

MISE EN FORME, TRANSPORT ET DETECTION DE L'INFORMATION

I MODULATION D'AMPLITUDE

I.1 Caractéristiques générales d'un signal modulé en amplitude

On adopte les conventions d'écriture suivantes :

$$\text{Signal modulant } v_m(t) = A_0 + A_m \cos \omega_m t$$

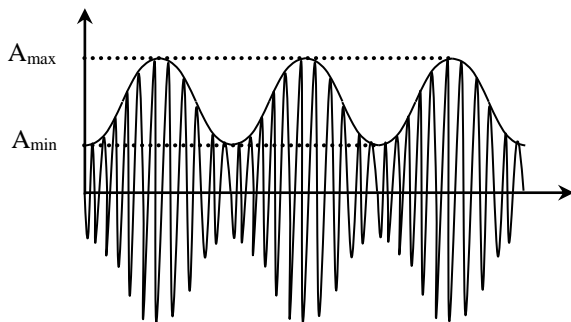
$$\text{Signal modulé (porteur) } v_p(t) = A_p \cos \omega_p t$$

Dans le cas le plus général, un signal de modulation d'amplitude s'exprime alors en fonction du temps par la relation suivante :

$$s(t) = [A_0 + A_m \cos \omega_m t] A_p \cos(\omega_p t)$$

I.1.1 Représentation temporelle du signal

Il a l'allure générale suivante :



$$A_{\max} = A_p (A_0 + A_m)$$

$$A_{\min} = A_p (A_0 - A_m)$$

On définit le taux de modulation par

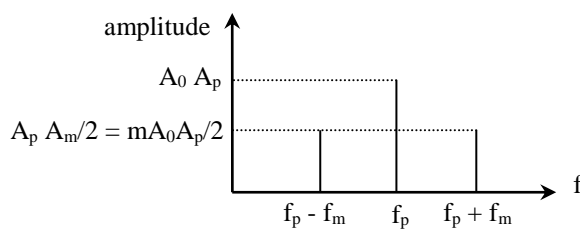
$$m = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} \quad \text{Soit} \quad m = \frac{A_m}{A_0}$$

I.1.2 Représentation fréquentielle du signal

En développant le produit des

$$\text{cosinus, } s(t) \text{ peut s'écrire : } s(t) = A_p \left[A_0 \cos \omega_p t + \frac{A_m}{2} \cos(\omega_p + \omega_m) t + \frac{A_m}{2} \cos(\omega_p - \omega_m) t \right]$$

Le spectre en fréquence d'un tel signal comprend donc les fréquences f_p , $f_p + f_m$ et $f_p - f_m$ mais pas la fréquence f_m :



Remarque :

Ne pas confondre modulation et addition ! La modulation d'amplitude est une opération multiplicative alors que dans l'addition, l'amplitude est constante et le spectre comprend les fréquences f_p et f_i :



I.1.3 Evolution du signal en fonction de m

La valeur du taux de modulation m influence sur la forme des représentations temporelle et fréquentielle.

Signal modulé avec porteuse ($A_0 \neq 0$) :

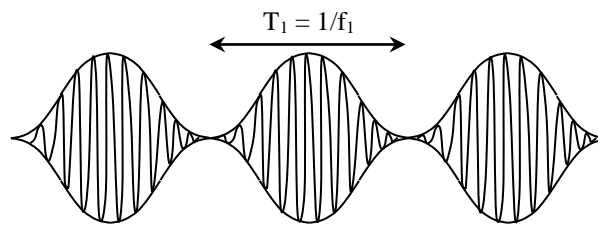
Plusieurs cas de figure sont possibles.

$$0 < m < 1$$

L'amplitude A_{\min} est toujours supérieure à zéro dans ce cas. L'allure du signal à la forme représentée au § I.1.1. Le principal intérêt de ce type de modulation réside dans la facilité de la démodulation car les « enveloppes » du signal modulé (la porteuse) permettent de retrouver le signal informatif grâce à un simple redressement par diode (cf. chapitre détection).

$$m = 100 \% (A_{\min} = 0)$$

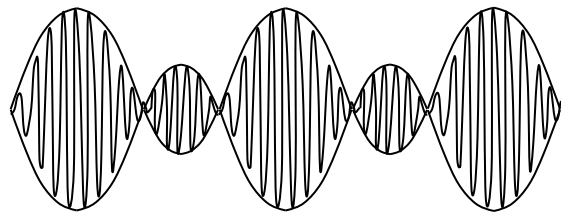
On a alors $A_0 = A_m$ et le signal vaut $s(t) = A_0 A_p [\cos \omega_p t + \frac{1}{2} \cos(\omega_p + \omega_m) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_p - \omega_m) t]$. Il a l'allure suivante :



$$m > 1 \text{ (surmodulation)}$$

A_{\min} devient négatif

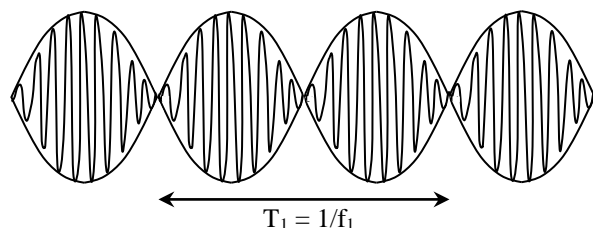
Ce cas de figure est plus compliqué car les enveloppes ne permettent pas de retrouver directement le signal informatif. Une démodulation synchrone permet cependant de retrouver l'information (le signal modulant v_m).

Signal modulé sans porteuse ($A_0 = 0$) :

On a dans ce cas $m = \infty$; le signal modulé prend la forme

$$s(t) = \frac{A_p A_m}{2} [\cos(\omega_p + \omega_m) t + \cos(\omega_p - \omega_m) t]$$

La fréquence centrale ω_p disparaît du spectre en fréquence. C'est de la modulation sans porteuse. La représentation temporelle du signal correspond à une figure de battements (attention à ne pas la confondre avec le cas $m = 1$!) :



Quel est son avantage ?

I.2 Méthodes pratiques pour mesurer m

Trois solutions sont possibles.

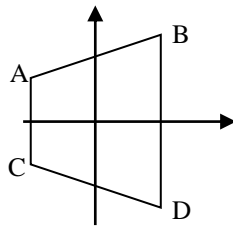
I.2.1 A partir de la représentation temporelle

Il suffit d'utiliser un oscilloscope à curseurs pour mesurer A_{\max} et A_{\min} . On en déduit $m = (A_{\max} - A_{\min}) / (A_{\max} + A_{\min})$.

Attention : A_{\min} est négatif dans le cas d'une sur modulation ($m > 1$) !

I.2.2 Par la méthode du trapèze

Le principe de mesure est analogue au précédent. On réalise une figure de Lissajous sur oscilloscope en injectant v_m sur la voie X (mode AC) et le signal modulé $s(t)$ sur la voie Y. On observe alors la figure suivante :



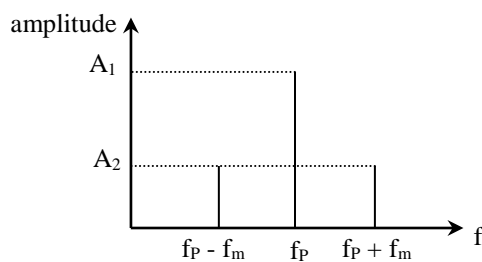
$$m = \frac{BD - AC}{BD + AC}$$

Avec encore $AC < 0$ si $m > 1$

Cette méthode a l'avantage de permettre le contrôle de la proportionnalité entre le signal modulé et le signal modulant (AB et CD doivent être des droites).

I.2.3 Par analyse spectrale

Le principe de la mesure est différent cette fois-ci car on la réalise dans l'espace des fréquences. Les oscilloscopes numériques donnent généralement des mesures d'amplitude en dBV par la relation :



$$A(\text{dBV}) = 20 \log \left(\frac{V_{\text{RMS}}}{V_{\text{ref}}} \right) \text{ avec } V_{\text{ref}} = 1 \text{ V RMS}$$

$$A_1(\text{dBV}) = 20 \log(k A_0 A_p)$$

$$A_2(\text{dBV}) = 20 \log(k m A_0 A_p / 2)$$

$$\rightarrow m = 2 \times 10^{\frac{A_2 - A_1}{20}}$$

Les deux pics latéraux doivent avoir la même amplitude.

I.3 Production d'un signal modulé en amplitude

I.3.1 Utilisation d'un multiplieur analogique

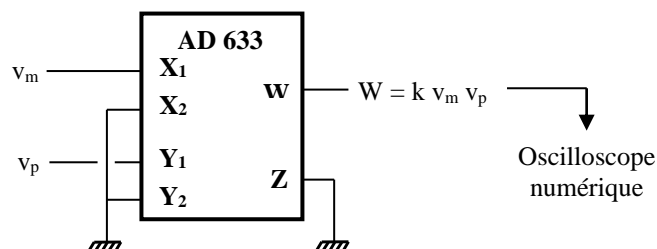
C'est la solution la plus simple.

Elle permet d'avoir une modulation à fort taux et de bonne qualité.

