Chapitre 3 : Modulation d'amplitude

1. Nécessité et définition de la modulation

1.1. Transmission en bande de base

En télécommunication, on cherche à transmettre des informations (voix, images, données numériques…) converties en signaux électriques. La transmission directe de ces signaux s'appelle transmission en bande de base.

La transmission en bande de base n'est pas pratique pour plusieurs raisons :

- Les signaux naturellement, appartiennent à la plage des basses fréquences, ils n'ont pas la caractéristique de se propager sur des longues distances. (Impossible de transmettre la voix sans fil).
- Le canal de transmission peut être incompatible avec le signal, par exemple : il atténue fortement le signal (effet de filtrage).
- Pour des transmissions sans fil, la longueur de l'antenne nécessaire pour capter un signal varie inversement avec la fréquence, et elle est énorme pour les basses fréquences.
- Le fonctionnement de plusieurs émetteurs dans la même bande de fréquence en même temps est impossible.

Pour contourner ces problèmes, on met le signal utile dans un signal à haute fréquence.

1.2. Définition de la modulation

La modulation consiste à varier les caractéristiques d'un signal sinusoïdal à haute fréquence appelée porteuse au rythme de signal modulant produit par une source d'information.

Il est possible de moduler l'amplitude de la porteuse ou bien sa phase instantanée.

Au niveau de la réception du signal, il faut extraire le signal utile de la porteuse, c'est la démodulation.

2. La modulation d'amplitude (AM)

2.1. Définition et expression temporelle

La modulation d'amplitude (AM pour « Amplitude Modulation ») consiste à inclure le signal information b(t) dans l'amplitude de la porteuse $p(t) = A_p cos(\omega_p t)$:

$$S_{AM}(t) = \left(A_p + b(t)\right) cos(\omega_p t) \dots\dots\dots\dots (1)$$

Le terme $\left(A_p + b(t)\right)$ est appelée l'enveloppe de signal AM.

L'expression précédente s'écrit : $S_{AM}(t) = A_p\left(1 + \frac{b(t)}{A_p}\right) cos(\omega_p t)$

La figure suivante montre l'exemple d'un signal utile b(t) de forme sinusoïdale, puis ce signal modulant l'amplitude d'une porteuse.

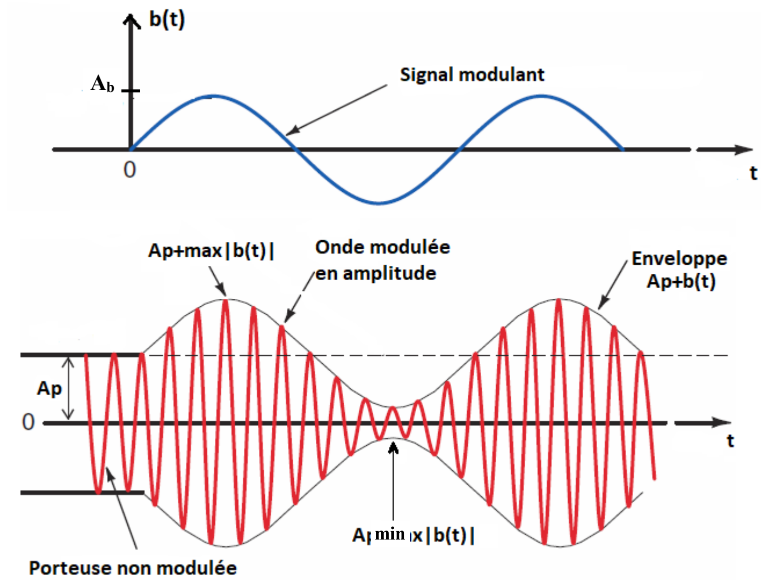

Figure 1 : La forme temporelle de la modulation d'amplitude.

On remarque que les variations de signal modulant sont dans la forme de l'enveloppe de signal modulée en amplitude.

L'amplitude d'un signal AM varie entre : $V_{max} = A_p + max|b(t)|$ et $V_{min} = A_p - min|b(t)|$.

Si le signal modulant est sinusoïdal, l'amplitude de la AM varie entre : $V_{max} = A_p + A_b$ et $V_{min} = A_p - A_b$.

Il est possible d'écrire : $A_p = \frac{V_{max}+V_{min}}{2}$ et $A_b = \frac{V_{max}-V_{min}}{2}$

2.2. L'indice de modulation :

On définit l'indice de modulation comme étant le rapport entre l'amplitude de signal utile et l'amplitude de la porteuse :

$$m = \frac{A_b}{A_p} \times 100\ [\%]$$

L'indice de modulation s'écrit aussi : $m = \frac{V_{max}-V_{min}}{V_{max}+V_{min}}$

Si $A_b > A_p$ $alors$ $m > 100\%$, on dit qu'il s'agit d'une sur-modulation. Dans ce cas l'enveloppe de la AM ne représente pas la forme de signal modulant et la démodulation est plus compliquée.

