

Chapitre 5

Modulation d'amplitude

Introduction

Les modulations d'amplitudes (AM : Amplitude Modulation) sont les modulations les plus simples. En effet, elles consistent à multiplier le modulant par la porteuse elle-même. Or, nous verrons lors de l'étude des spectres, qu'une multiplication d'un signal (le modulant) par un signal sinusoïdal (la porteuse) correspond à une simple translation du spectre du modulant autour de la fréquence porteuse. C'est donc en effet l'idée la plus simple si l'on souhaite traduire le spectre du modulant vers les hautes fréquences pour le transmettre.

Cette simplicité du principe, associée à la propriété de linéarité de la modulation d'amplitude, ont fait de ce type de modulation la première modulation historiquement réalisée. Bien que ce type de modulation ait tendance actuellement à disparaître en ce qui concerne les signaux analogiques ¹, il reste présent dans les modulations numériques et pour effectuer des opérations de translation intermédiaires.

On supposera que les signaux modulant sont à bande étroite, c'est à dire que la fréquence maximale du spectre du modulant est petite devant la fréquence de la porteuse ² : $\text{Max}\{f_u\} \ll f_p$, où f_u désigne la fréquence du modulant et f_p la fréquence de la porteuse. Cette hypothèse permet entre autre de s'affranchir des distorsion du canal de transmission.

On supposera d'abord que la porteuse est sinusoïdale, ce qui est le cas le plus simple. Nous verrons à la partie 5.2 quels sont les changements lorsque la porteuse est périodique mais non-sinusoïdale. Enfin, nous donnerons dans les grandes lignes les principes des modulateurs et des démodulateurs les plus fréquents.

5.1 Modulation à porteuse sinusoïdale

On écrira dans ce paragraphe la porteuse sous la forme : $p(t) = P \cos(2\pi f_p t)$. On distingue 4 grands types de modulation, selon leurs caractéristiques spectrales :

¹la radio AM et la TV analogique sont deux exemples de modulation d'amplitude, qui montrent l'abandon progressif de ce procédé...

²si la porteuse est non-sinusoïdale, on considèrera que la fréquence de la porteuse correspond à la fréquence du fondamental.

les modulations à porteuse supprimée ou conservée, qui sont les plus simples, la modulation à bande latérale unique et ses dérivées, qui sont largement utilisées dans les dispositifs analogiques (dont une variante est utilisée pour les signaux TV analogiques), et la modulation en quadrature qui est utilisée dans les modulations numériques.

5.1.1 Modulation à porteuse supprimée

Analyse temporelle

Ce type de modulation correspond à la forme de la modulation d'amplitude la plus simple, puisqu'elle consiste à effectuer le produit des deux signaux :

$$s(t) = K s_u(t) p(t) = K P s_u(t) \cos(2\pi f_p t) \quad (5.1)$$

K est la constante de la multiplication (en V^{-1}). Cette modulation est bien linéaire. En effet, si s_{u1} et s_{u2} sont deux modulateurs associés aux modulés respectifs s_1 et s_2 , alors le modulé de $s_{u1} + \lambda s_{u2}$ est :

$$s(t) = K P (s_{u1}(t) + \lambda s_{u2}(t)) \cos(2\pi f_p t) \quad (5.2)$$

$$= K P s_{u1}(t) \cos(2\pi f_p t) + \lambda K P s_{u2}(t) \cos(2\pi f_p t) \quad (5.3)$$

$$= s_1(t) + \lambda s_2(t) \quad (5.4)$$

- Cas d'un modulant sinusoïdal : $s_u(t) = S \cos(2\pi f_u t)$. On a alors :

$$s(t) = K P S \cos(2\pi f_u t) \cos(2\pi f_p t) \quad (5.5)$$

La figure 5.1 représente l'évolution temporelle de ce signal. Le modulant correspond à l'enveloppe du modulé.

- Cas d'un modulant quelconque : La figure 5.2 représente une modulation d'amplitude à porteuse sinusoïdale avec un modulant quelconque. Ici encore, le modulant correspond à l'enveloppe du signal modulé.

Etude fréquentielle

- Cas d'un modulant sinusoïdal.

L'équation 5.5 permet d'en déduire très facilement le spectre du signal modulé, connaissant le spectre de la fonction $\cos$:

$$s(t) = \frac{K P S}{2} [\cos(2\pi(f_p + f_u)t) + \cos(2\pi(f_p - f_u)t)]$$

$$\begin{aligned} S(f) &= \frac{K P S}{4} [\delta(f - (f_p + f_u)) + \delta(f + (f_p + f_u)) + \delta(f - (f_p - f_u)) + \\ &= + \delta(f + (f_p - f_u))] \end{aligned}$$

On obtient donc 4 raies (4 pics de Dirac) aux fréquences : $-f_p - f_u$; $-f_p + f_u$; $f_p - f_u$; $f_p + f_u$ (cf figure 5.3). On translate le spectre du signal modulant autour de $\pm f_p$ (en divisant par deux l'amplitude afin d'avoir une énergie identique).

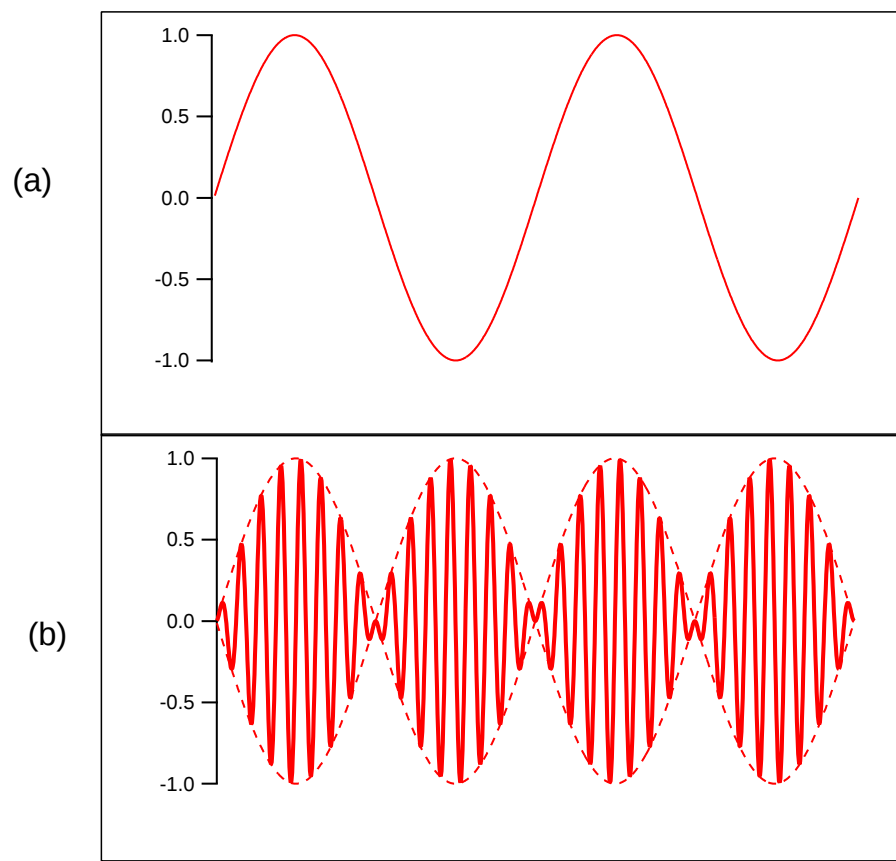


FIG. 5.1 – Modulation d'amplitude à porteuse supprimée : (a) signal modulant sinusoïdal (b) signal modulé

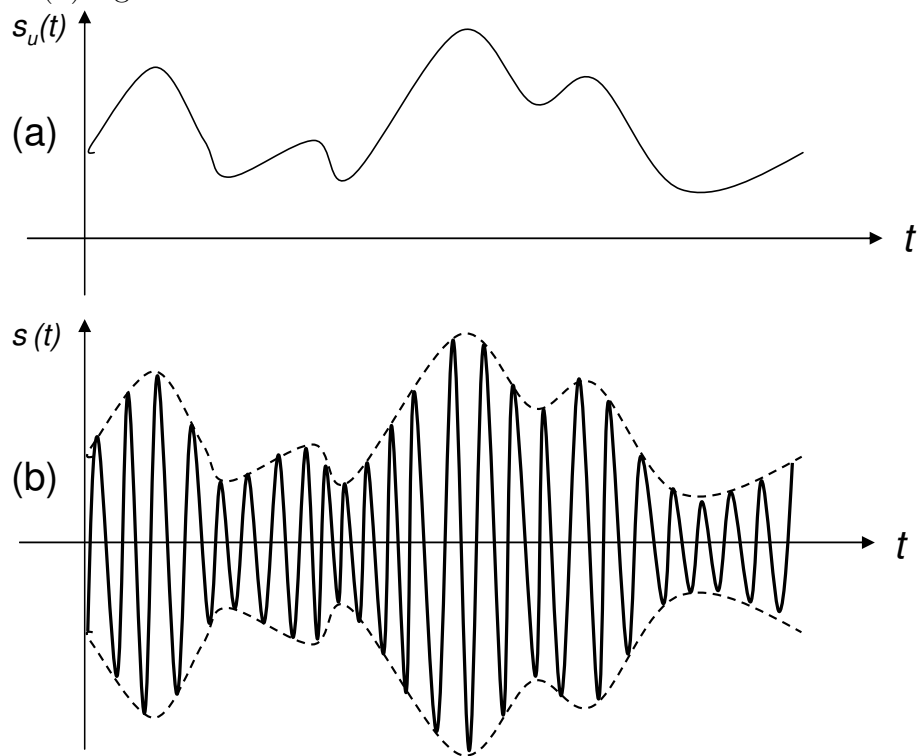


FIG. 5.2 – Modulation d'amplitude à porteuse supprimée : (a) signal modulant quelconque (b) signal modulé

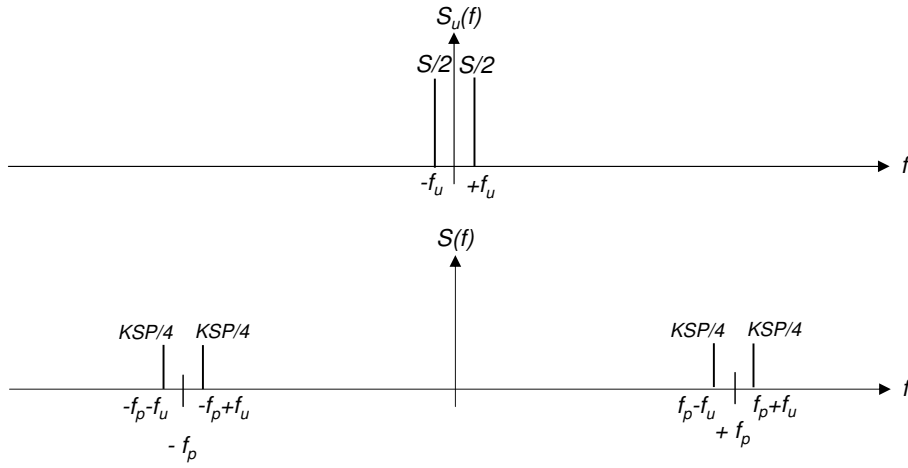


FIG. 5.3 – Spectre d'une modulation d'amplitude à porteuse sinusoïdale supprimée ; figure du haut : spectre du modulant (sinusoïdal) ; figure du bas : spectre du modulé.