Manipulation :

$$\begin{aligned} v_m : A_m &= 4 \text{ V} \\ f_m &= 5 \text{ kHz} \\ A_0 &\text{ variable} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_p : A_p &= 5 \text{ V} \\ f_p &= 100 \text{ kHz} \end{aligned}$$



A_0 est la tension continue de décalage (offset) du GBF ; en réglant cette tension de décalage, le taux de modulation peut varier de 0 à l'infini en passant par 100 %. Pour plus de confort, on conseille d'utiliser des GBF numériques car ils permettent d'afficher les différents paramètres du signal qu'ils génèrent (fréquence, amplitude peak peak et tension d'offset). Etudiez le spectre en fréquence

du signal modulé : comparez les amplitudes des différentes composantes pour différents taux de modulation.

I.3.2 Modulation par diode

Cette méthode est proposée en [1], p. 213 mais elle n'est pas utilisée en pratique car si on change la valeur de la fréquence porteuse, il faut modifier les éléments du filtre. On indique ici une variante de ce montage plus simple de réalisation ; on fait suivre la sommation de courant (point A du montage) par un redressement sans seuil. Le signal obtenu attaque alors un circuit bouchon de fréquence propre réglée sur f_p .

Le principe consiste à mettre à profit la non linéarité de la diode ; on commence par réaliser l'addition de la fréquence à moduler f_m avec la porteuse f_p . Le résultat est envoyé dans la diode. Celle ci étant un dipôle non linéaire, le signal de sortie peut être mis sous la forme d'un développement polynomial :

$$V_S = f(V_m + V_p) = a(V_m + V_p) + b(V_m + V_p)^2 + c(V_m + V_p)^3 + \dots$$

Les fréquences contenues dans le signal redressé sont nombreuses ; pour s'en convaincre, il suffit de développer les deux premiers termes du polynôme de V_S :

$$a(V_m + V_p) = aV_m + aV_p \rightarrow \text{on aura les fréquences } f_m \text{ et } f_p.$$

$$b(V_m + V_p)^2 = bV_m^2 + bV_p^2 + 2bV_mV_p$$

$$V_m^2 = \cos^2 \omega_m t = 1/2(1 + \cos 2\omega_m t) \rightarrow \text{on aura la fréquence } 2f_m$$

$$V_p^2 = \cos^2 \omega_p t = 1/2(1 + \cos 2\omega_p t) \rightarrow \text{on aura la fréquence } 2f_p$$

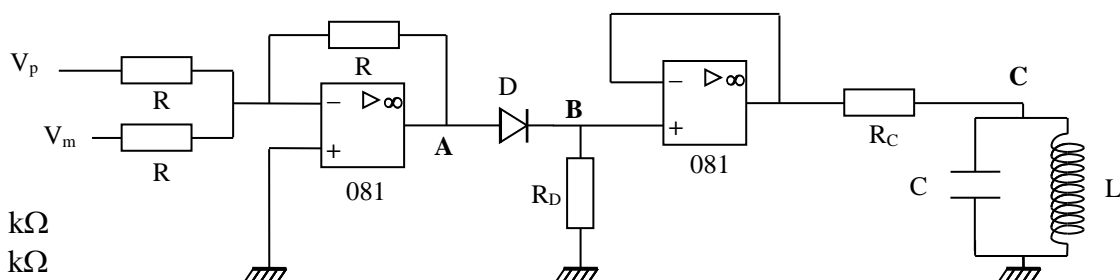
$$2bV_mV_p = 2\cos \omega_m t \cos \omega_p t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_m t + \omega_p t) + \cos(\omega_m t - \omega_p t)] \rightarrow \text{on aura les fréquences } f_p$$

$$+ f_m \text{ et } f_p - f_m$$

On comprend qu'un développement complet du polynôme puisse donner à priori toutes les fréquences de la forme $qf_p + nf_m$ où q et n sont des entiers \rightarrow le circuit bouchon permet de sélectionner celles qui réalisent la modulation d'amplitude (les fréquences f_p , $f_p - f_m$ et $f_p + f_m$).

Montage :

Réalisez le montage sur une plaque type P 60 pour minimiser les fils de liaison



$R : 10 \text{ k}\Omega$

$R_D : 1 \text{ k}\Omega$

$R_C : 5 \text{ k}\Omega$

$D : \text{diode } 1N 4148$

$L : \text{bobine Leybold } 250 \text{ spires } (2,2 \text{ mH})$

$C : \text{capacité variable calibre } 0,1 - 1,5 \text{ nF}$

$v_m : \text{sinusoïde } 5 \text{ kHz} ; A_m = 4 \text{ V}$

$v_p : \text{sinusoïde } 100 \text{ kHz} ; A_p = 5 \text{ V}$

Prendre un oscilloscope numérique possédant la fonction FFT pour visualiser les signaux. Les amplificateurs opérationnels ne sont pas indispensables mais permettent de bien découpler les

différentes fonctions du montage → les résultats de l'analyse spectrale correspondent mieux à ce qu'on attend.

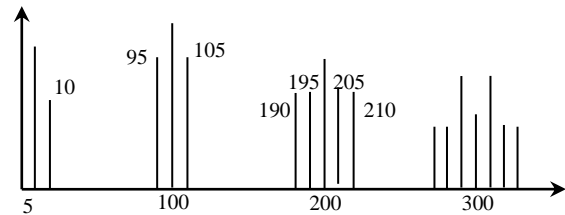
Observation en A :

En temporel → On observe une figure correspondant à celle indiquée dans la remarque du § I.1.2 → la première partie du montage réalise une addition des deux signaux. On peut le confirmer par une étude du spectre fréquentiel du signal en effectuant une FFT avec $F_{\text{éch}} \approx 500$ kHz : vous devez constater la présence des deux raies à f_m et f_p (le redressement qui suit perturbe un peu le signal → enlevez temporairement la résistance R_D pour y remédier) → l'additionneur obéit au principe de superposition ; c'est un circuit linéaire (cf. [3], p. 255).

Observation en B :

Remettre la résistance R_D . En temporel, on a le même signal sans les alternances négatives. Effectuez la FFT du signal à $F_{\text{éch}} \approx 1$ MHz. Vous devez constater la présence de nombreuses raies à $nf_m + qf_p$:

La sortie n'est pas une fonction affine des deux signaux d'entrée → le circuit redresseur n'obéit pas au principe de superposition (cf. [3], p. 255) ; c'est un circuit non linéaire.



Observation en C :

Partir de $C = 0,1$ nF ; stabilisez le signal temporel ; effectuez sa FFT → augmentez alors la valeur de C pour atténuer les fréquences à ≈ 200 et 300 kHz. S'arrêter lorsque les deux pics latéraux autour de la porteuse à 100 kHz ont même amplitude. Conclure quant à la qualité de la modulation d'amplitude.

Remarque :

La non linéarité de la diode peut aussi servir à la démodulation → cf. [1], p. 215 pour la manipulation et [5], p. 307 pour la théorie ainsi qu'au paragraphe détection.

I.4 Transport et détection

Le principe de base consiste à convertir à l'aide d'une antenne le signal électrique $s(t)$ en un signal électromagnétique propice à une transmission aérienne, puis le détecter à l'aide d'une autre antenne reliée à un circuit résonnant accordé à la fréquence de la porteuse. La puissance rayonnée augmentant avec la fréquence, on a intérêt, par rapport aux valeurs proposées aux § I.3.1 et I.3.2, à augmenter celle de la porteuse. Cela oblige alors à modifier les paramètres du circuit LC pour le montage du § I.3.2. On propose donc deux montages suivant le type de modulation réalisée.

I.4.1 Premier montage

Si on produit la modulation d'amplitude avec le multiplieur, il suffit de brancher l'antenne à sa sortie :

C : condensateur à lame d'air 20-1000 pF

L : bobine ferrite

R_2 : résistance variable

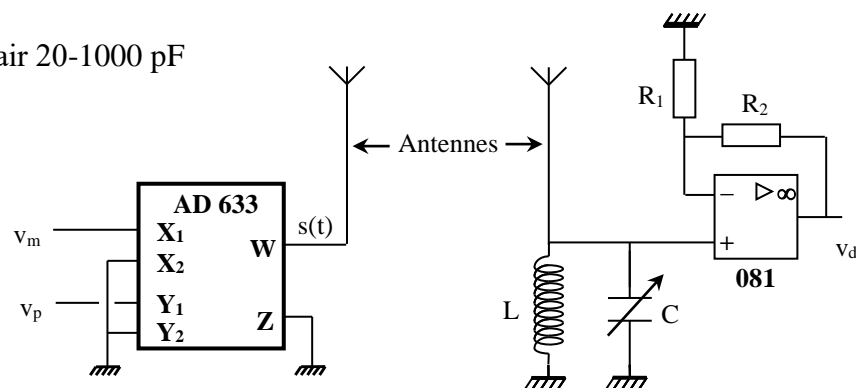
R_1 : 1 k Ω

v_p : $f_p \rightarrow$ cf. ci après

$A_p = 5$ V

v_m : $f_m = 5$ kHz

$A_m = 4$ V, $A_0 = 5$ V



On peut prendre comme antennes de grands pieds métalliques de laboratoire qu'on relie à la bobine et au multiplieur par des pinces crocodiles ou, à défaut, de simples fils d'environ 1 mètre. La bobine proposée pour le circuit de détection est constituée d'un bâton de ferrite de 1 cm de diamètre et de 10 cm de long récupéré dans un poste radio sur lequel on a enroulé environ 150 spires de fil fin isolé. Son inductance mesurée au RLC mètre à 1 kHz vaut $L = 245 \mu\text{H}$. Associée au condensateur à lame d'air, elle permet d'obtenir un circuit bouchon résonnant entre $\approx 320 \text{ kHz}$ et $\approx 1,5 \text{ MHz}$ → Il faut ajuster la fréquence de la porteuse à cette gamme de fréquence. Si on veut par la suite encore distinguer les pics latéraux du pic central dans le spectre de la modulation d'amplitude, on a intérêt à prendre la fréquence la plus basse possible ($f_P \approx 320 \text{ kHz}$). Si on ne dispose pas d'une telle bobine, on peut utiliser comme circuit de détection celui proposé au § I.4.3.

