

LES MODULATIONS NUMERIQUES : COMPLEMENTS

Objet du cours : définir les caractéristiques de modulations numériques spécifiques mises en œuvre dans certains systèmes de communications sans fil.

1. Les modulations à porteuses multiples (ou multi-porteuses)

1.1. Position du problème

Lors de transmissions d'informations par voie hertzienne, le canal de transmission est le siège de phénomènes physiques perturbateurs :

- la **réflexion** du signal sur un obstacle ;
- la **réfraction** du signal lorsque celui-ci traverse un milieu d'indice différent de celui d'où il provient ;
- la **diffraction** due à un obstacle.

A cause de ces phénomènes, lorsque l'émetteur transmet une information par voie hertzienne, l'antenne du récepteur reçoit simultanément plusieurs signaux électromagnétiques : celui transmis directement par l'émetteur (dans le cas d'une transmission directe de type **LOS** pour **Line Of Sight**), auquel s'ajoutent les signaux électromagnétiques provenant de la même source (l'émetteur) mais ayant suivi des chemins différents et plus longs (sur les plans spatial et temporel s'entend).

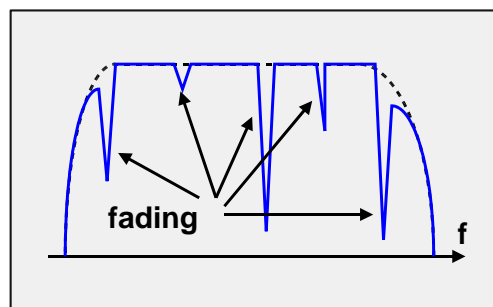
Le signal transmis par l'émetteur emprunte, pour rejoindre le récepteur, différents trajets ; on parle alors de transmission **multi-trajets**.

a) L'incidence des trajets multiples sur le plan fréquentiel

Le récepteur reçoit donc le signal électromagnétique principal auquel s'ajoutent des « images » ou des « répliques » atténuées et retardées de ce même signal, et il arrive, à certains instants et pour certaines composantes fréquentielles, que la somme de ces signaux s'annule, ou bien donne naissance à un signal d'amplitude très atténuée.

On peut alors modéliser le canal de transmission comme n'étant plus « plat », mais présentant des « creux » caractérisant une forte atténuation pour certaines composantes spectrales que l'on désigne par le terme **fading** en anglais ou plus rarement **évanouissement en fréquence** en français.

La représentation ci-contre n'est valable qu'à un instant donné, car les composantes fréquentielles affectées par les phénomènes de fading varient dans le temps au rythme de la mobilité des obstacles et donc des trajets empruntés par le signal pour rejoindre l'antenne du récepteur.



b) L'incidence des trajets multiples sur le plan temporel

A cause de ces multi-trajets, le récepteur reçoit à chaque instant le flux d'informations transmis par l'émetteur, ainsi que, simultanément, des répliques des informations transmises précédemment, mais parvenant au récepteur avec pour chacune d'entre elles, des retards non constants.

1.2. Principe de la modulation multi-porteuses

Avec les modulations numériques que nous avons envisagées jusqu'à maintenant, l'information à transmettre, après codage en bande de base, était véhiculée au travers du canal de transmission, depuis l'émetteur vers le récepteur, par une seule onde de fréquence porteuse f_c déterminée.

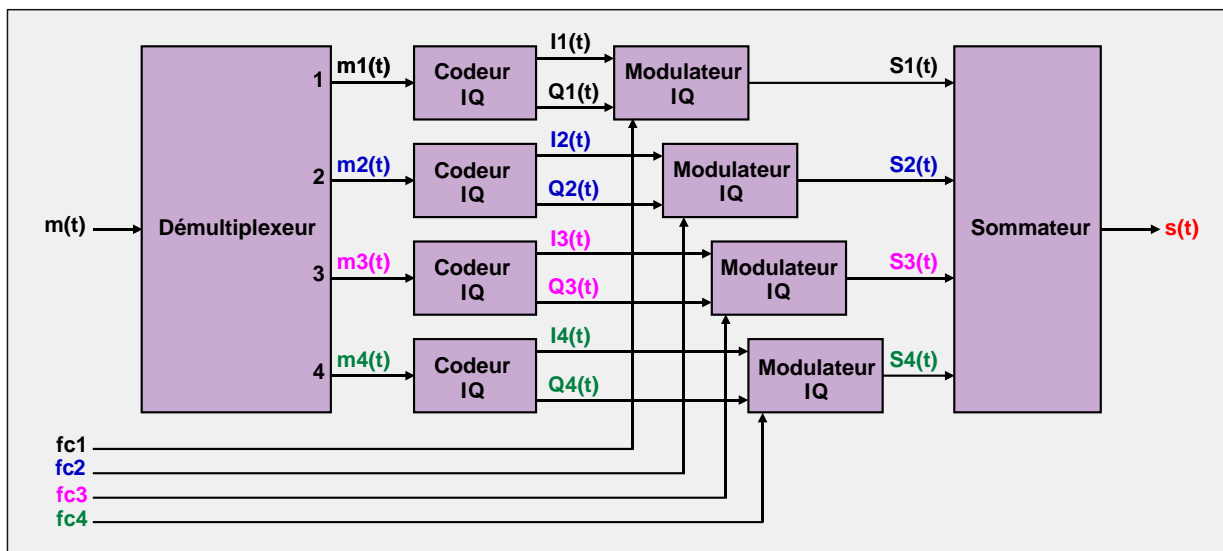
L'idée consiste désormais à **répartir** l'information à transmettre sur **un grand nombre d'ondes porteuses de fréquences distinctes**, découpant ainsi le canal de transmission en un **grand nombre de sous-canaux de bande étroite**.