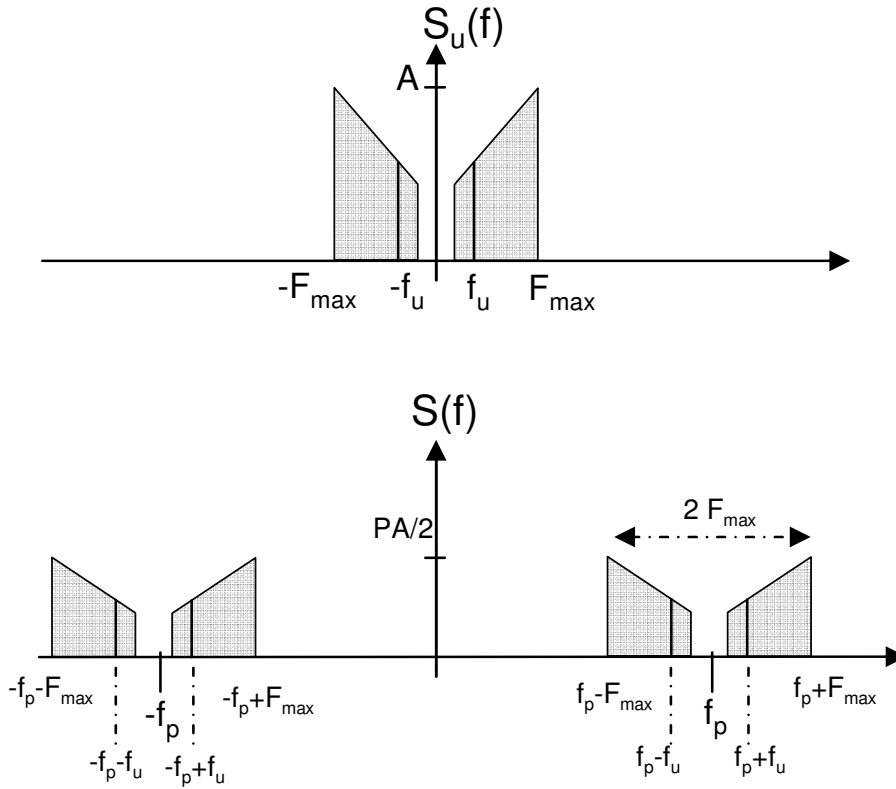


FIG. 5.4 – Spectre d'une modulation d'amplitude à porteuse sinusoïdale supprimée ; figure du haut : spectre du modulant (quelconque) ; figure du bas : spectre du modulé.

- Cas d'un modulant quelconque. Considérons un modulant à spectre borné, dont le spectre est représenté schématiquement sur la figure 5.4.
La transformée de Fourier de l'équation 5.1 s'écrit :

$$S(f) = KS_u * P(f)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{KP}{2} S_u * (\delta_{-f_p}(f) + \delta_{f_p}(f)) \\
&\quad (\text{car il s'agit d'une porteuse sinusoïdale}) \\
&= \frac{KP}{2} (S_u * \delta_{-f_p} + S_u * \delta_{f_p})(f) \\
&= \frac{KP}{2} (S_u(f + f_p) + S_u(f - f_p))
\end{aligned}$$

Le spectre $S_u(f)$ de s_u est donc translaté autour de $-f_p$ et de $+f_p$ (cf figure 5.4).
Remarque : les deux études spectrales ci-dessus nous montrent que le spectre du signal modulé ne comporte pas de raie à la fréquence porteuse, d'où le nom de la modulation.

- Largeur de la bande de transmission.
D'après les spectres précédents, on en déduit la largeur de la bande de transmission B_T (c'est à dire la largeur de la bande spectrale occupée par le signal modulant) :

$$\begin{aligned}
B_T &= (f_p + F_{max}) - (f_p - F_{max}) \\
&= 2F_{max}
\end{aligned}$$

où F_{max} est la fréquence maximale du modulant.

Ex : en radio AM, la largeur de la bande de transmission vaut 9 kHz . La fréquence maximale du signal audio est donc de 4.5 kHz , ce qui est plus grand que la fréquence maximale d'un signal téléphonique ($[300\text{ Hz}; 3.4\text{ kHz}]$), mais bien inférieur à la fréquence maximale audible (de l'ordre de 16 kHz). Ceci explique, entre autres, pourquoi la radio AM est de mauvaise qualité, comparée à la norme CD ou à la radio FM. La norme CD conserve un spectre allant jusqu'à 20 kHz . La radio FM restitue le spectre audible de 40 Hz à 15 kHz .

Puissance transmise

Nous allons évaluer la puissance du signal modulé en fonction de la puissance du signal modulant. N'ayant que les tensions mais ne connaissant pas le circuit complet (ne connaissant pas la charge entre autre), nous désignerons par puissance la valeur moyenne (temporelle) du carré du signal. Ainsi, si $t \rightarrow x(t)$ est un signal qui évolue au cours du temps, la puissance P_x du signal x correspond à : $P_x = \langle x^2(t) \rangle_t$. Pour une modulation d'amplitude à porteuse sinusoïdale supprimée :

$$P_s = \langle s^2(t) \rangle_t \quad (5.6)$$

$$= K^2 P^2 \langle s_u^2(t) \cos^2(2\pi f_p t) \rangle_t \quad (5.7)$$

$$= \frac{K^2 P^2}{2} (\langle s_u^2(t) \rangle_t + \langle s_u^2(t) \cos(4\pi f_p t) \rangle_t) \quad (5.8)$$

On peut montrer que le dernier terme est nul. Dans le cas d'un modulant périodique, la démonstration est rapide : le signal $t \mapsto s_u^2(t)$ est développable en séries de Fourier : $s_u^2(t) = \sum_n c_n \cos(n\omega_u t + \varphi_n)$. Le second terme de l'équation 5.8 s'écrit alors, compte-tenu de la transformation du produit des cosinus en somme de cosinus :

$$\begin{aligned} \langle s_u^2(t) \cos(4\pi f_p t) \rangle_t &= \sum_n \frac{c_n}{2} \langle \cos((2\omega_p - n\omega_u)t - \varphi_n) + \\ &\quad + \cos((2\omega_p + n\omega_u)t + \varphi_n) \rangle_t \end{aligned} \quad (5.9)$$

Ce terme est donc nul puisque la valeur moyenne d'un cosinus vaut 0. Dans le cas général, une démonstration rigoureuse repose sur le calcul de la densité spectrale de puissance, ce qui est plus délicat. Enfin, une démonstration simple – mais très approximative – consiste à remarquer que les variations du signal s_u^2 sont très lentes vis à vis de la fonction $t \mapsto \cos(4\pi f_p t)$. Le signal s_u^2 peut alors être considéré comme constant à l'échelle d'une période $T_p = 1/f_p$. Sous cette hypothèse, la valeur moyenne à évaluer s'écrit :

$$\langle s_u^2(t) \cos(4\pi f_p t) \rangle_t \approx \langle s_u^2(t) \rangle_t \times \langle \cos(4\pi f_p t) \rangle_t \quad (5.10)$$

$$\approx 0 \quad (5.11)$$

Ainsi :

$$P_s = \frac{K^2 P^2}{2} P_{s_u} = K^2 P_p P_{s_u} \quad (5.12)$$

Cette expression est bien cohérente avec la figure 5.3 : en appliquant le théorème de Parseval, on retrouve bien cette expression.

Enfin, on peut remarquer pour ce type de modulation, que toutes les raies transportent une information utile.

Remarque : si le modulant est sinusoïdal : $P_{s_u} = S^2/2$. On obtient alors :

$$P_s = \frac{K^2 P^2 S^2}{4}$$

La modulation avec porteuse supprimée ne comporte pas la porteuse elle même (absence du pic de Dirac à $\pm f_p$), ce qui peut être gênant pour la réception, comme nous le verrons plus loin. Afin de contourner ce problème, on peut rajouter la porteuse au signal modulé précédent : il s'agit alors d'une modulation d'amplitude à porteuse conservée.

5.1.2 Modulation à porteuse conservée

Analyse temporelle

La forme la plus générale d'une modulation d'amplitude à porteuse conservée est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} s(t) &= K s_u(t) p(t) + p(t) \\ &= [1 + K s_u(t)] p(t) \\ &= P [1 + K s_u(t)] \cos(2\pi f_p t) \end{aligned} \quad (5.13)$$

- Cas d'un modulant sinusoïdal.

La relation 5.13 devient :

$$s(t) = P \left[1 + \underbrace{KS}_m \cos(2\pi f_u t) \right] \cos(2\pi f_p t) \quad (5.14)$$

On pose $m = KS$: l'**indice de modulation**. Selon la valeur de m , le signal modulé s a deux allures différentes :

- Si $m \leq 1$: le signal est dit "sous-modulé" (cf figure 5.5). Le signal modulant correspond à l'enveloppe du modulé.
- Si $m \geq 1$: le signal est dit "sur-modulé" (cf figure 5.6). Les enveloppes positives et négatives sont inversées : on ne retrouve plus le signal modulant à partir du signal modulé, car il existe des zones où les deux enveloppes sont inversées.

Nous verrons ultérieurement que tous les démodulateurs ne pourront pas démoduler un signal en surmodulation. Remarques :

1. le taux de modulation est parfois exprimé en %.
2. pour la construction des signaux temporels, on peut remarquer que l'enveloppe du signal, pour la partie supérieure, est de valeur moyenne P , et varie entre $P(1-m)$ et $P(1+m)$. Pour la partie inférieure, cette enveloppe a une valeur moyenne de $-P$ et varie entre $-P(1+m)$ et $-P(1-m)$.

- Cas d'un modulant non-sinusoïdal.

On pose : $s_u(t) = S_{max}e(t)$, avec $|e(t)|_{max} = 1$. L'équation 5.13 devient alors dans le cas général :

$$s(t) = P \left[1 + \underbrace{KS_{max}}_m e(t) \right] \cos(2\pi f_p t) \quad (5.15)$$

On pose à nouveau : $m = KS_{max}$, l'**indice de modulation**. La figure 5.7 donne un exemple de modulation (dans le cas d'une sous-modulation).

Analyse fréquentielle

Quel que soit le modulant considéré, l'équation 5.13 nous montre que la modulation avec porteuse conservée correspond à une modulation avec porteuse supprimée à laquelle on ajoute la porteuse elle-même. La transformée de Fourier de cette relation s'écrit donc :

$$S(f) = P(f) + \underbrace{KP(f) * S_u(f)}_{\text{spectre d'une modulation avec porteuse supprimée}} \quad (5.16)$$

D'où, dans le cas d'un modulant sinusoïdal (resp. dans le cas général), le spectre de la figure 5.8 (resp. 5.9). On a donc cette fois-ci la présence d'un pic de Dirac à la fréquence porteuse, qui pourra permettre, par filtrage, de récupérer la porteuse au niveau de la démodulation.

Remarque : la bande de transmission est identique à celle trouvée dans le cas d'une modulation d'amplitude à porteuse supprimée : $B_T = 2 F_{max}$.

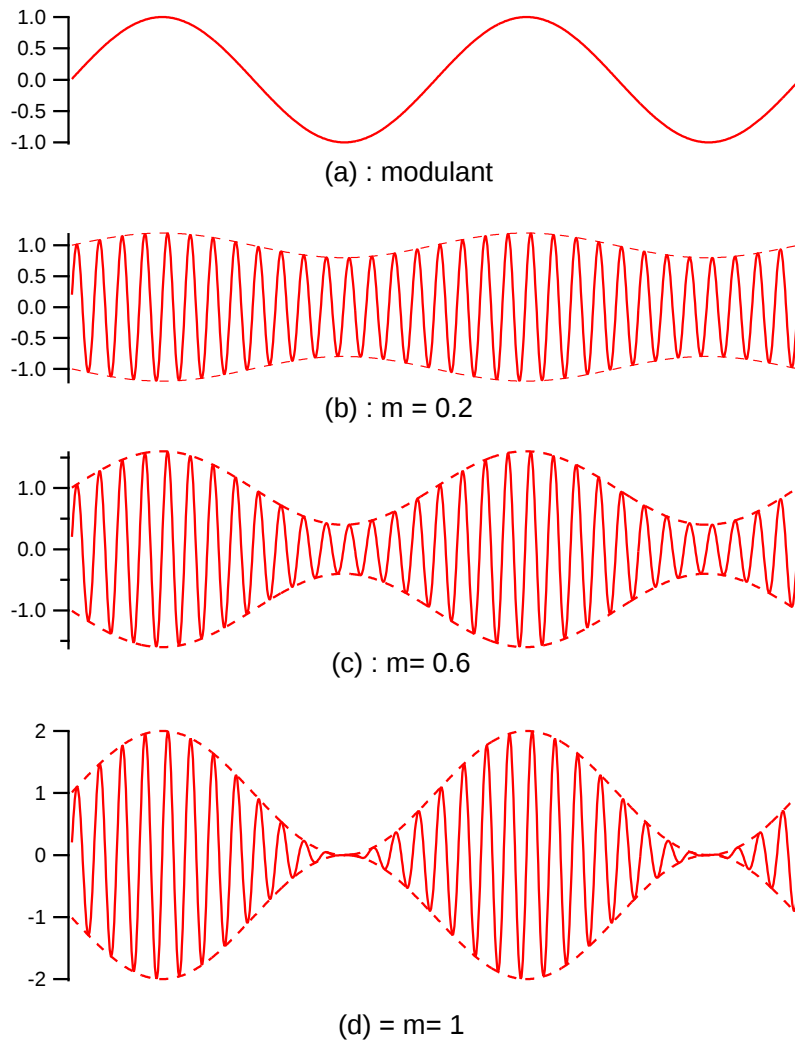


FIG. 5.5 – Exemple de modulation d’amplitude avec porteuse (sinusoïdale) conservée dans le cas d’un modulant sinusoïdal et en sous-modulation.