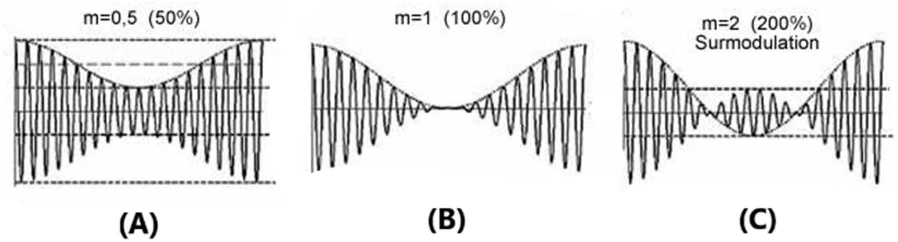

Figure 2 : modulation d'amplitude : (A) cas de m=50% ; (B) cas de m=100% ; (C) cas de surmodulation avec m=200%.

2.3. Etude fréquentielle de la modulation d'amplitude

Cas d'un signal modulant sinusoïdal :

On suppose que b(t) est un signal sinusoïdal :

$$b(t) = A_b \cos(\omega_b t)$$

L'expression du signal AM devient :

$$S_{AM}(t) = A_p(1 + m\cos(\omega_b t))\cos(\omega_p t) \ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

Pour tracer le spectre de ce signal :

1. On écrit le signal comme une somme de composantes fréquentielles de la forme : $A\cos 2\pi f_0 t$ ou bien $A\sin 2\pi f_0 t$.
2. On remplace chaque composante fréquentielle par une impulsion de Dirac à la fréquence f_0 avec une amplitude A.

On peut arranger l'expression (2) sous la forme suivante :

$$S_{AM}(t) = A_p\cos 2\pi f_p t + \frac{mA_p}{2}\cos 2\pi(f_p + f_b)t + \frac{mA_p}{2}\cos 2\pi(f_p - f_b)t$$

Le signal AM contient trois composantes fréquentielles :

- La porteuse : $A_p\cos 2\pi f_p t$
- Une bande latérale supérieure (BLS) : $\frac{mA_p}{2}\cos 2\pi(f_p + f_b)t$
- Une bande latérale inférieure (BLI) : $\frac{mA_p}{2}\cos 2\pi(f_p - f_b)t$

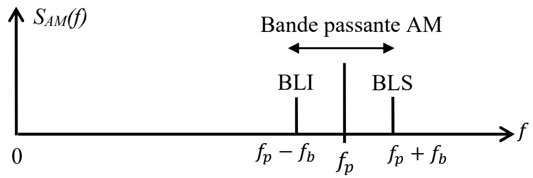

Figure 3 : Le spectre de la modulation d'amplitude avec un signal modulant sinusoïdal.

Le signal modulé en amplitude occupe une bande : $B_{AM} = 2f_b$

Cas d'un signal modulant quelconque:

Dans la pratique, le signal possède une certaine largeur de bande comprise entre f_{min} et f_{max}. Dans ce cas, on considère que ce signal est formé par plusieurs composantes fréquentielles de f_{min} à f_{max}. Par analogie avec un signal sinusoïdal, chaque fréquence f_1 donne $f_p - f_1$ et $f_p + f_1$ après la modulation, d'où le spectre de la figure (4).

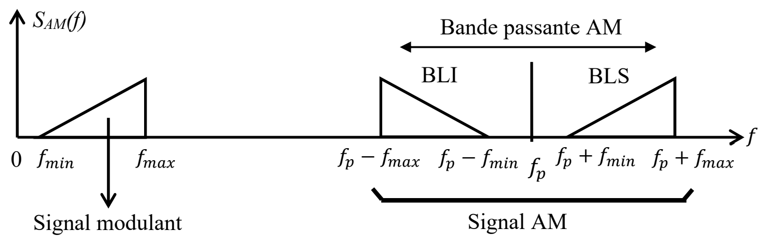

Figure 4 : Le spectre de la modulation d'amplitude avec un signal modulant quelconque.

