

CHAPITRE I

SYSTEMES ELECTRONIQUES ET BRUIT

Les bruits auxquels nous nous intéressons dans cet ouvrage sont les bruits internes ou bruits de fond résultant des lois physiques régissant le fonctionnement des composants électroniques. Le bruit généré par une résistance est par exemple proportionnel à la constante de Boltzmann k_B et le bruit de grenaille des diodes est proportionnel à la charge élémentaire e . Contrairement aux pollutions générées par les sources d'ondes électromagnétiques (OEM), il n'est pas possible d'éliminer les bruits de fond en électronique, on peut par contre essayer de réduire leurs effets en choisissant des composants faible bruit, en limitant les bandes passantes, en adaptant les impédances...

Après avoir introduit : 1) la notion de densité spectrale, 2) le bruit dans les composants élémentaires de l'électronique et 3) le bruit des amplificateurs, on s'intéresse au bruit dans les systèmes électroniques. Les systèmes étudiés concernent : l'instrumentation, les oscillateurs et les télécommunications.

En instrumentation, le bruit affecte tous les éléments de la chaîne de mesure, du capteur jusqu'à la numérisation des signaux, il conditionne la précision des mesures. Le bruit perturbe le fonctionnement des horloges, il génère des fluctuations de fréquence. Les fluctuations de fréquence des horloges peuvent limiter le débit de transmission de données, elles peuvent créer des interférences entre canaux dans les récepteurs hétérodynes... Le bruit est également présent en télécommunication, le signal reçu par l'antenne d'un récepteur contient, outre le signal utile, du bruit, et le récepteur est lui-même une source de bruit, c'est donc au final le bruit qui limite la sensibilité d'un récepteur.

Pour comprendre comment le bruit affecte le fonctionnement des systèmes électroniques, il faut d'abord connaître le principe de fonctionnement des systèmes, c'est l'objectif principal de ce premier chapitre. Après avoir décrit les systèmes, on présente qualitativement les grandeurs physiques utilisées pour caractériser le bruit. Ces grandeurs et leurs manipulations seront discutées en détails dans les chapitres suivants.

Il y a des situations où il est possible d'extraire un signal noyé dans le bruit, c'est le cas si le signal recherché est synchrone avec une fréquence de référence connue. Un chapitre est donc consacré à la détection synchrone.

Le bruit n'est pas que nuisance, il est aussi porteur d'information, c'est ainsi qu'au début du XXe siècle, le bruit dans les résistances et les tubes à vide a permis de vérifier les valeurs de la constante de Boltzmann et de la charge élémentaire. On revisite cette page d'histoire dans l'avant dernier chapitre de l'ouvrage et on propose une expérience simple pour retrouver les valeurs des deux constantes.

Le dernier chapitre renferme les compléments de mathématiques indispensables à l'étude du bruit : séries et transformée de Fourier, produit de convolution, fonctions de corrélation, variables aléatoires discrètes et continues.

1. INSTRUMENTATION

Le synoptique d'une chaîne d'acquisition d'un signal est donné à la figure I.1. Le premier élément de la chaîne est un capteur convertissant la grandeur physique (température, pression, vitesse, accélération, degré d'humidité, intensité lumineuse, champ magnétique...) en une grandeur électrique. En général, on cherche à connaître la grandeur physique sur une plage de variation, par exemple $T_{min} \leq T \leq T_{max}$ s'il s'agit d'une température T .