Plus le nombre de canaux est élevé, plus il véhicule une infime partie de l'information à transmettre, et en cas d'apparition de phénomène d'évanouissement en fréquence, seule une infime partie de l'information sera perdue, qu'il sera alors aisé de récupérer en réception, à l'aide d'algorithmes correcteurs d'erreurs adaptés.

On peut faire une analogie hydraulique :

- on obstrue avec le pouce l'orifice d'un robinet d'eau : l'eau ne coule plus (système de communication « classique » à large canal) ;
- on tente d'obstruer avec le pouce un pommeau de douche : l'eau continue à couler (système de communication à sous-canaux étroits).

On donne ci-dessous le schéma de principe d'un tel modulateur à 4 porteuses :



On considère, pour cet exemple, que la modulation est de type **BPSK** : un symbole est donc constitué d'un seul bit, et la phase du signal modulé $s_k(t)$ est égale à φ_0 pendant la transmission d'un **0**, et $(\varphi_0 + \pi)$ pendant la transmission d'un **1**.

Envisageons le cas où $m(t) = 110011101000010001100011$ avec un débit $D = 1 \text{ Mbits/s}$.

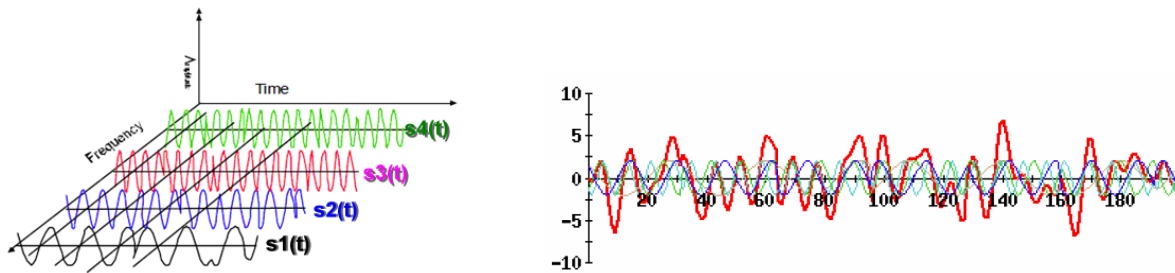
Le démultiplexeur va aiguiller successivement sur ses 4 sorties notées 1 à 4, chacun des bits constitutifs du message $m(t)$ à transmettre.

Notant que l'on peut écrire $m(t) = 110011101000010001100011$, on peut en déduire que l'on observera, en sortie de démultiplexeur :

- le message $m_1(t) = 111000$ sur la sortie 1,
- le message $m_2(t) = 110110$ sur la sortie 2,
- le message $m_3(t) = 010011$ sur la sortie 3,
- le message $m_4(t) = 000001$ sur la sortie 4.

Le débit de chacun de ces 4 messages sera égal à $D/4$, soit **250 kbits/s**.

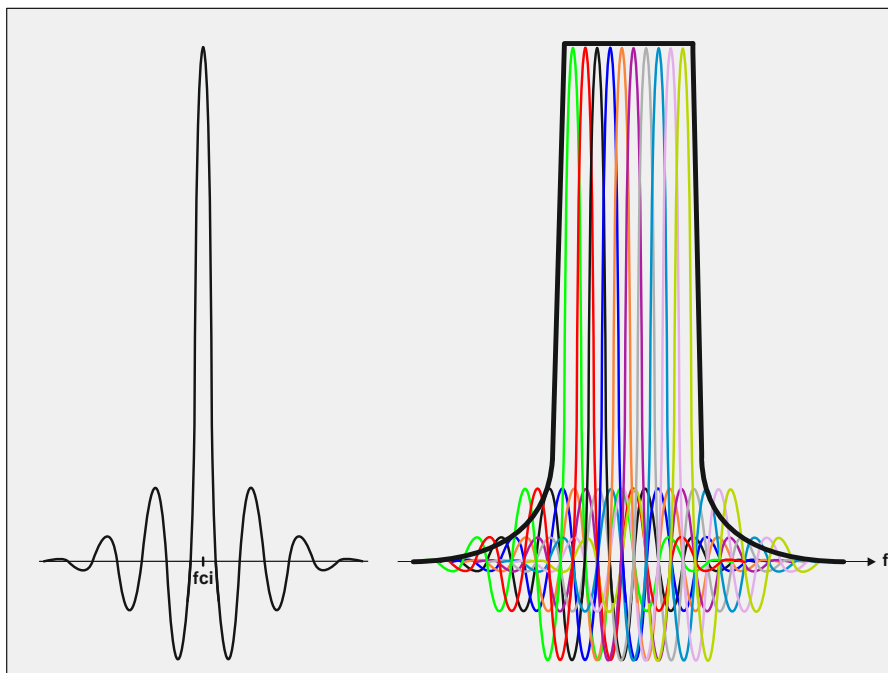
On donne ci-dessous la représentation de chacun des 4 signaux modulés $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$ et $s_4(t)$, ainsi que celle du signal modulé $s(t)$ final :



1.3. L'encombrement spectral d'un signal modulé OFDM

On donne ci-dessous :

- à gauche, l'encombrement spectral d'un signal $s(t)$ modulé par une onde porteuse de fréquence f_{ci} tel que nous l'avons défini au chapitre 2 de cet ensemble de cours ;
- à droite, l'encombrement spectral du signal modulé $s'(t)$ porteur des mêmes informations que $s(t)$, mais « porté » par 10 ondes porteuses de fréquences f_c distinctes.



