

Projet
-
***Systèmes de
transmission***



Conception d'une transmission série



**Chazal Baptiste
Dorian Antoine**

**L2 - Promo 2019
20 décembre 2015**

SOMMAIRE

Introduction.....	03
Objectifs.....	03
 Modulation numérique.....	04
La modulation ASK.....	04
La modulation FSK.....	06
Démodulation ASK.....	07
Démodulation FSK.....	10
Simulation FSK à débit élevé.....	12
 Optimisation.....	14
Dans la théorie.....	14
<i>Phase Locked Loop (PLL)</i>	14
<i>Voltage Controlled Oscillator (VCO)</i>	15
<i>Puissances théoriques</i>	16
Dans la pratique.....	17
<i>Voltage Controlled Oscillator (VCO)</i>	17
<i>Phase Locked Loop</i>	21
<i>Simulation de démodulation via PLL</i>	26
<i>Simulation d'une liaison bruitée</i>	29
 Conclusion.....	33

.....INTRODUCTION.....

La transmission d'une donnée désigne son transport d'un endroit à un autre par le biais d'un moyen physique. Ici, nous nous intéresserons à des données numériques, nous parlerons donc de transmissions numériques.

Il est plutôt rare dans le domaine des télécommunications d'effectuer une transmission de données sans effectuer de traitement préalables sur celles-ci. Que l'on souhaite transmettre ces données via un canal hertzien ou filaire, il faudra faire en sorte que le signal soit adapté au mode de transmission. Cette adaptation, nous l'appelons communément la modulation. Ensuite, bien évidemment, lorsque l'on récupérera le signal, il s'ensuivra une étape de démodulation afin de reconstruire le signal initial avant de pouvoir le lire.

Dans le cadre de notre formation dans le domaine des systèmes de transmission, nous avons étudié différentes manières de moduler puis de démoduler un signal, de façon analogique ou numérique. Ici et tout au long de ce projet, comme évoqué au début de cette introduction, nous analyserons des méthodes de transmission numérique, et plus particulièrement deux d'entre elles : la modulation dite ASK (Amplitude-Shift Keying, ou Modulation à Saut d'Amplitude), et la modulation dite FSK (Frequency-Shift Keying, ou Modulation à Saut de Fréquence).

Objectifs

L'objectif de ce projet est donc de réaliser un système de transmission de données numériques, à la fois de façon théorique à base de calcul, mais également de façon plus ou moins pratique grâce au logiciel CommSim. Nous serons ainsi amené à utiliser à la fois les modulations ASK et FSK, et à comparer celles-ci.

Pour ce faire, nous nous baserons sur un modem (MODulateur/DEModulateur) tel que ceux utilisés vers les années 1980, soit des modems optimisés pour de faibles débits (comme ceux du Minitel). Ce modem sert ainsi de carrefour de données numériques entre un terminal utilisateur et un serveur. Ce système est basé sur des mots de 8bits + 1bit de start + 1bit de stop.

.....MODULATION NUMERIQUE.....

La modulation ASK

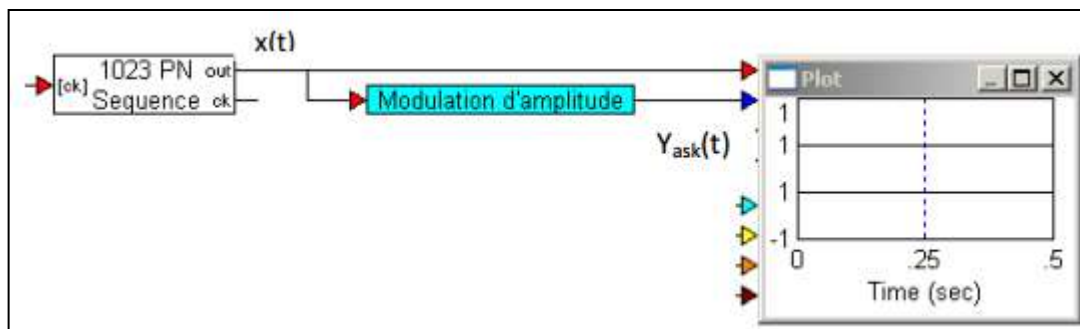
Dans une modulation de type ASK, le signal utile - soit notre message - est transporté par une porteuse sinusoïdale. Néanmoins, l'amplitude de cette dernière sera modulée par des messages binaires.

Soit $Y_{ASK}(t)$ notre signal modulé - donc après modulation ASK - , et $x(t)$ notre signal utile - donc notre message binaire - . L'expression de $Y_{ASK}(t)$ est la suivante : $Y_{ASK}(t) = x(t) \cdot \cos(2\pi f_p t)$

Or, $x(t)$ est binaire et, de ce fait, il ne peut valoir que 0 ou 1. Par conséquent, nous obtenons deux cas bien distincts :

- Si $x(t) = 0$ alors $Y_{ASK}(t) = 0$
- Si $x(t) = 1$ alors $Y_{ASK}(t) = \cos(2\pi f_p t)$

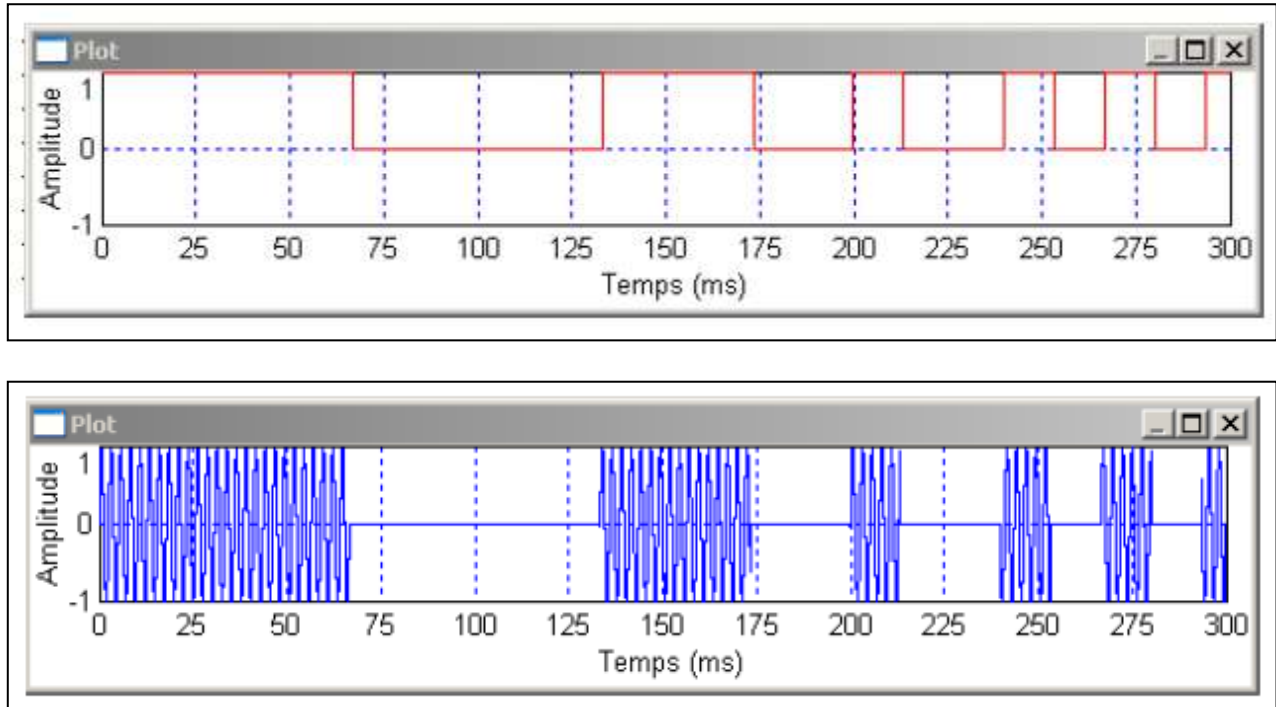
A présent, regardons si nous obtenons les mêmes résultats par simulation sur CommSim. Nous réalisons donc le montage suivant, constitué d'une source PN, d'une modulation ASK, et d'un Plotter afin d'observer nos résultats :



Notre source PN est une source "pseudo-aléatoire". La taille de son registre à décalage (Shift Register Size) est réglé sur 10bits (8bits messages + 1bit start + 1bit stop), et son débit sur 75bits/s. La fréquence f_p de la porteuse est réglée sur 390Hz.

Les propriétés de simulation, quant à elle, sont réglées pour une simulation de 0.3 seconde et une fréquence de 1MHz.

Voilà ce que nous obtenons alors sur notre Plotter :

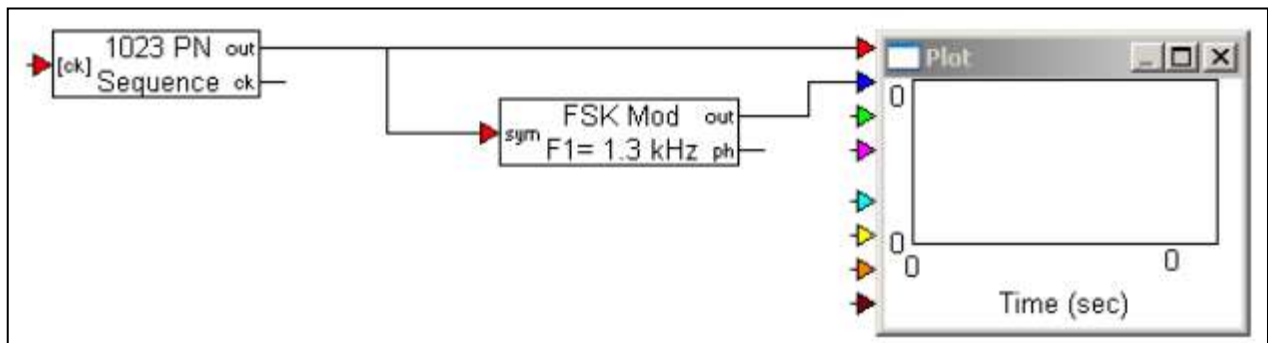


Notre signal **rouge**, correspondant à $x(t)$, est bien binaire : il oscille dans le temps entre 0 et 1 sans jamais prendre d'autres valeurs. Notre signal **bleu** correspond à notre signal modulé $Y_{ASK}(t)$. On remarque qu'il suit bien le message binaire et qu'il confirme notre étude théorique précédente : il transmet un signal lorsque $x(t)$ vaut 1, sinon il reste nul et constant.

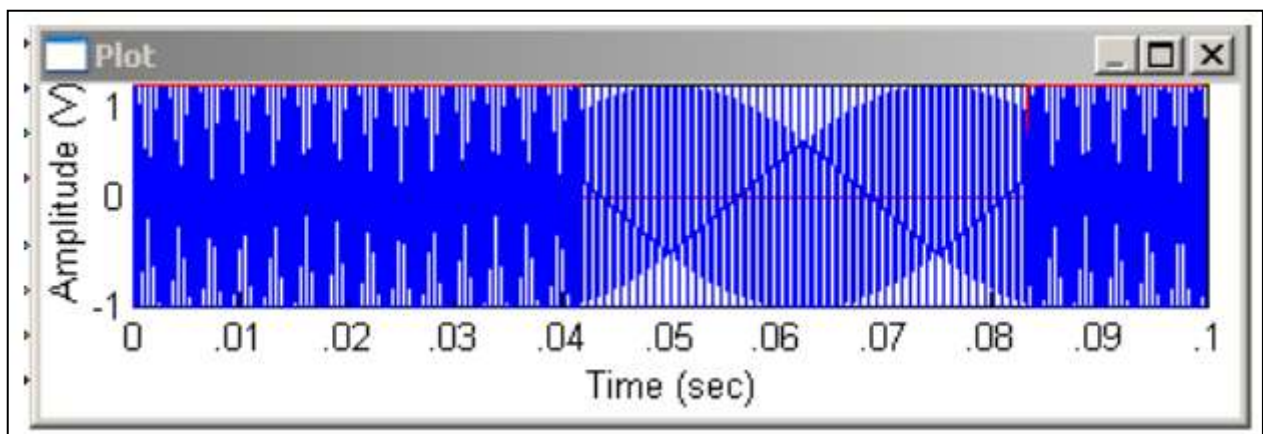
La modulation FSK

Dans une modulation de type FSK, on reprend le même principe que pour l'ASK mais, cette-fois, la modulation est basée sur la fréquence. Ainsi, lorsque notre message binaire vaudra 0, le signal modulé aura une certaine fréquence, et lorsque le signal binaire vaudra 1, notre signal modulé aura une autre fréquence bien distincte de la première.

Analysons ce comportement avec une simulation sur CommSim. D'après les normes employées, les deux fréquences discrètes citées ci-dessus seront $f_1 = 1300\text{Hz}$ lorsque le signal binaire vaut 0, et $f_0 = 2100\text{Hz}$ lorsque le signal binaire vaut 1. Ensuite, nous remplaçons simplement le modulateur ASK du montage précédent par un modulateur FSK, et on prend cette fois-ci un débit de 120bits/s dans notre source :



Nous avons donc réglé notre modulateur FSK avec une première fréquence $f_1 = 1300\text{Hz}$ et une excursion de fréquence de 800Hz afin de bien correspondre à notre fréquence $f_0 = 2100\text{Hz}$ (puisque $1300 + 800 = 2100$). Par souci de praticité cette fois-ci, nous décidons d'afficher les deux courbes dans le même repère :



On remarque bien que notre signal modulé **bleu** prend une fréquence bien plus élevée lorsque notre signal binaire **rouge** vaut 1 que lorsqu'il vaut 0, ce qui confirme ce que nous avançons précédemment.

Démodulation ASK

Nous allons à présent parler de la démodulation des signaux modulés afin de retrouver notre signal d'origine et, par conséquent, notre message. Il se trouve qu'associer un filtrage particulier à une détection quadratique (signal multiplié par lui-même) permet justement de démoduler un signal ASK.

