

Électronique 3

Réalisation d'une ligne de transmission

Table des matières

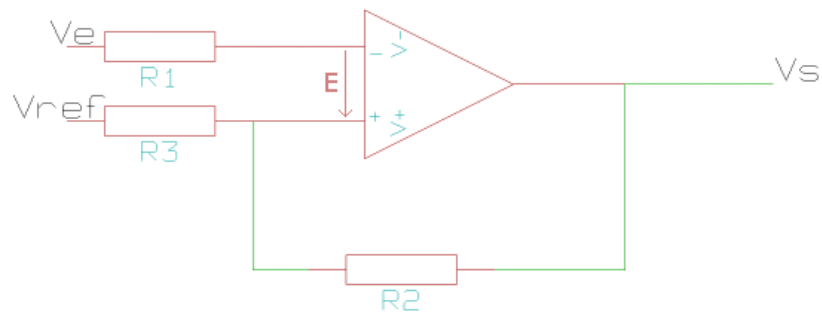
1 -Création du signal modulant.....	3
1.1 -Étude théorique du trigger de Schmitt.....	3
1.2 -Mise en pratique et confrontation des résultats pour le trigger.....	5
1.3 -Étude théorique du multivibrateur astable.....	5
1.4 -Mise en pratique et confrontation des résultats pour le montage astable.....	7
2 -Génération de la porteuse.....	8
2.1 -Étude générale du montage à impédance négative.....	8
2.2 -Application de l'étude au circuit à réaliser : oscillateur à résistance négative..	9
2.3 -Mise en pratique de l'oscillateur à résistance négative.....	11
3 -Modulation d'amplitude.....	12
3.1 -Étude de la modulation d'amplitude.....	12
3.2 -Spécifications techniques du multiplicateur utilisé.....	15
3.3 -Mise en pratique de l'étude précédente.....	16
3.3.1 -La plaquette PLL.....	16
3.3.1.1 -Test du multiplicateur.....	16
3.3.1.2 -Test du sommateur.....	17
3.3.2 -Modulation par simple multiplication.....	18
3.3.2.1 -Cas de la modulation d'un modulant harmonique.....	18
3.3.2.2 -Cas d'un modulant carré.....	19
3.3.3 -Modulation d'amplitude par multiplication et addition de la porteuse...	20
4 -Démodulation d'amplitude.....	24
4.1 -Démodulation d'amplitude par multiplication.....	24
4.2 -Démodulation d'amplitude par diode.....	25
4.3 -Étude de la diode.....	27
4.4 -Mise en pratique du démodulateur à diode.....	30
5 -Filtrage.....	31
5.1 -Préparation – Calculs préliminaires.....	31
5.2 -Mise en pratique de la préparation.....	34
6 -Annexe.....	39
6.1 -Démonstration de la formule de période du montage astable.....	39

1 - Création du signal modulant

1.1 - Étude théorique du trigger de Schmitt

Principe de fonctionnement :

Le trigger de Schmitt fait partie de la famille des comparateurs à hystérésis. Voici son schéma :

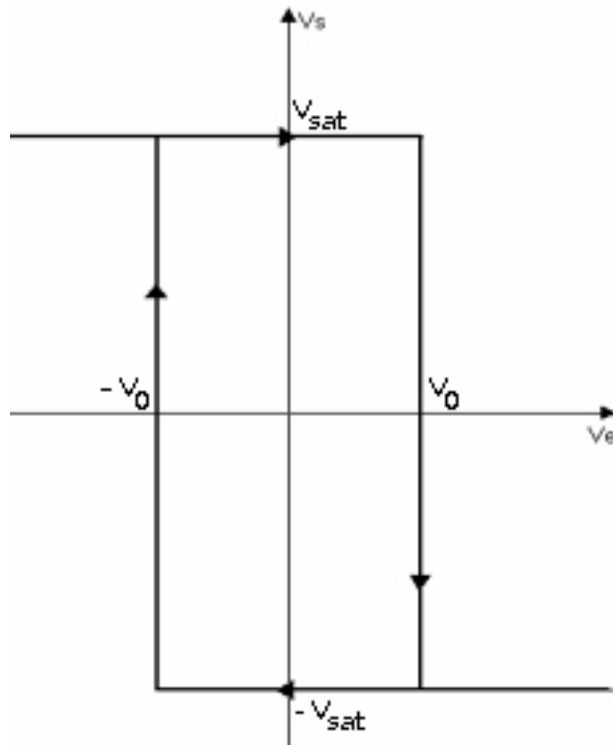


V_e est une tension sinusoïdale de fréquence f_m et d'amplitude A_m .

V_{ref} est une tension continue.

On voit que l'amplificateur opérationnel est en fonctionnement non linéaire car la sortie est reliée à l'entrée positive (rétro-action positive). Cela veut dire qu'on ajoute le résultat du pont diviseur de tension réalisé par R_3 et R_2 à l'entrée positive. On sait que $V_s = A \times E$ avec A l'amplification du composant dont l'ordre de grandeur est de 10^5 . On alimente l'amplificateur en alimentation symétrique $\pm 15V$: V_s ne peut pas dépasser cette valeur. $-15V \leq 10^5 \times E \leq 15V \Leftrightarrow -150\mu V \leq E \leq 150\mu V$ pour fonctionner en mode linéaire. E n'est pas compris dans cet intervalle donc $V_s = \pm V_{sat} = \pm 15V$.

L'état du comparateur dépendra de son passé : c'est le principe de l'hystérésis.



Ce graphique répond aux caractéristiques suivantes :

- $V_e - v_0 < 0 \Rightarrow V_s = -V_{sat}$
- $V_e - v_0 > 0 \Rightarrow V_s = V_{sat}$
- $V_e + v_0 > 0 \Rightarrow V_s = V_{sat}$
- $V_e + v_0 < 0 \Rightarrow V_s = -V_{sat}$

Nous n'avons pas de rétroaction donc l'amplificateur opérationnel fonctionne en mode non linéaire. La sortie de l'amplificateur peut prendre deux valeurs : $\pm V_{sat}$.

Pour simplifier l'étude, on commence les tests avec $V_{ref} = 0V$. On a alors un pont diviseur de tension en V^+ .

$$V^+ = \frac{R_3 V_{sat}}{R_3 + R_2} \approx 2,63V$$

Si $V_{ref} \neq 0V$ alors la formule n'est pas la même. On utilise la formule de Millmann. On obtient alors :

$$V^+ = \frac{\frac{V_{sat}}{R_2} + \frac{V_{ref}}{R_3}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = \frac{R_3 V_{sat} + R_2 V_{ref}}{R_2 + R_3}$$

Si $V_{ref} = 5V \Rightarrow V^+ \approx 2,614V$

Si $V_{ref} = -5V \Rightarrow V^+ \approx 2,605V$

Avec $V_{ref} \neq 0V$, les valeurs de V^+ changent d'environ 1% avec les valeurs de V_{ref} proposées, ce qui est peu.

1.2 - Mise en pratique et confrontation des résultats pour le trigger

Nous avons à notre disposition plusieurs résistances. Nous choisissons des valeurs de composants disponibles que nous mesurons. Nous avons :

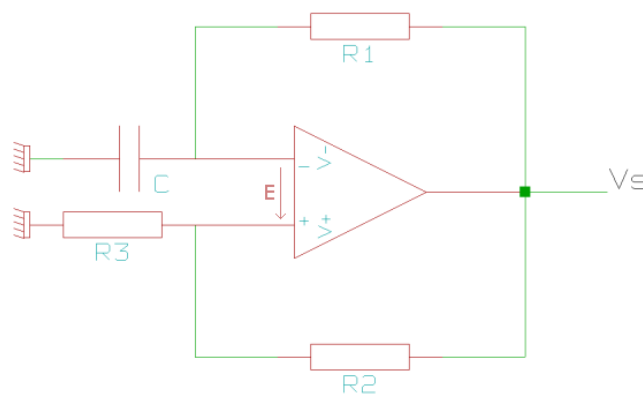
$$R_2 = 46,9k\Omega \quad \text{et} \quad R_3 = 9,88k\Omega$$

donc théoriquement $V^+ = 2,61V$. On monte le trigger de Schmitt avec les valeurs sélectionnées. Nous envoyons un signal sinusoïdal sur l'entrée V_e . Nous partons d'une amplitude quasi-nulle puis augmentons progressivement cette amplitude jusqu'à ce que le trigger bascule. Nous faisons un réglage plus fin de l'amplitude lorsqu'on a détecté le basculement. Cette manipulation se fait à l'aide d'un générateur basses fréquences, d'un trigger de Schmitt et d'un oscilloscope visualisant la sinusoïde du GBF et le signal de sortie du trigger.

Le basculement du trigger se fait à $V_{pp} = 5,07V$ soit $V^+ = 2,54V$. L'erreur relative sur cette valeur est de $\delta = \frac{|2,61 - 2,54|}{2,61} \approx 3\%$. Le résultat théorique est très proche du résultat pratique. On peut donc dire que le comparateur fonctionne correctement. Le trigger de Schmitt est un cas particulier de montage astable. Nous allons étudier ce montage astable.

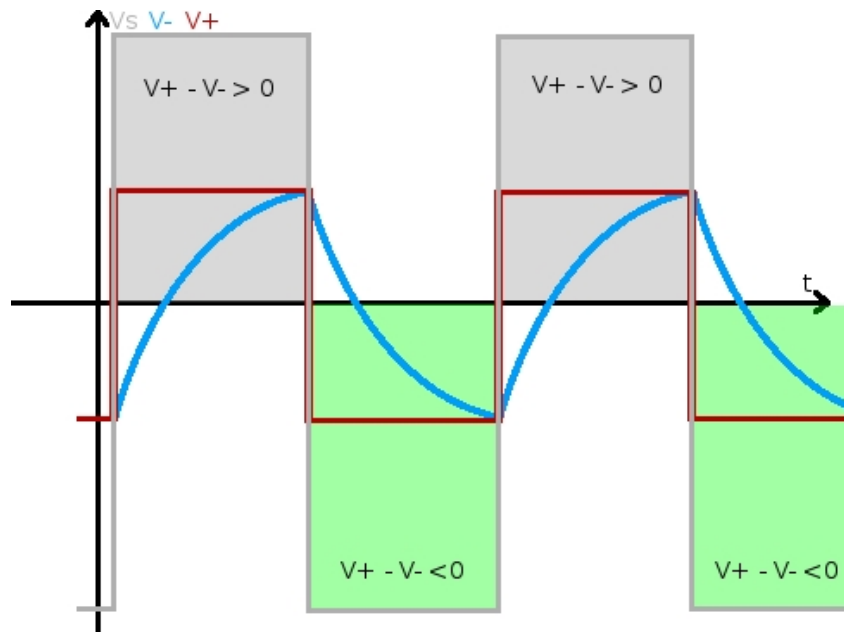
1.3 - Étude théorique du multivibrateur astable

Le multivibrateur astable fonctionne comme le trigger de Schmitt mais d'une manière autonome. Cela veut dire qu'il n'a pas besoin d'un générateur de signal sinusoïdal à sa borne -. On place un réseau R_1C de cette manière



R_3 et R_2 restent inchangées. Le réseau R_1C va osciller grâce à la rétroaction.

Voici le comportement théorique d'un tel montage.



Lorsque $V^+ - V^- > 0$, on a $V_s = +V_{sat}$ (zone grise) et lorsque $V^+ - V^- < 0$, on a $V_s = -V_{sat}$ (zone verte). La fréquence du signal de sortie dépend de la tension aux bornes de V^- : ce sont les mêmes fréquences. Cependant, le matériel utilisé a ses limites.

D'après la documentation, les comparateurs utilisés en tp ont un *slew-rate* de $16V.\mu s^{-1}$. Cela veut dire que le comparateur ne peut pas faire varier sa tension de sortie plus de $16V$ par microseconde. On peut varier de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$ ou inversement. En alimentant le comparateur en alimentation symétrique $\pm 15V$, on pourra passer de $-15V$ à $+15V$, ce qui risque de poser un problème dans les hautes fréquences. En effet, le comparateur devra faire varier sa tension de sortie de $30V$ or il est capable de la faire varier de $16V.\mu s^{-1}$ donc il lui faudra $1,88\mu s$ pour passer de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$ ou inversement. La période minimale sera donc de $1,88\mu s$ donc la fréquence maximale atteignable théoriquement sans déformation du signal de sortie sera de

$$T = 1,88 \mu s \Rightarrow F = \frac{1}{T} \approx 533 kHz$$

Étant donné qu'on utilisera le montage astable pour générer le signal modulant, le signal modulant ne pourra pas avoir une fréquence supérieure à $533 kHz$. Dans la mesure où nous devons prendre un signal modulant de l'ordre de quelques kilohertz, nous ne serons pas dans un régime critique de fréquences pour le comparateur.

Maintenant que nous connaissons les limites du montage, déterminons les composants nécessaires pour avoir une fréquence de l'ordre de quelques kilohertz. Nous choisissons une fréquence de $1 kHz$. La démonstration de la formule suivante est en annexe. La période du signal de sortie du montage astable est définie par :

$$T = 2R_1 C \ln \left(\frac{2R_3 + R_2}{R_2} \right)$$

Avec $R_2 = R_3 = 10 k\Omega$ et $F = 1 kHz \Leftrightarrow T = \frac{1}{F} = 10^{-3} s$, on a :

$$T = 2R_1 C \ln \frac{2R_3 + R_2}{R_2} \Leftrightarrow 10^{-3} = 2R_1 C \ln 3$$

$$\Leftrightarrow R_1 C = \frac{10^{-3}}{2 \ln 3} \approx 4,6 \cdot 10^{-4}$$

Avec $C = 47\text{nF}$, $R \sim 9,7\text{k}\Omega$.

1.4 - Mise en pratique et confrontation des résultats pour le montage astable

En tp, nous n'avons pas de résistance de $9,7\text{k}\Omega$ donc nous avons pris une résistance de $8\text{k}\Omega$. Nous vérifions si la fréquence générée sera correcte ou non. Pour cela, nous mesurons les valeurs des composants :

$$C = 47,6\text{nF}$$

$$R_1 = 8,16\text{k}\Omega$$

$$R_2 = 9,80\text{k}\Omega$$

$$R_3 = 9,88\text{k}\Omega$$

La condition $R_2 = R_3 = 10\text{k}\Omega$ n'est pas respectée parfaitement, nous ne prendrons pas la formule avec cette condition (avec $\ln 3$) mais la formule générale.