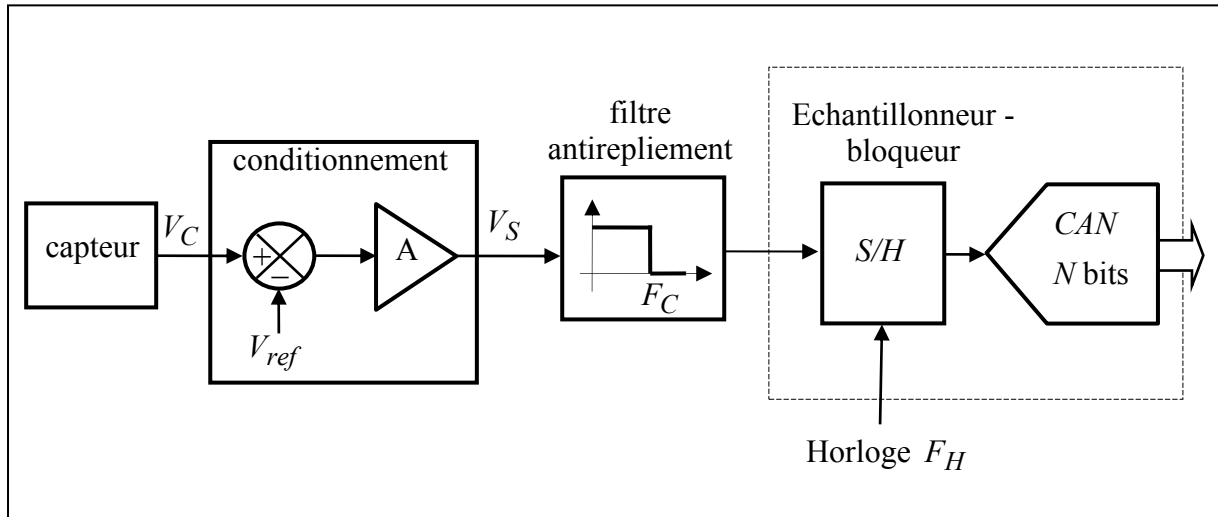


Figure I.1 : Synoptique d'une chaîne d'acquisition d'un signal

A une température T , le capteur délivre une tension analogique V_C avec $V_{Cmin} \leq V_C \leq V_{Cmax}$ où V_{Cmin} et V_{Cmax} correspondent respectivement à T_{min} et T_{max} . Pour effectuer un traitement numérique de la grandeur physique, il faut :

1. Conditionner le signal, c'est-à-dire amener la tension V_C de sortie du capteur dans la plage du convertisseur analogique numérique (*CAN* ou *ADC* en anglais pour *Analog-to-Digital Converter*) comme le montre la figure I.2. Pour simplifier, supposant un *CAN* unipolaire, c'est-à-dire avec une plage d'entrée comprise entre $0V$ et V_{FS} , la tension V_{FS} est égale à la pleine échelle du convertisseur (*FSR* en anglais pour *Full Scale Range*). Un *CAN* bipolaire aurait une plage d'entrée comprise entre $-V_{FS}/2$ et $+V_{FS}/2$. Le conditionnement doit réaliser l'opération :

$$V_S = (V_C - V_{Cmin}) \frac{V_{FS}}{(V_{Cmax} - V_{Cmin})} \quad (1.1)$$

On pourra vérifier que $V_S = 0$ si $V_C = V_{Cmin}$ et $V_S = V_{FS}$ si $V_C = V_{Cmax}$. Cette opération peut être réalisée soit avec un amplificateur opérationnel (*AOP*), soit encore avec un amplificateur d'instrumentation (exercice 1).

2. Filtrer le signal V_S avec un filtre passe-bas antirepliement (*antialiasing filter*), avant de l'échantillonner, pour éviter le repliement de spectre. La fréquence de coupure F_C du filtre

doit être du même ordre de grandeur que la bande passante utile de la grandeur physique à mesurer. D'après le théorème de Shannon (exercice 2), la fréquence d'échantillonnage F_H doit être au moins deux fois supérieure à F_C . En pratique, il faut $F_H > 2F_C$ car le filtre passe-bas ne présente pas une pente d'atténuation infinie.