Le montage à la suite du circuit bouchon est un amplificateur non inverseur de Gain $G = 1 + R_2/R_1$ (cf. [3], p. 32). Il peut donc fonctionner en suiveur ($R_2 = 0 \Omega$) ou en amplificateur ($R_2 \neq 0$) si on souhaite amplifier le signal détecté. Etant donné la fréquence de la porteuse, il faut alors **utiliser un amplificateur opérationnel 081** pour limiter la distorsion du signal récupéré par le Slew Rate du composant et ne pas monter trop haut en gain (un gain de 2-3 fonctionne dans la plupart des cas). Cet étage est nécessaire pour découpler le circuit de détection de la suite du montage pour deux raisons : l'impédance du circuit LC de détection est maximal à la résonance et le branchement d'un appareil directement sur le circuit d'accord peut atténuer le signal. De plus, la moindre capacité parasite apportée par un appareil ou par un câble coaxial suffit à désaccorder le circuit. Le plus simple consiste donc à observer le signal récupéré à la suite de cet étage afin de ne pas perturber le circuit de détection.

Important :

L'expérience montre que cette manipulation peut aussi être perturbée par la présence de long fils s'ils véhiculent la porteuse ou le signal modulé (le rayonnement de ces fils parasite celui des antennes). On conseille donc de **réaliser les montages** sur des plaques de type P 60 **en utilisant des fils courts** (l'emploi de fils longs pour relier l'alimentation au multiplieur et à l'A.O. ne pose en revanche pas de problème) **et des câbles coaxiaux pour observer les signaux à l'oscilloscope**.

I.4.2 Réglage

Placez les deux antennes à une vingtaine de cm l'une de l'autre. Réglez la fréquence de la porteuse à $f_P \approx 320 \text{ kHz}$. Commencez par mettre l'amplitude A_m du signal modulant à zéro et l'amplitude A_0 à 5 V environ. Visualisez avec un oscilloscope numérique le signal détecté v_d à la sortie de l'amplificateur réglé en suiveur ($R_2 = 0 \Omega$) : ajustez alors la capacité d'accord à lame d'air pour obtenir un signal maximum (l'accord doit se réaliser du côté noté « Grandes Ondes » sur ce condensateur). Mesurez au RLC mètre la valeur de C à l'accord ainsi que celle de L et calculez la fréquence de résonance $f_P = 1/[2\pi\sqrt{LC}]$ du circuit : elle doit être proche de la fréquence f_P de la porteuse. L'écart à cette valeur s'explique par le fait que les paramètres sont mesurés à une fréquence très différente de celle de la porteuse. De plus, la capacité mise en œuvre est assez faible → il faudrait tenir compte de celle de la bobine et du câblage.

Une fois l'accord trouvé, faites la FFT du signal → vous devez retrouver la fréquence de la porteuse. On peut alors amplifier le signal v_d en jouant sur la valeur de R_2 . On s'aperçoit alors qu'il se déforme si on impose un gain trop fort. La FFT montre l'apparition d'harmoniques et l'allure du signal temporel tend vers un triangle à cause du Slew Rate de l'amplificateur opérationnel → ajustez le gain en conséquence pour éviter ce phénomène (ce point est à revérifier si on modifie par la suite A_P , A_m , A_0 ou f_P). On peut alors remettre l'amplitude A_m du signal modulant et observer le signal v_d . Il y a des chances qu'il soit déformé par rapport au signal émis si l'accord du circuit de détection n'est pas idéal. Cette déformation est due à la différence d'atténuation par le circuit bouchon LC des deux bandes latérales de la modulation d'amplitude → le vérifier sur le spectre FFT du signal. On peut y remédier en jouant finement sur le circuit d'accord mais ce réglage s'avère délicat en pratique car le simple fait de toucher le condensateur avec les doigts perturbe

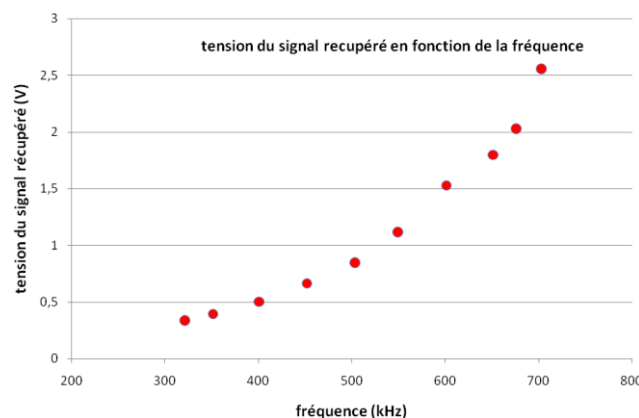
l'accord. Le plus simple consiste donc à retoucher finement la fréquence f_p de la porteuse pour obtenir des pics latéraux d'égales amplitudes.

Mesures :

Vous pouvez mesurer le taux de modulation du signal émis et celui du signal détecté. Ils doivent être différents : le taux de modulation du signal reçu doit être inférieur à celui du signal émis. Pourquoi à votre avis (pensez à l'action du filtre LC) ?

Vous pouvez étudier l'influence de l'amplitude de la porteuse sur l'amplitude du signal détecté, tous les autres paramètres restant identiques. Pour ce faire, le plus simple consiste à remettre l'amplitude A_m du signal modulant à zéro tout en conservant une composante continue A_0 puis mesurer l'amplitude de la porteuse et du signal détecté à l'oscilloscope en moyennant les signaux. Pour éviter tout problème de comportement du montage amplificateur, on conseille de le régler en suiveur ($R_2 = 0 \Omega$) : vous devez constater que le signal détecté est proportionnel à l'amplitude de la porteuse. On conçoit ainsi que pour réaliser une émission sur de plus grandes distances, il faudrait amplifier la tension du signal délivré par le multiplicateur.

On peut de la même façon étudier l'influence de la fréquence de la porteuse sur l'amplitude du signal détecté. Le montage suiveur limite alors l'excursion vers les hautes fréquences à cause de son Slew Rate. On a alors intérêt à travailler avec une amplitude de la porteuse A_p pas trop grande pour limiter le problème. On réaccorde alors grossièrement le circuit bouchon à chaque changement de fréquence de la porteuse puis on ajuste finement cette fréquence pour obtenir un signal v_d maximum. Voici à titre indicatif le résultat d'une série de mesure :



On constate que l'amplitude du signal détecté augmente fortement avec la fréquence de la porteuse. On voit ainsi l'intérêt de travailler avec de grandes fréquences pour augmenter le rayonnement du signal. Il faut noter que ces mesures sont très sensibles à l'environnement, notamment l'endroit où l'expérimentateur se trouve par rapport aux antennes. L'idéal est donc de s'en écarter et se placer toujours au même endroit.

Récupération directe sur un poste de radio :

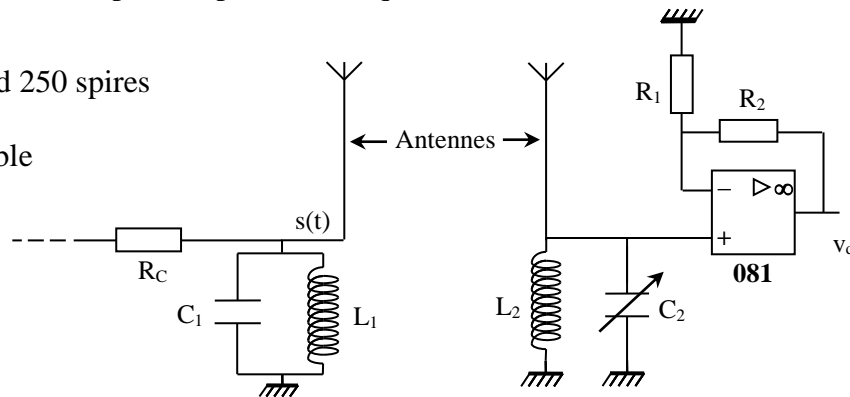
On peut placer un poste recevant les grandes ondes à proximité de l'antenne émettrice. La plus petite fréquence AM que ce type de poste peut détecter est en général de l'ordre de 500 kHz → ajustez la fréquence de la porteuse f_p à cette valeur. Modifiez légèrement l'accord du poste de radio ; vous devez capter le signal v_m . Pour en avoir confirmation, modifiez f_m et constatez l'évolution du signal reçu par le poste. Le résultat est encore plus spectaculaire si on utilise la voix comme signal modulant (prendre le micro ME 107 B).