En effet, à partir du schéma du principe de détection, nous pouvons extraire la formule suivante :



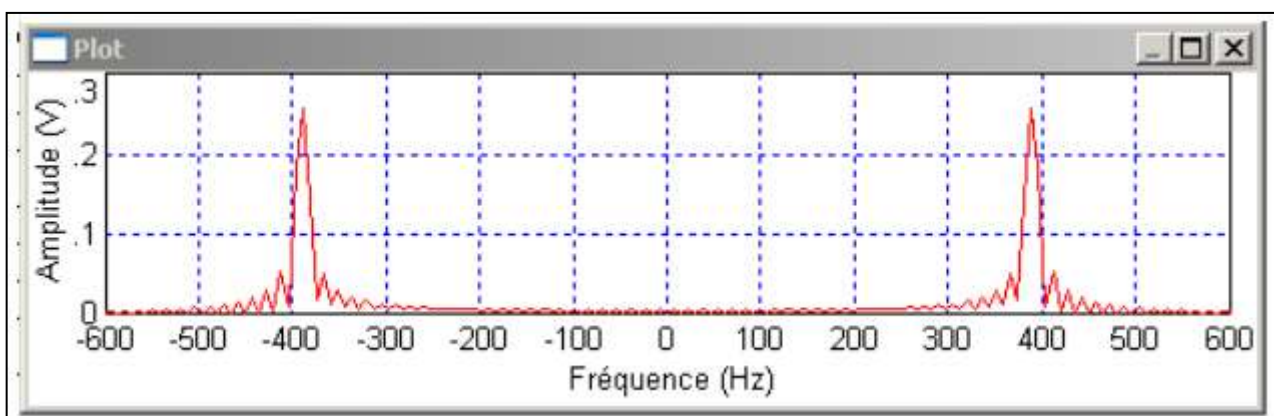
$$y_{ask}(t)^2 = x(t)^2 \cos^2(2\pi f_p t) = x(t)^2 + \frac{1 + \cos(4\pi f_p t)}{2}$$

De plus, puisque $x(t)$ est binaire, on a toujours $x(t) = 0$ ou $x(t) = 1$, et $x^2(t) = x(t)$. De ce fait, on a :

$$y_{ask}(t)^2 = x(t) * \frac{1 + \cos(4\pi f_p t)}{2} = \frac{x(t)}{2} + \frac{x(t) * \cos(4\pi f_p t)}{2}$$

On en déduit donc que, pour cette démodulation, le filtrage sera un passe-bas de fréquence de coupure f_c égale à la fréquence de la porteuse. Ce filtre sera d'ordre 4 ; En effet, un ordre trop faible provoquerait un mauvais filtrage en plus de la persistance de composantes à hautes fréquences, alors qu'un ordre trop élevé conduirait à un filtre trop complexe et, par conséquent, un temps de traitement de l'information important.

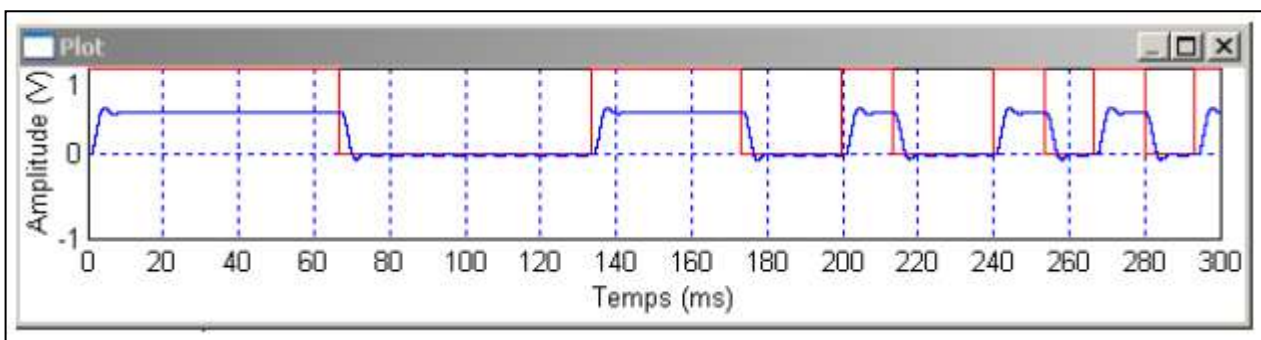
A présent, comparons ces résultats avec une simulation sur CommSim. Pour cela, nous reprendrons exactement le même signal modulé ASK que dans la partie précédente. Afin de savoir comment le démoduler correctement, nous allons analyser son spectre. Pour cela, nous utilisons un bloc FFT réglé sur 128K.



Ce spectre semble similaire à un spectre de modulation d'amplitude classique. On retrouve ainsi deux raies en f_p et $-f_p$. Ainsi, il semble possible d'utiliser une détection quadratique associée à un filtrage afin de retrouver le message d'origine.

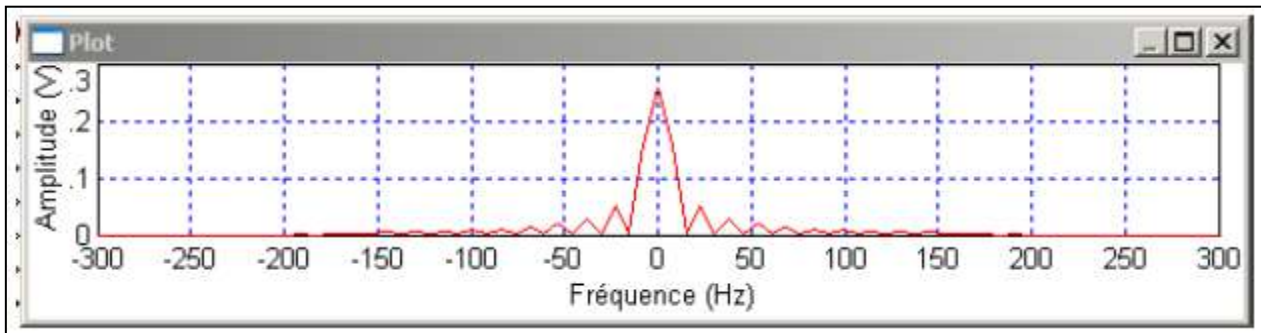
N.B. : En réalité, il n'y a qu'une seule raie sur ce spectre, les fréquences négatives n'existant pas. La raie négative à $-f_p$ n'est que la symétrique de la raie à f_p obtenue du fait de la transformée de Fourier. Concrètement, elle n'existe pas.

Nous utilisons, comme vu précédemment, un filtre passe-bas d'ordre 4 de fréquence de coupure f_c égale à la fréquence de la porteuse. Ce filtre est placé après la détection quadratique (multiplication du signal par lui-même). Ensuite, sur un Plotter, on relie le message binaire initial (courbe **rouge**) et le message modulé puis démodulé (courbe **bleue**) :

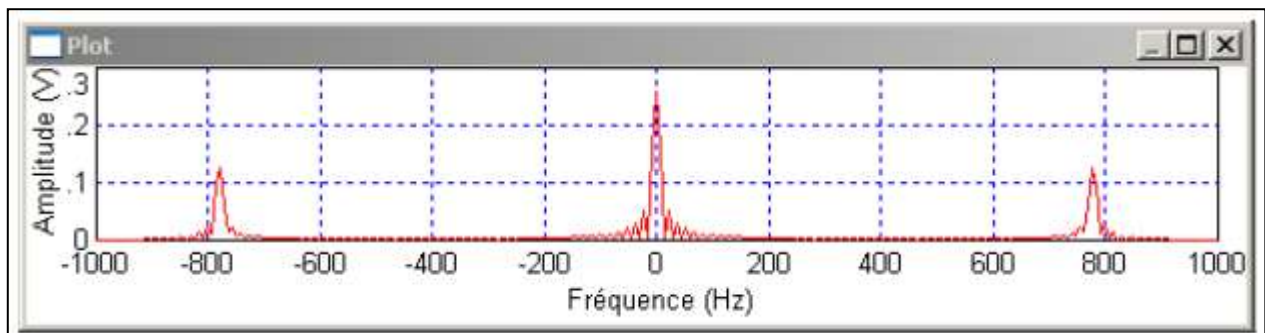


On observe quelques modifications mineures mais celles-ci ne modifient en rien la lecture du message : on retrouve bel et bien le signal de départ.

Le spectre associé à cette démodulation est le suivant :

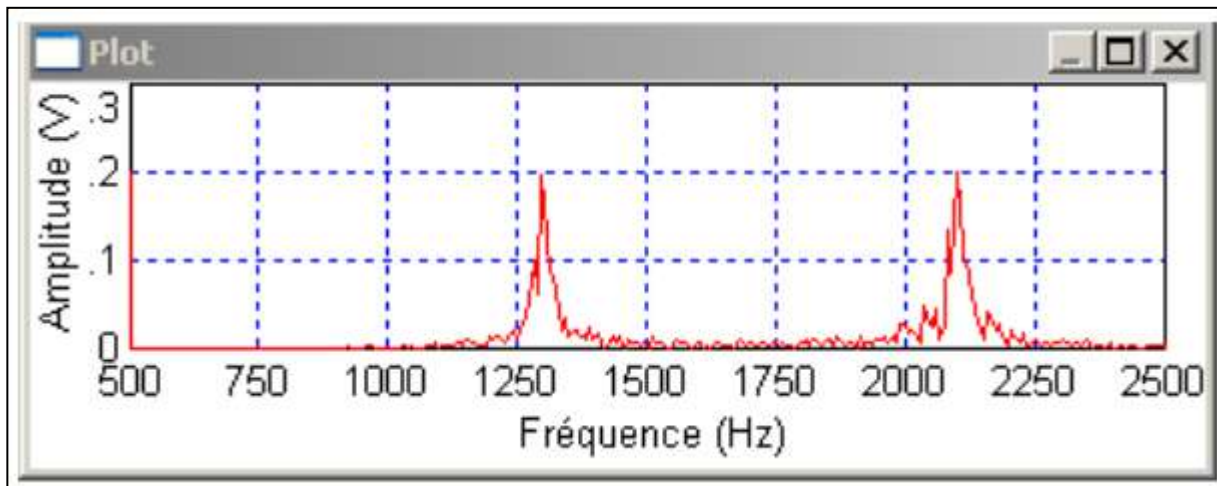


On remarque sur ce spectre qu'il est possible de baisser la fréquence de coupure de notre passe-bas à 200Hz. Il est important d'être précis sur les fréquences de coupure des filtres ; En effet, atténuer trop tôt provoque une perte d'une partie du signal utile alors qu'atténuer trop tard provoque l'apparition de raies indésirables, du fait de la translation engendrée par la détection quadratique, comme sur l'image suivante :



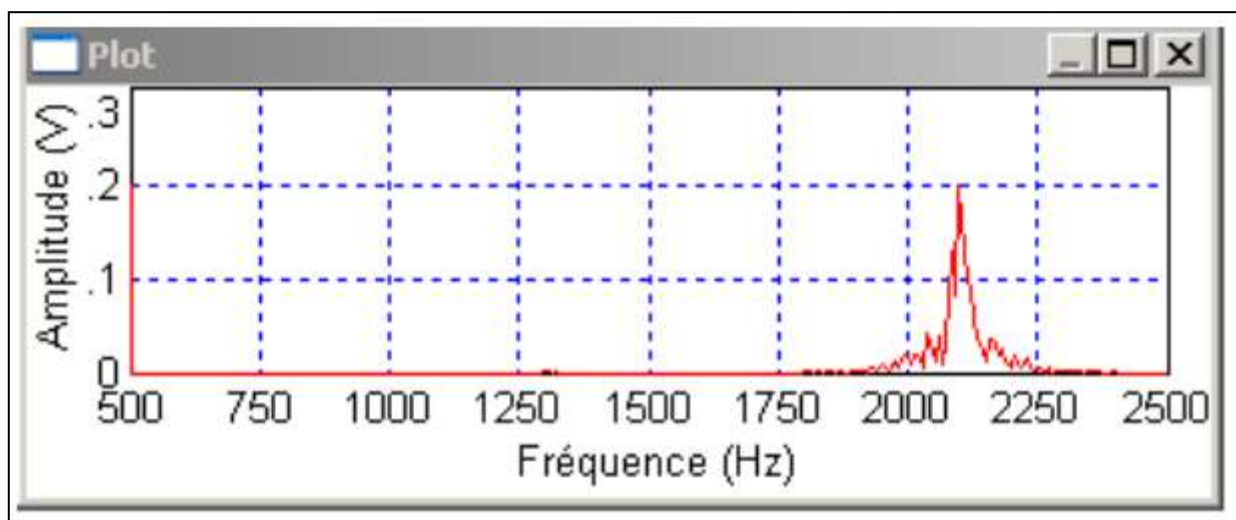
Démodulation FSK

Etudions à présent la démodulation d'un signal modulé FSK. Nous reprenons donc notre montage de modulation FSK sur CommSim auquel on rajoute les blocs nécessaires à l'analyse spectrale. Voici le spectre obtenu :

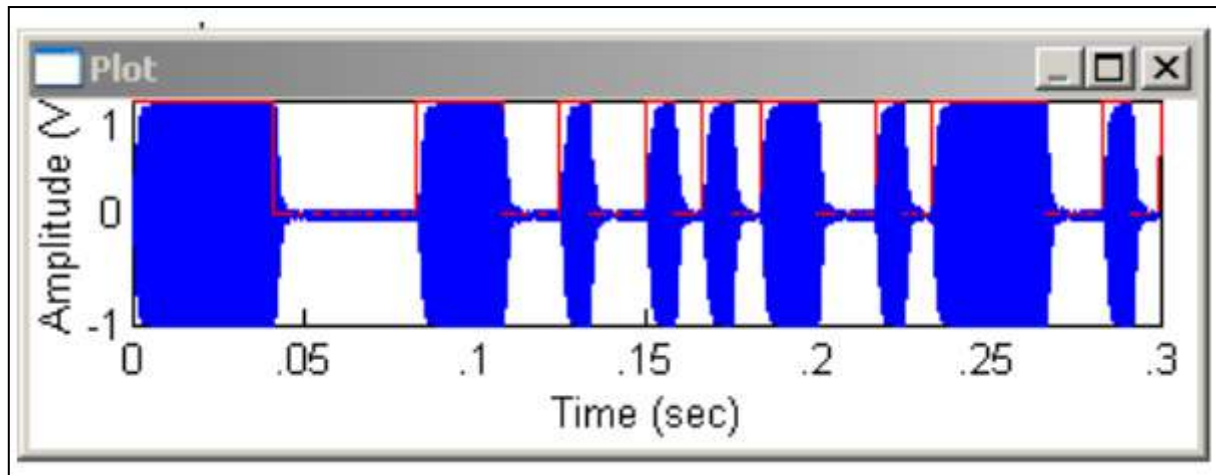


Nous retrouvons bien deux raies aux fréquences f_0 et f_1 que nous avons configurée. Ensuite, nous savons que le signal utile correspond à la fréquence haute $f_0 = 2100\text{Hz}$. Nous pouvons donc nous ramener à une situation similaire à la démodulation ASK en appliquant un filtre passe-bande afin de ne garder que cette raie.