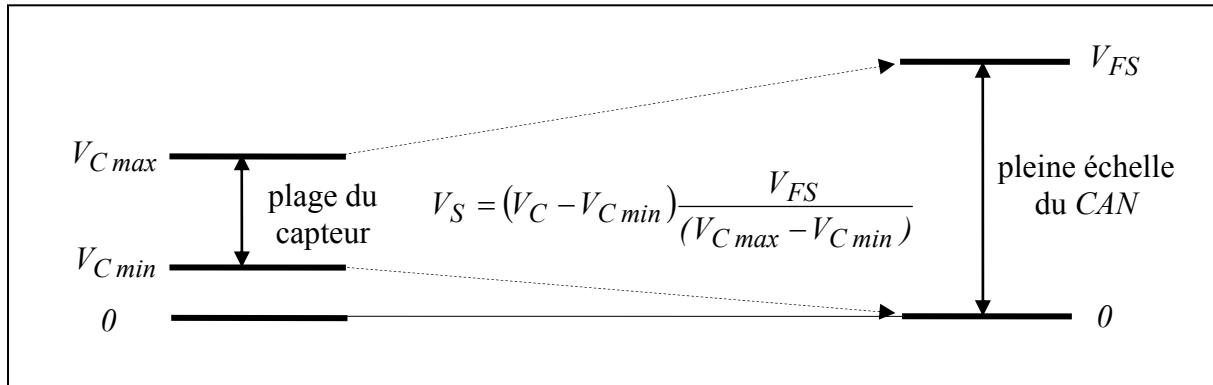


Figure I.2 : Plages de tension en sortie du capteur et à l'entrée du CAN

3. Échantillonner et bloquer (*sample and hold*) le signal par un échantillonneur-bloqueur, en effet il faut maintenir une tension constante à l'entrée du CAN pendant la durée de la conversion.

4. Quantifier et coder les échantillons en binaire sur N bits au moyen d'un CAN. Le quantum d'un CAN (ou encore *LSB* pour *Least Significant Bit*) est égal à : $FSR / 2^N$.

L'échantillonneur-bloqueur, le quantificateur et le codeur sont généralement intégrés dans un seul et même circuit intégré. Dans le cas des CAN à approximations successives (*SAR ADC* pour *Successive Approximation Register ADC*) à division de charge par capacité (*Capacitive Redistribution*), les différentes opérations sont réalisées en commutant des interrupteurs (exercice 3).

Le nombre de bits N du CAN dépend de la résolution souhaitée. Prenons le cas d'une mesure de température dans la plage $[T_{min} = -50^\circ C, T_{max} = 150^\circ C]$. Si on souhaite une résolution de $0,1^\circ C$, il faut choisir, a priori, un nombre de bits N , tel que :

$$\frac{\text{plage de mesure}}{\text{résolution}} = \frac{200}{0,1} = 2^N \text{ soit } N = 10,96 \quad (1.2)$$

On choisira donc, pour ce cas particulier, probablement un convertisseur *11 bits*.

Il ne faut cependant pas confondre la résolution avec la précision de la mesure, en effet tous les éléments constituant la chaîne d'acquisition sont des sources de bruit, du capteur jusqu'au CAN. Pour un code fourni par le CAN il est légitime de se poser la question suivante : quel est par exemple l'intervalle de confiance à 99,9% (ou 99,999% ...) de la mesure effectuée ? Pour répondre à cette question, il faut se référer aux données techniques des différents éléments de la chaîne d'acquisition.

S'agissant des capteurs et des amplificateurs, les données techniques de bruit fournies par les constructeurs mentionnent :

- les densités spectrales exprimées en V^2 / Hz et A^2 / Hz ,
- la valeur efficace de bruit en V_{rms} (*root mean square*, c'est la valeur efficace) dans une plage de fréquence,
- la tension pic à pic dans une plage de fréquence, comme si le bruit ne pouvait pas dépasser une certaine valeur.