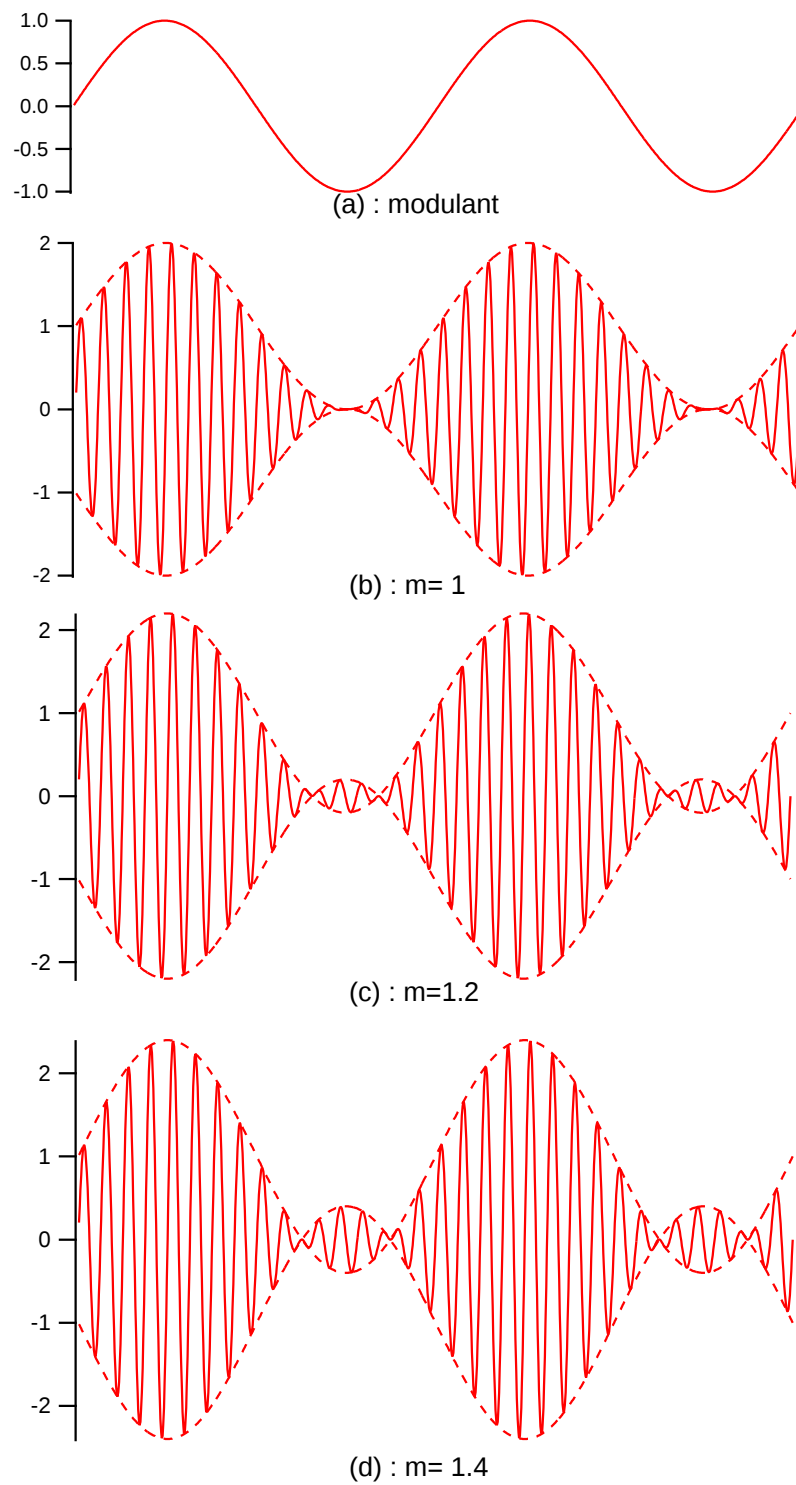


FIG. 5.6 – Exemple de modulation d’amplitude avec porteuse (sinusoïdale) conservée dans le cas d’un modulant sinusoïdal et en sur-modulation.

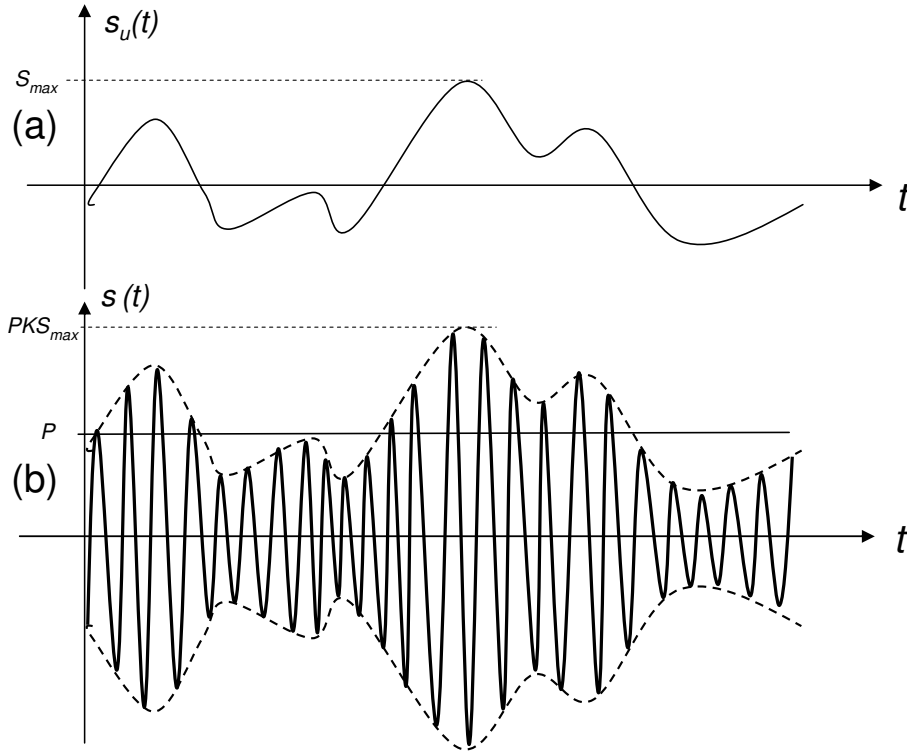


FIG. 5.7 – Exemple de modulant (a) et de modulé (b) dans le cas d’une modulation d’amplitude avec porteuse (sinusoïdale) conservée, dans le cas d’un modulant quelconque et d’une sous-modulation.

Puissance transportée

Il faut calculer le terme :

$$P_s = \langle p^2(t) (1 + m s_u(t))^2 \rangle_t \quad (5.17)$$

expression dans laquelle la porteuse est sinusoïdale ³, par hypothèse de ce paragraphe.

Considérons tout d’abord le cas d’un modulant sinusoïdal : $s_u(t) = \cos(\omega_u t)$. Une première idée consiste à effectuer le calcul direct de la valeur moyenne, en utilisant les relations de trigonométrie usuelles. Une autre idée, plus rapide, consiste à raisonner sur le spectre du signal modulé, qui est constitué dans ce cas particulier de 3 raies pour les fréquences positives et 3 raies pour les fréquences négatives. La puissance correspond donc, d’après la relation de Parseval et la figure 5.8, à la somme des carrés des amplitudes des raies :

$$P_s = 2 \left(\frac{P^2}{4} + \frac{P^2 m^2}{16} + \frac{P^2 m^2}{16} \right) \quad (5.18)$$

$$= \frac{P^2}{2} + \frac{P^2 m^2}{4} \quad (5.19)$$

³si ce n’est pas le cas, le calcul qui suit se complique. Si la porteuse est périodique, il faut prendre en compte dans le calcul énergétique tous les harmoniques, ce qui constitue une généralisation du calcul présenté ici. L’utilisation du théorème de Parseval est avantageuse.

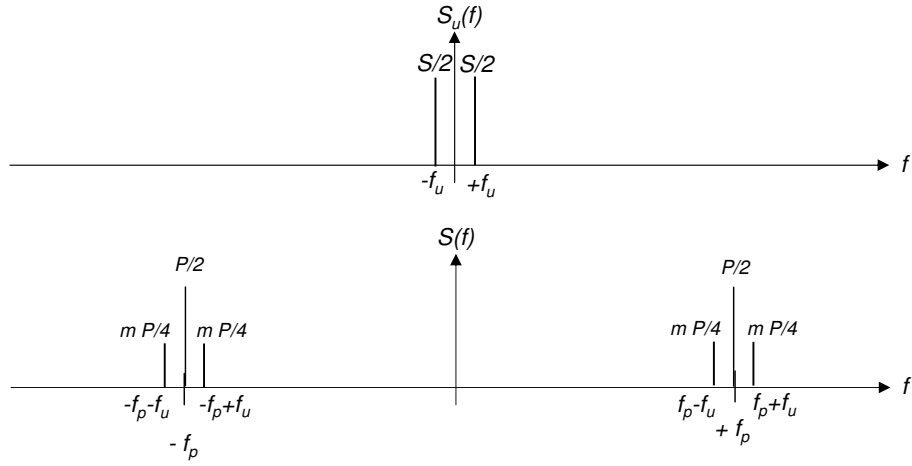


FIG. 5.8 – Spectre d'un signal modulé par une modulation d'amplitude à porteuse (sinusoïdale) conservée, dans le cas d'un modulant sinusoïdal.

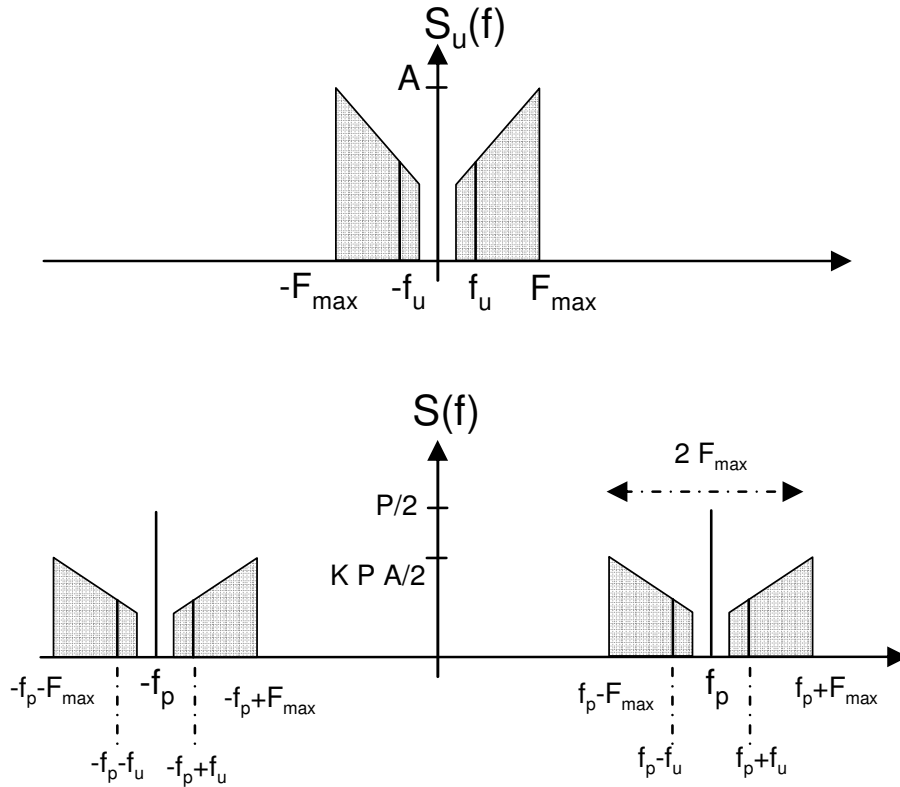


FIG. 5.9 – Spectre d'un signal modulé par une modulation d'amplitude à porteuse (sinusoïdale) conservée, dans le cas d'un modulant quelconque.

$$= \underbrace{\frac{P^2}{2}}_{= \langle p^2(t) \rangle_t} \left(1 + \underbrace{\frac{m^2}{2}}_{= \langle m^2 s_u^2(t) \rangle_t} \right) \quad (5.20)$$

On peut retrouver cette équation en utilisant un argument qualitatif sur les variations temporelles des deux signaux, dans le cas d'un modulant quelconque. Les variations du signal $t \rightarrow 1 + ms_u(t)$ sont lentes vis à vis des variations de $t \rightarrow p(t)$, et donc :

$$P_s \approx \langle p^2(t) \rangle_t \times \langle (1 + ms_u(t))^2 \rangle_t \quad (5.21)$$

Or :

$$\langle (1 + ms_u(t))^2 \rangle_t = \langle 1 + 2ms_u(t) + m^2 s_u^2(t) \rangle_t \quad (5.22)$$

$$= 1 + 2m \langle s_u(t) \rangle_t + m^2 \langle s_u^2(t) \rangle_t \quad (5.23)$$

$$= 1 + m^2 \langle s_u^2(t) \rangle_t \quad (5.24)$$

Cette dernière équation est valable dans le cas d'un modulant à valeur moyenne nulle. On obtient alors :

$$P_s = \langle p(t) \rangle_t^2 (1 + m^2 \langle s_u(t) \rangle_t^2) \quad (5.25)$$

D'après l'équation 5.25, la puissance totale P_s est constituée de deux termes :

- $P_p = \frac{P^2}{2}$, qui correspond à la puissance de la porteuse,
- $P_u = \frac{P^2 m^2 \langle s_u(t) \rangle_t^2}{2}$, qui correspond à une puissance véhiculant l'information utile.