Les fréquences f_c des différentes ondes porteuses sont liées entre elles par une relation d'orthogonalité, et c'est la raison pour laquelle la dénomination anglo-saxonne de la modulation multi-porteuses est **OFDM**, pour **Orthogonal Frequency Division Multiplexing**.

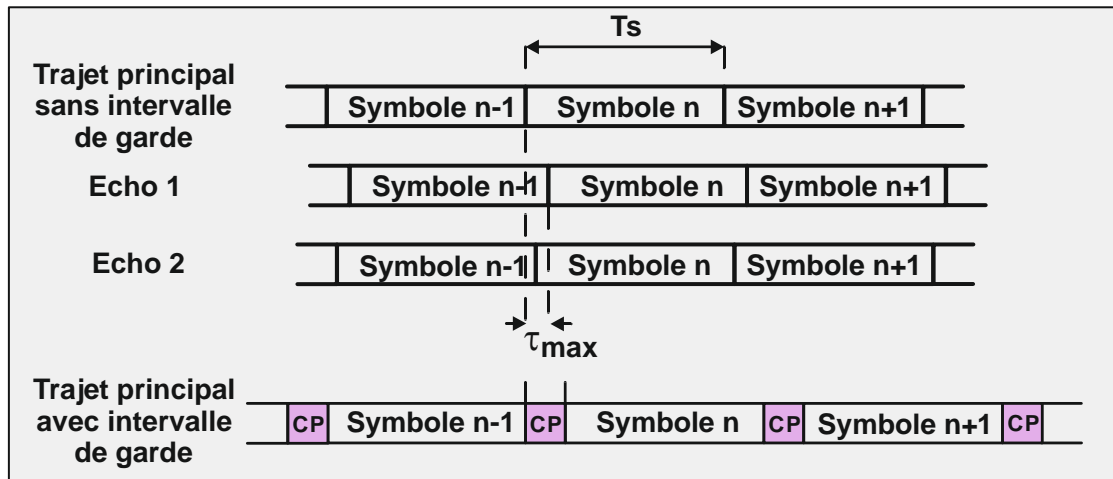
On a représenté en trait fort l'enveloppe spectrale d'un signal issu d'une modulation OFDM, et l'on remarquera, car c'est une propriété remarquable, que même sans filtrage, son spectre est borné.

Enfin, il faut se rappeler que le débit de transmission de chacun des signaux modulés intermédiaires $s_i(t)$ est, pour cet exemple, 10 fois inférieur à celui du message $m(t)$, et par conséquent l'encombrement spectral de l'ensemble des 10 signaux, malgré la largeur de bande occupée par chacune des 10 porteuses ($\Delta f = f_{c_{10}} - f_{c_1}$), est le même que celui obtenu par un procédé de modulation mono-porteuse « classique ».

1.4. La gestion des retards introduits par les multi-trajets

Du fait des multi-trajets, au niveau du récepteur, le démodulateur voit arriver les symboles significatifs du flux d'informations transmis par l'émetteur, ainsi que des copies retardées liées aux échos. Il s'agit là typiquement **d'interférences entre symboles (IES)** telles que nous les avons évoquées aux chapitres 1 et 3.

Pour pallier les effets des retards dus aux échos, le dispositif émetteur transmet, avant chaque nouveau symbole et pendant une durée supérieure à la plus grande valeur des retards τ_{\max} envisagée, des informations non significatives que l'on appelle **CP (Cyclic Prefix)** :



La durée pendant laquelle le dispositif émetteur rajoute les informations de préfixe cyclique CP s'appelle **l'intervalle de garde (guard interval en anglais)**, qui peut être égal, selon le dispositif de communications envisagé et sa prédisposition supposée à être soumis à des phénomènes multi-trajets, à $T_s/64$, $T_s/32$, $T_s/16$, ..., $T_s/4$, T_s correspondant à la durée d'émission d'un symbole. Evidemment, le fait de rajouter un intervalle de garde a pour effet de diminuer le débit utile de transmission (dans un rapport qui peut aller jusqu'à 25%).

1.5. Deux exemples de systèmes de communications à modulation OFDM

1.5.1. L'OFDM dans le système de communications WiFi 802.11g

La spécification **802.11g** alloue un canal de 20 MHz, situé dans la bande **ISM (Industrial Medical Scientific)**, aux fréquences comprises entre **2,412 GHz** et **2,432 GHz**.

Le standard définit **64 porteuses** distinctes.

La condition d'orthogonalité impose qu'elles soient uniformément réparties sur l'espace fréquentiel, et donc séparées l'une de l'autre de $20\text{MHz}/64$, soit **312,5 kHz**.

On obtient alors :

- **fc1 = 2412 MHz,**
- **fc2 = 2412,3125 MHz,**
- **fc3 = 2412,625 MHz,**
-
- **fcn = 2412 + n.0,3125 MHz,**
-
- **fc64 = 2432 MHz.**

La particularité de la norme **WiFi 802.11g** (entre autres) est son caractère **adaptatif** : elle répartit « au mieux » la bande passante entre les différentes machines communicantes du réseau. Ainsi, par exemple, si à un instant, très peu de machines communiquent, elles disposeront d'un débit de transmission élevé, alors que si le réseau est plus encombré, le débit de transmission sera moins élevé.