Conclusion :

La modulation est un décalage de spectre de signal utile autour de la fréquence porteuse. La bande passante d'un signal AM : $BP = 2f_{max}$

2.4. Puissance d'un signal AM et efficacité de la modulation

Pour simplifier l'étude de la puissance, on prend le cas d'un signal modulant sinusoïdal : $S_{AM}(t) = A_p(1 + m\cos(\omega_b t))\cos(\omega_p t)$

$$S_{AM}(t) = A_p \cos 2\pi f_p t + \frac{mA_p}{2}\cos 2\pi(f_p + f_b)t + \frac{mA_p}{2}\cos 2\pi(f_p - f_b)t$$

Supposons que ce signal parcourt une résistance R, la puissance moyenne absorbée par la résistance s'écrit :

$$P_{AM} = \frac{A_p^2}{2R} + \frac{(mA_p/2)^2}{2R} + \frac{(mA_p/2)^2}{2R}$$

$$P_{AM} = \frac{A_p^2}{2R} + \frac{(mA_p)^2}{8R} + \frac{(mA_p)^2}{8R}$$

$$P_{AM} = P_P + P_{BLI} + P_{BLS}$$

Avec :

- P_P : la puissance de la porteuse.
- $P_{BLI} = P_{BLS} = \frac{m^2}{4}P_p$: la puissance des bandes latérales.

Finalement, l'expression de la puissance devient :

$$P_{AM} = P_p\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

La puissance d'un signal AM est partagée entre la porteuse et les deux bandes latérales. Mais, la porteuse ne contient pas d'information utile.

Donc, pour bien optimiser la puissance de signal AM il faut que la puissance des bandes latérales soit le maximum possible, ce qui nécessite : m=1.

En AM on essaye de garder l'indice de modulation le plus proche possible de 100%, en même temps on évite la sur-modulation.

Exemple : Pour m=1 : 2/3 de la puissance totale est perdue dans la porteuse, ce qui laisse 1/3 de la puissance totale pour les deux bandes latérales.

3. La modulation d'amplitude sans porteuse

La modulation d'amplitude sans porteuse (AM DSB-SC : Double SideBand Suppressed-Carrier), consiste à transmettre les deux bandes latérales sans la porteuse.

L'avantage de la DSB, c'est que la puissance de transmission est entièrement dans le signal utile.

On donne l'expression d'un signal DSB : $S_{DSB}(t) = A_p b(t) cos(\omega_p t)$

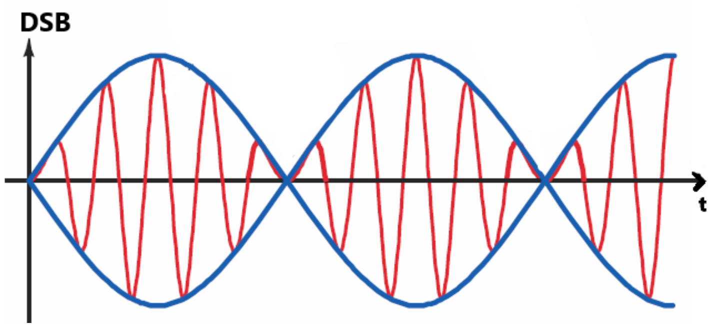

Figure 5 : Exemple de la forme d'un signal DSB.

En DSB, l'enveloppe de signal n'a pas la forme de signal modulant.

Le spectre de fréquence contient que les deux bandes latérales (Figure 6) :

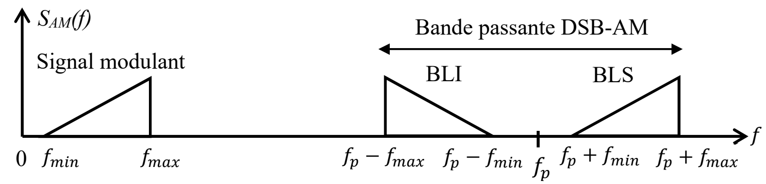

Figure 6 : Le spectre de la DSB.

La bande passante d'un signal DSB : $BP = 2f_{max}$

Le rendement de puissance est 100%. Mais, le signal utile est transmis deux fois : une dans la LSB et l'autre dans la USB.

4. La modulation d'amplitude à bande latérale unique

La modulation d'amplitude à bande latérale unique (AM SSB-SC : Single SideBand Suppressed Carrier modulation), consiste à supprimer la porteuse et une des bandes latérales et ne transmettre qu'une seule bande latérale.

Si, la bande inférieure qui est émise, alors il s'agit d'une modulation à bande latérale inférieure, LSSB : « Lower Single Side Band ».

Si, la bande supérieure qui est émise, il s'agit d'une modulation à bande latérale supérieure, USSB : « Upper Single Side Band ».

