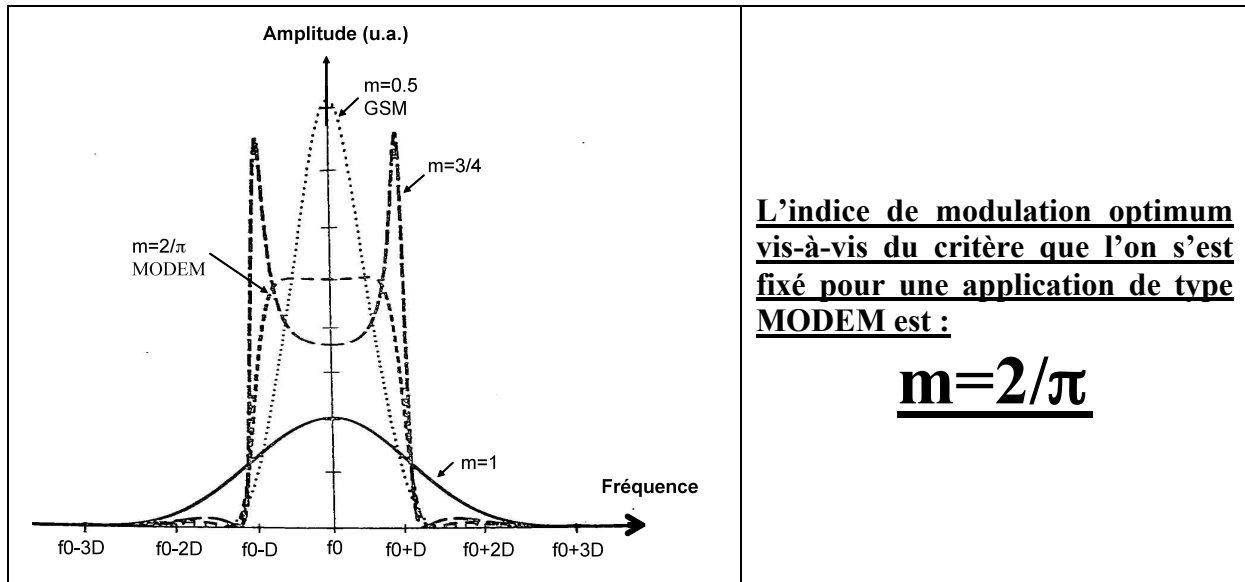
$$B_{\text{Carson}}=2 \times (f_m + \Delta f) = 2 \times (m+1) \times f_m$$

Où f_m est la fréquence '*moyenne*' (voir p1) du signal modulant (informatif) correspondant à la moitié de l'encombrement spectral ($F_{MAX}/2$) donc à $D/2$ (voir figure en page 1 de ce TP).

$$\text{Donc : } B_{\text{Carson}} = (m+1) \times D$$

On en déduit alors qu'une modulation à faible indice est économe en bande passante (point positif) mais plus l'indice est faible et plus la probabilité de reconstituer l'information au niveau du récepteur est faible (point négatif). Il faut alors réaliser un compromis sur la valeur de m .

Le critère retenu pour les MODEM téléphonique a été d'occuper au mieux la bande passante : c'est-à-dire d'avoir un spectre constant dans la bande passante. La figure ci-dessous donne les spectres des signaux FSK pour divers indice de modulation m .



Rque : pour le GSM, le critère a été un encombrement spectral le plus petit possible qui correspond alors à $m=0.5$.

Pour l'application MODEM, calculer f_m sachant que $\Delta f = |f_2 - f_1|/2 = 100\text{Hz}$ (voir avis V21 à la seconde partie du TP). En déduire le débit binaire associé et comparer cette valeur au débit préconisé dans l'avis V21 qui vaut $D=300\text{ bits/s}$.

Rappel :
$$m = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{2 \times \Delta f}{D}$$

- Réaliser une modulation FSK avec $f_2=1270$ et $f_1=1070\text{Hz}$ à l'aide d'une générateur de fonction modulable que l'on configurera en FM : mettre 0v en entrée de modulation et régler la fréquence centrale du générateur à 1270Hz, puis mettre 5v en entrée de modulation et régler la fréquence de sortie du générateur à 1070Hz en ajustant le potentiomètre du gain de modulation du générateur.
- Mettre comme signal modulant le signal pseudo aléatoire fourni par la maquette qui nécessitera un générateur supplémentaire fournissant le signal TTL d'horloge de fréquence 300Hz (pour avoir $D=300\text{Hz}$).
- Relever sur papier millimétré le spectre du signal modulé en FSK. Le spectre vous paraît-il cohérent avec le critère retenu pour l'application MODEM ?
- Mesurer l'occupation spectral (la bande passante !) à -10dB et comparer cette valeur avec la bande théorique de Carson.