Techniquement, pour obtenir différents débits de transmission, le système utilise différents procédés de modulation : **BPSK** (dans le cas d'un réseau très sollicité), **QPSK**, **16QAM**, **32QAM** ou **64QAM** (réseau très peu encombré), ce qui autorise des débits de transmission compris entre **6 Mbits/s** et **54 Mbits/s**.

L'intervalle de garde pour cette modulation numérique est fixé à **0,8 µs**.

1.5.2. L'OFDM dans le système de diffusion DVB-T

DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) est la dénomination technique correspondant à l'appellation commerciale **TNT** (Télévision Numérique Terrestre).

Le standard **DVB-T** met en œuvre la technique de modulation OFDM, constituée de **6817 porteuses** espacées les unes des autres de **1116 Hz**, ce qui confère au canal TNT une largeur de 6817×1116 , soit **7,607772 MHz**.

Trois procédés de modulation sont possibles selon les conditions de réception : **QPSK**, **16QAM** et **64QAM**.

L'intervalle de garde est fixé à **224 µs**.

2. Les modulations à étalement de spectre

2.1. Principe des modulations à étalement de spectre

La largeur du canal de transmission n'est jamais infinie, et la tendance, pour faire communiquer toujours plus de dispositifs avec un débit binaire toujours plus élevé via un même canal de transmission, consiste à mettre en œuvre des systèmes de communications à bande étroite pour lesquels le signal modulé présente un encombrement spectral le plus faible possible, grâce notamment à un filtrage judicieux des signaux de bande de base. Ce sont ces dispositifs que nous avons considérés jusqu'à maintenant.

Il existe pourtant d'autres systèmes de communications répondant à une logique radicalement différente, ayant pour objet d'étaler au maximum l'encombrement spectral des signaux modulés ; ces dispositifs mettent en œuvre des procédés de **modulations à étalement de spectre**, ou **Spread Spectrum Modulations** en anglais).

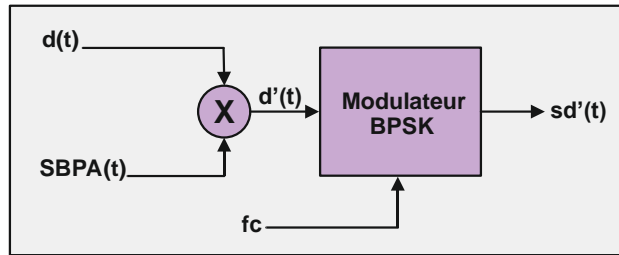
Historiquement, les procédés de modulations à étalement de spectre ont été développés par les militaires pour brouiller leurs communications radio et empêcher que des « récepteurs » espions ne puissent les intercepter.

Ces procédés possèdent des propriétés intéressantes, et ils sont désormais à la base de systèmes de communications « civils ».

Ce paragraphe traite des trois techniques permettant, à l'émission, d'étaler le spectre du signal modulé, et à la réception, de le « désétalement », afin de décoder et de récupérer les informations transmises.

2.2. La modulation à étalement de spectre à séquence directe ou DSSS

Le principe d'un modulateur à séquence directe (*Direct Sequence Spread Spectrum*) est le suivant :



Un dispositif (non représenté sur la figure) élabore un signal correspondant à une **Séquence Binaire Pseudo Aléatoire (Pseudo Random Binary Sequence)** en anglais).

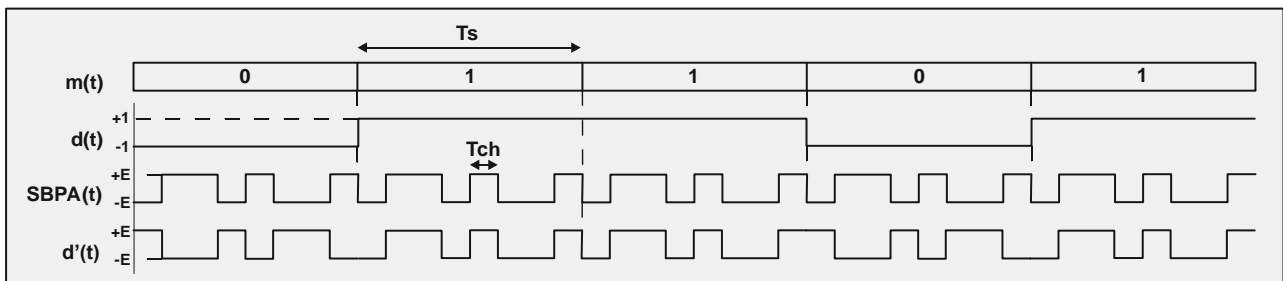
Une séquence binaire aléatoire est constituée de 0 et 1 dont la distribution est aléatoire au cours du temps, c'est-à-dire pour laquelle chaque bit est indépendant des autres (caractère aléatoire).

Une séquence binaire pseudo aléatoire est une séquence binaire aléatoire, mais périodique (on appelle motif, la suite de bits définie sur une période).

Le signal $d(t)$ significatif du message $m(t)$ à transmettre est multiplié par le signal $SBPA(t)$, et c'est $d'(t)$, le résultat du produit de ces 2 signaux, qui est modulé (pour cet exemple, nous considérons une modulation BPSK).