On donne l'expression d'un signal SSB pour le cas d'une modulation à bande latérale inférieure et le cas d'une modulation à bande latérale supérieure

$$\begin{cases} S_{LSSB}(t) = \frac{1}{2}b(t)cos(\omega_p t + \varphi) - \frac{1}{2}b'(t)sin(\omega_p t + \varphi) \\ S_{USSB}(t) = \frac{1}{2}b(t)cos(\omega_p t + \varphi) + \frac{1}{2}b'(t)sin(\omega_p t + \varphi) \end{cases}$$

On obtient $b'(t)$ en déphasant *b(t)* par 90°. On le calcul par la transformée d'Hilbert (hors du programme).

Ci-dessous on donne le spectre de fréquence de la LSSB:

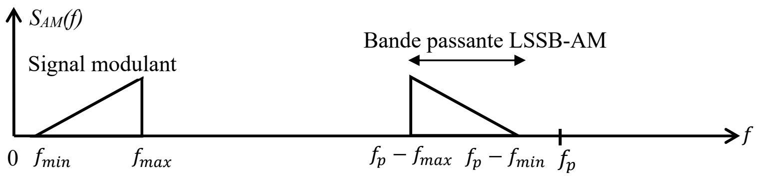

Figure 8 : Le spectre de la LSSB-AM.

La largeur de bande d'un signal LSSB est : $BP_{LSSB} = f_{max} - f_{min}$

Le spectre de fréquence de la USSB contient aussi une seule bande latérale:

Figure 7 : Le spectre de la USSB-AM.

La largeur de bande d'un signal USSB est : $BP_{USSB} = f_{max} - f_{min}$

En plus de l'optimisation de rendement en puissance (comme pour la DSB), la bande passante nécessaire pour la SSB est égale à la bande passante de signal utile, donc presque la moitié de la bande passante de la AM ou la DSB.

5. Circuits de modulation d'amplitude

5.1. Modulateur AM avec composant non linéaire

Il est possible d'utiliser un composant non linéaire (CNL) pour produire de la AM :

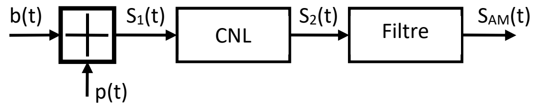

Figure 9 : Schéma bloc d'un modulateur AM avec CNL.

La fonction de transfert du CNL doit être de la forme:

$$f(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2$$

Le signal à l'entrée du CNL est : $S_1(\mathrm{t}) = \mathrm{b(t)} + \mathrm{p(t)}$

Le signal à la sortie du CNL s'écrit : $S_2(\mathrm{t}) = a_0 + a_1 S_1(\mathrm{t}) + a_2\big(S_1(\mathrm{t})\big)^2$

On remplace S_1(t) :

$$S_2(\mathrm{t}) = a_0 + a_1\big(\mathrm{b(t)} + \mathrm{p(t)}\big) + a_2\big(\mathrm{b(t)} + \mathrm{p(t)}\big)^2$$

$$S_2(\mathrm{t}) = a_0 + a_1\mathrm{b(t)} + a_1\mathrm{p(t)} + a_2\big(\mathrm{b(t)}\big)^2 + a_2\big(\mathrm{p(t)}\big)^2 + 2a_2\mathrm{b(t)p(t)}$$

Le filtre ne laisse que la porteuse et les deux bandes latérales, on obtient finalement un signal AM :

$$S_{AM}(\mathrm{t}) = a_1\mathrm{p(t)} + 2a_2\mathrm{b(t)p(t)} = a_1\left(1 + 2\frac{a_2}{a_1}\mathrm{b(t)}\right)\mathrm{p(t)}$$

Dans la figure 10, on utilise une diode comme composant non linéaire. On a la somme des deux signaux modulant et porteuse aux bornes de la résistance R3, c'est la tension V_D appliquée aux bornes de la diode.

La caractéristique d'une diode est non linéaire pour des tensions V_D faibles :

$$I_D(V_D) = I_0(e^{\alpha V_D} - 1)$$

On utilise une approximation polynomiale : $e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \cdots$

Pour des faibles valeurs de V_D, on obtient : $I_D(V_D) \approx I_0\alpha V_D + \frac{1}{2}I_0\alpha^2 V_D^2$

La diode joue le rôle d'un composant non linéaire tandis que le filtre élimine les composantes indésirables.

Ce modulateur fonctionne que si les tensions d'entrées inférieures à 1V.