I.4.3 Deuxième montage

Si on réalise la modulation d'amplitude avec le circuit utilisant une diode (§ I.3.2), l'augmentation de la fréquence de la porteuse oblige à modifier

les paramètres du filtre LC servant à sélectionner les fréquences correspondant à la modulation d'amplitude. Si on dispose de plusieurs bobines à ferrite et condensateurs à lames d'air, on peut utiliser un circuit LC du même type que celui utilisé pour la détection au § I.4.1. On propose ici un montage faisant appel à des composants plus « classiques » :

L_1, L_2 : bobines Leyblod 250 spires
 C_1 : 33 pF
 C_2 : condensateur variable



Pour la production de la modulation d'amplitude, on reprend le montage du § I.3.2 (seule la fin est représentée ici). Les antennes et le circuit suiveur-amplificateur sont les mêmes qu'au § I.4.1. Pour les deux circuits bouchon LC, on prend des bobines d'enseignement type Leybold de 250 spires au maximum. La plus grande valeur de leur inductance ($\approx 2,2$ mH par rapport à 250 μ H avec la bobine à ferrite) impose en effet d'avoir une capacité d'accord encore plus faible que précédemment si on veut travailler avec une porteuse de l'ordre de la centaine de kHz, et qui est de l'ordre de grandeur de la capacité parasite de l'enroulement de la bobine. La fréquence propre d'une telle bobine mesurée par la méthode proposée en [1], p. 17 donne une valeur de l'ordre de 300 kHz \rightarrow les bobines seules peuvent donc servir de circuit bouchon si on travaille à cette fréquence. Les bobines L_1 et L_2 n'étant pas forcément strictement identiques (ainsi que les capacités parasites du câblage), on rajoute une petite capacité C_1 de 33 pF sur L_1 afin de pouvoir régler l'accord du circuit de détection à l'aide d'un petit condensateur C_2 variable de 6-60 pF (composants disponibles chez Radiospares par exemple). Là encore, il faut travailler avec des fils courts et utiliser ces câbles coaxiaux pour observer les signaux pour éviter de parasiter les antennes.

I.4.4 Réglage

Reprendre les paramètres de modulation d'amplitude du § I.3.2. Envoyez le signal $s(t)$ à l'oscilloscope **via le montage amplificateur réglé en suiveur** ($R_2 = 0$) pour limiter l'influence de capacités parasites. Jouez alors sur la fréquence f_p de la porteuse pour obtenir un signal $s(t)$ maximum (elle doit être de l'ordre de 250 kHz) : la fréquence de la porteuse est alors calée sur la fréquence de résonance du circuit $L_1 C_1$. Placez les deux antennes à une vingtaine de cm l'une de l'autre. **Visualisez** avec un oscilloscope numérique **le signal détecté v_d à la sortie de l'amplificateur réglé en suiveur** : ajustez alors la capacité d'accord C_2 pour obtenir un signal v_d maximum. On peut ensuite jouer sur R_2 pour amplifier le signal détecté. Pour terminer, effectuez la FFT du signal récupéré : si les amplitudes des deux pics latéraux de la modulation d'amplitude qu'on vient de récupérer ne sont pas symétriques, réglez finement C_2 pour corriger le problème ou modifiez légèrement la fréquence f_p de la porteuse. On peut ensuite faire les deux premières études proposées au § I.4.2. L'influence de la fréquence de la porteuse est plus délicate à faire car la modification de la fréquence propre des circuits bouchons est plus compliquée ici.

I.5 Démodulation

On propose deux possibilités pouvant s'appliquer aux 3 montages précédents. La première, d'apparence plus simple, est aussi plus limitée puisqu'elle ne permet pas théoriquement la détection de signaux surmodulés ($m > 1$).

I.5.1 Par détection d'enveloppe

Pour le principe du montage, se reporter à [1],

p. 215 et 216. Celui qu'on propose ici permet de séparer l'action de la diode de celle du filtre. On renforce aussi le filtrage en mettant en série deux filtres passe-bas du premier ordre.

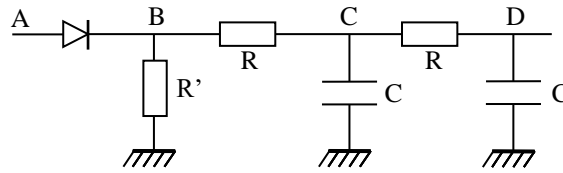
Montage :

D : Diode au Germanium

$R' : 1 \text{ k}\Omega$

$R = 10 \text{ k}\Omega$

$C = 1 \text{ nF}$



La résistance R' est indispensable (elle permet à la diode de conduire en régime passant). Justifiez le choix des valeurs pour R et C (cf. [1]). Injectez en A le signal récupéré v_d . Vérifiez qu'il est compatible avec une détection par diode : le taux de modulation doit être inférieur à 1 et l'amplitude minimale de l'enveloppe du signal détecté doit être au moins supérieure à la tension de seuil de la diode. Si ce n'est pas le cas, amplifiez le signal en jouant (modérément) sur R_2 ou rapprochez les antennes.

Observation en temporel :

Visualisez à l'oscilloscope les différentes étapes (B, C, D) de la démodulation. Comparez le signal récupéré en D avec le signal v_m du GBF. S'il y a une distorsion du signal, optimisez l'accord à la réception. Vérifiez, en jouant sur A_0 , que la démodulation devient inopérante pour un taux de modulation proche de 1.

Observation en fréquentiel :

Analysez le signal aux différents points (A, B, C, D) de la chaîne de traitement en observant son spectre de Fourier à l'aide d'un oscilloscope numérique. Interprétez dans l'espace des fréquences, le rôle de la diode de signal et celui des filtres. Cette partie est importante à développer si l'on choisit de présenter ce mode de démodulation.

Optimisation du signal reçu :

Dans le cas où la démodulation est effective ($m < 1$), vous devez constater que l'amplitude du signal démodulé est assez faible. On peut l'augmenter en jouant sur les amplitudes A_p et A_m de la porteuse et du signal modulant → partant des valeurs proposées au § I.4, commencez par augmenter l'amplitude A_p de la porteuse au maximum de ce que peut délivrer le GBF en observant simultanément le signal émis $s(t)$ et le signal démodulé : on constate logiquement une augmentation du signal émis et du signal détecté. Augmentez alors l'amplitude A_m du signal modulant : l'amplitude du signal modulé augmente encore mais le signal émis se met à saturer lorsque A_m est trop fort et on passe en surmodulation → Notez que la démodulation reste effective alors que la démodulation par diode ne fonctionne que si $m < 1$! Ceci est tout simplement dû à l'action filtrante du circuit bouchon de détection qui abaisse le taux de modulation en atténuant composantes latérales de la modulation d'amplitude (cf. § I.4.2). La saturation du signal $s(t)$ n'empêche pas non plus la démodulation car elle se manifeste au niveau du spectre par l'apparition d'harmoniques autour de $2f_p$, $3f_p$, ... qui sont elles aussi filtrées par le circuit de détection. Cette saturation est cependant à proscrire pour éviter de « polluer » les bandes d'émission avec ces harmoniques → ajustez la valeur de A_m pour obtenir un signal démodulé maximum sans pour autant faire saturer le signal émis $s(t)$. On pourra comparer les performances de ce réglage à celui obtenu par la méthode suivante.

I.5.2 Démodulation par détection synchrone

[1], p. 217-220

C'est la méthode la plus efficace car elle s'applique à tous les taux de modulation ($m < \text{ou} > 1$). Le principe consiste à multiplier le signal modulé en amplitude par le signal porteur ; on a donc à la suite de cette opération $k.v_d(t). A_p \cos \omega_p t$. D'où, avec l'expression initiale du § I.1 :

$$k A_p^2 [A_0 + A_m \cos \omega_m t] \cos^2 \omega_p t = k \frac{A_p^2}{2} [A_0 + A_m \cos \omega_m t] [1 + \cos 2\omega_p t]$$

$$\rightarrow k \frac{A_p^2}{2} [A_0 + A_m \cos \omega_m t + A_0 \cos 2\omega_p t + A_m \cos \omega_m t \cdot \cos 2\omega_p t]$$

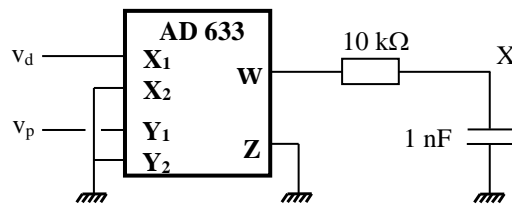
$$\rightarrow k \frac{A_p^2}{2} [A_0 + A_m \cos \omega_m t + A_0 \cos 2\omega_p t + \frac{A_m}{2} \cos(2\omega_p + \omega_m)t + \frac{A_m}{2} \cos(2\omega_p - \omega_m)t]$$

L'expression obtenue montre que le spectre en fréquence du signal issu de la multiplication comprend une composante continue et des raies de fréquence f_m , $2f_p$, $2f_p + f_m$, $2f_p - f_m$. On peut donc récupérer le signal informatif au moyen d'un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est comprise entre f_m et $2f_p - f_m$.

Montage :

$$v_p : A_p = 5 \text{ V}, f_p \approx 320 \text{ kHz}$$

$$v_m : A_m = 4 \text{ V}, A_0 = 5 \text{ V}, f_m = 5 \text{ kHz}$$



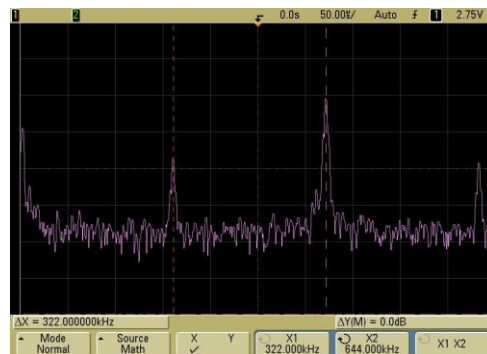
Si vous démodulez le signal produit avec le multiplieur, prendre une fréquence de porteuse assez basse pour l'étude des spectres FFT. Quelque soit le montage utilisé pour produire la modulation, réglez le pour obtenir un signal v_d maximum tout en restant dans un régime linéaire de fonctionnement pour le montage.