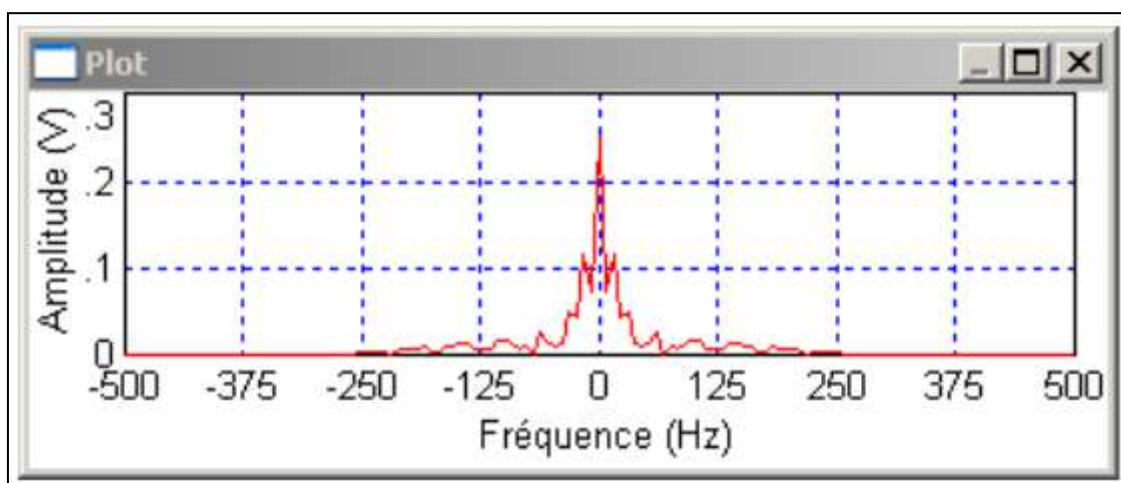
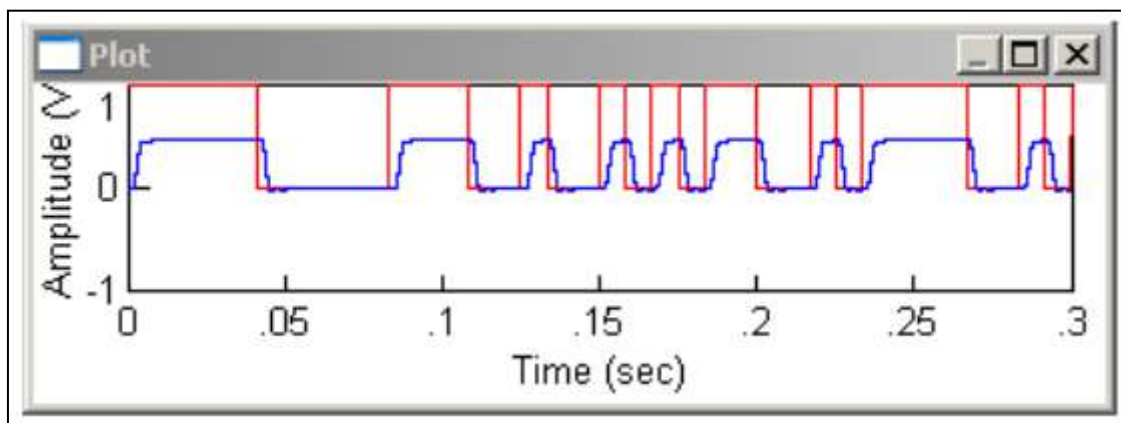
Nous réglons donc ledit filtre sur les fréquences de coupure $f_{c1} = 2000\text{Hz}$ et $f_{c2} = 2400\text{Hz}$. Ce filtre est d'ordre 4 : en effet, il faut un ordre suffisamment élevé pour obtenir un bon filtrage, et d'ordre pair du fait de la présence de deux fréquences de coupure. Nous obtenons ainsi le spectre suivant :



La différence apparaît nettement sur le chronogramme du signal modulé :

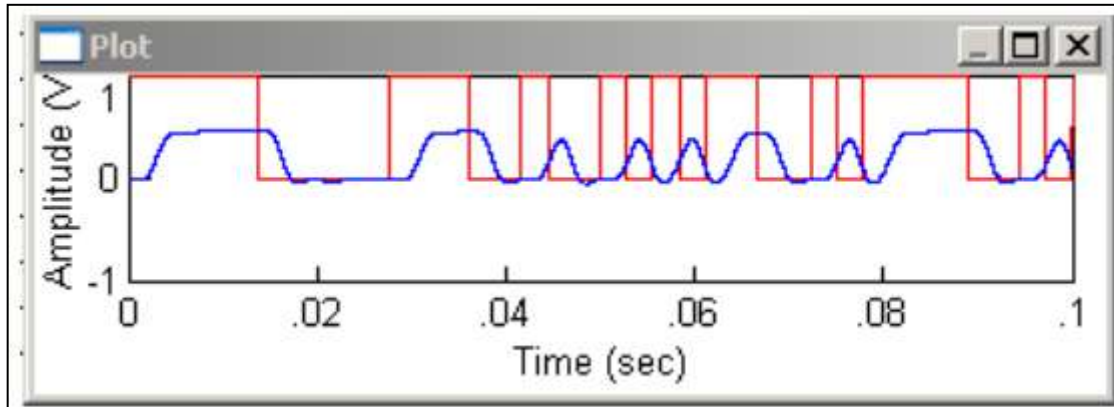


De plus, on se retrouve comme prévu dans un cas similaire à une démodulation ASK. Il suffit donc d'utiliser une détection quadratique ainsi qu'un filtre passe-bas d'ordre 4 et de fréquence de coupure $f_c = 300\text{Hz}$. Nous obtenons ainsi le résultat suivant :



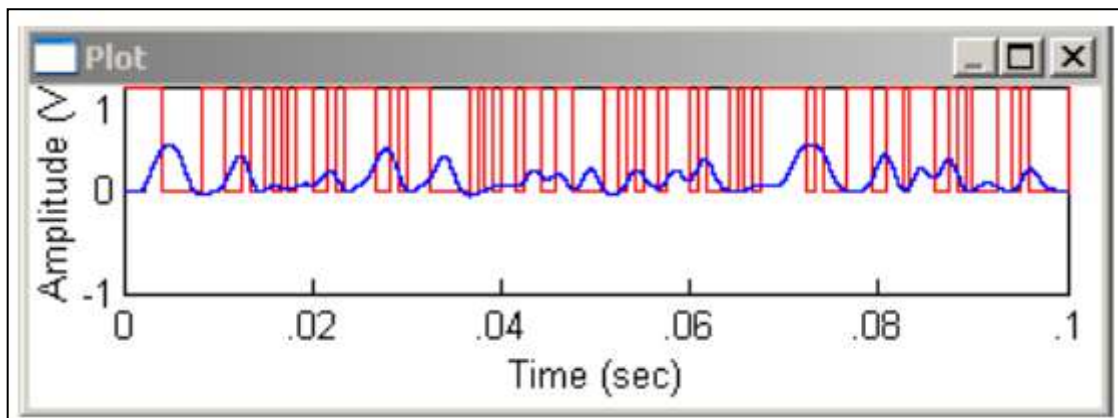
Simulation FSK à débit élevé

Prenons à présent le même montage de modulation et démodulation FSK que précédemment, mais avec un débit de 360bits/s. En gardant toujours le message initial en **rouge** sur notre Plotter, et le message modulé puis démodulé en **bleu**, nous obtenons ceci :



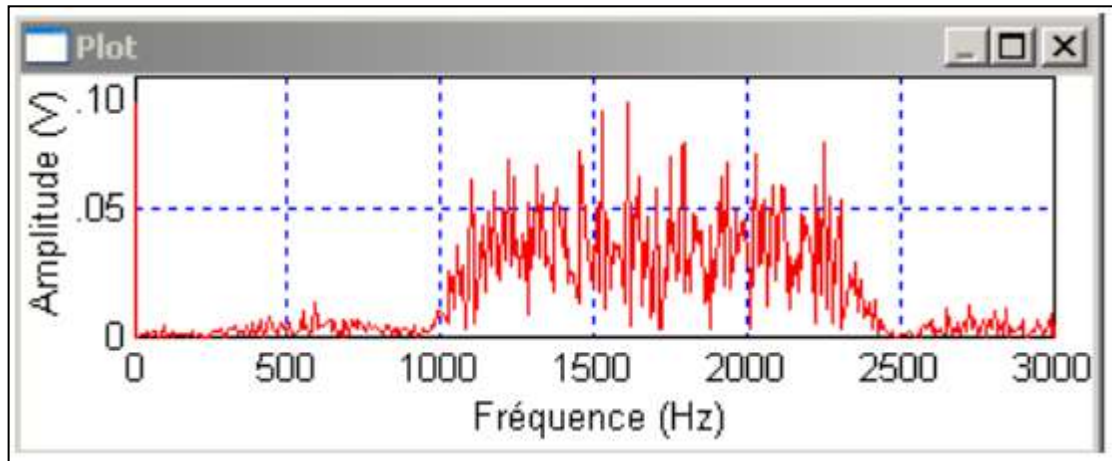
Par comparaison avec la simulation précédente, nous observons une petite latence ainsi qu'une moins bonne qualité dans la restitution du signal (la courbe **bleue** forme même des pics). Nous en déduisons que nous sommes à la limite des capacités de ce système.

Dans des situations réelles, le débit peut être de l'ordre de 1200bits/s. Lorsque nous réglons le débit de notre montage sur cette valeur, nous obtenons ceci :



Le signal obtenu est clairement dégradé et n'est plus lisible.

Le spectre correspondant est le suivant :



Il n'est même plus possible de savoir quelle plage de fréquences atténuer puisqu'on ne distingue même plus les deux raies principales du spectre.

.....OPTIMISATION.....

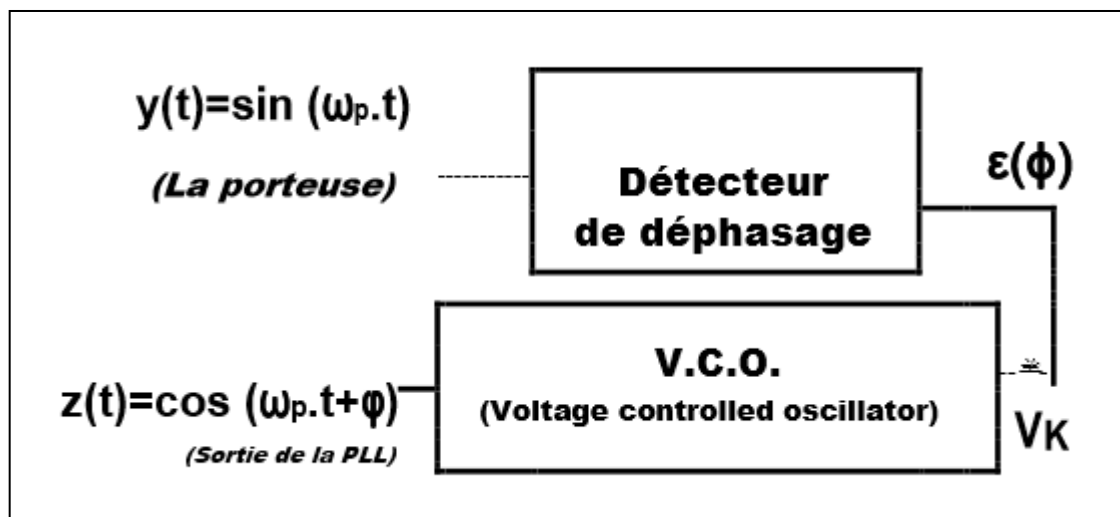
.....DANS LA THEORIE.....

Jusqu'à présent nous avons étudié les modulations ASK et FSK dans des conditions idéales. Néanmoins, il faut savoir que, dans des conditions réelles, une transmission est toujours accompagnée d'une certaine quantité de bruit : celle-ci dépend du canal (de son type, de sa longueur, de son état, etc...). Ainsi, dans cette partie, nous étudierons l'impact de ce bruit sur nos transmissions, et les moyens à notre disposition pour le réduire.

Premièrement, le bruit sera ici considéré comme additif, c'est-à-dire qu'il s'ajoute à notre signal comme une simple somme. Néanmoins, dans des conditions réelles, il est impossible de déterminer précisément le bruit, on le considère comme étant partiellement aléatoire. C'est pourquoi on ne peut pas se contenter de simplement le soustraire à la sortie du canal.

