

# Chapitre 3

## Techniques d'accès multiples

Le traitement des systèmes de communication vu dans les chapitres précédents est basé sur une liaison de communication unique impliquant un émetteur et un récepteur. Dans ce chapitre, on s'intéressera à de multiples utilisateurs et à des liaisons de communication multiples.

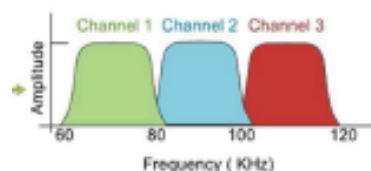
### I-Multiplexage

Le multiplexage est la transmission d'informations de plus d'une source vers plus d'une destination sur le même milieu de transmission. Deux types de multiplexage sont utilisés :

- Le multiplexage fréquentiel ou FDM (Frequency Division Multiplexing)
- Le multiplexage temporel ou TDM (Time Division Multiplexing)

#### I-1- Multiplexage fréquentiel

La bande passante du canal de propagation est divisée en N sous-bandes, correspondant chacune à une sous-porteuse.

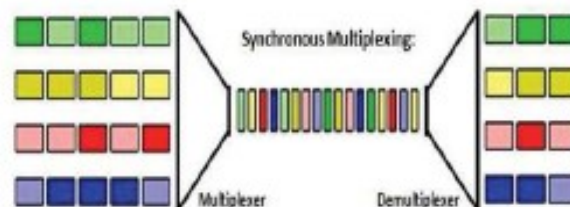


- Cas multi-utilisateur : sur chaque sous-canal, est transmis le signal d'un utilisateur.
- Cas d'un seul utilisateur : le même message à transmettre est découpé en tronçons. Chaque tronçon est transmis sur un sous-canal, en parallèle. Dans ce cas, le débit total est égal à N fois le débit sur chaque sous-canal.

## I-2- Multiplexage temporel

Soit à transmettre N signaux à bas débit sur un canal à haut débit. Ces signaux sont divisés en trames qui sont entrelacées.

On transmet le nouveau signal sur le canal à haut débit.



## II-Duplexage

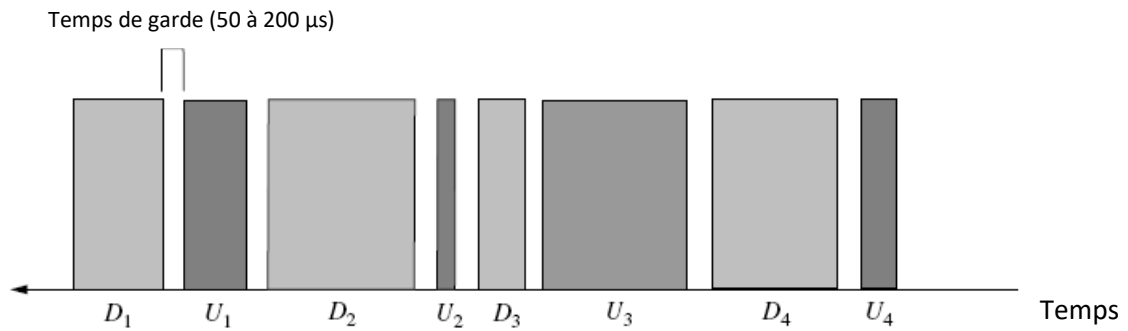
En raison des systèmes de communication qui sont, en général, bidirectionnels, le duplexage permet de séparer les communications **voies montantes (Uplink)** et **voies descendantes (Downlink)**.

### II-1- Duplexage par division en temps (ou Time Division Duplexing : TDD)

Le TDD correspond à la séparation des voies montante et descendante en temps en assignant des slots temporels (time-slots) différents pour la communication (en utilisant la même bande de fréquences).

Un temps de garde est nécessaire afin de minimiser les interférences entre émission et réception. Il est fonction du temps maximum pour une communication « aller-retour ».

Suivant les besoins du trafic, un sens de communication peut être privilégié en termes de ressources par rapport à l'autre ; dans ce cas, le trafic est dit asymétrique. Lorsque des ressources équivalentes sont attribuées aux deux sens de la communication, le trafic est dit symétrique.



**Fig.III-1. Cas d'un trafic asymétrique**

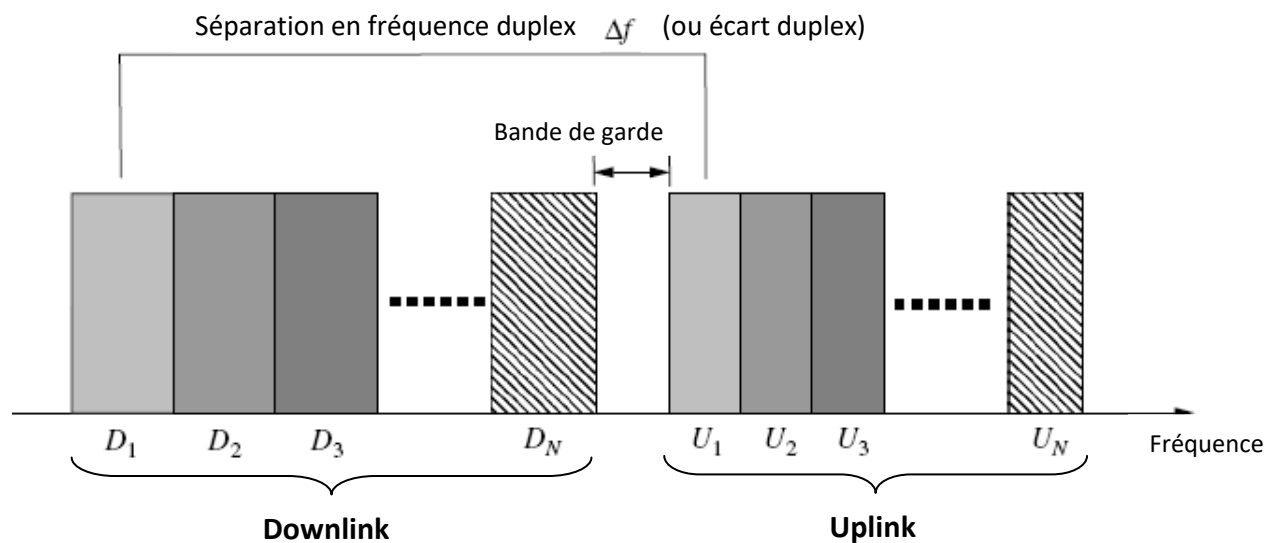
- Le TDD nécessite une synchronisation entre les utilisateurs (intra-cellule), mais aussi entre les cellules (inter-cellules) car il peut donner lieu à des interférences.
- Une allocation dynamique des ressources peut se faire en fonction des besoins du trafic.

**II-2- Duplexage par division en fréquence (ou Frequency Division Duplexing : FDD)**

Ce duplexage correspond à la séparation, en fréquence, des voies montante et descendante. A chaque utilisateur est attribuée une bande de fréquence duplex pendant la durée de la communication.

Une bande de garde est nécessaire afin de réduire les interférences entre voies montante et descendante.

- Ce mode ne nécessite pas de synchronisation entre utilisateurs. Il convient mieux aux grandes cellules.
- L'allocation dynamique des ressources est difficile.



**Fig.III-2. Canaux duplexés en fréquence**

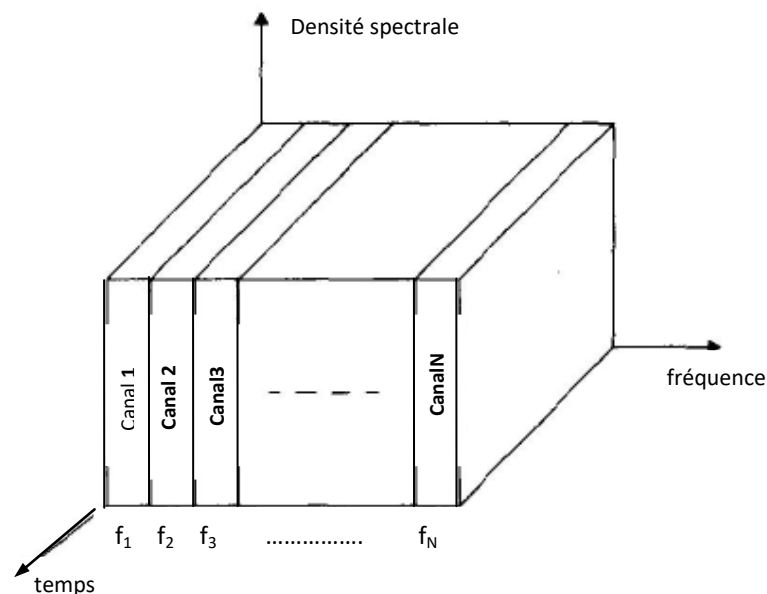
### III- Techniques d'accès multiples centralisées (techniques par multiplexage)

Le partage d'un support de communication par plusieurs utilisateurs s'appuie sur différentes approches. On en cite les principales :

- Frequency Division Multiple Access **FDMA** (ou Accès Multiple par Répartition en Fréquence **AMRF**)
- Time Division Multiple Access **TDMA** (ou Accès Multiple par Répartition dans le Temps **AMRT**)
- Code Division Multiple Access **CDMA** (ou Accès Multiple par Répartition par les Codes **AMRC**)
- Space Division Multiple Access **SDMA** (ou Accès Multiple par Répartition dans l'Espace)

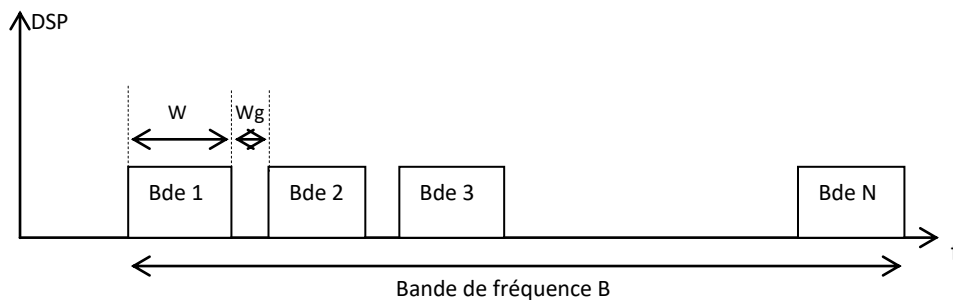
#### III-1- Frequency Division Multiple Access (FDMA)

On partage la ressource globale (bande de fréquence) en sous-bandes (ou sous-canaux) et on fait passer une communication par sous-bande pour la durée de la communication. La sous-bande est centrée sur une fréquence porteuse.