Multipliez le signal v_d par la porteuse (**prendre un câble coaxial pour envoyer la porteuse à l'entrée du démodulateur** car un simple fil, s'il est long, risque de faire antenne et peut perturber la détection du signal v_d). Le filtrage du signal résultant est réalisé à l'aide d'un filtre RC passe-bas de fréquence de coupure $f_c = 1/(2\pi RC) \approx 16 \text{ kHz}$ (justifiez ce choix). Comparez en temporel et en fréquentiel l'allure du signal v_d avec celui issu du multiplieur. La FFT du signal v_d correspond à celui d'une modulation d'amplitude si le réglage de l'accord est correct. Une FFT du signal à la sortie du multiplieur fait apparaître plusieurs raies à f_p , $2f_p$ et à $3f_p$. On distingue aussi la fréquence f_m à la gauche de l'écran:

Spectre du signal v_d
FFT à 1 MHz



Spectre du signal à la sortie du multiplieur
FFT à 2 MHz



Il suffit donc de récupérer la fréquence f_m et d'éliminer les autres avec le filtre passe bas. Vérifiez qu'on récupère bien le signal v_m à la sortie du filtre. On peut quantifier l'atténuation des raies à f_p et $2f_p$ en effectuant une FFT du signal (comparez la différence en dB entre la raie f_m et les raies à $2f_p$ avant et après le filtrage). Si on le souhaite, on peut rajouter un deuxième filtre identique en série pour les atténuer encore plus mais l'apport n'est pas très significatif. Comparez enfin la phase du

signal filtré par rapport au signal modulant v_m . Abaissez la fréquence du signal V_m . Le déphasage reste-il constant ? Cela peut-il être gênant (pour la réponse, se reporter à [3], p.165) ?

Influence du taux de modulation :

On rappelle qu'on peut le modifier en jouant sur A_0 . Avec la valeur proposée au § I.4, le taux de modulation m est inférieur à 1 ($m = A_m/A_0 = 4/5 = 0,8$). Diminuez A_0 pour passer en surmodulation et vérifiez que le montage fonctionne toujours. Annulez A_0 : on a dans ce cas $m = \infty$ et on a une modulation sans porteuse (on peut le vérifier sur le spectre FFT de v_d). L'intérêt de ce cas de figure apparaît alors en regardant le signal modulé $s(t)$ que l'on a produit à l'aide du multiplieur et le signal filtré récupéré en X. Si, comme pour ce qui a été fait pour la détection d'enveloppe, on veut recevoir un signal maximum, on a intérêt à produire un signal $s(t)$ le plus fort possible \rightarrow partant des réglages initiaux ($A_m = 4$ V, $A_0 = 5$ V et $A_p = 5$ V), commencez par augmenter au maximum l'amplitude A_p de la porteuse \rightarrow vous devez constater une augmentation de l'amplitude du signal récupéré en X. Ceci est logique car ce signal a une amplitude proportionnelle à $A_p \times A_m \rightarrow$ On peut obtenir en X un signal encore plus fort en augmentant A_m mais on s'aperçoit alors que cette augmentation est limitée par la présence de la composante A_0 : la sortie $s(t)$ du multiplieur se met à saturer si on augmente trop A_m . Si on travaille alors avec un taux de modulation infini ($A_0 \rightarrow 0$ V), on peut continuer à augmenter A_m au maximum de ce que peut délivrer le GBF et on récupère alors en X un signal maximum compte tenu des capacités de notre émetteur. C'est là tout l'avantage de la modulation sans porteuse.

II MODULATION DE FREQUENCE

II.1 Modulation par un signal sinusoïdal

[1], p. 222 ; [2], ch. 5 ; [3]

Pour un signal modulé en fréquence, la **fréquence instantanée** est une fonction affine du signal informatif. Dans le cas d'un signal informatif sinusoïdal, cette fréquence a pour expression $f(t) = f_p + \Delta f \cos \omega_m t$. Celle du signal modulé se déduit de la fréquence instantanée grâce aux relations suivantes :

$$v_p(t) = A_p \cos \Psi(t)$$

$$\text{Avec } \Psi(t) = \text{phase instantanée telle que } f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Psi(t)}{dt}$$

$\Psi(t)$ s'obtient en intégrant l'expression de $f(t)$. En choisissant convenablement l'origine des temps, on obtient pour $v_p(t)$ la relation :

$$s(t) = v_p(t) = A_p \cos \left[\omega_p t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t \right]$$

Δf est l'excursion en fréquence. Elle est en général proportionnelle à l'amplitude du signal basse fréquence. Le rapport sans dimension $\Delta f/f_m$ correspond au taux de modulation m .

Spectre en fréquence :

Contrairement à la modulation d'amplitude, il est beaucoup plus difficile de déterminer le spectre d'un signal modulé en fréquence et il faut bien distinguer les deux notions de fréquence (qui ne coïncident que pour un signal sinusoïdal pur) :

- fréquence instantanée $f(t)$ dépendante du temps, et associée à la représentation temporelle du signal.

- fréquence spectrale f_i , indépendante du temps et associée à la représentation fréquentielle du signal.

Pour obtenir le spectre en fréquence de $s(t)$, il faut effectuer la décomposition de son expression. On l'obtient en utilisant les fonctions de Bessel d'ordre entier n , $J_n(x)$ (cf. [1], p. 223-224). Le calcul montre que le spectre contient une infinité de raies mais celles qui ont une amplitude importante se trouvent dans un intervalle de fréquence appelé bande de Carson (elle correspond à l'intervalle spectral qui contient 98% de la puissance totale). De plus, des composantes spectrales disparaissent pour certaines valeurs particulières du taux de modulation m , (cf. [1], p.229).

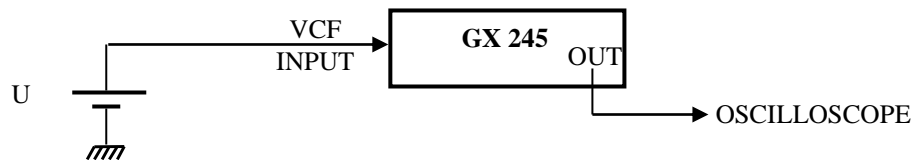
II.2 Réalisation pratique

Plusieurs solutions sont possibles ; parmi les plus simples, on peut citer l'emploi d'un oscillateur sinusoïdal (type Wien) accordable en fréquence grâce à des diodes varicap ou l'emploi d'un oscillateur contrôlé par une tension (OCT → cf. montage « Oscillateurs »). La deuxième méthode est plus simple au niveau de la réalisation pratique puisque les OCT constituent le cœur des GBF analogiques.

II.2.1 Etude préliminaire de l'OCT

Différents GBF permettent le contrôle de leur fréquence par une tension. On étudie ici le Métrix GX 245.

Montage :



Le GBF est réglé initialement à une fréquence f_0 de 100 kHz. On appuie sur SWEEP puis sur EXT pour piloter l'OCT du GBF par la tension U envoyée sur l'entrée VCF INPUT située à l'arrière de l'appareil. On mesure alors la fréquence délivrée par le GBF pour différentes valeurs de U . Voici à titre indicatif le résultat d'une série de mesure :

U (V)	-1,468	-0,999	-0,494	0	0,493	0,997	1,462
f_{OCT} (kHz)	173,38	149,97	124,75	99,97	75,35	50,06	26,75

Le tracé de f_{OCT} en fonction de U montre que la relation est du type :

$$f_{OCT} = f_0 - k_{OCT}U \quad \text{avec} \quad k_{OCT} = 50,05 \text{ kHz.V}^{-1}$$

Cette relation n'est valable que si la valeur de U n'aboutit pas à des valeurs négatives pour f_{OCT} ($U < 2 \text{ V}$ ici) et si f_{max} ne dépasse pas la valeur maximum qui peut être atteinte sur le calibre de fréquence choisi ! Il faut aussi noter que **la valeur de k_{OCT} dépend du calibre de fréquence sur lequel on travaille** (elle dépend aussi légèrement de la valeur de f_0 dans un même calibre). On peut vérifier que k_{OCT} vaut $\approx 5 \text{ kHz.V}^{-1}$ sur le calibre 10 kHz et 500 Hz.V^{-1} sur le calibre 1 kHz avec ce GBF.

II.2.2 Réalisation de la modulation

On propose de moduler la fréquence d'un signal porteur par un signal modulant sinusoïdal pour vérifier les résultats du § II.1.

Montage :



GBF 2 : Métrix GX 245

$f_p = 10 \text{ kHz}$; amplitude $V_p = 5 \text{ V}$

GBF 1 : sinusoïde 1 kHz ; amplitude $V_m < 1 \text{ V}$ (utiliser l'atténuation - 20 dB)

On commence par une amplitude v_m nulle puis on l'augmente progressivement. On observe alors l'évolution du spectre en fréquence du signal délivré par le GBF.