Phase Locked Loop

Dans ces conditions réelles en présence de bruit, celui-ci se superpose donc au signal démodulé, et une erreur de phase plus ou moins importante apparaît alors entre les deux signaux. C'est pour corriger cette erreur que nous utiliserons une Phase Locked Loop - plus communément appelée PLL - qui est un système permettant l'asservissement de phase. Celle-ci est composée d'un détecteur de phase (un multiplieur), d'un filtre, et d'un VCO (oscillateur). Nous verrons cela plus en détails dans la partie pratique. Voici un schéma simplifié d'une PLL :



Pour commencer, développons l'expression de $p(t) = y(t).z(t)$ et tentons de voir si un filtrage particulier permettrait la détection du déphasage ϕ . On obtient donc :

$$p(t) = \sin(\omega_p t + \varphi) * \cos(\omega_p t + \varphi)$$

$$p(t) = \sin(2\omega_p t + \varphi) - \sin(\omega_p t + \varphi) \cos(\omega_p t + \varphi)$$

$$p(t) = \frac{1}{2} * (\sin(2\omega_p t + \varphi) + \cos(\varphi)) + \frac{1}{2} (-\sin(\omega_p t - \varphi))$$

$$p(t) = \frac{1}{2} * (\sin(2\omega_p t + \varphi) - \sin(\varphi))$$

Ainsi, afin d'isoler le déphasage, on utilisera donc un filtre passe-bas de fréquence de coupure $f_c = \phi$ et $< 2\omega_p$

On notera $\epsilon(\phi)$ l'erreur de phase, telle que $\epsilon(\phi) = \omega_p t$.

Voltage Controlled Oscillator

Un VCO (Voltage Controlled Oscillator, ou Oscillateur Commandé en Tension), est un oscillateur possédant une fréquence centrale et une excursion de fréquence. C'est un système électronique qui génère un signal périodique dont la fréquence varie en fonction de la tension d'entrée.

Une phase initiale est également paramétrable dans un VCO.

Puissances théoriques

La valeur théorique de la puissance d'un signal sinusoïdal d'amplitude A est la moyenne du signal élevé au carré. Par conséquent, on a donc :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T A^2 \sin^2(\omega t) dt$$

A partir de cette formule, on va en déduire la puissance d'un signal FSK :

$$P_{FSK} = \frac{1}{T} \int_0^T A^2 \sin^2(2\pi \omega t) dt$$

$$P_{FSK} = \frac{A^2}{T} \int_0^T \left(\frac{1}{2} \cos(4\pi \omega t) + \frac{1}{2} \right) dt$$

$$P_{FSK} = \frac{A^2}{T} \int_0^T \left(\frac{1}{2} \pi \omega \sin(2\pi \omega t) + \frac{1}{2} \right) dt$$

$$P_{FSK} = \frac{A^2}{T} * \frac{1}{2} T = \frac{A^2}{2}$$

Egalement, on sait que la puissance d'un signal FSK est le double de son "équivalent" ASK.

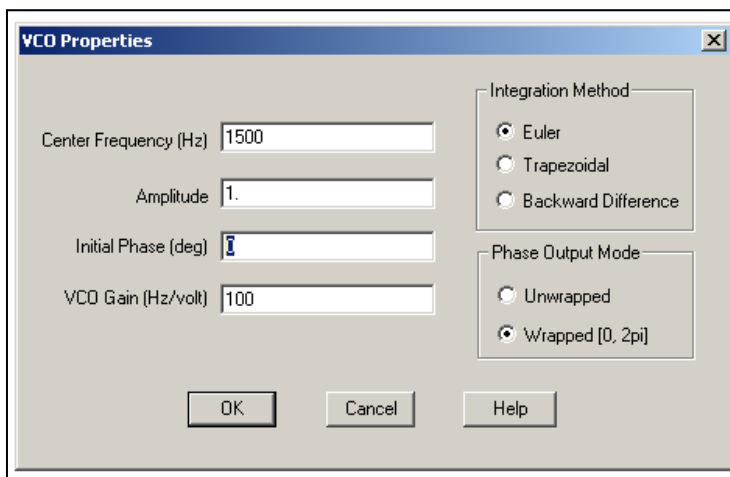
On en déduit donc que :

$$P_{ASK} = \frac{A^2}{4}$$

DANS LA PRATIQUE.....

Voltage Controlled Oscillator

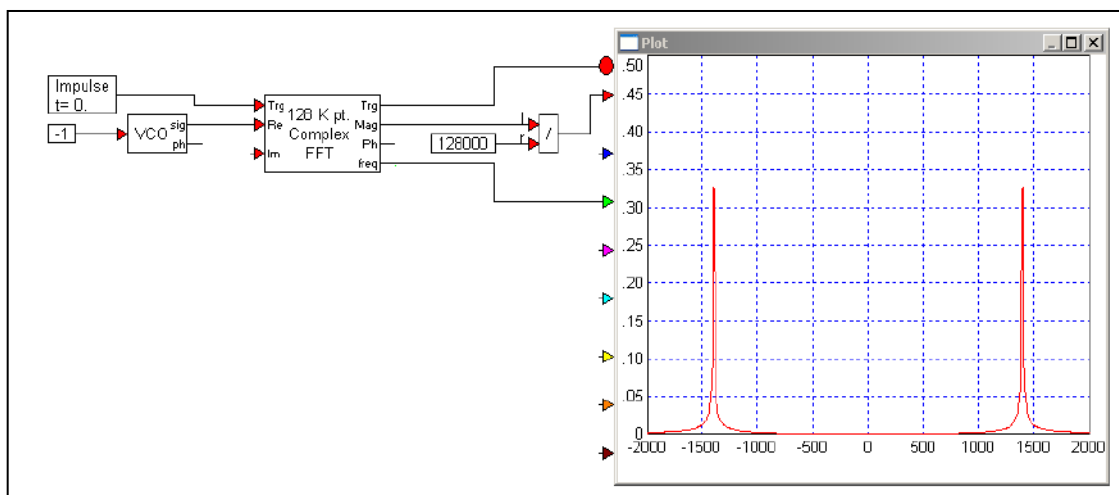
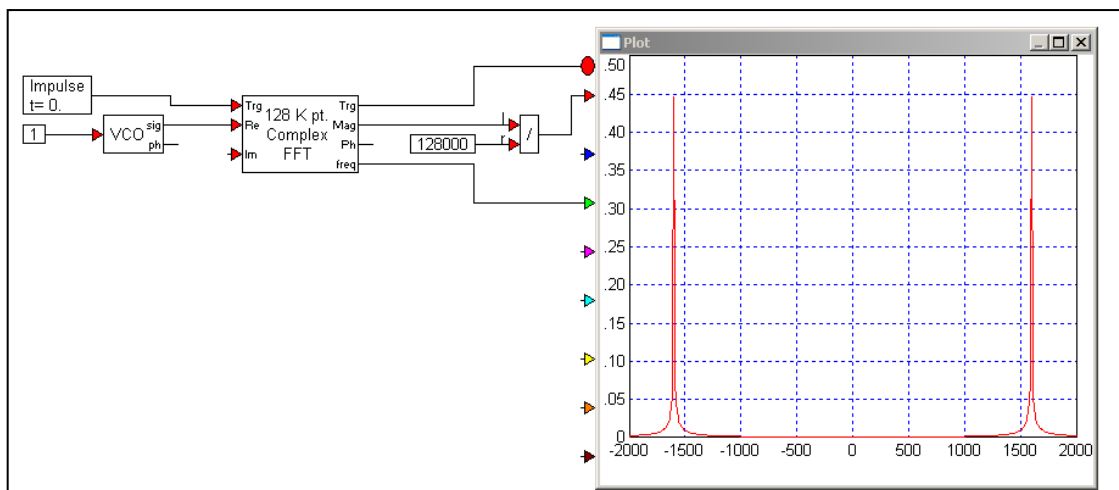
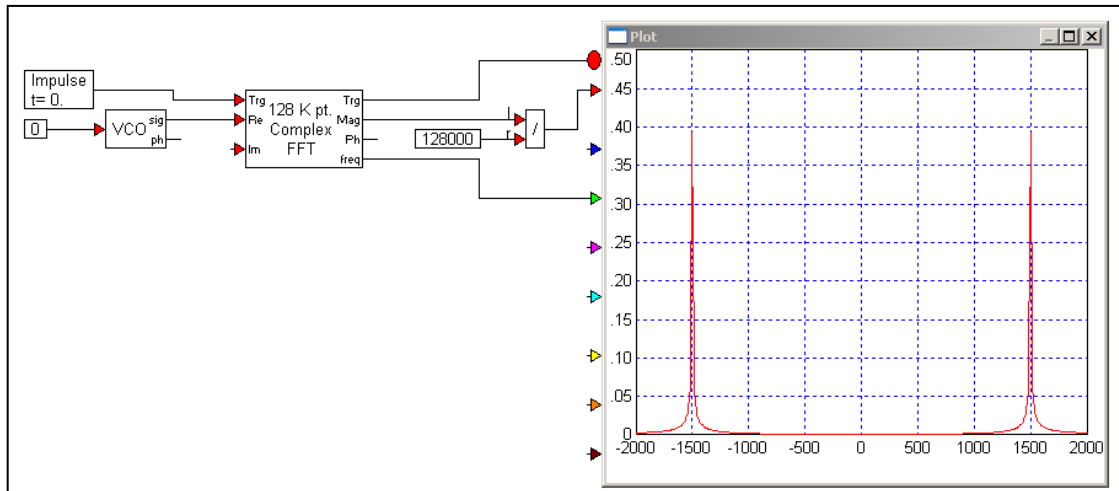
Le VCO est un bloc source disponible dans CommSim.



Les paramètres susceptibles de nous intéresser ici dans la configuration du VCO sont sa fréquence centrale (Center Frequency), son excursion de fréquence (VCO Gain), et sa phase initiale (Initial Phase). Notons la possibilité d'introduire une commande d'entrée destinée à modifier la fréquence centrale finale. Globalement, cela se résume ainsi :

$F_{c_{finale}} = F_{c_{base}} + k \Delta f$ avec F_c la fréquence centrale, Δf l'excursion de fréquence et k la commande d'entrée.

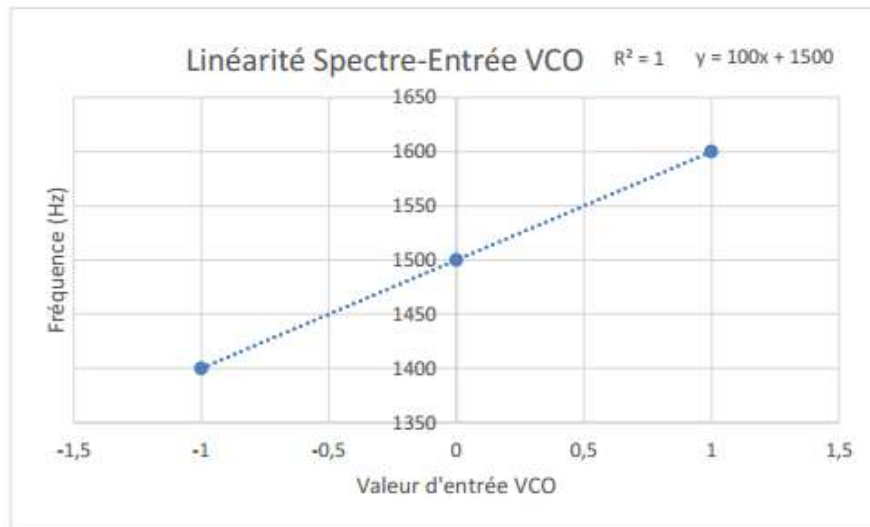
Testons à présent différentes commandes d'entrée dans un VCO. On branche celui-ci à un montage permettant de voir son spectre, et on observe les résultats pour $k = 0$, $k = 1$, et $k = -1$.



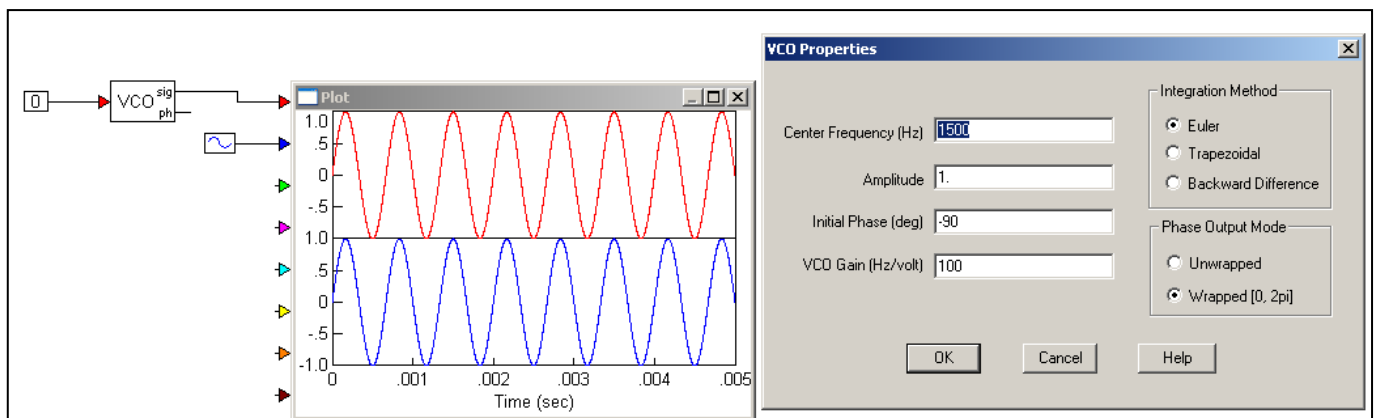
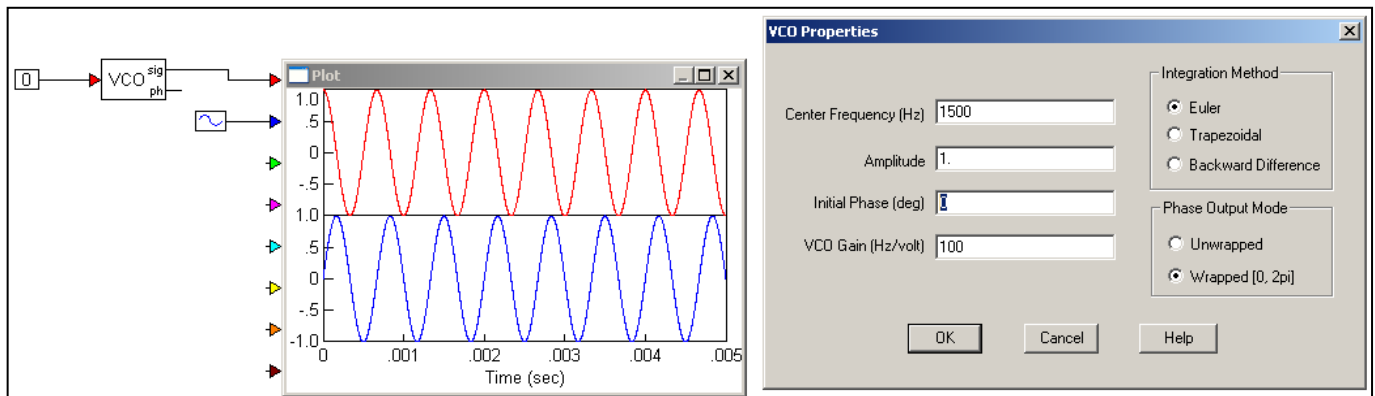
Dans le VCO, la fréquence centrale est réglée sur 1500Hz, et l'excursion de fréquence sur 100Hz/Volt.