La représentation temporelle du signal de bande de base $d'(t)$

On donne ci-dessous les chronogrammes correspondant à la transmission du message $m(t)=01101$, pour une modulation **DSSS** pour laquelle le motif de la séquence binaire pseudo aléatoire est égal à **01101001** :



La séquence binaire pseudo aléatoire est constituée d'impulsions appelées **chips**, de durée élémentaire notée **Tch**. La durée de transmission d'un symbole **Ts** est multiple de la durée d'un chip **Tch** (dans cet exemple, $T_s = 8T_{ch}$, mais dans la réalité, le rapport T_s/T_{ch} est beaucoup plus élevé).

Le fonctionnement est le suivant :

- pendant la durée de transmission d'un 0, $d'(t)$ est égal au complément logique de $SBPA(t)$;
- pendant la durée de transmission d'un 1, $d'(t) = SBPA(t)$.

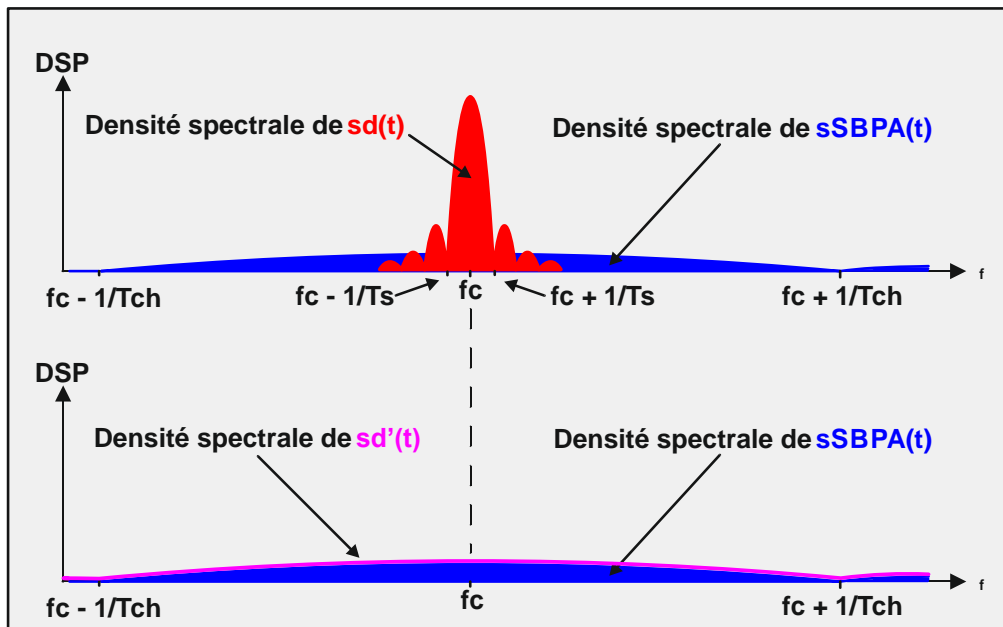
Les composantes spectrales du signal modulé de bande transposée $sd'(t)$

On note :

- **$sd(t)$** , le signal modulé correspondant au seul signal de bande de base $d(t)$;
- **$sSBPA(t)$** , le signal modulé correspondant au seul signal de bande de base $SBPA(t)$;
- **$sd'(t)$** , le signal modulé correspondant au signal de bande de base $d'(t) = d(t).SBPA(t)$.

On rappelle ci-dessous la densité spectrale de puissance du signal de bande transposée $sd(t)$: il s'agit de la valeur absolue d'une fonction sinus cardinal centrée de part et d'autre de la fréquence porteuse f_c , et qui s'annule pour toute valeur de fréquence $f = f_c \pm k/T_s$.

L'allure de la densité spectrale de puissance du signal $sSBPA(t)$ est *absolument identique* à celle de $sd(t)$, mais comme elle ne s'annule que tous les $f = f_c \pm k/T_{ch}$ et que $T_s \gg T_{ch}$ (ce qui n'est pas vraiment le cas dans notre exemple puisque $T_s = 8T_{ch}$), elle est beaucoup plus étalée dans l'espace des fréquences, et l'amplitude en est donc d'autant plus faible.

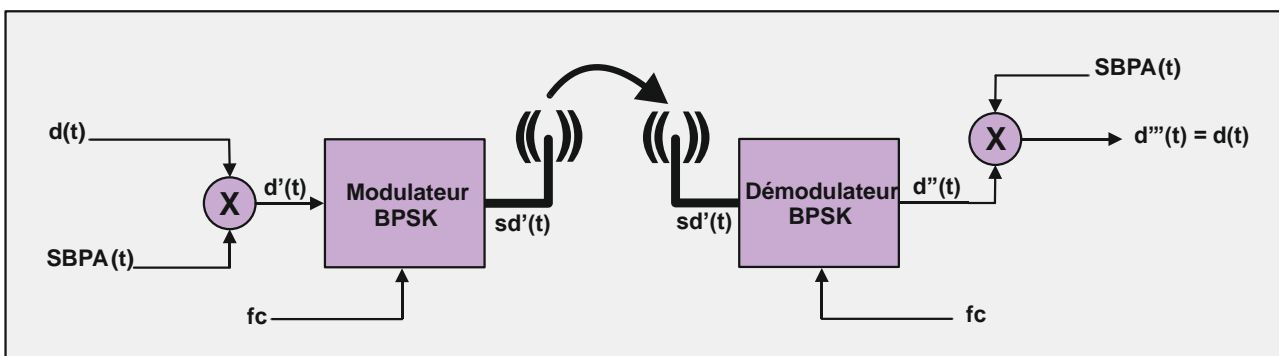


On montre que la multiplication du signal $d(t)$ par $sSBPA(t)$ a pour effet, au niveau fréquentiel, d'étaler le spectre du signal $sd(t)$, d'où la représentation de la densité spectrale de puissance de $sd'(t)$ proposée ci-dessus.