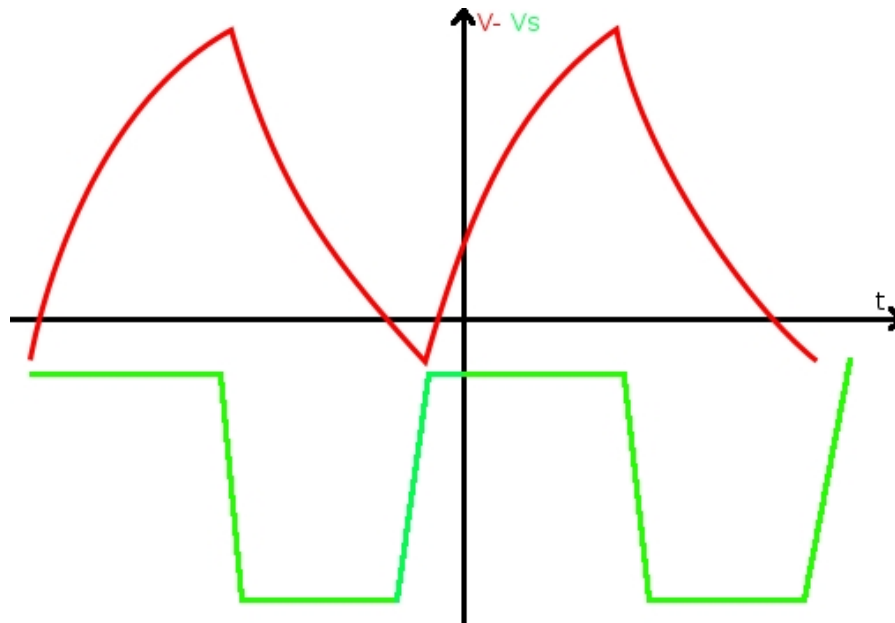
$$T = 2R_1 C \ln \frac{2R_3 + R_2}{R_2} = 2 \times 8,16 \cdot 10^3 \times 47,6 \cdot 10^{-9} \times \ln \frac{2 \times 9,88 \cdot 10^3 + 9,80 \cdot 10^3}{9,80 \cdot 10^3} \approx 8,57 \cdot 10^{-4}$$

donc on a la fréquence $F_{th} = \frac{1}{T} \approx 1166\text{Hz}$. Nous restons dans l'ordre de quelques kilohertz donc nous gardons ces composants. Après réalisation du montage, nous plaçons l'oscilloscope en sortie du montage pour observer le signal de sortie et mesure sa fréquence. On mesure $F = 1,10\text{kHz}$. L'erreur relative sur cette valeur est de :

$$\delta = \frac{|1166 - 1100|}{1166} \approx 6\% .$$

La plus grande erreur vient de la lecture sur l'oscilloscope qui n'est pas la plus précise qui soit : le placement des curseurs sur la courbe n'est pas forcément exact en raison de l'épaisseur des courbes tracées.

On relève cet oscillogramme

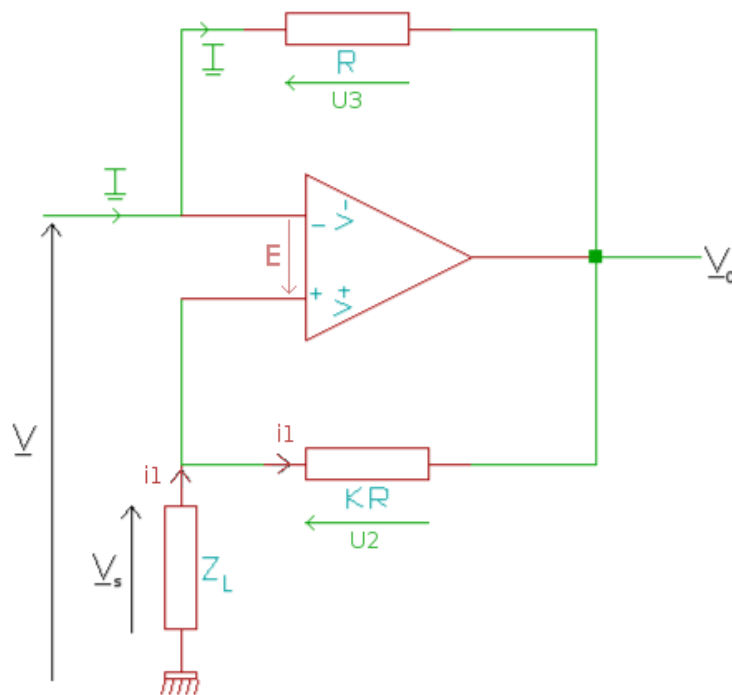


Sur V , on observe bien une courbe de charge et décharge de condensateur comme prévu. Sur V_s , on observe un signal carré déformé. Cela est dû au *slew-rate* de l'amplificateur opérationnel. En effet, l'amplificateur est trop lent par rapport à ce qu'on lui demande de faire donc au lieu d'avoir une droite verticale entre chaque changement de polarité, on a une droite affine. Il faudrait utiliser un amplificateur plus rapide ou un autre schéma plus adapté pour créer le signal carré qui nous servira de signal modulant. Nous ne disposons pas de meilleur circuit donc nous utiliserons celui-ci.

2 - Génération de la porteuse

2.1 - Étude générale du montage à impédance négative

Pour moduler en amplitude, il nous faut une porteuse. Ce signal doit avoir une fréquence au moins dix fois supérieure à celle du signal modulant d'après les conditions de Shannon vues en cours de télécommunications. Pour générer cette porteuse, nous utiliserons un oscillateur à impédance négative qui est relativement simple à mettre en oeuvre même s'il n'oscille que quasi-harmoniquement : la différence est trop peu visible pour poser problème par rapport à un circuit plus complexe générant un vrai signal sinusoïdal. Nous utiliserons le schéma suivant :



Déterminons l'impédance d'entrée de ce circuit. Nous avons une rétroaction donc l'amplificateur est en mode linéaire donc

$$\begin{aligned}
 V^+ - V^- &= 0 && \Rightarrow V^+ = V^- \\
 &&& \Rightarrow V = V_s = -Z_L i_1 \\
 &&& \Rightarrow u_2 = u_3 \\
 &&& \Rightarrow KR i_1 = RI \\
 &&& \Rightarrow I = \frac{KR i_1}{R}
 \end{aligned}$$

On obtient alors $Z_e = \frac{V}{I} = \frac{-Z_L R}{KR} = \frac{-Z_L}{K}$. Z_L est une impédance donc c'est une

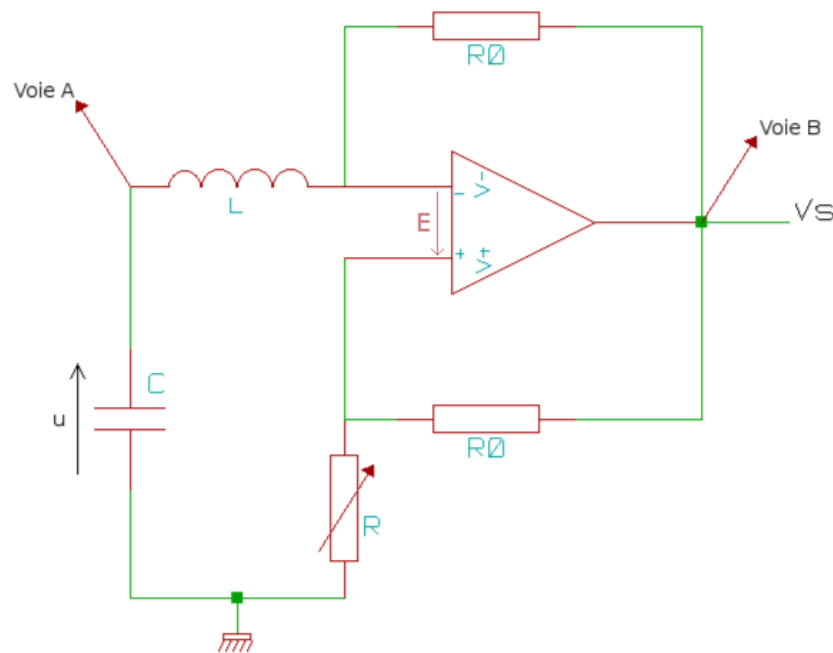
grandeur positive et K est un coefficient compris entre 0 et 1. Le rapport est donc positif donc l'impédance d'entrée Z_e du montage est négative.

Étudions maintenant un schéma d'oscillateur à résistance négative.

2.2 - Application de l'étude au circuit à réaliser : oscillateur à résistance négative

Nous devons réaliser un oscillateur à résistance négative. Ce circuit est équivalent à un circuit RLC à une différence près. La résistance ne consomme pas de l'énergie mais donne de l'énergie au système. Un circuit LC parfait oscille sinusoidalement à l'infini. En réalité, le circuit n'est pas parfait et la résistance du réseau LC n'est pas nulle. L'idée est donc d'annuler la résistance pour avoir une oscillation maintenue et non amortie. Pour cela, on utilise la résistance négative du

circuit étudié précédemment. En réalité, une résistance ne peut être négative. C'est l'amplificateur opérationnel qui permet ce phénomène grâce à ces caractéristiques : il est capable de fournir de l'énergie au système. Le réseau LC va donc osciller de façon amortie mais l'amplificateur opérationnel va fournir de l'énergie pour annuler la consommation d'énergie du réseau LC et donc provoquer une oscillation entretenue. Nous utiliserons ce schéma.

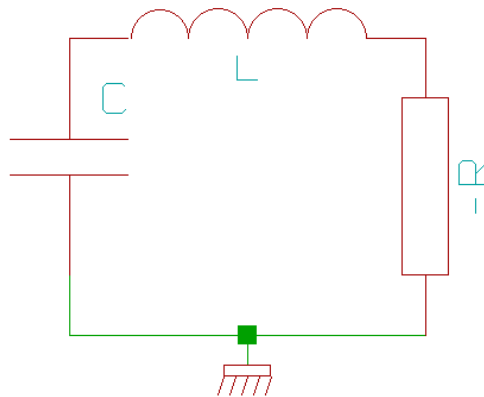


L'impédance d'entrée du circuit est $Z_e = \frac{-Z_L}{K}$. Ici Z_L est la résistance variable R . On remarque qu'on utilise deux résistances identiques pour faire les rebouclages. Le rapport $\frac{R}{KR}$ est donc équivalent à $\frac{R_0}{R_0} = 1 \Rightarrow K = 1$ donc finalement $Z_e = -R$ d'où l'appellation circuit à résistance négative. Nous avons placé une résistance variable car il existe plusieurs cas de fonctionnement de ce circuit.

Notons R_{LC} la résistance du réseau LC. Nous avons exactement trois cas de fonctionnement du circuit :

- ➔ $R > R_{LC} + Z_e$: la quantité d'énergie fournie par l'amplificateur est supérieure à celle perdue dans le réseau LC par effet joule donc les oscillations harmoniques sont trop fortes donc finalement, on a une saturation de l'amplificateur donc nous avons un signal triangle ou rectangle sur la voie A.
- ➔ $R < R_{LC} + Z_e$: la quantité d'énergie fournie par l'amplificateur n'est pas suffisante pour combler les pertes du réseau LC donc il ne peut y avoir d'oscillations : le signal sur la voie A est nul.
- ➔ $R = R_{LC} + Z_e$: la quantité d'énergie fournie par l'amplificateur est juste égale à l'énergie perdue par le réseau LC donc le système oscille et façon harmonique : c'est la cas que l'on recherche à obtenir afin de générer une porteuse correcte.

La partie à impédance négative peut être remplacée par une résistance négative. Nous obtenons alors ce schéma équivalent.



C'est un simple réseau RLC. Nous savons que la fréquence d'oscillation d'un tel réseau est exprimée par

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Nous voulons une fréquence de porteuse au moins dix fois supérieure à notre signal modulant. Notre signal modulant a pour fréquence 1,10kHz donc il faudrait en théorie une fréquence porteuse d'au moins 11kHz. Il faut calculer les composants pour une fréquence nettement supérieure (de l'ordre de 100kHz) afin d'obtenir une fréquence de porteuse répondant au cahier des charges. Nous calculons les composants pour une valeur de fréquence de 100kHz. Nous verrons qu'en pratique, la fréquence du signal généré est bien inférieure à 100kHz. Ceci est dû à la formule de la fréquence qui est simplifiée. Pour avoir une formule cohérente avec la pratique, il faudrait prendre en compte tous les phénomènes (résistance négative entres autres), ce qui rend bien plus compliquée l'étude du réseau alors que nous n'avons pas encore toutes les compétences requises pour démontrer la formule exacte.

Pour $f_0 = 100\text{kHz}$, nous devons prendre $L = 220\mu\text{H}$ et $C = 11\text{nF}$.

2.3 - Mise en pratique de l'oscillateur à résistance négative

En tp, nous avons câblé le schéma avec $L = 220\mu\text{H}$ et $C = 11\text{nF}$. Nous ne pouvons pas mesurer directement L pour vérifier sa valeur. Il faudrait construire un réseau RL, avec R connue, et mesurer la constante de temps sur système. Par manque de temps, nous ne pouvons pas faire cette mesure donc nous faisons confiance au constructeur. Le condensateur était indiqué pour 10nF (valeur la plus proche que l'on a en salle de tp). La mesure nous indique $C = 11\text{nF}$.

Après une recherche empirique de la valeur de R (résistance variable), nous trouvons $R = 23,1\Omega$. Avec cette valeur, nous obtenons un signal sinusoïdal correct,

c'est à dire non déformé, de fréquence 33,4kHz.

Lorsque R est faible, nous obtenons un signal nul en sortie. Nous sommes dans le cas où le système ne peut pas fournir suffisamment d'énergie donc le réseau LC ne peut pas osciller.

Lorsque R est suffisamment supérieure à la valeur de $23,1\Omega$, nous obtenons un signal triangulaire de fréquence 33,4kHz : l'amplificateur commence à saturer donc la sinusoïde ne peut pas se former. Lorsque R est élevée, nous obtenons un signal carré de rapport cyclique 50% et de fréquence 33,4kHz.

L'oscillateur à impédance négative génère un signal sinusoïdal de fréquence 33,4 kHz, ce qui est environ 30 fois supérieur à la fréquence du signal modulant (1,10 kHz) donc les conditions de Shannon sont respectées. Ces conditions étant respectées, nous pouvons commencer à moduler en amplitude.

3 - Modulation d'amplitude

3.1 - Étude de la modulation d'amplitude

Le but de la modulation est de « décaler » en fréquence le signal à transmettre. En effet, la transmission de signaux basses fréquences n'a pas beaucoup de portée. Pour augmenter la portée, on va décaler le signal autour d'une porteuse haute fréquence. Ce décalage est fait grâce à la modulation.