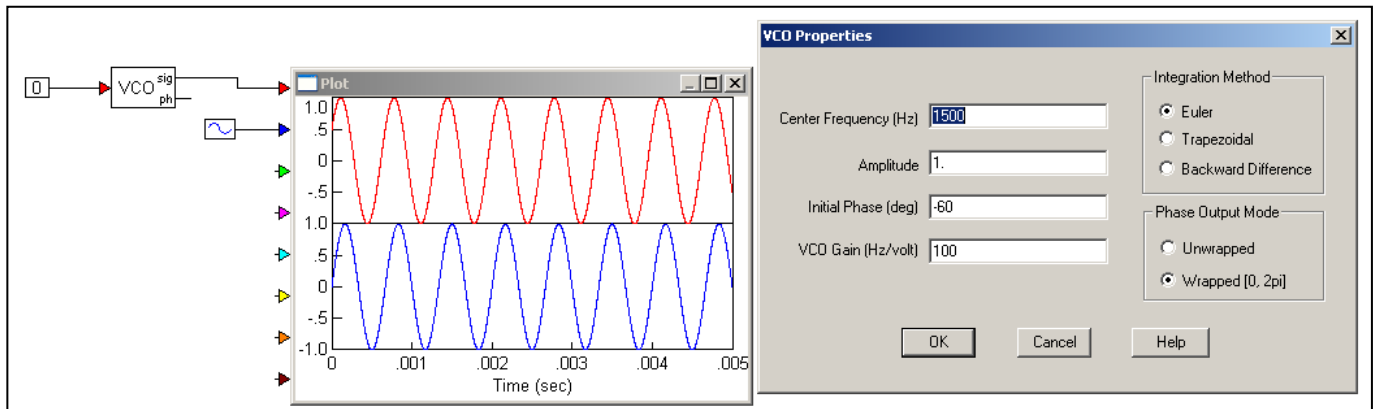
On remarque que pour $k = 0$, la raie du spectre est bien localisée sur 1500Hz, alors qu'elle est un petit peu plus élevée pour $k = 1$, et un petit peu moins élevée pour $k = -1$.

Via une interpolation linéaire sous Excel, nous remarquons que le comportement du VCO par rapport à cette commande d'entrée k est totalement linéaire (le coefficient de corrélation R vaut 1) :



Egalement, notons que le VCO fait apparaître une phase à l'origine. Prenons le même VCO que précédemment ($f_{\text{centrale}} = 1500\text{Hz}$, et excursion de fréquence $\Delta f = 100\text{Hz/Volt}$), avec la commande d'entrée k nulle. Prenons également une source sinusoïdale de même fréquence. Observons les déphasages entre les deux :





On remarque que le déphasage s'annule lorsque l'on rentre une phase initiale de -90° dans les paramètres du VCO. En réalité, le calcul de la phase se fait grâce à la formule suivante :

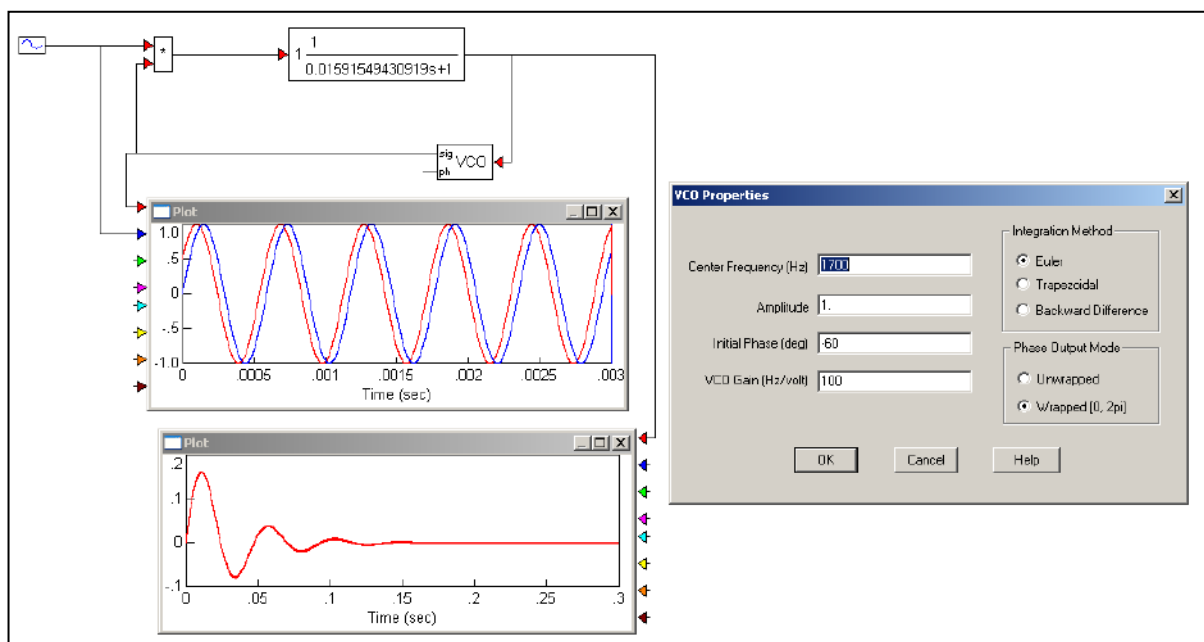
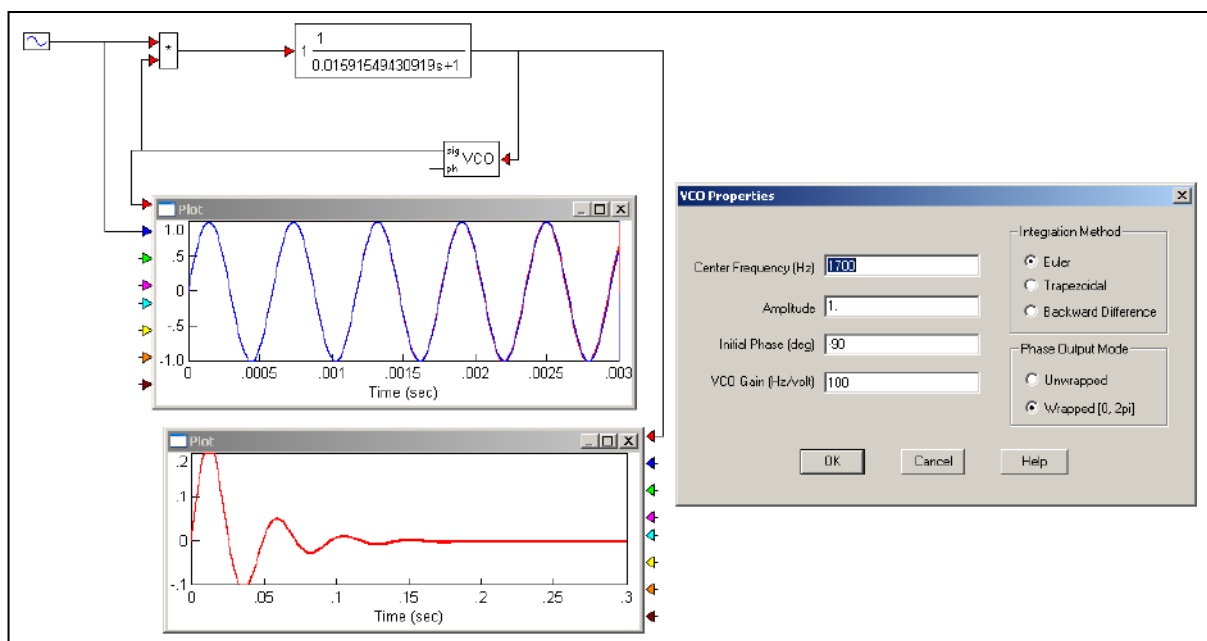
$$\phi = 2\pi \left(\frac{\Delta t}{T} \right)$$

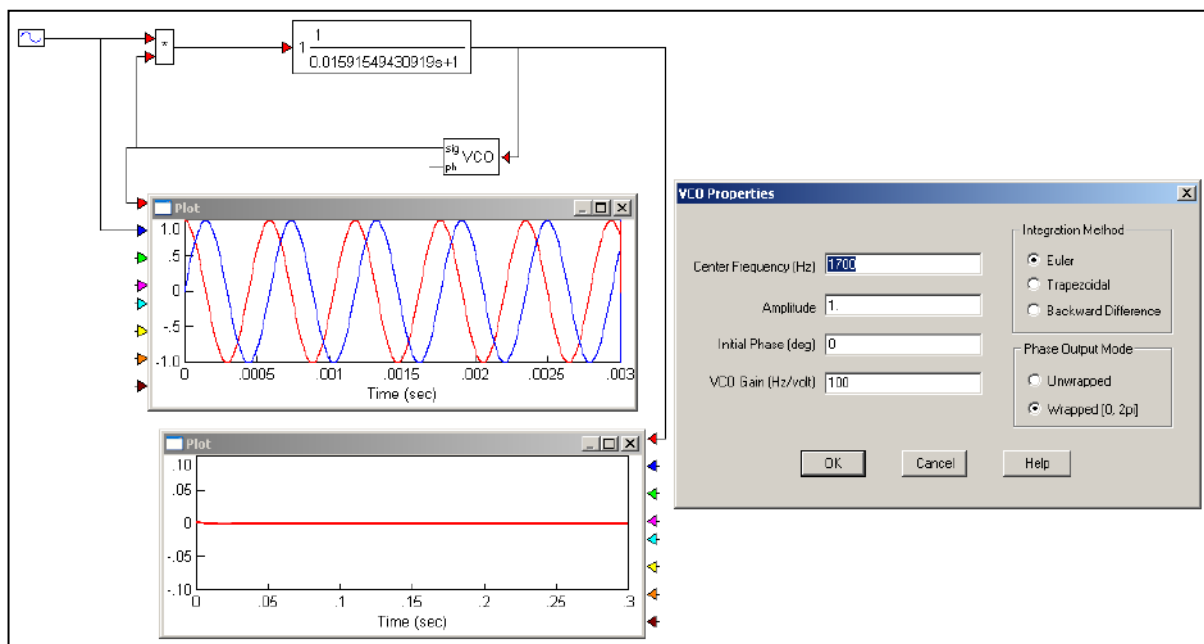
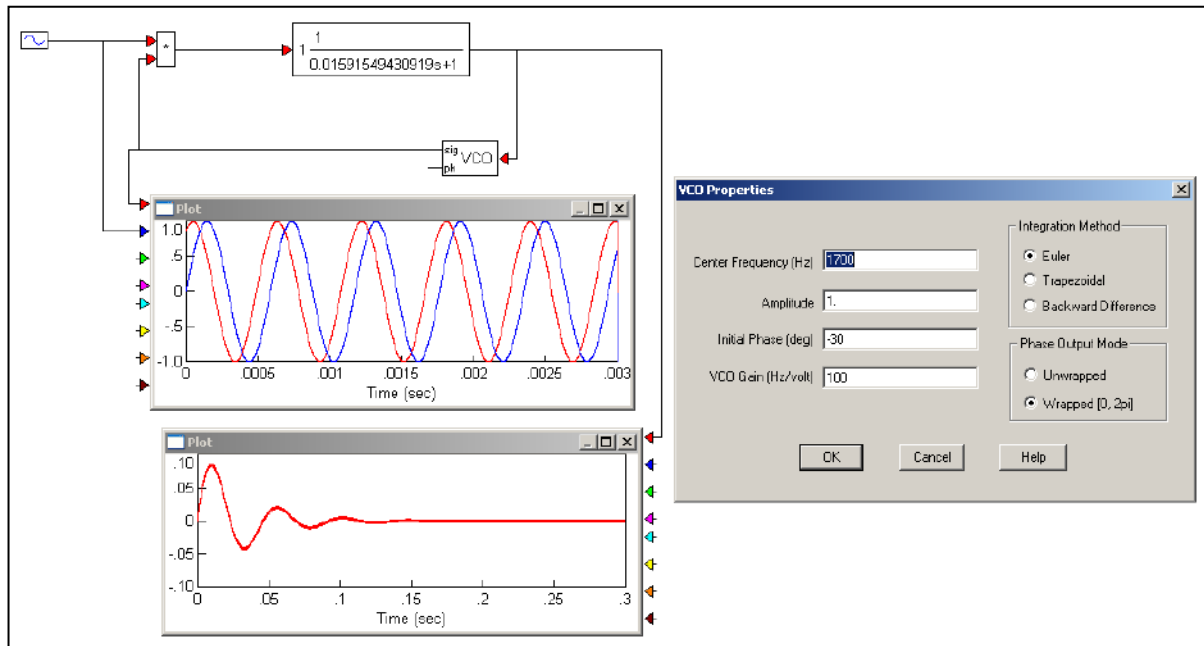
Ainsi, nous relevons ici un déphasage de $\phi = 1.57\text{rad}$ (soit $\pi/2$ rad).