On peut alors définir le rendement η de la modulation par le rapport de ces deux puissances, qui vaut dans le cas d'un modulant sinusoïdal :

$$\eta = \frac{P_u}{P_s} = \frac{m^2}{2 + m^2} \quad (5.26)$$

Le rendement est d'autant plus grand que l'indice de modulation est élevé. Le rendement maximal d'une modulation est donc obtenu pour $m = 1$ (si on évite la surmodulation) : $\eta = 0.33$. Ainsi, pour 100 W émis, seuls 33 W correspondent au signal utile, les 66 W restant étant utilisés pour transmettre la porteuse. Ainsi, la transmission de la porteuse, intéressante pour faciliter la récupération des données (démodulation), se fait au prix d'un mauvais rendement énergétique de l'opération de modulation.

En utilisant la relation de Parseval (concernant les séries ou transformées de Fourier selon la périodicité ou non du signal modulant) ou en raisonnant de manière analogue à l'aide des densités spectrales de puissances, on peut généraliser l'équation 5.20 :

$$P_s = \underbrace{\frac{P^2}{2}}_{= \langle p^2(t) \rangle_t} \left(1 + m^2 \underbrace{P_{s_u}}_{\langle s_u^2 \rangle_t} \right) \quad (5.27)$$

5.1.3 Modulation à bande latérale unique

Les modulations précédentes ont une largeur de bande de $2 F_{max}$, qui est donc deux fois plus élevée que l'occupation du signal en bande de base : de part et d'autre de la porteuse on retrouve en effet le même spectre qui correspond au spectre du signal en bande de base. Il y a donc une redondance de l'information. Afin de transporter plus d'information dans une bande de fréquence donnée, une idée consiste à ne transmettre qu'une seule des deux bandes spectrales latérales, et à réserver l'autre pour une autre information à transmettre : c'est la modulation en Bande Latérale Unique (BLU). On peut donc utiliser dans ce cas chaque côté de la porteuse pour des signaux différents, augmentant ainsi la quantité d'information globale transmise. Pour un signal donné, dont le spectre en bande est représenté sur la figure 5.10(a), on a donc deux possibilités :

- Soit on conserve la partie positive du spectre en bande de base (figure 5.10(b)) : on parle de bande latérale supérieure (BLS).
- Soit on conserve la partie négative du spectre en bande de base (figure 5.10(c)) : on parle de bande latérale inférieure (BLI).

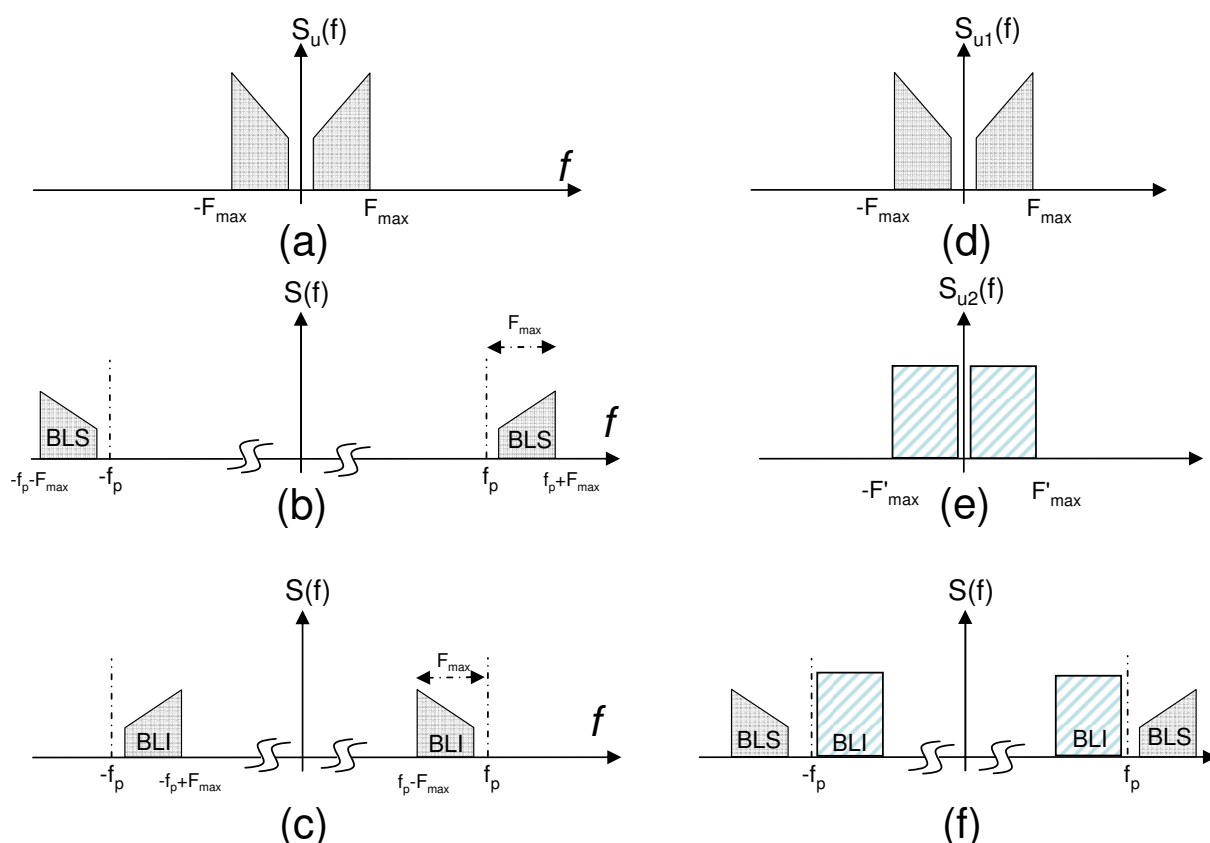


FIG. 5.10 – Modulation en bande latérale unique : (a) spectre en bande de base ; (b) bande latérale supérieure ; (c) bande latérale inférieure ; (d),(e),(f) : exemple de transmission simultanée de deux signaux.

La modulation BLU n'est pas toujours réalisable en pratique et peut être très délicate à réaliser, bien que son principe théorique soit simple. En particulier, si le spectre

en bande de base comporte des fréquences très basses, il sera difficile, au moment de la démodulation, de conserver toute l'information de ce spectre (celui en BLS par exemple) tout en supprimant les basses fréquences de l'autre bande (celles du signal en BLI). Dans de tels cas, on adopte alors une modulation intermédiaire entre la modulation d'amplitude classique et à bande latérale unique, que l'on appelle modulation à bande latérale atténuée, et que nous ne développerons pas dans ce cours ⁴. La TV analogique utilise une variante de cette BLU, appelée Bande Latérale Atténuée ou Résiduelle (BLR), dont les longueurs des canaux sont de 8 MHz pour transporter la vidéo et le son. Les fréquences porteuses des différentes stations sont réparties entre 470 et 860 MHz.

5.1.4 Modulation en quadrature

Toujours dans le but de minimiser l'occupation de la bande spectrale, une autre idée consiste à transmettre le spectre de deux signaux sur la même bande de fréquence, mais avec des porteuses orthogonales entre elles. Soient deux signaux s_{u1} et s_{u2} occupant le même spectre en bande de base. Considérons alors le signal modulé suivant :

$$s(t) = \underbrace{K_1 s_{u1}(t) \cos(2\pi f_p t)}_{s_1(t)} + \underbrace{K_2 s_{u2}(t) \sin(2\pi f_p t)}_{s_2(t)} \quad (5.28)$$

Les signaux s_1 et s_2 occupent exactement la même bande spectrale. A priori, que l'on soit dans le domaine temporel ou fréquentiel, les deux signaux modulés apparaissent "brouillés".

Nous montrerons dans le paragraphe sur la démodulation qu'il est possible de récupérer les deux signaux initiaux, validant ainsi ce type de modulation. Les modulateurs de telles modulations sont font aisément à l'aide de multiplieurs, de sommateurs et de deux porteuses déphasées de $\pi/2$.

Les normes américaine de la TV analogique (système NTSC) et allemande (PAL) utilisent ce procédé de modulation pour transmettre les deux signaux de chrominance, permettant ainsi la transmission de la couleur.

5.2 Cas d'une porteuse non-sinusoidale

Nous supposons dans ce paragraphe que la porteuse p est non sinusoidale, périodique de période $T_p = 1/f_p$.

5.2.1 Principe

La fonction p étant périodique, elle est développable en série de Fourier :

$$p(t) = \sum_n p_n \cos(2\pi n f_p t + \varphi_n) \quad (5.29)$$

⁴cette modulation est très utilisée pour la transmission de signaux vidéo, comme la télévision analogique par exemple.

Nous nous restreindrons à l'étude d'une modulation à porteuse (non-sinusoidale) supprimée. D'après l'équation précédente, le signal modulé a pour expression :

$$\begin{aligned} s(t) &= s_u(t)p(t) \\ &= s_u(t) \sum_n p_n \cos(2\pi n f_p t + \varphi_n) \end{aligned} \quad (5.30)$$

La figure 5.11 donne un exemple de signal modulé par une porteuse de type créneau, ce qui est le cas le plus fréquent.

5.2.2 Etude spectrale

La relation 5.30 permet d'en déduire le spectre du signal modulé (en omettant le terme de phase qui n'intervient pas dans la TF) :

$$S(f) = S_u * \sum_n p_n \frac{\delta_{nf_p}(f) + \delta_{-nf_p}(f)}{2} \quad (5.31)$$

$$= \sum_n \frac{p_n}{2} [S_u * \delta_{nf_p}(f) + S_u * \delta_{-nf_p}(f)] \quad (5.32)$$

$$= \sum_n \frac{p_n}{2} [S_u(f - nf_p) + S_u(f + nf_p)] \quad (5.33)$$

Dans le cas général, le spectre est donc une simple translation du spectre du modulant autour des multiples de la fréquence porteuse, le spectre étant pondéré par la valeur de l'amplitude de l'harmonique de la porteuse (cf figure 5.12). L'étude du spectre permet de constater que la transmission ne se fait bien que si les spectres périodisés ne se chevauchent pas : on doit donc respecter la condition ⁵ : $f_p > 2 F_{max}$. Ce critère est toujours respecté dans le cas des modulations utilisées en transmission de l'information, puisque ces dernières concernent des signaux à bande étroite.

5.2.3 Exemples d'applications

Nous verrons deux applications : la première, est une interprétation de l'échantillonnage en termes de modulation, et la seconde est un procédé d'instrumentation original utilisant les propriétés de translations spectrales des modulations d'amplitude.

Echantillonnage

Nous allons voir dans ce paragraphe que l'échantillonnage d'un signal - qu'il soit parfait ou réel - peut être interprété comme une modulation d'amplitude à porteuse non sinusoidale supprimée.

⁵on verra ci-dessous que cette condition correspond en fait au critère de Shannon lorsqu'on échantillonne un signal.