Lors d'une modulation d'amplitude, on va faire en sorte de moduler l'amplitude d'un signal haute fréquence, appelé porteuse, par un signal basse fréquence, appelé modulant.

Le modulant est le signal contenant l'information que l'on veut transmettre. La porteuse, comme son nom l'indique, va transporter le modulant. Cette porteuse permet de transporter notre information sur une bande de fréquence ciblée qui ne correspond pas à celle du modulant, de ce fait cela pourra permettre de transporter plusieurs signaux en même temps sur le même médium, comme la radio.

Dans un premier temps, nous étudierons un signal harmonique, contenant qu'une seule fréquence, qui se présente sous la forme :

$$e(t) = E \times \cos(\omega t)$$

Ce signal va nous servir à moduler l'amplitude d'un signal porteur (ou

porteuse) d'équation :

$$p(t) = P \times \cos(\Omega t)$$

La méthode pour moduler un signal consiste à effectuer le produit du signal modulant avec la porteuse. On trouve comme équation théorique :

$$s(t) = \frac{EP}{2} [\cos((\omega + \Omega)t) + \cos((\omega - \Omega)t)]$$

Pour effectuer la réalisation pratique nous utiliserons un multiplicateur dont voici le schéma :

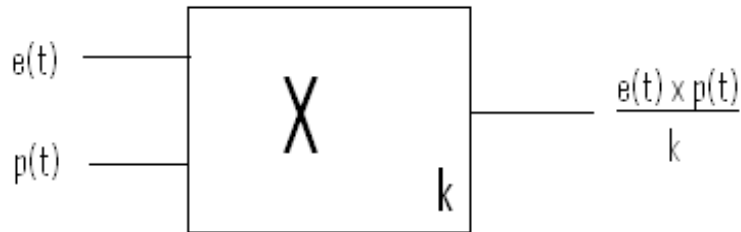


Illustration 1: schéma du multiplicateur

Ce type de composant possède deux entrées correspondant au signal modulant et à la porteuse, ainsi qu'une sortie correspondant au produit de ces deux entrées ayant pour unité : des V². Afin de rétablir la bonne unité (V), on divise ce produit par un facteur k (unité : V). Ce facteur k vaut généralement 10V.

Sur le graphe suivant, nous pouvons observer le signal modulé, nous voyons la porteuse modulée en amplitude par le modulant, l'enveloppe du signal est en fait notre modulant, nous retrouvons la même fréquence que celui-ci.

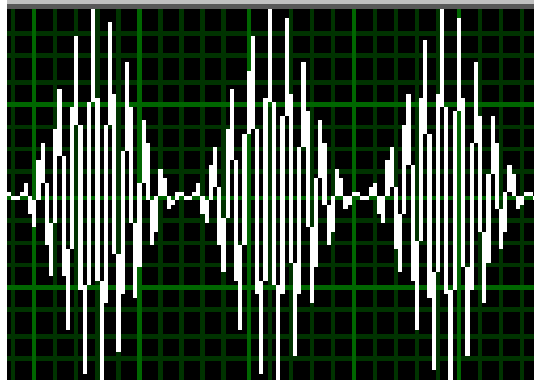


Illustration 2: courbe du signal dans le domaine temporel

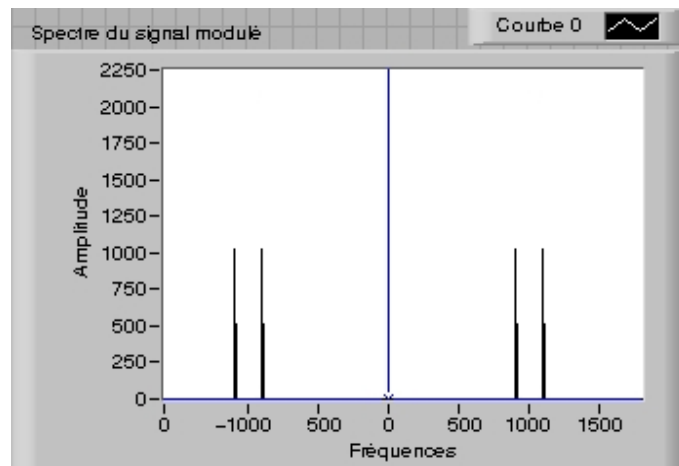
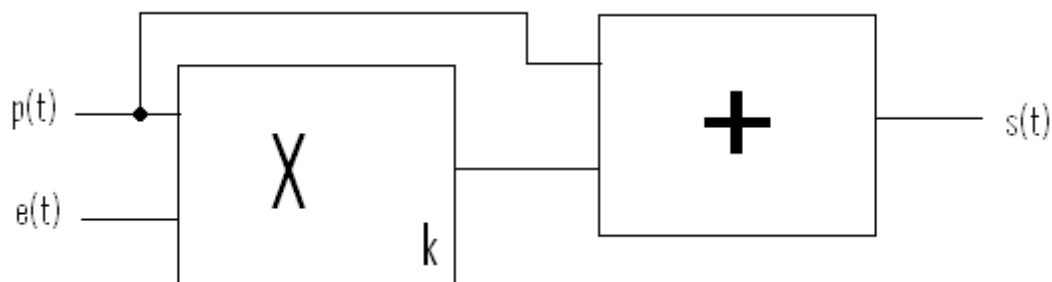


Illustration 3: spectre du signal

Ci-dessus, nous avons le spectre de notre signal modulé, nous pouvons voir la fréquence de notre signal modulant, formant deux raies dans la partie positive ainsi que dans la partie négative. Ces deux raies sont situées autour de la fréquence porteuse mais cependant aucune raie permet de voir réellement la fréquence de celle-ci.

Cependant, dans la méthode que l'on vient d'utiliser un inconvénient majeur existe, la porteuse n'apparaît aucunement, ce qui présente un défaut rendant la démodulation délicate.

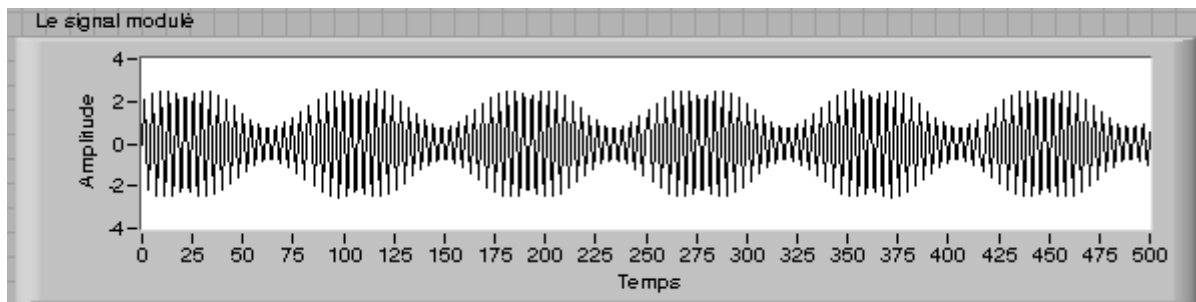
Pour contrer ce problème il nous suffit de rajouter la porteuse au signal que l'on a traité précédemment. Ceci est possible en pratique par l'utilisation d'un additionneur dont voici le schéma :



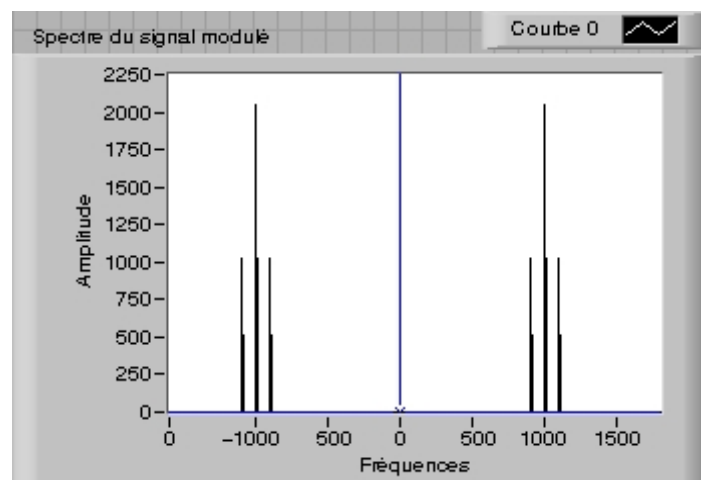
Une fois la porteuse ajoutée, nous nous retrouvons avec un signal dont l'équation est :

$$\begin{aligned} s(t) &= EP \cos(\omega t) \cos(\Omega t) + P \cos(\Omega t) \\ &= P \cos(\Omega t) (E \cos(\omega t) + 1) \\ &= P ((1 + E \cos(\omega t)) \cos(\Omega t)) \end{aligned}$$

donc $A=P$ et $m=E$



Sur le graphe ci-dessus, nous pouvons observer après addition de la porteuse au signal modulé, que l'enveloppe ne se rapproche plus autant de zéro comme c'était le cas sans addition de la porteuse. Cela est dû au fait que l'on rajoute au signal modulé l'amplitude de la porteuse.



Ci-contre nous avons le spectre de notre signal modulé, nous pouvons voir la fréquence de notre signal modulant, formant deux raies dans la partie positive ainsi que dans la partie négative. Ces deux raies sont situées autour de la fréquence porteuse, qui est maintenant visible par une raie ayant une amplitude double des raies du signal modulé.

3.2 - Spécifications techniques du multiplicateur utilisé

Afin de réaliser la modulation d'amplitude, nous allons utiliser un multiplicateur intégré AD534.

Celui-ci possède dix broches actives correspondant à son alimentation, ses entrées et ses sorties. Pour pouvoir fonctionner, l'AD534J doit être alimenté en $\pm 18V$, et l'AD534S/T en $\pm 22V$. Les maxima que l'on ne doit pas dépasser pour ne pas endommager le composant dépendent du modèle que l'on a. En tp, nous avons le AD534J qui supporte 10V maximum à ses entrées. La bande passante de ce multiplicateur est de 1MHz, mais lorsque l'on sort de cette gamme, les variations seront limitées.

Le *slew-rate* est la variation maximale de différence de potentiel en un temps

donné, ici il vaut $20V/\mu s$ ce qui signifie que l'amplitude du signal pourra augmenter de 20V en $1\mu s$. Ce slew rate implique que le signal ne pourra pas monter dans les très hautes fréquences, car sinon celui-ci sera déformé. Cela explique les limites de bande passante : une période de $1\mu s$ donne une fréquence de 1MHz.

Ce composant propose de nombreuses applications, autre que ce composant puisse servir de multiplicateur, il lui est aussi possible de servir de diviseur, de pouvoir réaliser une racine carrée, une mise à l'échelle, de devenir un générateur de sinus, de pouvoir réaliser une différence de carré, une modulation d'amplitude, des pourcentages et une conversion tension efficace vers tension continue. Cependant, on ne peut pas utiliser d'autres fonctions que le multiplicateur car certaines broches nous sont physiquement interdites d'accès.

3.3 - Mise en pratique de l'étude précédente

Lors de la mise en pratique de l'étude de la modulation, nous avons utilisé l'oscillateur à impédance négative pour créer notre porteuse et pris un signal modulant délivré par le générateur basses fréquences. Le multiplicateur AD534 nous a permis de réaliser la modulation d'amplitude et l'additionneur nous a permis d'ajouter la porteuse au signal récupéré de sortie du multiplicateur.

Dans un premier temps nous avons étudié séparément le multiplicateur et le sommateur, ensuite nous nous sommes affairé à réaliser une modulation par simple multiplication et par la suite nous avons étudié le même montage mais en lui ajoutant le sommateur.

3.3.1 - La plaquette PLL

Sur cette plaquette, les éléments qui nous ont été utiles lors de la réalisation du tp sont le multiplicateur AD534J ainsi que le sommateur.

Une fois ces éléments repérés, nous les avons testés pour vérifier leur bon fonctionnement ainsi que pour mettre en évidence leur rôle sur des signaux simples.

3.3.1.1 - Test du multiplicateur

L'un des premiers tests a été d'injecter dans le multiplicateur deux tensions continues dont l'amplitude valait 5V.

Théoriquement, nous devons trouver en sortie de composant $25V^2$, mais cette

valeur est divisée par 10V par le composant pour avoir des volts en sortie, comme expliqué précédemment dans la partie théorique, ce qui nous donnait donc une tension de sortie théorique de 2,5V.

De ce fait pour le vérifier en pratique, il nous a juste été nécessaire de brancher l'oscilloscope à sa sortie. Une fois cela fait nous pouvions voir une tension continue de 2,5V comme prévu. Ce premier test nous a permis de vérifier le bon fonctionnement du composant.

Le deuxième test fut d'injecter une sinusoïde d'amplitude $12,3V_{pp}$ et de fréquence 103Hz ainsi qu'une tension continue de 5V.

En théorie, suivant l'explication dans le premier test, nous devons récupérer en sortie de composant, une sinusoïde de tension pic-pic de 6,15V.

En pratique, en faisant la même manipulation que précédemment, nous pouvions voir une sinusoïde de $6,7V_{pp}$.

En comparant la théorie à la pratique, nous avons calculé une erreur relative de 9% et nous avons pu relever un léger déphasage de 6° . Cela reste suffisamment petit pour être ignoré.

Nous avons aussi voulu voir le comportement du composant en haute fréquence, avec un sinusoïde de fréquence 1MHz (fréquence maximum délivrable par le GBF) et d'amplitude pic pic 13,5V. Nous avons de ce fait récupéré une sinusoïde d'amplitude 6,51V. Cela nous a permis de déduire une erreur relative de 3% mais aussi un déphasage de 65° , ce qui n'est pas tolérable pour faire une bonne modulation.

Lors du test du composant nous avons pu voir son rôle sur le signal, nous nous sommes aperçus que son fonctionnement était correct dans l'ensemble, mais un déphasage important apparaissait lorsque l'on montait en haute fréquence.

3.3.1.2 - Test du sommateur

Le sommateur devant seulement additionner des signaux qui lui sont injectés, nous lui avons dans un premier temps injecté deux tensions continues de 5V. En théorie nous devons récupérer une tension continue de 10V, ce qui c'est produit lors de la pratique, nous en avons conclut qu'il fonctionnait bien.