Phase Locked Loop

A présent, nous allons réaliser le montage d'une PLL sur CommSim. Rappelons qu'une PLL est constituée d'un détecteur de phase (multiplieur), d'un filtre, et d'un VCO.

Prenons un verrouillage à 1800Hz. Nous configurons notre VCO avec une fréquence centrale f_{centrale} de 1700Hz avec une excursion de fréquence Δf de 1000Hz/Volt. En entrée du multiplieur, nous plaçons une sinusoïde de fréquence 1800Hz. Concernant le filtre, nous prenons un passe-bas d'ordre 1 et de fréquence de coupure $f_c = 10\text{Hz}$; le filtre contrôlant la performance générale du système, cela nous permettra d'observer plus facilement le travail de la PLL. Ensuite, nous observons les courbes obtenues pour différentes phases initiales :





Dans les trois premiers cas ($\phi = -90^\circ$, $\phi = -60^\circ$, et $\phi = -30^\circ$), on observe des résultats similaires. L'oscillation n'est pas de même amplitude au départ mais on obtient toujours une oscillation qui se stabilise peu à peu pour donner une constante. Il s'agit d'une erreur de phase détectée (variation représentée par cette oscillation), qui est progressivement corrigée dans le temps. Une fois celle-ci corrigée, on obtient une constante.

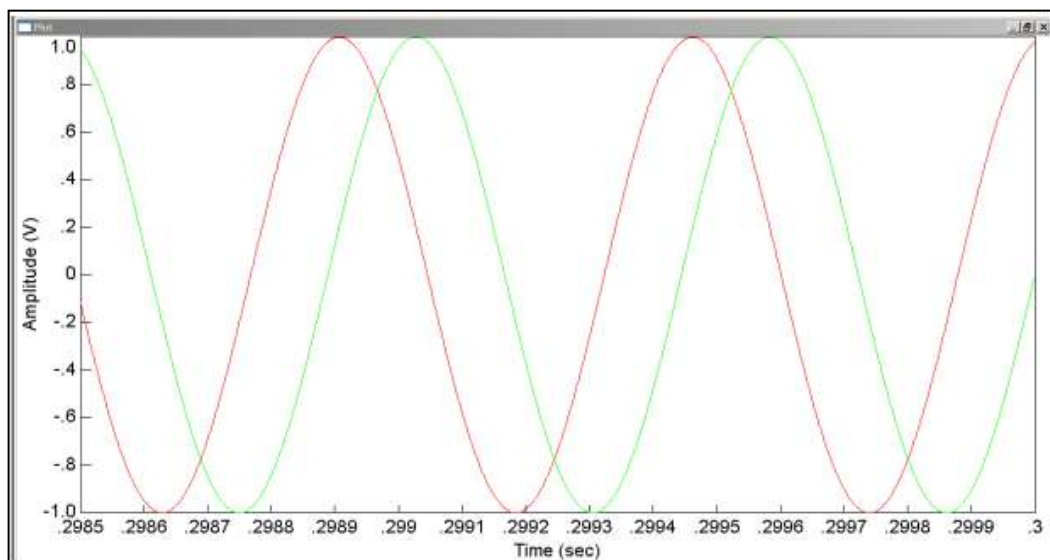
Lorsque la phase initiale est à -90° , on observe une constante dès le début. Rappelons-nous que nous avons vu précédemment que le VCO induisait d'emblée un déphasage de 90° . Ainsi, ici, la consigne a déjà été atteinte et il n'y a pas de correction à faire.

Ces différents signaux obtenus représentent la tension de commande de notre VCO. Nous la noterons V_k . Si nous effectuons un zoom sur les Plotter pour chacune des quatre simulations précédentes, nous remarquons que V_k atteint une valeur finale de 0.1V pour les trois premières. Cela semble logique en effet, puisqu'il y a une différence de 100Hz entre la fréquence de la sinusoïde et la fréquence centrale du VCO.

Ainsi : $\Delta f = 1000\text{Hz/Volt}$, d'où $1800 = 1700 + (0.1 * \Delta f)$.

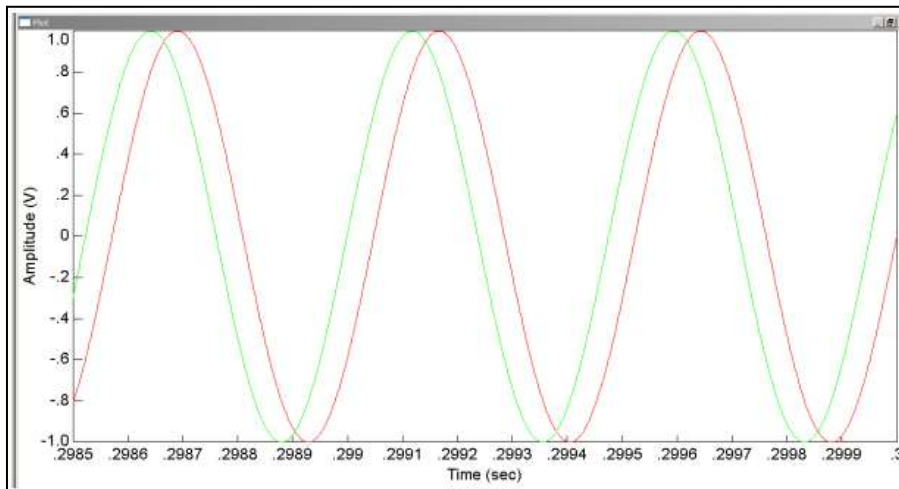
Néanmoins, il est important de noter qu'il s'agit d'une correction de phase, et non une correction de fréquence. C'est pourquoi V_k reste constant à 0 lorsque $\phi = -90^\circ$; Il n'y a en effet aucune correction à faire.

Il reste toujours un déphasage entre le signal d'entrée de la boucle et la sortie du VCO. Pour les trois premiers cas, ce déphasage est le même :



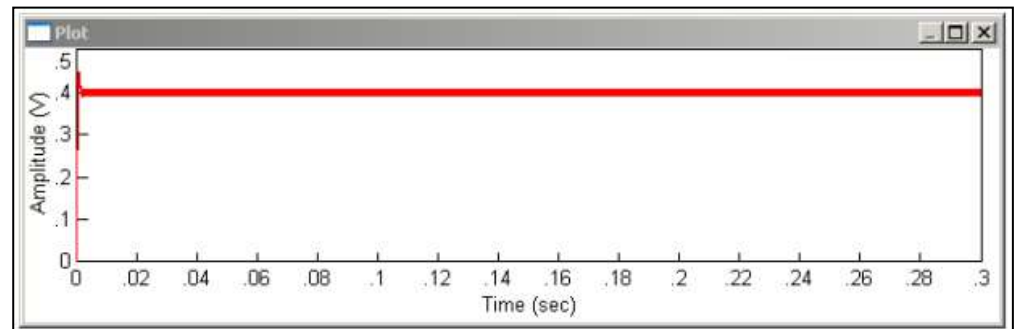
Si l'on reprend la formule $\phi = 2\pi (\Delta t/T)$ énoncée précédemment, nous retrouvons la même phase $\phi = 1.35\text{rad}$, ce qui correspond environ à une phase de $\pi/2$, soit la phase initiale.

A présent, plaçons-nous dans le cas d'une sinusoïde en entrée de boucle de fréquence 2100Hz, avec un filtre passe-bas de fréquence de coupure $f_c = 1500\text{Hz}$, et d'ordre 4 afin d'augmenter la convergence de la PLL.



Dans ce cas, on obtient un déphasage entre le VCO et la sinusoïde de $\phi = 0.654\text{rad}$.

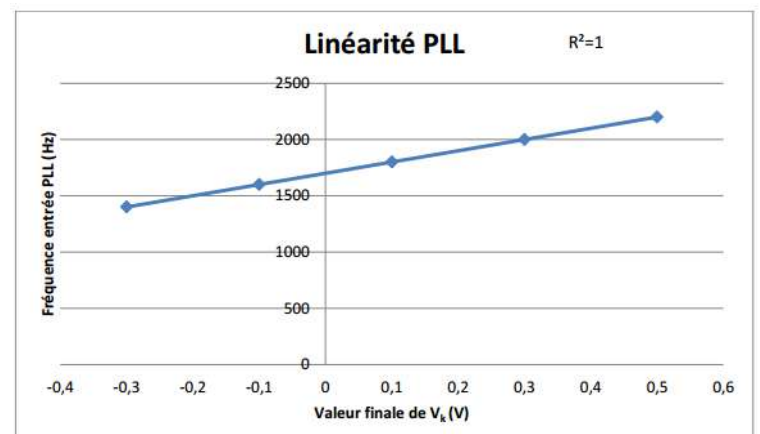
Quant à V_k , sa valeur est désormais de 0.4V, ce qui vérifie notre théorie précédente.



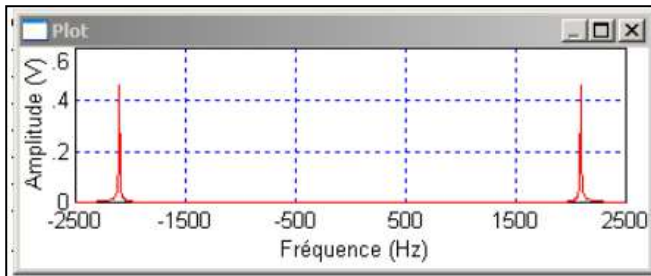
Nous pouvons ainsi répéter l'expérience pour d'autres fréquences de la sinusoïde en entrée :

Fréquence sinusoïde en entrée de boucle	Valeur finale de V_k (V)
1400 Hz	-0.3
1600 Hz	-0.1
1800 Hz	0.1
2000 Hz	0.3
2200 Hz	0.5

A l'aide d'une interpolation linéaire via Excel, nous retrouvons une linéarité dans le comportement de la PLL (le coefficient de corrélation R vaut 1), ce qui justifie son bon fonctionnement :

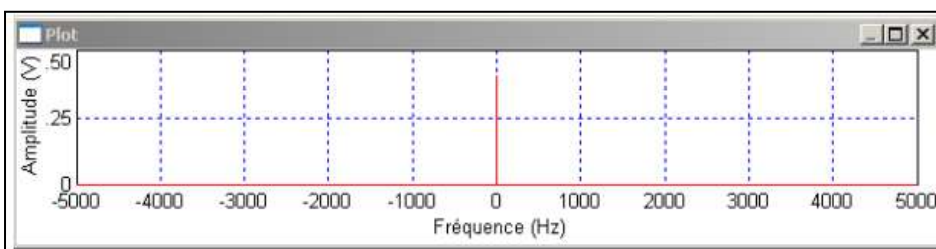
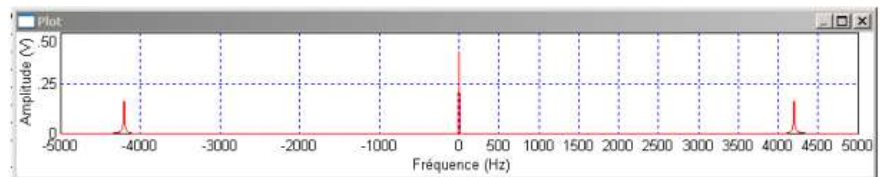


A présent, il nous reste à nous demander à quel endroit de ce circuit prélever la sortie de notre système de démodulation en fréquence. Observons donc le spectre du signal à différents points de la PLL. Nous avons pris une fréquence de 2100Hz pour la sinusoïde.



A la sortie du VCO, nous obtenons une raie à 2100Hz (et sa symétrique dans les valeurs négatives).

A la sortie du multiplieur, nous retrouvons bien une raie centrale en 0, mais également une autre raie à 4100Hz (et sa symétrique dans les valeurs négatives).



A la sortie du filtre passe-bas (commande en entrée du VCO), on n'observe qu'une raie en 0. C'est donc à cet endroit qu'il faut prélever la sortie lors de la démodulation.

Simulation de démodulation via PLL

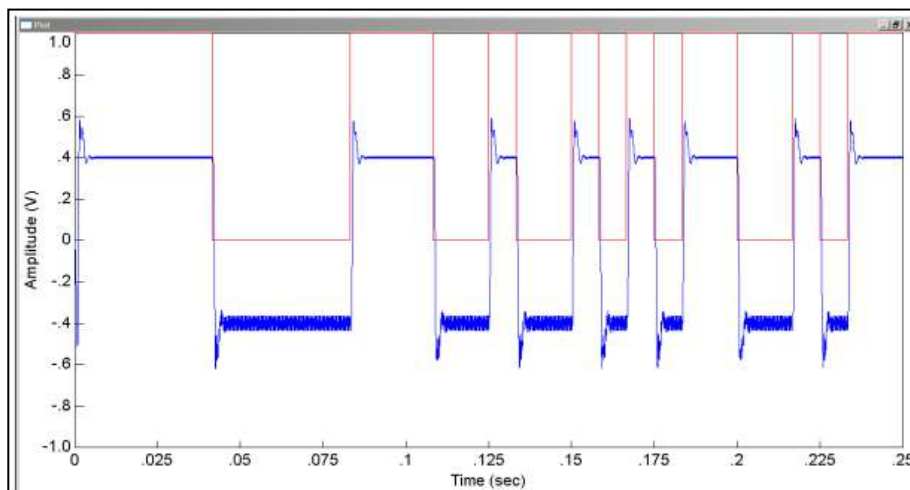
Maintenant que nous savons comment fonctionne une PLL, nous allons produire une simulation de démodulation FSK.