Disparition de la raie associée à la porteuse :

Cela intervient en théorie lorsque $m = 2,4$. Or $m = \Delta f / f_m$ où Δf est l'excursion maximale de la fréquence instantanée. Comme $f_{\text{OCT}} = f_0 - k_{\text{OCT}} U = f_p - k_{\text{OCT}} V_m \cos \omega_m t$ ici, on a :

$$m_{\text{exp}} = \frac{k_{\text{OCT}} V_m}{f_m}$$

On peut calculer m en mesurant l'amplitude V_m avec un oscilloscope numérique ou à partir de la valeur efficace de v_m mesurée au multimètre (V_m vaut alors $V_{\text{eff}} \times \sqrt{2}$).

Disparition des deux premières raies latérales :

Cela intervient en théorie lorsque $m = 3,8$. Là encore, on peut mesurer l'amplitude V_m , calculer m et vérifier l'accord avec cette valeur.

Remarque :

On observe toujours la disparition des raies si on prend des fréquences plus élevées ($f_p = 100 \text{ kHz}$ et $f_m = 5 \text{ kHz}$ pour f_m par exemple) mais les résultats sur la valeur de m sont moins bon. Car on atteint la limite des performances des OCT des GBF (ils sont moins bons que des circuits spécialisés dans ce genre de tâche) → On peut abaisser f_p et f_m si les résultats sont mauvais.

II.2.3 Vérification de la règle de Carson

[1], p. 225 ; [2], p. 150

La largeur B du spectre contenant 98 % de la puissance totale est reliée au taux de modulation par la relation approchée suivante :

$$B \approx 2(1 + m) f_m$$

Le problème consiste alors à évaluer sur la FFT du signal modulé la largeur B compte tenu de sa définition. Le plus simple consiste à vérifier sur les deux valeurs de m repérables (2,4 et 3,8) que le rapport $B_{3,8}/B_{2,4}$ est égal à $(1 + 3,8)/(1 + 2,4)$ en se fixant un critère pour mesurer B .

II.3 Démodulation

Là encore, plusieurs solutions sont possibles (cf. [1], p. 230 ou [2], p. 155). On étudie ici la démodulation par boucle à verrouillage de phase (PLL) ; elle permet une étude quantitative (plage de verrouillage, plage de capture) et peut aussi servir dans le montage « Systèmes bouclés ».

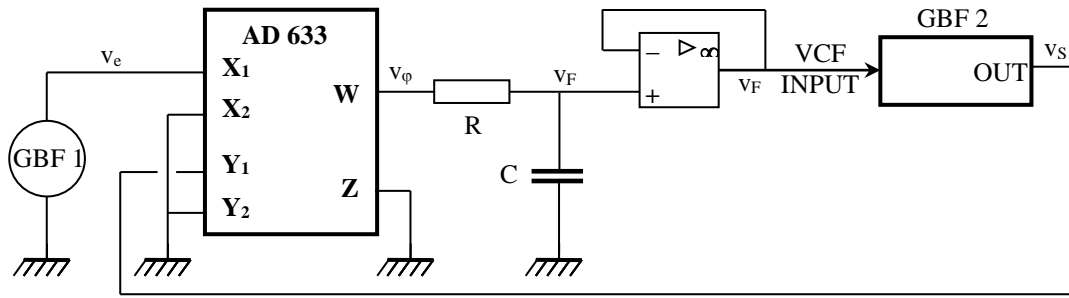
II.3.1 Réalisation simple d'une PLL

[1], p. 233

Montage :

GBF 1 : GBF numérique si possible (réglage fin de f)

GBF 2 : GX 245 = OCT $f_0 = 100 \text{ kHz}$



Ajuster l'amplitude des signaux des deux GBF à une valeur précise (5 V par exemple)

$$\left. \begin{array}{l} R : 10 \text{ k}\Omega \\ C : 3 \text{ nF} \end{array} \right\} \Rightarrow f_F = \frac{1}{2\pi RC} \approx 5 \text{ kHz}$$

On se contente ici de développer les expressions nécessaires à la compréhension du phénomène. Se reporter à [3], p. 53 et surtout à [7] pour plus de précision sur la théorie des PLL.

Plage de verrouillage Δf_V :

On suppose la boucle verrouillée ($f_s = f_e$) $\rightarrow v_e = V_e \cos \omega_e t$ et $v_s = V_s \cos(\omega_e t + \Delta \varphi)$ avec $\Delta \varphi = \varphi_e - \varphi_r$.

On a donc à la sortie du multiplieur : $v_\varphi = k_m v_e v_s = \frac{k_m \cdot V_e \cdot V_s}{2} [\cos \Delta \varphi + \cos(2\omega_e t + \Delta \varphi)]$

Le filtre élimine la composante haute fréquence : $v_F = \frac{k_m \cdot V_e \cdot V_s}{2} \cos \Delta \varphi$

Ce signal commande la fréquence de l'OCT : $f_s = f_0 - k_{OCT} v_F = f_0 - \frac{k_{OCT} k_m V_e V_s}{2} \cos \Delta \varphi$

$-1 < \cos \Delta \varphi < 1 \rightarrow$ on en déduit la plage de verrouillage $\Delta f_V = \frac{k_{OCT} k_m V_e V_s}{2}$

Plage de capture Δf_C :

Le phénomène de capture est un processus plus complexe à analyser (cf. [7], p. 8, 13 et 104). Une étude simplifiée montre que si $\Delta f_V \gg f_C$, Δf_C est approximativement déterminée par la relation :

$$\Delta f_C \approx \sqrt{(\Delta f_V \cdot f_F)}$$

Application numérique :

Les valeurs de k_{OCT} , k_m , V_e , V_s et f_F permettent le calcul des plages de verrouillage et de capture. Avec les valeurs indiquées précédemment (dont 5 V pour les amplitudes), on obtient :

$$\Delta f_V = 62,5 \text{ kHz} \quad \Delta f_C = 18,2 \text{ kHz}$$

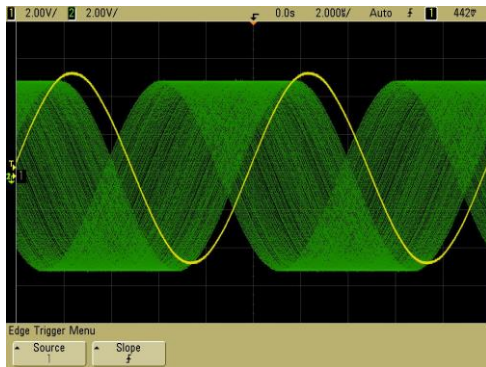
Notez que ces plages changent dès qu'on a des valeurs différentes pour V_e , V_s et f_F .

Observations :

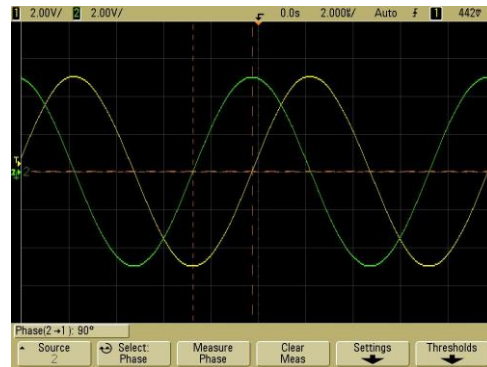
Commencez par régler la fréquence du GBF 1 à 100 kHz. Visualisez à l'oscilloscope les signaux générés par les deux GBF : quelque soit la précision du réglage, les deux signaux ne sont pas synchrones. Si on déclenche l'oscilloscope sur le premier GBF, le signal du GBF 2 n'est pas stable. Appuyez alors sur SWEEP, puis sur EXT sur le GBF 2 \rightarrow l'OCT du GBF 2

devient piloté par v_F et l'affichage des deux signaux doit devenir stable. Ils sont donc désormais parfaitement synchrones :

GBF 1 et 2 à 100 kHz :
signaux non synchrones

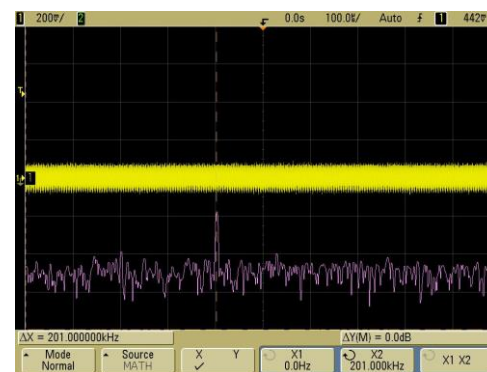


GBF 1 et 2 à 100 kHz, PLL mise en route :
signaux synchronisés



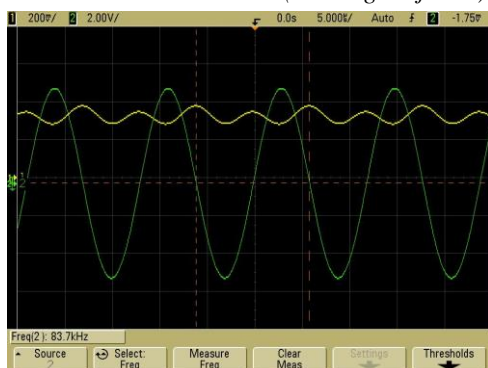
Observez le signal v_F : sa valeur est quasiment nulle. Ceci est logique puisqu'on demande alors au GBF 2 de suivre une fréquence qui correspond pratiquement à sa valeur « naturelle » f_0 (celle qu'on a réglé avant de lancer le pilotage) → le signal VCF INPUT de modification de sa fréquence doit être \approx nul. Si on effectue la FFT du signal v_F , on constate qu'elle révèle une composante à $2f_e = 200$ kHz (moyennez le signal si cette composante est noyée dans le bruit) : c'est la composante $\cos(2\omega_e t + \Delta\phi)$ du signal v_ϕ atténuée par le filtre RC.