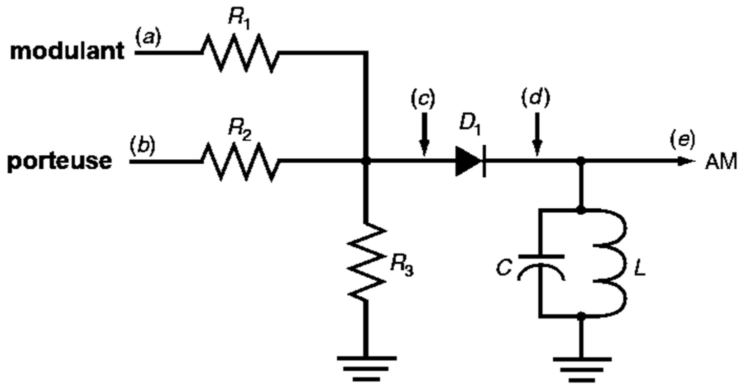

Figure 10 : Modulateur à diode.

Dans la figure 11, on a remplacé la diode par un transistor bipolaire.

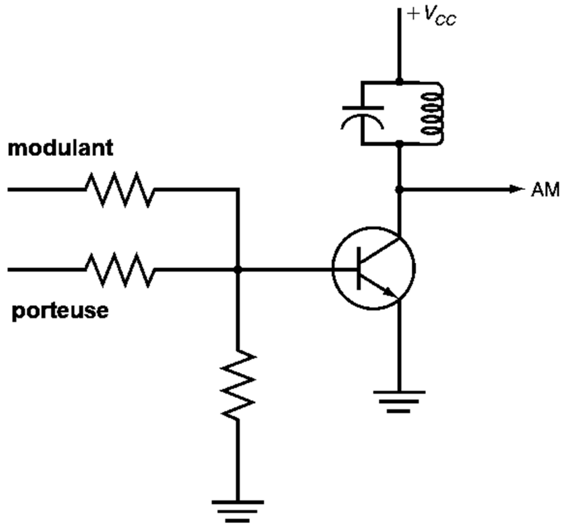

Figure 11: Modulateur à transistor.

Le courant de collecteur varie en fonction de la tension base émetteur avec l'expression :

$$I_C(V_{BE}) = I_S\left(e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_{th}}\right)} - 1\right)$$

Avec : I_S courant de saturation ; V_{th} : tension thermique du transistor.

L'expression précédente s'écrit : $I_C(V_{BE}) \approx I_S\alpha V_{BE} + \frac{1}{2}I_S\alpha^2V_{BE}^2$

Nous avons : $V_{BE} = b(t) + p(t)$ et ce circuit fonctionne de la même façon comme le circuit à diode.

Le transistor apporte une amplification, donc le courant I_C modulé en AM a une amplitude plus élevée que celle de modulateur à diode.

5.2. Modulateur AM de puissance avec transistor

Le circuit suivant produit un signal AM avec une puissance élevée.

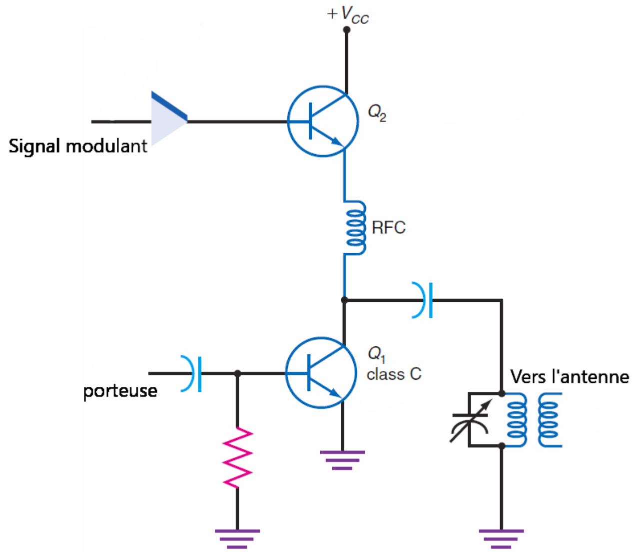

Figure 12 : Modulateur AM de puissance.

La porteuse est branchée sur la base d'un transistor Q1 fonctionnant comme un amplificateur de puissance en classe C. Le signal modulant b(t) est injecté au collecteur de Q1 à travers d'un transistor Q2.

Donc Q1 est alimenté par +Vcc et le signal modulant qui a une amplitude variable :

- Si b(t) devient positif, alors la tension qui alimente Q1 augmente, donc l'amplitude de la porteuse augmente.
- Si b(t) devient négatif, alors la tension qui alimente Q1 diminue, donc l'amplitude de la porteuse diminue.

L'amplitude de la porteuse varie finalement avec la forme de signal modulant d'où elle est modulée en amplitude par ce signal.