On retiendra que l'encombrement spectral (BandWidth) d'un signal FSK vaut : $BW=2 \cdot D$

- Calculer les débits binaires correspondants à $m=1$ et 0.5. Modifier les réglages du générateur d'horloge du générateur de mot aléatoire pour obtenir ces débits ($f_{CLK}=D$). Relever l'allure des spectres sur une même feuille mais sur des graphes différents (*allure* voulant dire que seule la forme compte et que l'on peut se passer d'un relevé précis avec le respect absolu des échelles). Comparer les différentes allures des spectres avec la figure en haut de cette page. **Remarque :** les débits binaires D étant différents d'un cas à l'autre, les spectres ne peuvent être comparés comme à la figure du haut de page ; par contre les allures restent toujours comparables.
- Relever de plus les bandes d'occupation spectral à -10dB. comparer les avec la bande théorique de Carson.

MODulateur DEModuleur FSK (MODEM)

Matériel nécessaire :

- Maquette FSK
- Alimentation DC +15v/0v/-15v
- Alimentation DC réglable
- GBF
- Multimètre (Voltmètre efficace)
- Oscilloscope numérique

Le tableau ci-dessous présente l'avis V21 du CCITT :

Modem	V21
Débit	300 bits/s
Liaison	Full duplex
Saut de fréquence $ f_2 - f_1 = 2 \times \Delta f$	200 Hz
Porteuse canal bas. Ou canal "back"	1170 Hz
Porteuse canal haut. Ou canal "main"	1750 Hz

Réglage du MODulateur

Le signal binaire 0/5v à l'entrée du modulateur FSK (c'est-à-dire du VCO) doit fournir deux fréquences en sortie :

$$\text{Pour } IN=0v \rightarrow f_2=f_0+\Delta f=1270\text{Hz}$$

$$\text{Pour } IN=5v \rightarrow f_1=f_0-\Delta f=1070\text{Hz}$$

- Mettre l'interrupteur de sélection de la capacité du VCO sur 50nF.
- Mettre l'entrée (IN) du VCO à 0v et ajuster P1 pour obtenir $f_{out}=1270\text{Hz}$ (utiliser la fonction **MEASURE** de l'oscilloscope numérique pour les mesures de fréquence). Basculer l'interrupteur de sélection de la capacité du VCO sur C=100nF et mesurer f_{out} , justifier la valeur mesurée. Remettre l'interrupteur de sélection de la capacité du VCO sur 50nF.
- Mettre l'entrée (IN) du VCO à 5v (à l'aide d'une alimentation DC réglable externe) et ajuster P2 pour obtenir $f_{out}=1070\text{Hz}$.
- Ne plus toucher à P1 et P2 !!!!!!!
- Mettre l'entrée (IN) du VCO à 2.5v puis 1.25V et 3.75V, mesurer à chaque fois f_{out} et remplir le tableau suivant :

V entrée du VCO	f_{out}
0v	
1.25v	
2.5v	
3.75v	
5v	

- Tracer f_{out} en fonction de V_{IN-VCO} et en déduire $K=\Delta f/\Delta v$ du VCO (incluant un circuit d'adaptation de niveau en entrée réglable par P2)

Réglage du DEModulateur

- Mettre l'entrée de la PLL à 0v et régler P3 pour que la fréquence de sortie du VCO de la PLL soit égale à 1170Hz ($=f_0$). Cette fréquence sera la fréquence d'oscillation libre de la PLL est doit toujours être centrée sur les deux fréquences FSK.
- Commuter C= 100 nF et mesurer la fréquence de sortie du VCO de la PLL, commentaires. Remettre C=50nF.

Plage de verrouillage :

- Mettre un signal carré -5v/+5v à l'entrée de la PLL (utiliser un GBF externe) de fréquence variable mais en partant toujours de 1170Hz pour être certain du verrouillage initial. Mesurer la plage de verrouillage de la PLL. Est-ce critique pour notre application ?

Fonctionnement du MODEM :

- Mettre un signal carré (rapport cyclique $\frac{1}{2}$) 0/5v servant d'horloge au générateur de bit pseudo-aléatoire.
- Relier la sortie de ce générateur pseudo-aléatoire à l'entrée du modulateur.
- Relier la sortie du modulateur à l'entrée du démodulateur.
- Relier la sortie 3 des filtres à l'entrée du comparateur : filtrage idéal (ce point sera vu plus loin).
- Tourner P4 à fond dans le sens horaire : canal idéal sans pertes (ce point sera vu plus loin).
- Visualiser simultanément à l'oscilloscope numérique (faire RUN/STOP pour figer l'affichage) la sortie du générateur pseudo-aléatoire (notre information initiale injectée au modulateur) et la sortie du démodulateur (notre information reconstituée après modulation et démodulation). Conclusions.