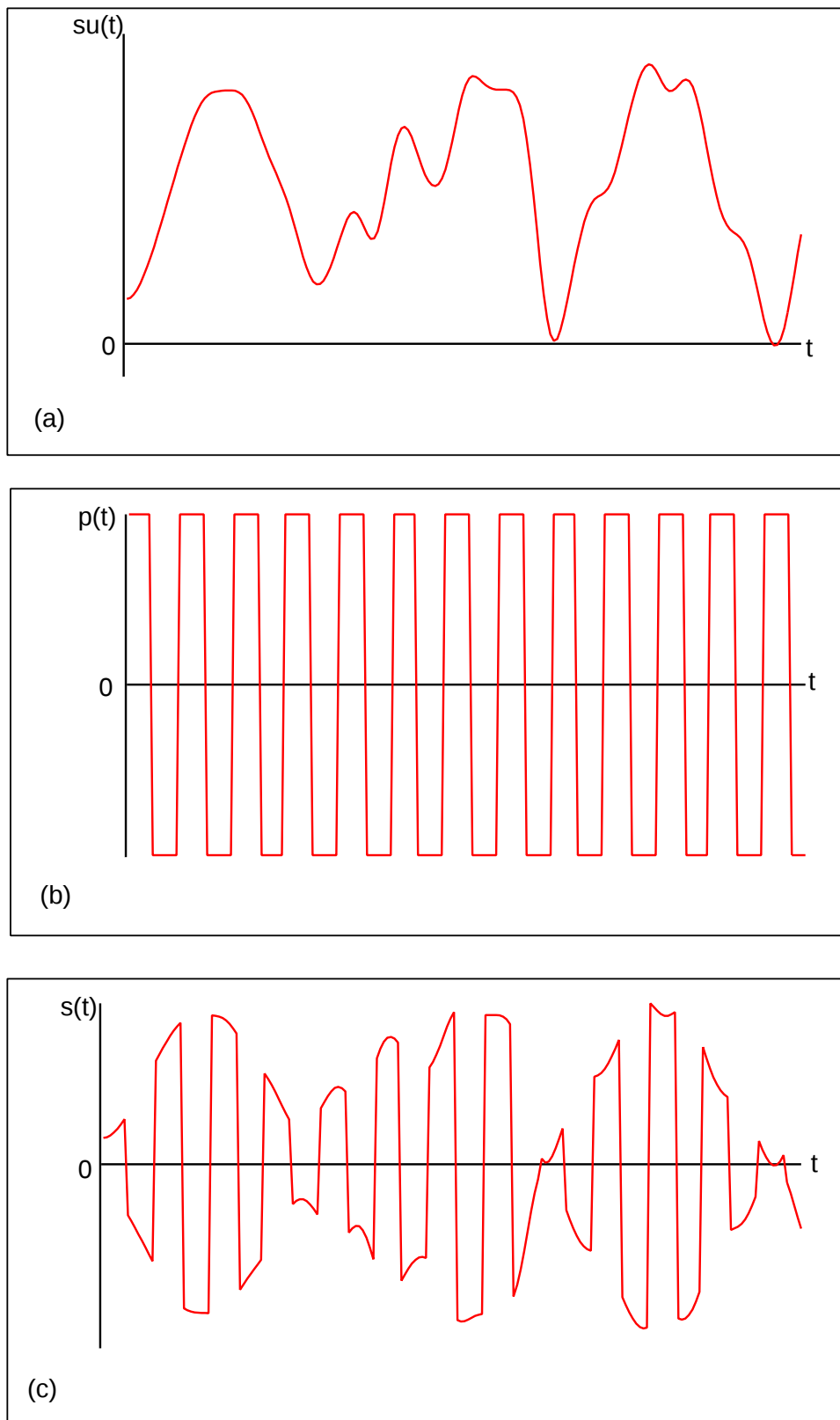


FIG. 5.11 – Exemple de signal modulé par une porteuse non sinusoïdale : (a) signal modulant (quelconque) ; (b) porteuse de type créneau ; (c) modulé.

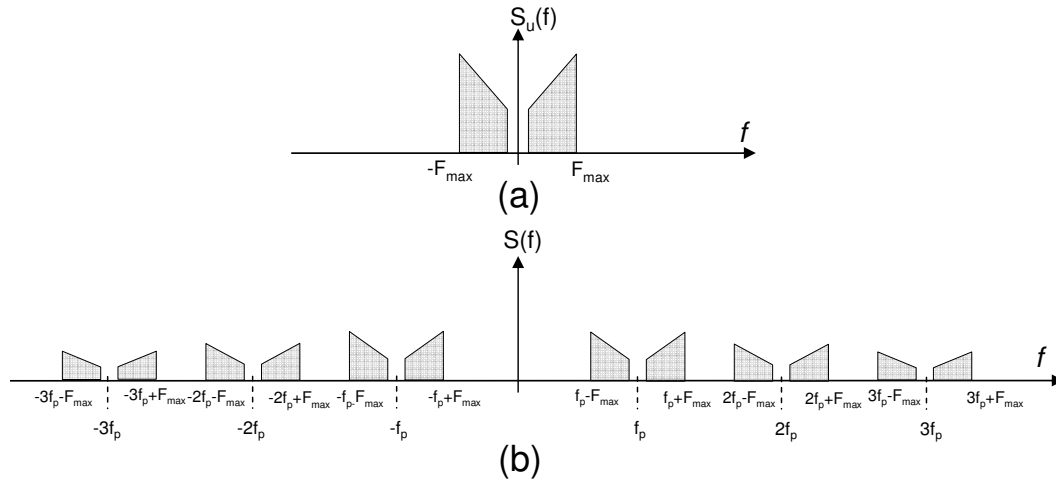


FIG. 5.12 – Spectre d'un signal modulé (modulant quelconque (a)) à l'aide d'une porteuse non sinusoïdale.

Echantillonnage parfait Dans le domaine temporel, échantillonner un signal s_u à la fréquence $F_e = 1/T_e$ revient à effectuer la multiplication du signal temporel s_u par un peigne de Dirac de période T_e . Si s désigne le signal échantillonné :

$$s(t) = s_u(t) \times \text{III}_{T_e}(t) \quad (5.34)$$

Cette équation correspond bien à une modulation d'amplitude dans laquelle la porteuse est le peigne de Dirac. Dans le domaine fréquentiel, cette relation devient :

$$S(f) = (S_u * F_e \text{III}_{F_e})(f) \quad (5.35)$$

$$= F_e \sum_{n \in \mathbb{Z}} (S_u * \delta_{nF_e})(f) \quad (5.36)$$

$$= F_e \sum_{n \in \mathbb{Z}} S_u(f - nF_e) \quad (5.37)$$

On a bien périodisation du spectre de s_u autour des fréquences du peigne de Dirac. On retrouve sur cette expression la condition de Shanon à respecter pour ne pas avoir chevauchement des spectres : $F_e > 2f_{max}$.

Echantillonnage réel Dans la pratique, l'échantillonnage ne correspond pas à l'équation 5.34. En raison, entre autre, de la présence d'échantillonneur-bloqueurs, il faut modifier cette équation, en "élargissant" les pics de Dirac : on maintient la valeur de la fonction pendant une durée finie θ (figure 5.13(a)). Le signal réalisant l'échantillonnage (la porteuse) est donc le signal p suivant (cf figure 5.13(b)) : $p(t) = (\Pi_\theta * \text{III}_{T_e})(t)$, où $t \rightarrow \Pi_\theta(t)$ est la fonction porte de largeur θ et centrée sur 0. On a donc :

$$s(t) = s_u(t) \times p(t) \quad (5.38)$$

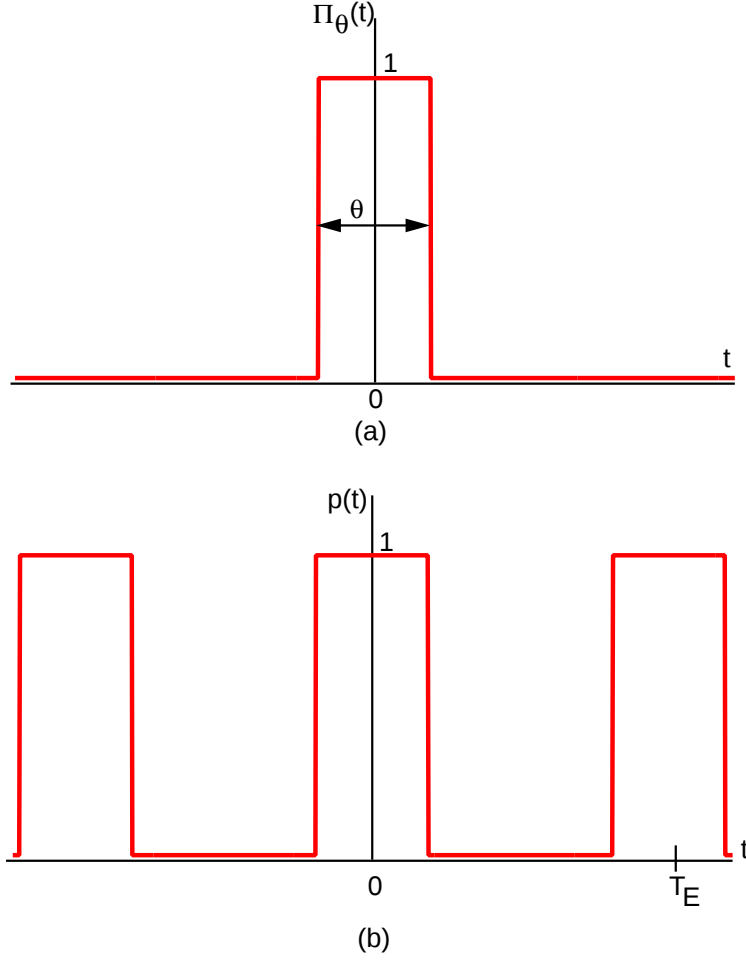


FIG. 5.13 – (a) Fonction porte Π_θ (b) fonction "échantillonnage réelle" (porteuse)

Ce qui donne dans le domaine fréquentiel :

$$S(f) = (S_u * P)(f) \quad (5.39)$$

Il faut donc calculer la transformée de Fourier P de la fonction p (figure 5.14)] :

$$P(f) = TF[\Pi_\theta](f) \times F_e \text{III}_{F_e}(f) \quad (5.40)$$

$$= \theta \text{sin}_c(\pi\theta f) \times F_e \text{III}_{F_e}(f) \quad (5.41)$$

Il s'agit d'un échantillonnage d'un sinus cardinal. On obtient des pics de Dirac, séparés de F_e , dont l'amplitude varie en fonction du sinus cardinal. En comparant avec le cas idéal, ces pics correspondent à un peigne de Dirac mais dont les amplitudes des pics ne sont plus constantes. Pour retrouver le cas idéal, il faudrait avoir une amplitude constante, c'est à dire que l'on devrait repousser la première annulation le plus loin possible vers les hautes fréquences. Il faut donc avoir la condition : $1/\theta \rightarrow \infty$.

Le spectre de s correspond alors au spectre de s_u périodisé autour de ces pics de

Dirac. Que l'on soit dans le domaine temporel ou fréquentiel, on voit donc qu'il faut, pour se rapprocher du cas idéal, avoir un θ le plus faible possible.