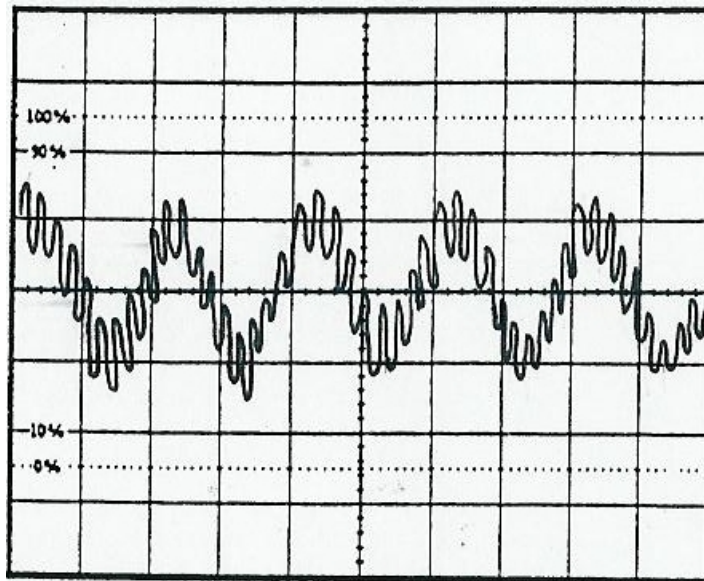
Nous avons effectuer un deuxième test, où nous avons injecté une sinusoïde de fréquence 1kHz et d'amplitude pic pic de 13V avec une tension continue de 5V. En théorie nous devons récupérer une sinusoïde de 18V, ce qui c'est produit en pratique. Mais lorsqu'on lui a injecté une sinusoïde de haute fréquence, nous avons

pu constater un déphasage et une chute de tension.

Nous avons ensuite injecté deux sinusoïdes de fréquence f_1 et f_2 et d'amplitudes $V_{1,pp}$ et $V_{2,pp}$ différentes.

$$\begin{aligned} f_1 &= 1,02\text{kHz} & V_{1,pp} &= 13,3\text{V} \\ f_2 &= 9,64\text{kHz} & V_{2,pp} &= 9,35\text{V} \end{aligned}$$

Nous avons alors récupéré en sortie le signal suivant :



Lors de nos mesures, nous avons pu nous apercevoir que la fréquence des grandes variations valait 1kHz, ce qui correspond à la fréquence f_1 , et que son amplitude valait 22,6V, correspondant à $V_{1,pp} + V_{2,pp}$. La fréquence des petites variations était de 10 kHz correspondant à la fréquence f_2 et d'amplitude 10V, correspondant à $V_{2,pp}$.

De cela nous pouvons conclure lorsque l'on additionne deux sinusoïdes de fréquences différentes, la sinusoïde ayant la fréquence la plus basse fait varier l'amplitude de la sinusoïde ayant la fréquence la plus haute.

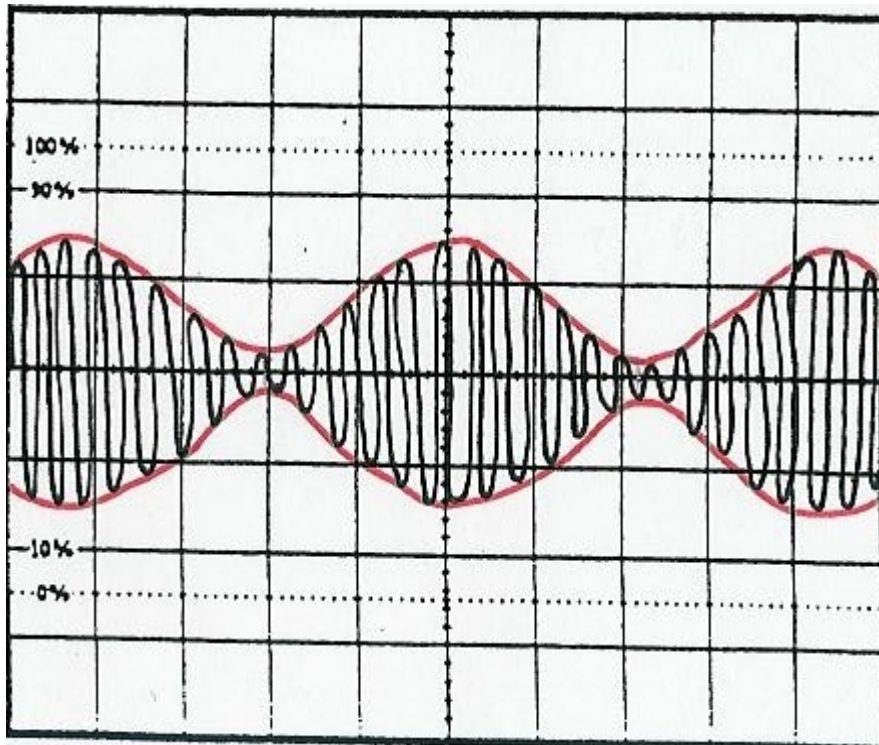
3.3.2 - Modulation par simple multiplication

3.3.2.1 - Cas de la modulation d'un modulant harmonique

Dans cette partie du tp, nous nous sommes affairé à effectuer la

multiplication de notre porteuse avec un modulant harmonique.

On obtient alors un signal modulé en amplitude correspondant à notre étude théorique.



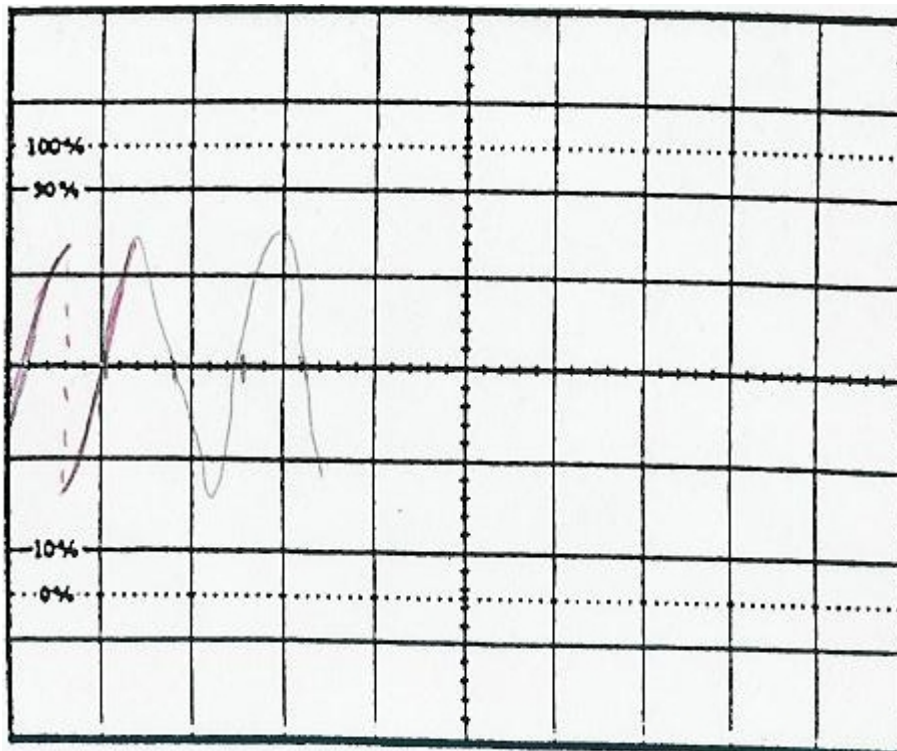
Nous pouvons voir sur le chronogramme ci-dessus, la sortie du multiplicateur. Cette sortie est en fait une sinusoïde ayant la même fréquence porteuse mais où notre modulant harmonique fait varier son amplitude en fonction de la sienne. En rouge nous avons tracé l'enveloppe de la sinusoïde, mais il faut savoir que celle-ci n'apparaît pas réellement, cette enveloppe correspond en fait à notre modulant harmonique ou pour être plus claire à notre signal que l'on veut transmettre. Cette enveloppe a les mêmes caractéristiques fréquentielles que notre signal modulant, même fréquence. Cela nous permet de dire que le modulant est transporté par notre porteuse, il suffira d'amplifier le signal démodulé à l'étage de réception. On doit aussi remarquer que le minimum de l'enveloppe supérieur et le maximum de l'enveloppe inférieur sont très proche de zéro si ce n'est égal.

3.3.2.2 - Cas d'un modulant carré

Ici nous avons réalisé la multiplication de notre porteuse avec un signal modulant carré.

Dans cette partie, n'ayant pas traité le cas d'une modulation d'amplitude avec un modulant carré en théorie, nous ne pouvons pas prévoir les résultats.

Nous avons alors obtenu cette sortie :



Sur le chronogramme ci-dessus, nous observons une sinusoïde de la même fréquence que notre porteuse, aucune variation d'amplitude n'apparaît comme c'était le cas avec un modulant harmonique. Mais nous pouvons constater qu'une inversion de phase se produit, et ce à chaque front du modulant carré.

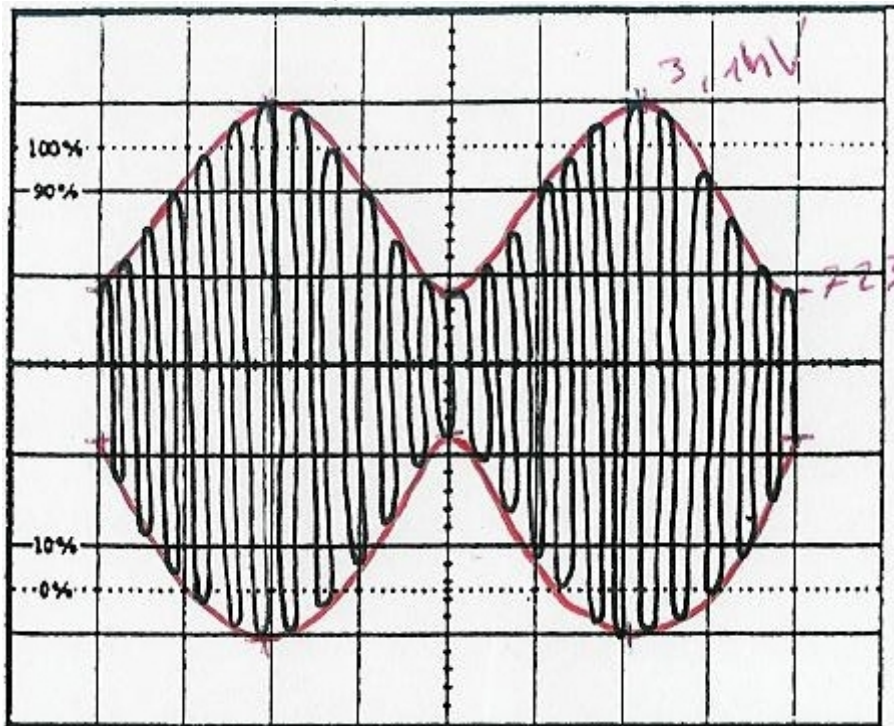
De cela nous pouvons admettre que lors d'une modulation d'amplitude d'un modulant carré avec une porteuse sinusoïdale, on peut savoir le changement d'état de notre signal carré mais il nous est impossible de savoir si le front indiqué par l'inversion de phase de la porteuse est un front montant ou descendant, et donc de savoir si notre signal carré est à l'état haut ou à l'état bas.

3.3.3 - Modulation d'amplitude par multiplication et addition de la porteuse

Pour cette partie, nous avons récupéré le montage que l'on a effectué pour notre modulation par simple multiplication mais nous avons additionné le signal modulé récupéré avec notre porteuse par le biais d'un sommateur.

Dans un premier temps, nous avons utilisé un modulant harmonique de fréquence très inférieure à celle de la porteuse pour réaliser notre modulation

d'amplitude, les résultats trouvés concordent avec notre étude théorique réalisée précédemment, nous avons récupéré la courbe suivante.

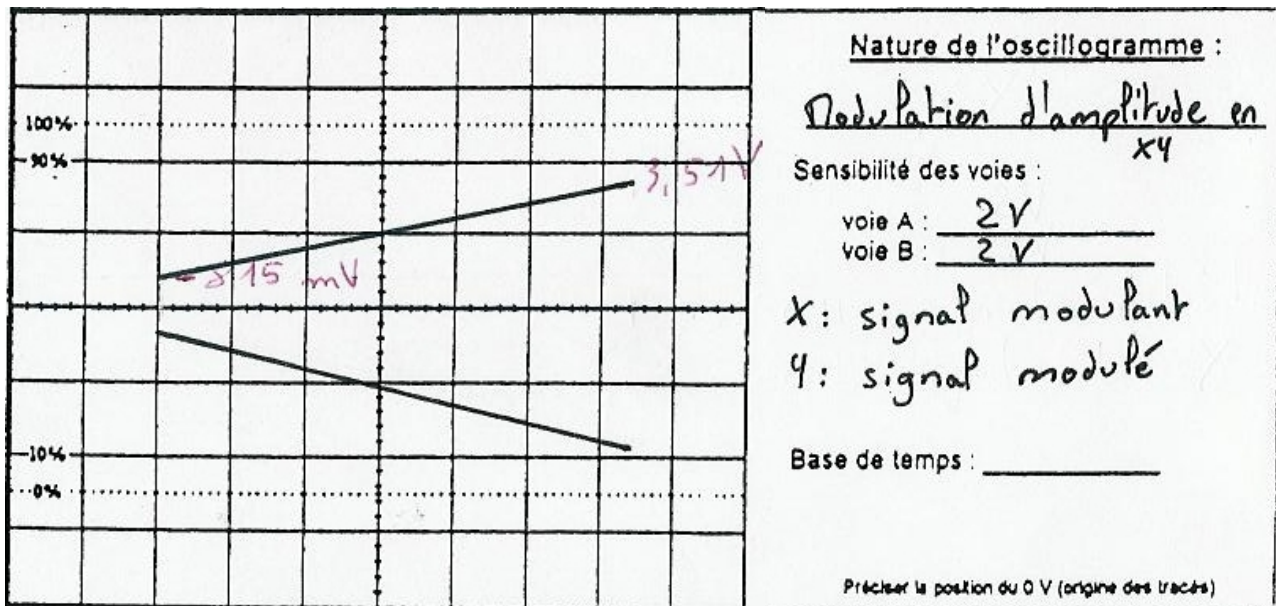


Sur le tracé de la courbe du signal modulé ci-dessus, nous pouvons constater qu'en dépit de rajout du sommateur, la modulation a toujours lieu, ceci est d'autant plus vrai qu'il n'est là que pour rajouter la porteuse au signal modulé. En comparaison avec la courbe du signal modulé par simple multiplication, aucune différence flagrante n'est observée à l'exception du changement d'amplitude entre les deux signaux, alors que le signal modulé par simple multiplication voyait le minimum de son enveloppe supérieure et le maximum de son enveloppe inférieure égal à zéro, le signal modulé par multiplication et addition de la porteuse, que l'on traite ici voit le minimum de son enveloppe supérieure et le maximum de son enveloppe inférieure égal respectivement à 723mV et -723mV. Ce changement d'amplitude est dû au sommateur qui ajoute l'amplitude de la porteuse au signal modulé.