- C'est la méthode d'accès multiple la plus ancienne.
- Elle est utilisée principalement dans les systèmes analogiques.
- Elle est combinée à la TDMA dans la majorité des systèmes numériques.
- Chaque canal est utilisé pour véhiculer une communication unique et dans un seul sens à la fois (montant ou descendant).
- A la réception, des filtres sélectifs isolent les différentes porteuses qui sont démodulées.

En réalité, le schéma de partage FDMA nécessite la séparation des sous-bandes, de largeur  $W$ , par des bandes de garde  $W_g$  pour réduire les interférences. Ces bandes sont des fréquences **perdues** pour le canal de communication.



### III-1-1- Capacité de canal pour FDMA

Considérons, en premier lieu, un canal AWGN idéal à bande passante limitée de largeur  $B$  et rappelons l'expression de la capacité de canal dans le cas d'un unique utilisateur (théorème de Shannon) :

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P}{B \cdot N_0} \right)$$

Où  $\frac{P}{B \cdot N_0}$  : rapport signal à bruit et  $\frac{N_0}{2}$  : densité spectrale de puissance du bruit additif.

Dans FDMA, une largeur de bande  $B/N$  est allouée à chacun des  $N$  utilisateurs qui émettra avec une puissance  $P$  (on supposera ici qu'il n'y a pas d'interférences entre utilisateurs et qu'il n'y a pas de fréquences perdues ; ce qui n'est pas un cas réel). La capacité disponible vue par chacun des utilisateurs est :

$$C_N = \frac{B}{N} \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P}{(B/N) \cdot N_0} \right)$$

Qui peut s'écrire également sous forme normalisée:

$$\frac{C_N}{B} = \frac{1}{N} \cdot \log_2 \left( 1 + N \frac{C_N}{B} \cdot \frac{E_b}{N_0} \right) \quad \text{sachant que } P = E_b \cdot D_b = E_b \cdot C_N$$

Lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, la largeur de bande ( $B/N$ ) allouée à chaque utilisateur diminue et la capacité vue par chaque utilisateur diminue.

La capacité totale pour les  $N$  utilisateurs est :

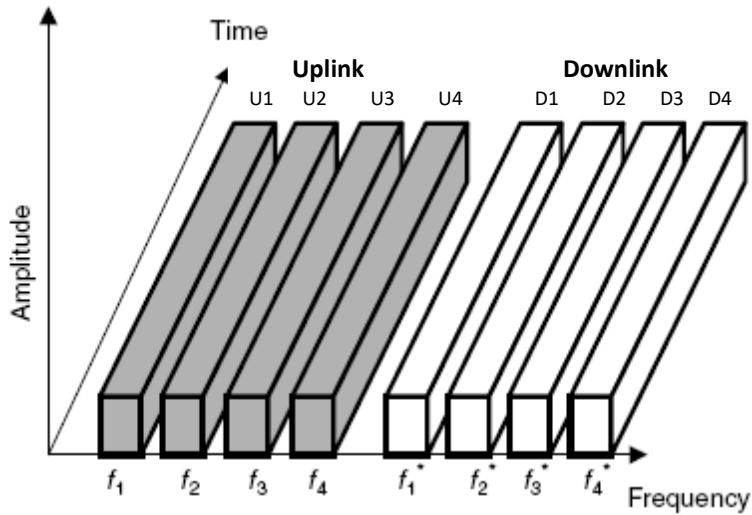
$$C = C_N \cdot N = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{N \cdot P}{B \cdot N_0} \right)$$

Qui s'écrit également sous forme normalisée :

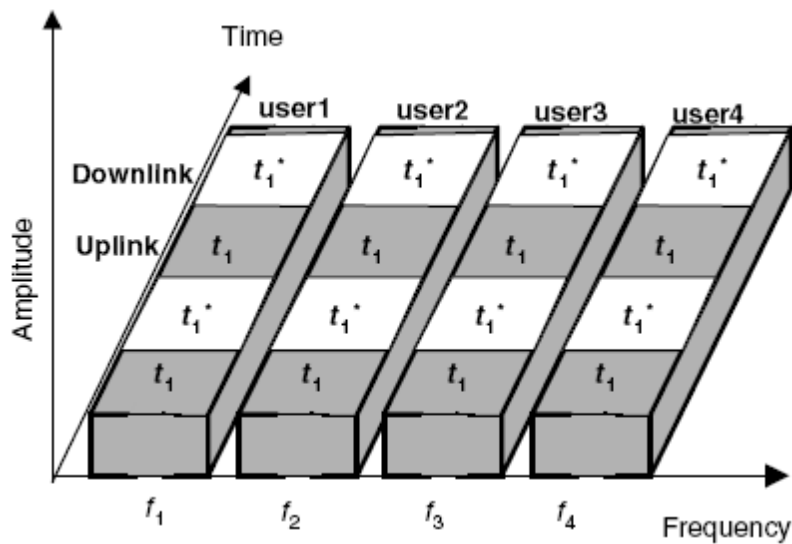
$$C_{nor} = \frac{C_N \cdot N}{B} = \log_2 \left( 1 + \frac{N \cdot P}{B \cdot N_0} \right) = \log_2 \left( 1 + C_{nor} \cdot \frac{E_b}{N_0} \right)$$

### III-1-2- FDMA et duplexage associé

- **FDMA-FDD**



- **FDMA-TDD**



### III-1-3- Avantages et désavantages de la FDMA

#### III-1-3-1- Avantages

- Transmission en continu: quand les canaux de communication dans les deux sens ont été attribués, les deux extrémités émettent en continu et de façon simultanée.
- Les utilisateurs n'ont pas besoin d'être synchronisés entre eux.
- Simple au niveau algorithmique.
- Faible largeur de bande puisque un canal FDMA ne véhicule qu'une communication par porteuse.
- Cette largeur de bande réduite (par rapport à une technique TDMA) rend la méthode peu sensible aux IES.

### III-1-3-2- Désavantages

- Sensibilité aux problèmes d'évanouissement.
- Les bandes de garde utilisées pour séparer les sous-canaux sont perdues.
- Le débit maximal dépend de la largeur des sous-canaux.
- Une sous-bande allouée ne peut plus être utilisée même si la station à laquelle elle est allouée est silencieuse.
- L'allocation dynamique de bande de fréquence est complexe. C'est une technique très peu souple pour la gestion des débits variables.

### III-2- Time Division Multiple Access (TDMA)

La TDMA est la première alternative de la FDMA. Elle permet de transmettre des débits d'informations plus importants qu'un système FDMA.

Ce système d'accès multiples est fréquemment utilisé pour la transmission radio de voix et de données.

#### III-2-1- Principe de base de TDMA

-Une même bande de fréquence (une même porteuse) est utilisée de façon partagée par N utilisateurs (stations).

-La porteuse est découpée en trames temporelles de même taille.

-Chaque trame est partagée en N time-slots de taille fixe (intervalle de temps fixe).

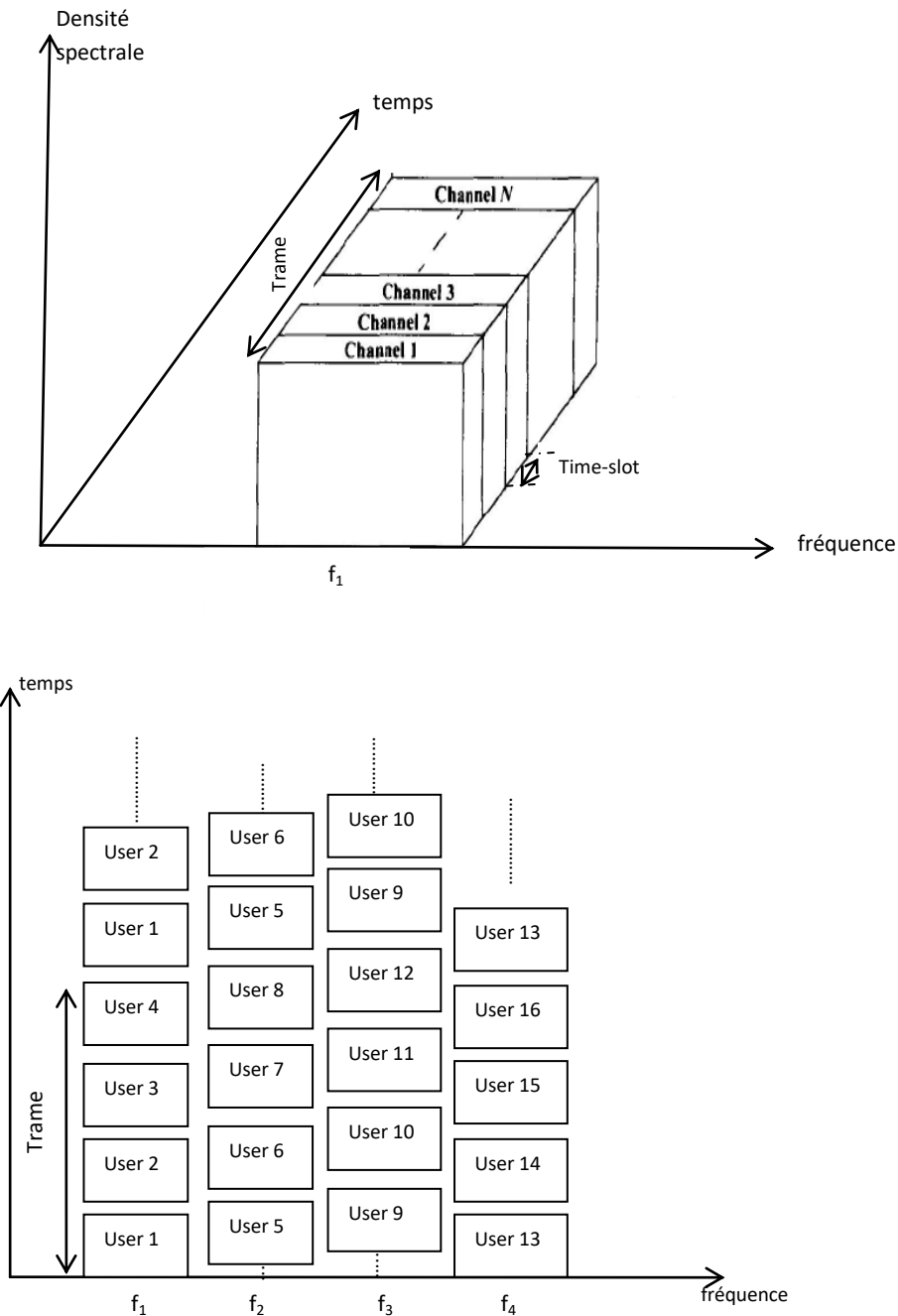
La durée du time Slot :  $T_{\text{slot}} = T_{\text{trame}}/N$

-Tout slot laissé libre par une station ne peut être utilisé par les autres stations.