On observe bien un phénomène **d'étalement de spectre**.

Le décodage du signal modulé de bande transposée $sd'(t)$

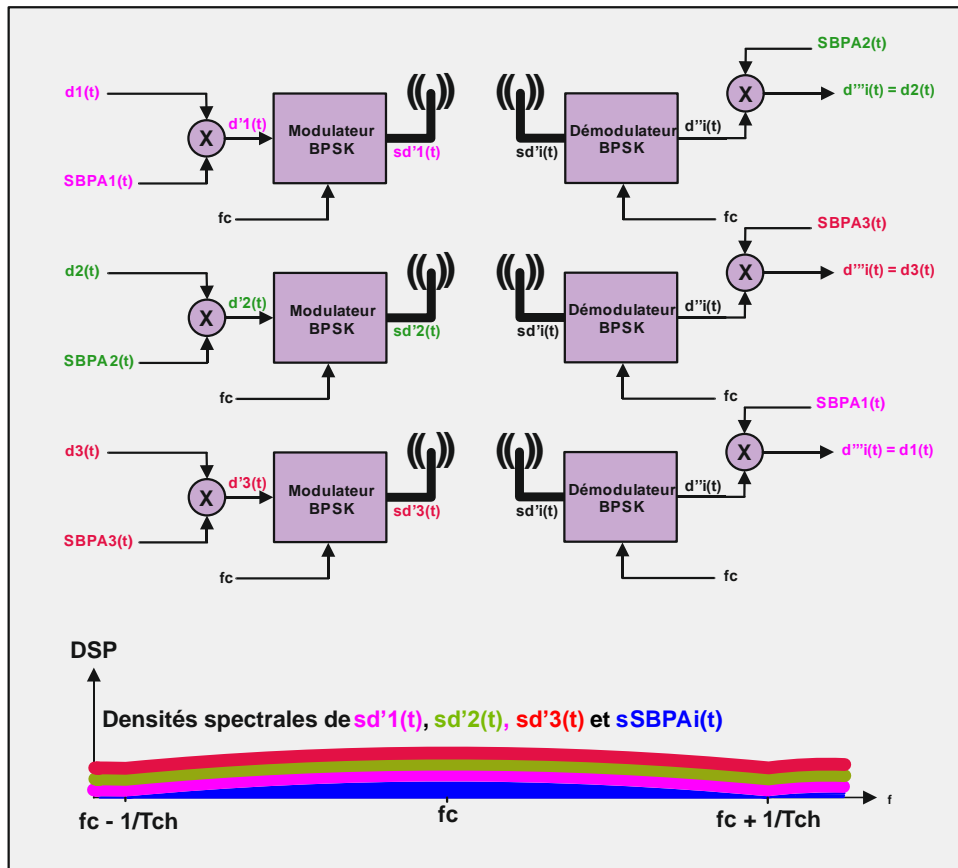
Le décodage s'effectue, après démodulation BPSK du signal $sd'(t)$, en multipliant le signal de bande de base résultant $d''(t)$ par la même séquence binaire pseudo aléatoire $sSBPA(t)$ que celle élaborée à l'émission :



On montre alors, qu'en synchronisant le signal $sSBPA(t)$ sur le signal démodulé $d''(t)$ (dispositif de synchronisation non représenté sur la figure ci-dessus), on obtient $d'''(t) = d(t)$, soit $m'''(t) = m(t)$.

Le séquence binaire pseudo aléatoire $sSBPA(t)$ agit donc comme une **clé de codage**.

On comprend alors l'intérêt majeur de ce type de modulation en termes de partage de ressources radio : plusieurs dispositifs émetteurs peuvent simultanément émettre sur le canal radio, les spectres des signaux modulés se superposent les uns aux autres, et chaque dispositif récepteur, muni de la clé de codage SBPA(t) de l'émetteur avec lequel il est en relation, peut ainsi démoduler et décoder les informations transmises.



Le dispositif de modulation DSSS assure à lui seul le système de partage de ressources radio **CDMA** (voir chapitre 3 consacré à l'étude de l'interface radio), sans qu'il ne soit nécessaire pour cela, d'ajouter de couche protocole supplémentaire, ce qui constitue un avantage considérable.

Evidemment, nous n'avons représenté ici, dans un souci de simplification, qu'un dispositif de communications unidirectionnelles, mais il est clair que les systèmes de transmission de type DSSS autorisent des communications bidirectionnelles et simultanées de type full duplex.

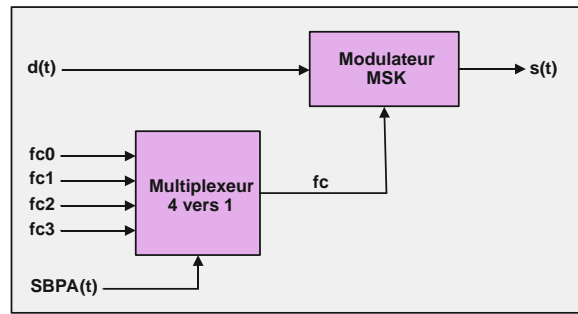
2.3. La modulation à étalement de spectre à saut de fréquence ou FHSS

Dans le dispositif de modulation DSSS étudié précédemment, la séquence binaire pseudo aléatoire SBPA(t) vient modifier les caractéristiques temporelles du signal modulant d(t).