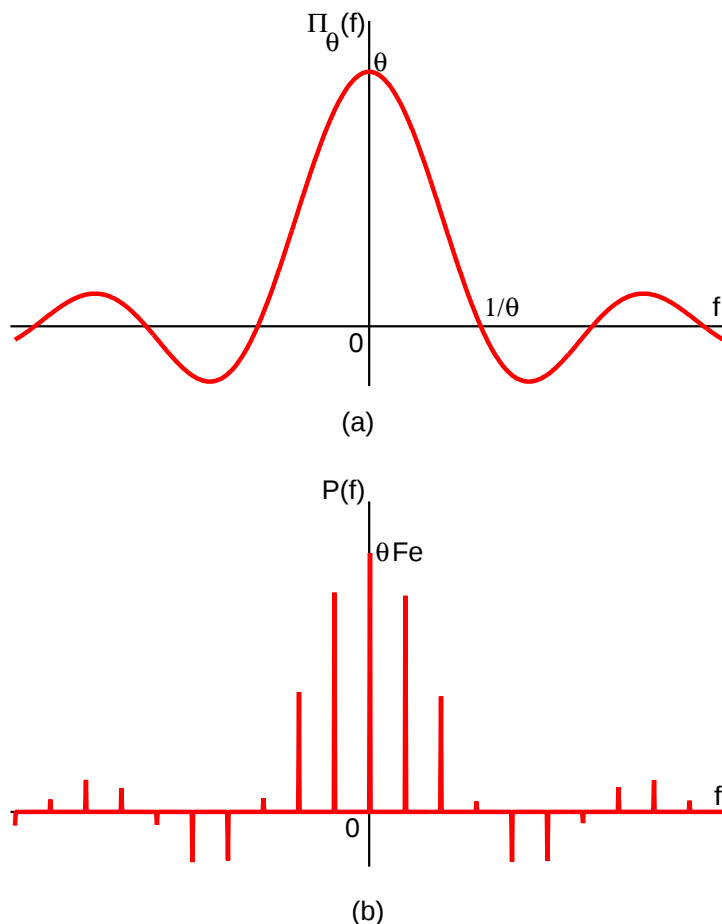


FIG. 5.14 – (a) Transformée de Fourier de la fonction porte; (b) Transformée de Fourier de la porteuse

Détection synchrone

Intérêt. Supposons que nous souhaitions transmettre un signal x (une sinusoïde pour simplifier) à travers un dispositif rajoutant du bruit b , que nous supposons être, par exemple, du bruit en $1/f$, c'est à dire que ce bruit est plus important en basse fréquence qu'en haute fréquence ⁶. Nous supposons par ailleurs qu'il est additif. Soit y le signal de sortie. La figure 5.15 résume la situation. Si l'amplitude du signal à transmettre est trop petite vis à vis du bruit du dispositif, le spectre de x risque d'être "noyé" dans le bruit, comme c'est représenté sur la figure. Un filtrage passe-haut éliminera le bruit basse-fréquence mais également le signal ! Deux solutions sont alors envisageables :

⁶la plupart des circuits électroniques rajoutent du bruit qui est en $1/f$.

- l’augmentation de l’amplitude du signal x avant la transmission, afin de le faire sortir du bruit à posteriori, solution qui n’est pas toujours réalisable,
- l’utilisation la détection synchrone

Principe L’idée de la détection synchrone est la suivante : sans modifier l’amplitude du signal à transmettre, on translate le spectre du signal dans une bande spectrale caractérisée par un bruit plus faible, en haute fréquence, évitant ainsi le bruit basse fréquence rajouté par le dispositif de réception. Pour traduire ce spectre, on module en amplitude le signal x . En optique par exemple, on ”découpe” le signal optique à l’aide de trous rectangulaires répartis sur un disque tournant : l’amplitude du signal optique à transmettre est modulée par une fonctions de type créneaux, la lumière passant à travers les rectangles et étant stoppée entre deux rectangles. En électronique, il suffit de faire une transmission en tout ou rien.

On peut ensuite filtrer le bruit basse-fréquence afin de réduire ce bruit en $1/f$ rajouté par le dispositif, tout en conservant l’information du modulé. Une opération de démodulation restitue le signal d’origine (le spectre est à nouveau traduit pour se retrouver en bande de base, c’est à dire en basse fréquence), qui cette fois-ci dépasse le bruit puisque ce dernier a été réduit par filtrage passe-haut. Le principe est représenté sur la figure 5.16.

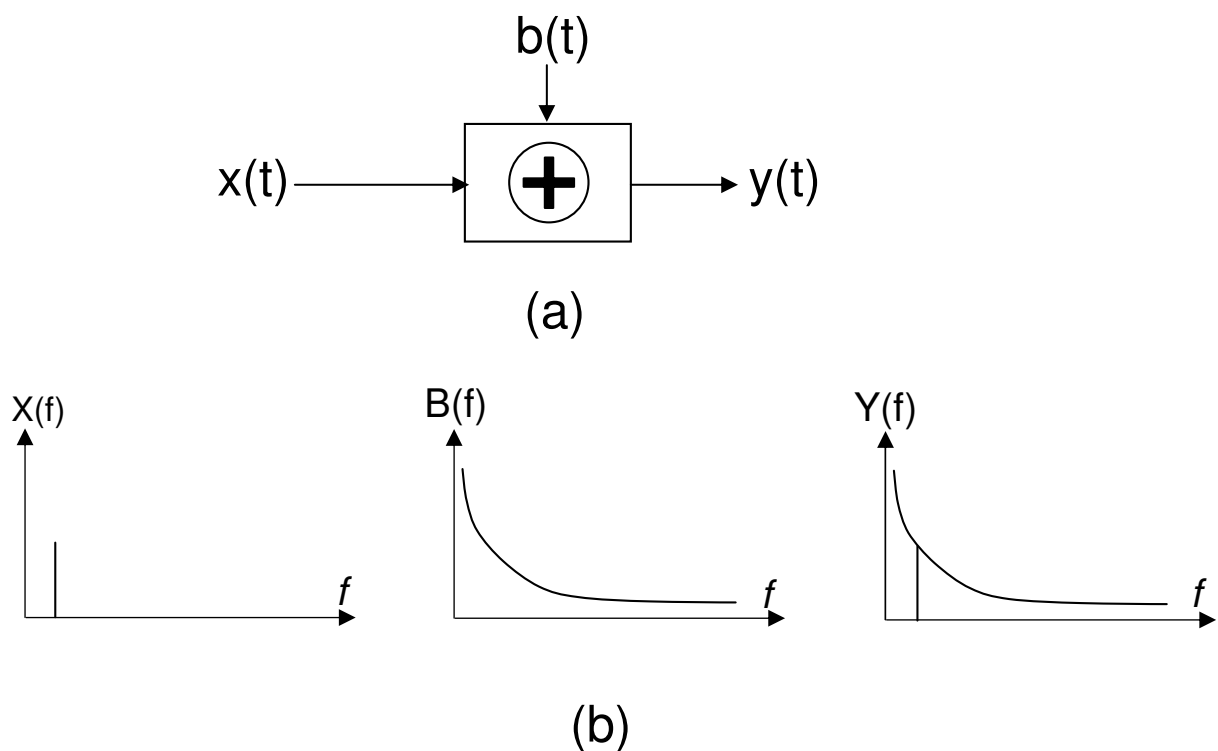


FIG. 5.15 – Transmission d'un signal en présence d'un bruit additif en $1/f$: (a) dispositif général (b) spectres des différents signaux

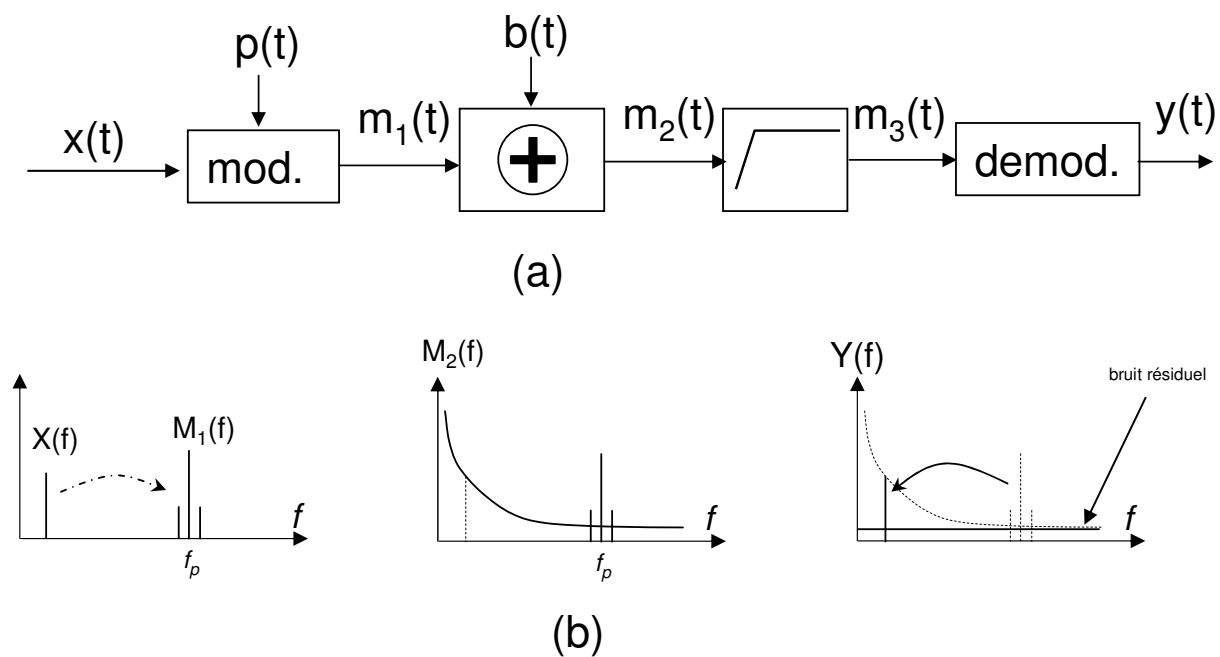


FIG. 5.16 – Mise en oeuvre de la détection dans le dispositif de la figure 5.15 : (a) architecture de la manip (b) spectres des différents signaux

5.3 Principes des modulateurs et des démodulateurs.

Il existe de nombreux montages modulateurs/démodulateurs ayant tous des caractéristiques différentes en termes de plage de fonctionnement en fréquence, de simplicité des circuits, ou de qualité de la modulation réalisée. Ces caractéristiques ne seront pas données; nous nous restreindrons en outre aux dispositifs les plus simples. Certains modulateurs, mêmes courants, ne seront pas vus, en raison de leur trop grande complexité.

5.3.1 Les modulateurs

On distinguera dans ce paragraphe 3 grands types de modulateurs : les modulateurs issus d'une opération de multiplication (directe ou indirecte), ceux issus d'opérations de découpage (chopper) et enfin les modulateurs utilisant des amplificateurs dont les alimentations contiennent le signal modulant (lentement variable). Les modulateurs BLU et en quadrature ne seront pas abordés. Leurs réalisations font appel à des circuits utilisant des blocs multiplieurs, additionneurs et des filtres, combinés entre eux afin de réaliser :

- directement les opérations temporelles ou fréquentielles voulues (ne comportant pas de difficultés de compréhension).
- les fonctions mathématiques qui permettent d'aboutir à la modulation voulue, mais comportant un intermédiaire de calcul plus formel, non abordé dans la partie précédente.

Multiplication analogique

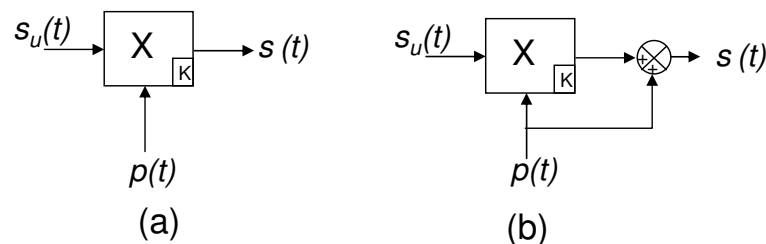


FIG. 5.17 – (a) modulation d'amplitude à porteuse supprimée; (b) modulation d'amplitude à porteuse conservée.

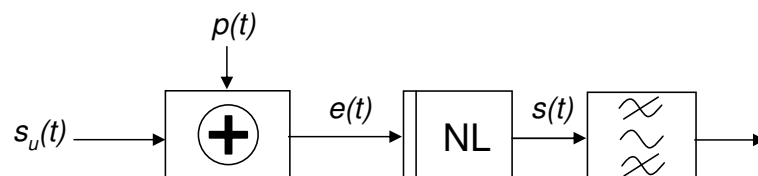


FIG. 5.18 – Modulateur basé sur les non-linéarités de composants.

C'est l'idée la plus simple, qui permet, par définition, d'obtenir une modulation d'amplitude à porteuse supprimée à l'aide d'un unique composant (figure 5.17(a)). En pratique, bien qu'il soit difficile de réaliser l'opération de multiplication à l'aide de composants élémentaires, il existe des multiplieurs analogiques, comme l'AD633, reposant sur des paires différentielles à transistors. Pour obtenir une modulation d'amplitude à porteuse conservée, il suffit de rajouter la porteuse à l'aide d'un simple additionneur, généralement intégré au circuit multiplieur (figure 5.17(b)). Ces circuits multiplieurs ne permettent pas de réaliser des modulations à haute fréquence, ni de fournir des puissances importantes.