Lorsque l'on a observé en même temps le signal modulant harmonique et notre signal modulé, nous nous sommes aperçus que la fréquence de l'enveloppe de notre signal modulé avait la même fréquence que notre modulant, mais cependant leurs amplitudes étaient différentes. Nous pouvons de ce fait affirmer que l'enveloppe du signal modulé correspond à notre modulant ou autrement dit au signal que l'on veut transmettre. Nous pouvons aussi confirmer que notre modulation s'est parfaitement réalisée, car même si l'amplitude de l'enveloppe de notre signal modulé est différente de notre modulant, l'information que l'on veut

transmettre se trouve dans sa fréquence qui est ici bien retranscrite, l'amplitude devra toute fois suffisante pour pouvoir récupérer le signal correctement mais n'influera pas sur l'information transmise : il suffira d'amplifier le signal avec un montage amplificateur non-inverseur par exemple.

Nous avons aussi observé la courbe en graphe XY, et nous avons obtenu le graphe suivant.



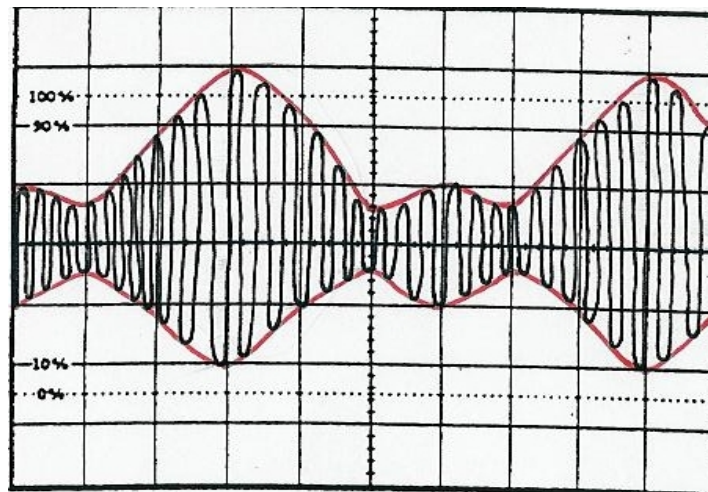
Ce graphe particulier représente en ordonnée l'amplitude de notre signal modulé et en abscisse l'amplitude de notre modulant, il nous permettra de pouvoir calculer l'indice de modulation appliqué. La valeur maximum et minimum de la droite supérieure représente respectivement le maximum et le minimum de l'amplitude du signal modulé.

Pour pouvoir calculer l'indice de modulation, il nous faut relever la valeur de la tension maximum et minimum de la droite supérieure, ici, la valeur maximale d'amplitude vaut 3,51V et celle minimale vaut 815mV.

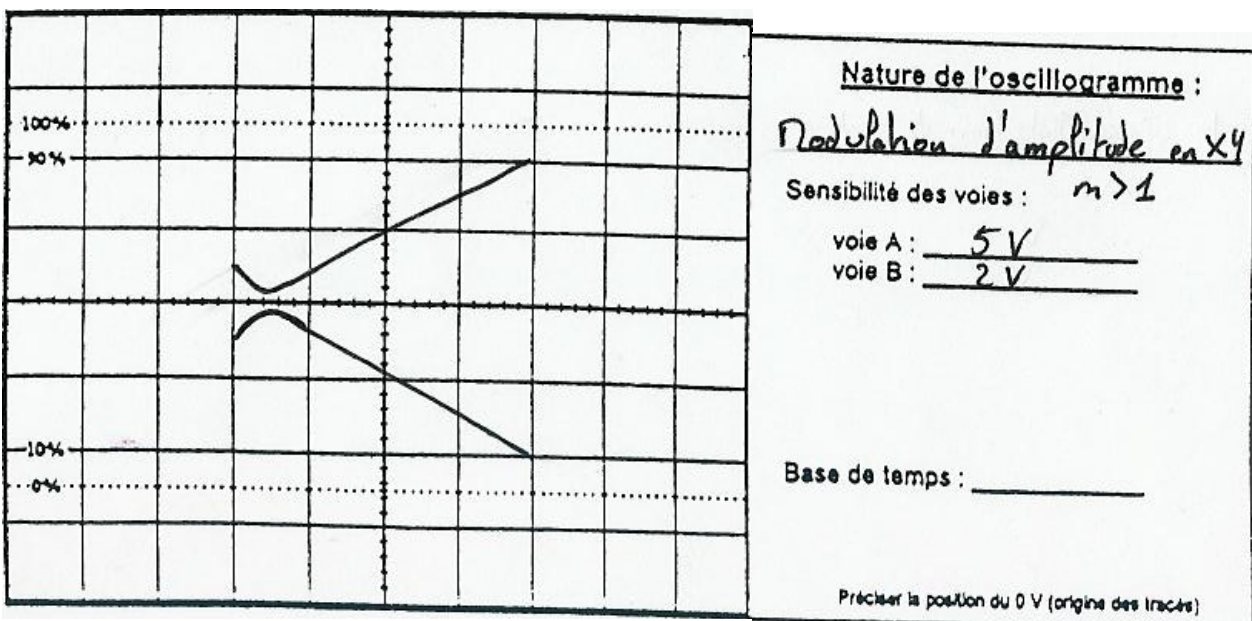
Nous savons que la valeur maximale vaut théoriquement $A(1+m)$ et celle minimal vaut $A(1-m)$, de plus nous pouvons relier ces deux valeurs par la relation suivante $\frac{A(1+m)}{A(1-m)}$ où m est notre indice de modulation.

Nous pouvons alors en déduire que $\frac{3510}{815} = \frac{A(1+m)}{A(1-m)}$. Après la résolution de cette équation, nous trouvons la valeur de notre indice de modulation qui est $m=0,62$.

Nous avons pu ensuite faire varier l'indice de modulation, pour cela il suffit de faire varier l'amplitude du signal modulant, nous avons alors regarder l'allure des oscillogrammes lorsque l'indice de modulation était supérieur à 1, ce qui nous a donné ceci.



Nous pouvons voir sur cet oscillogramme que lorsque l'indice de modulation est supérieur à 1, c'est à dire que la fréquence du modulant est supérieure à celle de notre porteuse, nous pouvons voir une anomalie au niveau de l'amplitude du signal modulé, donc de son enveloppe, et donc du signal qui contenait l'information à transmettre. Cela s'explique par le fait que les deux enveloppes se sont rapprochées et ont fini par se chevaucher, nous pouvons d'ailleurs remarquer que le petit "bond" supérieur est en fait la continuité de l'enveloppe inférieure et inversement pour le "bond" inférieur.



Sur le graphe en XY, nous pouvons aussi remarqué un "bond" dans l'amplitude

du signal modulé, cela se voit sur la courbe supérieur car au début sa tension chute pour ensuite remonter.

Nous pouvons en conclure que l'indice de modulation ne doit pas être supérieur à 1, et donc que l'amplitude du modulant ne soit pas supérieure à celle de la porteuse. Si c'est le cas alors l'indice de modulation est supérieur à 1 donc nous n'avons plus le même signal que nous voulions transmettre, et en conséquence lors de la démodulation nous avons un changement de l'information que l'on voulait transmettre.

4 - Démodulation d'amplitude

4.1 - Démodulation d'amplitude par multiplication

La démodulation d'amplitude par multiplication part du même principe que la modulation d'amplitude. La démodulation s'effectue en deux étapes. Tout d'abord, on doit multiplier le signal à démoduler par la porteuse puis on applique un filtre passe bas. La difficulté de cette méthode est de retrouver la porteuse. Nous ne le ferons pas dans ce tp mais nous utiliserons plutôt la porteuse générée pour la modulation. Dans la mesure où on souhaite faire une transmission, on n'aura pas la possibilité de récupérer la porteuse sur le système modulant : autant transmettre le signal directement. Il faudrait en fait, à partir du signal modulé, récupérer la porteuse grâce à un filtre passe-haut ou un dispositif plus complexe (mais plus précis) et la générer localement pour faire la démodulation par multiplication. Voyons ce que donne cette démodulation d'un point de vue mathématique. On se place dans le cas général, c'est à dire quand on génère une porteuse localement. Cette porteuse a la même fréquence que la première mais pas forcément la même amplitude. On notera P' l'amplitude de la porteuse reconstituée.

On rappelle que le signal modulé a pour expression :

$$v(t) = A \cos(2\pi f_p t) + A \cos(2\pi f_p t) \times m \cos(2\pi f_m t)$$

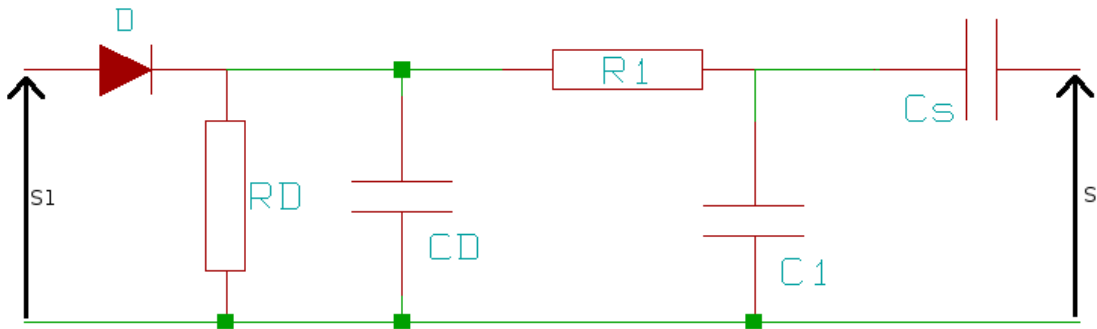
D'après le schéma synoptique du système, on multiplie $v(t)$ par la nouvelle porteuse.

$$\begin{aligned}
s(t) &= v(t) \times P' \cos(2\pi f_p t) \\
&= [A \cos(2\pi f_p t) + A \cos(2\pi f_p t) \times m \cos(2\pi f_m t)] \times P' \cos(2\pi f_p t) \\
&= AP' \cos^2(2\pi f_p t) + \frac{P' Am}{2} \cos(2\pi t(f_p + f_m)) \cos(2\pi f_p t) \\
&\quad + \frac{P' Am}{2} \cos(2\pi t(f_p - f_m)) \cos(2\pi f_p t) \\
&= AP' \cos^2(2\pi f_p t) + \frac{P' Am}{4} [\cos(2\pi t(2f_p + f_m)) + \cos(2\pi f_m t)] \\
&\quad + \frac{P' Am}{4} [\cos(2\pi t(2f_p - f_m)) + \cos(-2\pi f_m t)] \\
&= \frac{AP'}{2} + \frac{AP'}{2} \cos(2\pi 2f_p t) \\
&\quad + \frac{P' Am}{4} [\cos(2\pi t(2f_p + f_m)) + \cos(2\pi f_m t) + \cos(2\pi t(2f_p - f_m)) + \cos(2\pi f_m t)]
\end{aligned}$$

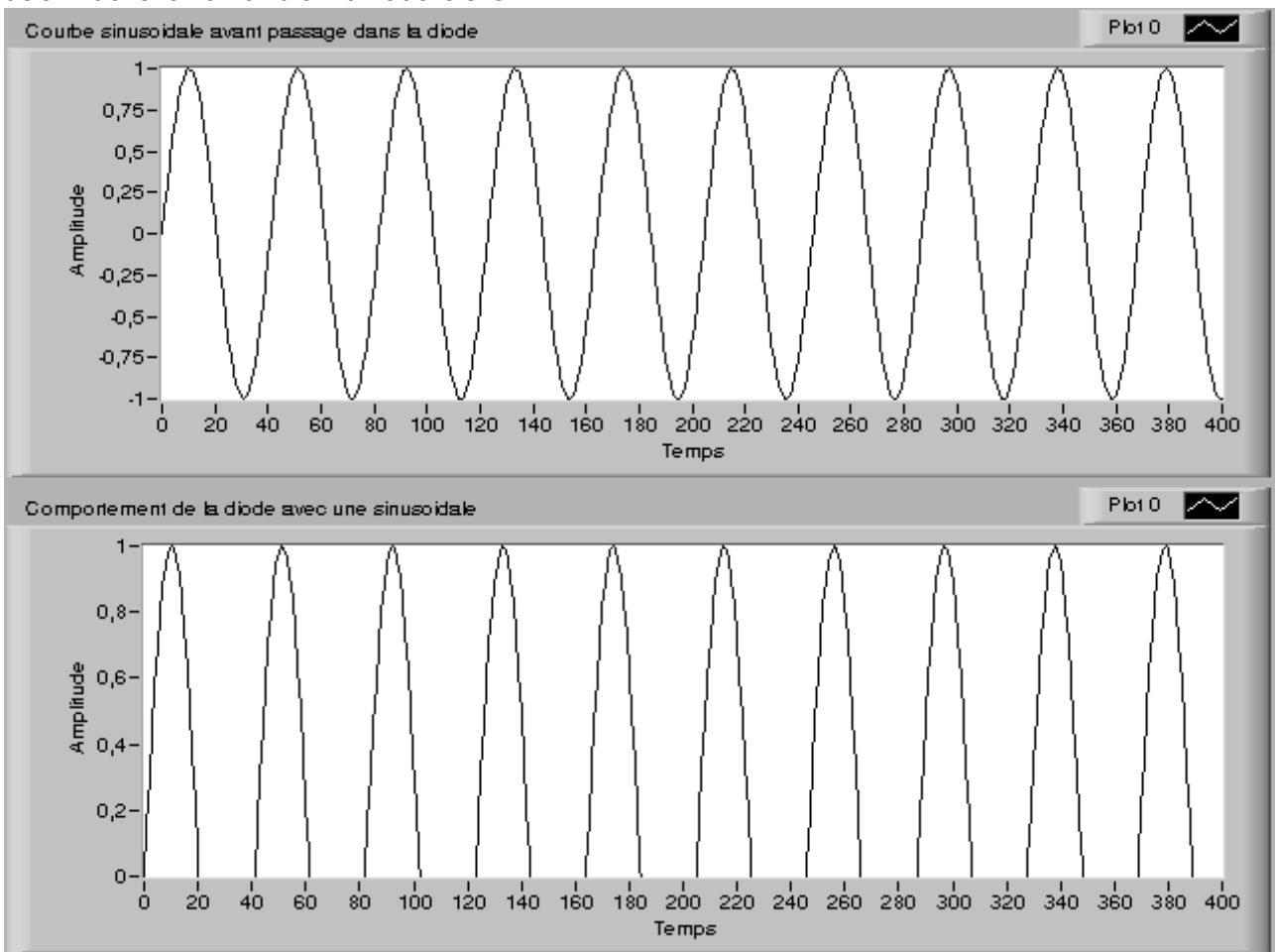
On voit d'après ce calcul l'apparition de plusieurs fréquences. Le premier terme $\frac{AP'}{2}$ est une tension continue. On devra la supprimer pour obtenir un signal centré sur l'axe des abscisses. On voit également l'apparition de notre signal de fréquence f_m autour de la porteuse f_p . On voit également l'apparition de notre signal autour du double de la fréquence de la porteuse. On ne veut conserver que le signal de fréquence f_m . Nous devons sélectionner une fréquence porteuse ainsi que le signal autour de la porteuse. Pour cela, on doit utiliser un filtre passe-bande que nous étudierons dans la partie filtrage. Une fois le signal filtré, on doit filtrer bas à nouveau autour de la porteuse pour n'avoir que le signal modulant autrement dit le signal à transmettre.