5.3. Le modulateur équilibré pour la DSB

Un modulateur équilibré est composé par deux modulateurs AM identiques :

- Le premier module la porteuse par b(t) : $S_A(t) = \big(A_p + b(t)\big)cos(\omega_p t)$
- Le deuxième module la porteuse par -b(t) : $S_B(t) = \big(A_p - b(t)\big)cos(\omega_p t)$

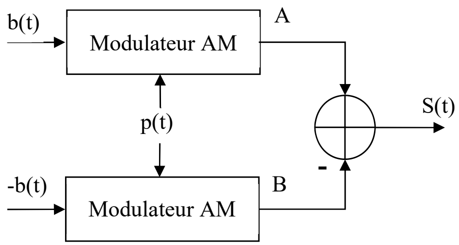

Figure 13 : Schéma de principe d'un modulateur équilibré.

A la sortie : $S(t) = S_A(t) - S_B(t)$

Donc : $S(t) = \big(A_p + b(t)\big)\,cos(\omega_p t) - \big(A_p - b(t)\big)cos(\omega_p t)$

Finalement : $S(t) = 2b(t)cos(\omega_p t)$. On obtient une modulation DSB.

5.4. Modulateur en anneau pour la DSB

Ce modulateur est formé par deux transformateurs T1 et T2 reliés par un pont de diodes. La porteuse *p(t)* est appliquée sur le point milieu de T1 et T2. Le signal modulant est appliqué sur l'entrée du transformateur T1.

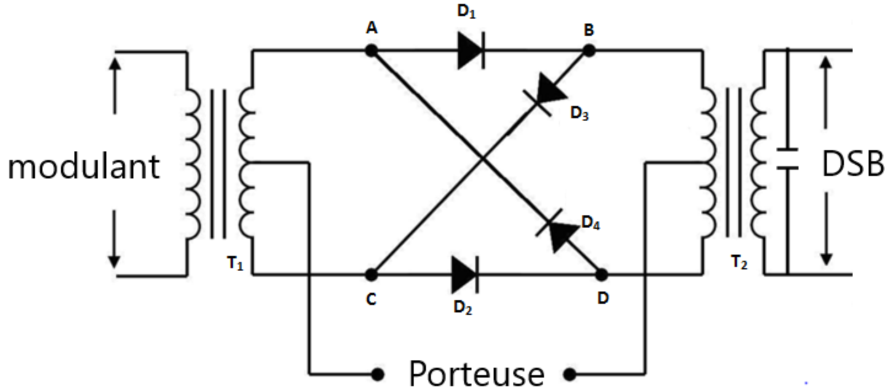

Figure 14 : Modulateur AM de puissance.

Ci-dessous la forme de signal eux différents points de circuits :

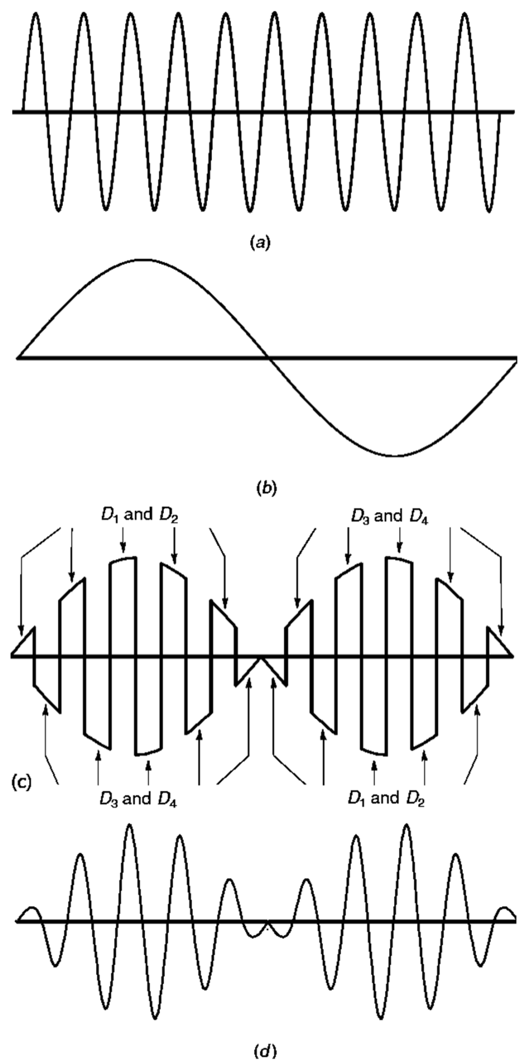

Figure 15 : Formes des signaux pour un modulateur en anneau : (a) Porteuse ; (b) Signal modulant ; (c) signal au primaire de T2 ; (d) Signal au secondaire de T2.