Une autre idée consiste à utiliser une non-linéarité d'un composant, par exemple une diode (figure 5.18). Supposons la relation entrée-sortie suivante :

$$s = \alpha e + \beta e^2 \quad (5.42)$$

Si l'entrée de ce composant correspond à la somme des signaux modulant et porteur : $e = s_u + p$, alors la sortie s s'écrit :

$$s(t) = \alpha(s_u(t) + p(t)) + \beta(s_u(t) + p(t))^2 \quad (5.43)$$

$$= \underbrace{\alpha s_u(t) + \beta s_u(t)^2}_{\text{signal basse fréquence}} + \underbrace{\alpha \left(1 + \frac{2\beta}{\alpha} s_u(t)\right) p(t)}_{\text{signal modulé en amplitude, autour de } f_p} + \underbrace{\beta p(t)^2}_{\text{signal haute fréquence : } 2f_p} \quad (5.44)$$

Un filtrage passe-bande permet ensuite de récupérer les fréquences intermédiaires correspondant à un signal modulé avec porteuse conservée, avec un indice de modulation $m = 2\beta \text{Max}\{s_u(t)\}/\alpha$.

Ce type de modulateur peut être utilisé en hautes fréquences, mais ne permet pas non plus de fournir de fortes puissances.

Modulation par découpage

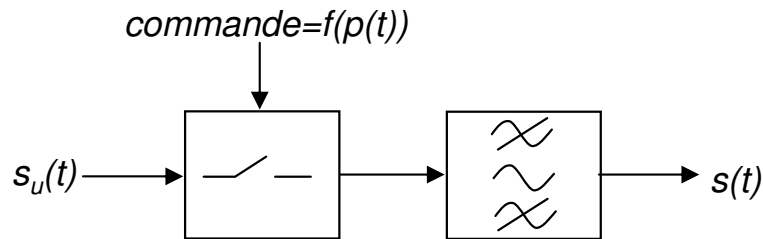


FIG. 5.19 – Principe d'un modulateur à découpage.

L'idée consiste à "découper" le signal (figure 5.19) soit à l'aide d'interrupteurs commandés (à transistors), soit à l'aide de diodes (pont de diodes en anneaux). Ceci réalise une modulation d'amplitude à porteuse non-sinusoïdale. Si l'on souhaite obtenir une modulation à porteuse sinusoïdale, il suffit de filtrer le signal modulé.

Modulateur à amplificateur

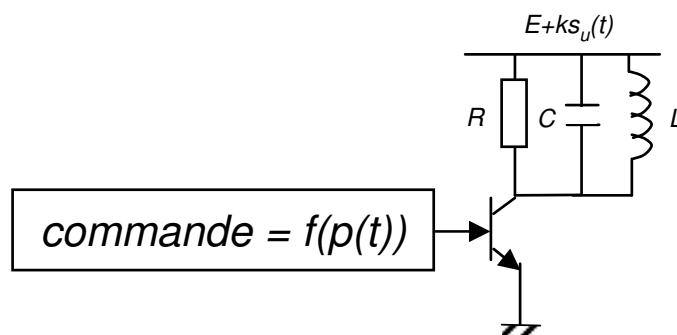


FIG. 5.20 – Exemple de modulateur utilisant un amplificateur à transistor. Le circuit de polarisation n'est pas représenté.

Il existe de nombreuses variantes de ce montage. Considérons par exemple un montage à transistor type émetteur commun (figure 5.20), polarisé en classe A (le point de polarisation est situé au milieu de la droite de charge) ou en classe C (le point de polarisation est dans la zone de blocage). L'amplificateur ainsi réalisé est alimenté par une tension continue E et peut posséder, sous sa forme la plus générale, un circuit RLC résonnant entre le drain et l'alimentation, modélisant une antenne d'émission par exemple. A la fréquence porteuse, ce circuit résonnant est équivalent à un circuit résistif pur.

Le transistor est commandé par la porteuse : autour du point de polarisation, on superpose un signal à la fréquence porteuse. Le courant collecteur varie ainsi à cette fréquence porteuse autour du point de polarisation. Si on superpose à la source de tension continue E le modulant (qui est lentement variable et qui apparaît comme constant vis à vis des signaux à la fréquence porteuse), l'amplitude maximale de courant (ainsi que le point de polarisation), qui est une fonction linéaire de E , variera donc linéairement avec le modulant (tout comme le point de polarisation) : on a bien réalisé une modulation de l'amplitude du courant.

Ce type de modulateur a l'avantage de fournir une puissance nettement supérieure à celle des autres modulateurs présentés dans ce polycopié, puisqu'il repose par construction sur un amplificateur.

5.3.2 Les démodulateurs

Détection d'enveloppe

Rappelons tout d'abord que le modulant correspond à l'enveloppe (en temporel) du signal modulé, dans le cas d'une modulation d'amplitude à porteuse supprimée ou conservée (dans le cas uniquement d'une sous-modulation). La première idée consiste donc à récupérer cette enveloppe. De nombreux circuits le permettent, comme par exemple un simple circuit "détecteur de crêtes" utilisant une diode, une résistance R et un condensateur C . On retrouvera le signal modulant à condition de respecter la relation suivante : $\tau = RC \gg 1/f_p$. En pratique, un facteur 5 sera suffisant.

D'autres montages détecteurs de crêtes existent, plus complexes, permettant de s'affranchir de la tension de seuil des diodes par exemple...

Détection quadratique

Reprenons notre composant non-linéaire de la partie 5.3.1, figure 5.18. Considérons, en entrée de ce composant, un signal modulé en amplitude avec porteuse sinusoïdale conservée :

$$e(t) = K (1 + ms_u(t)) \cos(\omega_p t)$$

Le signal de sortie s s'écrit alors :

$$s(t) = \alpha K (1 + ms_u(t)) \cos(\omega_p t) + \beta K^2 (1 + ms_u(t))^2 \cos^2(\omega_p t) \quad (5.45)$$

$$= \underbrace{\alpha K (1 + ms_u(t)) \cos(\omega_p t)}_{\text{spectre autour de } f_p} + \underbrace{\frac{\beta K^2}{2} (1 + ms_u(t))^2}_{\tilde{s} : \text{spectre basse fréquence}} + \underbrace{\frac{\beta K^2}{2} (1 + ms_u(t))^2 \cos(2\omega_p t)}_{\text{spectre autour de } 2f_p} \quad (5.46)$$

Un filtrage passe-bas permet d'accéder au terme basse fréquence $\tilde{s}$ qui s'écrit :

$$\tilde{s}(t) = \frac{\beta K^2}{2} (1 + m^2 s_u(t)^2 + 2ms_u(t)) \quad (5.47)$$

Soit, si $m \ll 1$:

$$\tilde{s}(t) \approx \frac{\beta K^2}{2} (1 + 2ms_u(t)) \quad (5.48)$$

ce qui correspond au signal modulant, à une constante près (qui peut s'éliminer par un condensateur série).

Démodulation synchrone

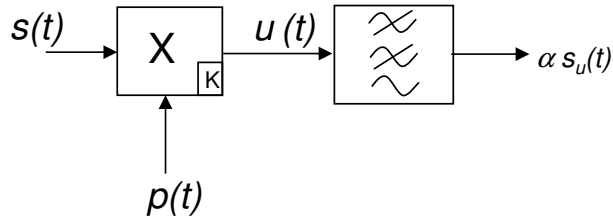


FIG. 5.21 – Principe de la démodulation synchrone.

Principe On suppose tout d'abord que l'on dispose de la porteuse au niveau de la démodulation. Un paragraphe ultérieur permettra de voir quels sont les moyens de récupérer cette porteuse. Considérons le schéma de la figure 5.21.

On multiplie le modulé par la porteuse. D'un point de vue spectral, cela revient à translater le spectre du modulé d'un facteur $\pm f_p$: on le translate en plus haute et plus basse fréquence que la porteuse. La translation en basse fréquence, qui est le procédé inverse de la modulation, permet d'avoir accès à l'information qui se retrouve en bande de base.

Si la modulation correspond à une modulation à porteuse conservée (et sinusoïdale) et si $e(t)$ désigne le signal modulant unitaire, le signal u s'écrit :

$$u(t) = KP(1 + me(t)) \cos^2(2\pi f_p t) \quad (5.49)$$

$$= \frac{KP}{2} (1 + me(t)) (1 + \cos(4\pi f_p t)) \quad (5.50)$$

$$= \frac{KP}{2} + \frac{KP}{2} me(t) + \frac{KP}{2} \cos(4\pi f_p t) + \frac{KP}{2} me(t) \cos(4\pi f_p t) \quad (5.51)$$

Le premier terme correspond à un signal continu (fréquence nulle). Le second terme correspond au signal modulant que l'on souhaite récupérer et possède un spectre basse fréquence, de fréquence maximale F_{max} , qui est la fréquence maximale du modulant. Le troisième terme est un pic de Dirac à la fréquence double de la fréquence porteuse. Enfin, le dernier terme a un spectre compris entre $2f_p - F_{max}$ et $2f_p + F_{max}$. Le spectre associé est représenté figure 5.22(a).

Si la modulation correspond à une modulation à porteuse supprimée (et sinusoïdale), de modulant $s_u(t)$, le signal u s'écrit :

$$u(t) = KP s_u(t) \cos^2(2\pi f_p t) \quad (5.52)$$

$$= \frac{KP}{2} s_u(t) + \frac{KP}{2} s_u(t) \cos(4\pi f_p t) \quad (5.53)$$

Le premier terme correspond au signal modulant à récupérer (spectre basse fréquence), le second a un spectre comportant des fréquences plus élevées, compris dans l'intervalle $[2f_p - F_{max}; 2f_p + F_{max}]$. Le spectre associé est représenté sur la figure 5.22(b). Dans les deux cas, un filtrage passe-bas (et une éventuelle élimination de la composante continue) permettra de retrouver le signal modulant.

Cette méthode, qui semble simple, repose sur l'existence de la porteuse au niveau de la démodulation. Il apparait donc important de voir ce qui se passe avec cette méthode si la porteuse récupérée possède un léger décalage en fréquence ou en phase.

Influence d'un décalage en fréquence et d'un déphasage Nous allons considérer dans ce paragraphe, afin de simplifier l'étude, une modulation à porteuse supprimée, la porteuse "récupérée" se mettant sous la forme : $p(t) = P \cos(2\pi(f_p + \delta f)t + \varphi_p)$. δf (resp. φ_p) correspond à un décalage en fréquence (resp. un déphasage)

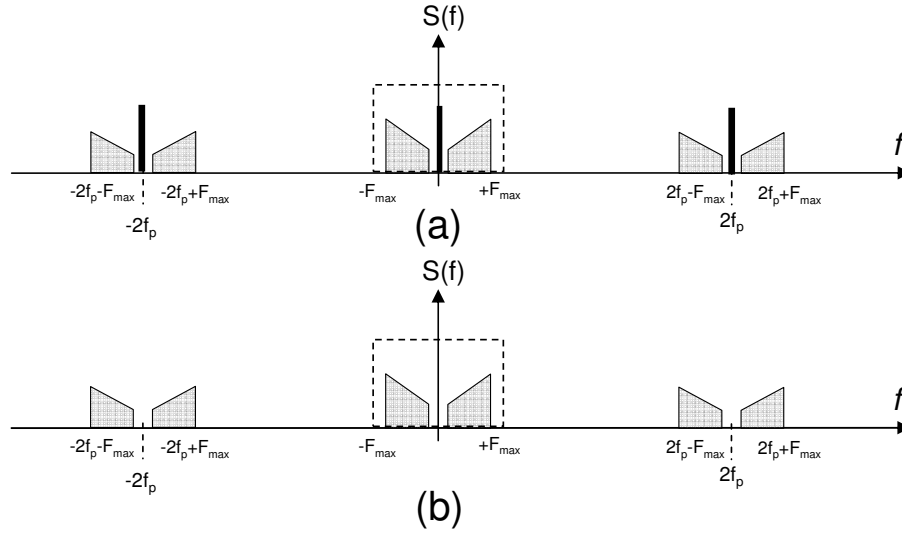


FIG. 5.22 – (a) Spectre du signal u dans le cas d’une modulation à porteuse conservée; (b) spectre du signal u dans le cas d’une modulation à porteuse supprimée.

de la porteuse récupérée par rapport à la porteuse initiale. Sous ces hypothèses, le signal u s’écrit alors :

$$u(t) = KP s(t) \cos(2\pi(f_p + \delta f)t + \varphi_p) \quad (5.54)$$

$$= KP s_u(t) \cos(2\pi f_p t) \cos(2\pi(f_p + \delta f)t + \varphi_p) \quad (5.55)$$

$$= \frac{KP}{2} s_u(t) [\cos(2\pi\delta f t + \varphi_p) + \cos(2\pi(2f_p + \delta f)t + \varphi_p)] \quad (5.56)$$

Le terme haute fréquence (le second dans le crochet) sera éliminé par le filtrage. Si la différence de fréquence entre les deux porteuses est élevée par rapport à la fréquence de coupure du filtre passe-bas, la démodulation ne sera pas possible : on obtiendra un signal u nul (ou constant dans le cas d’une modulation à porteuse conservée). Si l’écart est en revanche faible, le signal démodulé s’écrit, en sortie du filtre :

$$\frac{KP}{2} s_u(t) \cos(2\pi\delta f t + \varphi_p) \quad (5.57)$$

Ce signal est un signal modulé en amplitude à l’aide d’une porteuse sinusoïdale basse fréquence ... on a donc toujours une modulation d’amplitude. On voit donc sur cette expression l’importance d’avoir exactement la même fréquence pour la démodulation que pour la modulation. L’utilisation d’un oscillateur local seul est donc insuffisant pour la démodulation cohérente, car il existera toujours en pratique un écart entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de l’oscillateur local. La modulation à porteuse conservée est donc avantageuse, car elle permet de transmettre la fréquence porteuse utilisée lors de la modulation : les démodulateurs peuvent la récupérer et l’utiliser, soit directement pour démoduler le signal, soit indirectement pour synchroniser un oscillateur local utilisé pour la démodulation. En outre, si la porteuse

servant à moduler le signal n'est pas stable, sa récupération est nécessaire pour suivre les variations en fréquence de la porteuse initiale et éviter les battements introduits par l'équation 5.57.