Dans le cas des *CAN*, les données de bruit font référence aux termes suivants :

- *Code transition noise*,
- *SNR (Signal-to-Noise Ratio)*,
- *SINAD (Signal-to-Noise + Distorsion)*,
- *ENOB (Effective Number Of Bits)*, exemple pour un convertisseur de résolution 16 bits, la valeur de *ENOB* peut être égal à 14,7 .

Pour dimensionner correctement une chaîne de mesure, il faut maîtriser les données constructeur. C'est ce que nous nous proposons d'étudier au chapitre V, après avoir analysé le bruit des composants élémentaires et des amplificateurs aux chapitres III et IV.

2. OSCILLATEURS

Un oscillateur est un système bouclé comprenant un réseau de réaction sélectif à la fréquence f_R et un amplificateur non linéaire comme le montre le schéma de la figure I.3.

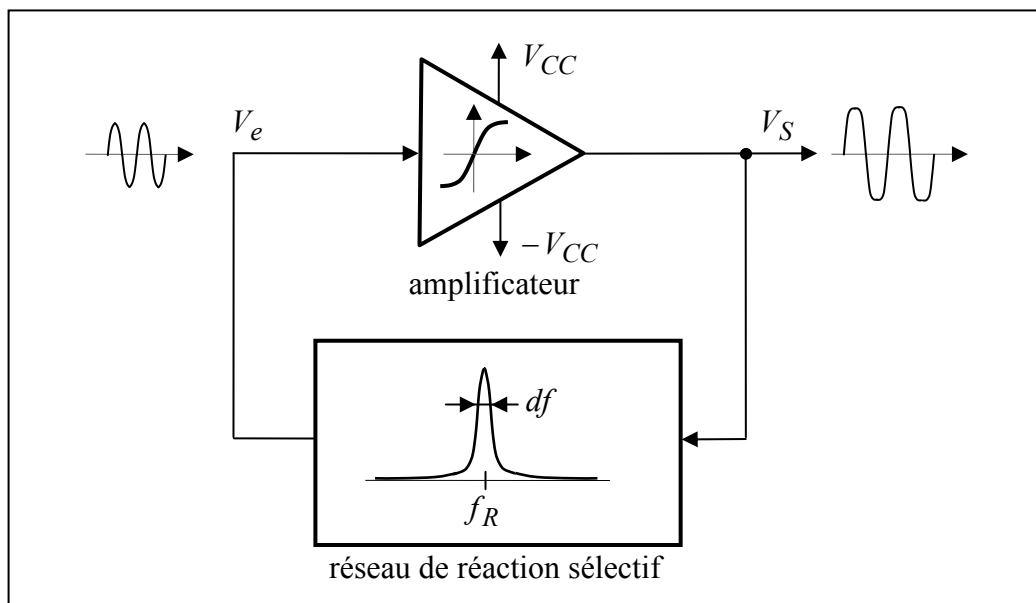


Figure I.3 : Synoptique d'un oscillateur : un réseau de réaction sélectif et un amplificateur non linéaire

Pour obtenir une fréquence d'oscillation f_{osc} très stable dans le temps, il faut disposer d'un résonateur le plus sélectif possible et le plus stable dans le temps, c'est-à-dire avec le minimum de dérive. L'idéal serait de disposer d'un résonateur avec une courbe de résonance

du type $\delta(f - f_R)$, c'est-à-dire nulle partout sauf à la fréquence f_R , dans ce cas, si oscillations il y a, on obtiendrait $f_{osc} = f_R$. En pratique, le résonateur présente toujours une certaine largeur de bande df , ce qui autorise du même coup des fluctuations de la fréquence des oscillations. La largeur df de la résonance est reliée au coefficient de qualité Q du résonateur par la relation $df = f_R / Q$. Un résonateur réalisé avec des composants discrets, inductance et capacité, a un coefficient de qualité de l'ordre de 10^2 , un résonateur piézoélectrique en quartz a un coefficient de qualité de l'ordre de 10^5 . A titre d'information, le résonateur d'une horloge atomique, basé sur la transition entre deux niveaux atomiques de l'atome de césium par exemple, présente un coefficient de qualité de l'ordre de $10^8 - 10^9$.