Signal et spectre du signal v_F lorsque $f_e = f_s = f_0 = 100$ kHz

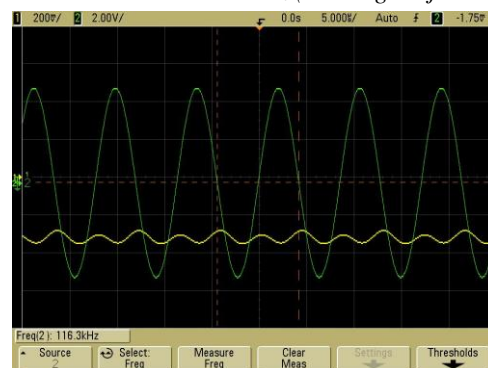


Augmentez ou diminuez la valeur de la fréquence du GBF1 tout en restant dans la plage de verrouillage. Vous devez constater que les deux signaux restent parfaitement synchrones (même fréquence). Notez l'évolution de leur phase relative : elle doit être voisine de 90° quand la fréquence est de 100 kHz (cf. l'oscillogramme de droite ci dessus). Elle doit tendre vers 0 ou 180° lorsqu'on s'approche respectivement des limites basses et hautes de la plage de verrouillage. Ces observations sont en accord avec l'expression de la fréquence f_s de l'OCT du GBF 2 obtenue dans le calcul de la plage de verrouillage. Observez aussi le signal v_F lorsque l'on modifie la fréquence du GBF 1, le GBF 2 restant verrouillé. Il reste grossièrement continu (à la composante $2\omega_e$ près, atténuée par le filtre) mais il est positif ou négatif suivant que la fréquence imposée est inférieure ou supérieure à 100 kHz.

PLL calée sur ≈ 84 kHz (v_F = signal jaune)



PLL calée sur ≈ 116 kHz (v_F = signal jaune)

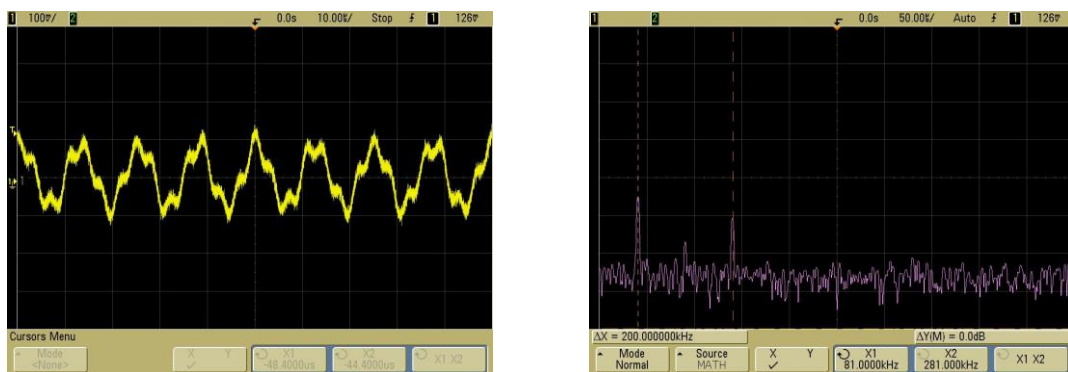


Ceci est en accord avec l'expression de la fréquence délivrée par l'OCT du GBF 2 : $f_{OCT} = f_0 -$

$k_{OCT}U$ avec ici $U = v_F$. La tension v_F étant fonction de $\cos\Delta\phi$, on comprend qu'il existe une limite aux fréquences de verrouillage puisque ce terme ne peut pas aller au delà de 1 \rightarrow le décrochage de la PLL intervient lorsque $\Delta\phi$ tend vers 0 ou 180° .

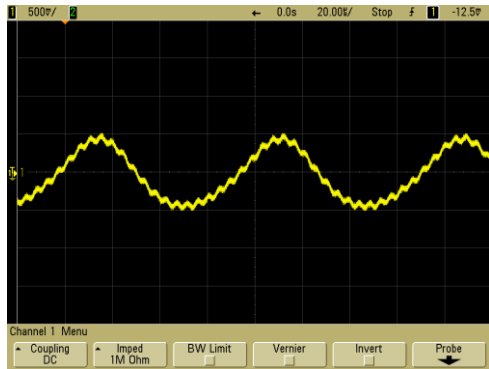
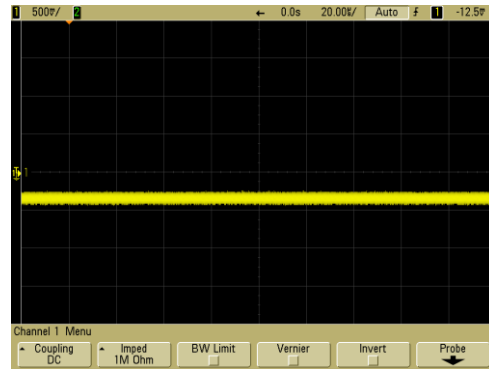
Déverrouillage et capture :

Avec les valeurs proposées pour V_e , V_s et f_F , le déverrouillage de la PLL doit intervenir vers 37,5 ou 162,5 kHz. Lorsqu'il intervient, on constate alors que le GBF 2 « décroche » et retourne à sa fréquence « naturelle » f_0 (les signaux n'étant plus cohérents, il n'y a plus de composante continue dans v_F pour piloter sa fréquence). Si on souhaite recaler la PLL, on constate alors que retourner dans la plage de verrouillage ne suffit pas : il faut se rapprocher nettement plus de la fréquence naturelle f_0 de l'OCT du GBF 2. Pour comprendre ce phénomène, il faut observer le signal v_F lorsque la boucle est déverrouillée. Supposons par exemple que le GBF 1 délivre une fréquence $f_e = 180$ kHz. La boucle étant déverrouillée, le GBF 2 retourne \approx à sa fréquence naturelle $f_s \approx f_0 = 100$ kHz \rightarrow on a à la sortie du multiplieur une fréquence $f_e - f_s \approx 80$ kHz et une fréquence $f_e + f_s \approx 280$ kHz. Vérifiez-le en effectuant la FFT du signal v_ϕ :



Ces deux fréquences étant supérieures à la fréquence de coupure du filtre f_F , elles sont atténuées par celui-ci et il n'y a aucune composante continue pouvant servir à l'OCT du GBF 2 pour se caler sur la fréquence du GBF 1. Si on abaisse alors la fréquence du GBF 1 (130 kHz par exemple) pour essayer de recaler la PLL, le signal v_ϕ conserve toujours le même spectre constitué de $f_e - f_s$ et $f_e + f_s$ mais la basse fréquence $f_e - f_s$ (30 kHz dans notre exemple) s'approche maintenant de la fréquence de coupure du filtre. Elle est donc moins atténuée et ce d'autant plus que f_e s'approche de f_0 . Confirmez ce fait en observant l'allure temporelle du signal v_F : on voit nettement un signal de fréquence $f_e - f_s$ (auquel s'ajoute une faible composante $f_e + f_s$) dont l'amplitude augmente au fur et à mesure que la fréquence du GBF 1 s'approche de la fréquence « naturelle » du GBF 2 ($f_e - f_s$ s'approche de la bande passante du filtre RC). On comprend alors mieux le phénomène de capture : l'amplitude de ce signal principalement sinusoïdal à $f_e - f_s$ constitue un « signal de scan en fréquence » pour l'OCT du GBF 2 qui doit lui servir pour se recaler sur le GBF 1. Tant que l'écart $f_e - f_s$ est important par rapport à f_F , ce signal de scan a une faible amplitude et ne permet pas au GBF 2 de balayer un domaine suffisant pour se recaler sur le GBF 1. Au fur et à mesure qu'on rapproche f_e de f_0 , cet écart diminue et se rapproche de $f_F \rightarrow$ l'amplitude du signal de scan augmente \rightarrow le GBF 2 balaye un domaine plus grand en fréquence \rightarrow il pourra se recaler sur le GBF 1 dès que l'amplitude du signal de scan sera suffisamment importante pour lui permettre d'atteindre la fréquence du GBF 1. Si on observe le signal v_F quand on s'approche de la capture, on voit bien son amplitude augmenter, puis se déformer d'un côté correspondant au signe de la tension nécessaire pour asservir le GBF 2 au GBF 1 (du côté négatif dans notre exemple puisque que $f_{OCT} = f_0 - k_{OCT}V_F$ - cf. les oscillogrammes qui suivent ; notez l'amplitude plus forte du signal v_F par rapport à l'oscillogramme à 180 kHz). Lorsque l'accrochage se fait, v_F devient alors pratiquement continu à la valeur correspondant \approx au sommet du signal de scan juste avant la capture. Notez que ces observations sont plus ou moins concluantes suivant le GBF 2 employé (testez plusieurs GX 245 en cas de problème). Pour terminer, on peut remarquer que pour une valeur $f_e - f_0$ donnée, l'amplitude du signal de scan v_F dépend de la fréquence de coupure f_C du filtre passe bas (plus f_C est bas, moins

le filtre atténuerait la composante $f_e - f_s$ → il paraît donc logique que la fréquence f_c intervienne dans l'expression de la plage d'accrochage.