-Le nombre de slots par porteuse est choisi en fonction de plusieurs facteurs tels que la technique de modulation, la bande de fréquence disponible.

Exemple : Dans le système GSM, la trame est divisée en 8 slots, soit  $N= 8$  utilisateurs sur 200kHz de bande.

Par conséquent, la transmission en TDMA est discontinue.



**Fig.III-3. Principe de la technique TDMA pour différentes fréquences porteuse**

La principale difficulté est de synchroniser sur la même horloge, l'ensemble des utilisateurs et éviter que les paquets de données (burst) émis par deux utilisateurs qui utilisent des times slots adjacents, ne se recouvrent, même partiellement, à l'arrivée à la station de base.

- La solution est de prévoir un intervalle de garde.

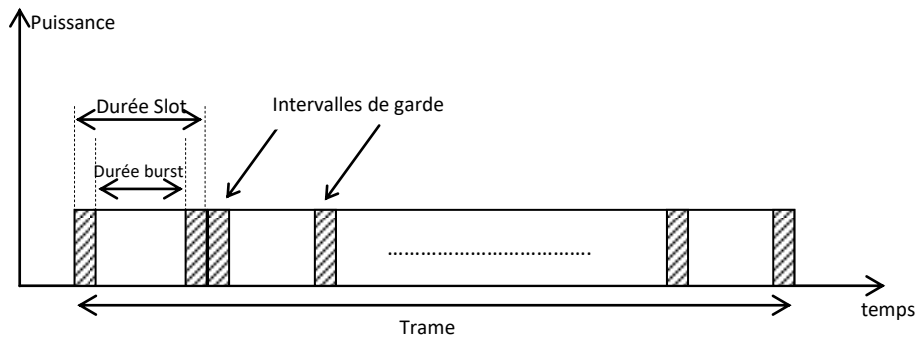


Fig.III-4. Structure de trame dans TDMA

### III-2-2- Capacité de canal pour TDMA

Si N utilisateurs se partagent la ressource fréquentielle B, chaque utilisateur émet pendant 1/N du temps à travers le canal, avec une puissance moyenne N.P (P étant la puissance moyenne émise si un utilisateur unique transmettait).

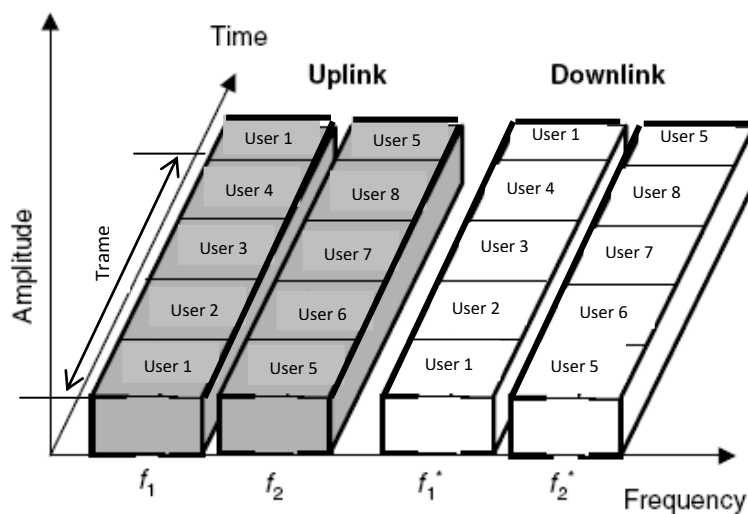
Donc, la capacité pour un utilisateur est :

$$C_N = \left(\frac{1}{N}\right) \cdot B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{N \cdot P}{B \cdot N_0}\right)$$

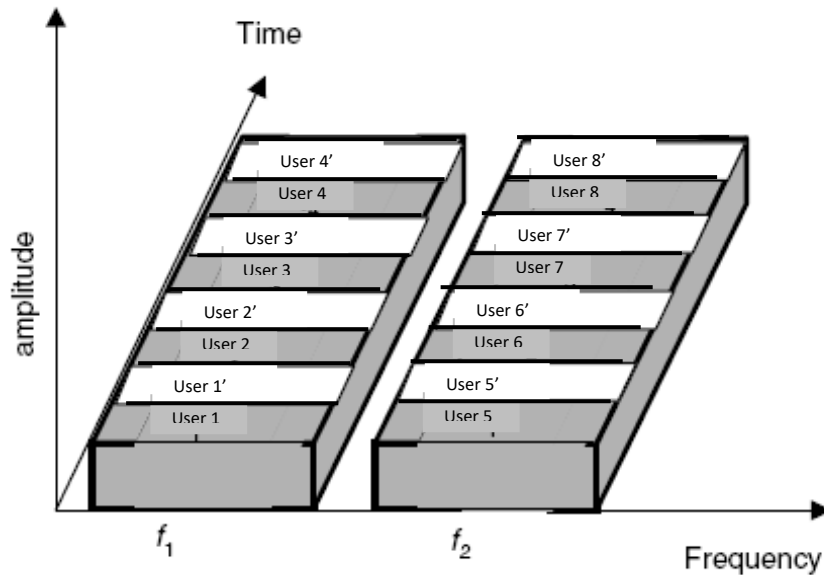
Cette expression est identique à celle donnée dans le cas FDMA.

### III-2-3- TDMA et duplexage associé

- TDMA-FDD



- TDMA-TDD



### III-2-4- Avantages et désavantages de la TDMA

#### III-2-4-1- Avantages

- Le débit instantané est N fois plus élevé que le débit utile, avec une puissance N fois plus grande que la puissance moyennée sur la durée de communication.
- Pas de fréquences de garde perdues.
- Gestion de différents services par assignation de plusieurs time-slots.
- Gestion plus aisée de l'allocation dynamique de ressource que dans le cas FDMA

#### III-2-4-2- Désavantages

- Nécessité d'une synchronisation temporelle entre les différents utilisateurs.
- Sensibilité aux IES dues au débit élevé d'où égalisation nécessaire,
- Intervalle temporel de garde nécessaire pour la synchronisation temporelle des utilisateurs (surtout en uplink),
- La TDMA est non adaptée au réseau de grande taille à cause des problèmes de synchronisation d'horloge.

### III-2-5- Variantes de la TDMA

#### III-2-5-1- Allocation statique des ressources en TDMA

Le slot alloué à une communication est fixe et se fait de manière périodique. L'index du slot, qui est le numéro du slot dans la trame TDMA, permet d'identifier la communication.

#### III-2-5-2- Allocation dynamique des ressources en TDMA

L'allocation des slots peut ne pas être périodique pour une communication. Chaque station a droit à un nombre de slots qui répond à ses besoins. Un adressage est nécessaire pour identifier les slots d'une communication. Cette technique est plus équitable mais plus difficile à mettre en œuvre.

### III-3- Exemple: Global System for Mobile Communications (GSM)

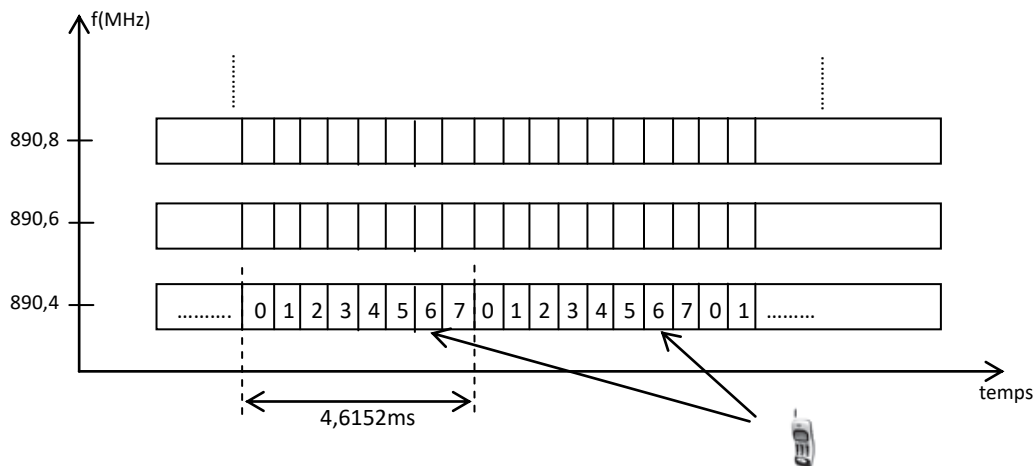
- Norme numérique pour téléphone mobile (de 2ème génération, 1992),
- Principalement voix ou données,
- Plusieurs versions existent : GSM 900, EGSM 900 (ou GSM étendu) et DCS 1800 (ou GSM 1800, apparu en 1993) ; autour des fréquences centrales 900MHz et 1800 MHz. Une autre version est appliquée surtout aux US : GSM 1900 (ou PCS 1900).

#### III-3-1- Caractéristiques générales du GSM

Le GSM fonctionne selon un principe FDMA/TDMA/FDD.

	GSM 900	EGSM 900	DCS 1800
Bande de fréquence en Uplink	890 – 915 MHz	880 – 915 MHz	1710 – 1785 MHz
Bande de fréquence en Downlink	935 – 960 MHz	925 – 960 MHz	1805 – 1880 MHz
Fréquences porteuses en Downlink ( en MHz) selon la numérotation ARFCN (Absolute Radio Frequency Channel Numbers)	$f=935+0,2n$ pour $1 \leq n \leq 124$	$f=935+[0,2(n-1024)]$ , pour $975 \leq n \leq 1148$	$f=1805,2+[0,2(n-512)]$ , pour $512 \leq n \leq 885$
Bande (Up / Down)	2 x 25 MHz	2 x 35 MHz	2 x 75 MHz
Ecartement duplex	45 MHz	45 MHz	95 MHz
Nombre de sous-canaux disponibles	124 canaux duplex de 200 kHz chacun	174 canaux duplex de 200 kHz chacun	374 canaux duplex de 200 kHz chacun
Nombre d'utilisateurs par sous-canal	8	8	8
Type de modulation	Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK): modulation en fréquence	Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK): modulation en fréquence	Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK): modulation en fréquence

- Le temps de chaque sous-canal est découpé en trames de 8 time-slots (8 utilisateurs par sous-canal).
- Une trame dure environ 4,6152ms (soit 1250 bits),
- Un slot dure 576,92 μs (soit 156,25 bits),
- Un time-slot ne revient qu'une fois sur 8.
- Un mobile accède au réseau de manière discontinue dans le temps. Il envoie des rafales d'une durée de 156,25 bits.