Pour que le montage de la figure I.3 oscille, il faut que le gain en boucle ouverte aux petits signaux soit au minimum égal à l'unité : c'est le critère de Barkhausen. En pratique, le gain est toujours supérieur à l'unité, en conséquence l'amplitude des oscillations devrait diverger, en fait il n'en est rien car la non-linéarité de l'amplificateur empêche la divergence. C'est donc la non-linéarité de l'amplificateur qui gouverne la forme du signal de sortie. Si la non-linéarité est équivalente à la fonction signe ($V_S = A$ si $V_e > 0$ et $V_S = -A$ si $V_e < 0$), le signal V_S est un signal de type « carré ». Dans le cas général, le signal V_S est une sinusoïde déformée. Le signal V_S , périodique mais non sinusoïdal, est décomposable en série de Fourier, le réseau de réaction sélectif laisse passer le fondamental, élimine les harmoniques, et l'oscillateur oscille à $f_{osc} \approx f_R$.

Dans certains oscillateurs l'amplitude des oscillations peut être contrôlée, non pas par la non-linéarité de l'amplificateur, mais au moyen d'un CAG (Contrôle Automatique de Gain), voir l'exercice 1 du chapitre VII.

Pourquoi $f_{osc} \approx f_R$ et non pas $f_{osc} = f_R$? En pratique, le gain de l'amplificateur n'est jamais complètement réel à la fréquence f_R , il y a donc un déphasage entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur. Supposons un résonateur avec un déphasage nul à la fréquence f_R , il s'ensuit que la fréquence des oscillations est légèrement différente de f_R puisque le déphasage de la boucle doit être égal à zéro modulo 2π à la fréquence des oscillations (exercice 4). Plus le résonateur est sélectif, plus sa courbe phase varie rapidement au voisinage de f_R et plus la fréquence des oscillations sera proche de f_R . On a donc toujours intérêt à disposer d'un résonateur avec un fort coefficient de qualité Q pour que la fréquence des oscillations soit quasiment indépendante des caractéristiques de l'amplificateur.

Les composants élémentaires, résistances, diodes, transistors..., constituant l'amplificateur génèrent du bruit. Le résonateur n'est par ailleurs jamais complètement réactif, il possède toujours une partie dissipative source de bruit. Il s'ensuit, compte tenu de la largeur de bande df du résonateur, des fluctuations de la fréquence des oscillations, fluctuations d'autant plus importantes que df est élevée.

Les fluctuations temporelles des tensions d'alimentation $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$ peuvent également générer des fluctuations de fréquence. En effet, les fluctuations des tensions d'alimentation engendrent généralement un changement du déphasage de l'amplificateur et donc un changement de fréquence.

La non-linéarité de l'amplificateur complique quelque peu le calcul des fluctuations de fréquence. En effet, nous verrons au chapitre III que le bruit des composants électroniques est d'autant plus élevé que la fréquence est faible. A priori, ce bruit basse fréquence ne devrait pas se retrouver à la fréquence f_R , or à cause de la non-linéarité de l'amplificateur, le bruit basse fréquence des composants est transposé au voisinage de la fréquence des oscillations. Une analyse spectrale du signal V_S , autour de la fréquence fondamentale, fait donc apparaître un pic et non une raie comme le montre les graphes de la figure I.4.