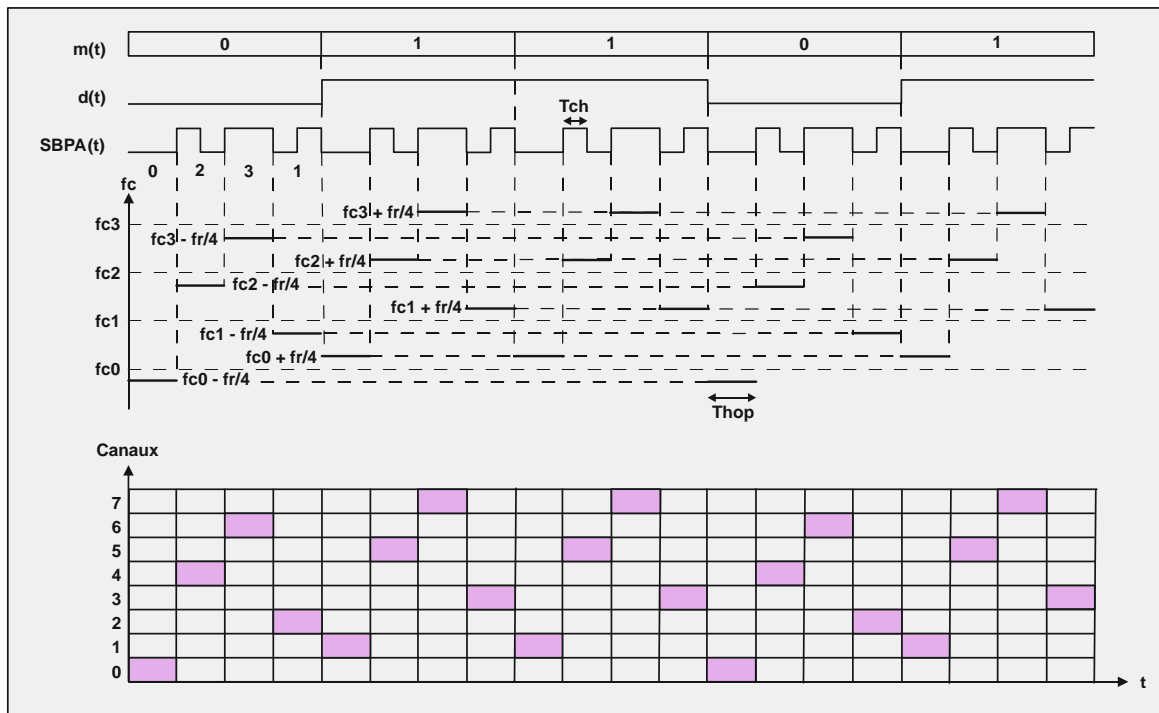
Pour le dispositif de modulation à saut de fréquence (**Frequency Hopping Spread Spectrum**), la séquence binaire pseudo aléatoire SBPA(t) vient modifier la fréquence f_c de l'onde porteuse :

On donne ainsi, page suivante, le schéma de principe d'un modulateur **FHSS** à 4 ondes porteuses de fréquences respectives f_{c0} , f_{c1} , f_{c2} et f_{c3} .

Le modulateur est de type MSK (modulation FSK pour laquelle l'excursion de fréquence $(f_1 - f_0)$ est égale à la moitié de la fréquence rythme $fr/2$; voir chapitre 2).



On donne ci-dessous la représentation des signaux significatifs de la modulation FHSS pour laquelle le message $m(t)$ à transmettre est égal à **01101** (même exemple que pour la modulation DSSS étudiée précédemment) :

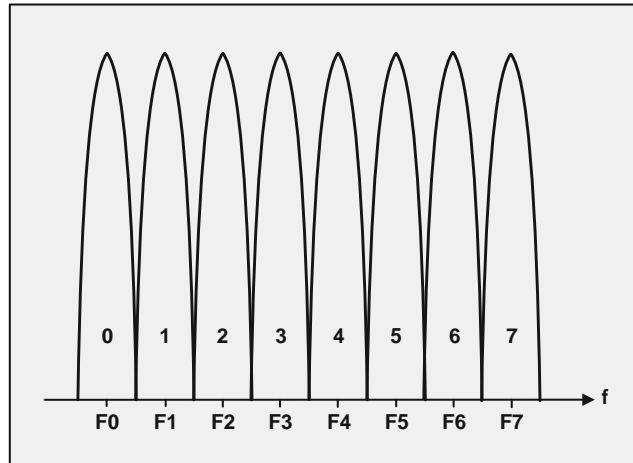


Le motif de la séquence binaire pseudo aléatoire SBPA(t) choisie ici est égal à **00101101**, que l'on peut scinder en 4 mots de 2 bits chacun : $00_{(2)} = 0_{(10)}$, $10_{(2)} = 2_{(10)}$, $11_{(2)} = 3_{(10)}$ et $01_{(2)} = 1_{(10)}$. Dans cet exemple, la séquence binaire pseudo aléatoire envoie successivement au multiplexeur les nombres 0, 2, 3 puis 1, ce qui a pour effet de délivrer en entrée de modulateur, une onde porteuse prenant les valeurs de fréquences successives f_{c0} , f_{c2} , f_{c3} puis f_{c1} . Enfin, puisque la modulation est de type MSK, les deux fréquences du signal modulé $s(t)$ seront égales à :

- $f_{ci} - fr/4$ pendant la durée de transmission d'un **0** ;
- $f_{ci} + fr/4$ pendant la durée de transmission d'un **1**.