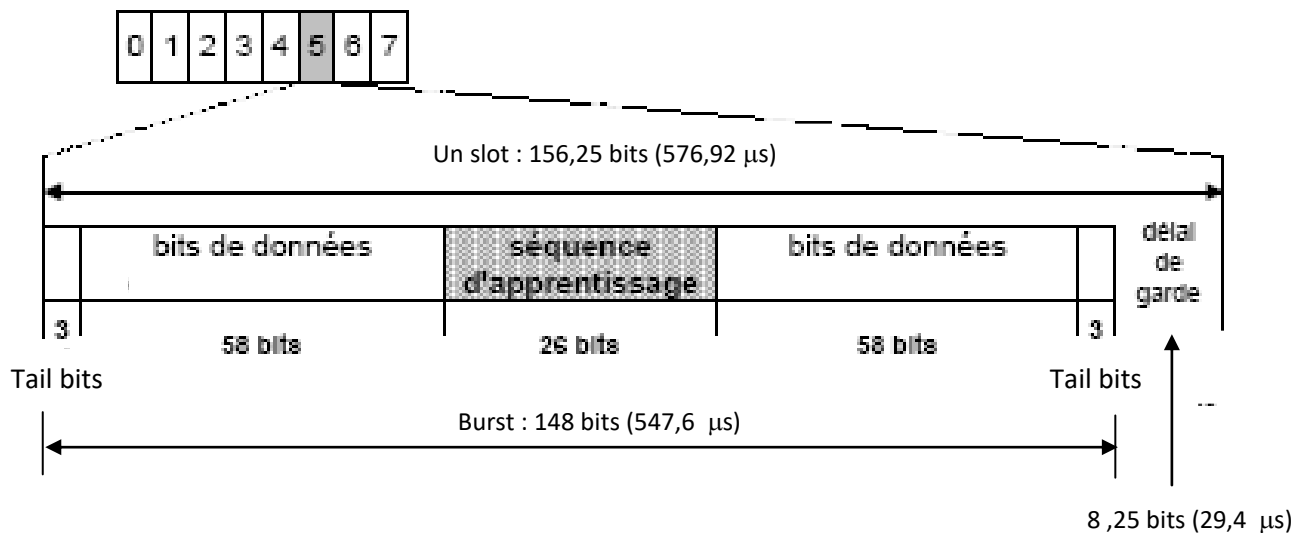


- La capacité du sous-canal est égale à :  $\frac{\text{nombre de bits par slot}}{\text{durée du slot}} = \frac{156,25}{576,92 \cdot 10^{-6}} = 270,833 \text{ kbit/s}$   
Chaque sous-bande de 200kHz permet des débits de 270,833 kbit/s : c'est le débit brut du système qui est un débit assez rapide.  
Ce débit, divisé par 8, permet de donner le débit par utilisateur :  $\frac{156,25}{8 \times 576,92 \cdot 10^{-6}} = 33,85 \text{ kbit/s}$ .
- On définit également le débit utile pour un utilisateur :  
$$\text{Débit utile} = \frac{\text{nombre de bits utiles par slot}}{\text{durée de la trame}} = \frac{116}{8 \times 576,9 \cdot 10^{-6}} = 25,13 \text{ kbit/s}$$

Ce débit correspond à : parole (13 kbit/s) et données (12 kbit/s) environ.

### III-3-2- Structure d'un time-slot dans le cas d'un burst normal (burst d'information)

Le burst d'information possède le format suivant :



**Fig.III-5. Format d'un burst normal**

Le slot contient quatre champs :

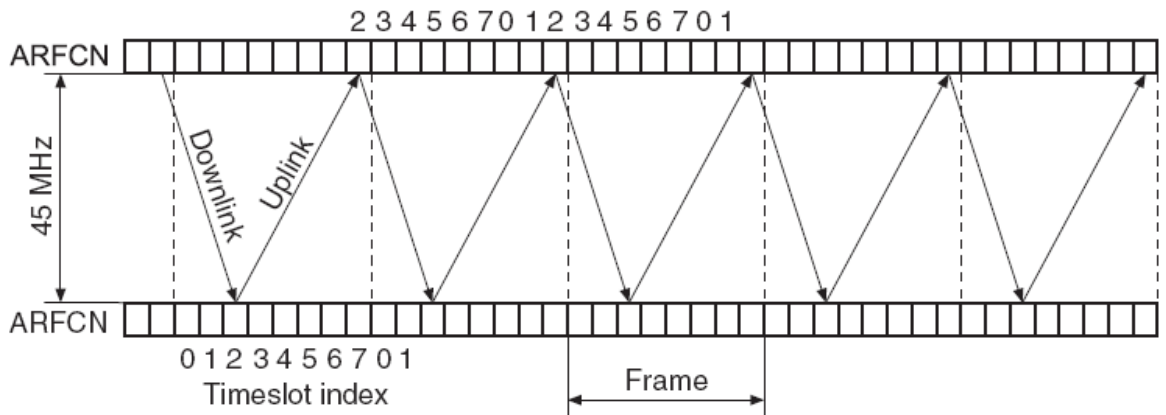
- 2 séries de 58 bits de données utilisateur (données utiles : voix, données, images).
- Séquence d'apprentissage de 26 bits (séquence pseudo-aléatoire connue du téléphone mobile et de la BTS) utilisée par le processus d'égalisation pour corriger l'altération des signaux due aux trajets multiples. Son rôle est de mesurer les propriétés du canal de transmission.
- Tail bits (bits de début et fin) : 2 séries de 3 bits d'encadrement (permettent d'entourer le burst) et de synchronisation.
- Intervalle de garde qui permet d'éviter le chevauchement temporel entre deux burst consécutifs. Pendant ce temps, aucune information n'est transmise.

En plus du burst porteur de l'information, d'autres types de burst sont présents dans une trame : burst d'accès, burst de correction de fréquence, burst de synchronisation, burst de bourrage (utilisés pour remplir les espaces vides).

### III-3-3- Numérotation des time-slots en Uplink et Downlink

Une trame est composée de 8 time-slots numérotés de 0 à 7 ; appelés indexes des time-slots.

Le même indice est utilisé en liaison montante et descendante mais avec un décalage de trois time-slots en liaison montante.



**Fig.III-6. Time slots pour les liaisons Up et Down dans le système GSM**

Dans le système GSM, un canal physique dit duplex est constitué de :

- Une paire de fréquences porteuses (communications Downlink et Uplink) identifiées selon la numérotation ARFCN.
- Un numéro de time-slot.

#### III-4- Code Division Multiple Access (CDMA)

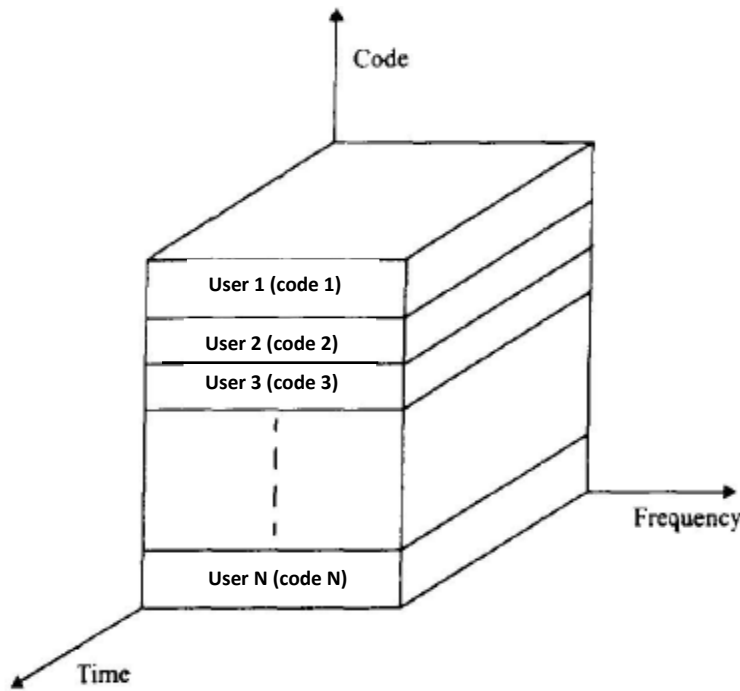
En utilisant le multiplexage par code, toutes les ressources en temps et en fréquence sont allouées à tous les utilisateurs simultanément. A chaque utilisateur, est associé un code particulier au début de sa communication pour moduler son signal information. Ce même code doit être généré à la réception afin de récupérer le signal.

Le code, dit code d'étalement, a un débit beaucoup plus rapide que celui du signal binaire à transmettre, ce qui donne une émission à spectre relativement large.

L'architecture CDMA repose sur la technique de modulation à étalement de spectre.

Les signaux émis par les utilisateurs s'additionnent sur le canal de propagation. Au niveau du récepteur et pour récupérer les signaux des différents utilisateurs séparément, une corrélation du signal reçu avec chacun des codes d'étalement des différents utilisateurs est appliquée. Les codes doivent être très peu corrélés entre eux ; l'inter corrélation de deux codes différents doit s'approcher de zéro.

L'émission de chaque utilisateur est vue par les autres utilisateurs comme un pseudo bruit large bande.



### III-4-1- Étalement de spectre (ou Spread Spectrum : SS)

Parmi les systèmes de télécommunications utilisant l'étalement de spectre, on cite les réseaux cellulaires 2G (IS-95 : CDMA One) et 3G (CDMA 2000, UMTS).

Il existe deux techniques de base d'étalement de spectre :

- L'étalement de spectre à séquence directe (Direct Sequence Spread Spectrum **DS-SS**) : le signal  $M$ -aire à transmettre de débit  $R = 1/T_s$  symb/s est multiplié par une séquence pseudo-aléatoire  $c(t)$  large bande de débit  $1/T_{Ch}$  beaucoup plus rapide ; on parle pour cette séquence de débit chip ( $1/T_{Ch} \gg R$ ). On appelle chips les éléments du code.  
L'opération de multiplication peut se réaliser à l'aide d'une fonction logique XOR (le OU exclusif) ou par une addition modulo 2.
- L'étalement de spectre par saut de fréquence (Frequency Hopping Spread Spectrum **FH-SS**) : le signal est émis successivement autour d'une série de fréquences porteuses. Ces changements en fréquence sont pilotés par un code. Il y a deux types de sauts de fréquence selon que le rythme des sauts est très supérieur ou très inférieur au débit symbole: le saut de fréquence rapide (ou Fast FH) et le saut de fréquence lent (ou Slow FH).