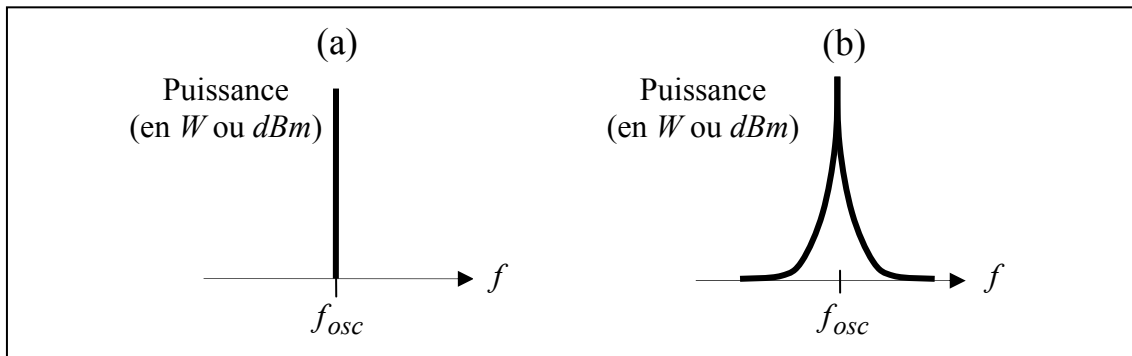


Figure I.4 : Spectres de puissance d'un oscillateur idéal (a) et d'un oscillateur réel (b)

Le bruit de phase (*phase noise* en anglais) caractérise un oscillateur, il est exprimé en dBc/Hz , exemple $-95 dBc/Hz$ pour un offset de fréquence de $100 Hz$ par rapport à la porteuse, qu'est ce que cela veut dire ? Comment mesure t-on le bruit de phase ? Nous répondons à ces questions au chapitre VII. Comme autre caractéristique d'un oscillateur, on trouve également dans les notices techniques, la stabilité à court terme exprimée par la variance d'Allan, exemple 10^{-11} pour $1s$. Quelle est la relation entre le bruit de phase et la stabilité à court terme ? Que représente la variance d'Allan ? Nous répondons également à ces questions au chapitre VII. Il ne faut pas confondre les fluctuations de fréquence avec les dérives lentes dues par exemple au vieillissement des composants. Les horloges atomiques sont celles qui dérivent le moins car les atomes ne vieillissent pas, ce qui n'est pas le cas des matériaux.

Quand a-t-on besoin d'horloges avec de très faibles fluctuations de fréquence ? A priori tout le temps, mais il est des situations critiques, citons deux cas : 1) celui des transmissions à très haut débit où les fluctuations de la période de l'horloge doivent rester très inférieures à la durée d'un bit et 2) celui des oscillateurs locaux des étages hétérodynes assurant une transposition de fréquence (récepteurs de télécommunication, analyseurs de spectre (exercice 1, chapitre II), analyseurs de réseaux...).

La figure I.5 montre un étage hétérodyne d'un récepteur avec à l'entrée deux canaux de fréquences porteuses f_{p1} et f_{p2} . Si on souhaite récupérer le canal de fréquence porteuse f_{p1} par exemple, la fréquence de l'oscillateur local est ajustée à une valeur f_{OL} telle que $f_{p1} - f_{OL} = F_I$ où F_I est la fréquence intermédiaire. Les fluctuations de fréquence de l'oscillateur local entraînent des interférences entre les deux canaux de fréquences porteuses f_{p1} et f_{p2} . Une partie de l'information portée par un des canaux se retrouve sur l'autre canal.