Signal de scan v_F juste avant la captureSignal de scan v_F juste après l'accrochage

Mesures :

Modifiez la fréquence du GBF 1 ; vérifiez pour Δf_V et Δf_C l'accord entre les valeurs théoriques et expérimentales. La aussi, testez plusieurs GX 245 comme GBF 2 si les résultats posent problème.

II.3.2 Application à la démodulation de fréquence

Il suffit d'envoyer à l'entrée

X_1 de la PLL (montage du § 2.3.1) le signal modulé en fréquence généré par le montage du § II.2.2. Prendre une porteuse f_p de 100 kHz → $f_e = f_p - 0,5.f_p V_m \cos \omega_m t$.

$$\left. \begin{array}{l} \text{Comme } v_F = \frac{k_m V_e V_s}{2} \cos \Delta \varphi \\ \text{Et } f_s = f_0 - \frac{k_{OCT} k_m V_e V_s}{2} \cos \Delta \varphi \end{array} \right\} \Rightarrow v_F = \frac{f_0 - f_s}{k_{OCT}}$$

Si la vitesse de variation de la fréquence de f_e n'est pas trop grande, on peut supposer que la boucle reste verrouillée à chaque instant → $f_s = f_e$. Par conséquent :

$$v_F = \frac{f_0 - f_p + 0,5.f_p V_m \cos \omega_m t}{k_{OCT}}$$

→ Le signal v_F est bien proportionnel au signal informatif à une constante près.

Observation :

Visualisez v_F à l'oscilloscope et comparez son allure à celle du signal informatif. Prendre un signal informatif triangulaire et vérifiez que la démodulation reste correcte. On constate en général dans v_F un peu de bruit HF qu'on pourrait éliminer par filtrage ultérieur (en dehors de la boucle). On peut l'atténuer en augmentant un peu la valeur de C (on diminue alors la plage de capture) ou en diminuant la fréquence du signal informatif. On peut aussi employer la voie comme signal informatif (utilisez le micro 457B) et envoyer le signal v_F dans un HP via un amplificateur de puissance (ampli Matelco 2465).

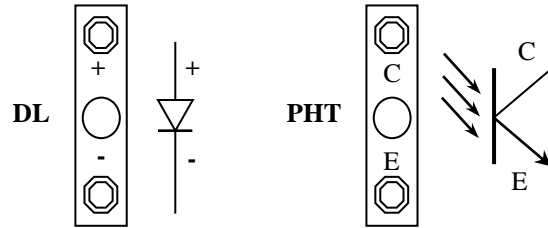
II.4 Application à la modulation numérique de fréquence

Les modulateurs et démodulateurs qui viennent d'être présentés peuvent servir à la transmission numérique d'informations ; il suffit d'attribuer deux valeurs différentes de fréquence pour le 0 et le 1. Ce procédé de modulation est connu sous la dénomination FSK (Fréquence Shift Keying). Des idées de manipulation sont développées dans [1], chapitre IX, p. 237).

III TRANSMISSION PAR FIBRE OPTIQUE

On utilise pour illustrer ce mode de transport le matériel électromécanique (consulter la notice "Fibre Optique").

Les montages sont à réaliser sur les plaques P60. L'émission s'effectue avec une diode haute luminosité (DL) ; on utilise un phototransistor (PHT) pour la réception. La transmission s'effectue au choix par une fibre optique de 2 ou 30 mètres.



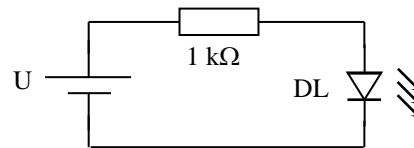
III.1 Module d'émission

On propose la mise en évidence du seuil de l'émission. Réalisez le montage suivant avec la résistance de $1\text{ k}\Omega$ prévue à cet effet :

$0 < V_D < 1\text{ V} \rightarrow \text{DL} \approx \text{pas lumineuse}$

$V_D \approx 1,5\text{ V} \rightarrow \text{DL lumineuse}$

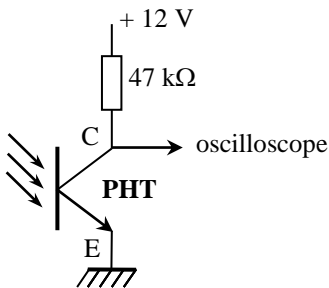
$V_D > 2,5\text{ V} \rightarrow \text{DL très lumineuse}$



→ Il faudra donc polariser le signal avant de le transmettre.

III.2 Module de réception

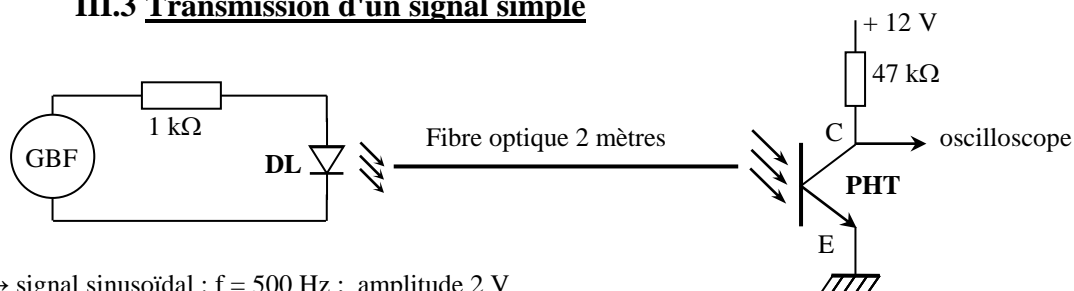
Réalisez le montage suivant en prenant sur une deuxième plaque P 60 (prendre la résistance de $47\text{ k}\Omega$ prévue à cet effet) :



$V_C \approx 0\text{ V}$ lorsque la base du phototransistor est à la lumière du jour (l'éclairer avec une lampe si l'effet n'est pas sensible) → le phototransistor est saturé lorsque la base est éclairée.

$V_C \approx 0\text{ V}$ si on masque la base du phototransistor avec la main → le phototransistor devient bloqué lorsque la base n'est pas éclairée.

III.3 Transmission d'un signal simple



GBF → signal sinusoïdal : $f = 500\text{ Hz}$; amplitude 2 V

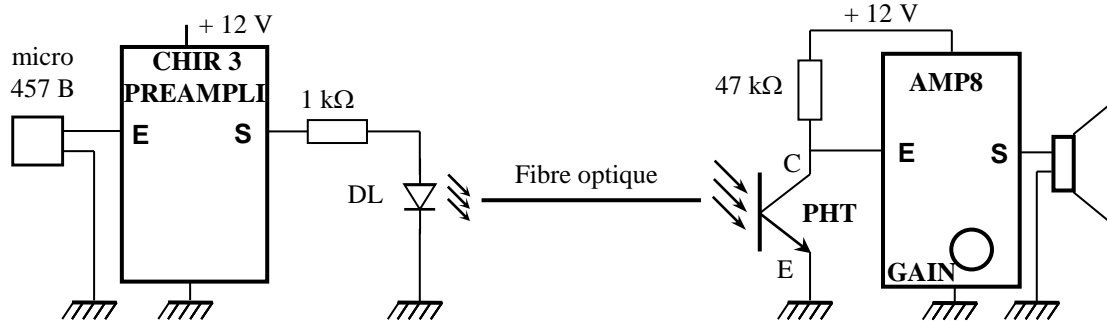
Dans cette configuration, le phototransistor reste bloqué puisque le signal d'entrée n'a pas une amplitude suffisante pour activer la diode ($V_{D\text{ min}} \approx 2,5\text{ V}$). Ajoutez progressivement un offset au signal d'entrée → le phototransistor se met à conduire dès qu'on atteint le seuil de l'émission (visualisez V_C en AC pour éliminer la composante continue). Dès que le signal ne descend plus en dessous de $2,5\text{ V}$, la transmission se fait sans déformation (remarquez que le signal récupéré est déphasé de π en raison du principe de fonctionnement du phototransistor). On peut calculer l'atténuation du système de transmission en mesurant la tension délivrée par le GBF et celle récupérée aux bornes du phototransistor. On en déduit l'atténuation par la relation suivante :

$$A_{\text{dB}} = -20 \log(V_S V_E)$$

On peut la mesurer avec la fibre de 2 m et comparer le résultat avec celle de 30 m.

III.4 Montage final

Cette manipulation doit être spectaculaire → utilisez la fibre la plus longue et placer les modules émetteurs et récepteurs aux deux extrémités de la salle ! On peut alors envoyer le signal récupéré dans le module amplificateur électrome "AMP 8" pour l'amplifier et éliminer sa composante continue.



Le préamplificateur CHIR 3 permet d'augmenter l'amplitude du signal du microphone ; il rajoute aussi une tension de décalage pour attaquer la diode d'émission.

Bibliographie :

- [1] : Duffait : Expériences d'électronique ; ch. IX
- [2] : Manneville Esquieu : Systèmes bouclés linéaires de communication et de filtrage.
- [3] : Quaranta III
- [4] : Quaranta IV
- [5] : Auvray : Circuits et composants électroniques
- [6] : Malvino : Principes d'électronique
- [7] : Michel Girard : Boucles à verrouillage de phase