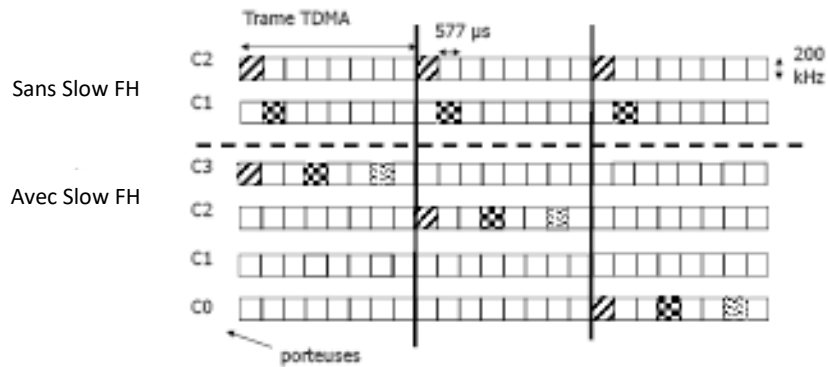


Fig.III-7. Exemple de Slow FH utilisé dans le cas du GSM

La norme GSM introduit le Slow FH pour lutter contre le problème d'évanouissements sélectifs. Le slot temporel alloué à un utilisateur saute de fréquence porteuse à une autre (entre 4 à 6 fréquences selon une séquence déterminée).

### III-4-1-1- Étalement de spectre par séquence directe

La séquence pseudo aléatoire utilisée dans l'étalement de spectre est souvent périodique, de période P chips. Cette période est soit égale ou supérieure à la durée d'un symbole.

Chaque intervalle symbole  $T_s$  du signal à transmettre est découpé en  $N_1$  intervalles chips  $T_{Ch}$  tel que  $T_s = N_1 \cdot T_{Ch}$ . Si la période P de la séquence est égale à la durée d'un symbole on aura  $P = N_1$ . Le signal ainsi obtenu transite d'un état à un autre avec la transition des chips.

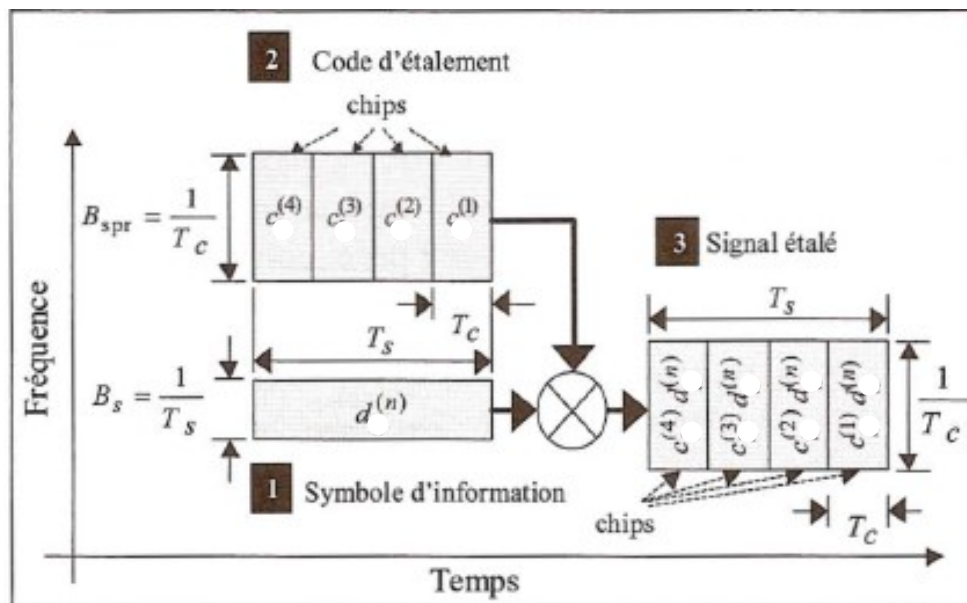


Fig.III-8. Exemple de processus d'étalement de spectre DS-SS avec  $N_1 = 4$

Idéalement, la séquence d'étalement est de moyenne nulle et son autocorrélation est non nulle seulement à l'origine. On a :

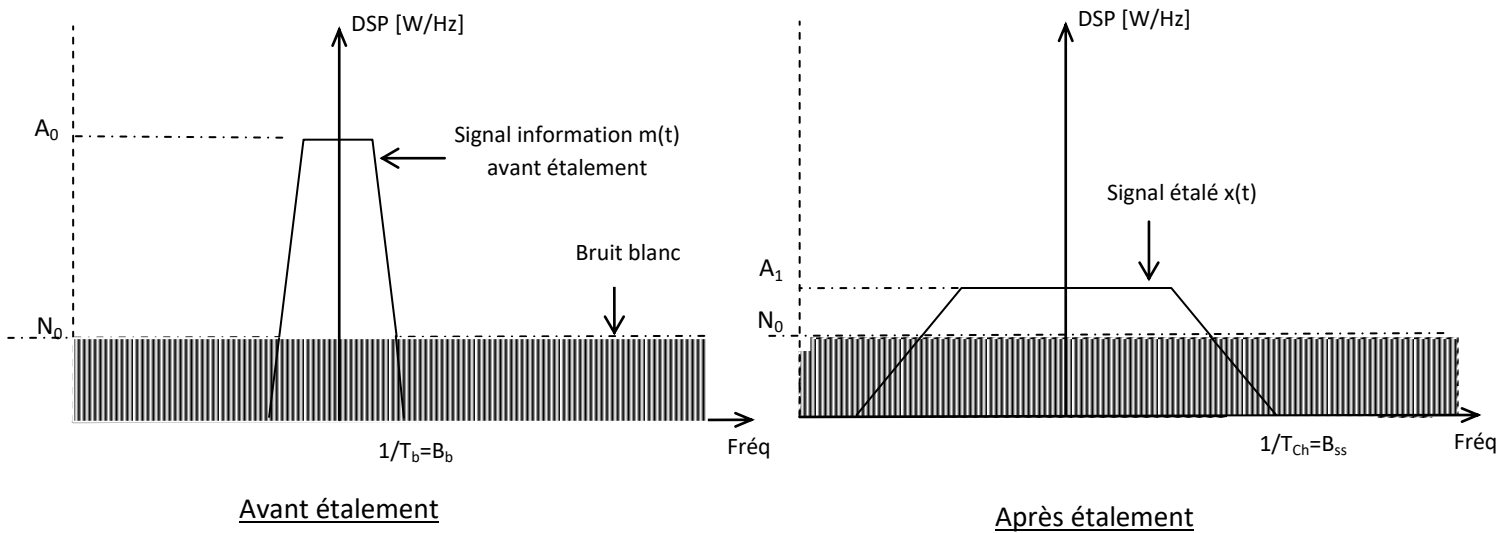
$$\frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} C_k \approx 0$$

et

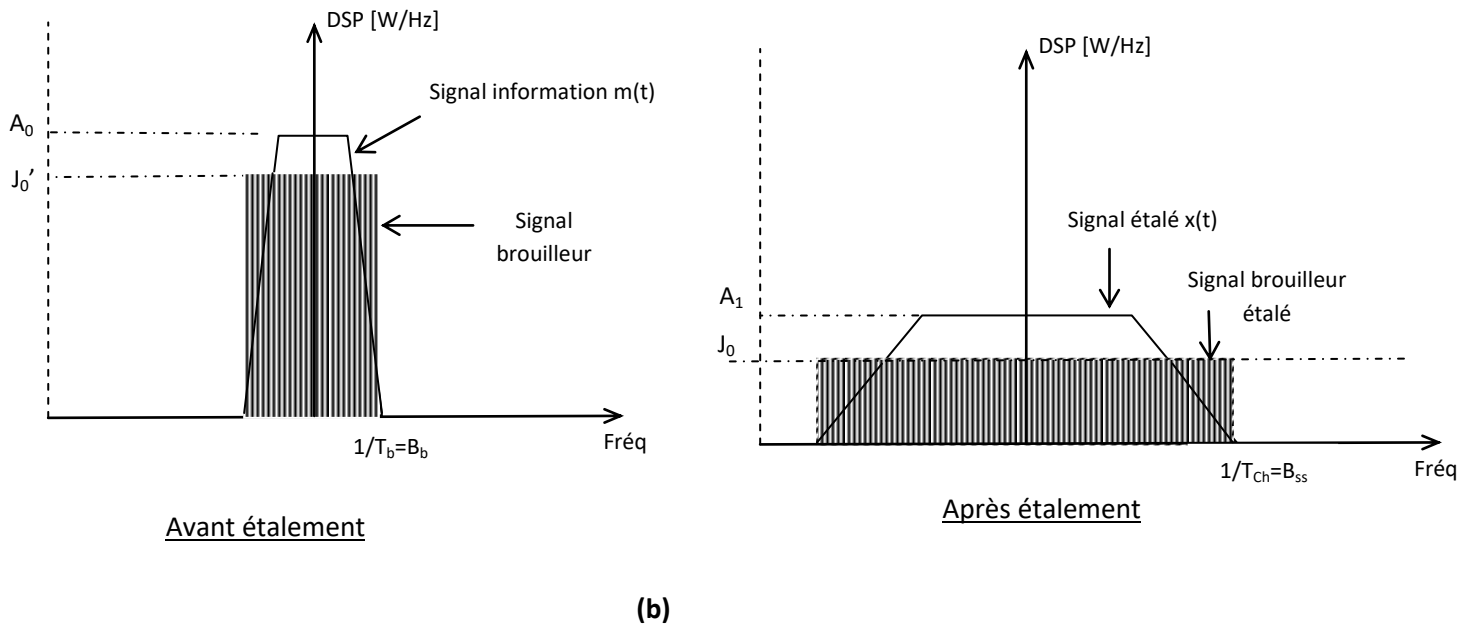
$$\frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} C_k \cdot C_{k+i} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$C_k$  : correspond au chip d'indice k.