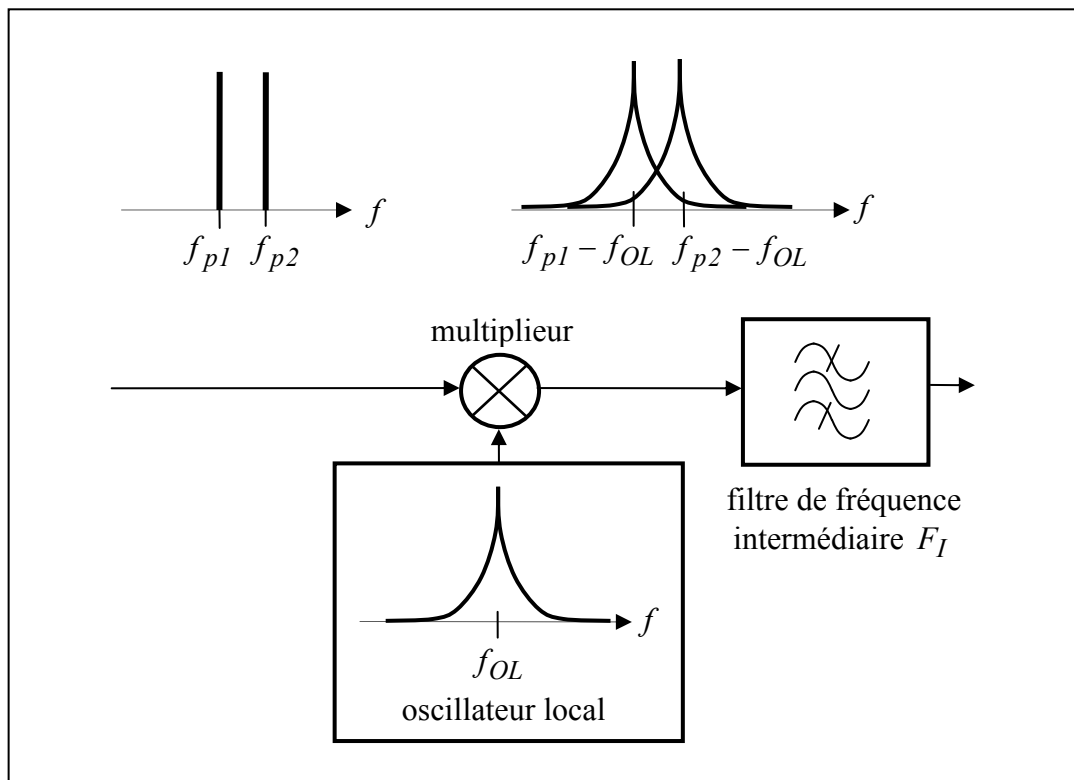


Figure I.5 : Etage hétérodyne, les fluctuations de fréquence de l'oscillateur local entraînent une interférence entre les fréquences f_{p1} et f_{p2}

3. TELECOMMUNICATIONS

Au chapitre VIII, après avoir passé en revue le bruit des modulations analogiques d'amplitude et de fréquence, on traite le bruit des modulations numériques. Dans cette introduction, on présente le principe de la modulation numérique la plus simple : la modulation de phase à deux états (*BPSK* pour *Binary Phase Shift Keying*).

En pratique, on utilise plus fréquemment la modulation à quatre états de phase (*QPSK* pour *Quadrature Phase Shift Keying*) qui permet de doubler le débit (en bits/s) dans la même largeur de bande ou mieux encore la modulation *QAM* (*Quadrature Amplitude Modulation*) qui est une combinaison d'une modulation de phase et d'amplitude. La *TNT* (Télévision Numérique Terrestre), les standards *WiFi*, *ZigBee*... utilisent des modulations *QAM*, le téléphone cellulaire *GSM* (*Global System Mobile*) utilise par contre une modulation de fréquence de type *FSK* (*Frequency Shift Frequency*).