Le canal de transmission est alors constitué de 8 sous-canaux, numérotés ici canal 0 à canal 7 (voir représentation page suivante), centrés de part et d'autre de chacune des 8 fréquences porteuses :

- $F_0 = f_{c0} - fr/4$;
- $F_1 = f_{c0} + fr/4$;
- $F_2 = f_{c1} - fr/4$;
- ;
- $F_7 = f_{c3} + fr/4$.



Comme on le voit sur la représentation de la page précédente, la modulation s'effectue, au rythme de transmission de chacun des bits du message $m(t)$, sur des canaux distincts, d'où la dénomination « saut de fréquence » choisie pour cette modulation.

La durée pendant laquelle la modulation occupe un canal est notée T_{hop} (**hop** signifie saut en anglais) que l'on appelle également **Dwell Time** (temps d'occupation en anglais).

Précisons qu'en réalité, le motif de la séquence binaire pseudo aléatoire SBPA(t) est bien supérieur à 8 bits, donnant naissance à un nombre de sous-canaux bien supérieur à 8, justifiant ainsi la dénomination **étalement de spectre**.

Enfin, on précise que le décodage du signal modulé s'effectue comme pour la modulation DSSS : il suffit pour cela d'établir en réception, la même séquence binaire pseudo aléatoire SBPA(t) que celle élaborée en émission, de la synchroniser, et le démodulateur effectuera alors les mêmes sauts de canaux que ceux élaborés en émission.

Evidemment, tout comme pour les systèmes de communications DSSS, les systèmes de transmission FHSS fonctionnent en mode full duplex.

2.4. La modulation à étalement de spectre à modulation linéaire de fréquence ou CSS

Il s'agit d'une technique utilisée initialement dans les **RADAR** (**R**Adio **D**etecting **A**nd **R**ange) consistant à transmettre une onde sinusoïdale de fréquence porteuse f_c évoluant linéairement dans le temps.

Actuellement, cette technique de modulation radio est mise en œuvre dans certains dispositifs de communications spécifiques, comme dans les systèmes de gestion de réseaux d'objets connectés de type **LoRaWAN** (**L**ong **R**ange **W**ide-**A**rea **N**etwork).

L'étude et la mise en œuvre de cette technologie a déjà été présentée.

3. Synthèse

Les connaissances apportées durant ces 2 chapitres nous permettent désormais d'appréhender et de comprendre les caractéristiques techniques associées à la couche physique (couche la plus basse du modèle OSI) des principaux systèmes de communications sans fil qui nous entourent :

Appellation grand public	Norme IEEE	Date de normalisation	Bande de fréquences (GHz)	Largeur des canaux (MHz)	Nombre de canaux	Codage & Modulation	Débit binaire max (Mbits/s)	
WiFi	802.11	juin-97	2,4000 - 2,4834	1	79	FHSS + GMSK	2	
				20	13	DSSS + DBPSK	1	
						DSSS + DQPSK	2	
	802.11a	sept-99	5,150 - 5,250	20	8	OFDM à 52 porteuses par canal + modulation BPSK QPSK 16QAM 64QAM	9 18 36 54	
	802.11b	sept-99	2,4000 - 2,4834	20	13	DSSS + CCK	11	
	802.11g	juin-03	2,4000 - 2,4834	20	8	OFDM à 52 porteuses par canal + modulation BPSK QPSK 16QAM 64QAM	9 18 36 54	
	Bluetooth	802.15.1	juin-02	2,4000 - 2,4834	1	79	FHSS + GMSK	1
		BT 2.0 + EDR	sept-04				FHSS + PI/4DQPSK	2
FHSS + 8PSK							3	
Zigbee	802,15,4	juin-05	2,4000 - 2,4834	5	16	DSSS + OQPSK	0,25	

De très nombreux systèmes de communication par voie radio coexistent, et les organismes de répartition des fréquences attribuent à chacun d'entre eux des bandes de fréquences à l'intérieur desquelles ils doivent se cantonner.

Ainsi, pour les réseaux de communication sans fil qui nous intéressent ici, on trouvera deux bandes de fréquences distinctes :

- la bande de fréquences **ISM** (*Industrial, Scientific and Medical*) ou « bande des 2,4 GHz », comprises entre 2,4 GHz et 2,4834 GHz ;
- la bande de fréquences **U-NII** (*Unlicensed National Information Infrastructure*). comprises entre 5,15 GHz et 5,925 GHz.

Ces 2 bandes de fréquences sont libres, dès lors que les puissances maximales d'émission -qui elles aussi sont normalisées- ne dépassent pas le seuil maximal admissible.

On donne ci-dessous à titre de synthèse, la répartition des fréquences pour les systèmes de téléphonie mobile (de 800 MHz pour l'antique GSM à 2,2 GHz pour la téléphonie 4G) ainsi que pour les systèmes de communications sans fil dédiés « informatique » (bandes ISM et U-UNII).