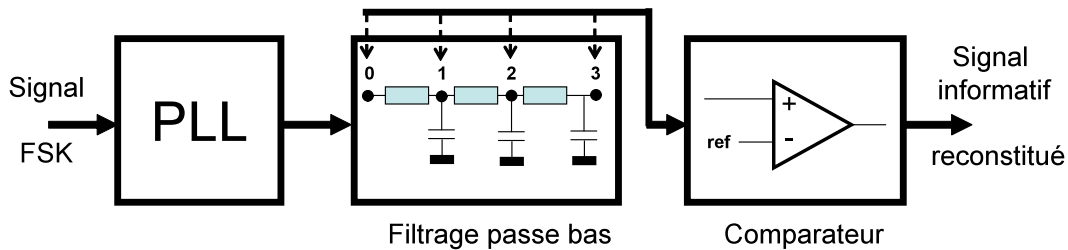
Impact des pertes du canal : Sensibilité Démodulateur :

- Mettre un signal carré 0/5v (représentant une suite de 0-1-0-1-0-1 ...) de fréquence 150Hz (c'est-à-dire modélisant un débit binaire de 300bauds ou 300 bits/s) à l'entrée du modulateur.
- Relier la sortie du modulateur à l'entrée du démodulateur et bancher un voltmètre en dérivation pour mesurer la tension efficace du signal FSK.
- Relier la sortie 3 des filtres à l'entrée du comparateur (ce point sera vu plus loin).
- P4 est un potentiomètre réglant les pertes du canal de transmission, c'est-à-dire les pertes introduites entre modulateur et démodulateur. Lorsque P4 est tourné à fond dans le sens horaire : les pertes sont nulles.
- En visualisant la qualité du signal démodulé (signal carré image du signal injecté au modulateur), mesurer l'amplitude efficace du signal minimum à introduire au démodulateur pour un fonctionnement correct. Conclusion.

Rque : un signal de qualité est un signal carré de rapport cyclique $\frac{1}{2}$: une perte de qualité correspond en fait à une perte du rapport cyclique $\frac{1}{2}$.

Mise en forme des signaux en sortie de la PLL : filtrage et comparateur

- Remettre P4 tourné à fond dans le sens horaire pour que les pertes du canal soient nulles et relier la sortie du modulateur à l'entrée du démodulateur.
- Mettre un signal carré 0/5v (représentant une suite de 0-1-0-1-0-1) de fréquence 150Hz (c'est-à-dire modélisant un débit binaire de 300bauds ou 300 bits/s) à l'entrée du modulateur.
- La sortie *brute* de la PLL du démodulateur est très bruitée (résiduelle HF à f_0 , $2f_0$, ...) et donc inutilisable telle quelle. Nous allons éliminer ce bruit par filtrage passe bas avant de remettre en forme le signal binaire à l'aide d'un comparateur.



- Cette partie a pour but de voir l'impact du filtrage sur la qualité (présence d'erreur dans les bits) du signal démodulé. Connecter l'entrée du comparateur aux différentes sorties des filtres et remplir le tableau suivant :

Sorties des filtres	Qualité des signaux démodulés ⁽¹⁾
0 : correspond à une absence de filtrage	
1 : correspond à un filtre d'ordre 1	
2 : correspond à un filtre d'ordre 2	
3 : correspond à un filtre d'ordre 3	

⁽¹⁾ indiquer le nombre moyen d'erreurs (pics non désirés) pour 5 bits

Débit maximum

- Mettre un signal carré (rapport cyclique $\frac{1}{2}$) 0/5v servant d'horloge au générateur de bit pseudo-aléatoire.
- Relier la sortie de ce générateur pseudo-aléatoire à l'entrée du modulateur.
- Tourner P4 à fond dans le sens horaire (canal idéal sans pertes) et relier la sortie du modulateur à l'entrée du démodulateur.
- Relier la sortie 3 des filtres à l'entrée du comparateur.
- Visualiser simultanément à l'oscilloscope numérique (faire RUN/STOP pour figer l'affichage) la sortie du générateur pseudo-aléatoire (notre information initiale injectée au modulateur) et la sortie du démodulateur (notre information reconstituée après modulation et démodulation).
- Augmenter la fréquence de l'horloge fixant le débit binaire et mesurer le débit binaire limite à partir duquel des erreurs de transmission commencent à apparaître.
- D'où vient cette limitation fréquentielle ?