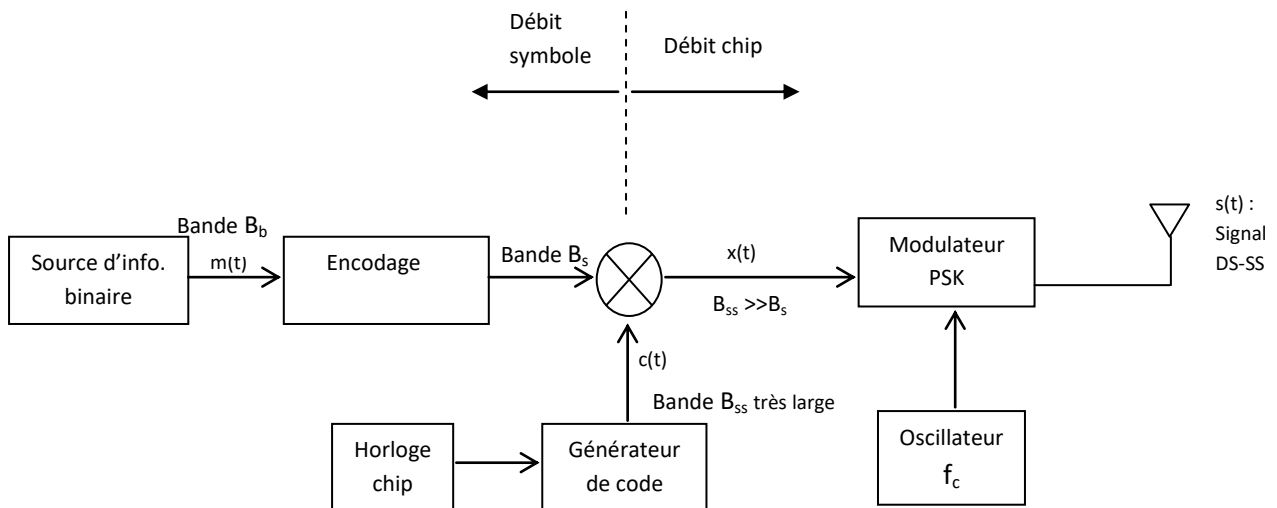
L'idée de l'étalement de spectre est de transformer un signal en bande relativement étroite en un signal qui a l'apparence d'un bruit sur une large bande ; un signal aléatoire à spectre beaucoup plus large que le signal initial.



(a)



**Fig.III-9. Etalement de spectre, (a) en présence d'un bruit blanc de puissance moyenne infinie, (b) en présence d'un brouilleur intentionnel sur toute la largeur de bande du signal**



**Fig.III-10. Emetteur DS-SS**

En multipliant le signal information (après codage) par une séquence pseudo-aléatoire  $c(t)$  à très large bande  $B_{ss}$ , la puissance du signal étalé  $x(t)$  est dispersée sur cette bande. On a :

$$A_0 \cdot B_b = A_1 \cdot B_{ss} \quad \Rightarrow \quad A_1 = A_0 \sqrt{B_{ss}/B_b}$$

La valeur de la densité spectrale de puissance  $A_1$  va dépendre du facteur  $B_{ss}/B_b$  qui est appelé **gain de traitement  $G_p$**  (ou *processing gain*) :

$$G_p = B_{ss}/B_b$$

On définit également le **facteur d'étalement** :

$$SF = \frac{B_{ss}}{B_s}$$

Si  $B_s = \frac{1}{T_s}$  alors  $SF = \frac{T_s}{T_{ch}}$

Plus le facteur d'étalement est élevé plus l'efficacité d'un système DS-SS est grande.

L'étalement du spectre n'affecte pas la forme de la densité spectrale du bruit blanc du moment que sa puissance moyenne théorique est infinie (Fig.III-9.(a)).

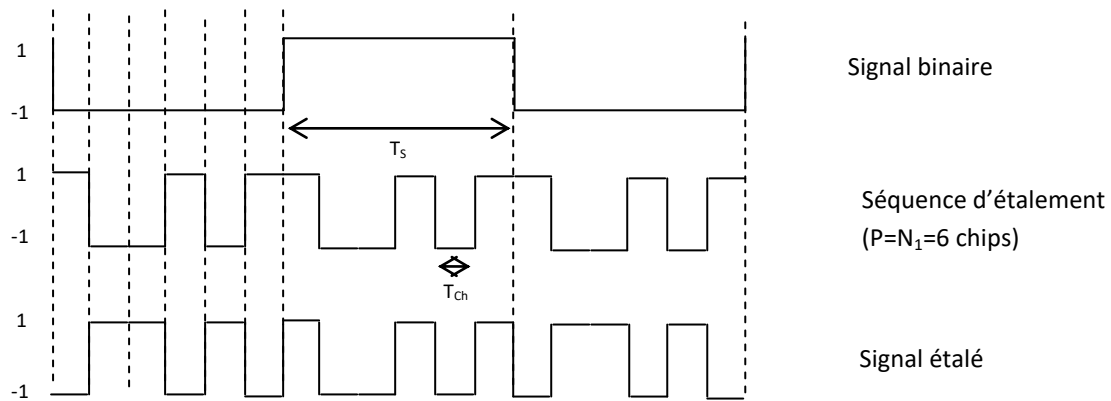
La Fig.III-9.(b) illustre le cas où le signal information est en présence d'un signal brouilleur reçu de puissance moyenne  $J$  finie fixe et qui tente de se positionner sur toute la largeur de bande du signal information. Sa densité spectrale de puissance est  $J'_0 = J/2B_b$ . Une fois, l'étalement effectué, la densité spectrale  $J'_0$  du brouilleur est réduite d'un facteur  $B_b/B_{ss}$ .

La densité spectrale résultante du signal brouilleur est :

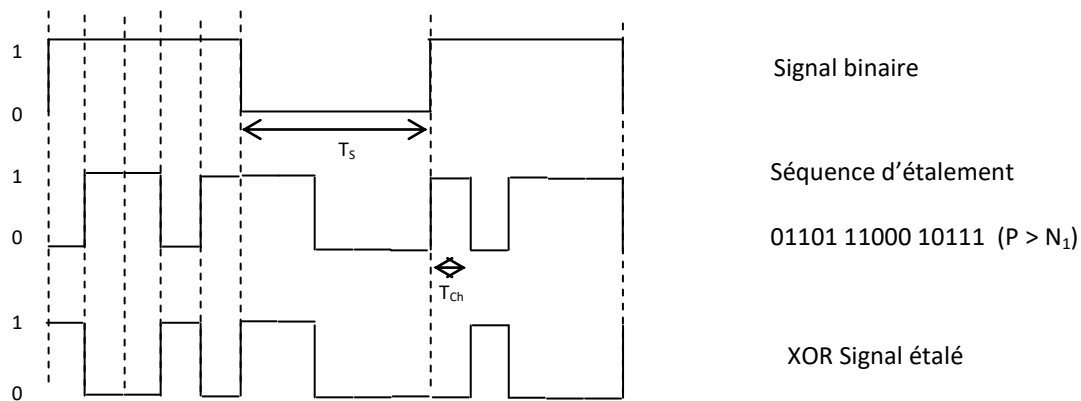
$$J_0 = J/2B_{ss} = J'_0 \left( B_b/B_{ss} \right)$$

Le signal peut être transposé autour d'une fréquence porteuse  $f_0$ . La modulation utilisée en DS-SS est la PSK (dans le cas de la FH-SS, on utilise la modulation en fréquence FSK).

**Exemple 1 de signal DS-SS**



**Exemple 2 de signal DS-SS**



Au niveau du récepteur, le signal reçu DS-SS va être deséçalé. Pour cela, il faut :

- Multiplier le signal reçu, après démodulation, par la séquence-code  $c(t)$ .
- Synchroniser la séquence  $c(t)$  générée à la réception avec la séquence du signal reçu.
- Un filtre avec une largeur de bande  $B_s$  est utilisé pour éliminer les composantes parasites hautes fréquences.

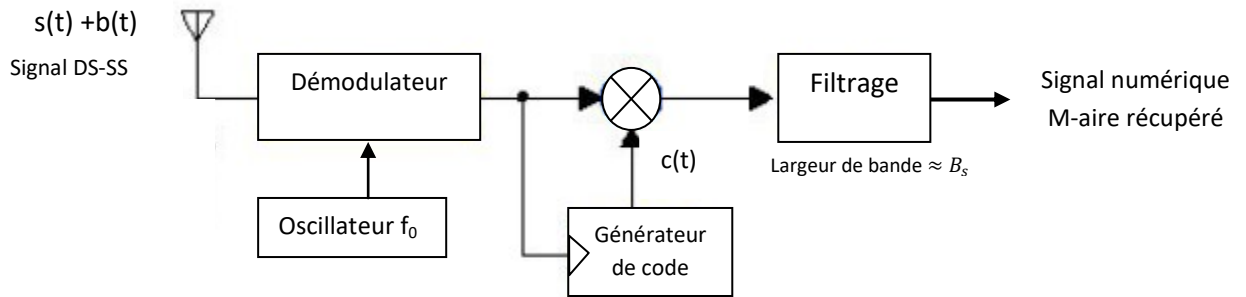


Fig.III-11. Récepteur DS-SS

$b(t)$  : bruit additif.

Si un signal indésirable (tel un signal brouilleur) se trouve au niveau du récepteur, la multiplication par  $c(t)$  étale ce signal.

### III-4-1-1-1- Rapport $J/P_{moy}$ et probabilité d'erreur

Nous avons vu précédemment (chapitre 1) que dans le cas où le lien de communication est de type AGWN, les performances du lien (SNR, probabilité d'erreur) sont considérées en fonction du rapport  $E_b/N_0$ .

Dans le cas où, en addition au bruit blanc, il existe une autre source de brouillage (interférences), les performances du lien sont considérées en fonction de  $E_b/(N_0 + J_0)$  où  $J_0$  peut être très supérieure à  $N_0$ .

On définit  $\left(\frac{E_b}{J_0}\right)_{reqd}$  l'énergie par bit par densité spectrale de puissance du brouilleur nécessaire pour maintenir le lien à une probabilité d'erreur spécifique.

$$\left(\frac{E_b}{J_0}\right)_{reqd} = \left(\frac{P_{moy}/D_b}{J/2B_{ss}}\right)_{reqd} = \frac{2B_{ss}/D_b}{\left(\frac{J}{P_{moy}}\right)_{reqd}} = \frac{2G_p}{\left(\frac{J}{P_{moy}}\right)_{reqd}}$$

$$\text{et } \left(\frac{J}{P_{moy}}\right)_{reqd} = \frac{2G_p}{\left(\frac{E_b}{J_0}\right)_{reqd}}$$

En chapitre 1, nous avons défini la probabilité d'erreur pour un système PSK dans le cas d'un canal AWGN. Si l'on considère le cas particulier de la BPSK, la probabilité d'erreur s'écrit :

$$P_{bit}^{err} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

En considérant, en plus du bruit blanc, la présence d'un signal brouilleur sur la totalité de largeur de bande, la densité spectrale du bruit augmente de  $N_0$  à  $N_0 + J_0$  et la probabilité d'erreur devient :

$$P_{bit}^{err} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + J_0}}\right) = Q\left[\sqrt{\frac{2 E_b/N_0}{1 + (E_b/N_0)(J/P_{moy})G_p}}\right]$$

### III-4-2- Accès multiples par codes : DS-CDMA

Lorsque plusieurs utilisateurs envoient des signaux simultanément sur le canal et si un étalement de spectre à séquence directe est appliqué, on parle de **DS-CDMA**. La figure suivante schématise la communication multi-utilisateurs dans ce cas.