Supposons maintenant que $\delta f = 0$. Le signal en sortie du filtre devient :

$$\frac{KP}{2} s_u(t) \cos(\varphi_p) \quad (5.58)$$

Rappelons que le déphasage φ_p est le déphasage entre la porteuse récupérée et la porteuse initiale.

Si $\varphi_p = 0$, alors le signal démodulé vaut : $\frac{KP}{2} s_u(t)$. On retrouve bien le signal modulant.

Si $\varphi_p = \pi/2$, alors le signal démodulé vaut : 0. On ne retrouve pas le signal modulant.

Pour utiliser la démodulation cohérente et retrouver le signal modulant dans des conditions optimales, il faut donc récupérer la porteuse sans écart de fréquence et avec un déphasage le plus faible possible.

Récupération de la porteuse Nous venons de voir que la récupération de la porteuse est un des enjeux majeurs de la démodulation synchrone, permettant ainsi de récupérer parfaitement le signal modulant. Nous allons voir les différentes situations possibles pour retrouver le signal p . Il existe 4 situations différentes :

1. la porteuse est disponible par liaison directe : on peut obtenir la porteuse à l'aide d'un simple câble électrique, comme c'est le cas lors d'une manip en laboratoire. Cela signifie que le récepteur est situé à proximité de l'émetteur. Il n'y a alors aucun problème majeur d'écart de fréquence ou de déphasage.
2. La modulation est à porteuse supprimée, mais la fréquence porteuse est envoyée à un multiple ou sous-multiple, en dehors du spectre du signal modulé. C'est le cas dans la radio FM. Généralement, la porteuse dans un tel cas est envoyée à $f_p/2$ (figure 5.23(a)). Si on est dans ce cas, il suffit de filtrer pour éliminer le spectre du signal modulé, puis de multiplier la fréquence obtenue (en $f_p/2$), par exemple en élevant le signal au carré (à l'aide d'un multiplieur ou d'une non-linéarité puis d'un filtre). On obtient alors le signal voulu (figure 5.23(b)).
3. La modulation est à porteuse conservée. On récupère alors la porteuse en utilisant une PLL dont la plage de capture englobe la fréquence porteuse. Avant d'utiliser ce signal pour la démodulation synchrone, il faut le déphaser de $\pi/2$, puisque le point de polarisation de la PLL impose un tel déphasage entre les deux signaux (figure 5.23(c)). Cette méthode est avantageuse, car on peut également effectuer une opération de multiplication de la porteuse ou sous-porteuse à l'aide de la PLL.
4. La modulation est à porteuse supprimée. On ne possède donc pas directement la porteuse, par définition de cette modulation. Une idée consiste à élever au carré le signal modulé :

$$s^2(t) = K^2 P^2 s_u^2(t) \cos^2(2\pi f_p t) \quad (5.59)$$

$$= \frac{K^2 P^2}{2} s_u^2(t) (1 + \cos(4\pi f_p t)) \quad (5.60)$$

On peut montrer que le spectre du signal s_u^2 comporte un terme constant (fréquence nulle), qui génère un pic de Dirac à $2 f_p$ par multiplication avec le cosinus.

On récupère alors le signal sinusoïdal à $2f_p$, présent dans le spectre de l'expression ci-dessus, à l'aide d'une PLL dont la plage de capture englobe cette fréquence. Il reste à déphaser le signal obtenu, à diviser la fréquence par deux puis à l'injecter dans le démodulateur synchrone (figure 5.23(d)).

Démodulation en quadrature

Rappelons l'expression d'une modulation en quadrature, avec les modulateurs s_{u1} et s_{u2} :

$$s(t) = K_1 s_{u1}(t) \cos(2\pi f_p t) + K_2 s_{u2}(t) \sin(2\pi f_p t) \quad (5.61)$$

Supposons la porteuse parfaitement récupérée, par un des procédés exposé précédemment. Pour récupérer le signal s_{u1} , il suffit de multiplier le signal modulé s par $\cos(2\pi f_p t)$ puis de filtrer (figure 5.24). En effet :

$$\begin{aligned} s(t) \times \cos(2\pi f_p t) &= K_1 s_{u1}(t) \cos^2(2\pi f_p t) + \\ &+ K_2 s_{u2}(t) \sin(2\pi f_p t) \cos(2\pi f_p t) \end{aligned} \quad (5.62)$$

$$= K_1 s_{u1}(t) \frac{1 + \cos(4\pi f_p t)}{2} + \frac{K_2}{2} s_{u2}(t) \sin(4\pi f_p t) \quad (5.63)$$

Un simple filtrage passe-bas permet d'éliminer tous les termes haute fréquence et de conserver $K_1 s_{u1}/2$.

De même, pour récupérer s_{u2} , il suffit de multiplier s par $\sin(2\pi f_p t)$ et de filtrer.

Ainsi, les deux informations s_{u1} et s_{u2} qui sont modulées avec la même porteuse, et envoyées simultanément, peuvent être démodulées à l'aide d'un montage dont le schéma est présenté sur la figure 5.24.

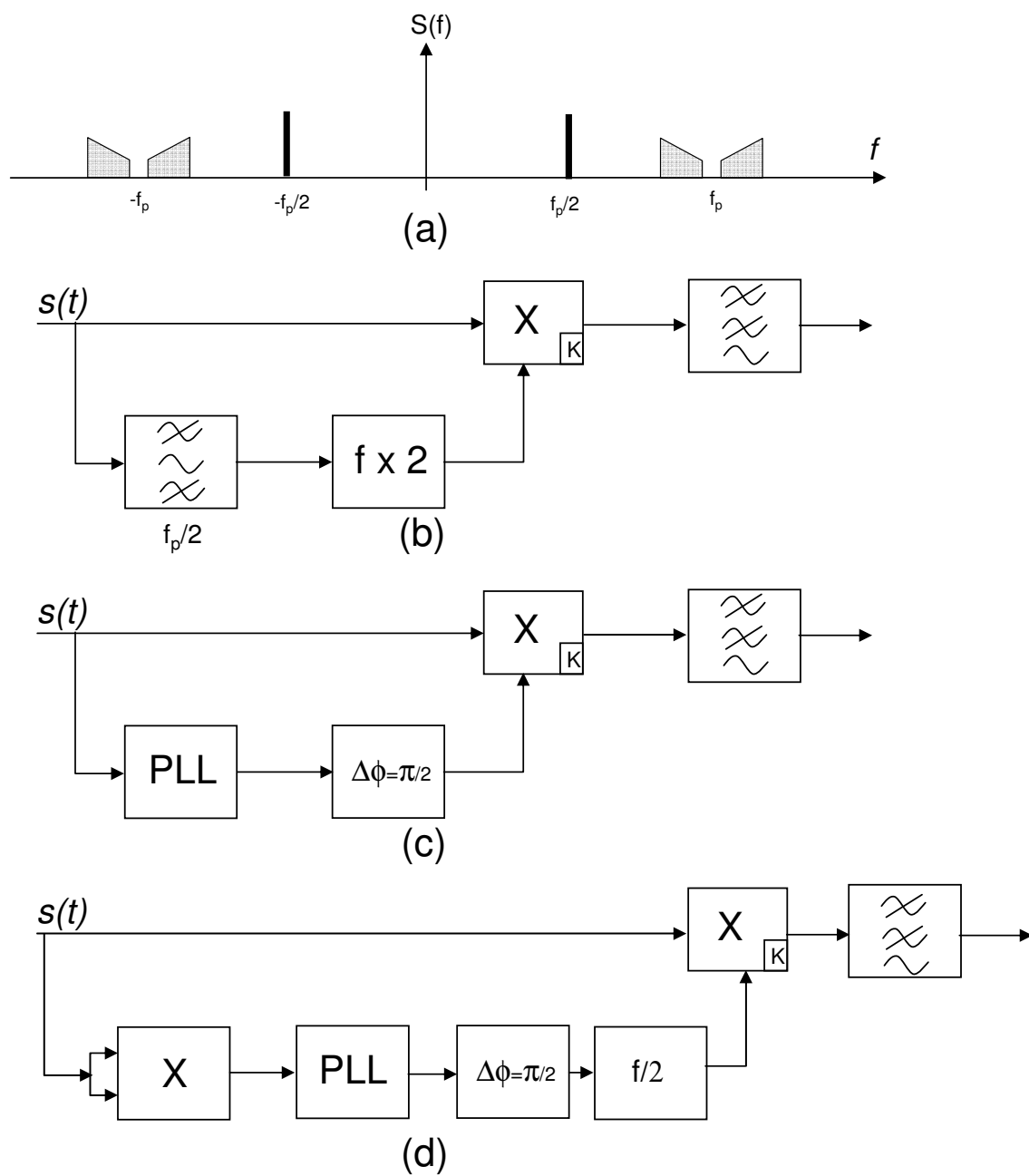


FIG. 5.23 – Différentes méthodes pour récupérer la porteuse : (a) par liaison directe ; (b) émission de la porteuse à un sous-multiple ; (c) modulation à porteuse conservée ; (d) modulation à porteuse supprimée

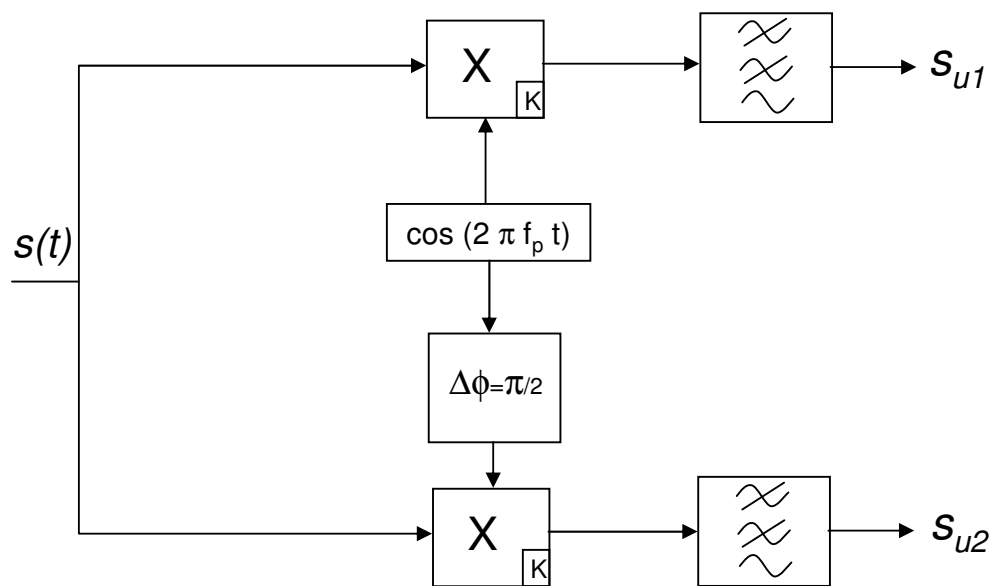


FIG. 5.24 – Principe de la démodulation d'un signal modulé en quadrature