4.2 - Démodulation d'amplitude par diode

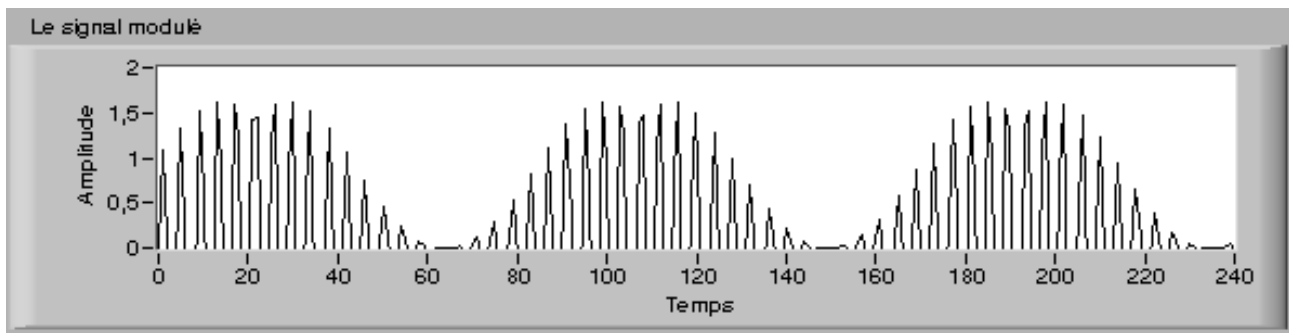
Il existe une autre méthode pour démoduler un signal modulé en amplitude. C'est la démodulation par diode. On va monter petit à petit le démodulateur à diode. Le schéma du circuit final est le suivant :



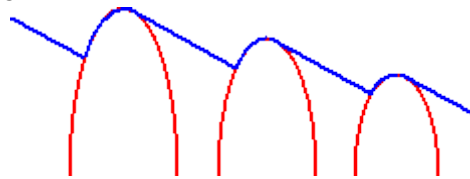
Nous ferons l'étude poussée de la diode dans la partie pratique. Pour le moment, considérons-la comme un composant qui renvoie uniquement la partie positive d'un signal. Voici comment réagit théoriquement la diode lorsqu'elle est soumise à une tension sinusoïdale.



Le signal est coupé à 0V et seule la partie positive passe. Cela dépend du sens de la diode. Ici la diode est passante dans le sens du courant. Elle est bloquée dans l'autre sens (partie négative). Avec le signal modulé en entrée, cela donnera :

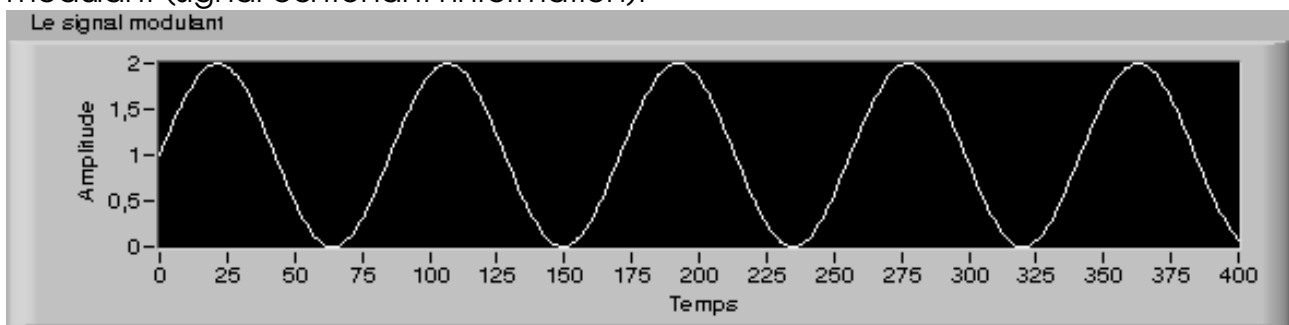


Il faut détecter l'enveloppe du signal reçu donc on place un condensateur C_D en parallèle avec R_D . On obtient ce signal en sortie (bleu). La courbe rouge représente le signal modulé.



On choisit R_D et C_D de manière à ce que $R_D C_D$ soit très inférieur à la période de la porteuse et que $R_D C_D$ soit très supérieur à la période du signal modulant afin de bien détecter l'enveloppe.

On va ensuite lisser le signal avec un filtre $R_1 C_1$, On doit choisir les valeurs de R_1 et C_1 de manière à faire un filtre passe bas pour supprimer la porteuse de haute fréquence. On a donc une sinusoïde de fréquence égale à celle du signal modulant (signal contenant l'information).

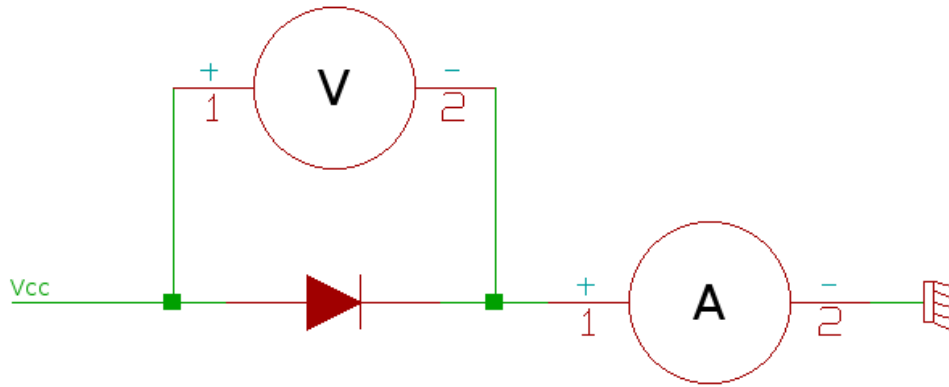


On remarque cependant que la courbe n'est pas centrée. La modulation insère automatiquement une tension continue. Il faut donc la supprimer. Pour cela, on va utiliser un condensateur C_S en série avec R_1 : le condensateur va filtrer les signaux de basse fréquence donc la tension continue. A la sortie du circuit, on a récupéré le signal voulu, centré en 0.

4.3 - Étude de la diode

La diode dont nous disposons en tp accepte jusqu'à 100mA maximum en courant. Nous devons donc mettre en place une protection pour éviter de l'endommager. Regardons d'abord le schéma de base de caractérisation courant-

tension.

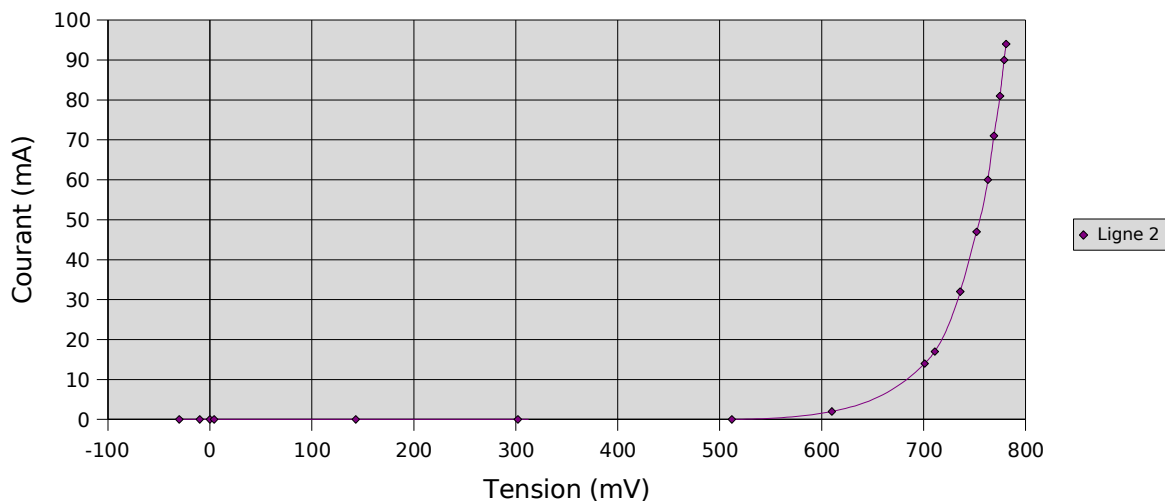


Nous pouvons mettre en place une protection grâce à une résistance placée en série avec la diode. Nous pouvons également régler le générateur de tension pour qu'il ne délivre pas plus de 100 mA en courant. Pour cela, on doit utiliser le potentiomètre prévu à cet effet et contrôler avec un ampèremètre pour avoir une précision de réglage correcte. Une fois ce réglage correctement effectué, le générateur ne dépassera pas les 100 mA en courant donc la diode est protégée. Nous pouvons donc commencer la caractérisation. On relève plusieurs points en partant d'une tension négative et en augmentant la tension jusqu'à ce que le générateur fournisse environ 100 mA. On s'arrêtera un peu avant pour que la diode soit en sécurité. On obtient ce tableau :

U(mV)	-30	-10	0	4	143	302	512	610	701
I(mA)	0	0	0	0	0	0	0	2	14

U (mV)	711	736	752	763	769	775	779	781
I (mA)	17	32	47	60	71	81	90	94

Caractéristique courant-tension d'une diode



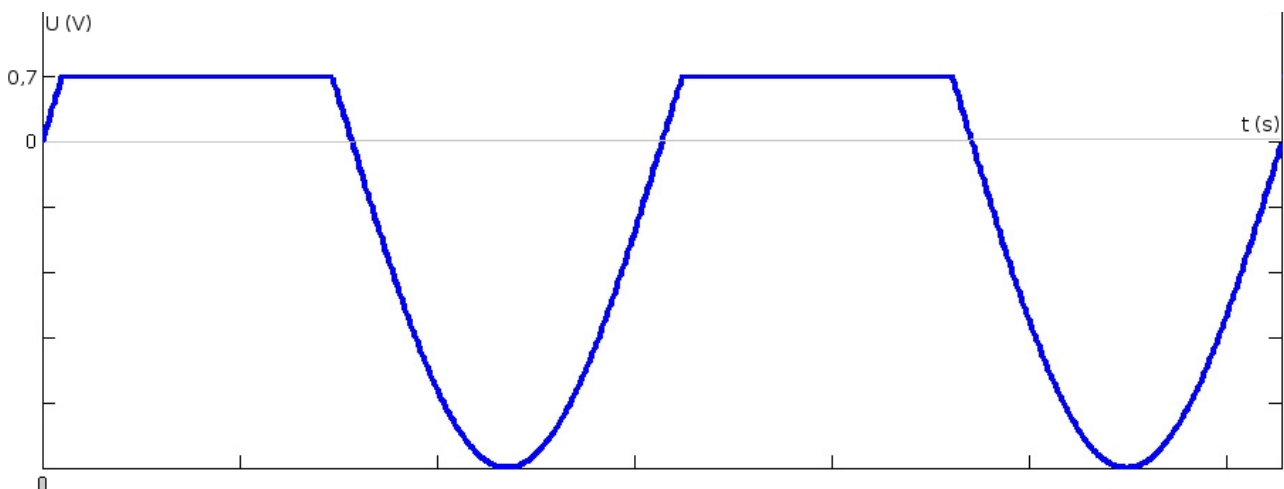
On constate d'après ce graphique que le courant traversant la diode est nul

jusqu'à un peu avant 600 mV à ses bornes. Il y a ensuite une croissance exponentielle du courant en fonction de la tension après 700 mV. On constate que la tension aux bornes de la diode ne dépasse pas les 800 mV mais le courant augmente très fortement d'où la nécessité de mesures de protections (limite en courant du générateur fixée à 100 mA). On retrouve ici un phénomène caractéristique de la diode, à savoir la tension de seuil à partir de laquelle la diode est passante ou non. En traçant la droite tangente à la partie linéaire (modélisée), on remarque que celle-ci coupe l'axe des abscisses en $U = 706 \text{ mV}$: c'est la tension de seuil de la diode.

On résout l'équation de la droite tangente d'équation $\Delta: y = ax + b$ en prenant deux points : (784mV; 84mA) et (736mV; 32mA). Le coefficient directeur de la droite est $a = \frac{784 - 736}{84 - 32} \approx 0,9 \Omega$. Maintenant, déterminons

$0,9 \times 706 + b = 0 \Rightarrow b \approx -635$. La droite a donc pour équation $\Delta: y = 0,9x - 635$. La résistance de la diode est $0,9 \Omega$. La tension de seuil est 706 mV.

Maintenant, envoyons un signal sinusoïdal dans la diode et relevons le signal de sortie. Nous obtenons ce signal en sortie. La diode est placée de façon à laisser passer que les tensions négatives.

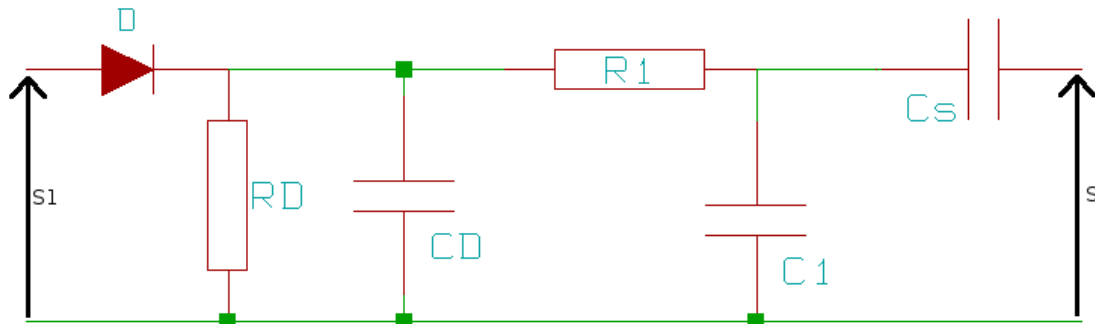


On observe cependant une partie positive à 0,7V. Cela correspond à la tension de seuil de la diode. Ce comportement est différent de ce qui a été prévu dans la théorie. Ceci n'est pas réellement un problème : la détection d'enveloppe faite avec la diode sera un peu moins bonne mais sera tout de même suffisamment correcte pour pouvoir démoduler le signal.