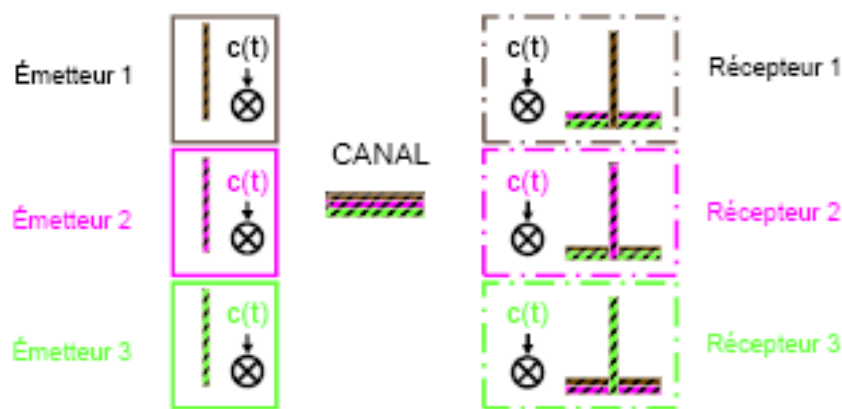


Fig.III-12. Communications multi-utilisateurs

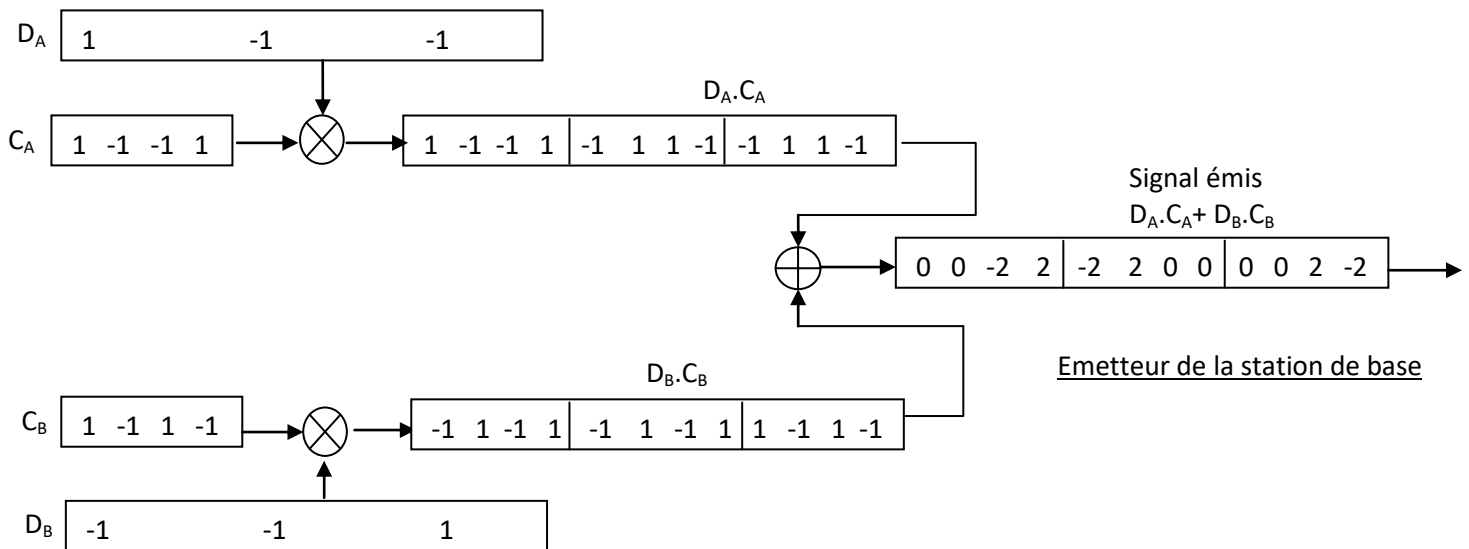
#### III-4-2-1- Exemple de DS-CDMA

Soit à considérer deux utilisateurs A et B qui envoient les données  $D_A$  et  $D_B$  suivantes :

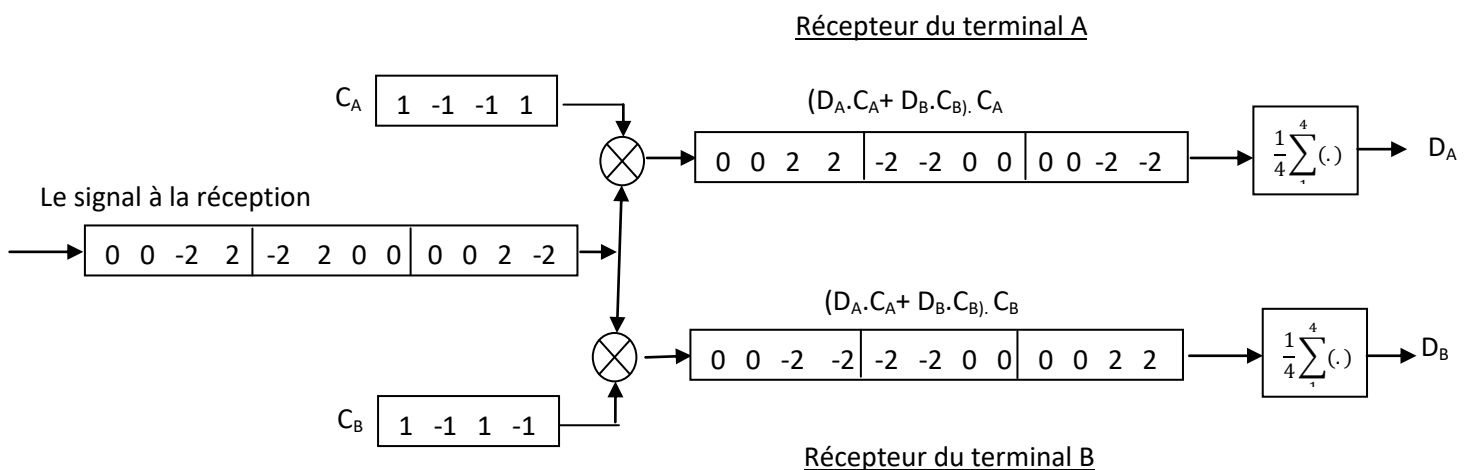
$D_A$	1 0 1		1 -1 -1
		<i>Conversion bit/symbole</i>	
		$\Rightarrow$	
$D_B$	0 0 1		-1 -1 1

Les débits d'émission sont de  $1/T_b$  [bit/s] chacun (la valence est  $M=2$ , par conséquent  $T_s = T_b$ ).

On multiplie  $D_A$  par un code  $C_A$  et on multiplie  $D_B$  par un code  $C_B$ . Les codes sont choisis sur la durée d'un symbole (donc  $P=N_1$ ). Dans le cas de cet exemple, le débit chip du code  $C_A$  ou  $C_B$  est  $\frac{1}{T_{ch}} = \frac{4}{T_b}$  [chip/s] ; la durée d'un chip est le quart de la durée du bit et  $N_1=4$ .



On considère une émission idéale (sans bruit additif). Par conséquent, au niveau du récepteur des terminaux A et B, on obtient le schéma suivant:



Les récepteurs retiennent la moyenne des signaux reçus sur la durée d'un symbole initial.

Réception de  $D_A$  :  $(0+0+2+2)/4=1$ ,  $(-2-2+0+0)/4=-1$ ,  $(0+0-2-2)/4=-1 \Rightarrow D_A = 1 \ -1 \ -1$

Réception de  $D_B$  :  $(0+0-2-2)/4=-1$ ,  $(-2-2+0+0)/4=-1$ ,  $(0+0+2+2)/4=1 \Rightarrow D_B = -1 \ -1 \ 1$

Si le signal reçu n'est pas multiplié par le bon code, il reste étalé.

Les codes  $C_A$  et  $C_B$  sont dits orthogonaux.

$$C_A : \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1$$

$$C_B : \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad -1$$

$$\overline{C_{Ak} \cdot C_{Bk} : \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1} \longrightarrow \sum_{k=1}^4 C_{Ak} \cdot C_{Bk} = 0$$

Deux codes sont orthogonaux lorsque leur produit scalaire est nul :

$$\langle C_A, C_B \rangle = \sum_{k=1}^P C_{Ak} \cdot C_{Bk} = 0$$

P : période du code.

### III-4-2-2- Orthogonalité entre codes d'étalement et propriétés de corrélation

Soit  $\{C_k^n\}$  une famille de codes de longueur P avec  $n=1, \dots, N$  utilisateurs. Les codes sont choisis de manière à être orthogonaux entre eux. On a les propriétés d'inter corrélation :

$$\frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} C_k^n \cdot C_{k+i}^m = \begin{cases} 1 & \text{si } n = m \text{ et } i = 0 \\ 0 & \text{si } n = m \text{ et } i \neq 0 \\ 0 & \text{si } n \neq m \end{cases}$$

Idéalement, l'orthogonalité est vérifiée si l'inter corrélation entre deux codes différents de cette famille est toujours nulle.

En d'autres termes, si on considère deux séquences pseudo-aléatoires  $C^n$  et  $C^m$  (avec  $n \neq m$ ) de période  $P = N1$  utilisées dans un système DS-SS, la caractéristique idéale d'inter corrélation  $R_{C^n C^m}$  pour ces séquences est la suivante :

$$R_{C^n C^m}(q) = 0 \quad \forall q$$

Avec  $R_{C^n C^m}(q) = \sum_{k=0}^{N1-1} C^n(k) C^m(k+q)$ .

Si la famille de codes respecte la propriété d'inter corrélation, les codes sont (quasi) orthogonaux entre eux.

On évoque ici également la propriété d'auto corrélation représentée par :

$$R_{C^n}(q) = 1 \quad ; \quad R_{C^m}(q) = 1 \quad \text{pour } q = 0$$

$$R_{C^n}(q) = 0 \quad ; \quad R_{C^m}(q) = 0 \quad \text{pour } q \neq 0$$

qui est grande à l'origine et nulle ailleurs. Cette dernière permet de lutter contre les trajets multiples.

Généralement, une séquence pseudo aléatoire doit posséder de bonnes propriétés d'auto corrélation et d'inter corrélation.

Dans un système CDMA, pour garantir l'orthogonalité des codes, il est essentiel de synchroniser les différents utilisateurs ; on parle dans ce cas de CDMA synchrone. Les codes orthogonaux (type Walsh-Hadamard) sont utilisés en liaison descendante du fait que, pour cette liaison, l'opération de synchronisation est plus facile à réaliser (synchroniser entre plusieurs récepteurs pour un seul émetteur). Pour une liaison montante, on parle de CDMA asynchrone et de codes non orthogonaux.