Le synoptique simplifié d'un modulateur *BPSK* est donné à la figure I.6. Le flot de bits $e(t)$ à transmettre, des états '0' et '1', est transformé en un signal $m(t)$ *NRZ* (*Non-Return-to-Zero* ou Non Retour à Zéro) au moyen d'un convertisseur numérique – analogique (*CNA*) 1 bit. Un *CNA* 1 bit est équivalent à un comparateur. La durée d'un bit est noté T_b , le débit à transmettre est donc égal à $\frac{1}{T_b}$ (en bits/s). Le modulant $m(t)$ est multiplié par le signal

$A \cos(\omega_p t)$ d'un oscillateur *h.f.* (haute fréquence). La fréquence porteuse $f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}$ est telle

que $f_p \gg \frac{1}{T_b}$. Pour simplifier, la constante d'appareil du multiplieur est supposée égale à $1V^{-1}$, le signal $s(t)$ émis par l'antenne s'écrit donc :

$$s(t) = m(t)A \cos(\omega_p t) \quad (1.3)$$

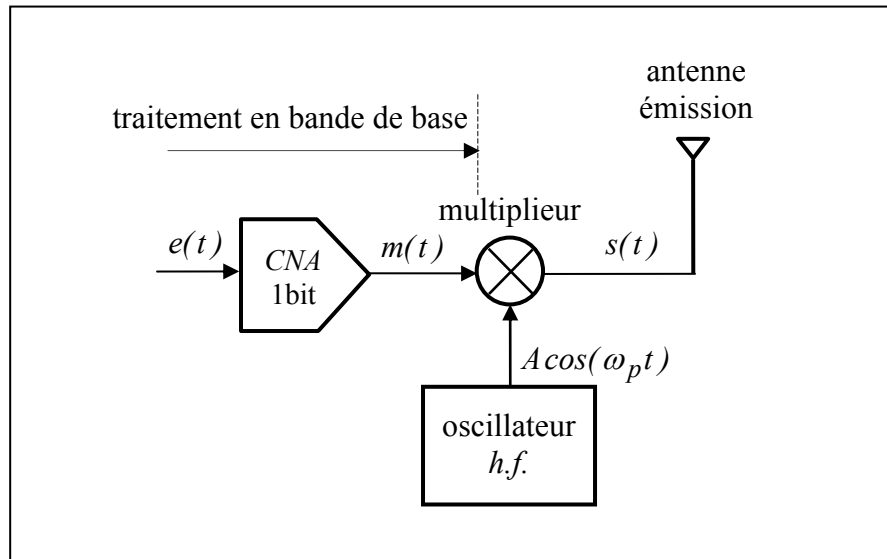


Figure I.6 : Synoptique simplifié d'un émetteur à modulation BPSK

Les graphes des signaux $e(t)$, $m(t)$ et $s(t)$ sont représentés à la figure I.7-a. Si on suppose que les états '0' et '1' de $e(t)$ sont équiprobables, la densité spectrale $M(f)$ du signal $m(t)$, c'est-à-dire la valeur quadratique moyenne par unité de fréquence (cette notion sera développée dans le chapitre II) est égale à : $D^2 T_b \left[\frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b} \right]^2$ où D et $-D$ sont les amplitudes respectives associées aux états '0' et '1' (Cf. figure I.7-a). Le multiplieur de la figure I.6 réalise une transposition de fréquence autour de la fréquence porteuse f_p comme le montre les graphes de la figure I.7-b, en conséquence la largeur de bande utile pour transmettre $s(t)$ tend a priori vers l'infini, évidemment, ceci n'est pas acceptable.

Peut-on réduire l'encombrement spectral ? Pour répondre à cette question, il est important de comprendre qu'en modulation numérique, il s'agit de transmettre des états. La fonction du récepteur est donc de prendre une décision : si le signal reçu est supérieur à un certain seuil alors le bit reçu est un état '1', sinon, c'est un état '0'. En conséquence, il n'est pas nécessaire de transmettre intégralement le signal $s(t)$ de la figure I.7-a, on peut limiter sa largeur de bande. Question : comment limiter la largeur de bande et quelle est la largeur de bande minimale à transmettre ? Plutôt que de filtrer le signal r.f. $s(t)$, on préfère filtrer le signal $m(t)$ en bande de base. On montre (exercice 5) que la largeur de bande minimale à transmettre est égale à $\frac{1}{T_b}$ (zone hachurée de la figure I.7-b).