On tente également de trouver les limites de la diode en fréquence. La diode supporte bien les signaux basse fréquence mais à partir d'environ 10kHz, elle déforme les signaux. Plus on dépasse cette fréquence, plus le signal est déformé (perte du caractère sinusoïdal).

4.4 - Mise en pratique du démodulateur à diode

Notre signal modulé est réalisé à partir d'un signal modulant de fréquence 523 Hz et d'une porteuse de 32,4 kHz. Nous rappelons le schéma :



Il faut sélectionner R_D et C_D de telle manière à ce que

$$R_D C_D \gg \frac{1}{\Omega}$$

$$R_D C_D \ll \frac{1}{\omega} \quad \text{avec } \Omega \text{ la pulsation de la porteuse et } \omega \text{ la pulsation du modulant}$$

Cela donne donc $R_D C_D \gg \frac{1}{2\pi f_p}$ donc $R_D C_D \gg 4,9 \cdot 10^{-6}$
 $R_D C_D \ll \frac{1}{2\pi f_m}$ donc $R_D C_D \ll 3 \cdot 10^{-4}$. En choisissant $R_D = 1000$

Ω et $C_D = 47\text{nF}$, on obtient $R_D C_D = 4,7 \cdot 10^{-5}$ donc on respecte bien les conditions. En pratique, les composants ont pour valeur $R_D = 985 \Omega$ et $C_D = 46,7 \text{ nF}$ donc $R_D C_D = 4,6 \cdot 10^{-5}$. Cette étape permet de détecter l'enveloppe du signal. Il faut maintenant la lisser : cela se fait par un filtre passe-bas $R_1 C_1$.

Ce filtre passe-bas a pour but de supprimer la porteuse du signal. Nous choisissons donc $R_1 C_1 \gg \frac{1}{2\pi f_p}$ donc $R_1 = 105 \Omega$, $C_1 = 47\text{nF}$. Nous avons donc en sortie de ce filtre le signal modulant de fréquence f_m mais avec une tension continue ajoutée à ce signal. Une idée serait de mettre un filtre passe-haut.

Nous allons simplement mettre un condensateur de 10 nF en série à la sortie du filtre passe-bas. Ce condensateur se comporte comme un interrupteur ouvert avec les basses fréquences donc avec la tension continue. Un interrupteur ouvert ne laisse pas passer le courant donc ne laissera pas passer cette tension continue. Le signal sera donc restitué sans la tension continue.

Ici, la démodulation se passe bien car il n'y a qu'une seule porteuse sur notre système. En exploitation réelle, on aurait plusieurs porteuses afin d'avoir plusieurs communications simultanées. Il faut donc sélectionner la porteuse. Pour cela, il faut réaliser une étape de filtrage passe-bande autour de la fréquence porteuse et de

bande passante suffisante pour laisser passer le signal contenant l'information. Cette étape de filtrage doit dans ce cas se faire avant la démodulation.

5 - Filtrage

5.1 - Préparation – Calculs préliminaires

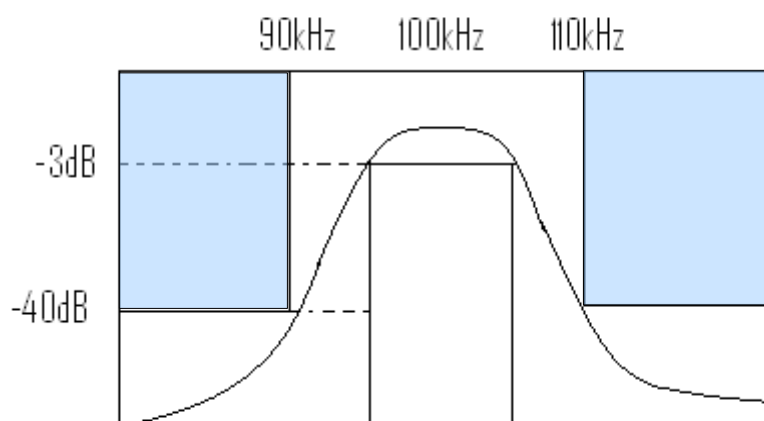
Une fois la transmission des données modulées accomplie, il nous faut les récupérer, or il n'est pas rare que d'autres signaux soient transmis sur un même médium, comme c'est le cas pour la radio. Le fait que plusieurs signaux soient transmis sur un même médium pose alors un problème lors de la récupération du signal qui nous intéresse : si nous voulons récupérer notre signal, nous avons de très fortes chances, si le médium est utilisé pour d'autres transmissions de données, de récupérer non pas seulement notre signal, mais l'ensemble des signaux transmis sur le médium.

De ce fait, il nous faut après réception de l'ensemble des signaux de fréquences différentes, et avant l'étape de démodulation, réaliser un filtre passe bande centré sur notre fréquence porteuse et donc la fréquence de notre signal reçu avec néanmoins une largeur suffisante pour récupérer toutes les fréquences de notre signal et ainsi éviter de perdre des informations.

Lors de notre étude théorique du filtre, nous voulions mettre en place un filtre passe bande permettant d'isoler un signal modulé en amplitude sur une porteuse dont la fréquence était de 100kHz et dont le modulant avait une fréquence comprise dans la bande (100Hz – 10kHz).

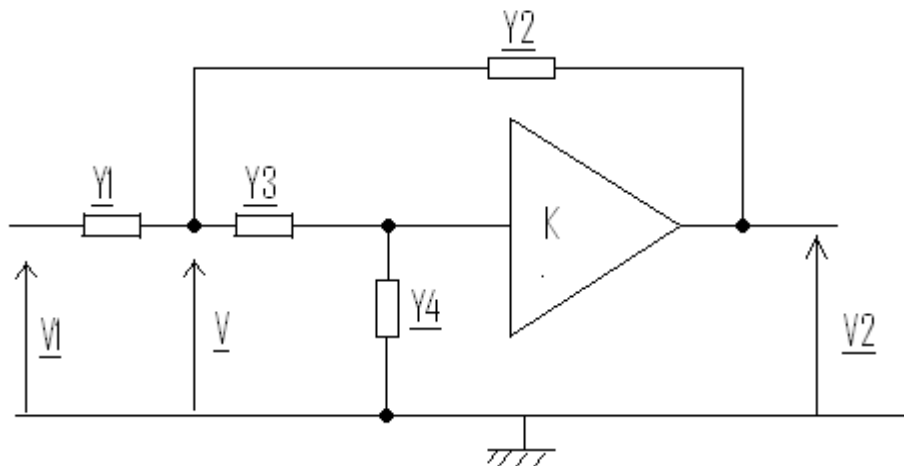
Sachant cela, nous avons mis en place un gabarit (un graphique donnant les valeurs de fréquence et d'atténuation à respecter), ce gabarit nous permettra de pouvoir faire plus facilement notre filtre, car il nous indique les valeurs de fréquence et d'atténuation que l'on devra respecter.

Voici le gabarit réalisé :



Ce gabarit nous indique le niveau d'atténuation que l'on devra atteindre pour une fréquence donnée, et donc nous faciliter la mise au point de notre filtre.

Une fois ce gabarit réalisé, nous avons utilisé le montage de Sallen et Key parmi les nombreux montages existants. Ce filtre présente une structure générale dont voici le schéma ci-dessous, ensuite il faut changer les admittances pour faire fonctionner le filtre soit en passe-bas, passe-haut, passe-bande...

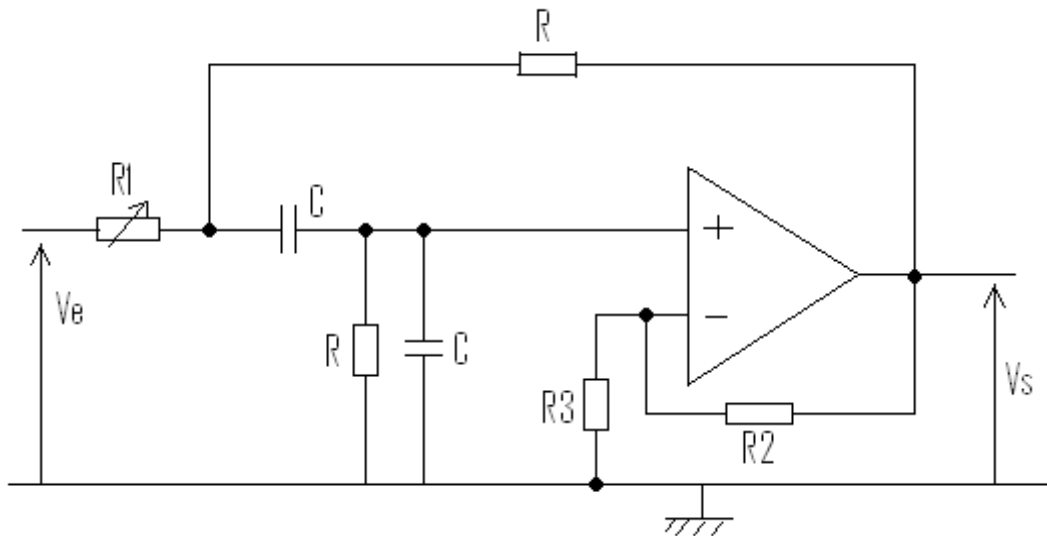


Pour réaliser notre filtre passe-bande, nous avons alors utilisé comme amplificateur de gain K, un montage d'amplificateur non inverseur. En ce qui concerne les admittances, notre montage, pour qu'il soit un filtre passe bande, doit avoir les suivantes :

$$\underline{Y1} = \frac{1}{R1} \quad ; \quad \underline{Y2} = \frac{1}{R} \quad ; \quad \underline{Y3} = jC\omega \quad ; \quad \underline{Y4} = \frac{1}{R} + jC\omega$$

Une fois en possession de ces informations , nous avons pu réaliser le schéma complet incluant l'amplificateur non inverseur et les différentes admittances par les composants adéquats.

Voici le schéma complet de notre filtre de Sallen et Key en filtre passe-bande.



Par la suite, nous avons cherché les valeurs des composants du montage précédent en sachant que la fonction de transfert du filtre est :

$$T(j\omega) = A \frac{2jm \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_c} + \left(j \frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

avec :

- ➔ l'amplification : $A = \frac{KR}{2R + R1(3-K)}$
- ➔ la pulsation médiane de la bande passante : $\omega_c = \frac{1}{RC} \sqrt{1 + \frac{R}{R1}}$
- ➔ la bande passante : $\Delta\omega = \frac{1}{RC} \left(\frac{2R}{R1 + 3 - K} \right)$

Pour pouvoir trouver les valeurs des composants de notre filtre répondant au gabarit que l'on a réalisé, nous avons comme informations :

$$K=3 \text{ et } R1 \gg R$$

de ce fait, nous pouvons dire que $A \approx \frac{K}{2}$; $\omega_c \approx \frac{1}{RC}$; $\Delta\omega = \frac{1}{RC} \left(\frac{2R}{R1} \right)$

Nous avons ensuite cherché la pulsation médiane de la bande passante $\omega_c = \frac{1}{RC}$, sachant que notre fréquence valait 100kHz, de ce fait, nous nous sommes retrouvés avec la relation $\omega_c = \frac{1}{RC} = 200 \pi \cdot 10^3$.

Ensuite il nous a fallu imposer la valeur de C pour retrouver R, ici nous avons imposé $C = 47\text{nF}$, car c'était une des valeurs de composant que l'on avait lors de la mise en pratique, et donc nous en avons déduit que $R = 33,9\Omega$.

Pour trouver la bande passante $\Delta\omega$, nous avons soustrait la borne minimale à la borne maximale de notre bande passante, nous trouvons de ce fait :

$$\Delta\omega = 9900\text{Hz}$$

Enfin, pour trouver R1, nous avons utilisé la relation

$$\Delta\omega = \frac{1}{RC} \left(\frac{2R}{R1+3-K} \right) = \omega_c \left(\frac{2R}{R1+3-K} \right), \text{ qui une fois résolue donne } R1 = \frac{2R\omega}{\Delta\omega}.$$

Une fois l'application numérique réalisée, nous trouvons $R1 = 3390\Omega$.

Nous trouvons donc comme valeurs de composants pour notre filtre passe-bande correspondant à notre gabarit réalisé précédemment :

- $C = 47\text{ nF}$
- $R = 33,9\ \Omega$
- $R1 = 3390\ \Omega$

Nous avons aussi calculé de la même manière que précédemment les valeurs des composants, mais cette fois-ci pour un filtre dont la fréquence centrale est de 15KHz et que le signal modulant se trouve aux alentours de 100Hz , nous avons aussi imposé $K=3$. Nous avons donc :

- $C = 47\text{ nF}$ (valeur imposée)
- $R = 226\ \Omega$
- $R1 = 213\ \text{k}\Omega$

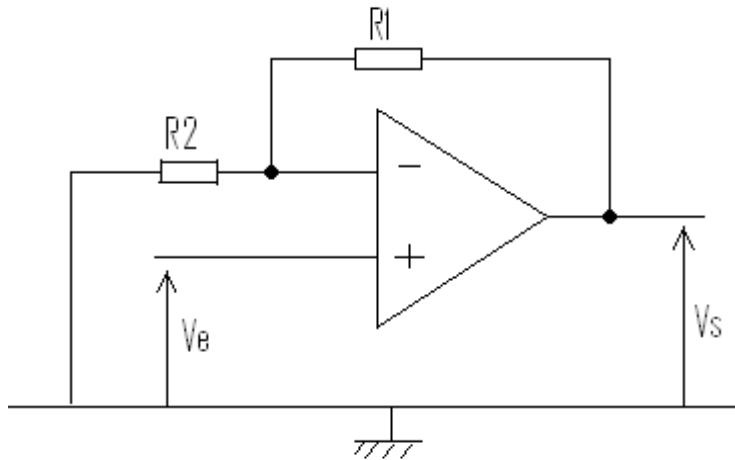
5.2 - Mise en pratique de la préparation

le filtrage sélectif

Dans notre série de travaux pratiques, nous avons dû faire passer qu'un seul signal sur un seul médium, de ce fait nous n'avons aucun problème lorsque l'on démodulait le signal reçu directement, mais dans le cas où nous aurions fait passer plusieurs signaux sur le même médium, lors de la réception nous aurions récupéré un signal différent du signal à transmettre (perturbé par les autres signaux). A cause de cela, nous avons réalisé dans cette partie un filtre passe-bande centré sur la fréquence de la porteuse du signal émis. Ce filtre devait être un filtre passe-bande

avec une structure de Sallen et Key.