Concernant le VCO, nous devons choisir une fréquence centrale telle que :

$$f_{VCO} = (f_0 + f_1) / 2 \quad \text{soit } f_{VCO} = (1300 + 2100) / 2 = 1700 \text{ Hz.}$$

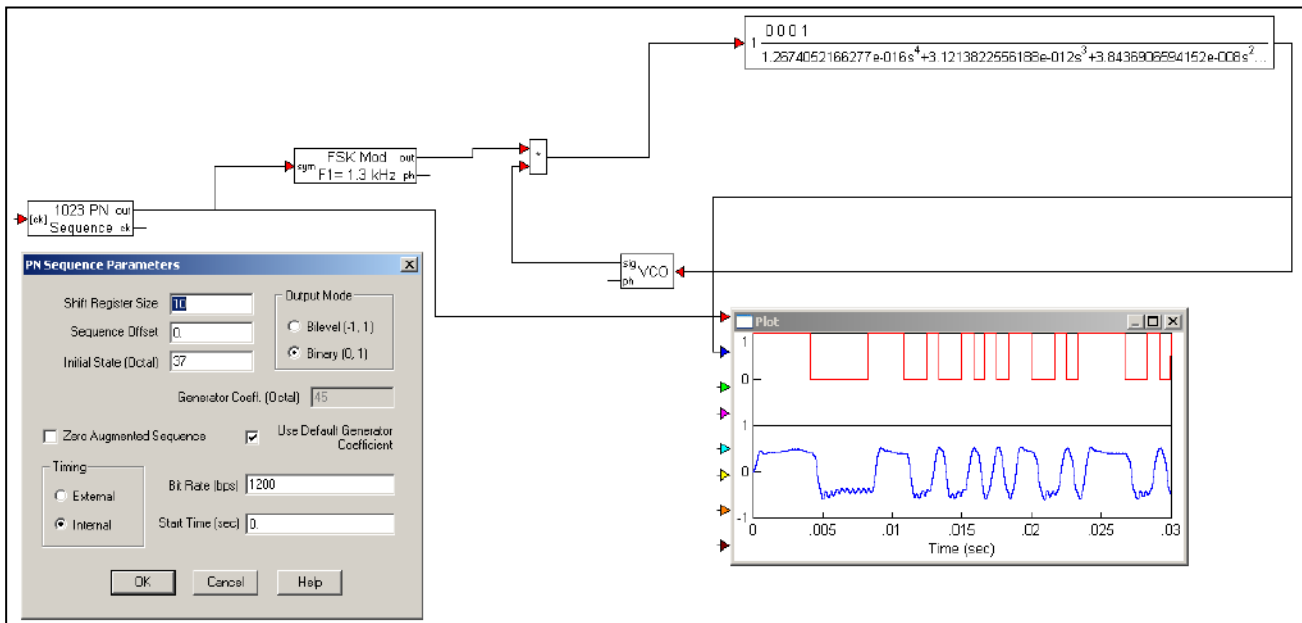
Concernant le filtre, nous optons pour un passe-bas d'ordre 4 de fréquence de coupure $f_c = 1500 \text{ Hz}$, ce qui sera un bon compromis entre précision et complexité.

Testons cette démodulation avec un débit de 120 bits/s :



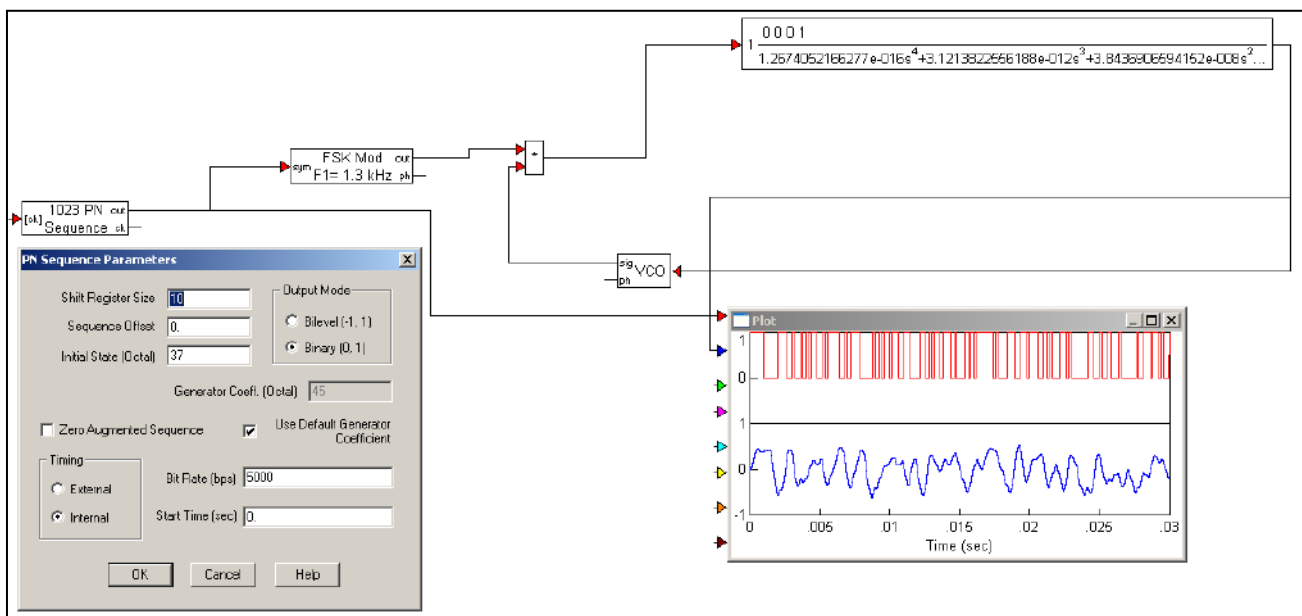
On note quelques défauts (ripple et bruit), mais le signal est bien restitué et le message est totalement lisible.

Testons à présent avec un débit de 1200bits/s :



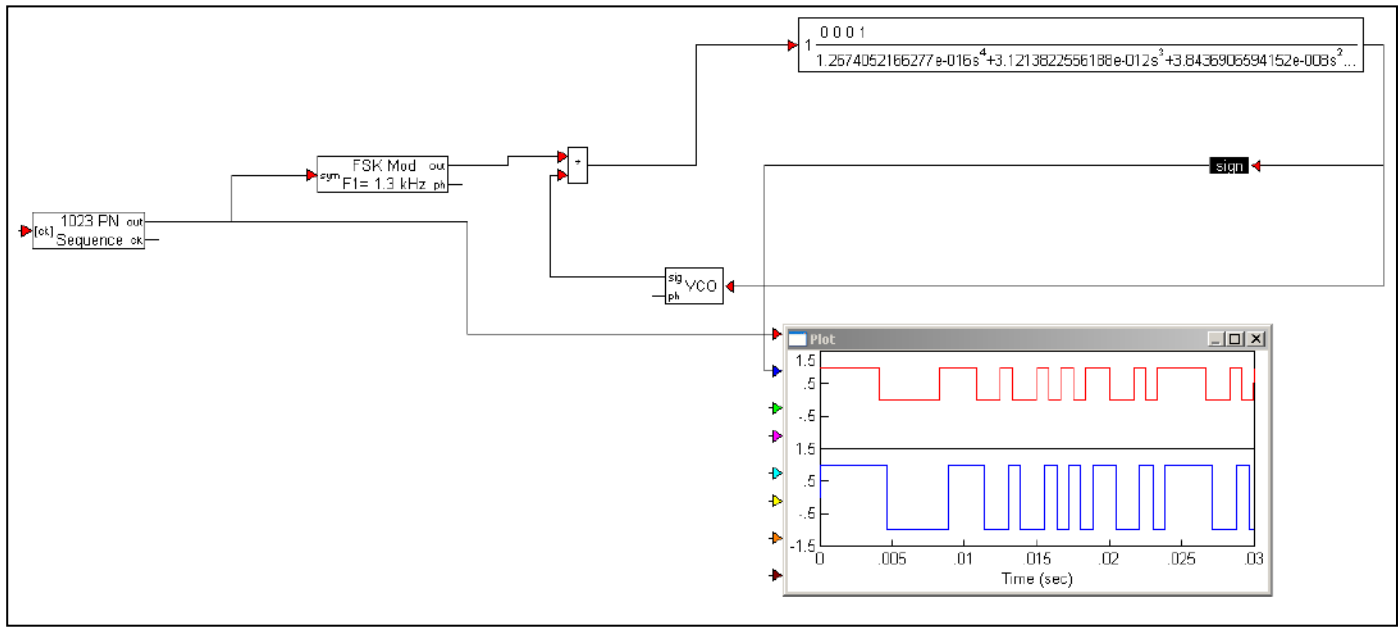
On remarque que les défauts sont plus présents que dans la précédente simulation, néanmoins le signal reste assez fidèle au message d'origine, et parfaitement lisible, ce qui était totalement impossible avec une détection quadratique.

Prenons maintenant un cas extrême à 5000bits/s :



On remarque que le système a toutefois ses limites. Néanmoins, après plusieurs tests, nous observons qu'il reste tout de même fiable pour des débits allant jusque 2000-2500bits/s.

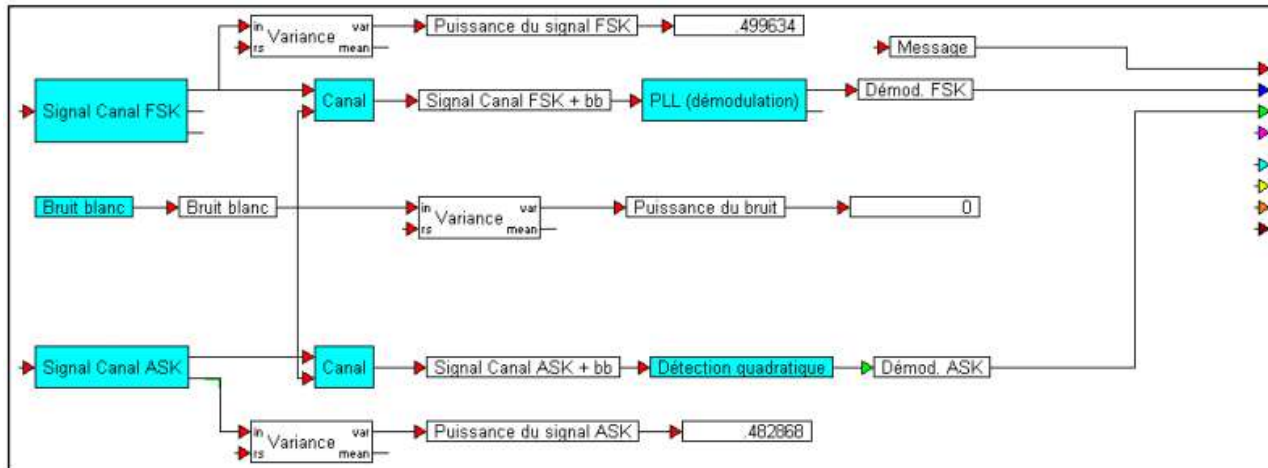
Notons néanmoins que ce montage peut être amélioré ! En effet, en plaçant un opérateur "sign" à la sortie du filtre, on remarque que le signal obtenu est bien plus net :



Le fonctionnement de cet opérateur est simple : lorsque son entrée est négative, sa sortie vaut -1, et lorsque son entrée est positive, sa sortie vaut 1.

Simulation d'une liaison bruitée

Dans cette partie, nous allons simuler un système de transmission numérique dans des conditions pseudo-réelles. Nous partons alors de ce montage préalablement construit :

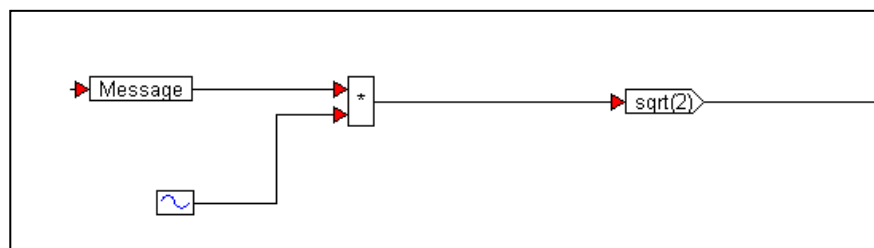


Sur ce montage nous avons un générateur de signal pseudo-aléatoire modulé FSK (en haut), un autre ASK (en bas), et un générateur de bruit blanc pseudo-aléatoire (au milieu). Un canal bruité est simulé pour les deux signaux modulés à partir du bruit blanc. Puis, les deux signaux sont démodulés. Notons que les deux signaux modulés ASK et FSK sont générés à partir du **même** message binaire ! Ensuite, le message binaire initial (en **rouge**), ainsi que les signaux démodulés FSK (en **bleu**) et ASK (en **vert**) sont affichés dans un Plotter.