Quand $p(t) > 0$: D1 et D2 sont passantes, D3 et D4 sont bloquées. Le signal modulant est multiplié par +1.

Quand $p(t) < 0$: D3 et D4 sont passantes, D1 et D2 sont bloquées. Le signal modulant est multiplié par -1.

La porteuse a comme rôle de sélectionner lesquelles des diodes sont passantes, mais n'apparait pas à la sortie. Ce modulateur produit un signal DSB.

5.5. Modulateur SSB

Le principe le plus simple pour réaliser la modulation SSB, c'est de moduler en DSB puis filtrer l'une des bandes latérales avec un filtre très sélectif.

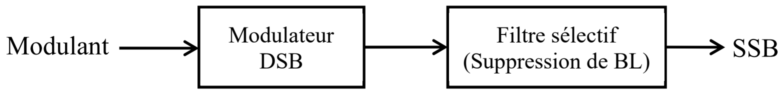

Figure 16 : Schéma de principe d'un modulateur SSB par filtrage d'une bande latérale.

Pour des fréquences relativement élevées, la réalisation de ces filtres devient compliquée, voire impossible. Pour cela, on utilise d'autres techniques (Figure 17).

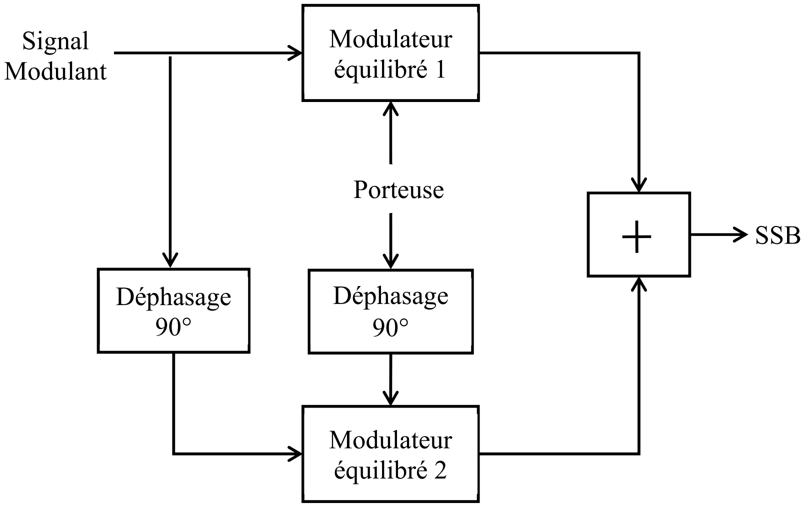

Figure 17 : Modulateur SSB à circuit déphaseur.

On prend : $p(t) = A_p cos(\omega_p t)$ et $b'(t)$ le signal b(t) déphasé par 90°.

- A la sortie du modulateur équilibré (1) on a : $S_1(t) = b(t)cos(\omega_p t)$
- A la sortie du modulateur équilibré (2) on a : $S_2(t) = b'(t)sin(\omega_p t)$

On obtient à la sortie un signal USSB : $S(t) = b(t)cos(\omega_p t) + b'(t)sin(\omega_p t)$

6. Circuits de démodulation d'amplitude

6.1. La démodulation AM par détection d'enveloppe

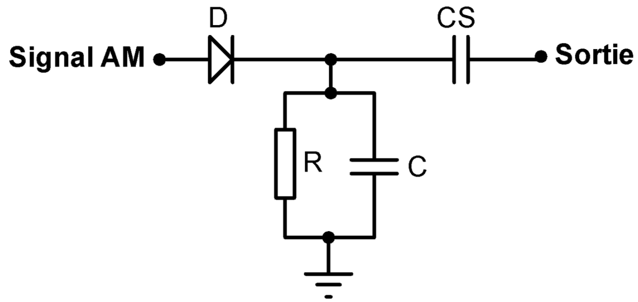

Figure 18 : Circuit de détection d'enveloppe.

Dans la modulation AM avec m<100%, les variations de signal modulant sont dans l'enveloppe de signal modulé. La détection de cette enveloppe permet de restituer le signal modulant.

Un détecteur d'enveloppe est composé par les éléments suivants :

- Une diode de redressement qui élimine la partie négative de la tension AM.
- Un filtre (R, C) supprime les composantes HF de signal, le condensateur C se charge pendant les alternances positives et se décharge pendant les alternances négatives. La constante de charge/décharge est $\tau = RC$.
- Une capacité (CS) qui sert à éliminer la composante continue. On récupère finalement le signal modulant.