### III-4-2-3- Codes d'étalement

On en cite :

- Les codes de Walsh (ou Walsh-Hadamard) qui sont des codes orthogonaux deux à deux.
- Les codes pseudo-aléatoires non orthogonaux tels que :
  - séquences PN (ou Pseudo-Noise) à longueur maximale ou M-séquences (présentent de bonnes propriétés d'auto corrélation mais une mauvaise propriété d'inter corrélation),
  - séquences de Gold (présentent de bonnes propriétés d'auto corrélation et d'inter corrélation).

Les codes de Walsh sont présentés ci-dessous en exemple.

#### III-4-2-3-1- Codes de Walsh

Les fonctions Walsh peuvent être générées à partir de la matrice de Hadamard (d'où l'appellation Walsh-Hadamard) qui s'écrit :

$$H_{2n} = \begin{pmatrix} H_{2(n-1)} & H_{2(n-1)} \\ H_{2(n-1)} & -H_{2(n-1)} \end{pmatrix}$$

Une récurrence est définie entre  $H_{2(n-1)}$  et  $H_{2n}$ , avec  $H_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$ .

Ce qui permet d'écrire par exemple :

$$H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{et } H_8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{matrix} W_0 \\ W_7 \\ W_3 \\ W_4 \\ W_1 \\ W_6 \\ W_2 \\ W_5 \end{matrix}$$

Une fonction de Walsh est fabriquée en recopiant une ligne de ces matrices génératrices.

On appelle séquence ou code de la fonction Walsh le nombre de transitions rencontrées.

Pour une matrice de Hadamard de dimensions  $M \times M$ , il y a  $M$  codes différents de longueurs  $M$ .

L'énumération des codes de Walsh peut se faire suivant le nombre de passage à zéro.

Et on pourra vérifier que les codes de Walsh sont orthogonaux entre eux (produits scalaires nuls).

En considérant l'exemple de la matrice  $H_8$ , les codes de Walsh sont tels que :

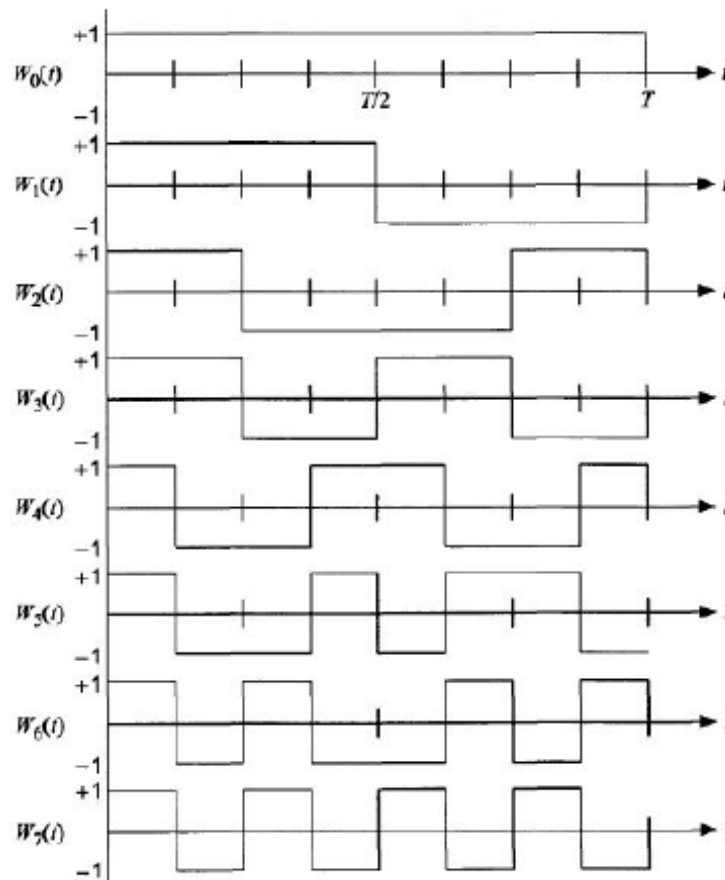


Fig.III.13. Codes de Walsh générés à partir de la matrice de Hadamard  $H_8$

Les transitions dans les codes de Walsh peuvent être sous la forme {0,1} au lieu de {-1,+1}

Code de Walsh	
$W_0$	0 0 0 0 0 0 0 0
$W_1$	0 0 0 0 1 1 1 1
$W_2$	0 0 1 1 1 1 0 0
$W_3$	0 0 1 1 0 0 1 1
$W_4$	0 1 1 0 0 1 1 0
$W_5$	0 1 1 0 1 0 0 1
$W_6$	0 1 0 1 1 0 1 0
$W_7$	0 1 0 1 0 1 0 1

### III-4-3- Capacité de canal pour CDMA

Dans le système CDMA, chaque utilisateur transmet un signal pseudo-aléatoire de puissance moyenne  $P$  sur toute la largeur de bande  $B$  du canal.

La capacité vue par un utilisateur est donnée par :

$$C_N = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P}{B \cdot N_0 + (N - 1)P} \right)$$

$(N - 1)P$  : ce terme traduit le fait que au niveau du récepteur de chaque utilisateur, les signaux des autres utilisateurs apparaissent comme une interférence (signal brouilleur).

Cette dernière expression se met également sous la forme normalisée :

$$\frac{C_N}{B} = \log_2 \left( 1 + \frac{C_N \frac{E_b}{N_0}}{1 + (N - 1) \frac{C_N}{B} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right)$$

### III-4-5- Quelques avantages et inconvénients de la technique CDMA

- Bonne efficacité spectrale.
- Dégradation douce des performances lorsque le nombre d'utilisateurs augmente.
- Méthode qui résiste au brouillage et interférences à bande étroite : tout brouilleur à bande étroite est étalé à la réception.
- Bonne résistance au fading multi-trajets (le produit d'un code  $c(t)$  et de sa version retardée  $c(t-\tau)$  doit être nul).
- Pour la technique DS-CDMA, il y a besoin d'une synchronisation parfaite. Si le signal reçu est multiplié par  $c(t-\tau)$  au lieu de  $c(t)$  et que  $c(t) \times c(t-\tau) = 0$ , le signal reste étalé.

## IV- Exercices

### Exercice 1

Un système TDMA opère à 100 Mbit/s avec un temps de trame de 2 ms. On assume que tous les slots sont de longueurs égales et que un temps de garde de  $1\mu s$  est nécessaire entre les slots.

- 1) Calculer l'efficacité de la ressource de communication pour le cas de 10, 50 et 100 slots par trame. L'efficacité de la ressource correspond au rapport durée burst à durée slot.
- 2) Répéter 1) en assumant que 100 bits de préambule est nécessaire au début de chaque slot. Calculer l'efficacité en termes de la transmission de l'information désirée.

### Exercice 2

Un système radio cellulaire utilise un accès multiple TDMA pour 100 appels téléphoniques, chacun desquels transporte de la voix codifiée à 32 kbit/s. Le rayon de chaque cellule est de 300m. On veut que l'efficacité totale du système soit égale à 90%. Calculer :

- 1) Le temps de garde nécessaire.
- 2) La longueur (en bit) du TDMA burst pour chaque canal et la durée de la trame.
- 3) Le rythme de la transmission du multiplexeur TDMA.

La vitesse de propagation du signal est égale à  $3 \cdot 10^5 \text{ km/s}$ .

### Exercice 3

On considère un opérateur fonctionnant dans le système GSM. 12 fréquences porteuses sont allouées à cet opérateur. Une BTS gère les communications avec les mobiles de sa cellule.

- 1) Si une parole téléphonique compressée en GSM représente 12 kbit/s, combien de communications simultanées une cellule peut-elle contenir au maximum ?
- 2) Si un client souhaite obtenir une communication à 64 kbit/s, combien doit-il trouver de slots disponibles sur chaque trame pour arriver à ce débit ?
- 3) En supposant que l'on puisse permettre à un utilisateur d'atteindre des débits en mégabits par seconde, combien de tels abonnés pourraient être pris en charge simultanément ?

### Exercice 4

Considérons le système de communication mobile GSM, chaque time-slot utilisé par un utilisateur contient 156,25 bits et la capacité d'un sous-canal est de 270,833kbit/s.

- 1) Retrouver, par le calcul, la durée d'un bit, la durée d'un time-slot, la durée d'une trame.
- 2) Combien de temps un utilisateur qui utilise un time-slot doit patienter entre deux transmissions successives de ses slots ?
- 3) Un time-slot contient 116 bits de données utiles, calculer l'efficacité de ce système en termes de la transmission des données utiles.

Dans le système GSM, l'écart type des retards de l'ensemble des trajets dans un environnement urbain est de  $2\mu\text{s}$ .

- 4) Estimez la bande de cohérence.
- 5) Le canal est-il sélectif en fréquence ? Décidez si le récepteur GSM doit contenir un égaliseur.
- 6) Si le récepteur circule à une vitesse de 50km/h et que la fréquence porteuse allouée est 900MHz, calculer le temps de cohérence (utiliser l'expression adoptée en pratique pour la communication numérique moderne).
- 7) On considère que la sélectivité en temps est évaluée en estimant le temps de cohérence par rapport au temps entre deux transmissions successives de slots pour un même utilisateur (cas de l'accès multiple TDMA).
- 8)** Classifier le canal par rapport à sa sélectivité en temps.

### Références bibliographiques

- 1) G. Baudoin et coll., « *Radio communications numériques /1- Principes, modélisation et simulation* », 2<sup>ème</sup> édition DUNOD 2007.
- 2) J. Proakis, « *Digital communications* », Mc Graw-Hill, 4th edition, 2001.
- 3) B. Sklar, « *Digital Communications, Fundamentals and applications* », Prentice Hall, 2001.
- 4) A. Boukelif, « *Communications mobiles* », office des publications universitaires, 2010.

### Cours sur sites Internet

- 5) Série de cours et TD « *Communications numériques* », Laurent Oudre, Université Paris 13, institut Galilée, 2015-2016
- 6) Cours « *Communications numériques et théorie de l'information* », Maurice Charbit, 2005.
- 7) Cours « *Systèmes de télécommunication* » C. Poulliat, INP-ENSEEIH, Toulouse, Nov. 2011.
- 8) « *Cours EN310 : Communications numériques avancées* », Benoît ESCRIG, ENSEIRB-MATMECA (Bordeaux) / IRIT (Toulouse), 2009.
- 9) Cours « Réseaux mobiles- Techniques d'accès multiples dans les réseaux cellulaires », Rhouma Rhouma, Ecole supérieure d'économie numérique, Mannouba, Tunisie