Dans un premier temps, nous avons réalisé un amplificateur non inverseur dont voici le schéma :



Nous avons dans un premier temps cherché à déterminer les valeurs des résistances R1 et R2.

Comme nous étions en présence d'un amplificateur non inverseur, sa fonction de transfert s'écrit sous la forme $T(j\omega) = 1 + \frac{R1}{R2} = K$. Nous avons aussi la valeur de K, celle-ci vaut K=3.

Sachant l'équation de transfert et la valeur de K nous avons pu écrire :

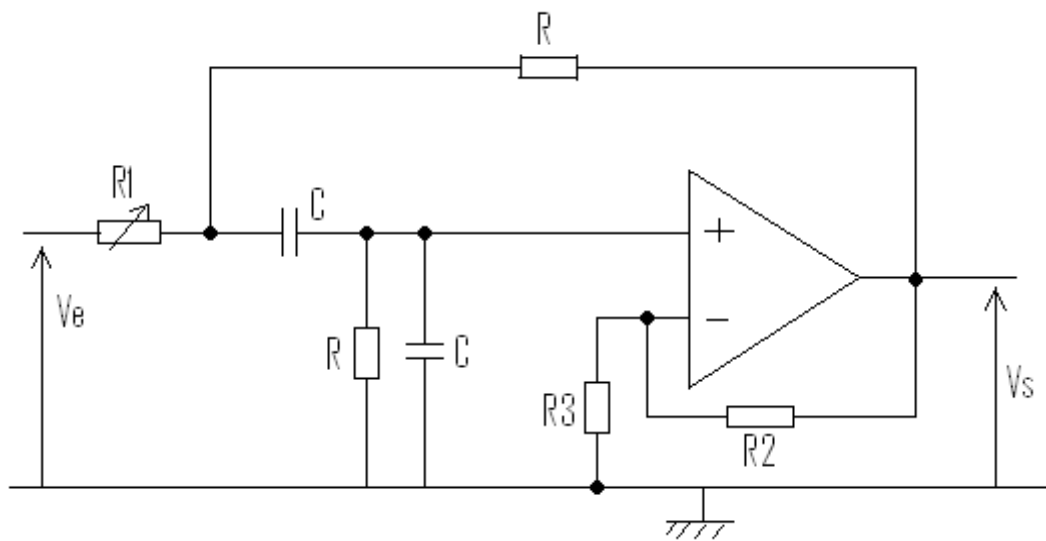
$$K=3 \Rightarrow 1 + \frac{R1}{R2} = 3$$
$$\Rightarrow \frac{R1}{R2} = 2$$

Il nous suffisait juste, une fois arrivé à cette étape, d'imposer la valeur de R2 et d'en déduire R1, donc nous avons imposé R2=1kΩ et nous en avons déduit R1=2kΩ.

Une fois cela fait, nous avons pris les résistances en conséquence lors de la mise en pratique, cependant, leurs valeurs réelles valaient R1=2,18kΩ et R2=0,99kΩ.

Après cela, nous avons testé notre montage en lui injectant une sinusoïde de fréquence 100kHz et d'amplitude 1V correspondant à notre porteuse, puis nous avons observé sa sortie et obtenu une sinusoïde d'amplitude 3V. Ensuite nous avons observé sa sortie en lui injectant en entrée une sinusoïde de fréquence 90kHz puis une autre de 110kHz correspondant au bande fréquentiel de notre filtre, celle-ci a réagi comme précédemment. Mais en lui injectant une sinusoïde de haute fréquence nous avons récupéré un signal déformé.

Nous pouvons dire que notre amplificateur non inverseur fonctionne bien, même si en haute fréquence notre signal était déformé, celui-ci réagissait parfaitement quand on était dans la gamme de fréquence de notre filtre.



Dans un deuxième temps, nous avons réalisé notre filtre passe-bande sur une fréquence centrale de 100 kHz, pour cela nous avons utilisé notre amplificateur non inverseur réalisé à l'étape précédente, ainsi qu'avec les valeurs de composants calculés dans notre partie théorique, celles-ci sont pour rappel :

- $C = 47 \text{ nF}$
- $R = 33,9 \text{ } \Omega$
- $R1 = 3390 \text{ } \Omega$

Ensuite nous avons calculé la bande passante et l'amplification de notre filtre passe bande grâce aux expressions de la partie théorique, ce qui donne :

$$A = \frac{KR}{2R + R1(3-K)} = \frac{3 \times 33,9}{2 \times 33,9 + 3390(3-3)} = 1,5$$

et

$$\Delta\omega = \frac{1}{RC} \left(2 \frac{R}{R1} + 3 - K \right) \approx 12552 \text{ kHz}$$

Après avoir fait cela, nous avons fait notre montage sans succès, le résultat en sortie ne correspondait en rien à ce que l'on voulait, le filtre filtrait sur une trop large bande de fréquence.

A cause de cela nous avons dû changer nos composants et avons pris :

- $C = 3,7 \text{ nF}$
- $R = 470 \text{ } \Omega$

- $R1 = 54,6 \text{ k}\Omega$

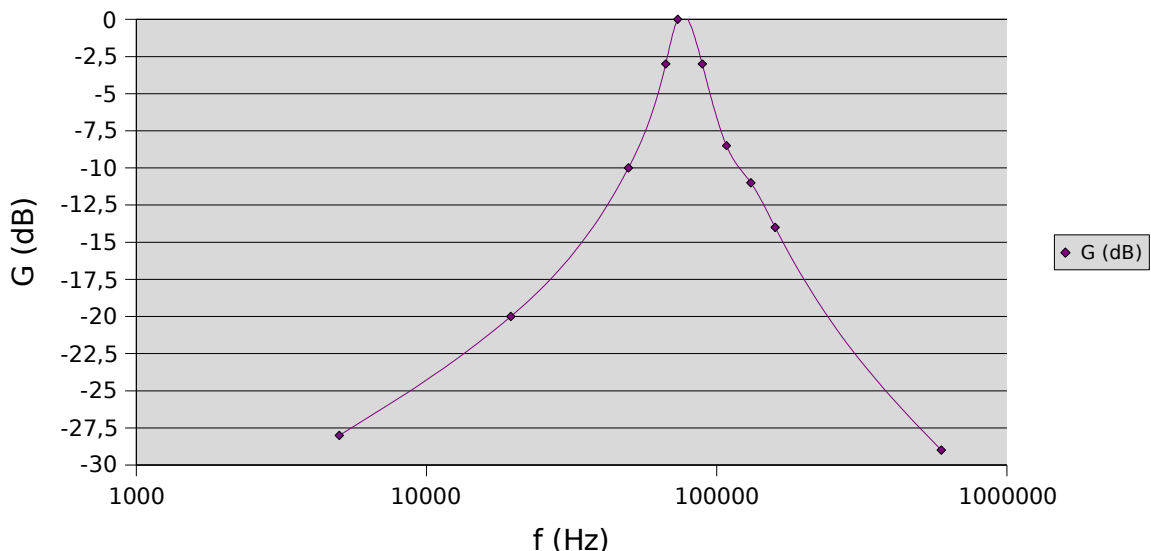
Ce qui nous donne $A = 1,5$ et $\Delta \omega = 9900 \text{ Hz}$, ce qui correspond bien à la partie théorique.

Une fois cela fait, nous avons fait diverses mesures pour pouvoir tracer le diagramme de Bode en gain et en phase, pour cela nous avons fait varier la fréquence puis pour chaque fréquence relevée, nous avons mesuré l'amplitude de sortie du signal ainsi que le temps de retard entre la courbe d'entrée et celle de sortie. De ce fait, nous avons pu construire ce tableau de valeur :

Fréquence (kHz)	19,5	49,6	66,7	73,3	89,1	108	131	159	594
Tension entrée (V)	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Tension sortie (V)	0,096	0,308		1	0,707	-0,378	0,258	0,189	0,033
Δt (μs)	-11	-3,79		130 ns	1,83	1,95	1,74	1,61	778 ns
Gain (dB)	-20	-10	-3	0	-3	-8,5	-11	-14	-29
Phase ($^\circ$)	-77,2	-67,7	-42	-3,4	58,7	75	82	92,2	166

Grâce à ce tableau, nous avons pu construire le diagramme de Bode en module puis en phase.

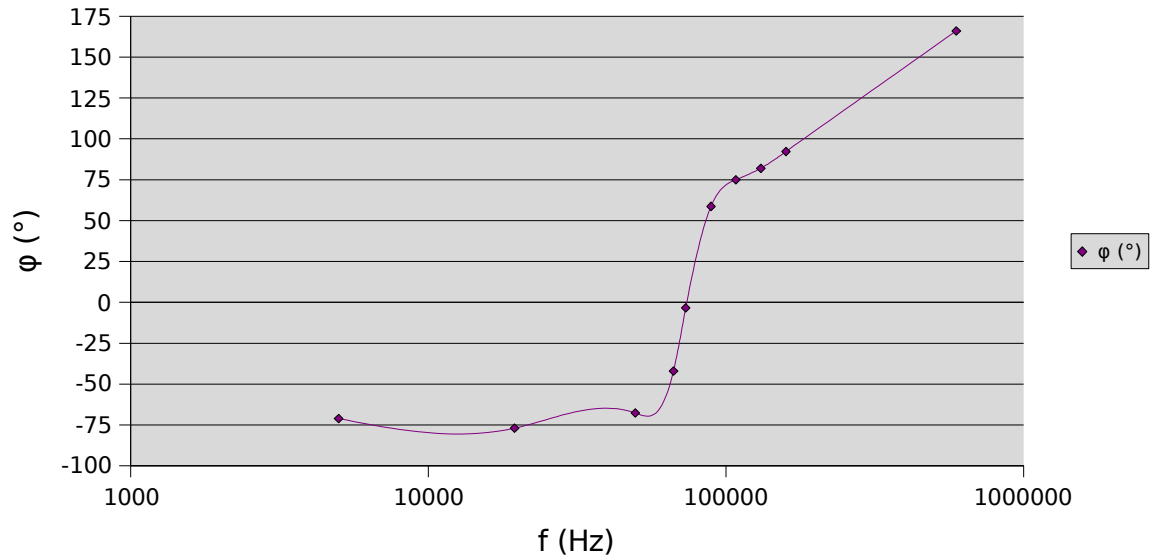
Diagramme de Bode en module



Sur le diagramme de Bode en module nous voyons relativement bien un pic vers 80kHz, représentant la valeur de fréquence que nous voulons filtrer, nous pouvons aussi voir que la bande passante est de comprise entre 66,7 kHz et 89kHz, car elle est définie à de -3dB. Le reste des fréquences reçoit une trop forte

atténuation et donc n'existent quasiment plus en sortie, elles ont été filtrées. Nous pouvons donc dire d'après ce graphe que notre fréquence centrale symbolisée par le maximum de la courbe se trouve à 80kHz

Diagramme de Bode en phase



Pour le diagramme de Bode de phase, nous voyons un palier à -75° de 19kHz à 67kHz, puis une brusque montée de 67kHz à 90kHz, cette brusque montée se réalise quand on se trouve dans la bande passante de notre filtre, puis au delà de 90kHz la phase se stabilise. Nous pouvons donc dire que sur ce diagramme, nous voyons bien notre bande passante qui ici est représentée par la brusque variation positive de phase.

Note importante

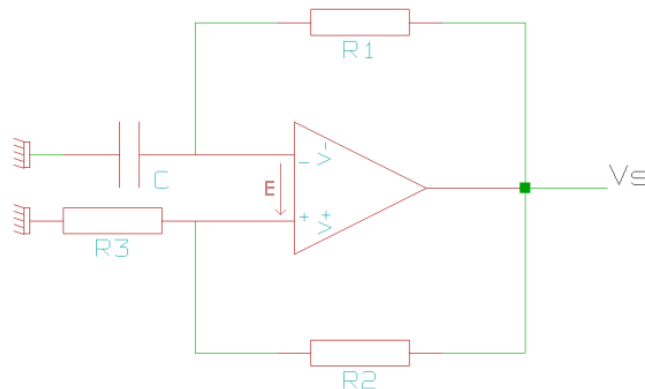
Il n'y a pas de conclusion : nous devons remettre ce document lors de la dernière séance qui était la réalisation de la chaîne complète avec test de son fonctionnement. Cette partie a été rendue à l'écrit à la fin de cette séance.

Il nous est impossible de la récupérer pour pouvoir compléter ce document.

6 - Annexe

6.1 - Démonstration de la formule de période du montage astable

Ce schéma permet de réaliser un montage astable qui génère un signal carré. Le rapport cyclique est non réglage et supposé égal à 50% : la durée θ d'un état bas est égal à la durée d'un état haut.



Nous allons déterminer la période du signal de sortie.

Posons V_0 la tension aux bornes du condensateur au début de charge et V_∞ la tension à ses bornes après un temps de charge supposé infini.

Posons U_c la tension aux bornes du condensateur à tout instant.

V_∞ peut être au maximum égal à $-V_{sat}$ car l'amplificateur ne peut pas fournir plus que sa tension de saturation.

V_0 est égal à la tension de seuil du système soit V_{seuil} .

On a $U_c = V_\infty + (V_0 - V_\infty)e^{-\frac{t}{\tau}}$ avec $\tau = R_1 C$. On en déduit que :

$$U_c = -V_{sat} + (V_{seuil} + V_{sat})e^{-\frac{t}{R_1 C}}$$

Au bout de la durée θ , on a $U_c = -V_{seuil}$ d'où

$$-V_{seuil} = -V_{sat} + (V_{seuil} + V_{sat})e^{-\frac{\theta}{R_1 C}} \Rightarrow e^{-\frac{\theta}{R_1 C}} = \frac{V_{sat} - V_{seuil}}{V_{sat} + V_{seuil}} \text{ avec } V_{seuil} = V_{sat} \frac{R_3}{R_3 + R_2} \text{ d'où}$$

$e^{-\frac{\theta}{R_1 C}} = \frac{R_2}{2R_3 + R_2} \Rightarrow \theta = R_1 C \ln\left(1 + \frac{2R_3}{R_2}\right)$ or le rapport cyclique est de 50% donc θ représente la demi période du signal de sortie donc la période est égale à 2θ d'où $T = 2\theta = 2R_1 C \ln\left(\frac{2R_3 + R_2}{R_2}\right)$