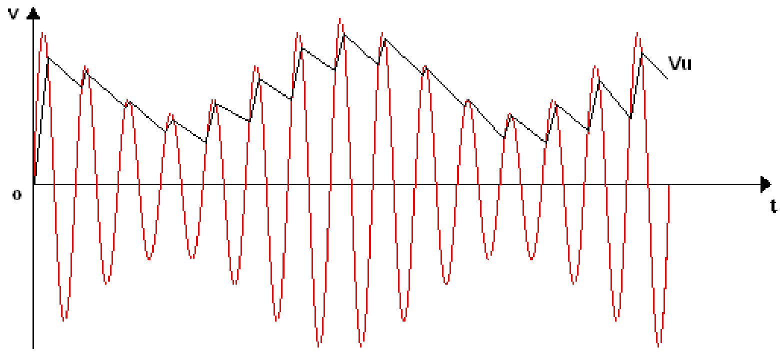

Figure 19 : Un signal AM et son enveloppe après détection.

On choisit la constante de temps τ pour d'éliminer la porteuse sans affecter les fréquences les plus élevées du signal modulant. Sinon, le circuit ne reproduit pas fidèlement le message.

Pour cela on prend :

$$\frac{1}{10f_{min}} > \tau > \frac{1}{10f_p}$$

Avec :

- f_p : fréquence de la porteuse f_p.
- f_{min} : période minimale de signal modulant (correspond à sa fréquence maximale).

Ce type de démodulation est appelé démodulation asynchrone, il est très simple à réaliser, mais ne peut être utilisé que pour la démodulation de la AM avec un indice de modulation qui ne dépasse pas 100%.

Il est possible de démoduler la DSB avec un détecteur, mais il faut générer la porteuse et l'ajouter au signal DSB avant la détection.

6.2. Démodulateur synchrone

Dans le schéma bloc suivant on a un multiplicateur avec un signal AM sur l'entrée (1), et un signal sinusoïdal produit par un oscillateur local sur l'entrée (2).

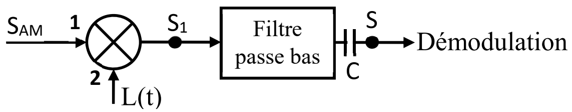

Figure 20 : Schéma bloc d'un démodulateur synchrone.

L'oscillateur fournit le signal : $L(t) = A_L cos(\omega_p t + \varphi_L)$

A la sortie de multiplicateur, on a :

$$S_1(t) = L(t) \cdot S_{AM}(t)$$

$$S_1(t) = A_L cos(\omega_p t + \varphi_L) \cdot (A_p + b(t)) cos(\omega_p t + \varphi_p)$$

$$S_1(t) = \frac{A_L}{2}(A_p + b(t))[cos(2\omega_p t + \varphi_p + \varphi_L) + cos(\varphi_p - \varphi_L)]$$

Posons : $\Delta\varphi = \varphi_p - \varphi_L$

$$S_1(t) = \frac{A_p A_L}{2} cos(\Delta\varphi) + \frac{A_L}{2} b(t) cos(\Delta\varphi) + \frac{A_L A_p}{2} cos(2\omega_p t + \varphi_p + \varphi_L) + \frac{A_L}{2} b(t) cos(2\omega_p t + \varphi_p + \varphi_L)$$

Le filtre passe bas élimine les termes autour de la fréquence $2f_p$. Tandis que le condensateur C élimine la composante continue. Il ne reste que le terme suivant :

$$S(t) = \frac{A_L}{2} cos(\Delta\varphi) b(t)$$

On obtient donc un signal proportionnel au signal transmis. Mais, il y'a une possibilité que le terme $cos(\Delta\varphi) = 0$ ou très proche, ce qui annule ou bien affaibli le signal démodulé.

La valeur optimale est $cos(\Delta\varphi) = 1 \ donc : \ \Delta\varphi = 0$.

Il faut que le signal de l'oscillateur local $L(t)$ soit en phase (synchrone) avec le signal moduler $S_{AM}(t)$. On appelle le système de la figure (20) un démodulateur synchrone.

La démodulation synchrone est utilisée avec tout type de modulation d'amplitude : AM (quel que soit m), DSB, SSB.

Bibliographie :

1. Louis E. Frenzel Jr ; Principles of Electronic Communication Systems, Fourth Edition ; McGraw-Hill Education, 2016.
2. John G. Proakis, Masoud Salehi ; Communication systems engineering, 2nd Ed. ; Prentice-Hall, Inc. 2002.
3. François de Dieuleveult, Olivier Romain ; Electronique appliquée aux hautes fréquences, Principes et applications, 2e édition ; Dunod, 2008.
4. Leon W. Couch II ; Digital and analog communication systems, Eighth Edition ; Pearson Education, Inc, 2013.