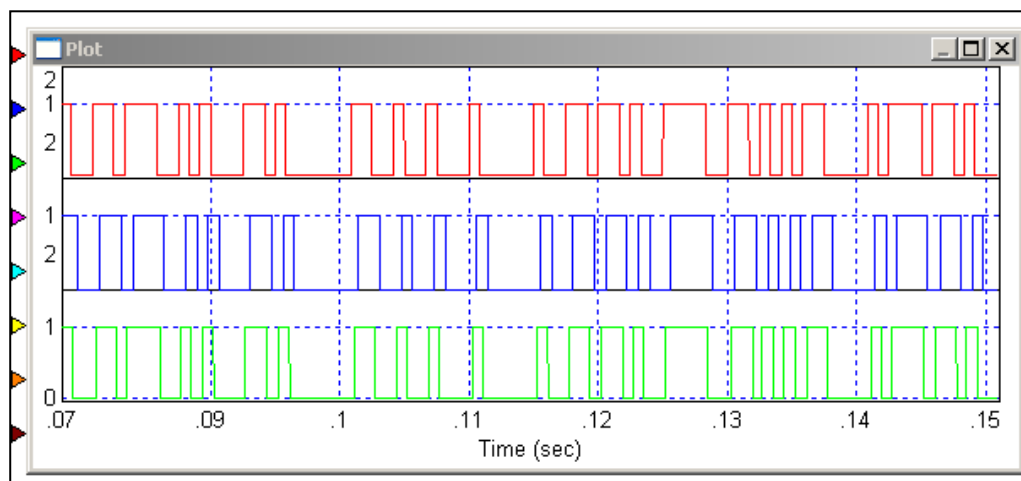
Pour les signaux modulés ASK et FSK comme pour le bruit blanc, la puissance du signal est mesurée et affichée dans la simulation.

D'ailleurs, à ce propos, nous remarquons que sur l'image ci-dessus, la puissance du signal FSK et celle du signal ASK sont plus ou moins égales, alors que, comme nous l'avons vu précédemment, la puissance du signal FSK devrait être le double de celle du signal ASK.

Cela s'explique par une normalisation qui a été faite dans le montage : en effet, si l'on ouvre le bloc "Signal Canal ASK", nous pouvons voir que le signal a été multiplié par une constante égale à $\sqrt{2}$:

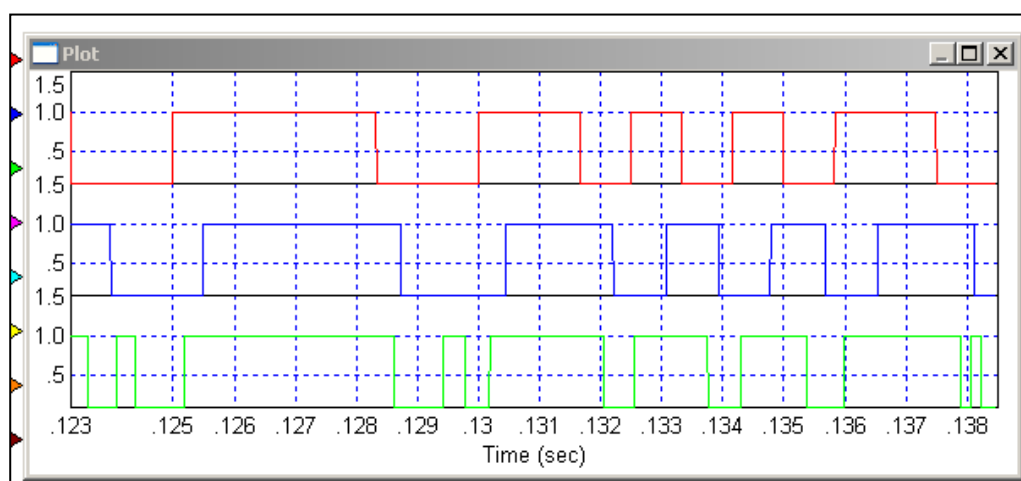
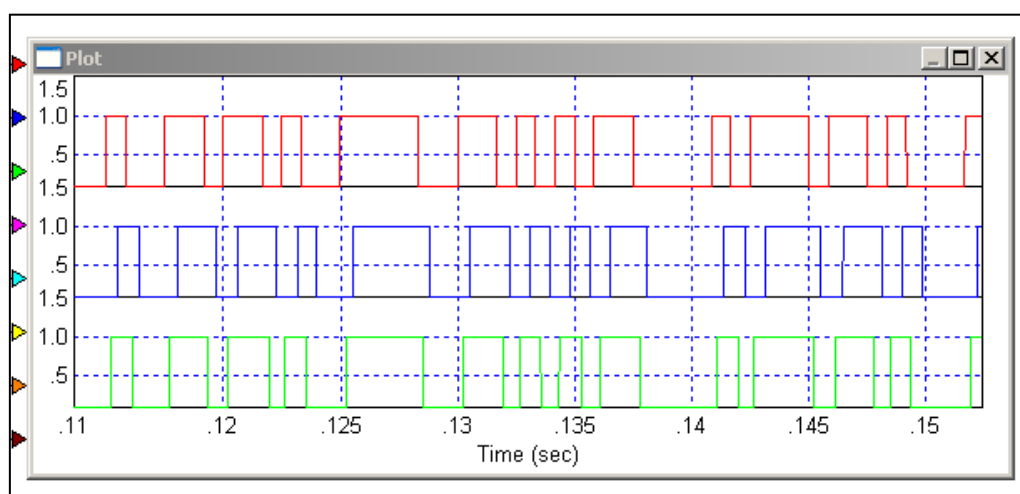


Afin d'analyser les limites des modulations ASK et FSK en présence de bruit, nous allons observer les signaux décrits ci-dessus dans le Plotter pour différentes puissances de bruit :



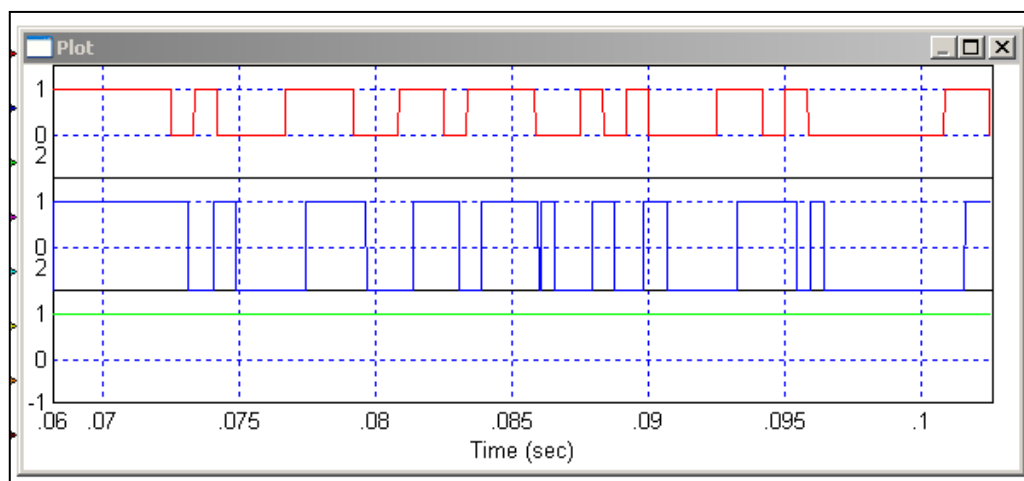
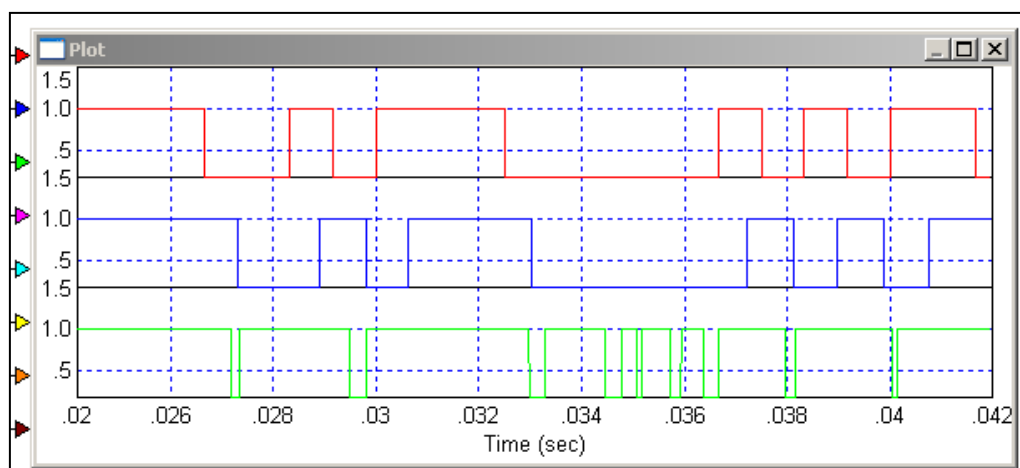
$\text{Gain}_{\text{bruit}} = 1 \cdot 10^6$

$\text{Gain}_{\text{bruit}} = 2 \cdot 10^6$



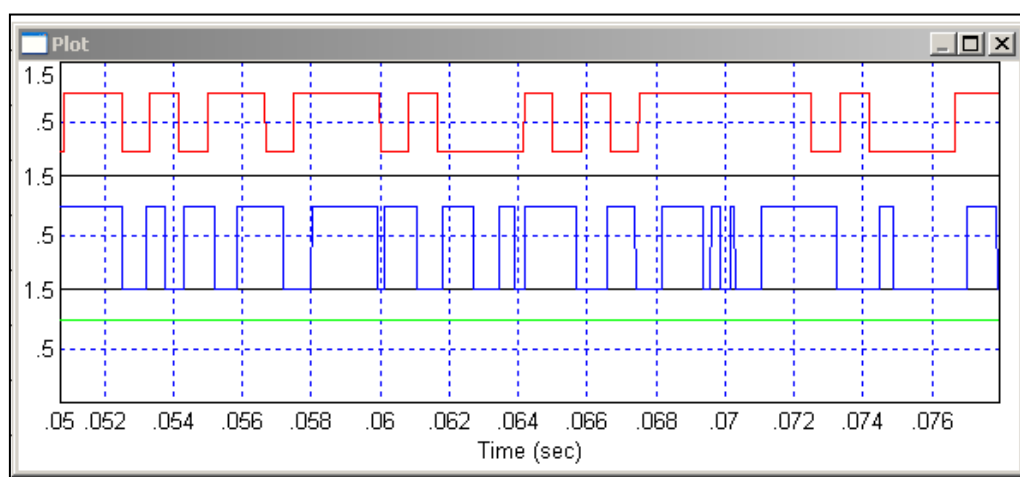
$\text{Gain}_{\text{bruit}} = 4 \cdot 10^6$

$\text{Gain}_{\text{bruit}} = 5 \cdot 10^6$



$\text{Gain}_{\text{bruit}} = 10 \cdot 10^6$

$\text{Gain}_{\text{bruit}} = 20 \cdot 10^6$



Il est important de zoomer comme sur les images précédentes afin d'analyser les courbes car, parfois, l'allure générale de la courbe semble correcte alors qu'elle présente en réalité des erreurs si l'on y regarde de plus près.

A partir de ces analyses, ainsi qu'en relevant la puissance du bruit à chaque fois et en calculant le RSB correspondant, on peut établir le tableau de "capacités" suivant :

Gain_{bruit} (10⁶)	Canal FSK	Canal ASK	Puissance du bruit	RSB (dB)
1	Bien	Bien	0.02453	13.0161
2	Bien	Bien	0.09813	6.99502
4	Bien	Mauvais	0.39254	0.97419
5	Bien	Mauvais	0.61335	- 0.96405
10	Mauvais	Mauvais	2.45338	- 6.98461
20	Mauvais	Mauvais	9.81352	- 13.0052

Le RSB (Rapport Signal sur Bruit) est donné par la formule suivante :

$$RSB_{dB} = 10 \log (\text{puissance signal} / \text{puissance bruit})$$

Concernant la puissance du signal, on considère ici que les puissances des signaux ASK et FSK sont égales et valent exactement 0.491251, soit la moyenne des deux valeurs observées sur le montage à la page 29.

Ainsi, nous remarquons que bien que les deux modulations soient sensibles au bruit, celle de type ASK le reste plus que celle de type FSK.

Néanmoins, il reste possible d'atténuer ce bruit en partie via un filtrage approprié. Mais le spectre du bruit blanc possède des composantes à toutes les fréquences, c'est pourquoi - à défaut de trouver une solution optimale - il pourrait être intéressant d'appliquer un filtre passe-bas au signal démodulé afin de ne conserver que les fréquences recentrées en 0.

Egalement, nous pourrions simplement augmenter la puissance du signal au départ, ce qui aura pour effet d'atténuer le bruit blanc en proportion. Malheureusement, dans les faits réels, cette solution est bien coûteuse.

.....CONCLUSION.....

Les modulations numériques présentent plusieurs avantages par rapport à celles de type analogiques. Par exemple, les signaux modulés de façon numérique possèdent une densité spectrale moindre et, par conséquent, occupent une plus faible bande passante, ce qui permet d'augmenter le nombre de canaux utilisables. De plus, il est plus simple de réduire les bruits dus à la transmission car, le message initial étant binaire, l'opération sera facilitée en comparant chaque point du signal à un seuil.

Néanmoins, cette méthode n'est pas parfaite pour autant ! Si la modulation FSK est plus résistante face aux bruits parasites que la modulation ASK, les deux y restent sensibles. De plus, dans le cas d'une modulation de type FSK, la démodulation nécessite un démodulateur performant pour pouvoir restituer convenablement le message de base à des débits élevés : la détection quadratique ne pouvant pas être utilisée pour des débits dépassant 300bits/s, il est nécessaire d'utiliser une PLL.

Notons également que la conception d'une transmission série n'est pas toujours aisée. Il faut définir dans un premier temps les besoins (concernant le débit, notamment), en déduire une méthode de modulation et une méthode de démodulation appropriées, tout en étant capable d'optimiser le système par un choix judicieux de filtres. La transmission optimale ne se fera pas sans une parfaite cohésion entre ces différents éléments.

Quant à nous, nous sommes amplement satisfait de comprendre désormais chaque parcelle d'une transmission de type numérique, car il est toujours fortement appréciable de comprendre mieux les choses qui nous entourent.